

논문 목차

반도체 소사이어티 (구두)

01. 멤리스터-CMOS 기반의 Redundant Binary Signed Digit Adder 설계 ▶CFP-458
안연규, 이상진, 박병석, Kamran Eshraghian, 조경록(충북대학교) 3
02. 다중 채널 낸드 컨트롤러의 최적화 버퍼 구조 탐색 ▶CFP-142
이명현(서울대학교), 이세일(고려대학교), 윤성로(서울대학교) 5
03. 칩 간 통신을 위한 밀리미터파 저전력 OOK 복조기 설계 ▶CFP-463
이해진, 박철순(한국과학기술원) 8
04. 32x32 Partial butterfly 공유기반의 H.265/HEVC 역변환 면적 최적화 설계 ▶CFP-500
정우현, 공진홍(광운대학교) 11
05. 2.45GHz Enhanced ZigBee 수신기를 위한 Time Synchronizer 설계 ▶CFP-457
박민철, 주성환, 장수현, 정운호(한국항공대학교) 15
06. 2차원 부호화 기법을 이용한 7.43Gb/s (70528, 65536) 연접-BCH 부호화기 ▶CFP-440
이영주, 유호영, 정재환, 조지혁, 박인철(한국과학기술원) 17
07. 초해상도 영상 복원을 위한 프레임 비교 기반 영상 추출 유닛 ▶CFP-186
박선호, 송세현, 김기철(서울시립대학교) 21
08. Heterogeneous Precharge Level을 이용한 저전력 H.264용 임베디드 SRAM 설계 ▶CFP-319
송동후, 이주성, 신동엽, 박종선(고려대학교) 23
09. 능동 캐스코드 전류거울 방식을 이용한 정전압분극회로의 설계 ▶CFP-016
하지훈, 성민혁, 김영석(충북대학교) 27
10. 섬유채널 통신을 위한 송수신기 설계 ▶CFP-034
박소현, 문 용(숭실대학교) 31
11. 초소형 센서노드 구현을 위한 멀티센서 신호처리 ROIC 개발 ▶CFP-111
전영득, 여준기, 조민형, 김이경, 노태문(한국전자통신연구원) 35

12. 고속 데이터 전송로의 구동 회로 설계 ▶CFP-214	
지기현, 김준현, 이정현, 김혜원, 어영선(한양대학교)	38
13. 휴대용 심전도 측정을 위한 Analog Front-End 설계 ▶CFP-343	
김현준, 류승탁(한국과학기술원)	42
14. 전압 감지기를 이용한 히스테리틱 벡 변환기 설계 ▶CFP-401	
이동훈, 정태진, 강우성, 이기윤, 양수훈, 박지현, 윤광섭(인하대학교)	44
15. Cascode단을 가진 BGR를 이용한 저전압 LDO 설계 ▶CFP-181	
임동혁, 장영민, 조재현, 조상복(울산대학교)	48
16. 커패시터 멀티플라이어를 이용한 디지털 위상 고정 루프(DPLL)의 설계 ▶CFP-015	
김형순, 이대환, 김영석(충북대학교)	52
17. 1.5Gb/s~6Gb/s 클럭 주파수 체배기를 사용한 광대역 클럭 및 데이터 복원 회로 ▶CFP-049	
유정택, 송준영, 김철우(고려대학교)	56
18. Cyclic Analog-to-Digital Converter를 위한 Improved-Clocking 회로의 구현 및 비교 ▶CFP-052	
김민오, 김태훈, 홍기문, 박지환, 채주형, 김수환(서울대학교)	59
19. Deep Submicron 공정상에서 2.9GHz 주파수 속도를 지니는 Ring VCO와 LC VCO의 구현 및 비교 ▶CFP-138	
채주형, 홍기문, 김민오, 박지환, 김수환(서울대학교)	63
20. 단일 공급전압 CMOS 선형 OTA와 비교기 이용한 VCO의 설계 ▶CFP-254	
정태윤, 이원호, 차형우(청주대학교)	67
21. Pulsed- V_{dd} : 클럭 네트워크가 없는 동기회로 설계 ▶CFP-321	
안용수, 백돈규, 이동수, 신영수(KAIST)	71
22. 58.6 ~ 61.7GHz 0.11 μ m CMOS 전압제어발진기의 연구 ▶CFP-387	
이종석, 문 용(숭실대학교)	73
23. CNT 트랜지스터를 이용한 카오스 오실레이터 ▶CFP-391	
응우옌반하, 박원경, 김부강, 양현석(인제대학교), 박용수(충청대학교), 송한정(인제대학교)	76
24. High-k/metal-gate CMOS 반도체 소자의 게이트 전극 일함수 변화의 특성화에 관한 연구 ▶CFP-036	
남효현, 신창환(서울시립대학교)	78
25. 비균일 100V 급 초접합 트랜치 MOSFET Edge Termination 설계 연구 ▶CFP-087	
노영환(우송대학교), 양일석(한국전자통신연구원)	82
26. RF MOSFET의 Non-Quasi-Static 게이트 저항을 위한 전압중속 Empirical 모델 방정식 ▶CFP-223	
이현준, 이성현(한국외국어대학교)	86
27. 2T-SONOS 셀의 Endurance 특성고찰 ▶CFP-348	
임지송, 최우영(서강대학교), 이태호, 권영준, 박성근, 조인욱, 유경동(SK하이닉스), 윤규한(서강대학교)	88

28. N-rich TiN Capping Layer을 이용한 20nm Gate-Last High-k/Metal Gate MOSFETs의 신뢰성 향상 ▶CFP-397 배기단, 이경택, 사공현철, 최민혁, 김광수, 박준균, 배상우, 박종우(삼성전자)	92
29. 수직형 터널링 전계효과 트랜지스터에서 Si Active 모양에 따른 전류변화에 관한 연구 ▶CFP-469 김장현, 김상완, 권민우, 박병국(서울대학교)	95
30. 기본 대칭 함수에 기반한 비이진 WOM 부호를 위한 오류 정정 부호 ▶CFP-492 전명운, 이정우(서울대학교)	98
31. High-k/Metal-Gate MOSFET의 work-function variation에 의한 threshold voltage variation 해석을 위한 Matrix Model ▶CFP-189 이교섭, 신창환(서울시립대학교)	102
32. Development of high speed multi wavelength system for 3D measurement ▶CFP-501 Hoang Van Giang, Kuk Won Ko, Min Young Kim(Sunmoon University)	106
33. Schottky Contact을 이용한 도파관의 세기 변조 연구 ▶CFP-080 한동철(고려대학교, 삼성전자), 정의석, 이경운, 이동호, 박정호(고려대학교)	109
34. 광모드 변환기의 최적화를 통한 광검출기의 편광 의존성 손실 최소화 ▶CFP-461 최중선, 한원석, 김덕준, 김종희, 윤천주, 김동영, 권용환, 남은수(한국전자통신연구원)	112
35. 차별화된 파장감지부 구성을 이용한 광섬유 센싱 시스템 ▶CFP-293 송홍주(전자부품연구원, 고려대학교), 이준호(전자부품연구원), 최영복(파이버피아(주)), 김정수(포벨(주)), 박정호(고려대학교)	114
36. 광 트랜시버 내장형 Optical Time Domain Reflectometer(OTDR)의 Optical Sub Assembly(OSA)구조 설계 및 특성 연구 ▶CFP-194 박가예, 박종환(전자부품연구원, 고려대학교), 박지연, 경석현, 이준호(전자부품연구원), 박정호(고려대학교)	116
37. 단결정 실리콘 태양전지 효율개선을 위한 nano gap trench 형성 ▶CFP-471 황능환, 김병준, 김현철(울산대학교)	120
38. 이중패터닝 기술을 이용한 QPT MOSFET 및 FDSOI tri-gate MOSFET의 line-edge-roughness에 관한 연구 ▶CFP-149 박인준, 신창환(서울시립대학교)	123
39. 불연속 주파수 변조 기법을 이용한 낮은 EMI 분산 스펙트럼 클럭 발생기 ▶CFP-531 박태명, 신영산, 위재경(숭실대학교)	127
40. 온도보상기법을 적용하여 ±1% 이내의 정확도를 갖는 Relaxation Oscillator의 설계 ▶CFP-287 김상윤, 이주리, 이동수, 이강윤(성균관대학교)	130
41. 초광대역 가우시안 펄스 발생기 설계 ▶CFP-432 최재민, 권익진(이주대학교)	132

42. 테스트 비용 절감을 위한 스캔 체인 기반의 저전력 테스트 패턴 압축 기술 ▶CFP-261	
문창민, 김두영, 박성주(한양대학교)	134
43. 초광대역 CMOS 저잡음 증폭기 설계 ▶CFP-434	
황인규, 권익진(아주대학교)	138
44. 2x2 MIMO 지원 LTE 스몰셀 모뎀 SoC 개발과 LTE 스몰셀 AP 시스템 구현 및 검증에 관한 연구 CFP511	
구본태, 김혁, 김진규, 김덕환, 김병조(한국전자통신연구원)	140
45. Dual-mode ADC를 이용한 맥박 수/파형 신호 검출 회로 ▶CFP-520	
신영산, 위재경(숭실대학교)	143
46. All-digital USB 2.0 device Full-speed PHY 칩 ▶CFP-533	
신기범, 성기환, 여동희, 김병섭, 심재윤, 박홍준(포항공과대학교)	146

반도체 소사이어티 (포스터)

01. 애셔 공정에서 플라즈마에 의한 베플 열변형 방지 구조 ▶CFP-008	
양승국, 채희선(피에스케이(주)), 박세근 (인하대학교)	153
02. 플라즈마 반응로에서 반응체의 균일한 흐름을 위한 유동해석 ▶CFP-023	
차영환, 김명수, 이다혁, 김기보, 오범환, 이승걸, 박세근(인하대학교), 양승국(PSK Inc.)	155
03. Conformal contact method를 통한 PET상에 metal pattern의 형성 ▶CFP-024	
이다혁, 김명수, 차영환, 김기보, 오범환, 이승걸, 박세근(인하대학교)	158
04. PDP 모듈의 전류 흐름 분석을 이용한 EMI 저감에 관한 연구 ▶CFP-030	
이상민, 최 응, 김영수(포항공과대학교)	162
05. FPGA를 이용한 비동기식 회로 설계 방식의 저전압 동작 및 전자기파 방사 특성 실측 ▶CFP-038	
오명훈, 박찬호, 김학영(한국전자통신연구원), 이정근(한림대학교)	166
06. 2.45GHz Enhanced ZigBee 수신기를 위한 Non-coherent Demodulator 설계 ▶CFP-456	
이동찬, 송승운, 장수현, 정윤호(한국항공대학교)	170
07. 실리콘 기반의 LED 패키지를 위한 Ag paste가 충전 된 관통전극에 대한 연구 ▶CFP-064	
김명수, 이다혁, 차영환, 김기보, 오범환, 이승걸, 박세근(인하대학교)	172
08. Native 소자를 이용한 높은 이득을 갖는 연산증폭기 설계 ▶CFP-068	
이대환, 하지훈, 백기주, 김영석(충북대학교)	176
09. HEVC 충실도 확장 표준화 현황 ▶CFP-082	
김휘용, 임성창, 최진수(한국전자통신연구원)	

특별세션

10. One Inverter Coarse Delay Cell을 이용한 저전력 Digitally Controlled Oscillator의 설계 ▶CFP-071 김치현, 김석기(고려대학교)	179
11. PTAT 전류원을 이용한 온도보상 기능이 포함된 오실레이터 ▶CFP-076 김지연, 이경호(한국전기연구원)	182
12. 열보상 저항을 이용한 바이어스 회로를 가지는 전력증폭기 ▶CFP-085 Trung-Sinh Dang, 박현우, 윤상웅(경희대학교)	185
13. Buried Via hole Back-drilled Via hole에 대한 S-parameter 특성 비교 ▶CFP-091 심상환(삼성전자 공과대학교), 임풍환, 노인열, 광상근(삼성전자), 노경준(삼성전자 공과대학교)	187
14. AlGaAs 양자우물 레이저 다이오드 구조 설계 및 분석 ▶CFP-119 추성중, 박문호, 박정호(고려대학교)	191
15. 저항보간법을 이용한 1.41ps 해상도의 5GHz 위상 회전자 ▶CFP-136 채주형, 임성원, 홍기문, 김민오, 박지환, 김수환(서울대학교)	194
16. Cross-bar array 구조에서의 전압인가에 따른 누설전류 연구 ▶CFP-152 강재구, 길규현, 송윤흡(한양대학교)	198
17. Trigate junctionless transistor의 multiple threshold voltages 구현에 관한 연구 ▶CFP-162 이현재, 남효현, 신창환(서울시립대학교)	202
18. 연속 시간 델타-시그마 모듈레이터를 위한 상위 레벨 시뮬레이션 ▶CFP-183 나승인, 이현중, 김수환(서울대학교)	205
19. Bulk Silicon Multi-Gate MOSFET을 이용한 Balanced CMOS 소자 구현 ▶CFP-195 이효석, 송윤흡(한양대학교)	208
20. Pd/Ta ₂ O ₅ /SiC 구조의 고온용 수소가스 센서 ▶CFP-210 최제훈(경남대학교, 한국전기연구원), 김성진, 정민수, 이성수(경남대학교), 주성재, 김상철(한국전기연구원)	211
21. 측면 상변화 접촉면적을 이용한 3차원 상변화 메모리 구조에 관한 연구 ▶CFP-232 유호천, 양형준, 송윤흡(한양대학교)	213
22. 생체 전자 기기를 위한 10 비트 해상도를 가지는 2단 Cyclic 아날로그-디지털 변환기 ▶CFP-235 이형민, 김태훈, 김수환(서울대학교)	217
23. Advanced Class-S 송신기를 위한 연속시간 델타시그마 모듈레이터 ▶CFP-237 조영균, 이성준, 장승현, 박봉혁, 정재호, 이광천(한국전자통신연구원)	221
24. 주피수 배가 방법을 이용한 내부 공진기형 고풍력 녹색 DPSS 레이저 ▶CFP-238 박종환, 박가예(전자부품연구원, 고려대학교), 박지연, 경석현, 이준호(전자부품연구원), 박정호(고려대학교)	225

25. 세포배양액의 pH변화량 측정을 위한 광학적 방식의 센서 연구 ▶CFP-239 박지연(전자부품연구원), 조정윤(은광여자고등학교), 박종환, 박가예, 경석현, 이준호(전자부품연구원)	228
26. 스테레오 영상 보정 시스템을 위한 윤곽선 검출 알고리즘 하드웨어 구현 ▶CFP-364 허재영, 김희석, 김세호, 박찬수, 손휘곤(청주대학교)	231
27. ILP 기반의 효율적인 병렬처리를 위한 빌트인 셀프 테스트 데이터패스 최적화 알고리즘 ▶CFP-409 장장욱, 엄경민, 홍성일, 인치호(세명대학교)	235
28. VHBR을 지원하기 위한 ASK 복조기 ▶CFP-241 김지성, 이형민, 김태훈, 김수환(서울대학교)	239
29. 수소 플라즈마 처리에 의한 InAs/GaAs 양자점 태양전지 셀 특성 변화 연구 ▶CFP-256 박문호, 김호성, 박성준, 송진동, 김상혁(고려대학교), 최원준, 박정호(한국과학기술연구원)	242
30. 핵폭발 환경에서의 PIN다이오드 소자의 광전류특성연구 ▶CFP-279 오승찬, 정상훈, 황영관, 이남호(KAERI)	245
31. Time-Windowing Technique을 사용한 Low-Power Time-to-Digital Converter (TDC)의 설계 ▶CFP-282 이태훈, 김석기(고려대학교)	249
32. 스위치 토크정보를 이용한 디밍제어 LED 구동회로 구현 ▶CFP-294 김기현, 김형우(한국전기연구원), 최윤규, 이성권((주)에이디텍)	252
33. 디지털 사인신호 발생기를 이용한 LED 구동 IC 설계 ▶CFP-326 박원경(인제대학교, 한국전기연구원), 송한정(인제대학교), 서길수(한국전기연구원)	255
34. 가변 주파수 Oscillator를 포함한 Flyback Converter용 PSR IC의 대기모드 상태 제어회로 설계 ▶CFP-384 김민성(국립창원대학교, 한국전기연구원), 김형우(한국전기연구원), 정우영(국립창원대학교, 한국전기연구원), 서길수, 김남균(한국전기연구원), 김영희(국립창원대학교)	258
35. 공진형 전원장치 제어 IC를 위한 전류제어형 주파수 가변 오실레이터 설계 ▶CFP-385 정우영, 김민성(국립창원대학교, 한국전기연구원), 김형우, 서길수, 김남균(한국전기연구원), 김영희(국립창원대학교)	262
36. 플라즈마 화학기상증착을 사용한 실리콘질화막 기반 저항메모리의 양극성저항스위칭 특성에 대한 연구 ▶CFP-394 김성준, 정성현, 박병국(서울대학교)	265
37. 350mA급 LED 구동을 위한 HBLED 구동 IC 설계 ▶CFP-395 김형우, 김기현(한국전기연구원), 김민성, 정우영(한국전기연구원, 국립창원대학교), 김영희(국립창원대학교)	267
38. 베버의 법칙을 적용한 조도센서 설계 ▶CFP-404 문호준, 이홍주, 김정석, 김석기(고려대학교)	271
39. Low side application을 위한 700V double-RESURF nch-JFET 소자 개발 ▶CFP-426 이창준, 문남철, 권경욱, 이창준, 성근식, 편명범, 손웅비, 김범석, 박홍수(동부하이텍)	274

40. 자동차용 제동 시스템의 슬레노이드 코일 드라이버 IC 설계 시 주요 고려사항 ▶CFP-042 이창우, 유민혜, 김관식, 양만영(주만도)	277
41. 초광대역 임펄스 라디오를 위한 CMOS 펄스발생기 ▶CFP-465 김원중, 권익진(아주대학교)	281
42. Single-ended Gm-C 대역통과 필터의 선형성 보정 기법 ▶CFP-467 이홍주, 양상혁, 김정석, 문호준, 김석기(고려대학교)	283
43. 멤리스터-CMOS 기반의 재구성 가능한 곱셈기 설계 ▶CFP-475 박병석, 이상진, 안연규, Kamran Eshraghian, 조경록(충북대학교)	287
44. 2mm × 2mm 초소형 실리콘 압저항형 가속도 센서의 설계 및 제작 ▶CFP-486 전연화, 박기웅, 김현철(울산대학교), 김태호, 이태훈, 정제민(지이센싱코리아(주))	290
45. 높은 홀딩 전압을 갖는 SCR 기반 ESD 보호 회로 ▶CFP-488 한정우, 송보배, 남종호, 최용남, 구용서(단국대학교)	292
46. 플로팅 영역을 삽입한 SCR의 설계 변화에 따른 전기적 특성에 관한 연구 ▶CFP-490 남종호, 이병석, 정진우(단국대학교), 김현영(서경대학교), 구용서(단국대학교)	295
47. 척수 신경 신호 측정용 시브형 MEMS 신경 전극 ▶CFP-491 정진우(서울대학교, 한국과학기술연구원), 김세환(서울대학교), 정규환, 김태형, 김진석(한국과학기술연구원), 전국진(서울대학교)	298
48. Two-Way Merging Min-Max Architecture for QC-NB-LDPC Code ▶CFP-530 최창석, 이한호(인하대학교)	300
49. 고감내 ESD 보호 소자를 탑재한 DTMOS 스위치 DC-DC boost Converter 설계 ▶CFP-479 유대열, 박준수, 송보배, 최용남, 어진우, 구용서(단국대학교)	303

통신 소사이어티 (구두)

01. 모바일 직접통신을 위한 도심지역 Path Loss 전파측정 소고(小考) ▶CFP-207 정현규, 김명돈, 이주열(한국전자통신연구원)	309
02. 수정된 반복적 물리 광학법을 이용한 공동 구조 차폐 효과 예측 ▶CFP-231 진희철, 이용희, 김효태, 김경태(포항공과대학교)	313
03. Fisher Score를 이용한 수중 과도신호의 유사도 분석 ▶CFP-259 이재일, 배진호, 이종현(제주대학교), 이승우, 김성일(국방과학연구소)	316
04. Leaky Wave Antenna Based on ACPs B-CLRH Transmission Line ▶CFP-349 Roy Simorangkir, Yongshik Lee(Yonsei University)	320

05. 캐패시터를 활용한 소형화 $\lambda/4$ 전송선로의 성능 열화 감소 방안 ▶CFP-430	
임태준, 이용식(연세대학교)	324
06. 밀리미터파를 이용한 칩 간 통신용 OOK 16Gbps 고속 변조기 ▶CFP-433	
윤종현, 박철순(한국과학기술원)	326
07. 다양한 커플링으로 설계 가능한 소형화 전방향 결합기 ▶CFP-448	
하정제, 이용식(연세대학교)	329
08. ISM 대역을 위한 소형화된 인공자기도체 (AMC) 설계 ▶CFP-176	
전우형, 이용식(연세대학교)	331
09. 2.6GHz대 LTE와 신규서비스 시스템 간 인접채널 양립성 분석에 관한 연구 ▶CFP-027	
임현준, 이민호, 박정욱, 노지철(한국방송통신전파진흥원)	334
10. 3-레벨 EDSM 송신 구조에서 DSM 회로의 입력 신호 처리 방법 ▶CFP-032	
이성준, 조영균, 정재호, 이광천(한국전자통신연구원)	337
11. 광대역 동작을 위한 고효율 포화전력증폭기 ▶CFP-056	
손정환, 박윤식, 김석현, 김범만(포항공과대학교)	341
12. 소 동물용 1.5T MRI 시스템용 새로운 구조의 Birdcage형 RF 코일 ▶CFP-172	
김정민, Sheikh Faisal Ahmad, 최익창, 김영철, 김현덕(경북대학교)	345
13. 안테나 극성에 따른 자동차 전자파 방사의 대한 고찰 ▶CFP-179	
이재훈, 강진주, 안재성, 김성범, 배중호, 이종현(교통안전공단)	347
14. 자동차 및 부품의 EMI 규격 국제동향 ▶CFP-188	
강진주, 안재성, 김성범, 배중호, 이종현(교통안전공단)	351
15. Software-Defined-Radio 기반 수중 음파 통신 시스템 ▶CFP-410	
하태진, 김용강, 정치욱, 임 혁(광주과학기술원)	355
16. Half 하이퍼큐브(Hypercube)의 효율적인 라우팅 ▶CFP-116	
김환웅, 이형옥(순천대학교)	358
17. 모바일 애드혹 네트워크 (MANET)를 위한 개미 군락 최적화 기반 라우팅 프로토콜 조사 ▶CFP-252	
레이사 듀이, 김태형, 신수용(금오공과대학교)	362
18. 합정 분산 제어망의 실시간 장애 복구 기법 및 성능 분석 ▶CFP-361	
정용현, 이주원, 김동성(금오공과대학교)	366
19. 에너지 수집이 가능한 인지 무선 통신에서 에너지 통계적 특성을 이용한 협력 센싱 기법 ▶CFP-408	
정원석, 박성수, 김석중, 송권호, 홍대식(연세대학교)	369
20. 직접 경로가 존재하는 양방향 OFDM 중계 네트워크를 위한 부반송파 치환 기법 ▶CFP-421	
신한목, 이재홍(서울대학교)	373
21. 무선 센서 네트워크를 위한 에너지 기반 토폴로지 구성 기법 ▶CFP-427	
팜통린, 김동성(금오공과대학교)	376

22. 비동기 스펙트럼 공유 무선 인지 네트워크의 이중 홉 통신 성능 분석 ▶CFP-460	
장철희, 이재홍(서울대학교)	380
23. 주파수 공유 무선 인지 네트워크에서 사용자 선택 및 전력 할당 기법 ▶CFP-494	
김동근, 이재홍(서울대학교)	384
24. 애드혹 네트워크에서 노출 노드 문제 해결을 위한 능동적인 노드 전력 제어 알고리즘 ▶CFP-060	
박명철, 한동석(경북대학교)	387
25. IEEE 802.15.4에 MIMO Spatial Multiplexing 성능 분석 ▶CFP-244	
Isnán Arif Wicaksono, 신수용(금오공과대학교)	389
26. 이동 작은 세포 네트워크의 성능 분석 ▶CFP-272	
Toha Ardi Nugraha, 신수용 (금오공과대학교)	393
27. 셀룰러 시스템에서의 동적 커버리지 제어 ▶CFP-314	
김준수, 김지민, 김혜성, 김성륜(연세대학교)	396
28. Handover Comparison for Voice Service In LTE ▶CFP-386	
조세현(에릭슨-LG)	399
29. 스몰셀 네트워크에서 연속 간섭제거 기술을 이용한 비직교 다중접속 기법 ▶CFP-388	
김현수, 김범주, 김형중, 임성묵, 최수용, 이상훈, 이충용, 홍대식(연세대학교)	403
30. 스몰 셀 네트워크에서 셀 외곽 사용자의 성능 향상을 위한 트래픽 기반의 사용자 접속 방식 ▶CFP-398	
박요섭, 허지행, 이권중, 홍대식(연세대학교)	406
31. WBAN 802.15.4에서의 에너지 효율적 간섭 회피 기법 ▶CFP-403	
원성우, 이석원, 박요섭, 이해순, 홍대식(연세대학교)	409
32. 채널의 상관관계가 있는 협력 스펙트럼 센싱에서 리포팅 시간을 줄이기 위한 랜덤 접근 조정 기법 ▶CFP-392	
서승대, 노고산, 이석원, 방종현, 김동규, 홍대식(연세대학교)	413
33. HTML5 기반 웹 TV 기술 및 시장동향 ▶CFP-084	
박세환, 김정호, 박종규, 유대상, 최용수(한국과학기술정보연구원)	417
34. AMI 데이터 관리 시스템의 이상치 탐지 기법 ▶CFP-133	
황유진, 이광휘(창원대학교)	421
35. VoIP 시스템에서 MOS 기반 패킷 결합 기법 ▶CFP-202	
정소이, 김진기, 이규환, 이성형, 김재현(아주대학교)	424
36. Low Complexity 및 Low Cost의 차량용 실시간 Ethernet 네트워크 제안 및 성능 분석 ▶CFP-446	
황미나, 유인재, 정재환, 김수현, 박인철(KAIST)	428
37. 전송 속도 향상을 위한 Log-Likelihood Ratio 압축 레벨 선택 알고리즘 ▶CFP-050	
이해철, 강희구, 이재영, 이재학(삼성전자)	432
38. Hadamard 변환을 이용한 IEEE 802.15.4 성능 개선 ▶CFP-225	
Ifa Fatimah, Thomhert Suprpto Siadari, 신수용 (금오공과대학교)	436

39. 이중 네트워크를 위한 셀간 간섭 조정 및 사용자 스케줄링의 결합 기법 ▶CFP-438	
박진현, 이재홍(서울대학교)	440
40. 하이브리드 프로토콜을 이용한 양방향 중계 네트워크의 불능 확률 성능 분석 ▶CFP-439	
권영훈, 이재홍(서울대학교)	443
41. 이중 홉 무선 네트워크에서 Reactive 누적분포함수 기반 중계기 선택기법의 불능확률 분석 연구 ▶CFP-468	
남응국, 이재홍(서울대학교)	446
42. 레일레이 페이딩 채널에서 전이중 양방향 중계 네트워크의 비트 오류 분석 ▶CFP-480	
최동욱, 이재홍(서울대학교)	449

통신 소사이어티 (포스터)

01. 온도 보상을 지원하는 다중 방식 전력증폭기 ▶CFP-054	
이종현, 김범만(포항공과대학교)	455
02. 4-포트 TEM 셀을 이용한 근역장 환경 구현 ▶CFP-109	
전상봉, 박승근(한국전자통신연구원), 김동호(세종대학교)	459
03. 전력선 통신과 무선 통신 서비스간 간섭 거리 분석 ▶CFP-110	
박승근, 심용섭, 전상봉(한국전자통신연구원)	461
04. 평행판 도파관 구조를 통한 메타물질 배열 구조의 해석 기법 ▶CFP-163	
이해승(연세대학교), 고일석(인하대학교), 서일성(국방과학연구소), 이용식(연세대학교)	463
05. 이중 대역 부고조파 자가 발진 믹서 설계 ▶CFP-169	
오택근, 이용식(연세대학교)	467
06. 유방 MT 시스템에서 유방의 마이크로파 정합을 위한 연구 ▶CFP-173	
김장렬, L. Minz, 이광재, 손성호, 전순익(한국전자통신연구원)	470
07. 슬릿구조를 이용한 4포트 TEM 셀의 전자파분포 개선 ▶CFP-219	
최성용, 전상봉, 박승근, 김홍묵(한국전자통신연구원)	473
08. 다중링크 협력통신 시나리오 무선채널 실측을 통한 각 확산 파라미터의 상호상관특성 모델링 ▶CFP-273	
김명돈, 박재준, 정현규(한국전자통신연구원)	476
09. Wilkinson Power Divider를 이용한 서로 다른 위상지연을 갖는 직사각형 마이크로스트립 패치 배열 안테나 ▶CFP-285	
이선미, 유종인, 김동수, 박종철(전자부품연구원)	480
10. RF동축케이블 절연저항 변화와 PIMD 특성변화 ▶CFP-305	
정재성(전자부품연구원), 유효상(이노넷(주))	483

11. QR Code를 활용한 실내 네비게이션 서비스 및 위치측위 보정 방법 연구 ▶CFP-339	
최민석, 박만호, 이숙진(한국전자통신연구원)	486
12. 단말 정보기반 밀결합 위치인식 기술 연구 ▶CFP-340	
최민석, 박만호, 이숙진(한국전자통신연구원)	489
13. 자기장통신 기반 무선전력전송 제어 프로토콜 ▶CFP-211	
원윤재, 김민수, 김영한, 임승옥(전자부품연구원)	493
14. 다수기기 관리를 위한 무선전력전송 인터페이스 프로토콜 ▶CFP-212	
원윤재, 김민수, 김영한, 임승옥(전자부품연구원)	496
15. 클러스터 기반 보안 적용 센서 네트워크 수명 극대화를 위한 에너지 공급 기법 ▶CFP-507	
도민우, 차혜란, 신대식, 김 훈(인천대학교)	498
16. 무선 센서 네트워크에서 와치독 성능 개선을 위한 충돌 완화 기법 ▶CFP-508	
조원우, 박현우, 이지혜, 신대식, 김 훈(인천대학교)	500
17. 방향성 빔포밍을 추가 적용한 다중 사용자 다중 입력력 HetNet 시스템의 수신 성능 및 수율 평가 ▶CFP-094	
강호식, 이동현, 성원진(서강대학교)	503
18. 잡음 환경에서 순차적 피드백 방식을 활용하는 다중 안테나 코드북 전송 방식 및 성능 평가 ▶CFP-096	
김윤수, 성지훈, 성원진(서강대학교)	505
19. IMT-Advanced 능동위상배열안테나 시스템용 고효율 GaN Doherty 전력증폭기의 구현 ▶CFP-103	
이석희, 박세호, 강성민, 방성일(단국대학교)	507
20. 효율적인 LDPC 코드를 생성하기 위한 최적화된 알고리즘 ▶CFP-121	
이 회, 왕석신, 아타뵈 도너, 장 극, 서희중(전남대학교)	511
21. 지상망과 위성망의 연동 운용을 위한 라우팅 프로토콜 적용 방안 ▶CFP-156	
고광춘, 김재현(아주대학교), 조병각, 김기근(국방과학연구소)	513
22. IP Network에서 QoS Aware Energy Saving(QAES) Scheme의 한 방법 ▶CFP-306	
서유식, 한치문(한국외국어대학교)	516
23. 무선 메쉬 네트워크에서 네트워크 코딩과 결합된 순차적 자원 할당 기법 ▶CFP-350	
차재룡(국방과학연구소), 김진기, 김재현(아주대학교)	518
24. 콘텐츠 전달비용의 최소화를 위한 In-Network Caching 기반의 하이브리드 멀티캐스트 기법 ▶CFP-406	
김정윤(한국전자통신연구원), 최준균(한국과학기술원)	522
25. Core-A 기반 무선 네트워크 프로세서 IP 구현 ▶CFP-505	
권대길, 김용성(전자부품연구원)	526
26. 통신 자원 할당에서 공정성의 재고찰 ▶CFP-529	
박진경, 김준모, 최천원(단국대학교)	529
27. 대규모 병렬처리 GPU 기반의 비터비 복호기 구현 ▶CFP-289	
이규형, 이호경, 허서원(홍익대학교)	532

28. 능동 배열 레이더 시스템 구현을 위한 고출력 반도체형 송신기 및 펄스형 디지털 자동진폭제어 방식 설계 ▶CFP-026	
전인성, 정성택(한국산업기술대학교)	535
29. NMEA-0183 기반의 멀티미디어 데이터 전송 방안 ▶CFP-086	
홍성화(목포해양대학교)	539
30. 분산 안테나 시스템의 안테나별 수신 신호 전력을 조합 활용하는 에너지 레벨 지도 생성 ▶CFP-095	
김소연, 김윤수, 강호식, 성원진(서강대학교)	543
31. 통화 기록을 이용한 사용자의 패턴 분석 알고리즘에 관한 연구 ▶CFP-117	
김유성, 송지훈, 윤석훈, 최선태, 조위덕(아주대학교)	545
32. 칼만필터를 이용한 기압고도계와 GPS 고도의 융합 분석 ▶CFP-118	
김남혁, 박지호(대구경북과학기술원)	549
33. DR-GPS에서 자세각 오차에 따른 거리오차 분석 ▶CFP-147	
유승수, 백지현(건국대학교), 정상효(비엔에스웍스), 한진희(TelAce(주)), 김선용(건국대학교)	552
34. 위성 OTM 네트워크에서 AL-FEC 적용 방안 ▶CFP-166	
이규환, 강신현, 이충희, 김재현(아주대학교)	554
35. DTW 전처리를 통한 SVM 분류기 설계 ▶CFP-240	
강윤정, 이종현, 배진호(제주대학교), 김성일, 이승우(국방과학연구소)	556
36. MISO 기술이 적용된 DVB-T2 시스템의 다중경로 페이딩 채널에 대한 성능 분석 ▶CFP-270	
임창주, 이호경, 허서원(홍익대학교)	560
37. 시간 선택적 페이딩 환경에서 회전된 준직교 시공간 블록 부호의 성능 분석 ▶CFP-271	
문승현, 이호경(홍익대학교)	564
38. QPSK Modulation을 사용한 4-state STTC의 Markov 레일리 페이딩 채널 환경에서의 모의실험 ▶CFP-277	
이하주, 이호경(홍익대학교)	568
39. 스마트폰 사용자의 이용행태 변화 분석 및 시장 활성화 방향 ▶CFP-290	
박종현, 김문구(한국전자통신연구원)	572
40. 내장형 곱셈 연산 로직 기반 효율적인 Squaring 연산기의 FPGA 구현 ▶CFP-390	
김현진, 이연철, 박태환, 서화정, 김호원(부산대학교)	576
41. 금속 배관을 이용한 고속 통신 연구 ▶CFP-423	
안찬욱, 김진우, 박현철(한국과학기술원)	579
42. LTE-Advanced 서비스를 이용한 기지국 방식의 측위 방식 검토 ▶CFP-477	
박만호, 이숙진(한국전자통신연구원)	582
43. 인피니밴드(Infiniband)를 활용한 서버-스토리지 환경에서 성능 향상 방안에 관한 연구 ▶CFP-452	
제은경, 김영환, 박창원(한국 전자부품연구원)	584

44. 다수 네트워크 관리자를 고려한 NETCONF 프로토콜의 설정 데이터 갱신 기법 ▶CFP-442 차미양(동아대학교), 이양민(폴홈 소프트웨어), 이재기(동아대학교)	587
45. 개선된 F함수 기반 ARIA 암호 알고리즘의 FPGA 설계 ▶CFP-443 김진영, 유수봉, 강민섭(안양대학교)	591
46. LTE-Advanced 시스템을 위한 터보디코딩의 정지 기준 방법 성능 분석 ▶CFP-449 김혜지, 변우석, 윤여욱, 김지훈(충남대학교)	595
47. 통신사업자를 위한 IPTV망 기반 클라우드 게임 ▶CFP-470 윤영석, 조항정(한국과학기술원)	597
48. MWSN's and applications in robotics ▶CFP-487 Aamir Reyaz, Bayanjargal Baasandorj(Chonbuk National University), Deok Jin Lee(Gunsan National University), Kill To Chong(Chonbuk National University)	601
49. Audio/Video Bridging 네트워크 기반의 End-Point 제어/관리 시스템 구현 ▶CFP-515 위정욱, 박경원, 박용석, 송병철(전자부품연구원)	604

신호처리 소사이어티(구두)

01. FAST 기반 특징 점 추출 가속기의 구현 ▶CFP-005 김택규, 서용석, 김영기(한국원자력연구원)	609
02. 의료용 장치 추적 연구 ▶CFP-037 홍형길, 남기표, 이현창, 박강령, 박성윤, 김성민(동국대학교)	613
03. 파이프라인 구조를 통한 HEVC intra TU의 인코딩 ▶CFP-132 홍윤표, 변주원, 김재석(연세대학교)	617
04. CDF 분석을 이용한 시선 방향검출 시스템 ▶CFP-148 최인호, 성재경, 김용국(세종대학교)	620
05. 허반신 가려짐에 강인한 사람 검출 알고리즘 ▶CFP-178 박 승, 김보상, 이성호(고려대학교), 홍태화((주)삼성전자), 고성제(고려대학교)	623
06. 주변 픽셀의 분포를 이용한 인트라 모드 코딩 방식 ▶CFP-242 김영조, 변주원, 김재석(연세대학교)	625
07. 시공간 인코딩을 이용한 원거리 손동작 인터랙션 디바이스 ▶CFP-251 한규철, 김재완, 이수빈, 홍유진, 김형근, 안상철, 김익재(한국과학기술연구원)	629
08. 얼굴 특징 기반 성별 인식 방법 ▶CFP-299 고준범, 최성은, 김재희(연세대학교)	633

09. Local / Global PSF competition 기반 Deblurring ▶CFP-327	
한희철, 김경영(삼성전자)	635
10. 확률적 SVM 분류기를 이용한 연령층 추정 ▶CFP-342	
배지상, 김종욱(고려대학교)	638
11. PCA 기반 포즈 분류와 ASM 분할을 사용한 비디오속의 얼굴인식 ▶CFP-428	
김용석, 김진울(수원대학교)	640
12. 컬러바와 다항식 변환을 이용한 비디오 색 열화 복원 방법 ▶CFP-466	
류병용, 안기욱, 홍석진(경희대학교), 하명환, 이문식, 최성우(한국방송공사), 채옥삼(경희대학교)	643
13. 얼굴영상의 해상도 변화에 따른 LBP에 기반한 나이인식 ▶CFP-236	
김대용, 최성은(연세대학교), 박강령(동국대학교), 김재희(연세대학교)	647
14. 소실점 추정에 적용 가능한 새로운 직선의 강도 ▶CFP-248	
김향태, 송원석, 최두섭, 김태정(서울대학교)	650
15. 자동 얼굴 매력 점수 측정 방법 ▶CFP-253	
박성연, 최희승, 최영주, 이아림, 김익재(한국과학기술연구원)	654
16. 고정-PTZ 카메라에서 영상 정합 기반의 뷰 동기화 방법 ▶CFP-276	
남승수, 정성욱, 유장희(한국전자통신연구원), 서창호(공주대학교)	658
17. 합성 개구 레이더(SAR) 영상의 왜곡 특성 및 분석 ▶CFP-281	
양희인, 김지수, 천혜림, 김재현(아주대학교)	660
18. MRF 기반의 Kinect-Stereo 융합 카메라를 사용한 깊이 영상 취득 기법 ▶CFP-414	
윌리엄, 손기원, 이승재, 이만희, 박인규(인하대학교)	664
19. GMM 수퍼벡터 기반 SVM을 이용한 오디오 사건 인식 ▶CFP-033	
Trinh Tan Dat, 김진영(전남대학교)	666
20. 기타 소음을 필터링한 수면 소리 기반 무호흡증 검출에 관한 연구 ▶CFP-165	
박상윤, 박상희, 최선탍, 조위덕(아주대학교)	670
21. 부대역 적응 칼만 필터 기반 음향학적 반향 제거 기법의 soft decision에 관한 연구 ▶CFP-175	
이철민, 강신재, 이강현, 김남수(서울대학교)	674
22. 압력센서를 이용한 호흡 수 검출 알고리즘 ▶CFP-187	
이영권, 민명기, 최선탍, 조위덕(아주대학교)	677
23. 공간 엘리어싱을 이용한 효율적인 Maximum Likelihood 도래각 추정 기법 ▶CFP-257	
신종우, 이영준, 강인웅(부산대학교), 서원기((주)넥스월), 김형남(부산대학교)	680
24. Time-frequency Analysis based on EEG Signals using ERSP ▶CFP-263	
Ruoyu Du, Hyo Jong Lee(Chonbuk National University)	683

25. 실시간 도래각 추적을 위한 FAPI와 FDPM의 성능 비교 ▶CFP-300 서영광, 신종우(부산대학교), 서원기((주)넥스윌), 김형남(부산대학교)	686
26. 성긴 시스템 식별을 위한 향상된 인접 투사 알고리즘 ▶CFP-318 유진우, 신재욱, 박부건(포항공과대학교)	689
27. Convolutional 비음수 행렬 분해와 이득함수를 이용한 음성 향상 기법 ▶CFP-333 권기수, 강태균, 배수현, 김남수(서울대학교), 이연우, 이성로(목포대학교)	693
28. MCLT 기반의 오디오 정보 은닉 기술의 강인함 분석 ▶CFP-334 조기호, 최석재, 최인규, 김정훈, 김남수(서울대학교), 정민아, 이성로(목포대학교)	697
29. 이중 마이크로폰 위상 차에 기반한 목표 방향 음성 향상 ▶CFP-336 김성만, 김홍국(광주과학기술원), 이연우, 정민아, 이성로(목포대학교)	699
30. 독립 성분 분석을 통한 뇌파 신호에서 안구 움직임 성분 검출에 관한 방법 ▶CFP-376 김현규, 이효종(전북대학교)	703

신호처리 소사이어티 (포스터)

01. 카메라 영상 기반 DEM 고도 오차 추정의 강인성 향상 ▶CFP-192 전영우, 배윤성(KAIST), 박찬흠(한국항공우주산업), 황상현(국방과학연구소), 나종범(KAIST)	709
02. 에지-보존 평활화를 위한 변분법적 접근 모델을 이용한 강건한 안개 제거 방법 ▶CFP-197 김상균, 박순영(목포대학교), 나인섭, 조완현(전남대학교)	711
03. 공간 및 지역 정보기반의 정면 얼굴 추출 ▶CFP-217 정성욱, 유장희(한국전자통신연구원)	714
04. 능동형 Trinocular 비전을 이용한 3차원 거리정보 추출 성능 향상 ▶CFP-243 한동일, 최재훈(세종대학교)	716
05. 깊이 정보를 이용한 얼굴포즈 추정 ▶CFP-258 최인영, 황진규, 김제성, 이경재, 이상윤(연세대학교)	719
06. Contour Discriminant Analysis 기반 손 모양 인식 ▶CFP-369 반유석, 이민규, 송응열, 이상윤(연세대학교)	721
07. 포렌식 스케치와 이질적 인식 방법을 이용한 몽타주 인식 ▶CFP-413 김수연, 김중락, 오지훈, 이상윤(연세대학교)	724
08. 중요도 우선의 LBP 특징을 사용한 성별 분류 알고리즘 ▶CFP-485 서유나, 이동훈, 유창동(한국과학기술원)	726

09. Depth 및 Spectral정보를 이용한 객체검출 방법 ▶CFP-496	
권 순, 정제교, 김현우, 하재욱(대구경북과학기술원), 김성호(영남대학교)	728
10. Speckle 분포에 기초한 후쿠시마 원자로 2호기 압력억제실Vent 배관의 감마선 세기해석 ▶CFP-004	
조재완, 정경민(한국원자력연구원)	731
11. 치안안전을 위한 CCTV통합관제센터용 실시간 지능형 영상 분석 및 검색 시스템 ▶CFP-021	
송 혁, 신화선(전자부품연구원), 광수영(한밭대학교), 유지상(광운대학교), 최병호(전자부품연구원)	735
12. Integral image를 사용한 Mean shift 알고리즘 ▶CFP-022	
최진모, 정용무, 송 혁, 민수영(전자부품연구원)	738
13. Sample Adaptive Offset에서 Edge Offset 모드의 효율적인 부호화 방법 ▶CFP-029	
변주원, 홍윤표, 김재석(연세대학교)	741
14. 적응적 특징맵과 저니키 모멘트를 이용한 실시간 기호 검출 ▶CFP-031	
원선희, 주성일, 최형일(숭실대학교)	743
15. 3D 인터랙션을 위한 손가락 인식 인터페이스 ▶CFP-039	
안양근, 권지인(전자부품연구원)	747
16. 적외선 카메라 기반의 손동작 인식 인터페이스 ▶CFP-040	
안양근, 권지인(전자부품연구원)	750
17. 미소 혈관내 백혈구 운동의 자동 검출법 ▶CFP-089	
김응규, 임재원(한밭대학교)	754
18. 다수의 광각 카메라를 이용한 로봇청소기 테스트 시스템 ▶CFP-100	
황희정, 장진원, 김선일, 백광렬(부산대학교)	757
19. 블랙박스 영상을 이용한 실내 주차장의 주차 위치 정보 추출 ▶CFP-101	
황희정, 장진원, 김광욱, 백광렬(부산대학교)	761
20. 준초해상도 영상법을 기반한 광섬유 현미경 영상의 손실 정보 복원 방법 ▶CFP-129	
이천양, 차영문, 한재호(고려대학교)	765
21. 원 영상신호와 TV 출력신호 간의 화질 비교 시스템 구현 ▶CFP-131	
안상진, 김보상, 윤여진, 고성제(고려대학교)	767
22. 압축 센싱을 이용한 초음파 이미지의 신호 복원 ▶CFP-151	
Pavel Ni, 성진택, 장환철, 박상준, 류정민, 이흥노(광주과학기술원)	769
23. DCT 대역 분할 영상 기반의 고명암 대비 영상 압축 ▶CFP-154	
이근영, 이성학, 권혁주, 송규익(경북대학교)	772
24. 현색 량 예측 모델을 이용한 HDR 영상 처리 기법 ▶CFP-155	
권혁주, 이성학, 이근영, 채석민, 송규익(경북대학교)	776

25. 정지자막 마스크를 이용한 움직임 보상 프레임 보간 기법 ▶CFP-158 한동일, 이석우(세종대학교)	780
26. 픽셀 유사도를 이용한 이동자막 영역의 움직임 보상 기법 ▶CFP-160 한동일, 이석우, 최재훈(세종대학교)	783
27. 변경된 hybrid 재귀 정합을 이용한 스테레오 정합 ▶CFP-196 이원희, 나중범(KAIST)	787
28. Lens Correction 및 Gamma Correction을 사용한 차량용 카메라의 개선된 영상복원 알고리즘 ▶CFP-200 장영민, 김성훈, 임동혁, 조재현, 윤희근, 김지근, 조상복(울산대학교)	789
29. Multi ROI와 전 처리 Filtering을 이용한 High-Speed Lane Detection Algorithm ▶CFP-204 조재현, 엘덴토야, 장영민, 임동혁, 윤희근, 김지근, 조상복(울산대학교)	792
30. 주곡률비를 이용한 특징점 선택 방법 ▶CFP-228 이근동, 나상일, 이승재, 제성관, 오원근(한국전자통신연구원)	795
31. 차량의 가속도를 이용한 Image Stabilization ▶CFP-234 박종민((주)만도)	799
32. LBP를 이용한 얼굴인식의 성능 향상을 위한 평탄한 영역 제외 기법 ▶CFP-249 김효영, 정준영, 김승욱, 고성제(고려대학교)	802
33. 스마트폰 환경 기반의 실시간 물체인식 시스템 연구 ▶CFP-274 정강훈, HUANG ZHIHUI, 문현준(세종대학교)	804
34. HD영상을 위한 실시간 영상 편위교정 FPGA 하드웨어 구조 설계 ▶CFP-275 최재훈, 한동일(세종대학교)	808
35. 깊이 영상에서 Random Forests를 이용한 손 모양 인식 ▶CFP-311 손명규, 이상현, 김동주, 김현덕(대구경북과학기술원)	812
36. 스테레오 비디오의 초점보정 하드웨어 핵심 구조 ▶CFP-328 김주한, 최민수, 장익준, 김진상(경희대학교)	815
37. Ultra-short Echo-time (UTE) 자기 공명 영상을 이용한 3차원 얼굴 근육 모델링 ▶CFP-330 강병근, 김민오, 홍태화, 김동현(연세대학교)	818
38. HEVC를 위해 정규화 울과 왜곡을 이용한 비선형 울-왜곡 최적화 모델 ▶CFP-337 박창현, 김성완, 이재호, 임경민, 박대현, 이상윤(연세대학교)	822
39. 자기공명영상장치와 초고해상도 기법을 이용한 혈관조영술 ▶CFP-338 최준성, 박현욱(한국과학기술원)	825
40. 임베디드 시스템을 위한 적응적 배경영상 생성 방법 ▶CFP-341 정성환, 송 혁, 박상현, 최장욱(전자부품연구원)	827
41. 적외선 영상에서 피아식별 성능 향상을 위한 사람 검출 ▶CFP-356 이준영, 박진욱, 이종민, 문영식(한양대학교)	830

42. 고속 비주얼 헐 생성을 위한 GPU 기반 병렬 레이 카빙 ▶CFP-380 유지성, 배정주, 김성대(한국과학기술원)	833
43. 에지 특징을 이용한 영상 조작 검출 ▶CFP-396 정보규(부산대학교), 문용호(경상대학교), 엄일규(부산대학교)	836
44. 평면 비디오에서 깊이 추정을 위한 영상 선택기법 ▶CFP-405 장태영, 김희동, 유지성, 김성대(KAIST)	838
45. Dark Channel Prior를 이용한 단일 영상 야간 화질 개선 ▶CFP-422 장호용, 유창동(한국과학기술원)	841
46. 동적 필터링 알고리즘을 이용한 구조광 3차원 센서의 정확도 개선 ▶CFP-424 하효원, 권인소(카이스트)	844
47. 야간 전방 충돌 방지 시스템의 Shape Parameter 추정을 이용한 거리 추정 ▶CFP-431 김가현, 박민우, 기석철(만도)	848
48. CCTV 영상을 활용한 차종 인식 알고리즘 개발 ▶CFP-435 강우영, 이효중(전북대학교)	852
49. 차량의 전면부를 이용한 색상 인식 알고리즘 개발 ▶CFP-482 곽민호, 이효중(전북대학교)	856
50. 필터뱅크 에너지 분석 기반의 끝점검출 방법 구현 ▶CFP-045 이성주, 강병욱, 정 훈, 이윤근(한국전자통신연구원)	860
51. 다중 가우시안 혼합모델 기반 박막증착장비 세라믹 히터의 결함 진단 ▶CFP-130 고진석, 무향빈, 임재열(한국기술교육대학교)	862
52. 계란 흰자위 구성 비율에 따른 Egg white 팬텀의 음향학적 특성 및 열적 특성 평가 ▶CFP-137 김미선, 김주영, 정현두, 민정화, 김재영(인제대학교), 노시철(한국국제대학교), 최홍호(인제대학교)	866
53. 특징벡터에 따른 수중 과소소음원의 인식 성능 ▶CFP-177 김주호, 배진호, 이종현(제주대학교), 이승우, 김성일(국방과학연구소)	870
54. 향기 및 악취 냄새 자극에 따른 뇌파의 ERSP 분석 ▶CFP-205 권형오, 강원석, 윤상훈, 김경수, 최지용, 문제일(대구경북과학기술원)	873
55. PSO를 활용한 심전도 분류기의 파라미터 최적화 ▶CFP-206 윤상훈, 강원석, 권형오(대구경북과학기술원)	876
56. 온라인 2차경로 모델링을 위한 파워 스케줄링과 VSS-NLMS 알고리즘을 이용한 다채널 능동소음제어 ▶CFP-262 서재범, 김정희, 정태호, 남상원(한양대학교)	879
57. VoIP기반 다자간회의를 위한 잡음제거를 결합한 오디오 믹서 알고리즘 ▶CFP-295 류상현, 김형국(광운대학교)	881

58. 인터랙티브 소셜TV에서의 사용자 반응 사운드 인식 알고리즘 ▶CFP-312 이준용, 류상현, 김형국(광운대학교)	883
59. 수신단 기반의 VoIP 음질향상을 위한 음성신호 분류 알고리즘 ▶CFP-317 이정성, 김형국(광운대학교)	885
60. 스마트폰 개인항법장치의 사용모델 기반 보폭추정 알고리즘 보정 기법 ▶CFP-335 박만호, 이숙진(한국전자통신연구원)	887
61. Segmental CRF 기반의 음성인식 성능 향상을 위한 음소 군집 심볼 이벤트 검출기 개발 ▶CFP-377 조근석, 박상준(한국과학기술원), 정호영(한국전자통신연구원), 한민수(한국과학기술원)	890
62. GSC 기반 빔포밍의 성능 향상을 위한 다중 신호 분류기법을 이용한 적응 모드 제어기 ▶CFP-379 홍정표, 박상준(한국과학기술원), 정상배(경상대학교), 한민수(한국과학기술원)	894
63. 색각 이상자를 위한 효율적인 컬러 영역 분할 기반 색변환 기법 ▶CFP-441 한동일, 김희수(세종대학교)	898
64. UHD용 MC-FRC(Motion Compensated Frame Rate Conversion)기법 개발 ▶CFP-444 한동일, 이석우(세종대학교)	902
65. 다시점 분산 비디오 부호화의 보조정보 생성을 위한 적응적 예측 방법 ▶CFP-459 김진수(한밭대학교)	907
66. 개선된 마스크 기반의 적응적 시공간 미디언 필터를 이용한 비디오 내의 드롭아웃 오류 복원 방법 ▶CFP-474 송기훈, 안기욱, 김재면(경희대학교), 하명환, 이문식, 최성우(한국방송공사), 채옥삼(경희대학교)	909
67. 고성능 실시간 회전 얼굴 검출 알고리즘 개발 ▶CFP-481 최재훈, 한동일(세종대학교)	913
68. HEVC 부호화기에서 고속 화면간 예측을 위한 다중참조 영상의 구성에 따른 압축성능 및 복잡도에 대한 분석 ▶CFP-483 이호재(과학기술연합대학원대학교), 전동산, 김종호, 석진욱, 김연희, 정순홍, 최진수(한국전자통신연구원)	917
69. 웨이블릿 Run-Length를 이용한 영상 접합 조작 검출 ▶CFP-493 김태형, 박태희(동명대학교), 한종구, 엄일규(부산대학교)	921
70. 영상회전을 이용한 차분영상 히스토그램 수정 기반 가역 데이터 은닉 기법 ▶CFP-499 이상광, 오진태(한국전자통신연구원), 유향미, 서재원(충북대학교)	923
71. 패치 기반 희소성 표현 모델을 이용한 물체 추적 방법 ▶CFP-502 오태현(한국과학기술원), 김원진(한국 IBM), 주경돈, 권인소(한국과학기술원)	926
72. 단일 영상에서의 전달률의 하한치를 이용한 실시간 안개영상 개선 방법 ▶CFP-527 이재원, 홍성훈(전남대학교)	930
73. Android 기반 O/S에서의 과도한 밝기 변화를 방지하는 히스토그램 평활화 알고리즘 ▶CFP-528 김종인, 이재원, 홍성훈(전남대학교)	934

시스템및제어 소사이어티 (구두)

01. EKF 방법을 이용한 수중 로봇의 위치 추정 ▶CFP-115
 김태균, 최현택, 이영준(한국해양과학기술원), 고낙용(조선대학교) 941
02. 안드로이드 기반 로봇 소프트웨어 플랫폼 ▶CFP-139
 정준호, Wu Peng, 유민수(한양대학교) 944
03. 수중 잡음 환경에서의 음원 위치 추정 알고리즘 ▶CFP-201
 신재욱, 송주만, 강병훈, 이석영(포항공과대학교), 최현택(한국해양과학기술원), 박부건(포항공과대학교)
 948
04. 항만 구조물의 효과적인 점검을 위한 수중 로봇의 소프트웨어 구조와 기능 ▶CFP-215
 김석용, 최현택, 이정원(한국해양과학기술원) 951
05. 웹 브라우저를 이용한 로봇 제어 서비스 설계 및 구현 ▶CFP-233
 윤정연, 이성온, 김창환(한국과학기술연구원) 954
06. 연속시간 베이스 분류기를 이용한 손동작 인식 ▶CFP-265
 이인희, 권우영, 서일홍(한양대학교) 958
07. 운동계획에서 입자군집최적화를 이용한 시범에 의한 학습 방법의 적응성 확장 ▶CFP-472
 김정중, 이주장(한국과학기술원) 962
08. 교육환경에서 학습 상호작용을 위한 동적 플래닝 ▶CFP-495
 박천수, 장민수, 김재홍(한국전자통신연구원) 966
09. 펄스 모호성 극복을 위한 AOA를 이용한 반복적 TDOA 위치추정 방법 ▶CFP-074
 조제일, 한진우, 김산해, 송규하(국방과학연구소) 968
10. 하이브리드 제어를 이용한 회전익기의 측면항법 설계 ▶CFP-164
 김유경, 현영오(국방과학연구소) 971
11. 수중 운동체에 대한 자세 제어기 설계 및 시험 평가 ▶CFP-227
 현 철(LIG 넥스원) 975
12. 전기적 해석을 고려한 DC-DC 변환기의 신뢰도 예측 사례 연구 ▶CFP-013
 김제민, 최성순, 이관훈(전자부품연구원) 978
13. MHL 인터페이스 기반 스마트 도킹 패드 구현 ▶CFP-168
 정준영, 김정민, 최익창, 김영철, 김현덕(경북대학교) 980
14. PLC 네트워크를 이용한 변전소 모니터링 시스템 ▶CFP-359
 삼설 리잘, 김동성(금오공과대학교) 982
15. 적응 루프 형성을 이용한 하드 디스크 드라이브의 외란 제거 ▶CFP-190
 서상보, 송연철, 김재형, 김철순, 최수영(씨게이트 코리아) 986

16. 최적 센서변수 선택과 PCA를 이용한 마이크로 가스센서어레이의 특징벡터 추출기법 ▶CFP-283 이준영, 김영웅, 백승현, 이인수, 박홍배(경북대학교)	990
17. 요실금 치료용 골반저근 강화기 ▶CFP-017 윤달환, 홍표현, 홍일선, 이성균, 한현희, 조 상(세명대학교), 윤종욱(서강대학교)	993
18. 사인곡선적 광변조를 통한 고해상도 형광 이미징 시스템의 개발 ▶CFP-112 최종률, 김동현(연세대학교)	997
19. 호흡기 질환 감염 정보 관리용 모바일 게이트웨이 ▶CFP-222 임용기, 백윤철, 아우람, 김형석(세종대학교)	999
20. 상황인지를 사용한 스트레스 지수 측정 ▶CFP-280 김준성, 최재운, 남혜진, 최선탁, 조위덕(아주대학교)	1003
21. 웨이블릿 기반 특성 추출에 따른 EEG-BCI 시스템의 분류 정확도 분석 ▶CFP-402 박근호, 이유리, 김형남(부산대학교)	1007
22. sEMG신호기반 2단계 LDA분류기를 이용한 보행단계 인식 ▶CFP-420 유재환, 정석화, 김덕환(인하대학교)	1009
23. 디젤차량용 통합히터의 전기적 성능시험 챔버 구현 ▶CFP-019 윤달환, 홍표현, 한현희, 홍일선, 이성균, 박형진, 김현수, 박진욱, 김준일, 안은정, 전유나, 조 상(세명대학교), 윤종화(한국산업기술대학교), 윤종욱(서강대학교)	1013
24. 오버플로어 밸브 성능평가 시스템 구현 ▶CFP-020 윤달환, 조 상, 박형진, 김현수, 박진욱, 김준일, 안은정, 전유나(세명대학교), 윤종화(한국산업기술대학교), 윤종욱(서강대학교)	1017
25. 라디오방송 주파수 관련 자동차 전자파방사 규격에 대한 연구 ▶CFP-075 안재성, 강진주, 김성범, 배중호, 이종현 (교통안전공단)	1021
26. 친환경자동차 구동용 고전압 배터리 및 전력변환기 EMC 저감기술 연구 ▶CFP-308 권혁수, 김미로, 안병재(현대모비스)	1025
27. 전장품 모듈레벨 EMC 최적화 기술 연구 ▶CFP-309 김태호, 김미로, 안병재(현대모비스)	1029
28. Dynamic Inversion 기법을 이용한 차량의 직선 경로 추종 제어 기법 ▶CFP-416 양인석, 한동석(경북대학교)	1033
29. 펄스 생성기를 이용한 일정한 루프 대역폭을 가지는 semi-digital, multi-channel bangbang-CDR ▶CFP-007 배우람, 유병주, 정덕균(서울대학교)	1037
30. 1V 이하 코어 전원에서 동작하는 디지털 인터페이스 전위 변환기 ▶CFP-057 추상혁, 정덕균(서울대학교)	1041
31. 13.56MHz 주파수 대역을 이용한 NFC&무선충전 공용 시스템 설계 ▶CFP-203 이강복, 백규하, 박지만(한국전자통신연구원)	1044

32. 적응적 영역 가중치를 이용한 스테레오 비전 시스템 설계 ▶CFP-230	
류동훈, 박태근(가톨릭대학교)	1046
33. 전압제어형 카오스 오실레이터의 온도 해석 ▶CFP-389	
주계초, 이수진, 남상규, 한예지(인제대학교), 박용수(충청대학교), 송한정(인제대학교)	1050
34. 빌딩에서 효율적 전력 제한을 위한 On/Off 제어 전열기 연구 ▶CFP-473	
김아연, 유태윤, 한재준, 김동식(한국외국어대학교)	1052

시스템및제어 소사이어티 (포스터)

01. 3D-RGB 포인트 클라우드 데이터 구축 방법 ▶CFP-025	
이유철, 박승환, 최성록, 유원필(한국전자통신연구원)	1059
02. 직장암 환자의 방사선 치료에서 벨리보드의 역할 ▶CFP-028	
금용섭, 남기창, 이상규, 백종걸, 금기창(연세대학교)	1063
03. 하지절단환자의 보행 능력 향상을 위한 지면반력을 이용한 보행 분석에 관한 연구 ▶CFP-048	
장재훈, 송기호(한국산업기술대학교), 안세중((주)비솔), 정성택(한국산업기술대학교)	1066
04. Auto Test Bench 구현을 통한 CAN 자동 검증 알고리즘 ▶CFP-051	
김기민(주)만도)	1069
05. 고속 시리얼 링크를 위한 수신기 유무 판별 회로의 구현 ▶CFP-053	
정규섭, 정덕균(서울대학교)	1073
06. AUTOSAR 기반 CAN to Ethernet 게이트웨이의 메시지 전달에 관한 연구 ▶CFP-055	
이정환, 황현용, 권오천, 한태만(한국전자통신연구원)	1077
07. CAN 네트워크 데이터의 전송효율 향상을 위한 CAN 모듈 구현 ▶CFP-058	
황현용, 이정환, 한태만, 권오천(한국전자통신연구원)	1081
08. DFE의 고속 동작을 위한 1 st -Tap Loop-Unrolling의 구현 ▶CFP-059	
조성용, 예석민, 정덕균(서울대학교)	1084
09. X-Ray 디텍터에서의 결함 보상을 위한 영상 시뮬레이션 환경 구현 ▶CFP-061	
류완석(메디엔 인터내셔널), 한승곤(한국산업기술대학교), 고성봉, 강병희, 정성택(메디엔 인터내셔널)	1087
10. 정지궤도위성용 추진시스템 구동 전자장치 개념 설계 ▶CFP-062	
조영호, 원주호, 권동영, 이상곤(한국항공우주연구원)	1091
11. 적응 멀티스케일 엔트로피를 이용한 비침습 뇌신호의 정량화 기법 ▶CFP-063	
최영석(강릉원주대학교)	1094

12. LED Back-light를 사용하는 LCD TV의 정전기성 불량 분석 및 개선 방안 ▶CFP-065 김낙준, 구성철(삼성디스플레이)	1097
13. 기울기 센서를 이용한 척추 근골격의 Cobb's Angle 모델화 연구 ▶CFP-069 정성훈, 신성욱, 김승기, 최은영, 안재용, 정성택(한국산업기술대학교)	1100
14. 적외선 움직임감지센서를 이용한 차량 충격감지 및 실내침입감지 센서 시스템 개발 ▶CFP-070 백우현, 김석기(고려대학교)	1104
15. 대기전력과 역률의 관계 ▶CFP-079 서길수, 류명효, 김종현, 김남균(한국전기연구원)	1108
16. The visualization method to evaluate the performance of an RF coil array for MRI ▶CFP-081 Marlon Perez, Daniel Hernandez, Dongeun Kim, Yongmoon Park, Min Hyoung Cho, Soo Yeol Lee(Kyung Hee University)	1111
17. 병렬 컨버터 위상제어에 대한 연구 ▶CFP-088 박성우, 양정환, 박희성, 장진백(한국항공우주연구원)	1115
18. 사지압박장치에서 퍼지로지(Fuzzy Logic)를 이용한 압력제어 시스템 예비연구 ▶CFP-090 강승호, 김국한(주대성마리프), 최 혁(고려대학교)	1118
19. 검사과정 중 유발되는 LCD Panel의 구동불량 감소를 위한 구동 설비 설계 최적화 ▶CFP-104 선상준, 김형석(삼성디스플레이)	1122
20. 항공기 이격 관리 개념 구현을 위한 자동항행감시시스템 데이터 획득 ▶CFP-107 송재훈(한국항공우주연구원), 유민석, 최성임(한국과학기술원)	1126
21. 관성센서 기반 보행자의 보폭 추정 기법에 관한 연구 ▶CFP-114 하동민, 엄수홍, 장문석, 이웅혁(한국산업기술대학교)	1129
22. Linux ROS를 이용한 모바일 로봇 자동 네비게이션 구현 ▶CFP-128 레너드 박, 오성희(서울대학교)	1133
23. 탄성력을 이용한 이동로봇 장애물 회피 시뮬레이션 구현 ▶CFP-135 노성우, 고낙용, 사이라 나비드(조선대학교)	1137
24. 변형된 3상태 버퍼를 이용한 radix-64, 8-bit/port 스위치 코어 설계 ▶CFP-140 이주열, 김지성, 김수환(서울대학교)	1139
25. 위상 회전기의 비선형성에 대한 분석 및 개선방안 ▶CFP-141 이주열, 홍기문, 박지환, 김민오, 채주형, 김수환(서울대학교)	1143
26. 하퇴 절단 환자의 재활 환경 개선을 위한 무선 근전도 시스템 구현 ▶CFP-143 문동준, 김주영, 정현두(인제대학교), 이웅혁(한국산업기술대학교), 민홍기(인천대학교), 최홍호(인제대학교)	1146
27. 프린징 필드 효과를 이용한 매물형 전극 구조의 용량성 바이오센서 연구 ▶CFP-150 노일표, 김규범, 송윤흡(한양대학교)	1150

28. BCI 시스템의 건식전극 설계 및 성능 분석 ▶CFP-157	
우수길, 신영학, 이승찬, 신종목, 이홍노(광주과학기술원)	1153
29. 생체신호 무선전송 기반의 재활기 구현 ▶CFP-184	
장호중(KAIST, 충남대학교), 이성재(충남대학교)	1156
30. 자율주행 차량의 주행 도로면 경사 정보 추출 방법 ▶CFP-193	
황중원, 김창환(한국과학기술연구원)	1159
31. 원격제어 로봇의 효율적 조작을 위한 공간 가시화 방법 ▶CFP-198	
박승환, 조재일(한국전자통신연구원)	1162
32. 이동로봇 팔의 퍼지 데드존 보상 ▶CFP-199	
장준오(위덕대학교)	1165
33. ECU 센서전원을 위한 부스트 컨버터 설계 ▶CFP-218	
김유태(만도)	1169
34. 상용차 통합단말기의 전자파 평가방법에 관한 연구 ▶CFP-220	
김성범, 강진주, 안재성, 배중호, 박용성, 이종현(교통안전공단)	1173
35. 수중 물체 형상측정 방법 및 구현: 유방 MT 시스템 적용 ▶CFP-226	
손성호, 전순익, 최형도(한국전자통신연구원)	1177
36. USN 기반 다중 프로토콜 게이트웨이를 이용한 무선 원격제어 알고리즘 설계 ▶CFP-245	
홍성일, 장정욱, 송수연(세명대학교), 김영숙(극동대학교), 인치호(세명대학교)	1180
37. 폴리토픽 불확실성을 가지는 연속시간 특이시스템의 단일성 필터링 ▶CFP-260	
찬테니, 김종해(선문대학교), 오도창(건양대학교)	1184
38. PCA와 Multivariate Regression 기법을 이용한 표면 근전도(Surface Electromyography) 센서 기반 제스처 인식 ▶CFP-266	
양근용, 송지영, 김상원(LG 전자)	1188
39. LABVIEW 기반 자동 가스측정시스템 ▶CFP-284	
김년수, 김영웅, 양승협, 박홍배(경북대학교)	1190
40. MFCC 특징 추출을 위한 Floating-Point 비트 너비 최적화 방안 ▶CFP-286	
조지혁, 유호영, 차소영, 박인철(한국과학기술원)	1194
41. 가우시안 프로세스 은닉 변수 모델을 이용한 로봇 행동 생성 ▶CFP-291	
박병운(한양대학교)	1198
42. 다중센서 데이터 융합을 이용한 로봇 위치 추정 기법 ▶CFP-296	
김남훈, 황중원, 윤정연, 김창환(한국과학기술연구원)	1201
43. Schottky Diode 기반 Multi-Mode Rectifier 설계 ▶CFP-297	
강지훈, 박형구, 장재형, 이강윤(성균관대학교)	1205

44. 수직스테레오 카메라를 이용한 차량 속도 측정 방법 ▶CFP-307	
도래미, 안종필, 김영모(경북대학교)	1207
45. 휴대용 가연성 가스누출검지기의 성능개선 연구 ▶CFP-510	
박규태, 김은정, 김인찬(한국가스안전공사), 김희식(서울시립대)	1211
46. Quadratic Variation 기법을 이용한 웨어러블 헬스케어용 심전도 모니터링 시스템 구현 ▶CFP-325	
이승철, 장국진, 전기만, 김동순, 김영환(전자부품연구원)	1214
47. 표면처리 된 다이아몬드의 세포배양 ▶CFP-351	
남효근, 오흥기, 조다애, 지광환(금오공과대학교), 김창만(구미전자정보기술원), 김대훈, 김민혜, 송광섭(금오공과대학교)	1218
48. 3축 자계 상쇄 시스템 ▶CFP-352	
김경록, 김수찬(한경대학교)	1221
49. GMR 센서와 자성입자를 이용한 정량적 DNA hybridization 검출 ▶CFP-354	
김대훈, 김민혜, 오흥기, 남효근, 송광섭(금오공과대학교)	1223
50. 신경세포의 활동전위 측정을 위한 그리핀 연구 ▶CFP-355	
오흥기, 남효근, 조다애, 지광환, 김창만, 김민혜, 김대훈, 송광섭(금오공과대학교)	1225
51. GMR 센서와 자성입자를 이용한 질병의 정량적 분석 ▶CFP-357	
김민혜, 김대훈, 오흥기, 남효근, 송광섭(금오공과대학교)	1227
52. Folded correlation과 Dual adaptive thresholding scheme을 이용한 QRS 검출 알고리즘 ▶CFP-365	
장대근(KAIST), 신성훈(경희대학교), 박지훈(KAIST), 박승훈(경희대학교), 한민수(KAIST)	1229
53. 압력 분석을 통한 내·외 족지 보행 분석에 관한 연구 ▶CFP-368	
송기선, 강신운, 이원영, 이웅혁(한국산업기술대학교)	1233
54. 추돌방지를 위한 영상인식 기반 능동제어 시스템 ▶CFP-371	
최장욱(전북대학교), 정성환, 최진모, 박상현(전자부품연구원), 정길도(전북대학교)	1237
55. 무선 비디오 스트림 시스템의 잡음 개선 방안 연구 ▶CFP-393	
강은균(유한대학)	1241
56. BPF 기반 전압제어 추야회로 ▶CFP-399	
손현식, 이민지, 박원경, 지성현, 김남태, 송한정(인제대학교)	1246
57. 발진기 주파수 불일치에 따른 영향 및 주파수 동기화에 관한 연구 ▶CFP-011	
박병구, 박진태, 송규하(국방과학연구소)	1248
58. 직접 방식 디지털 X선 디텍터와 고정형 산란방지 그리드를 사용한 방사선 영상 시스템의 구현 ▶CFP-417	
이상균(DRTECH R&D Center), 김동식(한국외국어대학교)	1252
59. 휴머노이드 로봇 모션 데이터베이스 설계 및 구축 ▶CFP-419	
김지환, 서현곤(한라대학교)	1256

60. 밀도측정이 가능한 고정밀 압력식 액체 레벨측정 시스템 ▶CFP-436	
박기용, 권희준, 김현철(울산대학교)	1260
61. 무선제어 로봇의 제어기 역기구학 계산을 통한 제어주기시간 단축 ▶CFP-455	
이재철, 최유락, 김재희(한국원자력연구원)	1263
62. 실내 주행로봇을 위한 환경인식 시스템 ▶CFP-462	
김희만*, 김현기, 현용근(호남대학교), 나상민(로봇과 사람들)	1266
63. Redundant Robot Control by using Optimization Solution ▶CFP-464	
W.K Hyun, Young Jae Cho, Sang Min Na(honam University)	1270
64. 가상 CT 영상기법의 개발과 평가 ▶CFP-476	
양제파, 진형민, 김종효(서울대학교)	1274
65. 건식 능동 뇌파 전극 설계와 뇌파 특징 추출 알고리즘 기술 ▶CFP-478	
임채영, 김현우, 김영환(전자부품연구원)	1277
66. 일직선상의 초음파 비이컨을 이용한 이동 로봇 위치 추정 ▶CFP-506	
정석기, 고낙용(조선대학교), 김태균(한국해양과학기술원)	1280
67. 4 개의 모터 추진 시스템을 가진 무인 비행체의 지능형 자세 제어기 설계 ▶CFP-513	
백승준, 임신택(전북대학교), 이덕진(군산대학교), 정길도(전북대학교)	1284
68. 부 커패시턴스 생성을 이용한 캐스코드 증폭기의 주파수 응답 특성 개선 방법 ▶CFP-532	
이순재, 정항근(전북대학교)	1287
69. Pre-Classifer를 활용한 HBA 차량검출 개선 ▶CFP-098	
김재경, 이준희, 정기화, 김정섭((주)만도)	1290

컴퓨터 소사이어티 (구두)

01. 파일 크기를 고려한 하둡 환경 설정 최적화 ▶CFP-127	
최성운, 박승훈(고려대학교), 최현수, 윤성로(서울대학교)	1297
02. 의료 영상을 위한 군집화 기반 SNR 자동 분석기법 ▶CFP-146	
이성민, 김한주, 이태훈, 윤성로(서울대학교)	1301
03. 차세대 시퀀싱 Paired-End Reads 병합기법 비교 분석 ▶CFP-216	
권선영(서울대학교), 박승현(고려대학교), 이병환, 윤성로(서울대학교)	1305
04. 3차원 의료 영상에서 튜브 구조 정보를 이용한 기관지 분할 기법 ▶CFP-255	
박상준(서울대학교, 서울대학교병원), 구진모(서울대학교, 서울대학교병원), 이두희(서울대학교병원)	
.....	1309

05. 스마트폰 기반의 NUI를 활용한 특정 기능 검출 및 실행 도구 ▶CFP-278	
변국일, 김형석(세종대학교)	1312
06. 실시간 스트리밍 빅 데이터 서비스를 지원하기 위한 안드로이드 기반 모바일 하둡 플랫폼에 관한 설계 및 연구 ▶CFP-302	
김병문, 노재춘(세종대학교)	1314
07. 사용자 워크로드에 최적화된 VM 매핑이 가능한 데스크탑 가상화 플랫폼의 설계 ▶CFP-303	
이지은, 김태훈, 노재춘(세종대학교)	1317
08. Task Queue 기반 병렬처리를 통한 행렬 곱셈 가속화 ▶CFP-367	
구동훈, 전용권(서울대학교), 유승학(고려대학교), 윤성로(서울대학교)	1321
09. 트위터에서 에르되스 수와 네트워크 구조에 관한 연구 ▶CFP-174	
이지민, 이 정, 이민주, 김다운, 조은선, 김영국(충남대학교)	1325
10. 패턴인식을 위한 2-단계 분류기법 ▶CFP-014	
주동호, 레탕빈, 김상운(명지대학교)	1328
11. MLP 기반의 문서 특징을 고려한 가중치가 문서요약 성능에 미치는 영향 분석 ▶CFP-047	
진 훈(연세대학교)	1330
12. 스마트TV 2.0 서비스를 위한 HTML5 기반의 시스템 및 소프트웨어 플랫폼 개발 ▶CFP-041	
이상윤, 김승철, 강태근, 정인철, 김승희, 박상택, 홍진우(한국전자통신연구원)	1334
13. Local feature를 이용한 화장품 제품 정보 검색 시스템 구현 ▶CFP-145	
하선주, 오원근, 서영호(한국전자통신연구원)	1338
14. MIDI 프로토콜을 이용한 실시간 조명 제어 시스템 ▶CFP-170	
김동희, 김정민, 정준영, 최익창, 김현덕(경북대학교)	1342
15. 모바일 애드혹 무선 네트워크에서 네트워크 코딩 이득 분석 ▶CFP-324	
리데영, 안병구(홍익대학교)	1344
16. 모바일 폰을 이용한 입면 시간 검출 방법에 대한 연구 ▶CFP-382	
최선탐, 조위덕(아주대학교)	1346

컴퓨터 소사이어티 (포스터)

01. 디바이스 간 직접통신에서의 분산동기 방법 ▶CFP-313	
김형진, 장성철(한국전자통신연구원), 안재민(충남대학교)	1353
02. 웹 서비스 연동을 위한 ORS 확장 ▶CFP-035	
이종석, 정의현(안양대학교), 김주영, 백형중(한국인터넷진흥원)	1357

03. 차량용 통합 게이트웨이(CAN, MOST, Ether)를 위한 데이터 교환 모듈 설계에 관한 연구 ▶CFP-046	
김동민, 김정국, 김현주, 이종태, 정은혜(한국외국어대학교)	1359
04. IQ 데이터 압축 알고리즘의 지연 요구사항 분석 ▶CFP-082	
조권도, 권현국, 강병수, 이정남, 김철호(한국전자통신연구원)	1360
05. 다항식 짝수 차수에 따른 DPD 성능 ▶CFP-083	
이광천, 조권도, 오정훈(한국전자통신연구원)	1366
06. 개인 아바타 생성을 위한 삼차원 얼굴 외형 전이 기법 ▶CFP-092	
임성재, 황본우, 윤승욱, 김갑기, 전해령, 최진성, 구본기(한국전자통신연구원)	1369
07. 마커의 인식 범위 향상을 위한 적외선 LED 배열에 대한 연구 ▶CFP-093	
안재용, 송기호, 김승기, 최은영, 신성욱(한국산업기술대학교), 유진영, 윤세진(주씨알), 정성택(한국산업기술대학교)	1372
08. 위험물 안전운송을 위한 차량 경로관리에 관한 연구 ▶CFP-099	
원종운, 이 석, 권용장, 김경태(한국철도기술연구원)	1375
09. Internet of Things 을 위한 사물 디바이스 소프트웨어 플랫폼 상위구조 설계 ▶CFP-504	
성낙명, 안일엽, 김재호, 최성찬, 손영지(전자부품연구원)	1379
10. 에너지 관리 시스템에서의 에너지 객체 오류 분석 및 진단 모듈 구현 ▶CFP-105	
최창식, 정연쾌, 이일우(한국전자통신연구원)	1382
11. 지능을 이용한 전자침 ▶CFP-106	
홍유식(상지대학교), 유인수(KAIST), 임병민(한국첨단기술진흥원)	1384
12. 스마트 TV와 스마트폰을 활용한 개인 맞춤형 광고 서비스 연구 ▶CFP-108	
이미희, 진태우, 노광현(한성대학교)	1386
13. ISO 26262의 하드웨어 설계 검증을 위한 틀 구현 ▶CFP-124	
이종근, 최경희, 정기현(아주대학교)	1390
14. EsFit - 목격자 진술을 최소로 하는 몽타주 작성 방법 ▶CFP-153	
박보훈, 남상준, 장희정, 최창석(명지대학교)	1393
15. 협대역 VLC를 위한 vocoder 적용방안 ▶CFP-161	
김인희, 이규대, 기장근(공주대학교), 홍유식(상지대학교), 전병태(한경대학교)	1397
16. ZigBee와 Bluetooth를 이용한 안드로이드 기반의 풍력발전기 상태 모니터링 시스템 ▶CFP-167	
강근영, 이기범, 김영천(전북대학교)	1400
17. 다중 객체 추적 알고리즘을 적용한 IMTS(Intelligent Monitoring & Tracing System) 설계 및 구현 ▶CFP-171	
최용식, 임충수, 김환철(주 코메스타), 최정훈(한국산업기술대학교)	1404
18. 생리 신호를 활용한 감각-인지-행동기반 UX프로파일링 시스템에 관한 연구 ▶CFP-208	
김송이, 박영충, 박병하(전자부품연구원), 박인찬(연세대학교), 도성희(더디엔에이(주))	1408

19. 효율적인 서버전원 이중화 구성방법 ▶CFP-012	
권원욱(한국전자통신연구원)	1412
20. 한국인 얼굴의 계층적 특징 분류 시스템 ▶CFP-209	
남상준, 박보훈, 장희정, 최창석(명지대학교)	1415
21. 치과보철물 관리를 위한 ERP System Modeling 연구 ▶CFP-250	
임지현, 홍성일, 인치호(세명대학교)	1419
22. 사업화/창업의 활성화를 위한 우수유망기술정보 통합 서비스 모델 설계 및 구현 ▶CFP-267	
주원균, 최기석, 김재성(한국과학기술정보연구원)	1423
23. 스마트폰 기반의 매트릭스 추정을 통한 실시간 이상 심박동 판별 어플리케이션 구현 ▶CFP-268	
김병훈, 노윤홍, 정도운(동서대학교)	1426
24. 실시간 심박동 검출을 통한 시청각 자극 기반의 스트레스 분석 기법 구현 ▶CFP-269	
김병주, 정도운(동서대학교)	1430
25. 곁선형 쌍함수 기반 이메일 보안 스킴 ▶CFP-010	
윤은준(경일대학교)	1434
26. Cognitive 라디오 네트워크에서 Alamouti code를 사용한 협력 스펙트럼 센싱 분석 ▶CFP-316	
도트리뉴, 안병구(홍익대학교)	1437
27. 맥내 무선 네트워크 환경 변화에 따른 DLNA 기반 콘텐츠 통합 관리 시스템 구현 ▶CFP-332	
김현식, 박용석, 박세호(전자부품연구원)	1439
28. 자동 노출 제어를 이용한 조명 변화에 강인한 실시간 얼굴 검출 시스템 ▶CFP-344	
김현우, 권순, 정제교, 하재욱, 김준광(대구경북과학기술원)	1442
29. 악성 ShadowBot의 분석 및 대응방안 ▶CFP-345	
김소의, 최두리, 안병구(홍익대학교)	1445
30. 안드로이드 플랫폼 기반의 차량 네트워크 매니지먼트 시스템 구현 ▶CFP-346	
이재규, 박덕근, 이상엽, 민수영(전자부품연구원)	1448
31. 스마트 맥진 시스템 ▶CFP-363	
이준형, 신윤환(강동대학교), 이규대, 서권구(공주대학교), 홍유식(상지대학교)	1450
32. 멀티미디어 핑거프린팅 구현 ▶CFP-366	
성혜경(한양여자대학교), 이강현(조선대학교)	1452
33. 미국 내 한식당 온라인 리뷰의 감성분석을 위한 특징벡터와 분류기법의 비교 연구 ▶CFP-370	
장한술, 유성준, 한동일, 김경중(세종대학교)	1454
34. 눈영상과 입술동작제어를 이용한 로봇의 감정 표현 ▶CFP-373	
전창용, 고현범, 안현식(동명대학교)	1458
35. 인지 로봇을 위한 공간 온톨로지 기반의 물체 인지 ▶CFP-374	
고현범, 안현식(동명대학교)	1460

36. 방송과 통신의 유비쿼터스컨버전스 데이터 서비스에 관한 연구 ▶CFP-375 정창덕, 안정민(고려대학교)	1463
37. 스마트자동차 기술 및 표준화 동향 ▶CFP-381 김승천, 김진홍(한성대학교)	1472
38. 스마트 디바이스 기반 WPAN 개인화 서비스 ▶CFP-400 김지호, 서상훈(중앙대학교)	1475
39. 모바일 콘텐츠의 디지털저작권관리에 관한 연구 ▶CFP-411 이문구(김포대학)	1479
40. 콘텐츠 기반 네트워크에서의 이동성 분석 ▶CFP-415 하수형, 안병구(홍익대학교)	1481
41. 콘텐츠 분산 서비스와 보조 스크린을 이용한 스마트TV용 게임의 개발 ▶CFP-450 한성재(한양대학교), 이은규(린소프트), 정근성, 차재혁, 최병욱(한양대학교)	1483
42. u-Korea를 구현하는 정보통신(인터넷)윤리지도자의 국가자격증제도에 관한 연구 ▶CFP-451 박승창((사)한국정보통신윤리지도자협회)	1485
43. 비대칭 협력통신 시스템의 선형 빔포밍 성능 분석 ▶CFP-453 조성철, 이주열, 이승환(한국전자통신연구원)	1489
44. 사용자가 작성한 온라인 상품평에 대한 신뢰도 분석 및 실험 ▶CFP-454 연한별, 유성준, 장 윤, 한동일(세종대학교)	1492
45. 시계열 데이터 베이스 성능 분석 ▶CFP-497 지영민, 강정훈, 임호정, 유준재(전자부품연구원), 최정욱, 신성범(ElbonSoft)	1496
46. Width Extraction of JPEG Fragment with a missing header ▶CFP-503 Ayalneh Dessalegn Atnafu, Hyoung Joong Kim(Korea University), Yong Soo Choi(SungKyul University)	1498
47. 사용자 적응형 소프트웨어 서비스 시스템에 관한 연구 ▶CFP-512 김진홍, 김승천(한성대학교), 이규대(공주대학교)	1501
48. 포락선 전력증폭기에 디지털전치왜곡 적용 방법 ▶CFP-518 오정훈, 이광천(한국전자통신연구원)	1503
49. 이미지 기반 과장 높이 맵과 BRDF 렌더링기법을 이용한 영상생성 ▶CFP-521 최태영, 진성아(성결대학교)	1506
50. 분광측색계와 광학장비를 이용한 재질 광학 파라미터 측정 방법 ▶CFP-522 이성희, 문성현, 진성아(성결대학교)	1508
51. 계슈탈트 이론 기반의 관심 영역 추정 모델 ▶CFP-523 조현래, 이민호(경북대학교)	1510

52. EEG 생체 신호를 이용한 유아의 다중지능 검사 검증 ▶CFP-524	
강준수, 이기영(경북대학교), 류숙희(다중지능연구소), 김철수, 이민호(경북대학교)	1514
53. 안구 운동 분석과 확률 기반의 의도탐색 모니터링 시스템 ▶CFP-525	
장영민, 이상일, Rammohan Mallipeddi, 곽호완, 이민호(경북대학교)	1518
54. DLNA 인증 제품 시장 동향 및 시험인증 서비스 수요 분석 ▶CFP-534	
권중원, 박제준, 송태승(한국산업기술시험원)	1522

산업전자 소사이티(구두)

01. 건물용 연료전지 전력변환장치 전자파적합성능 평가 ▶CFP-113	
이덕권, 김강수, 이정운, 김은정, 김인찬(한국가스안전공사)	1529
02. 비접촉식 정수기 누수 탐지 시스템 개발 ▶CFP-246	
Ika Dewi binti Saiful Bahri, 신수용(금오공과대학교)	1531
03. 무선 체온측정 관리 시스템 설계 및 구현 ▶CFP-322	
고유범, 김지윤, 이은진, 김홍수(제주대학교)	1535
04. SSD 기반 클라우드 스토리지 시스템에서 Erasure code를 이용한 데이터 복제 기법 ▶CFP-425	
조정흠, 김주경, 메히디, 김덕환(인하대학교)	1539
05. SSD 기반 RAID 스토리지에서 데이터 및 패리티 디스크의 복합적 중복제거 기법 ▶CFP-429	
김주경, 조정흠, 메히디, 김덕환(인하대학교)	1543
06. 의자에 앉은 자세에 따른 둔부의 압력 및 척추의 움직임 측정 시스템에 관한 연구 ▶CFP-445	
김동현, 장정근, 최선탕, 조위덕(아주대학교)	1547
07. 센서네트워크용 정보 및 전력 전달을 위한 RF 송수신 기술 ▶CFP-120	
윤우열, 김당오, 이자현, 정상훈, 조동호(한국과학기술원)	1550
08. 건물에서의 무선 센서 네트워크 구성을 위한 424/447MHz 대역의 물리계층 개발 ▶CFP-292	
유태윤, 한재준, 김아연, 김동식(한국외국어대학교)	1552
09. 에너지 수확 모바일 센서 망에서 자기-동기화 듀티-사이클링 제어 ▶CFP-378	
소원호(순천대학교), 노선식(광주대학교), 김영천(전북대학교)	1556
10. 70W급 빔공해 방지용 LED 도로 조명 장치 ▶CFP-018	
윤달환, 박형진, 박진욱, 김현수, 김준일, 조 상(세명대학교), 윤종욱(서강대학교)	1560
11. 빌딩에너지관리시스템(BEMS)용 지하 주차장 스마트 환기 시스템 ▶CFP-185	
이우람, 임용기, 김형석(세종대학교)	1564

12. 음향 세척 장치의 음파 검출을 위한 무선 센서 개발 ▶CFP-372	
한재준, 유태윤, 김아연, 김동식(한국외국어대학교)	1568
13. Single Chip Low Power RF Transceiver를 이용한 조명제어기 구현 ▶CFP-418	
서민상(코산테크놀로지), 동성수(용인송담대학교)	1572

산업전자 (포스터)

01. 실리콘 산화막의 저전류 특성 ▶CFP-006	
강창수(유한대학교)	1577
02. 선박 안전운항 지원 서비스 구조 연구 ▶CFP-009	
박정호, 임동선, 장병태(한국전자통신연구원)	1579
03. 미세 다공성 기체 투과형 잔류염소 측정 센서의 특성 ▶CFP-044	
김기준, 홍선표(인천대학교), 오영권(한국계량계측기기공업협동조합), 서인호(대운계기산업(주))	1583
04. 온도센서의 비교 ▶CFP-066	
김덕수, 김종오, 이원석(동양미래대학교)	1587
05. 진화형시스템의 하드웨어 플랫폼 ▶CFP-067	
김종오, 김덕수, 장기동(동양미래대학교)	1590
06. 3D 위치 측정용 SAW TAG 설계 및 구현 ▶CFP-102	
송재철(인덕대학교), 이동두, 오세영, 이창화(Admotech), 노갑성, Massood Atashbar(Western Michigan University), 이형수(KETI), 한해숙, 임희석(고려대학교)	1593
07. Real-time OS 기반의 Test Executor 개발 연구 ▶CFP-122	
김경진, 정기현, 최경희(아주대학교)	1596
08. Classification Tree Method를 이용한 BLDC 모터 제어기 테스트에 관한 연구 ▶CFP-123	
신재혁, 정기현, 최경희(아주대학교)	1599
09. 동일 Instruction Set을 가진 이 기종 Micro controller간 Static Binary Translation ▶CFP-125	
서성민, 정기현, 최경희(아주대학교)	1602
10. Diaphragm 에서 변위에 따른 Strain 분포 고찰 ▶CFP-134	
이성재(대림대학교), 김창희 (주나이콤)	1605
11. 다중경로 업링크 환경에서의 WiBro 시스템 성능 연구 ▶CFP-224	
안성수(명지전문대학), 김민수(국방과학연구소)	1607
12. MLAC 시스템의 페루프 식별 및 제어기 설계 ▶CFP-264	
김재진, 최선아((주) 포스코)	1610

	13. 센서 네트워크에서 노드 할당에 따른 에너지 효율에 대한 연구 ▶CFP-298 정성민(성균관대학교), 이동영(명지전문대), 정태명(성균관대학교)	1613
	14. 유·무선 통합 NAC(Network Access Control) 관리시스템 개발 ▶CFP-304 이동영(명지전문대학), 이을석((주)이너버스), 김민수(국방과학연구소)	1616
	15. 다양한 규모의 산업 현장에 유연한 제어 플랫폼 구성 ▶CFP-310 최선아, 김재진(POSCO)	1619
특별세션	16. 잔향 환경에서의 다채널 음성 향상을 위한 필터 확장기법 연구 ▶CFP-013 진유광, 홍두화, 이준엽, 김남수(서울대학교)	
특별세션	17. 잡음과 반향이 있는 환경에서 가중 ARMA 기반 특징보상 방식의 성능개선 ▶CFP-074 반성민, 김형순(부산대학교)	
	18. ECU 모니터링 시스템에 관한 연구 ▶CFP-315 최효섭, 강철준, 박상현, 고재진(전자부품연구원)	1622
	19. 안드로이드 기반 차량용 네트워크 소프트웨어 시스템 모델 ▶CFP-347 박덕근(전자부품연구원), 민수영, 이상엽, 이재규(전북임베디드시스템연구센터)	1624
	20. 리모트 컨트롤 프레임을 이용한 차량용 광 네트워크 미디어 시스템 모델 ▶CFP-353 이상엽, 강철준, 박상현(전자부품연구원)	1626
	21. 차선 측정 영상 시스템 구조에 관한 연구 ▶CFP-360 김장권(대림대학교), 김지윤(광운대학교), 김영선(대림대학교)	1628
	22. High Speed Memory Test를 위한 Hi-Fixture 개발 ▶CFP-362 김은원, 박종진(대림대학교)	1632
특별세션	23. Electrical property variations of Trench type Super Barrier Rectifier (tSBR) with fabrication processes ▶CFP-094 나경일, 박건식, 원종일, 박종문, 유성욱, 구진근, 김상기(한국전자통신연구원)	
특별세션	24. 산화물 박막 트랜지스터의 공핍모드 특성을 보상하는 시프트 레지스터 회로의 구현 ▶CFP-067 피재은, 박상희, 황치선(한국전자통신연구원)	
특별세션	25. DC 반응 스퍼터링 공정을 이용한 WO ₃ /Ta ₂ O ₅ /NiO 전기변색 소자의 제조 및 특성분석 ▶CFP-071 조성목, 김태엽, 박정욱, 류호준(한국전자통신연구원)	
특별세션	26. Gate-connected Field Plate를 포함하는 Normally-off AlGaN/AlN/GaN MISFET 특성 연구 ▶CFP-073 안호균, 배성범, 장우진, 강동민, 김성일, 이종민, 김혜천, 민병규, 윤행섭, 임종원, 권용환, 남은수(한국전자통신연구원)	
특별세션	27. 저잡음 MEMS 마이크로폰 ROIC ▶CFP-069 김이경, 조민형, 전영득, 노태문(한국전자통신연구원)	
	28. 스마트폰을 이용한 스마트 ODB2 단말기 시스템 개발에 관한 연구 ▶CFP-412 박정일, 김은원, 박화세(대림대학교)	1636

	29. 건설현장 작업안전을 위한 안전모 구현 ▶CFP-489	
	홍석용, 이승현, 김보민, 장문석, 이응혁(한국산업기술대학교)	1639
	30. 전력정보를 이용한 전기화재 원인분석 퍼지 시스템 ▶CFP-509	
	조도현(인하공업대학), 이보인, 이세인(주유투에스), 함승용(주삼인전기), 남상엽(국제대학교)	1643
	31. 소독효율을 높이기 위한 관로형 소독기 자동세척장치 ▶CFP-514	
	류지형, 유동현, 정길도, 박재병(전북대학교)	1645
특별세션	32. 압축 오류를 줄이기 위한 학습 기반의 JPEG 영상 매칭 기법 연구 ▶CFP-090	
	김선영, 최인창, 유왕타이(한국과학기술원)	
특별세션	33. 다초점 이미지 사진기법을 이용한 강건한 전초점 고해상화 기법 ▶CFP-091	
	이민행, 유왕타이(한국과학기술원)	
	34. 중요 시설물 환경 관리용 실시간 유·무선 경보시스템 ▶CFP-516	
	김 현, 성홍석, 김덕영, 이종성, 원영진(부천대학교)	1647
	35. 퓨즈의 I-T 시험을 위한 알고리즘 설계 ▶CFP-517	
	반기중, 김진우, 원영진(부천대학교)	1649
	36. User Interface for Web-based 3D Monitoring System ▶CFP-519	
	고정환(인하공업전문대학), 이원석(동양미래대학교)	1651
	37. 타이링을 통한 EO/IR의 정지 영상 압축 성능 비교 ▶CFP-526	
	이정석(인하공업전문대학), 이 철(광운대학교), 유재정(고려대학교)	1653



특별세션



7월 3일(수) 15:20~17:20

사파이어

특별세션1 (HEVC 차세대 부호화 CODEC)

좌장 김문철 (KAIST)

01. 텍스처 복잡도 예측을 이용한 HEVC 부호화기 고속화 ▶CFP-079
안상수(한국과학기술원), 박성모(한국전자통신연구원), 김문철(한국과학기술원) 1659
02. 고속 HEVC 부호화를 위한 보간 필터 최적화 연구 ▶CFP-080
황대진, 안용조, 심동규(광운대학교) 1661
03. HEVC를 위한 움직임 벡터 고속 결정 방법 ▶CFP-033
송승현, 원광현, 박영현, 전병우(성균관대학교) 1665
04. HEVC 부호화기를 위한 화질 및 발생 비트량 제어 ▶CFP-050
이민호(세종대학교), 서찬원(삼성전자), 한종기(세종대학교) 1667
05. 적응적 변환 쿼드트리 결정방법 ▶CFP-081
강장병, 최해철(한밭대학교) 1670
- 포스터 06. HEVC 충실도 확장 표준화 현황 ▶CFP-082
김휘용, 임성창, 최진수(한국전자통신연구원) 1674

7월 3일(수) 15:20~17:20

루비

특별세션2 (하드웨어 보안시스템)

좌장 정교일 (ETRI)

01. New Concept for Side Channel Attack Countermeasure ▶CFP-057
최두호, 김태성(한국전자통신연구원) 1678
02. TrustZone의 Secure Booting에 대한 취약점 분석 ▶CFP-058
최필주, 김동규(한양대학교) 1681

03. 내장형 곱셈 연산 로직 기반 효율적인 Squaring 연산기의 FPGA 구현 ▶CFP-059	
김현진, 이연철, 박대환, 서화정, 김호원(부산대학교)	1683
04. 정보보호 시스템을 위한 FPGA 기반 하드웨어 가속기 설계 ▶CFP-060	
김창훈(대구대학교)	1686

7월 4일(목) 08:30~10:30

사파이어

특별세션3 (영상이해분야)

좌장 김창익 (KAIST)

01. 문자 인식을 위한 랜덤 포레스트 기반 텍스트 영상 이진화 알고리즘 ▶CFP-024	
곽인범, 한보형(POSTECH)	1696
02. 그림자영역을 보존한 영상 리타겟팅 ▶CFP-034	
이혁재, 김창익(한국과학기술원)	1698
03. 고밀도의 임펄스 잡음에 오염된 영상의 효율적인 잡음 제거를 위한 군집화 중간값 필터 ▶CFP-043	
백승인, 정수용, 최종수, 이상근(중앙대학교)	1701
04. 문서영상을 위한 효율적인 적응적 이진화 알고리즘 ▶CFP-045	
이기주, 정수용, 황준용(중앙대학교), 오정수(부경대학교), 최종수, 이상근(중앙대학교)	1704
05. 공간 가변적 열화 제거를 위한 근사 제약적 최소 제곱 복원 필터 기반의 적응적 영상 복원 ▶CFP-048	
정혜진, 이은성, 채은정, 강원석, 백준기(중앙대학교)	1707

7월 4일(목) 08:30~10:30

루비

특별세션4 (산학협동연구)

좌장 이 용 구 (한림성심대학교)

01. 스마트 RFID 태그를 이용한 발효식품의 유통기한 예측 시스템 ▶CFP-017	
이창원, 박소영, 김주웅(동국대학교), 이용구(한림성심대학교), 엄기환(동국대학교)	1709
02. The design of smart fitting room with ultrasonic sensor and smart RFID hanger ▶CFP-019	
임 삼(동국대학교), 정경권(전자부품연구원), 윤기방(인천대학교), 엄기환(동국대학교)	1713
03. Fruit freshness monitoring system using the smart RFID system ▶CFP-020	
트롱반니아, 임 삼(동국대학교), 손동설(유한대학), 엄기환(동국대학교)	1716
04. 증강현실 기반 산업현장 환경 모니터링 시스템 설계 ▶CFP-041	
이민구, 박용국, 정경권(전자부품연구원), 황성일, 김영진, 최종덕((주)맥스포), 남상엽(국제대학교), 이원석(동양미래대학교)	1719

- 05. 산업 현장의 환경 관리 통합 솔루션 설계 ▶CFP-042
이민구, 박용국, 정경권(전자부품연구원), 황성일, 김영진, 최종덕((주)맥스포), 이상희(동서울대학교),
김장권(대림대학교) 1721
- 06. 지그비를 이용한 바이오닉 모니터링 시스템 설계 ▶CFP-046
김용중, 이재석, 이성준((주)아이엠바이오), 신형철, 안재목(한림대학교) 1723
- 07. 다축 동기화 제어를 위한 EPL의 입, 출력 특성 연구 ▶CFP-070
박장환, 현성훈(국립한경대학교) 1725

7월 4일(목) 13:30~15:30

아메티스트1

특별세션5 (맞춤형 신 한방 의료기기 개발)

좌장 남기창 (연세대학교)

- 01. 통합 체질/건강 진단 시스템 개발 ▶CFP-028
전영주, 김장용, 김영민, 이윤희, 김재욱, 유하나, 김종열(한국한의학연구원) 1727
- 02. 머신러닝을 이용한 고혈압 진단모델 ▶CFP-029
이범주, 도준형, 김종열(한국한의학연구원) 1729
- 03. 비만 위험군의 체형 특징에 따른 대사증후군에 대한 발병률 연구 ▶CFP-035
남지호, 구분초(한국한의학연구원) 1732
- 04. 맥파 특성에 따른 건강 수준 평가 예비 연구: 고령 태음인 여성을 중심으로 ▶CFP-037
김재욱, 구분초, 김영민, 배장한, 전영주, 김근호, 김종열(한국한의학연구원) 1735

7월 4일(목) 13:30~15:30

아메티스트2

특별세션6 (지능로봇)

좌장 조영조 (ETRI)

- 01. FastSLAM의 성능 향상을 위한 적응적 가중치 보정 기법 ▶CFP-002
이승환(서울대학교), 조영조(한국전자통신연구원), 이범희(서울대학교) 1738
- 02. 군집지능로봇을 이용한 전파맵구축 방법 ▶CFP-006
임현자, 이창은, 조영조, 김성훈(한국전자통신연구원) 1742
- 03. 실내외 군집로봇을 위한 협업 측위 시스템 설계 ▶CFP-016
임정민, 이규진, 오정훈, 유상훈, 성태경(충남대학교) 1745

04. 군집 로봇의 제한 시간 동기 대형 형성 제어 ▶CFP-021 이영호, 심정욱, 국태용(성균관대학교), 지상훈, 이재선(한국생산기술연구원), 문용선(순천대학교)	1748
05. 기준 경로 및 동적 윈도우를 이용한 이동 로봇의 적응형 제어 ▶CFP-022 심정욱, 이영호, 국태용(성균관대학교), 지상훈, 이재선(한국생산기술연구원), 문용선(순천대학교)	1752
06. 실내환경 서비스로봇의 주행성능평가척도 연구 ▶CFP-023 유원필, 최성록, 채희성, 정영숙(한국전자통신연구원)	1756
07. 임의로 발생하는 태스크에 대응하는 군집 로봇의 임무할당방법 문제 정의 ▶CFP-038 전서현, 장민수, 이창은, 조영조(한국전자통신연구원)	1758
08. 미미틱 알고리즘 기반의 군집로봇 협조제어 기법 ▶CFP-039 이재선, 지상훈, 이상무(한국생산기술연구원), 장병탁(서울대학교)	1761

7월 4일(목) 13:30~15:30

사파이어

특별세션7 (Enhanced Network Technology)

좌장 유제훈 (ETRI)

01. DU_RU 분리형 기지국 데이터절감 기술 ▶CFP-026 김승환, 이상수(한국전자통신연구원)	1764
02. MPLS 기반 백홀 멀티미디어 서비스 적용 기술 ▶CFP-064 김보성, 남성용(LG유플러스)	1767
03. 고가용성 NodeOS 지원을 위한 TCP 세션 절체 기능 ▶CFP-078 김상일(광운대학교), 문 성, 류호용(한국전자통신연구원), 김화성(광운대학교)	1771
04. 모바일 콘텐츠 전달 최적화 기술 동향 및 표준화 ▶CFP-083 이종민(SK 텔레콤), 전승현(한국과학기술원), 이지철(삼성전자), 최준균(한국과학기술원)	1774
05. 광대역 무선 광-패킷 통합 네트워크 기술 ▶CFP-085 유제훈, 조승현, 주범순(한국전자통신연구원)	1777
06. 패킷-광 통합 스위치 시스템의 패킷 전송 성능 시험 ▶CFP-086 권정국, 유제훈, 김선미, 주범순, 이종현(한국전자통신연구원), 조일권(한국정보화진흥원)	1781

7월 4일(목) 13:30~15:00

루비

특별세션8 (LCD driver 와 touch sensor)

좌장 **최윤경** (삼성전자)

- 01. G2-타입 대면적 터치스크린패널 개발 ▶CFP-051
정우석, 신재현, 홍찬화, 박래만, 김경현, 송창우(ETRI), 김광현(멜파스), 강동호(노바테크인더스트리) 1785
- 02. A 3.4Gbps/lane Clock Embedded Intra-panel Interface with Low Protocol overhead for TV application
▶CFP-053
오운택, 김진호, 장영환, 김태진, 이재열, 나경석, 황규철(삼성전자) 1787
- 03. 높은 노이즈 둔감성을 가지는 10.1인치 정전용량 방식 터치스크린용 컨트롤러 ▶CFP-054
양준혁, 박상휘, 조규형(한국과학기술원) 1792
- 04. A True Differential Dynamic Flip-Flop based Touch Signal Sensing Architecture ▶CFP-062
Masashi Hashimoto, Jin Ho Choi(LG Electronics) 1796

7월 4일(목) 15:50~17:50

아메티스트1

특별세션9 (맞춤형 신 한방 의료기기 개발 II)

좌장 **김종열** (한국한의학연구원)

- 01. 오실로메트릭 방식을 활용한 한방 진단 맥진 측정 장치 개발 ▶CFP-005
김홍엽, 김경하((주)휴비디), 유성기, 이태범, 신기영(한국전기연구원), 신재호((주)휴비디) 1800
- 02. 원격 맥진 시스템 개발 및 구현 ▶CFP-010
지형탁(한양대학교), 신기영, 유성기, 이태범, 진승오(한국전기연구원), 이수지(중앙대학교) 1802
- 03. 부침맥 판단을 위한 맥심지수 반복성 평가 ▶CFP-011
배장한, 김재욱, 전영주(한국한의학연구원) 1806
- 04. 허 영상의 색상 히스토그램 분석을 통한 설태 진단 지표 추출 ▶CFP-014
정창진, 김근호(한국한의학연구원) 1809
- 05. 가우시안혼합모델을 활용한 허 영상의 설태 분류 ▶CFP-025
김근호, 정창진(한국한의학연구원) 1812
- 06. 통합된 제어/석선부를 갖는 모듈 확장형 경혈 자극기 개발 ▶CFP-027
허 현, 최효준, 김상호(솔고) 1815
- 07. 다른 녹음환경에서의 사상체질 음성진단 시스템의 강인성 평가 ▶CFP-032
김영수, 남지호, 김종열, 장준수(한국한의학연구원) 1817

08. Optical Tissue Clearing Laser Probe System 개발 ▶CFP-056	
박지훈, 강희성, 손태운, 장원혁, 전은권, Edalat Radfar, 명현석, 이경중, 정병조(연세대학교)	
.....	1820

7월 4일(목) 15:50~17:50

아메티스트2

특별세션10 (차세대 IT 부품 기술)

좌장 노태문 (ETRI)

초청강연

00. 실리콘 나노선 어레이 열전소자 ▶CFP-093	
장문규, 김수정, 전효진(한국전자통신연구원, 과학기술연합대학원대학교), 최원철(한국전자통신연구원, 한국과학기술원), 정태형(한국전자통신연구원, 과학기술연합대학원대학교)	1824
01. PECVD를 이용한 비정질/미세결정질 SiGe 박막의 증착 및 특성 연구 ▶CFP-096	
윤선진, 이성현, 임정욱(한국전자통신연구원)	1826
02. 그래핀 투명전극을 이용한 OLED 소자 ▶CFP-065	
문제현, 황주현, 한준한, 조남성, 신진욱, 주철웅, 조두희, 허진우, 박승구, 임종태, 유병곤(한국전자통신연구원), 최홍규(과학기술연합대학원대학교), 최성율(한국과학기술원), 서재원, 박용섭(경희대학교), 이정익(한국전자통신연구원)	1828
03. 지능형 자동차용 파노라마 영상 정합 엔진의 효율적인 구현 ▶CFP-075	
석정희, 여준기, 노태문(한국전자통신연구원)	1830
04. 고품질 삼차원 영상을 위한 레이저 레이다 시스템 ▶CFP-095	
민봉기(한국전자통신연구원)	1832
05. 삽입형 신경접속 마이크로 시스템의 전력 공급 및 데이터 전송을 위한 광전 소자에 관한 연구 ▶CFP-097	
송윤규, 장정우, 강민규(서울대학교)	1834
포스터 06. Electrical property variations of Trench type Super Barrier Rectifier (tSBR) with fabrication processes ▶CFP-094	
나경일, 박건식, 원종일, 박종문, 유성욱, 구진근, 김상기(한국전자통신연구원)	1836
포스터 07. 산화물 박막 트랜지스터의 공핍모드 특성을 보상하는 시프트 레지스터 회로의 구현 ▶CFP-067	
피재은, 박상희, 황치선(한국전자통신연구원)	1839
포스터 08. DC 반응 스퍼터링 공정을 이용한 WO ₃ /Ta ₂ O ₅ /NiO 전기변색 소자의 제조 및 특성분석 ▶CFP-071	
조성목, 김태엽, 박정욱, 류호준(한국전자통신연구원)	1841
포스터 09. Gate-connected Field Plate를 포함하는 Normally-off AlGa _N /AlN/GaN MISFET 특성 연구 ▶CFP-073	
안호균, 배성범, 장우진, 강동민, 김성일, 이종민, 김해천, 민병규, 윤형섭, 임종원, 권용환, 남은수(한국전자통신연구원)	1843

포스터

- 10. 저잡음 MEMS 마이크로폰 ROIC ▶CFP-069
김이경, 조민형, 전영득, 노태문(한국전자통신연구원) 1845

7월 4일(목) 15:50~17:50

사파이어

특별세션11 (지능형 음성언어처리 기술 - ETRI 국책과제를 중심으로)

좌장 김희린 (KAIST)

- 01. 대화형 자연어 음성인터페이스 기술 및 서비스 현황 ▶CFP-061
이윤근(한국전자통신연구원) 1847
- 02. 언어 확장형 다국어 자동통번역 기술 개발 현황 ▶CFP-068
김영길(한국전자통신연구원) 1850
- 03. 잡음적응 훈련기반 음향모델을 위한 음성개선 방법 ▶CFP-072
정호영(한국전자통신연구원) 1853
- 04. 스마트TV를 위한 음성인식 서비스 시스템의 구현 ▶CFP-076
박전규, 정 훈, 정의석, 강병욱, 박기영, 오유리, 이윤근(한국전자통신연구원) 1856
- 05. 지식 학습 기반의 다국어 형태소 및 구문분석 ▶CFP-077
김창현, 김영길(한국전자통신연구원) 1858

포스터

- 06. 잔향 환경에서의 다채널 음성 향상을 위한 필터 확장기법 연구 ▶CFP-013
진유광, 홍두화, 이준엽, 김남수(서울대학교) 1862

포스터

- 07. 잡음과 반향이 있는 환경에서 가중 ARMA 기반 특징보상 방식의 성능개선 ▶CFP-074
반성민, 김형순(부산대학교) 1864

7월 4일(목) 15:10~18:20

루비

특별세션12 (카메라와 CMOS 이미지 센서)

좌장 김태찬 (삼성전자)

- 01. 향상된 선 엡지 보존 능력의 DFDF 영상 보간법 ▶CFP-012
김종환, 이승준, 고성제(고려대학교) 1867
- 02. Phase unwrapping using single modulated light source and multi photo gate frequencies for Time-of-Flight (ToF) 3D depth sensor ▶CFP-030
Seong Yeong Jeong, Kyu Min Kyung, Kwanghyuk Bae, Shung Han Cho, Tae-Chan Kim(Samsung electronics S.LSI) 1871

03. LALC 알고리즘을 이용한 ToF 센서 ▶CFP-031	
김윤홍, Michelle Wang, 이승훈, 홍석용, 변성재, 이광현, 한상덕, 김태찬(삼성전자)	1874
04. 모바일 OIS시스템을 위한 지수가중이동평균 필터 기반의 DCF 알고리즘 정밀도 분석 ▶CFP-036	
이호준, 이승권(동운아나텍), 공진홍(광운대학교)	1878
05. 단일 노출 영상의 HDR 영상 융합을 위한 다중 노출 영상 생성방법 ▶CFP-040	
신용훈, 정수용, 이상근(중앙대학교)	1881
06. Blurry / Noisy 이미지 쌍을 이용한 불균형 Deblurring ▶CFP-047	
임동관, 조원호, 김태찬(삼성전자)	1884
07. 이중 색상 필터 조리개의 색상 이동 특성을 사용한 단일 카메라 기반 심도 추정 ▶CFP-052	
이승원, 강원석, 김나현, 정경원, 백준기(중앙대학교)	1887
08. The Characterization of CMOS image sensors : YSNR vs. Color Accuracy ▶CFP-063	
Young Sam Yu, JaehJeong, EunsooChang, HwayoungKang, Young-Kwon Yoon(Samsung Electronics)	1889
09. 이미지 분류의 기능 향상을 위한 색온도 조정 기반의 보정 기법 ▶CFP-247	
갈준호, 김보은, 송원석, 김태정(서울대학교)	1892
10. 10-bit Two-Step Single Slope A/D 변환기를 이용한 고속 CMOS Image Sensor의 설계 ▶CFP-301	
배재영, 송민규(동국대학교)	1896
11. 스테레오영상의 깊이감에 의한 뇌 반응의 변화 ▶CFP-498	
김동찬, 박현욱(카이스트)	1898
12. 영역 기반 특징을 효율적인 얼굴 검출 방법 ▶CFP-089	
박상혁, 정준영, 서영주, 이동훈, 유창동(한국과학기술원)	1900

7월 5일(금) 09:00~10:30

아메티스트2

특별세션13 (Machine Learning)

좌장 김준모 (KAIST)

01. 슈퍼컴퓨터 환경에서 랜덤 포레스트의 효율적인 학습 방법 ▶CFP-084	
유병인, 최창규, 한재준, 박두식(삼성전자)	1903
02. Least Squares 기법을 활용한 고속 Linear Discriminant Analysis ▶CFP-087	
이기복, 김준모(한국과학기술원)	1905
03. 스파스코딩과 구별력이 있는 딥서너리 러닝을 이용한 성별 판별 알고리즘 ▶CFP-088	
윤재식, 유창동(한국과학기술원)	1909
04. 게임을 위한 기계학습 기법의 응용 사례 ▶CFP-092	
박현수, 윤두밌, 조호철, 김경중(세종대학교)	1912

포스터

05. 압축 오류를 줄이기 위한 학습 기반의 JPEG 영상 매칭 기법 연구 ▶CFP-090
김선영, 최인창, 유왕타이(한국과학기술원) 1916

포스터

06. 다초점 이미지 사진기법을 이용한 강건한 전초점 고해상화 기법 ▶CFP-091
이민행, 유왕타이(한국과학기술원) 1918

7월 5일(금) 10:30~12:00

아메티스트2

특별세션14 (Super-HD Voice 서비스용 음성 압축 기술)

좌장 오 은 미 (삼성전자)

01. 7.1-Channel 오디오에서 수직채널을 위한 휴대형 오디오 레코딩 장치 설계 ▶CFP-007
김종건, 전찬준, 정석희(광주과학기술원), 최승호(서울과학기술대학교), 김홍국(광주과학기술원)
..... 1920

02. 음악 콘텐츠 추천을 위한 장르/무드 인식 기법 ▶CFP-008
변가람, 김무영(세종대학교) 1922

03. 3D 영상 객체와 음향 신호의 연관성을 고려한 3축 입체음향 재현 시스템 ▶CFP-015
김선민, 이영우, 이운재(삼성전자) 1924

04. MPEG-H 3D Audio 표준화 동향 ▶CFP-018
백승권, 서정일, 강경옥(한국전자통신연구원) 1928

05. 고대역 시간축 포락선 조정을 통한 SBR 성능 향상 기술 ▶CFP-044
김기준(광운대학교), 주기현, 오은미(삼성전자), 박호중(광운대학교) 1932

06. Super-HD Voice 서비스용 음성 압축 기술 ▶CFP-049
오은미, 성호상, 주기현(삼성전자) 1934

7월 5일(금) 10:30~12:00

사파이어

특별세션15 (hw/sw 통합 최적화)

좌장 함 철 희 (삼성전자)

01. 실시간 동작 인식 알고리즘의 상위수준 설계 분석 및 잡음 제거 하드웨어의 집적 회로 구현 ▶CFP-001
최창원, 이준환(광운대학교) 1938

02. Code Optimization for the Flow-Based Network Processor with LLVM ▶CFP-004
Hokyoon Lee, Seon Wook Kim(Korea University) 1942

03. 클록 게이팅 기반 상위 수준 전력 분석 사례 ▶CFP-009
김종규, 이준환(광운대학교) 1945

04. HEVC 보간 필터의 성능 향상을 위한 ASIP 설계 ▶CFP-055	
김현우, 조송현, 송용호(한양대학교)	1949
05. 가상 하드웨어 플랫폼을 사용한 빠른 소프트웨어 성능 평가 기법 ▶CFP-323	
권순완, 김중백, 이승욱(삼성전자)	1953
06. ARM 기반 SoC의 캐시 일관성 유지를 위한 스눕 기법 사용에 대한 성능 분석 ▶CFP-329	
황찬영, 김중백, 이승욱(삼성전자)	1957
07. An implementation of fast PVR editing system ▶CFP-098	
전남재, Amit Sahrawat, 권재욱, 함철희(삼성전자)	1961

구두

반도체 소사이어티

- 반도체 1
- 반도체 2
- 반도체 3
- 반도체 4
- 반도체 5
- 반도체 6

SUMMER

멤리스터-CMOS 기반의 Redundant Binary Signed Digit Adder 설계

*안연규, 이상진, 박병석, Kamran Eshraghian, 조경록
충북대학교 정보통신공학

e-mail : ygahn@hbt.cbnu.ac.kr, sjlee@hbt.cbnu.ac.kr, bspark@hbt.cbnu.ac.kr,
kamran.eshraghian@gmail.com, krcho@cbnu.ac.kr

Design of a Redundant Binary Signed Digit Adder Using Memristor

*Yeon-Gyu Ahn, Sang-Jin Lee, Byung-Suk Park,
Kamran Eshraghian and Kyoungrok Cho
Dept. of Information and Communication Engineering
Chungbuk National University

Abstract

Redundant number systems reduce or eliminate carry propagation chains in digital arithmetic circuits that enhances computation speed. This paper presents a Memristor based RBSD adder using Memristor-CMOS logic circuits. The proposed RBSD adder saves cell area 31% than conventional RBSD adders.

I. 서론

일반적으로 컴퓨터 연산의 기본은 가산이며, carry 전달지연 때문에 대역폭이 늘어날수록 연산 시간이 증가하게 된다. 이러한 지연을 줄이고 빠른 연산을 하기 위해 redundant number system이 개발 되었다[1]. Non-redundant number system에서 n-진법의 경우 각 자리는 0부터 n-1까지 n개의 계수를 가지게 되고, 어떠한 수도 유일하게 표현된다. 그러나 redundant number system은 n-진법의 계수를 n개 보다 더 많이 가질 수 있게 하여 수의 표현이 유일하지 않게 된다. redundant number system은 연산 속도가 대역폭과 관계 없이 일정하기 때문에 ripple carry 문제를 근본적으로 해결할 수 있지만 기존의 ripple carry 방식에 비하여 구현에 큰 면적을 필요로 한다[1].

본 논문에서는 RBSD(redundant binary signed digit) adder를 보다 적은 면적으로 구현하기 위해 멤리스터-CMOS 설계 방법을 이용하여 구현하였다[2,3].

II. RBSD adder design

2.1 멤리스터

멤리스터는 메모리 (memory)와 레지스터 (resistor)의 합성어로 두 개의 터미널을 가진 나노 스케일의 메모리 소자이다[4-6]. MIM (metal insulator metal)구조를 가지는 멤리스터는 바이어스의 방향에 따라 R_{ON} 또는 R_{OFF} 로 상태가 변화한다[4-6]. 멤리스터와 CMOS를 혼합하여 기존의 CMOS 논리 동작을 구현 할 수 있다. 멤리스터 기반의 논리 회로는 기존의 CMOS 논리 회로에 비해 적은 셀 면적을 차지하기 때문에 집적도를 높일 수 있다[3].

2.2 기존의 RBSD adder

RBSD number system은 (0,1)을 사용하는 일반적인 binary number system과 달리 $(\bar{1},0,1)$ 를 사용한다[2]. 예를 들어 $4_{(10)}$ 는 binary number system에서는 0100 한가지로 표현되지만, RBSD number system에서는 $1\bar{1}00$ 이나 $1\bar{1}\bar{1}00$ 으로 나타낼 수 있기 때문에 두 가지 이상으로 표현 할 수 있다. 논리 게이트에서는 (-1)을 표현 할 수 없기 때문에 RBSD에서 사용 되는 (-1,0,1)를 사용하기 위해 -1,0,1은 각각 (0,1), (0,0), (1,0)으로 인코딩하여 사용한다. 그림 1은 기존에 제안된 1-bit

RBSD adder 회로를 나타낸다[2].

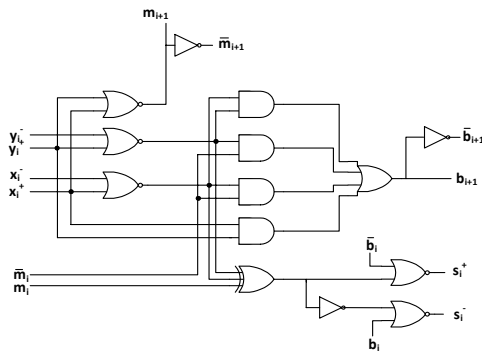


그림 1. 1-bit RBSD adder 회로

2.3 제안하는 멤리스터 기반의 RBSD adder

본 논문에서는 멤리스터와 CMOS를 이용한 논리 회로로 구성된 멤리스터-CMOS 기반의 RBSD adder를 제안한다. 그림 2는 멤리스터를 이용한 2 입력 NAND와 2 입력 NOR 게이트의 구조를 보여준다[3]. 이러한 논리 회로를 이용하여 기존의 RBSD adder를 멤리스터-CMOS 설계기법으로 구현하였다.

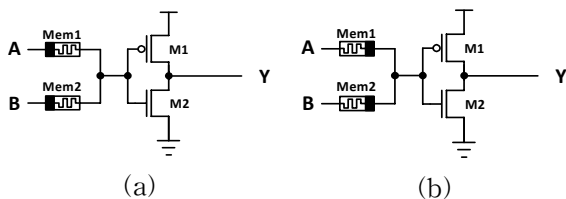


그림 2. 멤리스터-CMOS 논리 게이트
(a) NAND 게이트 (b) NOR 게이트

그림 3은 멤리스터-CMOS 기반의 RBSD adder의 시뮬레이션 결과이다. 기존의 RBSD adder와 제안하는 RBSD adder가 동일한 논리 동작을 하는 것을 시뮬레이션을 통해 확인 하였다. 표1은 기존의 RBSD adder와 제안하는 RBSD adder를 비교하였다. 제안하는 멤리스터-CMOS 기반의 RBSD adder가 기존의 RBSD adder 보다 셀 면적이 크게 감소하였다.

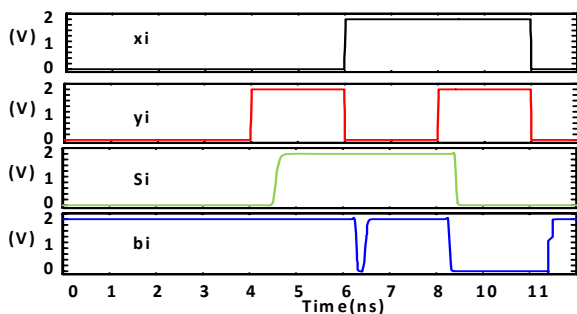


그림 3. 멤리스터-CMOS 기반의 RBSD adder의 시뮬레이션 결과

표 1. RBSD adder 비교

items	RBSD adder[2]	Proposed adder
Process(μm)	0.18	0.18
Time delay(ns)	0.366	0.473
Structure	92Tr	26Mem, 52Tr
Cell area(μm^2)	124.7	86.4

III. 결론

본 논문에서는 멤리스터와 CMOS를 이용한 논리 회로로 구성된 멤리스터-CMOS 기반의 RBSD adder를 제안하였다. 0.18 μm CMOS 공정과 멤리스터 SPICE를 이용한 시뮬레이션을 통해 RBSD adder와 멤리스터-CMOS 기반의 RBSD adder를 비교하였다. 기존의 RBSD adder는 92개의 트랜지스터로 구성되었고, 멤리스터-CMOS 기반의 RBSD adder는 26개의 멤리스터와 52개의 트랜지스터로 구성되었다. 그 결과 제안하는 멤리스터-CMOS 기반의 RBSD adder가 기존의 RBSD adder 보다 셀 면적이 31% 감소 하였다.

Acknowledgement

본 논문은 지식경제부 출연금으로 수행한 ETRI SW-SoC융합 R&BD센터의 연구결과입니다.

참고문헌

- [1] A. F. Gonzalez and P. Mazumder, "Redundant arithmetic, algorithms and implementations", INTEGRATION, the VLSI journal, Vol.30, pp.13-53, 2000.
- [2] R. K. Saxena, N. Sharma and A. K. Wadhvani, "Fast adder design using redundant binary numbers with reduced chip complexity", IACSIT International Journal of Engineering and Technology, Vol.3, No.3, June, 2011.
- [3] 한가람, 이상진, K. Eshraghian, 조경록, "멤리스터-CMOS 회로구조 기반의 프리미티브 IP 설계", 전자공학회논문지, 제50권, 제4호, pp.825-832, 2013.
- [4] L. O. Chua, "Memristor-the missing circuit element", IEEE Transactions on Circuit Theory, Vol.18, No.5, pp.507-519, 1971.
- [5] L. O. Chua and S. M. Kang, "Memristive devices and systems", Proceedings of the IEEE, Vol.64, No.2, pp.209-223, 1976.
- [6] D. B. Strukov, G. S. Snider, D. R. Stewart and R. S. Williams, "The missing memristor found", Nature, Vol.453, pp.80-83, May, 2008.

다중 채널 낸드 컨트롤러의 최적화 버퍼 구조 탐색

*이명현, **이세일, *윤성로
*서울대학교 전기정보공학부
**고려대학교 전기전자전파공학부
e-mail : sryoon@snu.ac.kr

Optimizing Buffering Structure for Multi-Channel NAND Controller

*Myunghyun Rhee, **Seil Lee, *Sungroh Yoon
*Department of Electrical and Computer Engineering,
Seoul National University, Seoul 151-744, Korea
**School of Electrical Engineering,
Korea University, Seoul 136-713, Korea

Abstract

In order to exploit the full bandwidth of today's multi-channel NAND controllers, it is important to carefully determine how to control buffer traffic and how to design buffer structures. A major constraint is the high cost incurred by integrating buffers into a chip, and we need to find a cost-effective buffer structure. In this paper, we implement multiple types of read/write buffers integrated with a multi-channel NAND controller along with inter-channel buffer sharing mechanisms and carry out a comparative analysis of their performance.

I. 서론

비용 문제로 널리 보급되지 못했던 SSD(Solid-State Disk)는 이제 많은 수의 노트북에 들어가고 있으며 정체된 PC 산업 시장에도 불구하고 수요가 꾸준히 높아지고 있다. iSupply에 따르면 연평균 69%의 고성장을 하고 있다[1].

SSD의 용량은 점점 커지고 속도는 빨라지고 있지만

현재는 호스트 인터페이스에서 병목현상이 일어나고 있다. SATA 6Gb/s를 사용하는 많은 제품들은 호스트 인터페이스의 최고 속도인 500MB/s의 읽기 쓰기 속도를 지원 한다.

앞으로 PCIe 등이 적용되어 호스트 인터페이스의 속도가 크게 빨라진다면 낸드 컨트롤러의 성능이 중요한 사안이 될 것이다. 본 논문에서는 미래의 대용량 다중 채널 낸드 컨트롤러의 성능에서 중요한 역할을 할 버퍼 구조를 최적화 하는 방법을 탐색 한다.

II. 본론

2.1 다중 낸드컨트롤러의 버퍼 구조

SSD의 용량이 커지면서 채널이 늘어나고 한 채널에 낸드가 많은 수가 연결 되고 있다. 한 채널에 연결되는 낸드 칩의 개수를 웨이(Way)라고 하며, 대용량 SSD의 경우 8 웨이 까지 구성 된다.

낸드 컨트롤러에는 버퍼(Buffer)가 존재하는데 채널이 낸드와 데이터를 주고받을 때 임시로 저장하는 역할을 한다. 그 크기의 단위는 낸드의 1 페이지 크기가 기준이 된다. 각 채널이 독립적으로 동작하기 위해서 버퍼를 다른 채널의 간섭 없이 사용할 수 있어야 한다. 이를 위해서 채널이 늘어날 때는 버퍼의 수도 함께 증가

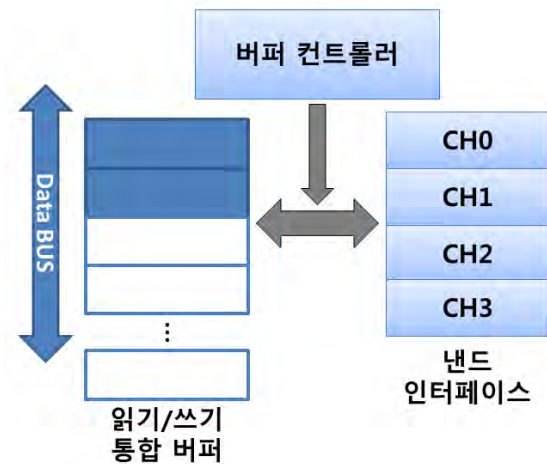


그림 1 읽기/쓰기 통합 버퍼 낸드컨트롤러 구조

시킨다.

또한 채널 인터리빙(Interleaving)을 사용해 한 채널의 여러 개의 낸드를 병렬적으로 사용하기 위해서는 낸드가 특정 버퍼를 사용하고 있을 때, 다음 버퍼에 데이터가 준비되거나 아니면 데이터를 받기 위해 대기하고 있어야 한다. 그러므로 버퍼가 채널 내 병렬화의 병목 지점이 되지 않으려면 2개의 버퍼가 존재해야 한다. 읽기와 쓰기의 경우 버퍼의 쓰입새가 다르기에 각각 따로 존재하는 것이 좋다. 또한 2-플레인(Plane) 읽기 쓰기를 위해서도 최소한 한 개의 채널에 2개의 읽기/쓰기 버퍼가 지원될 필요성이 있다.

버퍼는 SRAM으로 구현되며 컨트롤러 칩 내부에 레지스터로 구현 된다. 그렇기 때문에 컨트롤러가 SoC (System on Chip)으로 생산되면 버퍼는 많은 면적을 차지하고 비용이 가장 비싼 부분이 된다. 때문에 효율적인 컨트롤러 구조를 위해서는 다중 채널의 독립적인 동작과 효율적인 인터리빙을 지원하면서도 SRAM으로 구현되는 데이터 버퍼의 크기를 줄일 필요성이 있다.

2.2 버퍼 동작 분석

낸드 컨트롤러의 데이터 버퍼는 쓰기 버퍼와 읽기 버퍼로 이루어진다(이하 각각 WB, RB 이라 한다).

WB는 쓰기 동작일 때 호스트에서 전달된 데이터가 DRAM에 저장되었다가 낸드로 전송되기 전에 마지막으로 대기하는 장소이다. 한 채널에 연속으로 쓰기 명령이 수행되는 경우 두 개의 WB가 존재하면 한 개의 낸드에 데이터를 전송하자마자 바로 다음 낸드에 데이터를 전송할 수 있다.

읽기의 경우에도 채널에 여러 개의 낸드가 동시에 읽기 내부동작이 완료되는 경우에는 최소 2개의 RB가 있어야 지연 시간 없이 연속적으로 데이터를 읽어올 수 있다.

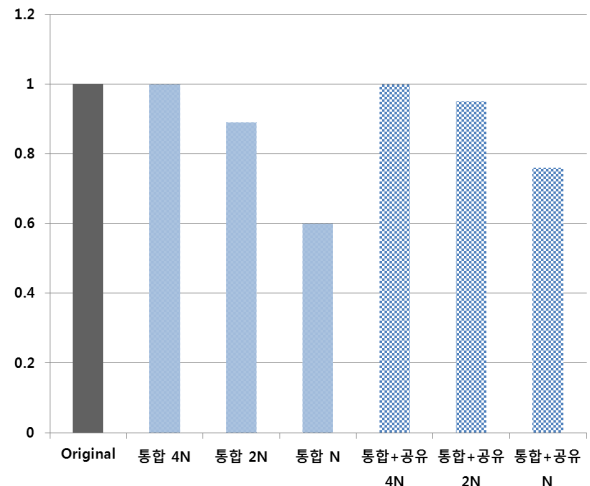


그림 2. 버퍼 구조에 따른 속도 비교

읽기와 쓰기 동작이 섞여서 수행되는 경우는, 쓰기->읽기의 경우 데이터를 낸드로 전송하면 그 버퍼는 빈 버퍼가 되기 때문에 읽기에 사용할 수 있다. 읽기->쓰기의 경우 읽은 데이터를 시스템 버퍼에 전송하는 동안 낸드에 데이터를 쓰려면 두 개의 버퍼가 필요하다.

2.3 쓰기/읽기 통합 버퍼

2.2 절에 논의 한 바와 같이 쓰기/읽기 버퍼가 한 채널에 두 개씩 있으면 버퍼로 인한 지연 없이 모든 명령을 처리할 수 있다.

이 때 읽기나 쓰기가 수행될 때는 최소한 한 페이지 크기인 8640 싸이클 동안 버퍼가 사용되며 채널 버스를 점유한다. 때문에 시스템 버퍼로 연결되는 데이터 버스와 DMA의 성능이 충분할 경우, 읽기/쓰기 버퍼를 통합하여 두 개를 사용해도 다음 명령을 지연 없이 처리 할 수 있다.

그림 1 과 같이 쓰기/읽기 통합 버퍼를 구현하여 버퍼의 크기를 절반으로 줄였다. 또한 과거에 연구했던 채널 간 버퍼를 공유하면서 전체 버퍼 크기를 4분의 1로 줄이는 구조도 구현 하였다[2].

2.4 구현 및 실험

Xilinx사의 ML605 레퍼런스 보드에 도터보드를 부착하여 4채널 8웨이 32개의 ONFI 낸드를 테스트 할 수 있는 환경을 구성하였다. 4개의 채널에는 8개의 낸드 플래시 칩이 연결되어 있다. 기본 낸드 컨트롤러와 환경 구성은 ONFI 낸드 컨트롤러 테스트 환경을 확장 시켜 사용하였다[3].

채널의 개수를 N 이라 하였을 때, $4N$ 개의 WB, RB가 있을 때와, 쓰기/읽기를 통합하여 $2N$ 개로 줄인 경우 읽기/쓰기가 512KB씩 섞인 워크로드를 처리하는데 걸리는 시간을 테스트하였다. 또한 채널 간 버퍼를 공

유하며 동일 실험을 진행하며 버퍼 개수를 N 개까지 줄여서 실험하였다.

그 결과, 그림 2에서 보듯이 읽기/쓰기 버퍼 각각 $2N$ 개인 경우의 워크로드 처리 속도를 1이라 하면, 읽기/쓰기 버퍼를 통합한 경우도 성능이 거의 동일하였다. 버퍼 개수를 $2N$ 개로 줄인 경우는 11%의 성능 저하를 보였다. 이는 읽기가 연속되다가 쓰기로 전환 되는 경우에 발생하는 지연현상 때문으로 추측할 수 있다. N 개로 줄인 경우에는 버퍼 처리 속도가 약 40% 가량 하락하여 성능 저하가 확연하게 나타났다.

읽기/쓰기 버퍼를 통합하고 채널 간에 버퍼를 공유하는 경우는 버퍼 크기가 $2N$ 인 경우 95%의 성능을 보였다. 크기를 N 으로 줄여도 최대 성능보다 23% 저하만을 보였다. 이는 버퍼를 공유하지 않은 경우에 비해 17% 높은 수치이다.

결과적으로 버퍼를 컨트롤 하는 컨트롤 로직과 버퍼를 선택하는데 소요되는 비용만으로 버퍼 크기를 4분의 1로 줄이고도 기존 대비 76%의 성능의 다중 채널 낸드 컨트롤러를 구현하였다.

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구에서는 다중 채널 낸드 컨트롤러 구조에서 버퍼의 크기를 줄이면서 성능 저하는 최소화 할 수 있는 구조를 탐색해 보았다. 결론적으로 쓰기/읽기 버퍼 통합하고 채널 간에 공유하여 $2N$ 개의 버퍼로 각 채널마다 4개의 버퍼가 있을 때의 95%의 성능을 가지는 구조를 구현하였다.

사사 (Acknowledgement)

본 연구는 산업통상자원부/한국산업기술평가관리원 산업원천기술개발사업 (KI10035202) 및 미래창조과학부/한국연구재단 (No. NRF-2011-0009963, No. NRF-2012R1A2A4A01008475)의 지원을 받아 수행되었음.

참고문헌

[1] http://www.dqc.or.kr/dqgonggam/view.html?board=m_market_trends&uid=713.

[2] 이명현 외, “멀티 채널 낸드 컨트롤러 구현 및 공유 버퍼의 영향 비교”, 전자공학회 추계학술대회 2011.

[3] 이명현 외, “ONFI 최적화 낸드 컨트롤러 구현 및 성능 분석”, 정보과학회논문지: 컴퓨팅의 실제 및 레터 제19권 제3호, 2013.3.

칩 간 통신을 위한 밀리미터파 저전력 OOK 복조기 설계

*이해진, 박철순

한국과학기술원 전기및전자공학과

e-mail : leehaejin@kaist.ac.kr, parkcs@ee.kaist.ac.kr

Millimeter-wave Low-power OOK Demodulator Design for wireless chip-to-chip communication

*Hae-Jin Lee, Chul-Soon Park

Department of Electrical engineering

Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST)

Abstract

Recently, the operation speed at the interconnect between chips or modules has increased and exceeded Giga-bps operation. However, some problems, such as skin effect, dielectric absorption, and attenuation loss, began to appear in the existing electrical interconnect. Among candidates for the alternative, wireless interconnect using millimeter wave can not only satisfy the high speed operation but also resolve the problem at the electrical one. In order to increase the market share of wireless interconnect, the low power operation and low cost traits must be necessary. the proposed modulator operates with low power by using on-off keing (OOK) modulation and it can be produced at low cost due to the use of CMOS and its small size.

I. 서론

정보통신 기술의 발전함으로써 전자기기가 처리할 수 있는 데이터양과 그 속도가 동시에 증가하고 있다. 일반적으로 가장 많은 데이터 처리를 요구하는 컴퓨터

에서는 electrical interconnect를 사용하여 내부 및 외부와의 데이터 통신을 하고 있다. 점점 증가하는 대용량의 데이터 처리에 대응하기 위해 병렬로 연결하지만, 계속적으로 증가하는 데이터 속도를 감당하기에는 한계가 있다.

Optical interconnect가 첫 번째 대안으로 떠오르고 있으며 광을 이용하여 고속 데이터 통신을 할 수 있다는 장점이 있지만 광-전자 변환기가 화합물을 사용하기 때문에 가격이 비싸다는 단점이 있다. 두 번째로 Inductive and capacitive coupling은 실리콘을 이용하여 구현가능하고 고속 데이터 통신도 할 수 있지만 um 단위의 짧은 거리에서만 가능하며 가지런함이 굉장히 중요하기 때문에 사용될 수 있는 경우가 제한적이다. 마지막으로 밀리미터 파 대역의 넓은 대역폭을 이용한 wireless interconnect가 새로운 대안으로 제시되고 있다. 실리콘을 이용하여 제작이 가능하기 때문에 가격 및 전력소비 면에서도 경쟁력이 있으며 앞서 언급한 electrical interconnect의 단점을 보완할 수 있다.

밀리미터파에서는 수십 기가 헤르츠의 대역폭을 이용하여 무선링크를 통해 통신을 함으로써 데이터 속도를 증가시킬 수 있는 장점이 있다. 하지만 전력소모가 크다는 단점이 있다. 따라서 본 논문에서는 저전력 동작을 위해서 on-off keing (OOK) modulation을 이용한 16Gbps의 CMOS 고속 복조기를 설계하였다.

II. 본론

2.1 Conventional architecture

일반적으로 저전력 CMOS 에서의 OOK 복조 방식은 MOSFET의 비선형적 특성을 이용한 detector에서 복조 후에 완충 증폭기를 이용하여 신호를 복원하는 형태로 이뤄진다. 그림 1은 현재 state of the art의 구조[1]를 나타낸다. 60GHz 대역에서 5Gbps 속도로 설계 되었으며 이득 증폭 detector를 사용하여 voltage responsivity를 증가시켰다. 이 회로는 1V 전원에서 14.7mA로 동작하며 성능의 가장 중요한 척도인 에너지 효율(Energy efficiency)은 2.94 pJ/bit으로 측정되었다. 하지만 Electrical interconnect 의 경우로 비교하여 볼 때[2] 2.5 pJ/bit 이하는 되어야 칩 간 통신에 적용할 수 있으며 따라서 더 낮은 에너지 효율이 요구된다.

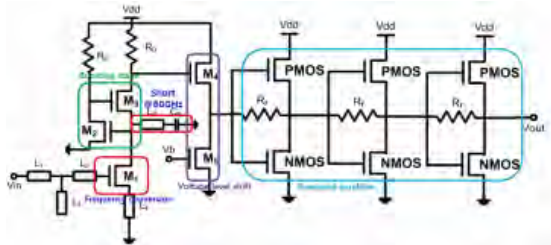


그림 1. Gain-boosting demodulator[1]

2.2 Proposed architecture

그림 1의 구조보다 고속으로 동작하면서 에너지 효율을 낮춘 OOK 복조기를 제안 하였다. 복조기는 능동 부하를 이용한 이득 증폭 detector와 광대역 리미팅 증폭기로 구성되어 있다.

detector는 그림 3과 같이 이득 증폭 detection 형태를 그대로 유지하는 동시에 PMOS를 능동 부하로 사용하였다. 저항 부하보다 동일한 바이어스 조건하에서 voltage responsivity를 증가시킬 수 있다는 장점이 있다. 그리고 PMOS의 기생 성분에 의한 slew 문제는 리미팅 증폭기에서의 대신호 동작으로 인해 해결된다.

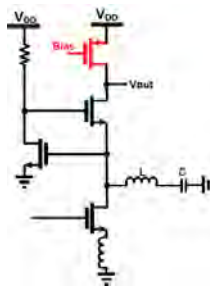


그림 3. Gain-boosting detector with active load

그림 4에는 광대역의 리미팅 증폭기를 설계하였다. 일

반적으로 광대역을 만족하기 위해서는 inductive peaking[3] 기법을 많이 사용한다. 하지만 인덕터의 크기가 회로의 전체 크기에 비하여 굉장히 크다. 따라서 칩 간 통신을 위한 작은 크기를 만족하기 위해서 Negative capacitance[3] 기법을 사용하여 인덕터 없는 광대역의 리미팅 증폭기를 설계하였다.

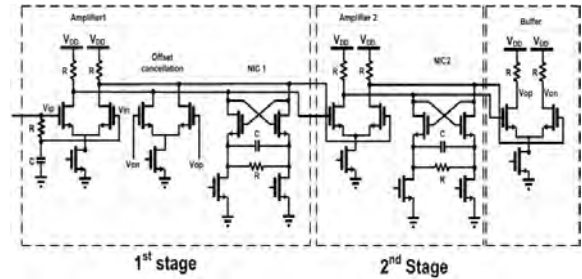


그림 4. Wideband inductorless limiting amplifier

III. 시뮬레이션 결과

제안된 복조기는 CMOS 65nm 공정을 이용하여 설계 하였으며 OOK로 변조된 77GHz의 RF 신호 -20dBm 을 입력으로 받아 복조하였다. 전원 전압은 저전력을 위하여 1V로 인가하였다.

그림 5는 제안된 detector와 기존의 이득 증폭 detector의 성능을 비교한 것이다. 동일한 바이어스 조건하에서 이득 증폭 detector는 34mV, 제안 된 detector는 64mV로 거의 2배의 차이로 복조하였다. voltage responsivity는 6400mV/mW로 도출하였다.

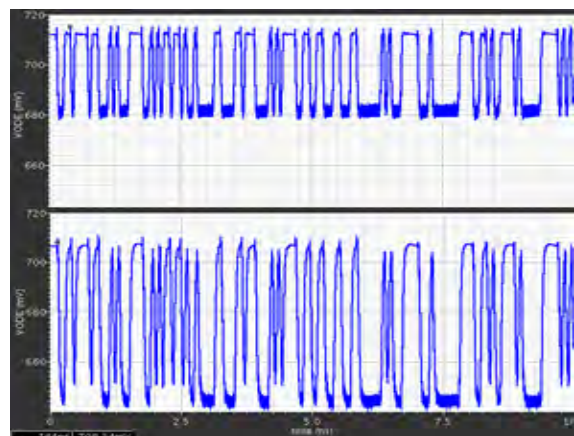


그림 5. voltage waveform at the detector output

그림 6은 리미팅 증폭기의 이득과 대역폭을 나타내고 있다. 이득은 17.3 dB로 대역폭은 11GHz가 나오도록 설계되었다.

감사의글

본 연구는 2013년 교육과학기술부의 재원으로 스마트 IT 융합 시스템 연구단의 지원을 받아 글로벌 프론티어 프로젝트 사업으로 수행된 연구임(SICSRC-No : 2012-054191)

참고문헌

- [1] C. Byeon. (2013) "A 60-GHz 5 Gb/s Gain-boosting OOK Demodulator in 0.13 um CMOS," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 21, No.2, pp.101-103, Feb. 2011
- [2] G. Byun, Y, Kim, J, Kim, "An 8.4Gb/s 2.5pJ/b mobile memory I/O interface using simultaneous bidirectional dual (base+RF) band signaling," *IEEE ISSCC*, pp.488-490, Feb, 2011
- [3] B. Razavi, *Design of Integrated Circuits for Optical Communications 2nd Edition*, Wiley, 2012

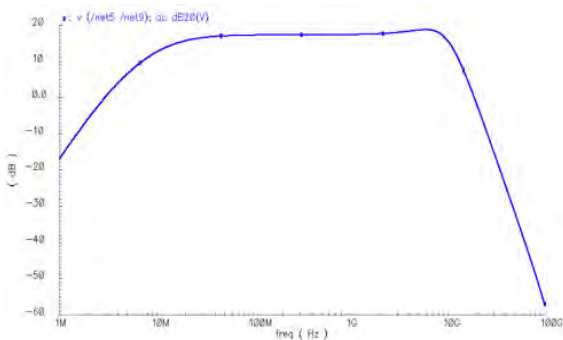


그림 6. AC response of limiting amplifier

그림 7은 100음 차동 출력에서의 복원된 전압파형을 나타낸다. 16Gbps, 400mVpp의 파형을 복원하였음을 알 수 있다.

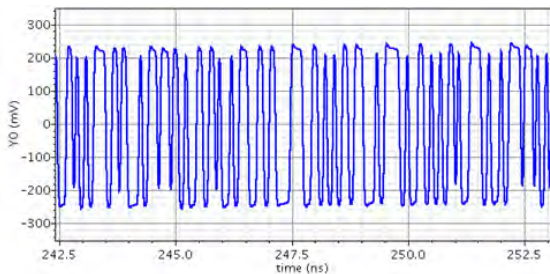


그림 7. voltage waveform at the demodulator output

전력소모는 detector에서 0.9 mW, limiting amplifier에서 14.7 mW, buffer에서 7.8 mW로 총 23.4 mW를 소모하였다. 따라서 에너지 효율은 1.46pJ/bit로 이전의 demodulator[1] 보다 약 40 % 더 낮게 나왔으며 칩 간 통신용 회로로 충분히 경쟁력 있음을 확인하였다.

IV. 결론

Electrical interconnect를 대체할 칩 간 무선 통신용 회로로서 에너지 효율이 향상 된 밀리미터파 OOK 복조기를 제안하였다. 제안된 구조의 변조기는 16Gbps의 고속 데이터를 처리함과 동시에 1.46pJ/bit의 낮은 에너지 효율을 보였다. 결과적으로 칩 간 통신용 회로로서 Wireless interconnect가 기술로나 시장 측면으로나 경쟁력을 갖추었음을 확인하였다.

32x32 Partial butterfly 공유기반의 H.265/HEVC 역변환 면적 최적화 설계

정우현, *공진홍

광운대학교 임베디드 소프트웨어공학과, 광운대학교 컴퓨터 공학과
e-mail : madmajor@kw.ac.kr, kongjh@kw.ac.kr

An optimized area design of H.265/HEVC Inverse Transform based on
sharing 32x32 Partial butterfly

Woo-Hyun Jeong, *Jin-Hyeung Kong

Dept. of Embedded Software Engineering, Dept. of Computer Engineering
Kwangwoon University

Abstract

The Inverse transform in H.265/HEVC have higher computational complexity than H.264/AVC to be due to add new conversions and deal with various coding units. To improve performance and reduce the size, we propose a optimization of area with a sharing 32x32 Partial butterfly. In this paper the 32x32 partial butterfly module covering 4x4, 8x8, 16x16 is designed to be shared in inverse transform. so that The inverse transform is performed in 4pixels/cycle and could deal with 4K-UHD(3840 × 2160) 30fps in H.265/HEVC decoding.

I. 서론

최근 HDTV의 대중화와 더불어 사용자들이 고화질, 고해상도의 영상에 익숙해지면서 HDTV 이후의 차세대 영상기기에 대한 관심이 증가하고 있다. 최근 차세대 영상기기들의 개발 방향은 Full-HD(1920×1080)급을 넘어서 Full-HD의 4배 해상도를 갖는 4K-UHD(Ultra High Definition; 3840×2160)급의 초고

해상도 영상으로 증가하고 있다.[1] 이러한 개발 방향에 맞추어 JCT-VC(Joint collaborative team on video coding)을 구성하여 비디오 코덱 기술인 H.265/HEVC를 표준화하였다.

H.265/HEVC는 H.264/AVC에 비해 코딩 유닛을 CU, PU, TU로 세분화시켜 압축성능을 향상시켰지만, 복잡한 Tree구조로 인해 많은 복잡도를 가진다. 그 중 H.264/AVC에 비해 가장 많이 변화한 역변환은 TU(Transform Unit) 4×4, 8×8, 16×16, 32×32 4가지의 크기로 변경되고 RQT(Residual Quad Tree)로 구성되어 연산량과 면적이 증가하였다. 이렇게 증가된 연산량과 면적을 줄이기 위하여 기존연구[5]는 역변환에서 사용되는 상수 곱셈 연산기를 공유하여 사용하였으나 덧셈 연산기는 공유하여 사용하지 않은 문제점이 있다.

본 논문에서는 H.265/HEVC 디코더를 위한 다양한 TU 크기를 효율적으로 사용하는 32x32 Partial butterfly 공유기반의 H.265/HEVC Inverse Transform 면적 최적화 설계를 제안하고자 한다.

II. 본론

2.1 H.265/HEVC 역변환 알고리즘

H.265/HEVC 역변환은 주파수영역을 다시 공간영역

으로 복원하는 모듈이다. H.265/HEVC 1D-역변환 알고리즘[3]은 식 (1)과 같으며 식에서 *transMatrix*는 역변환의 계산을 줄이기 위해 미리 만들어 놓은 Basis Matrix로 화소 단위 TU에 따라 4×4, 8×8, 16×16, 32×32로 만들어져 있다. *i, j*는 0..*nT*-1 까지 나타내고 *nT*는 TU 크기, *x*는 변환 계수, *y*는 1D-역변환 값이다.

$$y[i] = \sum_j (transMatrix[i][j] \times x[j]) \quad (1)$$

*transMatrix*는 그림1과 같이 미러링-대칭 구조로 되어있으며 짝수 라인은 양수 대칭, 홀수 라인은 음수 대칭으로 되어있다. 대칭구조를 이용하여 Matrix multiplication의 대칭되는 연산을 partial butterfly 연산으로 변경하여 곱셈과 덧셈을 줄였다.

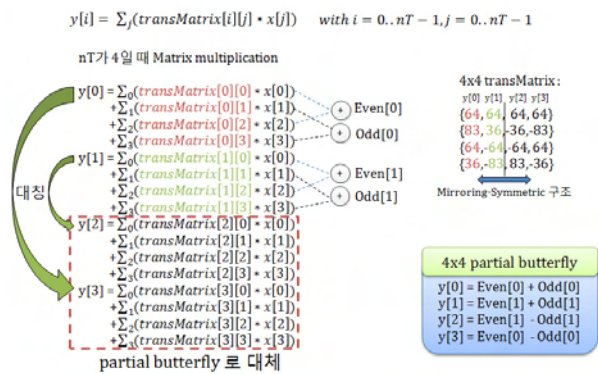


그림 1. H.265/HEVC 1D-역변환 알고리즘
Fig. 1. H.265/HEVC 1D-Inverse transform algorithm

1D-역변환은 Matrix multiplication과 Partial butterfly의 조합으로 나타낼 수 있으며 *transMatrix*는 4×4, 8×8, 16×16 *transMatrix*가 32×32 *transMatrix*에 포함되어 있다. 따라서 H.265/HEVC 역변환은 32×32 역변환이 4×4, 8×8, 16×16 역변환을 포함하고 있다.[3] 1D-역변환 구조는 그림2와 같다.

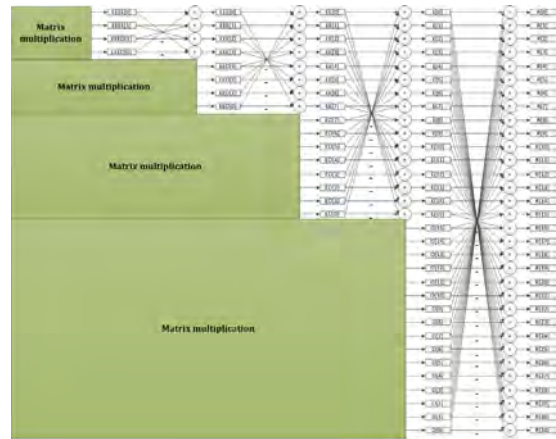


그림 2. H.265/HEVC 1D-역변환의 구조[3]
Fig. 2. architecture of H.265/HEVC 1D-Inverse Transform[3]

Matrix multiplication은 상수 곱셈이 반복적으로 사용되며 Matrix multiplication으로 입력되는 변환계수를 스위칭하여 상수 곱셈 연산기를 공유 사용함으로써 면적을 크게 줄였다.[5] 또한 곱셈연산을 Shift와 Adder로 변환하여 면적개선 하였다.[5] 성능은 4/8/16/32 TU를 처리하는데 1/2/4/8 clock이 소요되며 고정 4pixels/cycle의 처리량을 갖는다.[5] 그러나 Partial butterfly에서 반복적으로 사용되는 연산기는 공유하여 사용하지 않아 면적 추가 개선이 가능하다.

2.2 제안하는 역변환 구조

H.265/HEVC 역변환은 그림3에서와 같이 입력되는 변환계수를 스위칭하여 상수 곱셈 연산기인 mult로 입력된다. 상수 곱셈기의 출력은 Partial butterfly로 입력되며 Partial butterfly출력 값은 1D-역변환 크기에 따라 피드백 되어 사용되고 clip 모듈을 통해 값을 16bit로 제한하여[3] 출력 한다.

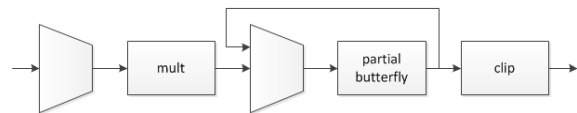


그림 3. 제안하는 1D-역변환 과정
Fig. 3. The proposed 1D-Inverse Transform process

Partial butterfly는 TU 크기에 따라 4가지로 나뉘며 그림4에서 4x4 TU 크기에 사용되는 A는 8x8 TU 크기에 사용되는 B에 포함되고 B는 16x16 TU 크기에 사용되는 C에 포함되고 C는 32x32 TU 크기에 사용되는 D에 포함 된다. 따라서 H.265/HEVC 1D-역변환은 그림4와 같이 32x32 TU 크기에 사용되는 Partial butterfly A, B, C를 D 하나로 공유 할 수 있다.

III. 구현

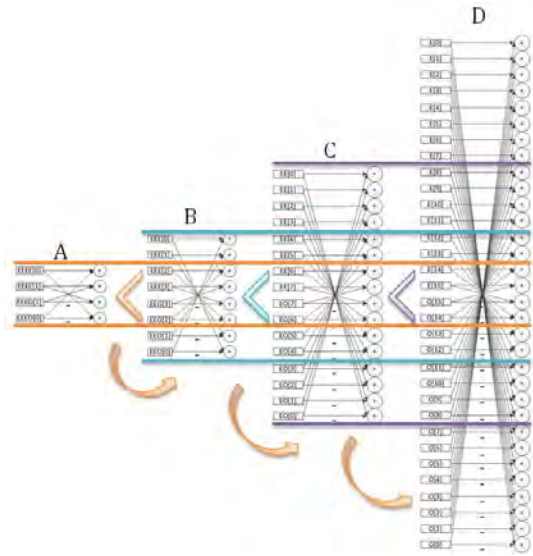


그림 4. 1D-역변환 Partial butterfly
Fig. 4. 1D-Inverse Transform Partial butterfly

따라서 제안하는 1D-역변환의 32×32 Partial butterfly 공유 구조는 그림5와 같다. 1D-역변환으로 입력된 변환 계수는 입력 스위칭을 거쳐 TU 크기 4/8/16/32에 따라 mult0/mult1/mult2/mult3 모듈 연산을 하고 Partial butterfly Switch Controller를 통해 32x32 Partial butterfly로 출력된 피드백 값과 mult모듈로부터 출력되는 입력 값을 스위칭하여 32x32 Partial butterfly 연산을 공유 사용한다.

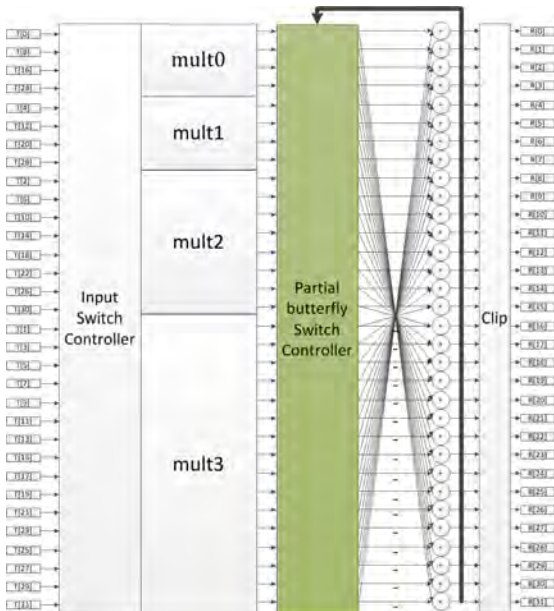


그림 5. 제안하는 1D-역변환의 32×32 Partial butterfly 공유 구조
Fig. 5. The proposed 1D-Inverse 32×32 Partial butterfly sharing architecture

1D-역변환의 32×32 Partial butterfly 공유 구조를 0.13um에서 합성한 결과를 기존연구와 함께 표2에서 비교하였다. 제안한 구조는 역변환에서 반복되는 Partial butterfly 연산기 모듈들을 32x32 Partial butterfly 하나로 공유하여 사용하며 TU 크기에 상관 없이 고정 4pixels/cycle의 처리량을 갖는다. 기존연구 [4]와 비교하면 면적은 52.3k에서 70k로 약 25% 증가 하였지만 처리량은 2.1289 pixels/cycle에서 4 pixels/cycle로 약 88%의 성능이 향상 되었다. 또한 기존연구 [5]와 비교했을 때 성능은 동일한 반면 면적은 93k에서 70k로 약 24%가 감소한 것을 볼 수 있다.

표 2. 기존 구조와 제안한 구조의 구현 결과 비교
Table 2. Results comparing the implementation of the existing structure and the proposed structure

Architecture	[4]	[5]	Proposed
Technology	0.18um	0.13um	0.13um
Support size	16x16,32x32	4x4,8x8, 16x16,32x32	4x4,8x8, 16x16,32x32
Throughput	2.1289 pixels/cycle	4 pixels/cycle	4 pixels/cycle
32x32 연산 Clock for 1-D Inverse transform	480 clock	256 clock	256 clock
Gate counts for 1-D transform	52.3k	93k	70k
Speed	300Mhz	191Mhz	191Mhz
면적 비율	0.75	1.32	1
처리량 비율	1.88	1	1

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구에서는 4K-UHD(3840×2160) 30fps로 실시간 복호화 가능한 H.265/HEVC 역변환의 면적 최적화 설계를 하였다. 이를 위해 32×32 Partial butterfly 연산기 모듈을 공유하여 사용하였으며 고정 4pixels/cycle의 처리량을 가진다. 제안한 구조를 기반으로 0.13um로 합성한 결과 70k(Gate counts for 1-D transform) area를 가지며 4K-UHD(3840×2160) 30fps로 실시간 복호화 가능한 32×32 Partial butterfly 공유기반의 면적 최적화 설계를 하였다.

Acknowledge

본 연구는 산업통상자원부 광운대 IDEC 플랫폼 센터의 지원으로 수행하였음.

참고문헌

- [1] 박성모, "HEVC 디코더 하드웨어 구조", HEVC VIDEO CODEC 고속 구현 워크샵, 2012년 8월
- [2] 김휘용, "HEVC Preliminaries", HEVC 및 MPEG 3DV 표준화 기술 심화교육, 2012년 2월
- [3] A. Fuldseth, G. Bjotegaard, M. Budagavi, V. Sze, "CE10: Core transform design for HEVC", Joint Collaborative Team on Video Coding (JCT-VC) of ITU-T SG16 WP3 and ISO/IEC JTC1/SC29/WG11, document: JCTVC-G495, Geneva, Nov. 2011.
- [4] J. Park, W. Nam, S. Han, and S. Lee, "High Efficiency Video Coding(HEVC) 16x16 & 32x32 Inverse Transform IP Design for Large-Scale Displays", proceedings of International Technical Conference on Circuits/systems, Computers, and Communications(ITC-CSCC), pp. 153-155, Jun.2011
- [5] Shen. Weiwei, Fan. Yibo, Zeng. Xiaoyang, "A Unified 4/8/16/32-Point Integer IDCT Architecture for Multiple Video Coding Standards", Multimedia and Expo (ICME), 2012 IEEE International Conference, pp. 788-793, July.2012

2.45GHz Enhanced ZigBee 수신기를 위한 Time Synchronizer 설계

박민철, 주성환, 장수현, 정윤호
한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부
e-mail : {mcpark, shjoo, shjang, yjung}@kau.ac.kr

Design of Time Synchronizer for Enhanced ZigBee Systems

Mincheol Park, Sunghwan Joo, Soohyun Jang, Yunho Jung
School of ETCE, Korea Aerospace University

Abstract

In this paper, we present the hardware architecture of time synchronizer for enhanced ZigBee systems, which can support the variable data rate for various applications. The proposed non-coherent time synchronizer was designed by HDL and synthesized to gate-level circuits using 0.13um CMOS library. The total gate count for the time synchronizer is 57.4 K.

I. 서론

최근 홈 네트워크 및 Ubiquitous Sensor Network (USN)에 대한 연구가 활발히 진행되고 있는 추세이며, USN 관련 기술 중 하나로 IEEE 802.15.4 LR-WPAN (ZigBee) 규격이 주로 활용된다 [1]. 그러나, 기존의 ZigBee 규격은 250 Kbps의 단일 전송률만 정의하고 있어, 보다 넓은 통달거리 및 높은 전송률을 필요로 하는 응용분야를 지원함에 있어 문제점이 존재한다. 즉, ZigBee 규격의 250 Kbps 전송률을 비롯한, 통달거리 및 수신감도 증대를 위해 가변 전송률의 지원이 필요하다. 따라서, 본 논문에서는 가변 전송률을 고려한 프리앰블의 전송방법을 제안하며, 이에 따른 주파수 오프셋에 강인한 특성을 갖는 시간동기 알고리즘을

바탕으로, 효율적인 저 복잡도 하드웨어 구조 및 설계 결과를 제시한다.

II. 프리앰블 전송 방법 및 시간 동기 알고리즘

2.1 제안된 프리앰블 전송 방법

ZigBee 표준에서 정의된 250Kbps 전송률의 경우, 0으로 구성된 4 bytes 길이의 프리앰블 구조를 갖는다. 가변 전송률의 지원에 따라, 250 Kbps를 기준으로 고속 전송일 경우는 short-length PN 시퀀스를 사용하지만, 프리앰블은 데이터부에 상대적으로 작은 부분을 차지하므로 동일한 구조를 유지시킨다. 이에 반해, 저 전송일 경우는 표준에서 제시된 시퀀스를 사용하면서 동기 획득 성능을 증가시키기 위해 프리앰블의 전송방법을 다음 그림 1과 같은 구조를 제안한다.

250 Kbps 이상	Preamble #1 {0000}	Preamble #2 {0000}	...	Preamble #8 {0000}	SFD
125 Kbps	Preamble #1 {0000 1111}	Preamble #2 {0000 1111}	...	Preamble #8 {0000 1111}	SFD
62.5 Kbps	Preamble #1 {0000 1111 2222 3333}	Preamble #2 {0000 1111 2222 3333}	...	Preamble #8 {0000 1111 2222 3333}	SFD
31.25 Kbps	Preamble #1 {0000 1111 2222 3333} {0000 1111 2222 3333}	Preamble #2 {0000 1111 2222 3333} {0000 1111 2222 3333}	...	Preamble #8 {0000 1111 2222 3333} {0000 1111 2222 3333}	SFD

그림 1. 가변 전송률에 따른 프리앰블 구조

2.2 시간 동기 알고리즘 및 하드웨어 구조

시간 동기 획득에 큰 영향을 미치는 주파수 오프셋에 강인한 검출 회로를 필요로 하므로 이중 상관 구조를 이용한다 [2]. 식 (1)은 수신 신호, 식 (2)는 수신 신호와 지연된 신호의 곱, 식 (3)은 참조신호의 곱, 식 (4)는 이중 상관기의 결과 식을 나타낸다.

$$r(t) = s(t) \cdot e^{j2\pi\Delta f t - \theta_i} + n(t) \quad (1)$$

$$Z_1 = r^*(t) \cdot r(t-D) \cdot e^{-j2\pi\Delta f t - \theta_i} \cdot e^{j2\pi\Delta f (t-D) - \theta_i} + n'(t) \\ = s_0^*(t) \cdot s_0(t-D) \cdot e^{-j2\pi\Delta f D} + n'(t) \quad (2)$$

$$Z_2 = s_0(t) \cdot s_0^*(t-D) \quad (3)$$

$$Z_T = Z_1 \cdot Z_2 = |s_0(t)|^2 \cdot |s_0(t-D)|^2 \cdot e^{-j2\pi\Delta f D} + n''(t) \quad (4)$$

그림 2는 제안한 프리앰블 구조를 통한 가변 전송률 지원에 따른 시간 동기 획득 성능을 나타낸다. 낮은 전송률 지원 시 열악한 SNR에서도 시간 동기 획득이 가능하므로 통달거리 증대를 기대할 수 있다.

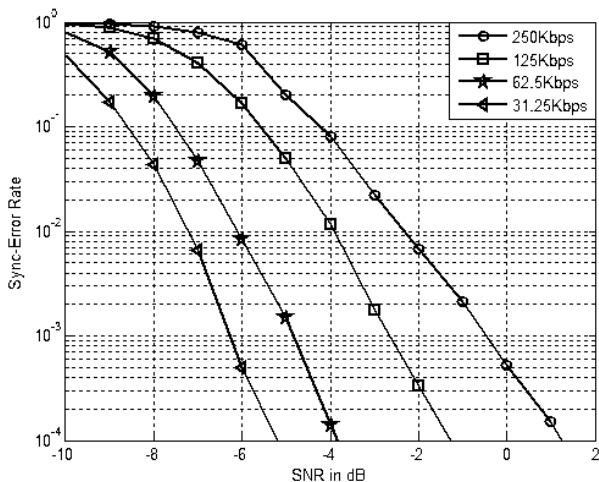


그림 2. 시간 동기 획득 성능

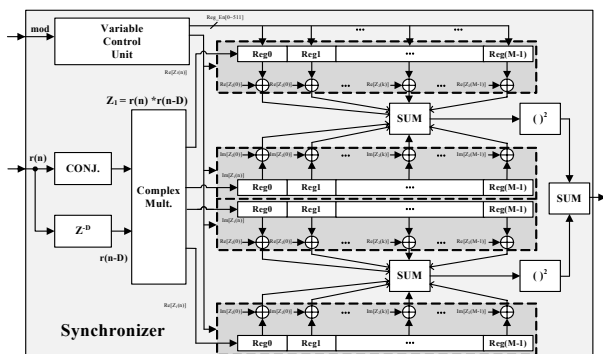


그림 3. 제안된 시간 동기부의 하드웨어 구조

III. 하드웨어 설계 및 구현 결과

제안된 그림 1의 프리앰블의 구조를 이용하여 시간 동기를 획득하기 위해서는 상관기의 윈도우 크기를 한 심볼의 샘플 수만큼 증가시켜야 하는데, 이는 상관기의 윈도우 크기의 증가로 인해 요구되는 하드웨어 복잡도를 증가시킨다. 이에 따라, 식 (3)의 참조 신호의 상관 값을 [1, -1, i, -i]로 간략화 시켜 멀티플렉서로 구현하는 방법 [3]을 적용하였다. 그림 3은 제안된 시간 동기부의 하드웨어 구조를 보여준다. 그림 3에서 볼 수 있듯이 저 복잡도 구현을 위해 곱셈기 없이 구현되며, 데이터 전송률이 가변함에 따라 레지스터 크기의 변경과 덧셈기의 추가로 가변 전송률 지원 가능한 구조를 갖는다. 제안된 하드웨어 구조를 적용한 제안된 Synchronizer는 Verilog-HDL로 설계한 후, 0.13um 공정을 이용하여 게이트 수준으로 합성하였다. 구현 결과, 총 57.4 K의 게이트로 합성되었다.

IV. 결론

본 논문에서는 IEEE 802.15.4 LR-WPAN의 250 Kbps 전송률을 기반으로 다양한 전송률을 지원하기 위해, 효율적인 시간 동기를 획득 할 수 있는 프리앰블의 전송 방법을 제안하며, 이중 상관 방법을 곱셈기 없이 연산부를 구성하여 저 복잡도 특성을 갖는 동기부를 설계하였다.

Acknowledgement

본 논문에서는 2013년 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원(2011-0013076)을 받아 수행되었고, CAD Tool은 IDEC으로부터 지원 받았음.

참고문헌

[1] IEEE Std.802.15.4, IEEE Standard for Wireless MAC and PHY Spec. for LR-WPANs, 2003.
 [2] W. Kim, Y. Jung, S. Lee, and J. Kim, "Low complexity demodulation scheme for IEEE 802.15.4 LR-WPAN systems," IEICE Electron. Express, vol. 5, no. 14, pp. 490-496, July 2008.
 [3] Daesik Park, Sungchung Park and Kwyro Lee, "Simple Design of Detector in the Presence of Frequency Offset for IEEE 802.15.4 LR-WPANs," Circuits and Systems II, IEEE Transactions, vol. 56, pp. 330-334, April 2009.

2차원 부호화 기법을 이용한 7.43Gb/s (70528, 65536) 연접-BCH 부호화기

*이영주, 유호영, 정재환, 조지혁, 박인철
한국과학기술원 전기 및 전자공학과
e-mail : yjlee.ics@gmail.com

A 7.43Gb/s (70528, 65536) Concatenated-BCH Encoder Using Two-dimensional Encoding Scheme

*Youngjoo Lee, Hoyoung Yoo, Jaehwan Jung, Jihyuck Jo, In-Cheol Park
Department of Electrical Engineering
Korea Advanced Institute of Science and Technology

Abstract

In this paper, we present a 32-parallel, 7.43Gb/s concatenated-BCH (CBCH) encoder architecture for solid-state drives (SSDs). A novel two-dimensional encoding scheme is proposed to process row-wise and column-wise computations at the same time. As the encoding of a CBCH codeword is done by using the user-data only once, the encoding throughput is improved twice without increasing the parallelism. The proposed 8KB CBCH encoder is implemented in 65nm CMOS process, and achieves an encoding throughput of 7.43Gb/s at the speed of 250MHz.

I. 서론

NAND 플래시 메모리는 보다 향상된 공정과 하나의 셀에 여러 비트를 저장하는 multi-level cell (MLC) 기법의 확장을 통하여 점진적으로 비트-코스트를 줄여가고 있다[1]. 이로 바탕으로 최근에는 다수의 MLC NAND 플래시를 기반으로 하는 solid-state drive (SSD)가 스토리지 시장을 빠르게 점유하고 있다. 하지만 MLC NAND 플래시는 메모리셀 내부의 정보량간

의 물리적 거리가 가까워짐에 따라 기존의 저장장치에 비하여 매우 높은 오류율을 갖는 단점이 존재한다. NAND 플래시 기반의 SSD에서는 이를 해결하기 위한 강력한 오류정정부호의 활용이 필수적이다. NAND 플래시에서 soft-정보를 얻는 과정은 복잡하기에 hard-정보만을 이용하면서도 낮은 page-error rate (PER)을 실현하는 것이 필요하다[2-3]. 이를 위하여 최근에 보고된 8KB 연접-BCH (CBCH) 부호는 hard-정보만을 이용하면서도 높은 오류정정능력을 보여 차세대 SSD 시스템에 적합하다[4]. 하지만 기존의 CBCH 부호화기는 row-방향의 부호화를 마친 후에 column-방향의 부호화를 시작하는 1차원 부호화를 사용하여 고속의 인터페이스와 연결되는 SSD를 지원할 수 없다[5].

본 논문에서는 S-ATA III, PCIe 등의 최신 고속 인터페이스에서 요구되는 6Gb/s급 이상의 부호화 속도를 만족하는 CBCH 부호화기를 기술한다. 제안된 2차원 부호화 기법은 row-방향의 부호화가 진행되는 동안에 column-방향의 부호화를 부분적으로 수행하여, 8K-바이트의 사용자-데이터를 한 번만 사용하면서도 row-방향 부호와 column-방향 부호를 동시에 계산한다. 따라서 제안된 부호화 기법은 기존에 1차원 부호화 방식에 비하여 부호화 속도를 2배 향상시킨다. 제안된 2차원 부호화 과정을 이용한 32-parallel CBCH 부호화기는 65nm CMOS 공정에서 구현되었으며, 250MHz의 동작속도에서 7.43Gb/s의 부호화 속도를 실현하였다.

II. 본론

2.1 (70528, 65536) CBCH 부호

그림 1은 본 논문에서 사용된 (70528, 65536) CBCH 부호의 구조를 모사하고 있다. 8K-바이트 크기의 사용자-데이터는 256-비트 단위의 데이터-블록(Bx)으로 나누어지며, 데이터-블록은 16개의 row-방향 BCH 구성 부호와 16개의 column-방향 구성부호에 의하여 보호된다. 보다 효과적인 오류정정을 위하여 row-방향은 (4278, 4096, 14) BCH 부호를, column-방향은 (4226, 4096, 10) BCH 부호를 사용한다. 이를 위하여 각 row의 끝에는 row-방향 BCH 부호를 위한 16개의 182-비트 패리티-블록(Rx)이 존재하며, 같은 이유로 16개의 130-비트 패리티-블록(Cx)이 각 column의 끝에 존재한다. CBCH 부호는 row-방향과 column-방향의 복호화 과정이 반복적으로 수행되면서 매우 강력한 오류정정능력을 제공한다. 그림 2에서 표현되었듯 최대 4번의 반복적 복호화 연산을 허용한 8K-바이트 CBCH 부호는 짧은 길이(512-바이트)의 구성부호만을 소요하면서도 긴 길이(8K-바이트)의 BCH부호화 비슷한 오류정정능력을 갖고 있다. 오류정정 복부호화 회로의 하드웨어 복잡도는 부호의 길이에 비례하여 증가하므로, (70528, 65536) CBCH 부호는 낮은 복잡도의 하드웨어만으로 강력한 성능을 제공할 수 있다.

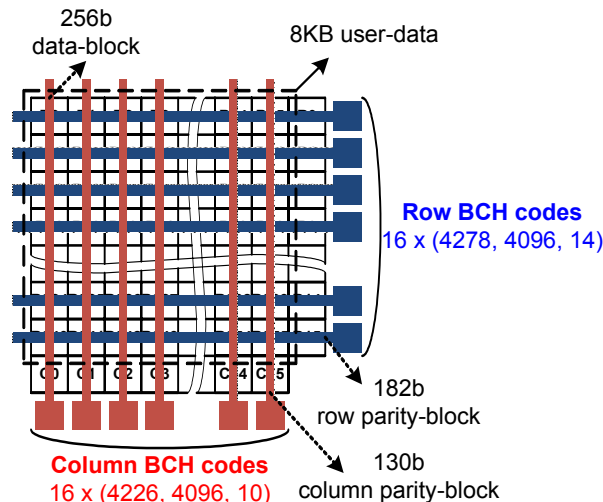


그림 1. (70528, 65536) CBCH 부호의 구조

2.2 기존의 CBCH 부호화기

그림 3은 기존에 사용되던 CBCH 부호화기를 모사하고 있다 [4-5]. 강력한 오류정정을 위하여 CBCH 부호는 일반적으로 다른 row-방향, column-방향 구성부호를 갖고 있으며 이를 지원하기 위한 row-방향, column-방향 부호화기가 필요하다. 고속의 호스트 인터페이스로부터 전송된 8K-바이트 크기의 사용자-데이터는 row-방향 부호기를 통과하면서 16개의 row-방향 BCH 부호들을 생성한다. 이렇게 생성된 부호들은 페이지-메모리(PM)에 임시적으로 저장된다. Row-방향을의 부호화과정이 완료되면, 8K-바이트의 사용자-데이터가 PM에서 다시 읽히지며 인터리버를 거쳐서 column-방향으로 정렬된 데이터를 형성한다. 이어서 column-방향 부호화기를 이용한 column-방향 부호화 연산이 진행되면 16개의 column-방향 패리티-블록이 생성되어 PM에 저장된다. 위의 과정을 통하여 완성된 CBCH 부호는 그림 3에서 도시하였듯 플래시 컨트롤러로 이동되어 실제 NAND 플래시에 프로그램 된다.

이러한 기존의 CBCH 부호화 과정은 한 번에 한쪽 방향의 부호화 연산을 수행하기에 1차원적인 부호화로 정의할 수 있으며, 이전 방향의 부호화가 종료된 뒤에

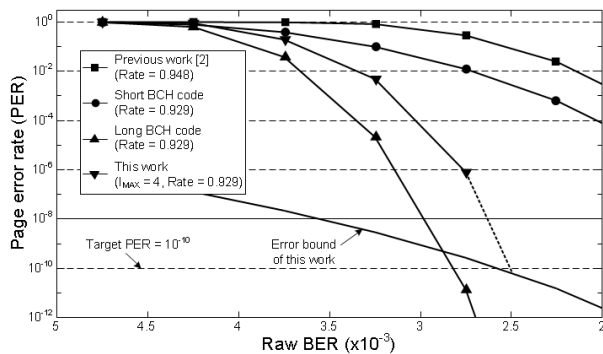


그림 2. (70528, 65536) CBCH 부호의 성능

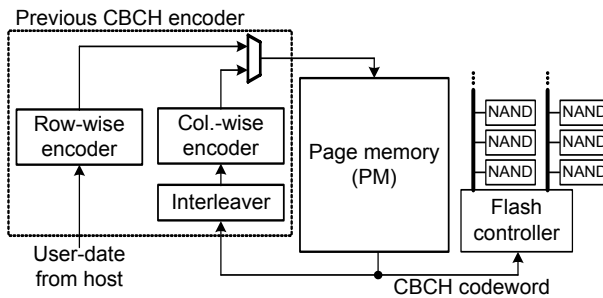


그림 3. 기존의 CBCH 부호화기의 구조

다른 방향의 부호화가 진행되기에 부호화에 많은 시간을 필요로 한다. 더욱이 기존의 1차원 부호화에서는 각 방향의 연산에서 독립적으로 사용자-데이터를 사용하여 불필요한 PM 접근을 야기한다. 즉 한 번의 CBCH 부호화 과정에 사용자-데이터를 두 번 접근하기에 높은 에너지효율을 갖는 단점이 존재한다.

2.3 제안된 2차원 부호화 기법

8K-바이트의 사용자-데이터를 한 번만 이용하여 CBCH 부호화를 진행하기 위하여 본 논문에선 2차원 부호화 기법을 제안한다. 이를 위하여 generator-polynomial $g(x)$ 에 대한 부호화 과정을 표현하는 함수 $f_{g(x)}(x)$ 를 정의한다. 즉, 그림 1에서 k -번째 row에 해당하는 512-바이트 사용자-데이터가 $D_{Rk}(x) = B16k(x) \times x^{256 \times 15} + B16k+1(x) \times x^{256 \times 14} + \dots + B16k+15(x)$ 로 정의될 경우, k -번째 row-방향 BCH 부호는 $f_{g(x)}(D_{Rk}(x)) = D_{Rk}(x) \times x^{\text{order}(g(x))} + D_{Rk}(x) \bmod g(x)$ 로 표현된다. 따라서 row-방향의 부호화 과정은 해당 row-방향 부호화기에 $D_{Rk}(x)$ 를 최상위-비트(MSB)부터 차례대로 인가하여 $f_{g(x)}(D_{Rk}(x))$ 를 구하는 동작으로 모델링 할 수 있다. 이 때, 각 $D_{Rk}(x)$ 에 포함된 16개의 데이터-블록은 서로 다른 16개의 column-방향 부호를 만드는데 필요한 부분적인 데이터-블록이다. 따라서 m -번째 column인 $D_{Cm}(x)$ 중 k -번째 데이터-블록은 k -번째 row-방향 부호화과정에서 CBCH 부호화기에 존재한다.

제안하는 2차원 부호화 방식은 이렇게 존재하는 $D_{Cm}(x)$ 의 k -번째 데이터-블록만을 이용하여 부분적인 column-방향 부호화 연산을 row-방향 부호화 연산과 동시에 수행한다. 하나의 row-방향 연산이 16개의 서로 다른 column-방향 데이터-블록을 사용하기에, 하나의 row-방향 부호화에 16번의 부분적인 column-방향 부호화가 수행된다. 이를 지원하기 위하여 부분적으로 진행되는 16개의 column-방향 부호화의 내부 값을 임시적으로 저장하기 위한 FIFO가 필요하다. 즉, row-방향 부호화 중 하나의 256-비트 데이터-블록의 처리가 완료될 때 하나의 column-방향 부호에 대한 부분적 연산이 동시에 완료되며, 현재 column-방향 부호화기에 있는 정보는 FIFO에 저장하고 다음 column-방향 부호의 정보를 FIFO에서 불러와서 이어지는 256-비트 데이터-블록에 대한 부호화를 진행한다. 따라서 제안하는 방식은 16개의 row-방향 코드의 부호화를 수행하면서 16개의 column-방향 부호화가 같이 진행되기에 2차원 부호화로 정의 할 수 있으며, 1차원 부호화에 비하여 부호화 시간을 절반으로 줄일 수 있다.

그림 4는 제안된 2차원 부호화 방식을 지원하는 CBCH 부호화기의 구조를 표현하고 있다. 기존의 부호화기에 사용되었던 인터리버 대신 column-방향 부호화기의 내부에 부분적 연산을 지원하기 위한 FIFO가 새롭게 도입되었다. 제안하는 구조에서는 8K-바이트에 해당하는 사용자-데이터가 호스트로부터 전송 될 경우 row-방향 부호화기와 column-방향 부호화기에 동시에 인가된다. Column-방향 부호화기는 내부의 FIFO를 이용하여 현재 인가되는 데이터-블록에 해당하는 부분적

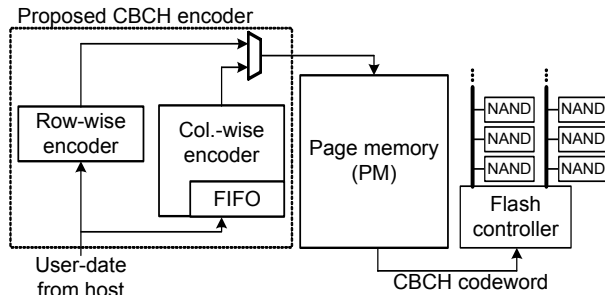


그림 4. 제안하는 CBCH 부호화기의 구조

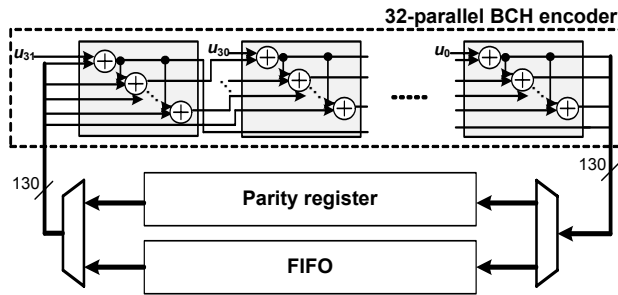


그림 5. 32-parallel column-방향 부호화기의 내부구조

인 부호화 연산을 수행한다. 따라서 제안하는 CBCH 부호화기 구조는 큰 하드웨어의 추가가 없이도 기존의 연산 부호화 속도를 2배 향상시킬 수 있다.

실제 구현 과정에서는 보다 고속의 부호화 속도를 얻기 위하여, 병렬화된 구조가 필요하다[6]. 제안하는 CBCH 부호화기는 각 방향의 부호화기에 32-비트의 사용자-데이터를 인가한다. 그림 5는 32-parallel 구조가 적용된 column-방향 부호화기의 내부 구조를 도시하고 있으며, 32-비트 단위로 인가되는 사용자-데이터 (u_i)와 130-비트에 해당하는 패리티-레지스터의 조합을 통하여 고속의 부호화가 가능함을 알 수 있다. 또한 내부적으로 존재하는 FIFO의 데이터가 추가적인 지연시간 없이 바로 부호화기에 인가되는 구조를 채택하여 제안하는 2차원 부호화를 효과적으로 지원한다.

III. 구현

그림 4와 5에 묘사된 2차원 부호화 방식을 적용한 8K-바이트 32-parallel CBCH 부호화기의 하드웨어 구조는 65nm CMOS 공정을 이용하여 구현되었으며, 그 동작이 검증되었다. 구현된 부호화기는 250MHz로 동작하며, 78.3K개의 게이트를 필요로 한다. 제안된 2차원 부호화 방식으로 인하여 구현된 CBCH 부호화기는

7.43Gb/s의 고속 부호화 속도를 지원한다. 기존의 구조들이 비슷한 속도를 내기 위하여 128-parallel 이상의 병렬화 계수를 사용하여 높은 복잡도를 야기하는 것을 고려하면[5], 제안하는 2차원 부호화기는 작은 병렬화 계수만을 이용하면서도 높은 부호화 속도를 얻을 수 있으며 이를 통하여 전체 시스템의 복잡도를 획기적으로 줄일 수 있음을 알 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 MLC NAND 플래시 메모리를 이용하는 SSD 시스템의 신뢰도를 높이기 위한 CBCH 오류정정부호의 고속 부호화 기법을 기술하였다. 기존의 1차원 부호화 방식이 row-방향 및 column-방향의 부호화를 독립적으로 수행하는데 반해, 제안하는 2차원 부호화 방식은 동시에 양 방향의 부호화를 진행하기에 보다 작은 병렬화 계수만을 사용하여도 고속의 CBCH 부호화기를 구현할 수 있다. 제안하는 2차원 부호화 방식을 이용한 8KB CBCH 부호화기는 65nm CMOS 공정이 이용하여 구현되었으며, 250MHz의 동작속도에서 7Gb/s 이상의 고속 부호화 속도를 실현하였다.

Acknowledgement

This work was supported in part by IT R&D program of MKE/KEIT No.KI10035202 and by the IC Design Education Center (IDEC).

참고문헌

- [1] D. Lee *et al.*, "A 64Gb 533Mb/s DDR interface MLC NAND flash in sub-20nm technology," in Proc. *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, 2012, pp. 430-431.
- [2] Y. Lee *et al.*, "6.4Gb/s Multi-Threaded BCH Encoder and Decoder for Multi-Channel SSD Controllers," in Proc. *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, 2012, pp. 426-427.
- [3] G. Dong, N. Xie and T. Zhang, "On the Use of Soft-Decision Error-Correction Codes in NAND Flash Memory," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 58, no. 2, pp. 429-439, Feb. 2011.
- [4] S. Cho and J. Ha, "Concatenated BCH Codes for NAND Flash Memories," in Proc. *IEEE Int. Conf. Comm. (ICC)*, 2012, pp. 2639-2644.
- [5] K. Seki *et al.*, "Single-chip FEC codec using a concatenated BCH code for 10Gb/s long-haul optical transmission systems," in Proc. *IEEE Custom integr. Circuits Conf. (CICC)*, 2003, pp. 279-282.
- [6] S. Lin and D. J. Costello, *Error control coding: Fundamentals and Applications*, 2nd ed. Englewood Cliff, NJ: Prentice-Hall Inc., 2004.

초해상도 영상 복원을 위한 프레임 비교 기반 영상 추출 유닛

*박선호, 송세현, 김기철
서울시립대학교 전자전기컴퓨터공학과
e-mail : *1@uos.ac.kr

An Frame Comparison-Based Image Extraction Unit for Super Resolution Image Reconstruction

*Sunho Park, Sehyun Song and Kichul Kim

Department of Electrical and Computer Engineering, University of Seoul

Abstract

This paper proposes an frame comparison-based image extraction unit for SRIR(Super Resolution Image Reconstruction). SRIR generates a high resolution image using low resolution images of the almost same scene. If continuous video frame images are used for SRIR, those image should be almost the same images. An frame comparison-based image extraction unit for SRIR extracts almost the same images from video frames.

I. 서론

초해상도 영상 복원 SRIR(Super Resolution Image Reconstruction)은 여러 장의 저해상도 영상들을 이용하여 고해상도 영상으로 복원한다[1]. SRIR에 사용되는 저해상도 영상들은 서로 유사성이 높아야 한다. 동영상에서 추출한 연속된 영상들을 SRIR에 적용하려면 추출 영상들 사이에 편차가 거의 없어야 한다. 만약 영상들 사이에 고속 움직임 벡터를 가지거나 전혀 다른 영상이 입력되는 경우에는 영상 정보 편차가 커져 잘못된 고해상도 영상으로 복원될 수 있다[2,3].

본 논문에서 제안하는 초해상도 영상 복원을 위한 프레임 비교 기반 영상 추출 유닛은 동영상의 연속된 프

레이들의 영상 정보를 비교하여 SRIR에 적합한 영상을 추출한다. 또한 이를 하드웨어로 구현하기 위한 방법을 제안한다.

II. 본론

SRIR은 유사한 여러 장의 저해상도 영상을 이용하여 고해상도 영상으로 복원한다. SRIR에 사용되는 영상은 같은 장면을 촬영한 여러 장의 저해상도 영상들 혹은 동영상의 연속된 프레임 영상과 같이 유사성이 높아야 한다. CCTV와 같이 영상의 대부분이 고정된 영상 정보를 갖는 것과 달리 TV나 영화와 같은 동영상들은 고속 움직임벡터를 갖는 경우가 많다. 이런 동영상에서 영상을 추출하여 SRIR을 활용할 경우에는 오히려 복원 영상의 화질이 악화될 수 있다.

본 논문은 동영상의 연속된 프레임 영상들의 유사성을 분석하여 SRIR에 적합한 영상을 추출하도록 한다. 영상의 유사성은 SAD(Sum of Absolute Difference)을 이용하여 판단한다.

$$SAD = \sum_{i=0}^m \sum_{j=0}^n |P[n]_{ij} - P[n+1]_{ij}| \quad (1)$$

$$Q = \sum_{i=0}^m \sum_{j=0}^n u[|P[n]_{ij} - P[n+1]_{ij}| - \sigma] \quad (2)$$

식 (1)의 SAD는 n 번째 영상 $P[n]$, $n+1$ 번째 영상 $P[n+1]$ 을 이용한다. 이 때 영상의 크기는 $m \times n$ 이다. 두 영상의 같은 위치에 놓인 화소 값들의 차이를 모두 합한 값은 SAD라고 한다. SAD값이 작을수록 영상의 유사성이 높음을 의미한다. 하지만, 식 (1)은 영상의 작은 명암에 변화에도 SAD 변화폭이 커져 유사성을 판별하기 어렵게 될 수 있다. 이러한 문제점을 보완하기 위해 식 (2)에서는 비교영상들의 같은 위치의 화소 편차가 일정 범위 σ 를 넘어서는 화소의 개수를 Q 라고 하며, Q 가 일정 개수를 넘어가는 경우에는 비교영상간의 유사성 떨어진다고 판단한다. 두 영상 사이의 유사성 관측은 연속되는 영상들에서 반복 수행되며 SRIR에 사용되는 영상들을 추출한다.

유사성이 떨어지는 영상이 감지되면 이전 SRIR에 사용된 영상들을 그대로 이용한다. 이 때 기준영상의 순서를 순차적으로 옮겨가면서 SRIR을 수행하여 고해상도 영상으로 복원한다. 이 과정 동안 SRIR에 사용될 영상들을 순차적으로 저장하고 유사성이 달라지는 구간부터 저장된 영상들을 이용하여 다시 SRIR을 수행한다. 만약 동영상의 영상변화가 빈번하게 발생하여 SRIR에 필요한 영상 개수보다 모자랄 경우에는 단일 프레임 영상을 쌍입방 보간법(Bicubic Interpolation)으로 해상도를 복원한다.

III. 구현

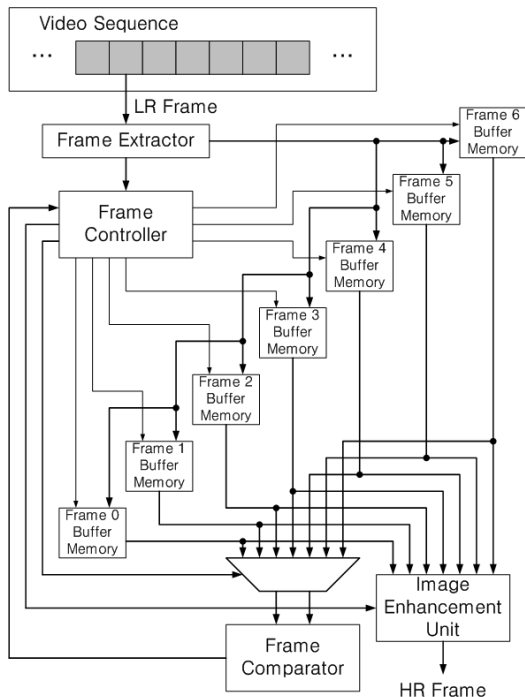


그림 1. 초해상도 영상 복원을 위한 프레임 비교 알고리즘을 이용한 영상 추출 유닛

본 논문에서 제안한 초해상도 영상 복원을 위한 프레임 비교 기반 영상 추출 유닛은 그림1과 같이 구성된다. SRIR에 사용되는 영상의 개수는 4개이고 연속된 4개의 프레임 영상을 입력받아 하나의 고해상도 영상으로 복원한다. 프레임 영상은 7개의 프레임 영상 정보를 저장하는 버퍼에 순차적으로 갱신, 저장된다. 저장된 프레임 영상들은 순차적으로 다음 프레임의 영상과 유사성을 판별한다. 유사성 판별 결과를 프레임 제어 유닛에 보내면 프레임 제어 유닛에서 SRIR에 사용되는 영상 버퍼, 쌍입방 보간법 활용 유무 등을 결정해준다. 이와 같은 과정을 파이프라인 방식을 통해 수행한다[4].

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문은 초해상도 영상 복원을 위한 프레임 비교 기반 영상 추출 유닛을 제안하였다. 추후 프레임 영상간의 유사성을 좀 더 정확하게 판별하는 알고리즘을 개발하여 다양한 영상 변화에도 적용할 수 있는 유닛을 설계할 예정이다.

ACKNOWLEDGE

본 연구는 지식경제부 및 광운대 IDEC의 지원으로 수행하였음.

참고문헌

- [1] S. C. Park, M. K. Park, and M. G. Kang, "Super-resolution image reconstruction: A technical overview," IEEE Signal Process. Mag., vol. 20, pp. 21-36, 2003.
- [2] 박선호, 송세현, 김기철, "초해상도 영상 복원을 위한 블록단위 영상정합," 한국통신학회 2012년도 추계학술발표회, pp. 147-148, 2012.
- [3] 박선호, 이다부진, 송세현, 김기철, "초해상도 영상 복원을 위한 영상 강화 방법," 한국통신학회 2012년도 추계학술발표회, pp. 56-58, 2012.
- [4] Tomasz Szydzik, Gustavo M. Callico and Antonio Nunez, "Efficient FPGA implementation of a high-quality super-resolution algorithm with real-time performance", Consumer Electosincs, IEEE Transactins on. Vol.57, pp.664-672, 21 July 2011

Heterogeneous Precharge Level을 이용한 저전력 H.264용 임베디드 SRAM 설계

*송동후, 이주성, 신동엽, 박종선
고려대학교 전기전자전파공학부

e-mail : *dhsong984, juseong_lee, shindy919, jongsun@korea.ac.kr*

Low Power Embedded SRAM Design for H.264 through Heterogeneous Precharge Level

* Donghoo Song

Department of Nano Semiconductor Engineering

*Juseong Lee, Dongyeob Shin, Jongsun Park

Department of Electrical and Computer Engineering

Korea University

Abstract

We propose a low-power embedded SRAM using heterogeneous precharge level for H.264 system. Considering importance differences of bit lines, we apply different voltage level to precharge each bit line. As a result, in (3,2,3) case (VDD for 3bits, half VDD for 2bits, non-precharge for 3bits) up to 37% of read power savings is achieved in the embedded SRAM, decreasing 3dB of PSNR at the same time.

I. 서론

휴대용 기기에서 널리 사용되는 H.264 [1]는 높은 데이터 압축률을 갖는 디지털 비디오 코덱 표준으로, 많은 연산의 요구량에 따라 큰 소모 전력을 필요로 한다. 이 중 motion estimation과 버퍼링 등으로 사용되는 임베디드 메모리가 소모하는 전력은 전체 소모 전력의 절반 이상이다 [2]. 향후 H.264를 뒤이을 H.265/HEVC 에서는 이러한 임베디드 메모리의 소모 전력이 더욱 증가할 것으로 전망된다. 이에 따라 반도체 공정의 미세화와 높은 집적도로 인하여 낮은 안정도를 갖는 임베디드 메모리에 적용 가능한 저전력 설계 기법이 요구되고 있다 [3].

비디오 데이터 처리 과정에서 인간의 시각은 luma와

chroma 픽셀에서 data의 최상위 비트부분에 더 민감하게 반응한다. 예를 들어, data의 최상위 비트에 에러가 발생하는 경우 최하위 비트에 에러가 발생하는 경우에 비하여 훨씬 심한 화질의 왜곡을 느끼게 된다. 그러나 일반적인 범용 임베디드 메모리는 데이터의 중요도가 고려되지 않고 있으며, 저전력 설계를 위해서는 어플리케이션에 특화된 임베디드 메모리 설계가 필요하다 [4].

본 논문에서는 데이터 중요도에 따라, 다른 전압 레벨로 precharge하는 heterogenous precharge level 기법을 제안한다. H.264의 임베디드 메모리로 사용되는 SRAM을 중요도가 높은 최상위 비트부분에는 VDD, 중간 비트부분에는 half VDD, 최하위 비트 부분은 non-precharge 함으로써 영상의 왜곡을 최소화하면서 SRAM의 비트라인에서 소모되는 전력을 줄일 수 있다. 또한 저전압 동작 시 SRAM에서 빈번히 발생하는 읽기 에러를 최소화하기 위하여 2 step으로 워드라인을 인가하는 기법을 제안한다.

II. 본론

2.1 H.264 비디오 압축 인코더

그림 1과 같이, H.264 비디오 압축 인코더는 크게

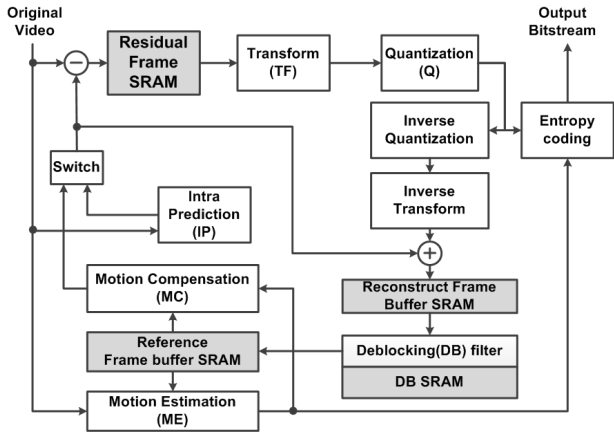


그림 1. H.264의 블록 다이어그램

연산을 처리하는 로직 모듈과 영상 데이터를 저장하는 SRAM으로 구성된다. H.264시스템에서는 효과적인 영상압축을 위해 Motion estimation, Intra-prediction, De-blocking filter, Entropy coding와 같은 네 가지 과정을 거치며, 참조 프레임을 저장하기 위하여 SRAM이 사용된다 [1]. 이러한 SRAM은 전체 H.264 시스템의 하드웨어 면적 및 전력소모의 상당부분을 차지한다.

2.2 Heterogeneous Precharge Level SRAM

일반적인 SRAM의 읽기 동작은 비트라인을 VDD로 precharge 시킨 후, 메모리 셀 내부의 데이터 값에 따라 변화하는 비트라인의 전압 레벨을 판별하여 수행된다. 이 때 큰 캐패시터 값을 갖는 비트라인에서 발생하는 소모 전력은 전체 SRAM의 소모 전력 중 상당부분을 차지하며 메모리 어레이 구조 및 용량에 따라 좌우된다. 본 논문에서 제안하는 heterogeneous precharge level 기법은 데이터의 중요도에 따라 precharge되는 전압레벨을 다르게 인가함으로써 영상 화질의 왜곡을 최소화하면서 비트라인에서 발생하는 소모 전력을 효과적으로 줄일 수 있다. 그림 2. 는 이러한 heterogeneous precharge level 기법을 나타내며 MSB가 저장되는 어레이 column에는 VDD, LSB가 저장되는 어레이 column에는 equalizer, 그 외에는 half VDD가 인가된다. 이 때 MSB가 저장된 어레이 column은 그림 3.(b)의 BL voltage과 같이 BL과 BLB 사이에 더 큰 전압 차이를 갖으며 이에 따라 높은 sensing 마진을 갖는다.

2.3 2 Step 워드라인

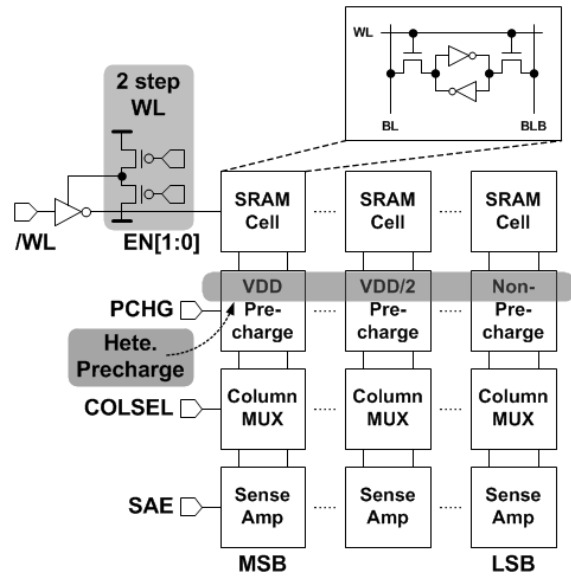


그림 2. Heterogeneous precharge level SRAM

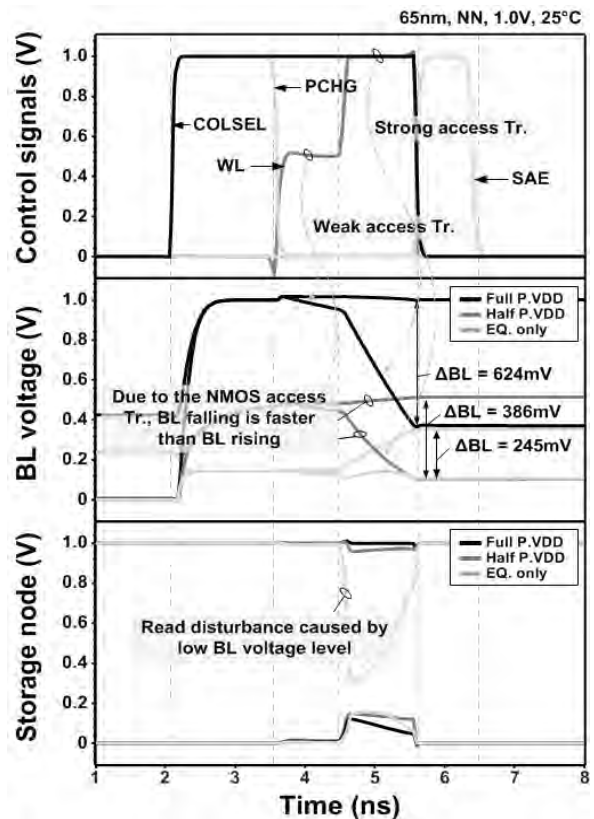


그림 3. (a) Control signal. (b) BL voltage. (c) Storage node.

그림 3.(a)와 같이 워드라인에 인가되는 전압은 2 step으로 구성되어 있으며 워드라인 전압이 half VDD로 유지되는 구간동안 SRAM의 액세스 트랜지스터는 약하게 켜져있다. 이는 precharge된 비트라인의 전압가

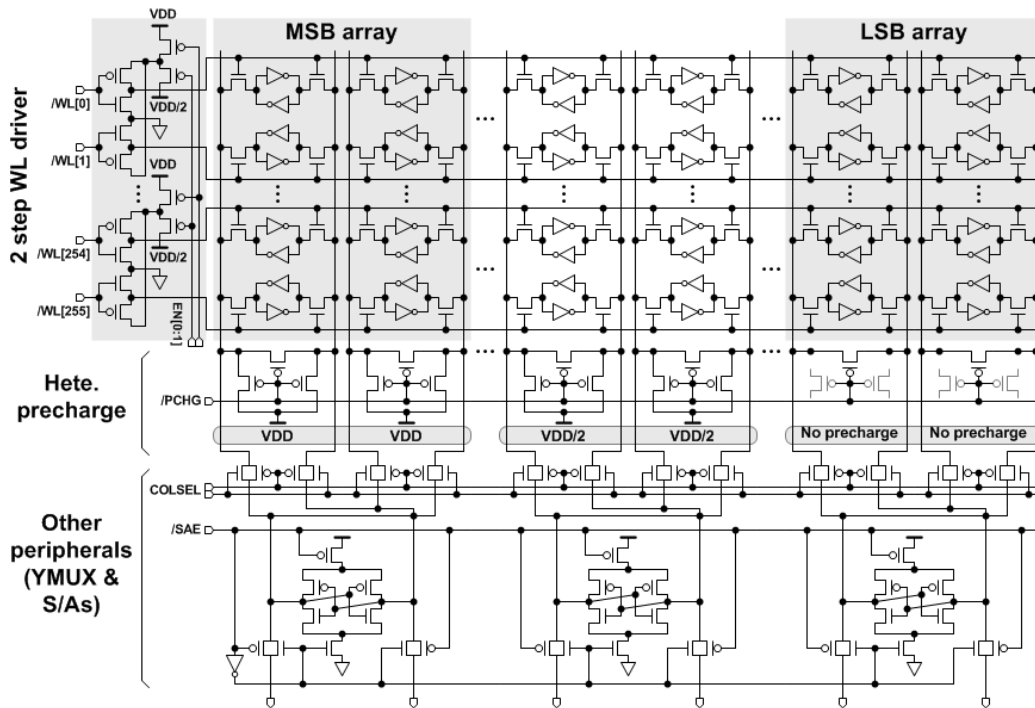


그림 4. Schematic of hete. precharge level SRAM

셀 내부 노드로 급격히 들어가 데이터가 뒤집히는 플립현상을 방지하며 그림 3.(b)와 같이 서서히 비트라인의 전압 레벨이 변하게 된다. 이렇게 2 step으로 인가된 워드라인은 적은 타이밍 손실로 읽기 동작 시 발생하는 데이터 플립 현상을 효과적으로 방지 할 수 있다. LSB의 경우 non-precharge된 (equalizer on) 비트라인의 전압레벨이 VSS에 가깝기 때문에 SRAM cell의 NMOS 액세스 트랜지스터를 통하여 '1'을 저장하고 있는 노드의 전하가 유출됨을 그림 3. (c)에서 볼 수 있다. 이는 LSB를 저장한 어레이 column에서 데이터가 플립될 수 있는 확률이 높다는 것을 의미하며 소모 전력이 줄어든 대신 데이터의 에러 확률이 증가함을 나타낸다 [5].

III. 구현

65nm CMOS 공정을 사용하여 구현된 회로는 그림 4와 같다. 2개의 워드라인은 2 step WL을 위하여 추가된 2개의 PMOS를 공유한다. 하나의 비트라인은 256개의 SRAM 셀을 갖으며 MUX2 구조의 column interleaving 어레이를 갖는다. 각 공급전압에 따른 읽기 동작의 에러 확률은 그림 5에 나타나있다. 2 step 워드라인 기법 사용 시 읽기 동작의 에러 확률이 줄어드는 것을 볼 수 있으며 4k Monte Carlo 시뮬레이션 시 VDD로 precharge한 MSB는 0.65V까지 에러 없이 동작함을 확인 할 수 있다.

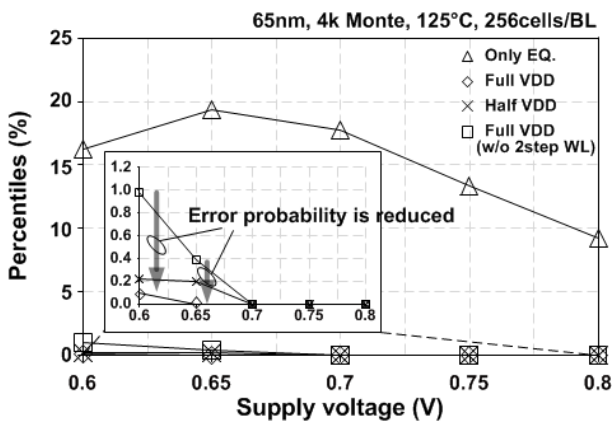


그림 5. 공급전압에 따른 읽기 동작의 에러 확률

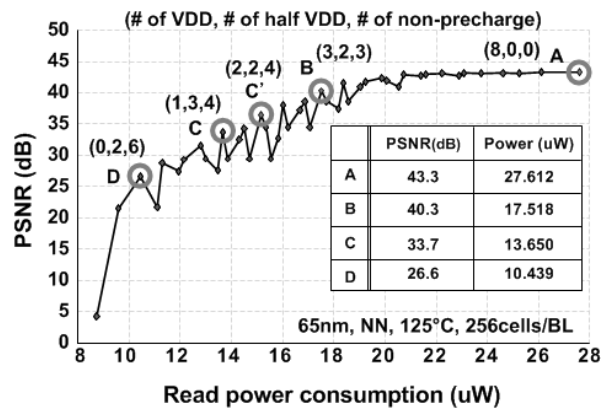


그림 6. 읽기 동작 시 발생하는 소모 전력 대비 PSNR

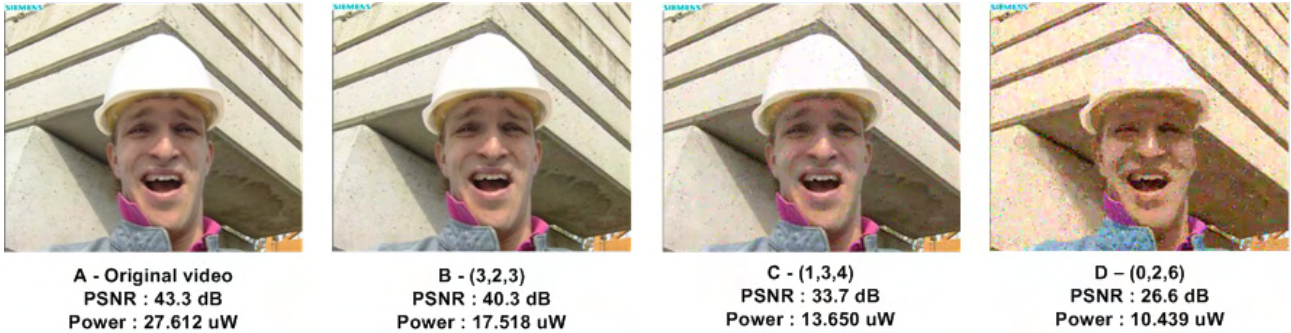


그림 7. 비트 수 할당에 따른 영상 비교

영상 데이터의 한 픽셀은 8 비트로 구성되며 워드 단위로 SRAM 내부에 저장되게 된다. 8 비트의 데이터 중 MSB를 포함하여 이에 인접한 비트에는 VDD, LSB를 포함하여 이에 인접한 비트에는 non-precharge, 그 외의 경우에는 half VDD를 조합하여 시뮬레이션한 결과는 그림 6과 같다. 비트 별 precharge level의 구성에 따라 PSNR과 전력소모의 차이가 발생하는데, non-precharge하는 비트라인의 수가 많을수록 소모 전력이 적고, VDD로 precharge하는 MSB부분의 비트라인 수가 많을수록 PSNR이 높다. C, C'과 B를 비교하면 VDD로 precharge하는 비트라인 수의 증가는 PSNR과 소모 전력의 증가를 불러오는 것을 알 수 있다.

그림 7은 JM Reference Tool [6]을 이용하여 실제 FORMAN 영상의 시뮬레이션 결과를 나타낸 것이다. 각각 그림은 그림 6의 A, B, C, D 지점의 영상을 나타내며, B와 C 영상의 경우 원본인 A 영상과 비교하여 화질의 왜곡이 크지 않은 것을 볼 수 있다. B와 같이 MSB부터 아래로 3비트는 VDD, 2비트는 half VDD, 3비트는 non-precharge 했을 때, Original Video 대비 3dB의 PSNR 감소로 전력 소모가 37% 줄어들었으며, C(1,3,4)의 경우 9.6dB의 PSNR 감소로 50.6%의 소모 전력이 줄어든다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 H.264 시스템에서 전력의 소모를 줄이면서 영상의 왜곡을 최소화하기 위하여 데이터의 중요도에 따라 각 비트라인 별로 다른 전압 레벨을 precharge 하는 heterogeneous precharge level 기법을 제안하였다. Heterogeneous precharge level 기법이 적용된 임베디드 SRAM을 H.264 시스템에 이용 시 3dB의 PSNR 감소로 소모 전력을 37% 감소시켰다. 향후 해당 기법을 가변적으로 선택 가능하도록 설계 시 영상의 화질과 소모 전력이 최적화된 시스템 구현이 가능하다.

Acknowledgement

본 연구는 한국연구재단의 중견연구자지원사업 (2012R1A2A2A01)과 반도체설계교육센터 (IDEC) 로부터 지원을 받아 이루어졌음.

참고문헌

- [1] J. Ostermann, J. Bormans, P. List, D. Marpe, M. Narroschke, F. Pereira, T. Stockhammer and T. Wedi, "Video Coding with H.264/AVC: Tools, Performance, and Complexity", IEEE Circuits and Systems, Vol. 4, No. 1, 2004.
- [2] C. P. Lin et al., "A 5mW MPEG4 SP encoder with 2D bandwidth-sharing motion estimation for mobile applications," in ISSCC Dig. Tech. Papers, Feb. 2006, pp. 1626-1635.
- [3] A. P. Chandrakasan, S. Sheng, and R. W. Brodersen, "Low-power digital CMOS design", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 27, no. 4, pp. 473-484, Apr. 1992.
- [4] Jinmo Kwon, Ik Joon Chang, Insoo Lee, Heemin Park and Jongsun Park, "Heterogeneous SRAM Cell Sizing for Low Power H.264 Applications", IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, vol. 59, no. 10, pp.2275-2284, Oct. 2012
- [5] A. Bhavnagarwala, and X. Tang, and J. D. Meindl, "The impact of intrinsic device fluctuation on CMOS SRAM cell stability", IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 36, no. 4, pp. 658-665, Apr. 2001.
- [6] H.264 JM Reference Software. Available online : <http://iphome.hhi.de/suehring/tml/>

능동 캐스코드 전류거울 방식을 이용한 정전압분극회로의 설계

하지훈, 성민혁, *김영석
충북대학교 반도체공학과
e-mail : kimys@chungbuk.ac.kr

Designed of Potentiostat Using
Active Cascode Current-Mirror

Ji-Hoon Ha, Min-Hyuk Sung, *Yeong-Seuk Kim
Dept. of Semiconductor Engineering
Chungbuk National University

Abstract

In this paper, a potentiostat using active cascode current mirror is proposed to sense accurately the current generated by reduction reaction of $K_3Fe(CN)_6$. The proposed potentiostat is fabricated with “Dong-bu” 0.11 μm CMOS process and simulated by Cadence Spectre. Layout was performed by Cadence Virtuoso. The proposed potentiostat transfers accurately the generated current to output than conventional potentiostat. Power consumption is 190 μW and chip area is 270 $\mu m \times 78 \mu m$.

I. 서론

과학과 의료기술의 발전으로 인간의 수명은 증가했다. 하지만 만성질환으로 사망하는 비율은 여전히 높다. 그 중 당뇨병은 만 30세 이상 인구 중 10%가 앓고 있는 만성질환이다[1]. 이 병의 치료와 예방을 위해서 간단하면서 정확한 자가혈당측정계가 필요하다. 일반적으로 사용되는 방법은 화학반응의 결과를 전기적 신호로 변환하여 출력하는 방법이다. 화학반응을 전기적 신호로 변환하는 것이 전기화학센서이고, 변환기와 접속하는 회로가 정전압분극회로(potentiostat)이다.

전류측정방법의 전기화학센서는 그림 1과 같이 전기화학반응이 일어나는 작업전극(WE), 용액의 전압을 측정하는 기준전극(RE), 전기화학반응에 필요한 전류를 제공하는 보조전극(CE)으로 구성된다[2].

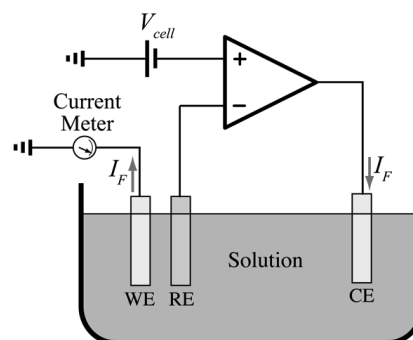
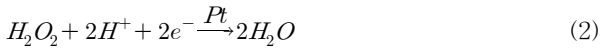


그림 1. 전류측정센서를 이용한 정전압분극회로의 개념도[2]

전기화학센서는 산화/환원반응을 통해 발생하는 전류를 측정한다. 환원반응은 음극화된 백금전극(WE)에서 일어난다. 포도당산화효소와 결합된 수소와 산소가 결합해 과산화수소를 형성한다. 다시 과산화수소와 수소와 결합해 물을 형성하게 된다.





반응식 (1)과 (2)와 같이 환원반응은 산소가 대량으로 존재할 때 발생한다. 이때 V_{cell} 은 $-0.6\text{ V} \sim -0.9\text{ V}$ 이다[3]. 즉, WE는 전위가 RE로부터 $-0.6\text{ V} \sim -0.9\text{ V}$ 일 때 환원반응의 촉매가 된다. 환원반응에 의해 발생된 전류(I_F)는 증폭기 입력으로 연결된 기준전극으로는 전류가 흐르지 않고 WE에서 RE로 흐르게 된다.

II. 본론

본 장에서는 기존 정전압분극회로와 문제점을 분석하고 문제점을 보완하기 위한 제안된 정전압분극회로를 설명한다.

2.1 기존 정전압분극회로

그림 2의 회로는 기존의 전류거울 기반의 정전압분극회로이다[2]. 증폭기의 특성상 $V_{RE} = V_{in}$ 이고, $V_{RE} - V_{cm} = V_{cell}$ 이 된다. V_{in} 에 의해 V_{cell} 이 변하게 되고 그에 따라 CE와 WE를 통해 흐르는 I_F 가 변하게 된다. I_F 는 전류거울의 M_1 과 M_2 를 통해 출력단로 복사(I_F')된다. I_F' 는 출력단의 저항 R_M 에 의해 V_{out} 으로 출력된다. 하지만 I_F 가 충분히 크지 않으면 M_1 은 포화영역에서 동작하기 어렵고, M_1 과 CE, RE를 통한 증폭기의 부계환 루프로 동작이 어렵다.

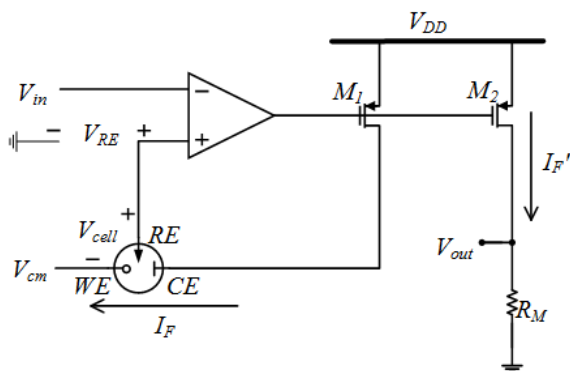


그림 2. 전류거울 기반의 정전압분극회로[2]

2.2 제안하는 정전압분극회로

그림 3은 능동 캐스코드 전류거울 회로이다. M_1 과 M_2 의 드레인은 증폭기의 입력단에 연결되어 있다. M_2 의 드레인과 증폭기의 음의 입력단자를 통한 부계환 루프가 M_1 과 M_2 의 드레인 전압을 같아진다. M_1 과 M_2 의 게이트 전압과 드레인 전압이 같기 때문에 양단에 흐르는 전류는 같다.

기존 정전압분극회로에서 문제가 되었던 부정확한 전류복사를 해결하기 위해 능동 캐스코드 구조를 출력단에 적용하였다. 환원반응을 통해 발생한 전류는 기존 바이어스 전류와 더해져 M_1 의 드레인 전류가 된다. 이 전류는 M_2 로 복사가 된다. 복사된 전류 중에서 바이어스로 인한 전류는 M_6, M_8, M_{10} 을 통해 흐르고, 환원반응으로 발생한 전류는 M_4 를 통해 흐르고 R_M 을 거쳐 전압으로 출력된다.

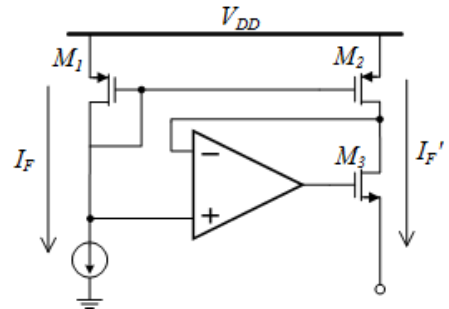


그림 3. 능동 캐스코드 전류거울 회로

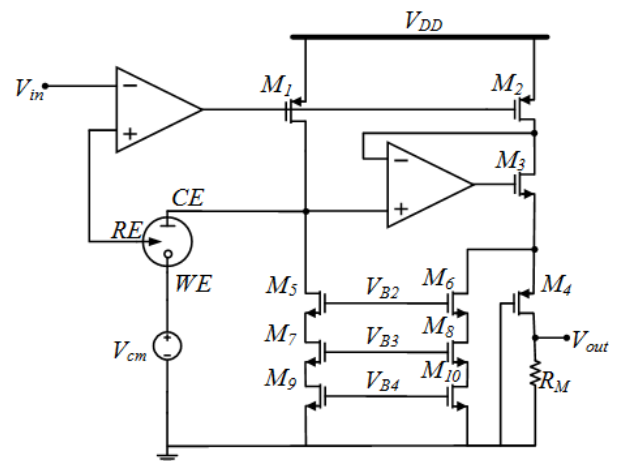


그림 4. 제안하는 정전압분극회로

III. 실험

실험은 혈액을 대신해 페르시아안화칼륨($K_3Fe(CN)_6$) 용액을 이용해 측정하였다. $K_3Fe(CN)_6$ 는 전도성 고분자 물질 중에서 전자전달이 쉽게 일어나고, 반응속도가 빠르기 때문에 금속들이 전극으로 제대로 동작하는지 확인하기 위해 사용되었다. 그림 5는 전도성 고분자 물질의 환원반응에 대한 전류전압특성이다. $K_3Fe(CN)_6$ 와 같은 전도성 고분자 물질은 가해지는 전위가 음의 방향으로 커질수록 환원전류가 증가하다가 감소한다[4].

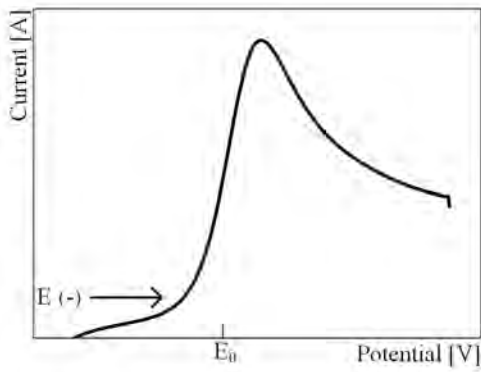


그림 5. 전도성 고분자 물질의 환원반응에 의한 전류전압특성[4]

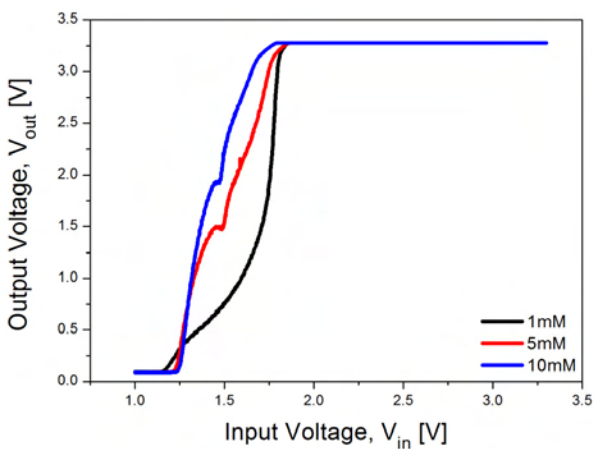


그림 6. 기존 정전압분극회로의 $K_3Fe(CN)_6$ 농도에 따른 출력 측정결과

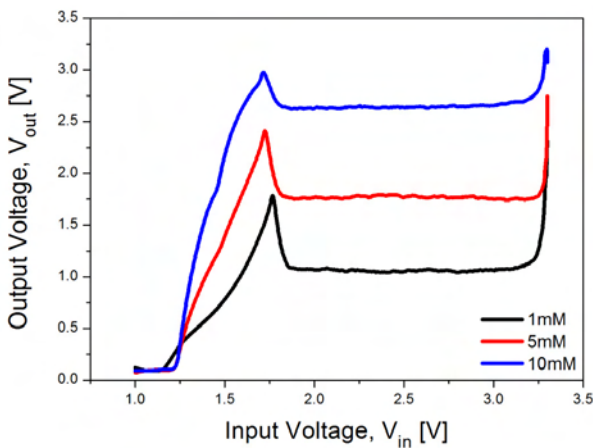


그림 7. 제안된 정전압분극회로의 $K_3Fe(CN)_6$ 농도에 따른 출력 측정결과

그림 6은 제작된 기존의 정전압분극회로를 용액의 농도에 따른 V_{out} 을 측정된 결과이다. 기존 회로의 경우 V_{in} 이 1.4 V ~ 1.8 V 사이에서만 용액의 농도와

V_{out} 이 비례함을 알 수 있다. V_{in} 이 1.8 V 이상일 때는 RE, CE, M_1 을 통한 피드백 루프가 제대로 동작하지 않아서 환원전류가 증가했다가 다시 감소하게 되는 것을 출력전압으로 감지하지 못하고 있다.

그림 7은 제작된 제안된 정전압분극회로를 용액의 농도에 따른 V_{out} 을 측정된 결과이다. 제안된 회로의 경우 V_{in} 이 1.4 V ~ 3.2 V 사이에서 용액의 농도에 따라 출력이 비례함을 확인할 수 있었다. 제안된 회로는 기존 회로와 달리 V_{in} 이 1.8 V 이상에서 피드백 루프가 정확하게 동작하고 있어 감소하는 전류를 출력전압으로 감지하고 있다. 실험에서 $V_{DD} = 3.3$ V, $V_{cm} = V_{DD}/2 = 1.65$ V, 출력 전류를 전압으로 바꾸기 위한 R_M 은 200k Ω 을 사용했다.

그림 8은 제안된 정전압분극회로의 레이아웃이다. 총면적은 270 $\mu m \times 78 \mu m$ 이다.

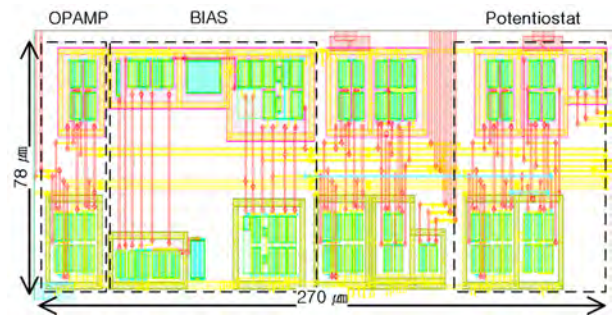


그림 8. 제안하는 정전압분극회로의 레이아웃

IV. 결론

본 논문에서는 능동 캐스코드 전류거울회로를 이용한 정전압분극회로를 제안하였다. 제안된 정전압분극회로와 기존 정전압분극회로를 비교 실험한 결과, 기존회로는 피드백 루프 문제로 환원반응으로 발생하는 전류를 정확하게 출력전압으로 감지하지 못하였다. 하지만 제안된 회로는 전류를 정확하게 출력전압으로 감지하는 것을 확인하였다.

감사의 글

본 논문은 지식경제부 출연금으로 수행한 ETRI SW-SoC융합 R&BD센터의 연구결과입니다.

참고문헌

- [1] 임채민(보건복지부장관), 2011 국민건강통계: 국민 건강영양조사 제5기 2차년도(2011), 보건복지부 건강정책과, 2011.
- [2] Mohammad Mahdi Ahmadi, "Current-Mirror-Based Potentiostats for Three-Electrode Amperometric Electrochemical Sensors," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol. 56, no. 7, pp.1339-1348, 2009.
- [3] E. Wilkins and P. Atanasov, "Glucose monitoring: state of the art and future possibilities," *Medical Engineering and Physics*, Vol.18, no.4, pp.273-288, 1996.
- [4] J. Bard and L. R. Faulkner, *Electrochemical Methods: Fundamentals and Applications*, 2nd ed, New York: Wiley, 2001.

섬유채널 통신을 위한 송수신기 설계

박소현 , 문용

송실대학교 대학원 전자공학과

e-mail : dlqmsqkqth@naver.com

A Study on transceiver for data Communication on Fabric Channel

So-Hyun Park and Yong Moon

Department of Electronic Engineering

Soongsil University

Abstract

웨어러블 컴퓨팅 플랫폼을 위해 데이터 전송 시 일반 동축 케이블이나 광케이블이 아닌 섬유 채널기반에서 데이터 통신을 하기 위한 송수신기를 설계하였다. 송수신기는 옛지 검출 방식으로 입력 데이터를 전송하도록 설계하였으며, 송신단에 전류조정 인버터를 사용하여 회로 밖의 가변 저항의 값을 조정하여 섬유전선의 특성상 손실이 적은 10M - 300MHz 대역에서 전송 속도를 조절 할 수 있도록 설계 하였다. 전송신호는 900mV의 공통모드 전압 상에서 전송된다. 수신기는 차동 구조의 증폭기와 RS-플립플롭을 이용하여 원래의 데이터를 복원하게 된다. 설계한 송수신기와 수신기는 1.8v 0.18 μ m CMOS 공정에서 Cadence Spectre를 이용하여 모의 실험하였다. 또한 섬유 채널은 실제 섬유전선을 이용하여 각 주파수별 데이터 손실 량을 측정 하였고 이를 RC 회로로 모델링하여 모의실험에 사용하였다. 또한, 제작한 칩을 측정하여 데이터 전송동작을 검증하였다.

동통신의 발전 등을 활용해서 시너지 효과를 얻을 수 있는 새로운 컴퓨팅의 패러다임 시대를 요구하고 있다. 위와 같은 소기의 목적을 달성하기 위해서는 많은 장애요인과 마주치게 된다. 이중 가장 큰 장애 요인은 사용자가 어디에서나 컴퓨터와 네트워킹의 이용이 모두 가능해야 한다는 점이다. 이러한 장애요인은 웨어러블 컴퓨팅이라는 대안으로 해결 될 수 있다. 웨어러블 컴퓨팅과 같이 언제나 컴퓨터를 신체의 일부에 부착하고 다님으로 어디에서나 컴퓨터를 사용할 수 있어야 하는 (Ubiquitous) 문제가 해결되기 때문이다. 특히 웨어러블 컴퓨팅은 컴퓨터 기술뿐만이 아니라 물리, 의류, 심리, 전자, 전기, 기계 등의 여러 분야와 서로 긴밀하게 협동하여 연구해야만 성공 할 수 있는 미래의 컴퓨팅 시스템인 것이다. 본 논문에서는 웨어러블 컴퓨팅 플랫폼을 기반으로 데이터 통신을 위한 송수신기를 설계하였다. 잡음이 많고 손실이 큰 채널특성 하에서 올바른 데이터를 복원하기 위해 옛지 검출 방식을 적용하여 섬유채널을 통한 데이터 복원이 가능하였다.

I. 서론

최근 컴퓨터 기술은 획기적인 반도체 직접기술, 극소화 되어가는 출력 장치와 저장 장치, 센서나 음성 및 상황 인식을 기반으로 한 컴퓨터 입력방식의 변화, 이

II. 송수신기의 구조

2.1 섬유채널 모델링

그림1은 설계한 송신기와 수신기를 모의실험 하기 위해 1미터의 섬유전선을 RC회로로 모델링한 것이다. 그림2은 설계한 RC회로를 S-파라미터를 이용해 각 주파수별 데이터 손실량을 분석한 것이다.

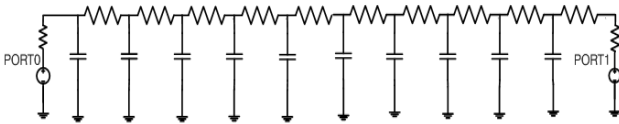


그림 1. 섬유전선을 R과 C를 이용해 구현한 회로

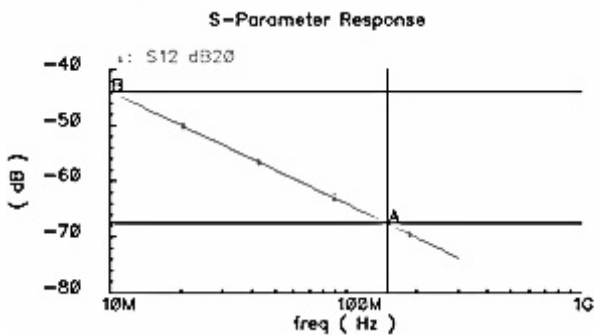


그림 2. 모델링한 섬유채널의 손실 특성

2.2 송신기

본 송신기는 디지털 입력 신호가 상승할 때 전송 데이터는 상승 펄스가 생기게 되고 입력신호가 하강 할 때 전송 데이터는 하강 펄스가 생기게 되는 즉 데이터의 상승 엣지와 하강 엣지를 검출하는 엣지 검출 방식의 송신기이다. 펄스 발생 원리는 그림4와 같이 입력 데이터가 상승할 때 NAND 게이트의 출력이 하강하기 시작하면서 PMOS 가 도통 되어 저항사이 공통모드 전압에 머물고 있는 출력 신호가 상승하게 된다. 상승된 신호는 NAND 게이트의 출력이 상승하기 시작하면 PMOS가 동작하지 않게 되어 신호는 하강하게 되어 원래의 공통모드 전압으로 돌아오게 된다. 반대로 입력 데이터가 하강 할 때엔 NOR 게이트의 출력이 상승하여 NMOS 가 도통되어 저항사이 전압이 공통모드 전압에서 하강 하게 된다. NOR 게이트의 출력이 하강 하게 되면 NMOS는 다시 동작하지 않게 되어 출력 신호는 공통모드 전압으로 돌아오게 된다. 송신기는 차동구조를 적용하여 외부 잡음에 강하게 설계하였다.[2]

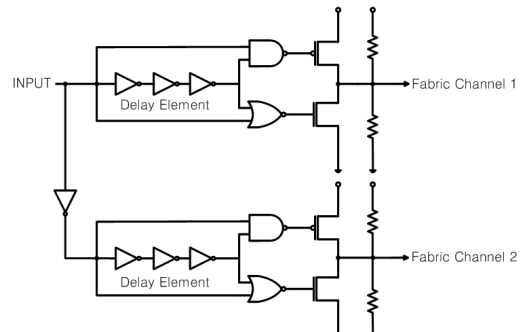


그림 3. 송신기의 기본구조

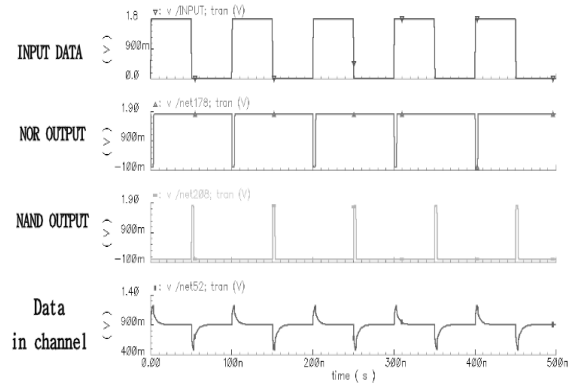


그림 4. 송신기의 입출력 시뮬레이션

2.3 지연 회로

그림 5 회로는 전류 값을 조절하여 인버터의 지연시간을 조절하는 인버터이다. 송신단에 전류조정 인버터를 사용하여 회로 밖의 가변 저항의 값을 조정하여 10M-300MHz 대역에서 손실이 적은 주파수 영역에서 전송 속도를 선택 할 수 있도록 설계하였다. 표1을 보면 전류가 증가할수록 지연시간이 감소하기 때문에 고주파에서 사용할 수 있고, 전류가 감소하면 지연시간이 증가하여 저주파에서도 전송할 수 있도록 설계하였다. 사용하는 주파수 대역은 전송속도에 따라서 선택하는 구조를 적용하였다.

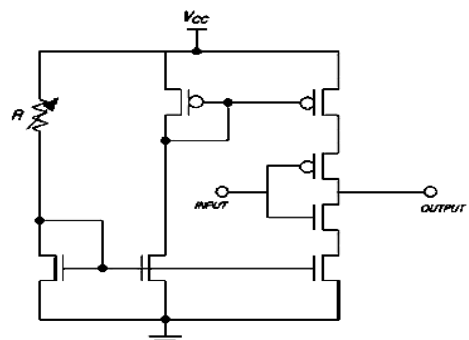


그림 5.전류조정 인버터

표1. 인버터 지연시간 모의실험

저주파(1MHz~10MHz)		고주파(10MHz~50MHz)	
V_{GS}	지연시간	V_{GS}	지연시간
500mV	1.3ns	700mV	0.5ns
520mV	1ns	800mV	0.4ns
540mV	0.8ns	900mV	0.4ns

2.4 수신기

그림6의 차동 수신기는 전송 되어진 두 개의 INPUT 신호를 입력받아 두 개의 출력 펄스를 발생시킨다.. OUT 신호는 입력 신호가 상승할 때 생성되는 펄스이고 OUTN 신호는 입력 신호가 하강할 때 생성되는 펄스이다. 그림7 RS-플립플롭은 앞에서의 두 출력 펄스를 이용해 원래의 입력 데이터를 복원 시켜주는 역할을 한다. 즉 Vout 파형은 입력 신호가 송신기와 섬유전선과 수신기를 거쳐 복원되는 것이다.[3],[4]

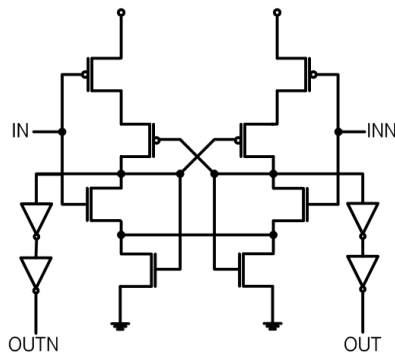


그림 6. 수신기의 기본구조

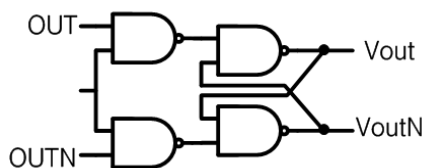


그림 7. R-S 플립플롭

III. 모의실험 및 측정결과

설계하고자 하는 송신기와 수신기는 현재 0.18 μ m CMOS 공정으로 모의실험을 진행하였고, Cadence Spectre 이용하여 모의실험 하였다. Cadence Virtuoso를 이용하여 레이아웃을 진행하였고, Mentor Calibre를 이용하여 DRC, LVS 및 LPE 진행 및 검증을 하였다. 또한 섬유채널은 실제 섬유전선을 이용하여 측정을 진

행하였고 이를 RC회로로 모델링하여 모의실험에 사용하였다. 그림8과 같이 두 개의 섬유전선을 사용하여 송신기의 두 개의 출력과 수신기의 두 개의 입력을 서로 연결하였다. 모의실험은 10MHz 및 150MHz에서 진행하였고 각 주파수별 동작을 그림8~그림9에 나타내었다. A,B 신호는 송신부를 지난 신호이고 Vout은 섬유전선을 통과한 A,B 신호가 복원된 출력신호이다.

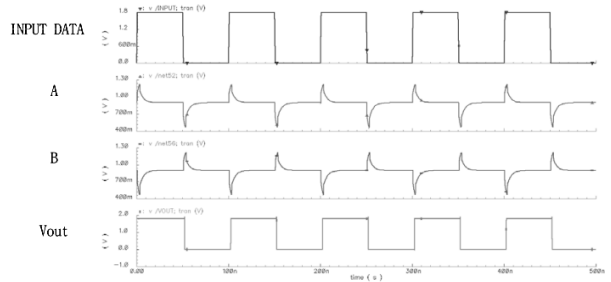


그림 8. 10MHz 송수신 모의실험

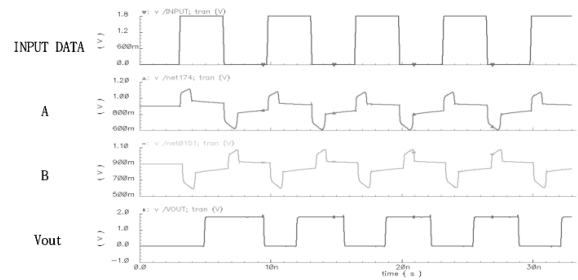


그림 9. 150MHz 송수신 모의실험

그림10~그림11은 칩 수령 후 오실로스코프와 함수발생기 및 전원공급기를 이용하여 주파수별 입출력 파형을 측정 하였다. 그림 10에서는 IN은 입력 데이터이며 A는 입력 데이터가 송신기를 지난 후 섬유채널에 전송되는 신호이다. 섬유채널을 지난 A 신호는 수신기를 거쳐 그림11의 Vout로 복원되는 것을 확인 하였다.

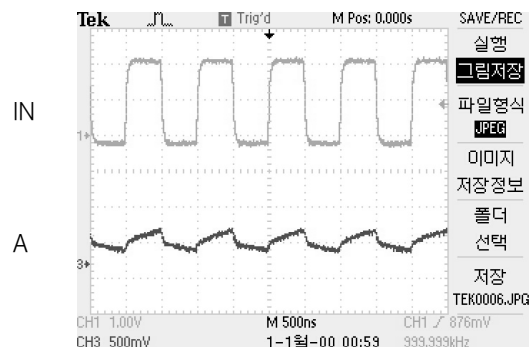


그림 10. 송신부 측정결과(1MHz)

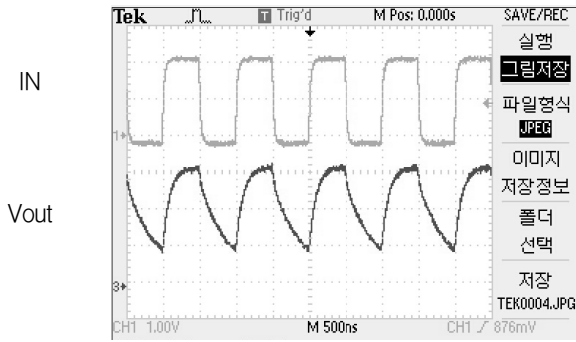


그림 11. 수신부 측정결과(1MHz)

Signals for Scalable Coherent Interface, 1596.3
 SCI-LVDS Standard, IEEE Std. 1596.3-1996,1994.
 [4] B.Young. An SOI CMOS LVDS driver and
 receiver pair. IEEE Symposium on VLSI Circuits,
 pp,153-154,2001.

IV. 결론

본 논문에서는 섬유전선을 통한 데이터 통신을 위해 옛지 검출을 기반으로 하는 송신기와 차동구조의 수신기 시스템을 제안하고 모의실험과 칩 측정을 통하여 송수신기의 동작을 검증하였다. 제안된 송신기는 외부의 가변저항에 따라 정해진 주파수에서 삼각과 형태의 신호를 만들고, 섬유전선을 통해 전달된 신호를 입력으로 하여 수신기로 데이터를 복원함으로써 기능을 검증하였다. 송수신기는 1MHz - 50MHz 상에서 동작하는 것을 검증 하였다. 본 연구는 0.18 μ m CMOS 공정을 사용하여 설계, 검증 및 레이아웃을 수행하였고, 수령 후 측정 및 동작 검증도 완료 하였다. 제안한 송수신기는 직물형 오디오 시스템 및 섬유전선을 이용한 웨어러블 컴퓨팅분야에 응용 될 수 있다.

감사의 글

본 연구는 2012년도 산업통산부의 재원으로 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제(No. 20124010203160)입니다.

참고문헌

[1] Hoi-Jun Yoo and Namjun ChoDept. of EECS, KAIST, Body Channel Communication for Low Energy BSN/BAN, 2008 IEEE.
 [2] Thaddeus J. Gabara AT&T Bell Laboratories Allentown, Pennsylvania 18103, Basic Transmitter and receiver system, 1988 IEEE.
 [3] IEEE Standard for Low-Voltage Differential

초소형 센서노드 구현을 위한 멀티센서 신호처리 ROIC 개발

전영득, 여준기, 조민형, 김이경, 노태문
한국전자통신연구원 혼성신호처리연구실
e-mail : ydjeon@etri.re.kr

Multi-Sensor Signal Processing ROIC For Small-size Sensor Node

Young-Deuk Jeon, Chun-Gi Lyuh, Min-Hyung Cho,
Yi-Gyeong Kim, and Tae Moon Roh
Mixed-Signal Processing Research Section
Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

In this paper, a proposed multi-sensor signal processing ROIC (read-out integrated circuit) is presented for small-area and low-power sensor node. It has 4 input channel for temperature, capacitive type, potential type, resistor or voltage type sensors. The proposed ROIC is fabricated 0.18 μm CMOS with 3.3 I/O process. The active area is 1.38 mm^2 and the size of the sensor node with one ROIC and four sensors is 2.8x3.0 cm^2 .

I. 서론

사람이 생활하는 환경과 밀접한 관련이 있는 대기의 다양한 정보수집하여 쾌적한 실내 또는 사무환경을 조성하기 위해 여러 종류의 센서를 탑재한 센서노드 시스템의 필요성이 광범위하게 증대되고 있다. 이와 같이 센서노드의 필요성이 증가함에 따라 출력특성이 다양한 여러 개의 센서를 하나의 보드로 구현하기 위해서는 센서에 맞는 각각의 신호처리 칩 또는 신호처리 시스템이 필요하게 되어 센서노드의 전력소모 증가와 함께 크기가 커지는 단점이 있다.

본 논문에서는 전력소모와 보드크기를 최소화하기 위하여 여러 타입의 센서 출력신호를 처리하기에 적합한 구조를 제안하며, 이를 구현한 멀티센서 신호처리

ROIC (read-out integrated circuit)를 기술한다.

II. 본론

2.1 제안하는 ROIC 구조도

그림 1에는 제안하는 멀티센서 신호처리 ROIC의 구조도를 나타낸다. 첫 번째 입력인 CMOS 기반의 온도 센서는 ROIC에 내장되었고 [1], 외부의 캐패시터, 기전력 및 저항 또는 전압 출력의 센서신호를 하나의 칩으로 처리할 수 있도록 제안하는 ROIC는 IN1~IN4의 4가지 입력신호를 가진다. 각 센서의 출력신호를 신호변환기에서 처리할 수 있도록 캐패시터-전압 변환기, 고입력 임피던스 PGA (programmable gain amplifier)와 같은 인터페이스로 구성되어 있다. 이러한 전압신

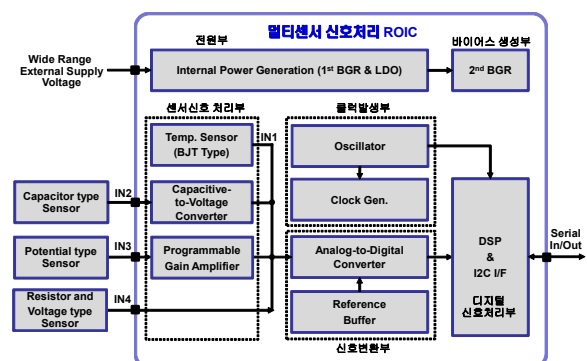


그림 1. 멀티센서 신호처리 ROIC 구조도

호와 더불어 저항/전압 타입의 센서 출력은 전압형태로 신호변환기의 입력으로 인가되어 디지털 코드로 변환된다. 14비트의 디지털 신호는 DSP를 거쳐 최대 3차식 보정 후 I2C 등 디지털 인터페이스에 의해 시스템에 전달된다. 또한 제안하는 ROIC는 클럭발생부에 오실레이터를 구현하여 외부 클럭이 필요없도록 설계되었다.

2.2 센서신호 처리부

기존의 캐패시터-전압 변환기는 적분 회로를 사용하여 캐패시터의 크기에 따라 출력전압을 검출하는 방법을 사용한다. 그러나 기존의 방법은 전원전압과 온도의 변화와 같은 동작조건의 변화에도 일정한 전류 및 클럭을 발생시키는 것은 쉽지 않고, 이를 보상하기 위해 외부에 추가적인 회로가 필요하는 단점이 있다. 본 논문에서는 클럭 속도에 관계없이 동작 가능한 스위치-캐패시터 구조의 전압변환회로를 적용하였다. 센서를 입력단 샘플링 캐패시터로 사용하고 피드백 캐패시터를 가변으로 구현하여 이득을 조절할 수 있다.

프로그램블 이득 증폭기는 기전력 타입의 센서출력을 처리하기 위해 비반전 증폭기 구조를 적용하여 높은 입력 임피던스를 가지며, 가변 저항을 통하여 저항비에 따라 최대 이득 12까지 조절가능 하도록 설계되었다.

저항출력의 센서는 전원전압과 접지사지에 외부 기준저항을 직렬연결을 함으로써, 간단히 전압으로 변환이 가능하다.

2.3 신호변환부

센서 신호처리를 위해서는 동작속도는 수 십에서 수 백 Hz로 낮지만 14비트 이상의 고해상도의 신호변환기를 요구하기 때문에 본 논문에서는 인크리멘탈 델타-시그마 신호변환기를 적용하였다 [2],[3]. 구현된 신호변환기는 적분기와 비교기가 한 개씩 필요하며, 비교기에서 출력된 디지털 신호를 저장하기 위한 14비트 카운터(counter)로 구성되어 있다. 2비트의 디지털 입력신호를 통해 14/12/10/8비트의 해상도로 조절할 수 있다.

2.4 디지털 신호처리부

디지털 신호처리부는 보정 및 연산기능을 위한 hard-wired 엔진과 보정값 및 내부동작모드 저장을 위한 EEPROM으로 이루어져 있다. Hard-wired 엔진은 각 센서입력 값을 기반으로 최대 3차 보정까지 가능하고, PWM 출력뿐만 아니라 설정된 값에 대해 초과 또는 미만시 상태를 알려 주는 알람기능을 내장하

고 있다. 출력 핀수를 줄이기 위해 I2C의 직렬 디지털 인터페이스를 채택하였다.

III. 구현

멀티센서 신호처리 ROIC는 그림 2와 같이 0.18um CMOS 공정으로 제작되었으며, 면적은 1.38mm²이다. 그림 3은 각 입력에 대한 출력 값을 측정된 결과이다. 온도는 2차 디지털 보정된 결과로서 전 구간의 온도범위에서 ±0.4℃ 오차를 가지며, 캐패시터는 오차범위 ±23fF(=0.3%) 수준에서 측정되었다. PGA 성능측정을 위해 80mV 전압을 인가한 후 이득을 조절에 따른 ROIC 출력값을 측정하였고, 전압을 ADC에 직접 인가한 경우 대략 1.0V 입력범위에서 0.37% 오차수준을 확인할 수 있었다.

그림 4는 제작된 멀티센서 신호처리 ROIC를 실장한 센서노드 사진으로, 실제 온도센서를 내장한 ROIC와 캐패시터 타입의 습도센서, 기전력 및 저항 타입의 가스센서 2종을 탑재한 센서노드 크기는 2.8x3.0 cm²로 제작되었다. 14비트 모드로 4종의 센서 동작시 ROIC 동작모드 평균전류소모는 624uA이다. 그림 5에는 실제 센서노드의 출력을 모니터링한 결과를 확인할 수 있다.



그림 2. 멀티센서 신호처리 ROIC 칩사진

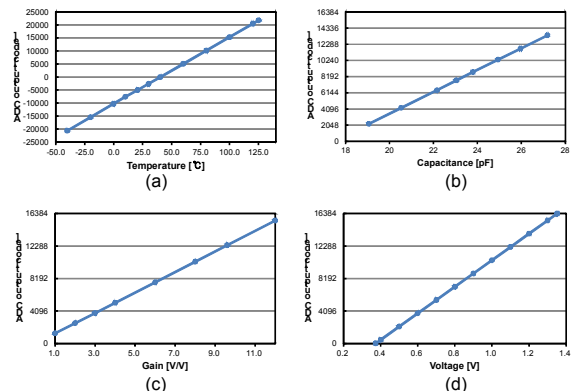


그림 3. 측정결과 :

(a) 온도, (b) 캐패시터, (c) PGA 이득, (d) 전압입력

감사의 글

본 논문은 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 산업원천기술개발사업(정보통신)의 일환으로 수행하였음. [10035570, 스마트&그린 빌딩용 자가충전 지능형 센서노드 플랫폼 핵심기술 개발]

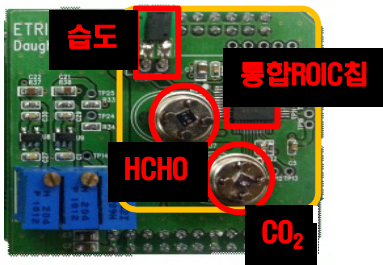


그림 4. ROIC를 실장한 센서노드 및 동작확인

참고문헌



그림 5. 센서노드 동작확인

- [1] K. Souri and K. A. A. Makinawa, "A 0.12 mm² 7.4uW Micropower Temperature Sensor With an Inaccuracy of $\pm 0.2^{\circ}\text{C}$ (3σ) From -3°C to 125°C ", JSSC, July, 2011.
- [2] Cypress MicroSystems, Inc, CY8C27/24/22xxx Data Sheet, 2003.
- [3] J. Markus, et. al, "Theory and Applications of Incremental $\Delta\Sigma$ Converters", JSSC, April, 2004.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

초소형 저전력 센서노드를 구현하기 위해서 본 논문에서 멀티센서 신호처리 ROIC를 제안하였다. 향후 회로의 최적화를 통해 전력소모 및 면적을 최소화할 수 있을 것으로 예상된다.

고속 데이터 전송로의 구동 회로 설계

*지기현, 김준현, 이정현, 김혜원, 어영선
 한양대학교 전자통신 공학과

e-mail : {ghji, jhkim, jhlee, hwkim, eo}@giga.hanyang.ac.kr

A New Driver Circuit Design Technique for High-Speed Data Links

*Gihyeon Ji, Junhyun Kim, Junghyun Lee, Hyewon Kim, Yungseon Eo
 Department of Electronics and Communication Engineering
 Hanyang University

Abstract

A new driver design technique for high-speed data links is proposed. The technique is implemented with a new pre-emphasis driver circuit. Compared with the conventional design method, the proposed technique can substantially improve the jitter and power consumption.

I. 서론

고속/고집적 전자 시스템에서, 전송선은 시스템 성능 저하의 주요인이다[1]. 칩내 고속 신호 통신에서, 전송선의 대역폭 제한은 신호의 스위칭 시간의 감소로 인한 ISI(inter-symbol interference)를 발생시켜 시그널 인테그리티(signal integrity)를 크게 악화시킨다.

전송선이 가지는 주파수 특성과 이로 인한 신호의 영향은 그림 1과 같다. 전송선의 주파수 특성은 저역 통과 필터의 형태를 가지며, 이로 인하여 신호의 스위칭 속도가 늘어져 ISI를 발생시킨 것을 알 수 있다. 일반적으로, 이와 같은 문제를 해결하고, 더 많은 신호를 전송하기 위하여 중간에 리피터(repeater)를

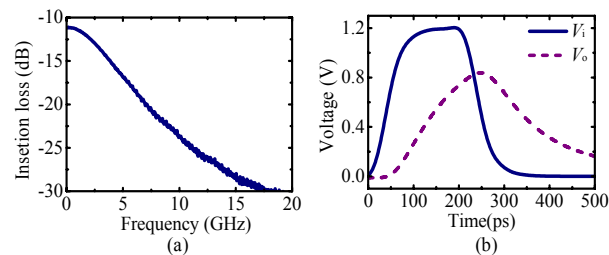


그림 1. (a) 전송선의 주파수 특성과 (b) 입출력 신호.

삽입하거나, 회로 출력단에 프리엠퍼시스(pre-emphasis ; 전치 증폭 회로)를 삽입한다. 그러나 리피터의 삽입은 비용과 면적, 전송선 설계에 있어서 근원적인 문제를 가지기 때문에 프리엠퍼시스를 많이 사용한다[1]. 프리엠퍼시스는 신호의 고주파 성분을 보강해주어, 전송선의 대역폭 한계를 보상해 주는 회로다. 그러나 아무리 프리엠퍼시스를 삽입 한다 하더라도 적절하게 설계된 입력 신호를 사용하지 않으면 고주파 보강이 모자라서 설계 기준을 만족할 수 없거나, 고주파 보강이 과하여 과도 설계될 수 있는 문제가 발생한다. 때문에 프리엠퍼시스의 설계는 매우 중요하며, 본 논문은 새로운 구동 회로 설계 방법을 제시하고 이를 기존의 방법과 비교 및 검증을 통하여 제안한 설계 기술의 타당성을 보인다.

II. 기존의 입력 신호 설계 기술

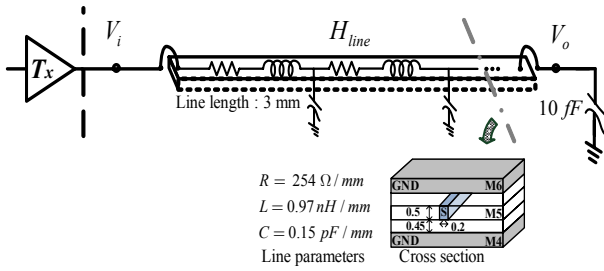


그림 2. 단일 전송선 시스템.

그림 2와 같은 단일 전송선 시스템에서, 배선에 대한 신호의 입력력을 선형으로 가정하면, 입출력 신호는 다음과 같이 표현 가능하다.

$$V_i(t) = \mathfrak{T}^{-1}\{V_o(\omega) \times H_{line}(\omega)^{-1}\}, \quad (1)$$

여기서, V_i , V_o , H_{line} , 그리고 \mathfrak{T}^{-1} 은 각각 입력신호, 출력 신호, 전송선의 전달 함수, 그리고 역 푸리에 변환을 의미한다. 즉, 적절한 출력 신호만 정의한다면, 그에 해당하는 입력 신호를 얻을 수 있다. 그러나 선형 (piece-wise linear) 출력 신호의 경우, 멀티-토닉 (multi-tonic) 파형 때문에 실사용이 불가능하다[1], [2].

[1]의 저자들은 멀티-토닉 파형의 발생 원인을 (1)의 계산에서 발생한 임펄스(impulse) 함수로 보고, 이를 제거하기 위하여 정현파 함수를 이용하여 출력 함수를 만들고, 출력 함수와 전송선의 전달함수를 다음과 같이 근사하여 표현했다.

$$V_{o,desired}(\omega) = 1 / (a_p s^p + a_{p-1} s^{p-1} + \dots), \quad P \geq 3, \quad (2)$$

$$H_{line,V}^*(\omega) = 1 / (b_N s^N + b_{N-1} s^{N-1} + \dots), \quad N < P, \quad (3)$$

$$H_{line,I}^*(\omega) = 1 / (c_N s^N + c_{N-1} s^{N-1} + \dots), \quad N < P. \quad (4)$$

또한, 필요한 입력 신호는 다음과 같이 구한다.

$$V_{i,Bai}(t) = \mathfrak{T}^{-1}\{V_{o,desired}(\omega) \times [H_{line,V}^*(\omega)]^{-1}\}, \quad (5)$$

$$I_{i,Bai}(t) = \mathfrak{T}^{-1}\{V_{o,desired}(\omega) \times [H_{line,I}^*(\omega)]^{-1}\}. \quad (6)$$

식 (5)와 (6)으로 구한 입출력 신호를 그림 3에 보였다. 이 신호들은 임펄스 함수를 제거했어도 여전히 실현 불가능하기 때문에, 이는 입력 전류 파형의 스위칭 속도와 전체 면적을 유지하는 방법으로 다시 근사하는 과정을 거쳐야 한다. 최종 입력 신호의 파형과 검증은 그림 4에 보였다. 여기서, $V(I)$ 는 전류 I 를 흘렸을 때 나타나는 전압 V 를 의미한다.

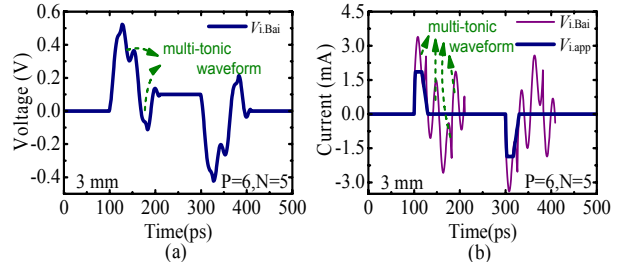


그림 3. (a) 식 (5)로 구한 전압 신호. (b) 식 (6)으로 구한 전류 신호와 전류 근사 신호. (그림 2의 전송선을 사용함.)

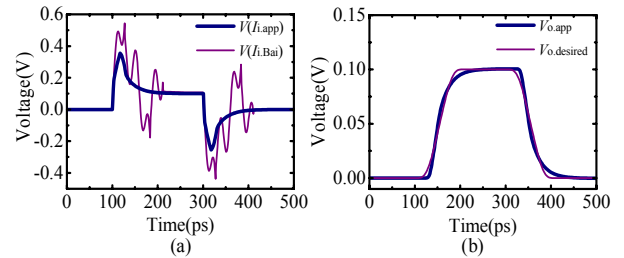


그림 4. (a) 계산된 신호($V(I_{i,Bai})$)와 최종 근사 신호($V(I_{i,app})$). (b) SPICE를 통한 신호의 검증. (그림 2의 전송선을 사용함.)

III. 새로운 입력 신호 설계 기술

전 절에서 기술된 지금까지의 문제를 해결하기 위하여, 본 연구에서는 출력 신호를 실제 존재하는 파형을 사용하는 새로운 방법을 제안했다. 이 출력 신호 결정의 핵심은 임의의 입력 신호를 전송선에 인가했을 때, 아직 신호의 왜곡이 크지 않은(즉, 아직 부하에 도달하지 않은) 신호를 출력 신호로 정의하는 것이다[2]. 이러한 신호는 전송선을 완전히 통과하기 전 실제 신호의 시뮬레이션이기 때문에 전송선의 전송특성을 내재하고 있다. 때문에 제안한 방법은 정의한 설계 기준을 만족하는 동시에 전송선 환경을 고려할 수 있다. 이러한 일련의 과정은 그림 5와 같다.

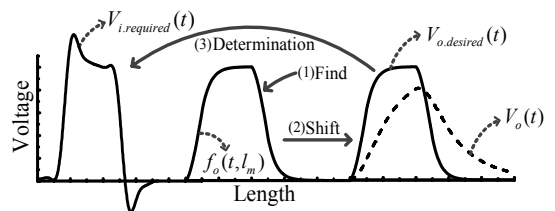


그림 5. 출력 신호 결정 과정.

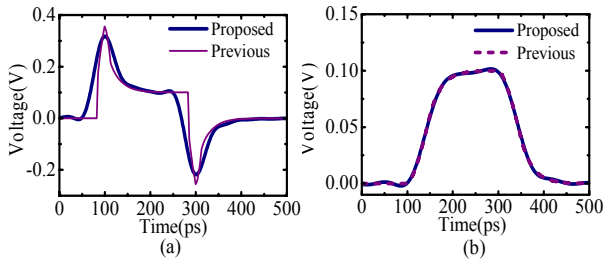


그림 6. 기존의 기술과 제안한 기술의 신호 파형 비교. (a) 입력 및 (b)출력 신호. (그림 2의 전송선을 사용.)

그림 6은 기존의 기술[1]과 제안한 기술[2]의 신호 파형 비교 그림이다. 제안한 기술은 거의 동일한 출력 파형임에도 불구하고, 더 낮은 초과 전압(over voltage)과 더 낮은 스위칭 속도를 갖는 입력 신호를 구했다. 이는 기존의 기술로 얻은 파형에 비하여 많은 전력과 복잡한 회로가 필요하지 않고 더 효율적으로 설계가 가능하다는 것을 의미한다.

IV. 비교 및 검증

제안한 설계 기술을 비교 및 검증하기 위하여 그림 2와 같은 전송선에 그림 7과 같은 회로를 가정했다. 사용한 회로는 [3]에서 실험한 회로다. 실험을 위하여, 동일한 드라이버 회로가 기존의 설계 기술과 제안한 설계 기술로 구한 각각의 입력신호를 구현한다. 각각의 입력 신호를 구현하면서 달라진 매개 변수의 변화는 표 1에서 보인다.

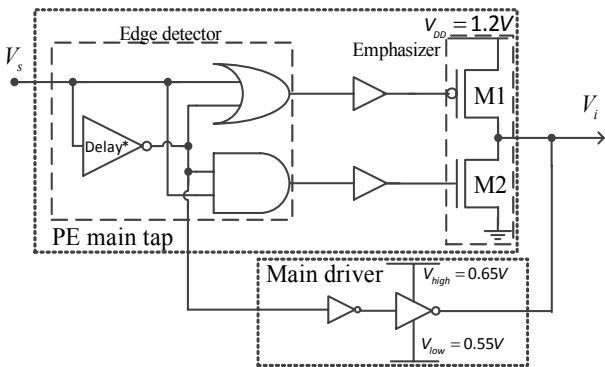


그림 7. 실험 회로[3].

표 1. 매개 변수 비교 표.

	The size of M1 (W/L)	The size of M2 (W/L)
Previous	23 um/0.13 um	5.5 um/0.13 um
Proposed	14 um/0.13um	4.6 um/0.13 um

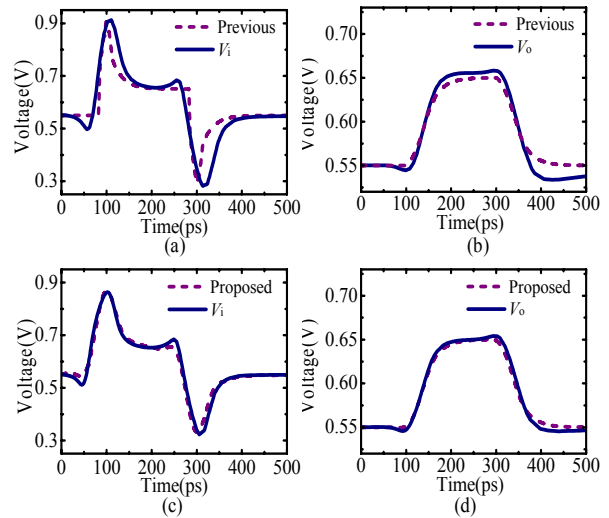


그림 8. 구해진 신호와 회로로 구현한 신호 비교. (a)와 (b)는 기존의 기술에 대한 입출력 신호 비교 그림이며, (c)와 (d)는 제안한 기술에 대한 입출력 신호 비교 그림이다.

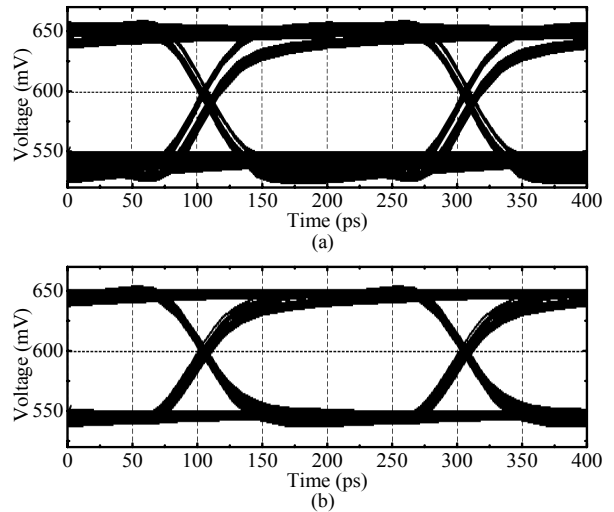


그림 9. 그림 2에 5 Gbps의 PRBS를 입력했을 때의 출력 아이-다이아그램(eye-diagram) 비교. (a) 기존의 방법과 (b) 제안한 방법.

표 2. 성능 비교 표.

	Eye height [mV]	Jitter [ps]	Power consumption [fJ/bit/mm]
Previous	90	20	71
Proposed	92	11	66

그림 8은 구해진 신호와 회로로 구현한 신호 비교 그림이다. 이는 각각의 방법으로 구한 신호가 얼마나 실현가능한 가를 보여준다. 기존의 방법으로 구한 신호의 경우, 너무나 큰 신호의 변화율과 과도한 초과

전압 때문에 실제 회로로 충실히 구현하기 어려우며, 출력 파형 역시 큰 오차가 존재했다. 반면에 제안한 방법으로 구한 신호는 보다 낮은 신호 변화율 및 초과 전압으로 회로를 실제로 충분히 구현 가능했으며, 출력 파형 또한 큰 오차 없이 구현 가능했다.

각각의 회로에 5 Gbps의 PRBS를 입력하여 부하에서의 아이-다이아그램을 관찰한 것을 그림 9에서 보았다. 두 개의 회로 모두 충분한 아이 높이(eye height)를 보였지만, 기존의 기술은 지터(jitter)가 더 크게 측정 되었으며, 전력도 더 많이 소비했다. 표 2에 이들의 성능을 요약했다. 전력 소모의 경우, 더 높은 신호 변화율과 초과 전압을 구현해야 했던 기존의 기술이 더 높게 나왔으며, 지터는 구해진 파형을 충분히 구현하지 못했던 기존의 기술이 더 많이 측정 되었다는 사실을 주목 할 필요가 있다.

V. 결론

구동 회로 설계 기술을 시뮬레이션을 통하여 검증하였다. 제안한 기술은 실제 전송선에서 존재하는 신호로 출력 신호를 정의하여 보다 실현 가능한 입력 신호를 얻는 방법이다. 제안한 방법과 기존의 방법은 동일한 회로 환경을 이용하여 비교 및 검증했다. 제안한 방법은 실제 회로가 충분히 구현 가능한 신호를 예측하여 회로 성능 또한 이전에 비해서 지터는 45 %, 전력 소비는 7 % 향상시킬 수 있었다.

VI. 감사의 글

본 연구는 한국표준과학연구원의 차세대 전자파 측정표준 기술개발 사업 (사업번호 12011016)의 지원을 받아 수행되었음.

또한, IDEC에서 칩제작(EDA tool)을 지원 받아 수행하였음.

참고문헌

- [1] Y. Bai and S. Wong, "Optimization of driver preemphasis for on-chip interconnects", IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, vol. 56, no. 9, pp. 2033-2041, Sep. 2009.
- [2] 지기현, 김동철, 어영선, "전치 증폭회로의 입력 신호 설계 기술," 대한전자공학회 하계종합학술대회 논문집, pp. 202-204, Jun. 2012.
- [3] 지기현, 김혜원, 어영선, "칩내 배선의 RC/RLC 모델의 정확성 검증," 한국 반도체 학술대회 Chip Design Contest, 2013.

휴대용 심전도 측정을 위한 Analog Front-End 설계

*김현준, 류승탁

한국과학기술원 전기 및 전자공학과, 혼성신호집적회로 연구실
e-mail : *kiast3191@kaist.ac.kr*, *stryu@kaist.ac.kr*

Analog Front-End Design for ECG-Potential Measurement

*Hyeon-June Kim, Seung-Tak Ryu

Mixed Signal Integrated Circuits LAB.(MSICL)

Korea Advanced Institute of Science and Technology(KAIST)

Abstract

Recently, there are growing demands for increasing personal quality of life. The degree to which a person enjoys the important possibilities of his or her life can be evaluated by measuring personal bio-potentials, such as ECG signal. A portable ECG extraction application encountered in a ground-free two-electrode configuration has a serious problem for signal acquisition. This paper presents analog front-end(AFE) for a two-electrode configuration.

I. 서론

최근, 의료과학 기술의 비약적인 발전과 함께 개개인의 정신적, 육체적 건강 상태에 대한 관심이 증가하면서 일상생활 속에서 보다 편리하게 심전도(ECG)와 같은 생체신호를 모니터링 하는 기술이 발전하고 있다. 또한, 반도체 기술이 발달함에 따라 신체의 신호를 측정하는 의료기기용 회로들을 작은 칩 안에 구현 가능해짐으로써 휴대용 생체신호 어플리케이션의 연구가 활발히 진행 중이다. 기존의 의료용 생체신호 기기의 경우 3-Electrode를 사용하여 생체 신호를 측정하지만 휴대용 기기의 경우 휴대성 향상을 위해 2-Electrode로

측정해야한다. 2-Electrode로 심전도를 측정하는 경우 Ground-free상태로 인해 문제가 발생 될 수 있다.

본 논문에서는 2-Electrode를 사용 시 발생하는 문제점을 해결 한 휴대용 심전도 측정을 위한 Analog Front-end를 제안하고 자 한다. 본 논문은 II장에서 심전도 측정환경에 대한 설명과 Ground-free 로 인해 발생하는 문제점을 살펴보고 이를 해결하기 위한 제안된 방법을 결과과정으로 검증하고자 한다. 그리고 III장 결론 순으로 구성된다.

II. 본 론

2.1 심전도 측정 환경

본 논문에서 아래 그림 1.과 같은 측정환경을 구축하였으며 이로부터 얻은 심전도 정보를 바탕으로 한다. 실제 심전도를 측정함에 있어 Potable상황을 모델링하기 위해 PC의 경우 NOTE BOOK의 Battery mode를 이용하여 사용하였으며 심전도 측정 KIT의 경우 6V Battery로 전원을 인가하여 사용하였다. 또한, 측정된 심전도 신호를 송수신을 위한 NOTE BOOK과 ECG KIT의 Connection을 USB를 이용함으로써 완전한 Portable 측정환경을 구성하였다. 그리고 피부와 전극의 접합(Skin-Electrode Contact)은 Wet contact을 가정하였으며 Ag/AgCl Electrode를 사용하였다.

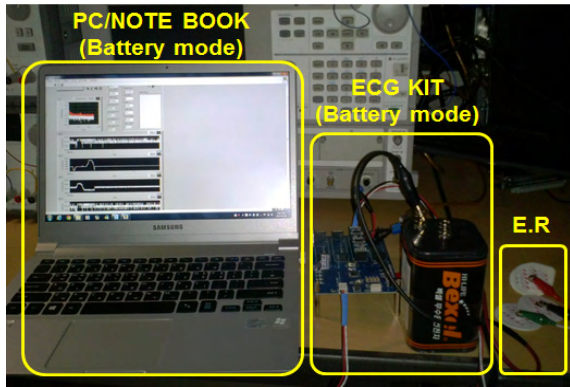
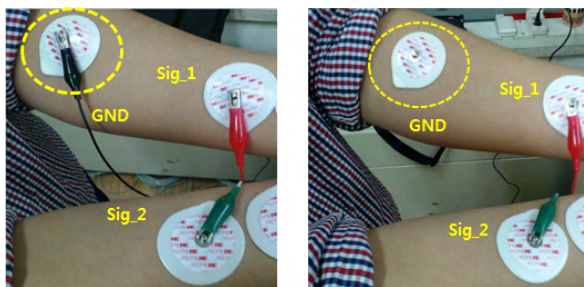


그림 1. 심전도 측정 환경

2.2 Ground-free 측정 환경

본 논문에서 심전도 측정 시 사용하는 ECG KIT의 경우 3-Electrode를 이용하여 심전도의 정보를 추출하지만 2-Electrode 사용 시 발생하는 Ground-free인 상황을 모델링하기 위해 측정 시 GND 전극을 Open하여 측정하였다.



(A) (B)

그림 2. (A)3-Electrode 측정, (B)2-Electrode 측정

2.3 제안된 방법 및 결과

3-Electrode를 사용하는 심전도 측정기기의 경우 사람과 측정기기의 기준 전위를 정의 할 수 있으나 2-Electrode를 사용하는 휴대용 심전도 어플리케이션의 경우 기준 전위가 정의되지 않아 측정 시 문제가 발생할 수 있다. 아래 그림 4.(A)는 3-Electrode를 사용하는 ECG KIT의 결과 파형이다. 그림 4.(B)의 Ground-free의 측정환경에서 측정된 심전도 파형을 보면 제대로 심전도를 측정할 수 없는 것을 확인 할 수 있다.

본 논문에서는 그림 3.에서 나타나 있는 것처럼 측정 KIT의 Input단을 주기적으로 Reset 또는 IA의 OUT을 Sensing 하여 Saturation 되었을 시 Reset 하여 줌으로써 사람과 KIT의 기준전위를 같게 만들어 주었다. 이로 인한 결과 파형을 그림 4.(C)에서 확인 할 수 있

으며 그림 4.(B)와는 달리 심전도의 정보를 얻어 낼 수 있는 것을 알 수 있다.

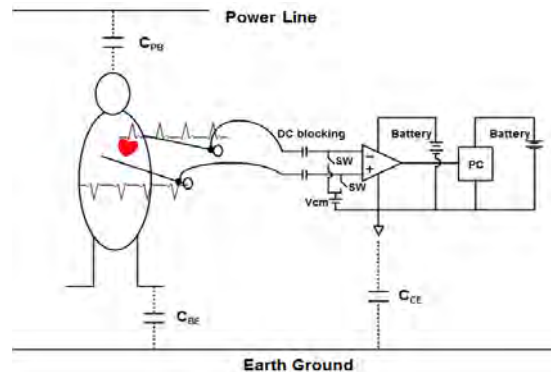


그림 3. 2-Electrode AFE Network

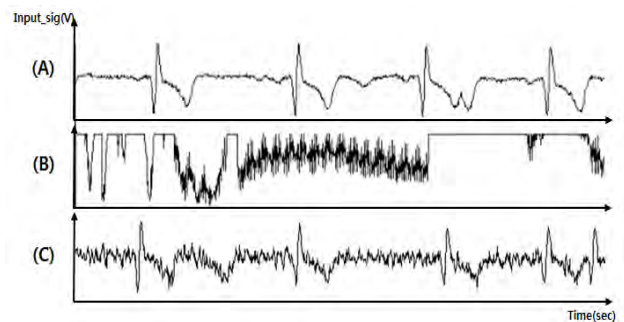


그림 4. (A)Conventional, (B)Ground-free, (C)Proposed ECG KIT 측정 결과 파형

IV. 결론

기존의 심전도 의료기기와는 달리 휴대용 기기 구현 시 심전도 측정을 위해 기준 전위 정의가 상당히 중요하며 이를 위해 Floating signal과 system의 이해가 중요하다. 본 논문에서는 최근에 활발히 연구 되고 있는 휴대용 심전도 측정기기의 문제점인 Ground-free현상에 대한 Solution을 제안하였다.

참고문헌

[1] Long Yan, Hoi-Jun Yoo, "A Low-Power Portable ECG Touch Sensor with Two Dry Metal Contact Electrodes" JSTS, 2010.
 [2] Datasheet of INA321, Simplified ECG Circuit for Medical Applications. Available: <http://focus.ti.com>
 [3] S.N. Pocock, "Earth-free patient monitoring, part 1" Biomed. Eng., Vol.7, pp21-25, 1972.

전압 감지기를 이용한 히스테리틱 벅 변환기 설계

*이동훈, 정태진, 강우성, 이기윤, 양수훈, 박지현, 윤광섭
인하대학교 전자공학과

e-mail : coolzxcv@naver.com, specizy@naver.com, ccobuki03@naver.com, lky2420@naver.com,
chunjasuhun@hanmail.net, parkjihyun216@hanmail.net, ksyoon@inha.ac.kr

Design of the hysteretic buck converter with a voltage sensor

*Donghun Lee, Taejin Jung, WooSeong Kang, Kiyoon Lee, Suhun Yang,
Jihyun Park, Kwangsub Yoon
School of Electronics Engineering
Inha University

Abstract

The paper presents the design of the hysteretic buck converter with a voltage sensor. Conventional buck converters take advantages of fast response, but they suffer from the high ripple voltage. In this paper, a hysteretic buck converter with a voltage sensor is proposed to reduce the output ripple voltage. This design technique allows the buck to be able to reduce the output ripple voltage more than 30%. The adaptive reduced output ripple voltage hysteretic buck converter is designed with 0.35 BCDMOS process

I. 서론

현재의 개인용 전자제품의 가장 큰 발전 방향은 휴대성이다. 개인용 통신이 목적이었던 휴대폰은 이미 그 기능을 통신 뿐 아니라 다양한 멀티미디어 기능으로 확장했다. 이런 추세로 고정 장비였던, 랩톱 컴퓨터나 영상기기 만의 기능들도 점차 휴대 화 되며 휴대장비의 기능은 확장되고 있다. 다양한 기능을 접목 시킨 휴대장치에는 다양한 전자기기들이 집적되었고, 이는 다양한 전원 공급의 수요를 의미한다. 하나의 휴대장치가 하나의 배터리로부터 전원을 공급 받더라도, 각각의 구성블록은 서로 다른 전력공급 조건을 요구한다 [1].

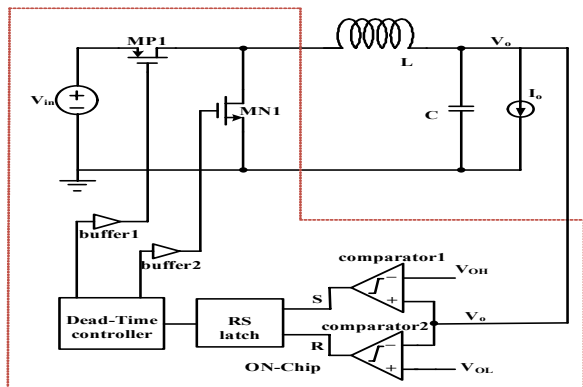
본 논문에서는 전압을 강압시키고 프로세서 및 디지털 신호 처리 칩을 구동하는 벅 변환기 중에 히스테리틱 벅 컨버터를 다룬다. 히스테리틱 벅 컨버터는 다른 구조의 벅 컨버터에 비해 응답 속도가 빠르고, 별도의 외부 보상 단이 필요하지 않아, 소형화에 장점이 있다. 하지만 외부 소자단에 의하여 스위칭 주파수가 결정되고[2-3], 레퍼

런스 전압보다 출력 전압 리플이 약간 높게 생성되기 때문에, 출력 전압 리플이 크다는 단점이 있다. 이러한 단점을 개선시키기 위해 펄스 컨트롤러와 트랙 앤 홀드 회로를 사용하여 내부 컨트롤러에서 출력전압을 감지하고 기존 레퍼런스 전압을 변경하여 출력 리플 전압을 낮추는 회로를 사용하게 된다. 하지만 이 회로는 변경된 전압을 유지하는데 문제가 있어, 추가적으로 레퍼런스 전압을 연결하여 문제점을 해결한다.

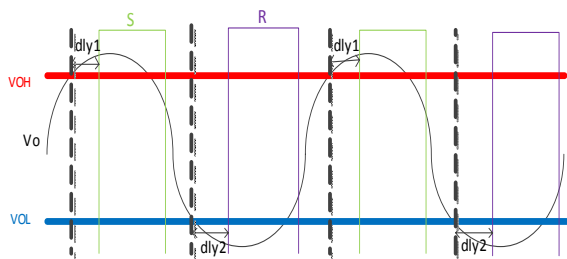
본 논문의 구성은 II. 에서 기본적인 히스테리틱 벡 컨버터와 제안하는 히스테리틱 벡 컨버터에 대해 다루고, III. 실험에서는 회로 시뮬레이션을 통해 회로의 성능에 대해 확인한다. IV. 에서는 결론을 맺는다.

II. 히스테리틱 벡 컨버터 설계

1. 일반적인 히스테리틱 벡 컨버터



(a)



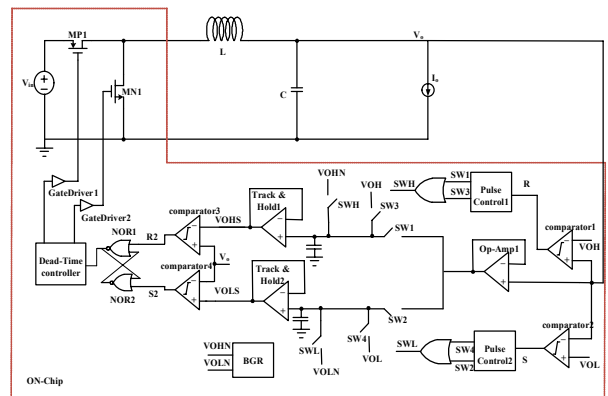
(b)

그림 1. 일반적인 히스테리틱 벡 컨버터
(a) 회로도 (b) 파형

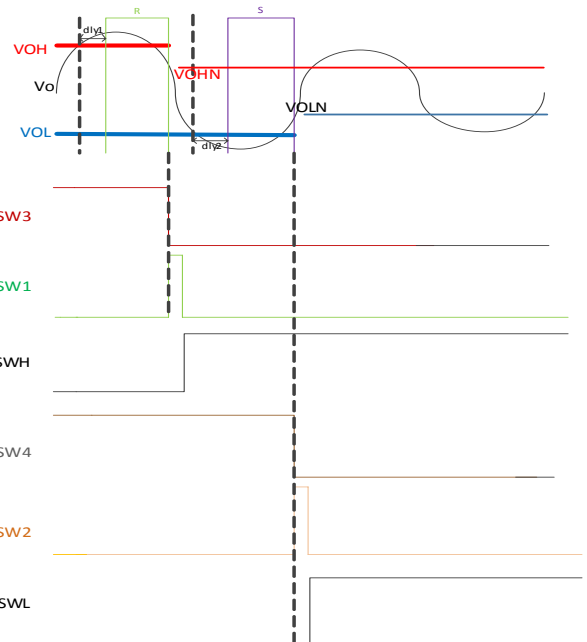
그림1.(a) 에 일반적인 히스테리틱 벡 컨버터 회로도를 나타내었다. 비교기와 RS latch로 듀티비가 생성되는 간단한 구조로 구성되어있다. 다른 구조의 벡 컨버터와 달리 보상단이 들어가지 않아 소형화에 좋다. 그리고 간단한 회로구조로 인해 응답속도가 빠르다.

그림1. (b)는 그림1.(a)의 해당하는 파형으로 스위치 구동 신호는 S가 1이 되면, 스위치신호가 1이 되고 R이 1이 되면 스위치 신호가 0이 된다. V_o 가 V_{OL} 가 작을 때 R이 1이 되고, V_o 가 V_{OH} 보다 커지면 S가 1이 된다. 하지만 파형에서 보듯이 V_{OH} 와 V_{OL} 를 V_o 가 넘기며 리플 전압이 생기기 때문에 높은 리플 전압인 것을 확인할 수 있다. 또한 S와 R신호는 각각 스위칭 주파수에 의해서 지연 시간 dly1과 dly2가 생긴다. 다음 절에서는 리플 전압을 감소 시키는 회로 구조를 제안한다.

2. 제안하는 히스테리틱 벡 컨버터



(a)



(b)

그림 2. 제안하는 히스테리틱 벡 컨버터
(a) 회로도 (b) 파형

그림2.(a)는 제안하는 전압센싱을 이용한 히스테리틱 벅 컨버터 회로도도를 나타내었다. 전압센싱을 위해 일반적인 히스테리틱 벅 컨버터에서 펄스 컨트롤러와 트랙 앤 홀드 회로가 추가 되었다. 그림2.(b)는 그림2.(a) 회로에 해당하는 파형이다. S와 R의 파형은 일반적인 히스테리틱 벅 컨버터와 같다. 그리고 SW1과 SW2는 R과 S가 각각 1에서 0이 되었을 때 순간적으로 펄스가 생긴다. SW3는 초기에 1을 유지하다가 R과 S가 1에서 0이 될 때 0으로 바뀌는 스위치 신호이다. 그때의 V_o 를 트랙 앤 홀드로 전압을 유지하여 새로운 V_{OH2} 와 V_{OL2} 을 만들 수 있다. 리플 전압이 낮아질수록 출력 리플 전압을 작게 만들 수 있으므로, 그림2. (b)에서 SW1과 SW2가 다시 꺼지면서 출력 리플 전압이 낮아 지는 것을 볼 수 있다. 하지만 SW1과 SW2가 꺼지면 센싱된 전압이 유지 되지 않아, 커패시터를 통해 전압이 모두 방전이 된다. 그렇기 때문에 펄스 컨트롤러 뒷단에 OR게이트를 이용하여 SWH와 SWL을 생성한다. 이 두 신호를 통해 센싱된 전압이 방전되지 않도록 밴드갭 레퍼런스 회로에서 나오는 VOHN과 VOLN전압을 연결하게 된다.

III. 시뮬레이션

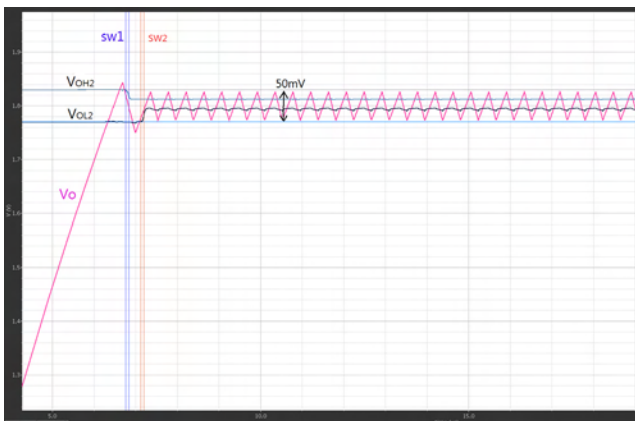


그림3. 제안하는 히스테리틱 벅 컨버터 출력 파형

그림 3. 은 전압 센싱을 이용하여 출력리플 전압을 감소시킨 히스테리틱 벅 컨버터 이다. SW1과 SW2의 펄스 때 트랙 앤 홀드를 통해 전압을 유지하여 변화 된 V_{OH2} 와 V_{OL2} 으로 인해 출력 리플 전압(V_o)이 변한 것을 볼 수 있다. SW1과 SW2가 OFF 될 때 SWH와 SWL이 ON이 되어 새로운 전압이 연결이 되어 방전의

문제를 해결한다. 감소된 출력 리플 전압은 50mV이다.

표 1. 성능 요약

Description	For simulation
Process	Dongbu 0.35um
Input voltage	3.3V
Output voltage	1.8V
Output ripple voltage	<50mV
Load current range	60mA~960mA
Max. efficiency	91.4 %

IV. 결론

본 논문에서는 히스테리틱 벅 컨버터의 출력 리플을 감소시키기 위해 펄스 컨트롤러와 트랙 앤 홀드를 이용하여 변화된 레퍼런스 전압 V_{OH2} 와 V_{OL2} 을 이용한 출력 리플을 감소시킨 적응형 히스테리틱 컨버터를 설계 하였고, 이 회로의 문제점인 센싱된 전압이 커패시터로 전류가 방전됨을 막기위해 스위치 파형을 새로 생성하여 방전의 문제점을 해결 하였다. 기존의 히스테리틱 벅 컨버터보다 출력 리플을 감소시킴으로써 디지털 회로를 구동하는 전원 관리 회로로써 활용 될 것으로 기대된다. 또한 제안된 회로의 방식을 이용하여 온도 변화에 따라 적응적인 회로를 연구 중에 있다.

Acknowledgement

“본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음”(NIPA-2013-(H0301-13-1013))

참고문헌

- [1] P. D. Abram, and A. P. Chandrakasan, "Ultra Low Power Control Circuits for PWM Converters," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 21 - 27, June 1997
- [2] F. Su, W.-H ki, and C.-Y. Tsui, "Ultra Fast Fixed-Frequency Hysteretic Buck

Converter with Maximum Charging Current Control and Adaptive Delay Compensation for DVS Applications, "IEEE Trans. on Solid-state Circuits, Vol. 43, No.4, pp.815-822, April 2008.

3. [3] R. Redi and J. Sun, "Ripple-Based Control of Switching Regulators - An Overview," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.24, No.12, pp.2669-2680, December 2009.

Cascode단을 가진 BGR를 이용한 저전압 LDO 설계

*임동혁, 장영민, 조재현, 조상복
울산대학교 전기공학부
e-mail : iconan77@nate.com, sbcho@ulsan.ac.kr

Design of Low Voltage LDO using BGR with Cascode Stage

*Dong-Hyeog Lim, Young-Min Jang, Jae-Hyun Cho, Sang-Bock Cho
School of Electrical Engineering
Ulsan University

Abstract

In this paper, we design Low-Dropout(LDO) Regulator with 0.9V low voltage using a 0.11um CMOS process. On designed BGR of Cascode topology proposed structure in this paper, the input voltage from 0 to 2V is approximately 595.5mV, has a 0.5mV difference and has a 2.007mV difference in the range of $-50\sim 50^{\circ}\text{C}$. In Line Regulation of LDO Regulator designed the proposed structure, input voltage variation in range of the 1~2V is 3.13mV and Load Regulation in range of the 0~50mA is 3.87uV/mA. Dropout Voltage against 50mA of output current is 138mV, We obtain the value of 127dB Ripple Regulation Ratio at 1kHz, and more than 100dB at 10kHz.

I. 서론

최근 에너지 위기와 환경 규제강화 및 친환경, 녹색 성장 등의 이슈가 대두되고 있으며 에너지 절감과 환경 보호 분야에 IT 기술을 접목하고 활용하는 그린오션 패러다임이 부각되어 가고 있는 추세이다. 그린 오

션 기술이란 에너지 및 전력 효율화인 그린 IT에 전력 IT, 신재생/대체 에너지 및 국제 환경 규제 대응이 포함된 미래 생존을 좌우할 핵심 기술 분야라고 볼 수 있다. 이 중 전력 IT기술에서는 시스템의 고기능화, 다기능화, 다양한 서비스 요구 사항을 충족시키기 위하여 제한된 배터리 리소스의 효율적인 제어 및 관리기능을 하는 전력 반도체 기반 PMIC가 매우 중요하게 부각됨에 따라서 입출력 전압 조정기 Regulator중 하나인 저전압 Low Dropout Regulator를 설계 하였다.^[1]

본 논문에서는 일반적인 Bandgap회로에 전압 신호를 전류 신호로 변환하기 위한 Common source와 적절한 동작 조건을 형성하기 위한 Common gate를 Cascode 토폴로지 형태를 추가함으로써 온도와 전압의 변화에 무관한 저전압 LDO의 기준전압 발생기 회로로 사용 하였으며 기준전압은 약595.5mV를 가지게 되었고 이를 이용하여 0.9V의 저 전압을 가지는 LDO를 설계 하였다.

II. 본론

1. 제안한 Bandgap Reference Circuit

기준전압발생기 회로는 공급 및 공정 파라미터에 덜

온도에 대해 잘 정의된 의존도를 가지는 DC양을 의미한다. 차동 쌍의 바이어스 전류는 전압 이득과 회로 잡음에 영향을 끼치게 되기 때문에 기준발생기 회로에 의해 생성이 되고 A/D 및 D/A변환기와 같은 시스템에서는 입력되는 출력의 전 범위를 정의하기 위해 사용이 된다.^[2] 본 논문에서는 기준발생기 회로 중에 하나인 Bandgap 기법을 이용하여 기준전압을 발생 하였으며 그림 1은 기본적인 Bandgap 다이어그램이다. 그림 2는 이러한 기본적인 Bandgap 회로를 보여준다.

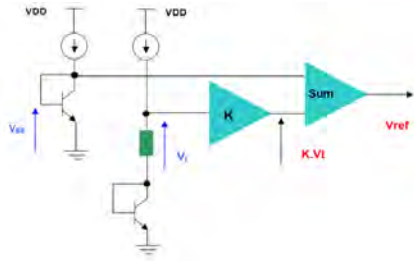


그림1. 기본적인 Bandgap Reference 다이어그램

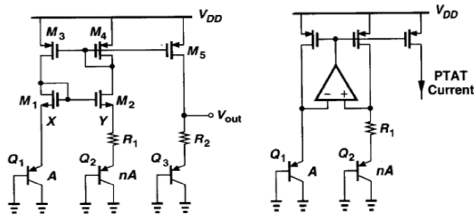


그림 2. 기본적인 Bandgap Reference circuit

일반적인 Bandgap Reference 회로의 V_{REF} 는 식1과 같다.

$$V_{REF} = V_{BE} + K \cdot V_t \quad (1)$$

그림3은 전압 신호를 전류 신호로 변환하기 위한 Common source와 적절한 동작 조건을 형성하기 위한 Common gate를 Cascode 토폴로지 형태의 회로이다.

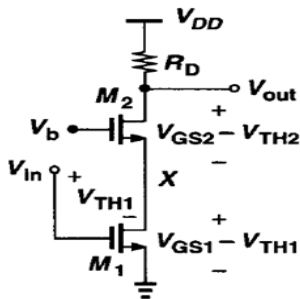


그림3 Cascode stage Amplifier

그림 4는 이를 이용하여 설계한 Bandgap회로로써 구성은 Difference Amplifier와 PTAT Circuit, Cascode stage, start up회로로 구성되어 있다.

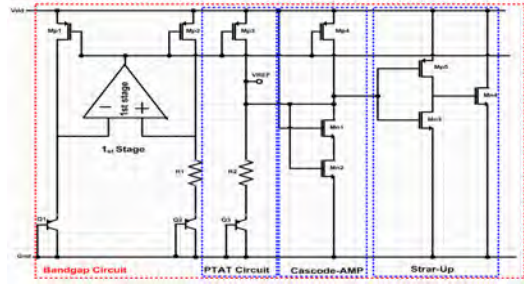


그림 4. 제안한 Bandgap Reference circuit

2. 제안한 LDO Regulator

LDO(Low Dropout) Regulator는 Linear Regulator의 하나로 공정(Process), 공급전압 (Supply Voltage), 온도 (Temperature)의 변화에 관계없이 회로에 일정한 전압을 공급하기 위한 회로이다. 그림 5는 기본적인 LDO Regulator Circuit이다.

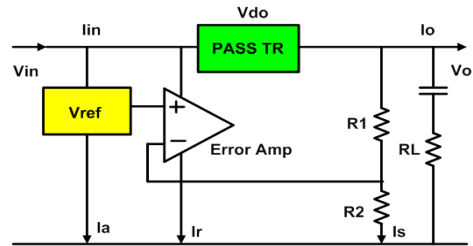


그림5. 기본적인 LDO Regulator Circuit

식 2는 LDO Regulator의 출력 전압 수식으로써 출력 전압은 Reference 전압과 저항 R1과 R2에 비를 통하여 결정하게 된다.

$$(2)$$

그림 6은 제안한 LDO Regulator로써 구성 요소는 Current mirror, 2 Stage Error Amplifier, Buffer, Feed Back Circuit으로 구성되어 있다.

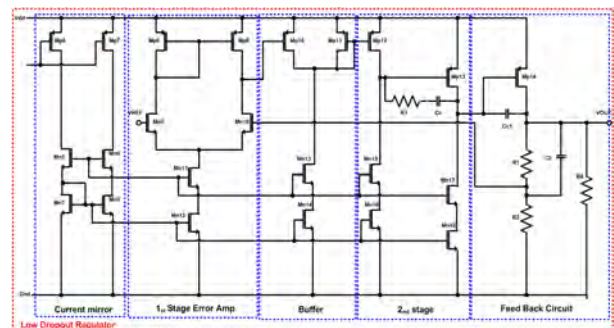


그림6. 제안한 LDO Regulator

III. Simulation 결과

본 논문은 Cadence사의 Schematic Editor를 사용하여 설계 및 구현을 하였으며 동부 하이텍의 0.11um 공정을 이용하였다. 그림 은 LDO DC simulation 결과를 나타내며, 입력 전압 0 ~ 2V을 인가하였을 때 약 0.8V에서 출력 전압이 0.9V로 일정하게 Regulation이 되는 것을 볼 수가 있다. Regulation Voltage는 Feed back block의 저항 R1과 R2의 비에 의하여 출력 전압이 결정이 된다.

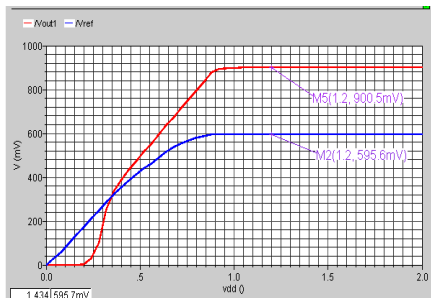


그림7. LDO 및 BGR DC simulation 결과

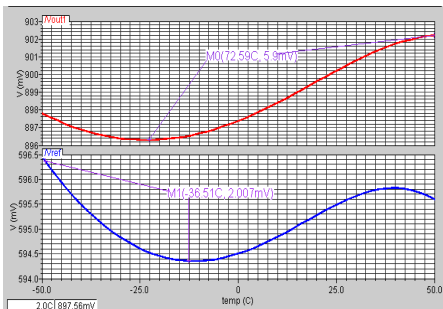


그림8. LDO 및 BGR temperature simulation 결과

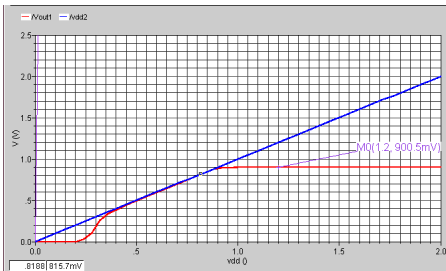


그림 9. LDO Regulator DC simulation

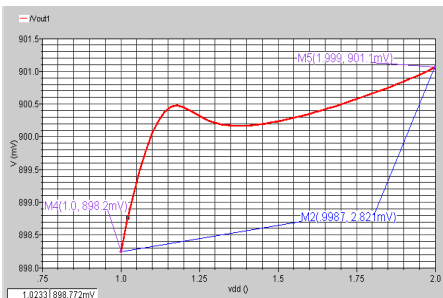


그림10. Line Regulation Simulation

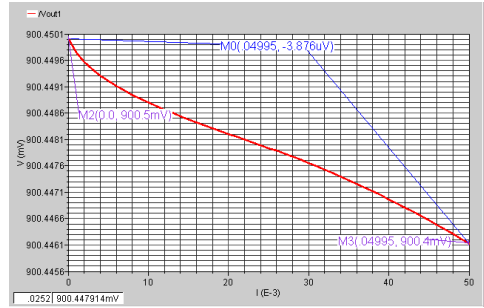


그림 11. Load Regulation Simulation

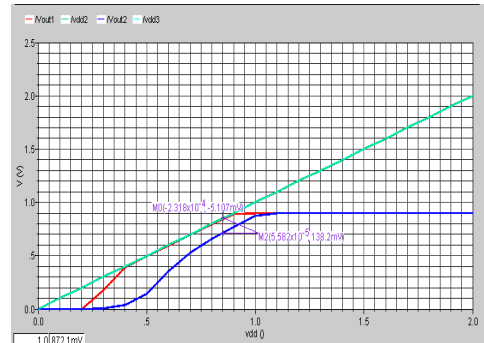


그림 12. Dropout Voltage Simulation(1mA(Red), 50mA(Blue))

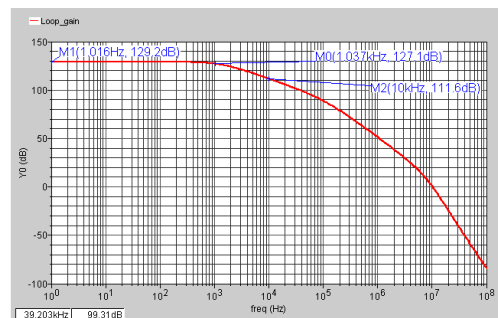


그림13. Ripple Regulation Ratio Simulation

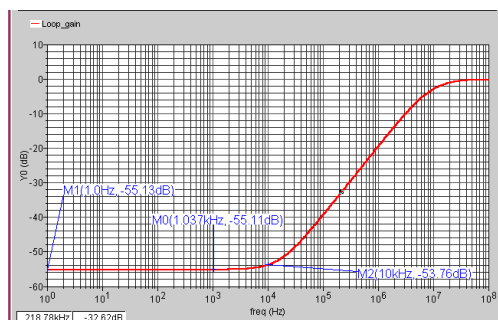


그림14. PSR Simulation

그림 7과 그림 8은 LDO 및 BGR의 DC 전압 및 온도 특성 결과로서 약 595.5mV의 기준전압과 0.9V의 출력 전압을 볼 수가 있다. 그림 9는 LDO Regulator의 DC 전압 Simulation으로 0~2V의 전압 변화에 따라 일정한 전압 0.9V를 가지는 것을 확인 할 수 있다. 그림 10은 Line Regulation Simulation 결과로서 3.13mV의 가치고 그림 11은 Load Regulation Simulation의

결과로서 0~50mA의 전류 변화에 따라서 출력 전압이 3.876uV/mA를 가졌다. 그림12는 Dropout Voltage 결과로서 50mA의 출력 전류에 대하여 138mV이며, 1mA의 출력 전류에 대하여 5.107mV이다. 그림 13은 Ripple Regulation Ratio로서 1kHz에서 127dB의 값을 얻었고, 10kHz에서는 100dB 이상의 값을 얻었다. 마지막으로 그림 14는 PSRR(Power Supply Rejection Ratio)결과로 -55dB를 가진다.

표1은 기존 LDO Regulator 와의 성능을 비교 분석한 내용이다.

표 1. 기존 LDO Regulator 와의 성능 비교

Parameters	[3]	[4]	[5]	This Work
Year	2010	2011	2012	2013
Technology(μm)	0.09	0.35	0.065	0.11
Vout(V)	0.5	1.5	1	0.9
Δ Vout(mV)	114	25	68.8	2.821
Dropout Voltage(mV)	250	142	200	138
I _{LOAD(max)} (mA)	100	100	100	50
I _{LOAD(min)} (mA)	3	0	0	0
Cout(pF)	0-100	0-100	0-100	0-100
Line Reg.(mV/V)	3.78	1.046	4.7	3.13
Load Reg.(mV/mA)	0.1	0.0752	0.3	0.00387
PSR(dB)	-44(1kHz)	-39.5(1kHz)	-58(1kHz)	-55(1kHz)

IV. 결 론

본 논문에서는 0.11um CMOS 공정을 사용하여 0.9V의 저전압을 가지는 Low-Dropout(LDO) Regulator를 설계하였다. 본 논문에서는 전압 신호를 전류 신호로 변환하기 위한 Common source와 적절한 동작 조건을 형성하기 위한 Common gate를 Cascode 토폴로지를 이용하여 BGR를 설계 하였고 이는 입력 전압 0~2V까지 약 595.5mV의 전압으로 그 차이는 약 0.5mV의 차이를 가지고 있으며 온도 -50~50℃에서 2.007mV의 차이를 가지게 되었다. LDO Regulator는 이득을 높이기 위하여 2-stage Error Amplifier단과 Buffer를 이용하여 구성 하였으며 LDO Regulator의 Line Regulation은 1~2V의 입력전압 변화에 대하여 3.13mV이며, Load Regulation은 0mA~50mA의 전류 변화에 대하여 3.876uV/mA이다. Dropout Voltage는 50mA의 출력 전류에 대하여 138mV이며, 1mA의 출력 전류에 대하여 5.107mV이다. 또한 Ripple Regulation Ratio는 1kHz에서 127dB의 값을 얻었고, 10kHz에서는 100dB 이상의 값을 얻었다. 기존회로들 보다 좋은 이득뿐만

아니라 Dropout Voltage, Line Regulation, Load Regulation등 모든 면에서 좋은 결과를 얻었으며 제안한 회로를 이용함으로써 소형화 및 저전력을 가질 수 있는 회로 설계뿐만 아니라 에너지 절감과 환경 보호 분야에 IT 기술을 접목 하고 활용 하는 그린 IT 기술과 전력 IT 기술이 융합되면서 고효율/친환경의 경쟁력 있는 제품 개발 및 그린 오션을 주도할 수 있는 그린 전력 반도체를 위한 시스템의 고기능화, 다기능화, 다양한 서비스 요구사항을 충족시키기 위하여 제한된 배터리 리소스의 효율적인 제어 및 관리 기능을 하는 전력 반도체 기반에 이용 할 수 있을 것으로 전망된다.

감사의 글

본 연구는 산업통상자원부 및 IDEC 플랫폼 센터 (지능형 자동차)의 지원으로 수행하였음.

참고문헌

[1] 양일석, “친환경 절전형 PMIC 기술 산업 동향 및 향후 전망 2010”, IT SoC Magazine, Industry trends, pp.16-21

[2] Behzad Razavi “ Design of Analog CMOS Integrated Circuit” McGraw-Hill International Edition 2001, pp. 377-400, (2001)

[3]J.Guo andK. N. Leung, “A6- Wchip-area-efficient output-capacitorless LDO in 90-nm CMOS technology,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 45, no. 9, pp. 1896 - 1905, Sep. 2010.

[4] C. M. Chen and C. C. Hung, “A fast self-reacting capacitor-less lowdropout regulator,” in Proc. Eur. Solid-State Circuits Conf. (ESSCIRC), pp. 375 - 378, Sep. 12 - 16, 2011,

[5] Chong, S.S, Chan, P.K., " A 0.9- A Quiescent Current Output-Capacitorless LDO Regulator With Adaptive Power Transistors in 65-nm CMOS", Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions vol. 60, no. 1 pp.1072-1081, April 2013

커패시터 멀티플라이어를 이용한 디지털 위상 고정 루프(DPLL)의 설계

김형순, 이대환, *김영석
충북대학교 반도체공학과
e-mail : kimys@chungbuk.ac.kr

Design of the Digital Phase Locked Loop (DPLL) Using a Capacitor Multiplier

Hyeong-Soon Kim, Dae-Hwan Lee, *Yeong-Seuk Kim
Dept. of Semiconductor Engineering
Chungbuk National University

Abstract

In this paper, digital phase locked loop (DPLL) using a capacitor multiplier is proposed. DPLL is composed of phase frequency detector (PFD), charge pump (CP), voltage controlled oscillator (VCO), loop filter (LF), and divider. Loop filter is a second order filter with a large capacitor. It is difficult to integrate a large capacitor into the chip, so a capacitor multiplier is used to implement a large capacitor of loop filter. The proposed DPLL was designed and fabricated with a 0.13 μ m CMOS process.

I. 서론

휴대용 제품들의 소형화와 전력소모 문제를 해결하기 위해 여러 시스템을 한 칩에 집적시키는 것이 필요하다. 특히, PLL은 면적문제로 인해 수동소자를 제외하고 하나의 칩에 집적하는 것이 일반적인 추세로 전체 회로를 집적화하기 위해서는 면적이 넓은 커패시터를 사용하는 루프필터를 집적화하는 것이 관건이다. 루프필터의 커패시턴스를 낮추기 위해서 저항을 증가시키고, 차지펌프의 전류를 감소시키는 방법은 온도변화에 의한 저항의 변화와 전압제어발진기의 위상 잡음

을 발생시킨다[1]. 그러므로 커패시턴스를 줄이기는 어렵다. 이러한 문제를 해결하기 위해서 커패시터 멀티플라이어가 제안되었다[2].

본 논문에서는 디지털 위상 고정 루프 (DPLL)의 루프필터에 사용되는 대용량 커패시터를 커패시터 멀티플라이어로 대체하여, 보다 면적이 작은 DPLL을 설계하였다.

II. 본론

2.1 디지털 위상 고정 루프(DPLL)

그림 1은 일반적인 디지털 위상 고정 루프(digital phase locked loop, DPLL)의 블록도이다. DPLL은 phase frequency detector(PFD), 차지펌프(CP), 루프필터(LF), 전압제어발진기(VCO), Divider로 구성된다. PFD는 기준 주파수와 VCO로부터 피드백된 주파수를 비교하여 그 차이만큼의 펄스를 만들어 낸다. CP는 입력 펄스폭에 비례하는 전류를 구동하여 LF의 커패시터를 충전 또는 방전시킴으로써 VCO의 제어전압을 발생시킨다. 발생된 제어전압은 직류성분 이외에 기준 주파수 성분 뿐만아니라 불필요한 주파수 성분을 포함하며, 이 주파수 성분이 VCO의 잡음 성분으로 작용하게 되어 LF를 이용하여 제거해 준다. VCO는 입력된 제어전압에 비례하는 주파수를 발진시키고, 기준 주파

수와 피드백된 주파수가 같으면 주파수는 고정되어 일정한 주파수로 발진한다. 이때, Divider는 고속의 VCO 출력 주파수를 기준 주파수와 비교할 수 있도록 낮추어 주는 역할을 한다.

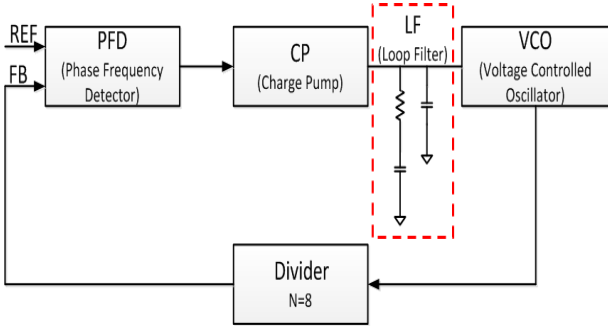


그림 1. 디지털 위상 고정 루프 (DPLL)

이 중에서 LF에 사용되는 커패시터는 면적이 크기 때문에 하나의 칩에 집적하기 어렵다. 그러므로 커패시터 멀티플라이어를 사용하여 전체 칩 면적을 줄이고자 한다.

2.2 커패시터 멀티플라이어

그림 2는 DPLL의 LF에 사용되는 일반적인 커패시터 대신에 사용된 커패시터 멀티플라이어(CM)을 나타낸다. 이는 커패시터를 통해 흐르는 전류를 증폭시켜 커패시턴스를 증폭시키는 원리를 가지며, 등가 정전용량(C_{eq})는 아래와 같이 정의할 수 있다[3-4].

$$i_C = C_C \frac{dV_C}{dt}, \quad i_{eq} = (k+1)C_C \frac{dV_C}{dt}$$

$$\therefore C_{eq} = (k+1)C_C$$

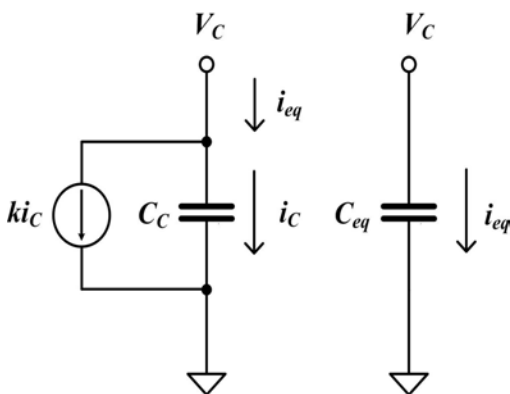


그림 2. 전류 모드 커패시터 멀티플라이어

그림 3은 LF에 적용한 CM 회로이다[2]. 캐스코드 구조를 이용하여 설계하였다.

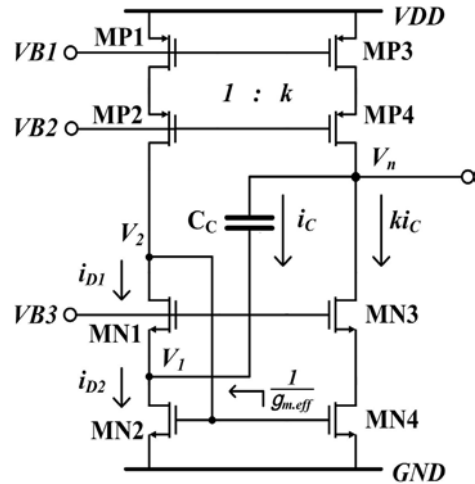


그림 3. 커패시터 멀티플라이어

CM은 $\frac{1}{sC_C} \gg R_S$ ($R_S = \frac{1}{g_{m,eff}}$)인 주파수 영역에서는 R_S 가 입력 임피던스에 거의 영향을 주지 않지만, $\frac{1}{sC_C} \ll R_S$ 인 주파수 영역에서는 R_S 가 입력 임피던스에 영향을 미친다. 따라서 R_S 가 작을수록 주파수에 대한 영향이 작다. 캐스코드 구조를 이용하면 R_S 를 낮출 수 있으므로 높은 주파수 영역에서도 원하는 커패시턴스를 얻을 수 있다[2].

그림 4는 CM과 100 pF 커패시터의 주파수 변화에 따른 임피던스 및 위상 변화 시뮬레이션이다. 임피던스의 경우 1 kHz ~ 2 MHz 까지, 위상의 경우 5 kHz ~ 3 MHz 까지 CM이 100 pF 커패시터와 동일한 특성을 가진다. 그러므로 5 kHz ~ 2 MHz 까지는 CM이 100 pF 커패시터와 동일한 특성을 갖는 것을 확인할 수 있다.

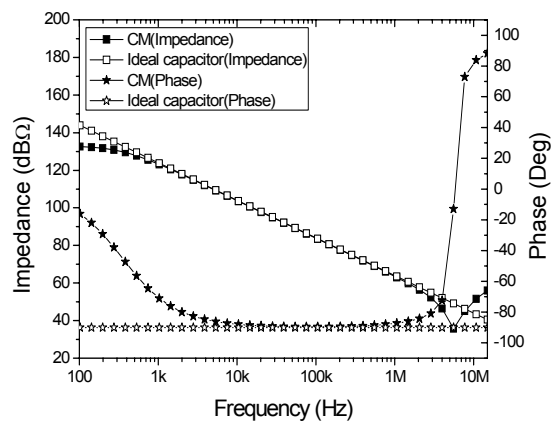


그림 4. 주파수 변화에 따른 임피던스 및 위상 변화 시뮬레이션

III. 실험

디지털 위상 고정 루프(DPLL)에서 루프필터에 사용되는 커패시터를 CM과 100 pF 커패시터를 사용하여 비교하였다.

그림 5는 DPLL 전체 시뮬레이션에서 시간 변화에 따른 VCO 입력 전압이다. 전원 전압은 1.2 V, 기준 주파수는 1.695 MHz이다. VCO 입력전압은 기준 주파수와 피드백된 주파수가 고정되면 일정해진다. CM은 10 μ s부터 VCO 입력 전압이 일정해지고, 100 pF 커패시터는 14 μ s부터 VCO 입력 전압이 일정해진다. 이로써 CM을 사용한 DPLL의 고정 시간이 4 μ s 빠른 것을 확인할 수 있다.

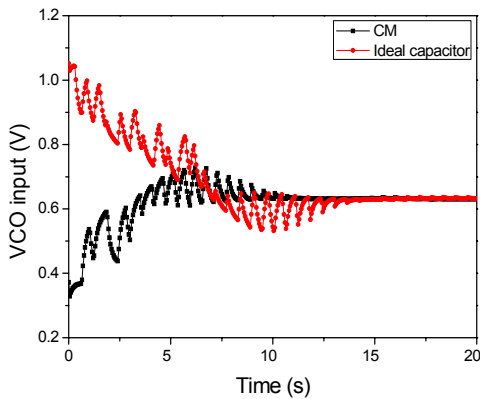


그림 5. 시간변화에 따른 VCO 입력 전압 시뮬레이션

그림 6은 DPLL 전체 시뮬레이션에서 입력 신호와 피드백된 신호의 푸리에변환 결과이다. CM과 100 pF 커패시터 모두 위상이 고정되어 입력 주파수인 1.695 MHz에 근접한다. 이로써 동작 주파수 범위 내에서 CM이 100 pF의 커패시터와 동일한 특성을 갖는 것을 확인할 수 있다.

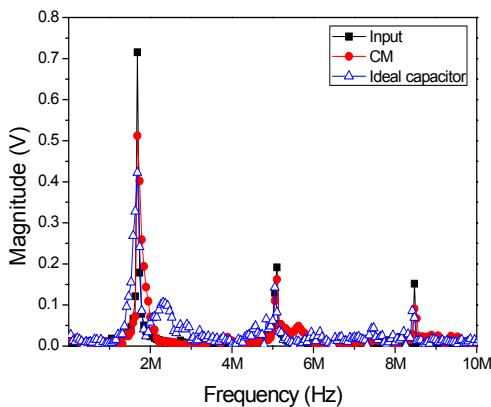


그림 6. DPLL의 푸리에변환 시뮬레이션

CM과 100 pF 커패시터를 사용한 DPLL의 성능 비교를 표 1에 정리 하였다. CM을 사용했을 경우, 소모 전력은 3.2 % 증가한 반면, 고정 시간은 4 μ s, 칩 면적은 약 75 % 감소한 것을 확인할 수 있다.

그림 7는 DPLL 회로의 전체 레이아웃 및 칩 사진이다. 전체 칩 면적은 321 μ m \times 389 μ m이다.

표 1. DPLL 성능 비교

성능지표	단위	Proposed DPLL	Conventional DPLL
전원 전압	V	1.2	1.2
기준 주파수	MHz	1.695	1.695
VCO 출력 주파수	MHz	13.58	13.53
고정 시간	μ s	10	14
소모 전력	μ W	717	695
칩 면적	μ m ²	321 \times 389	513 \times 830

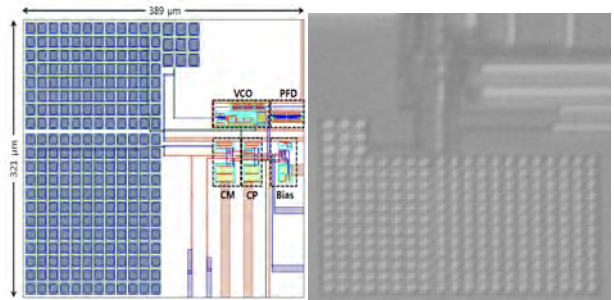


그림 7. DPLL 회로의 레이아웃 및 칩 사진

IV. 결론

본 논문에서는 수동소자로 인한 칩 면적 증가를 줄이기 위해서 커패시터 멀티플라이어를 이용한 디지털 위상 고정 루프를 제안하였다. 높은 주파수에서도 안정되게 동작할 수 있도록 캐스코드 구조의 커패시터 멀티플라이어를 사용하였다. 시뮬레이션 결과 커패시터 멀티플라이어가 100 pF의 커패시터와 동일한 특성을 갖고, 칩 면적은 약 75 % 감소하였다.

감사의 글

본 논문은 지식경제부 출연금으로 수행한 ETRI SW-SoC융합 R&BD센터의 연구결과입니다.

참고문헌

- [1] J. Yan, H. Zheng, X. Zeng and T. Tang, "Compact current-mode loop filter for PLL applications," *Electronics Letters*, Vol. 41, No. 23, pp. 1257-1258, November 2005.
- [2] 이대환, 백기주, 한다인, 유병선, 김영석, "주파수 특성이 향상된 커패시터 멀티플라이어 설계 및 제작," *대한전자공학회*, 50 권, 4 호, pp. 59-64, 2013년 4월
- [3] G. A. Rincon-Mora, "Active capacitor multiplier in miller-compensated circuits," *IEEE Transactions On Solid-State Circuits*, Vol. 35, No. 1, pp. 26-32, January 2000.
- [4] Ke-Horng Chen, Chia-jung Chang and Te-Hien Liu, "Bidirectional current-mode capacitor multipliers for on-chip compensation," *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. 23, No. 1, pp. 180-188, January 2008.

1.5Gb/s~6Gb/s 클록 주파수 체배기를 사용한 광대역 클록 및 데이터 복원 회로

*유정택, 송준영, 김철우
고려대학교 전기전자공학과 집적시스템 연구실
e-mail : yjt@kilby.korea.ac.kr

1.5Gb/s~6Gb/s Wide Range Clock and Data Recovery Circuit with Clock Frequency Multiplier

*Jungtaek You, Junyoung Song, Chulwoo Kim
Department of Electrical Engineering
Korea University

Abstract

This paper describes the design and implementation of 1.5Gb/s to 6Gb/s wide range clock and data recovery circuit (CDR) with clock multiplier. The proposed CDR is composed of the 5X clock multiplier and gearup controller, which controls the frequency range of voltage controlled oscillator (VCO). Proposed CDR uses 1/5-rate multi-phase clocks, which helps greatly reduce the power consumption and active area. In the simulation results, the peak-to-peak jitter is 13.9ps and the power consumption is 6.264 mW at 6Gb/s.

I. 서론

최근 모바일 제품의 급속한 발전에 따라 다양한 인터페이스 방식이 고안되었는데, 그 중 MIPI (Mobile Industry Processor Interface)는 유망한 고속 저 전력 데이터 인터페이스 표준 중 하나이다 [1]. MIPI M-PHY v2.0은 8B10B 인코딩 방식을 사용하며, 6Gb/s의 기본 데이터 전송 속도 모드와 낮은 전력 소모를 위한 3Gb/s, 1.5Gb/s의 낮은 데이터 전송 속도

모드를 지원 한다 [2].

본 논문에서는 클록 주파수 체배기 (Clock Multiplier)와 전압 제어 클록 발생기 (Voltage Controlled Oscillator, VCO)의 주파수 대역 제어 회로 (Gearup Controller)를 이용하여, MIPI M-PHY v2.0 표준 방식에 적용이 가능한 내부 클록 및 데이터를 복원하는 수신 회로를 제안하였다.

II. 본론

2.1 제안된 회로

그림 1은 제안하는 회로의 전체 구조이다. 입력된 데이터는 병렬화기 (Deserializor)를 통해 병렬 데이터로 전송된다. 이 병렬화기에는 전압 제어 클록 발생기에서 만들어진 동일한 위상 차이를 갖는 다섯 개의 클록이 사용된다. 각 클록의 주파수는 입력된 데이터의 주파수의 1/5배이기 때문에 병렬화기와 전압 제어 클록 발생기의 소비 전력이 감소하는 효과를 얻을 수 있다.

위상-주파수 검출기 (Phase Frequency Detector)에는 입력된 데이터와 샘플 된 데이터를 입력 받아 데이터 및 클록을 복원하는 방식을 사용하였다. 데이터 샘플링 회로 (Data Sampler)에 필요한 입력된 데이터의 주파수와 동일한 주파수의 클록은 클록 주파수 체배기

를 이용하여 만들었다. 따라서 데이터를 샘플링 하기 위한 일부 회로만 입력 데이터와 동일한 주파수로 동작하고, 그 이외의 회로는 1/5배의 주파수로 동작한다. 제안된 방식은 일부 회로를 제외하고 전체적인 회로의 동작 주파수를 1/5배 수준으로 낮출 수 있기 때문에 전력 소모를 줄이는 효과가 있다.

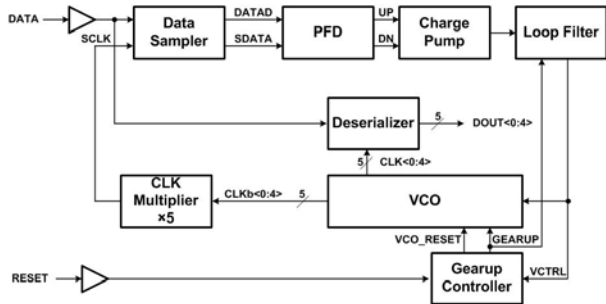


그림 1. 제안하는 광대역 클럭과 데이터 복원 회로의 전체 구조

2.2 주파수 대역 제어 회로 (Gearup Controller)

MIPI 방식은 모바일 제품의 특성상 고속의 데이터 전송 뿐만 아니라 소모 전력을 최소화하는 기술이 매우 중요하다. 따라서 기본 고속 모드 및 저전력 소모를 위한 두 가지 저속 모드를 지원한다. 각 모드의 데이터 전송 속도는 1.5Gb/s, 3Gb.s, 6Gb/s 이다. 본 논문에서는 전압 제어 클럭 발생기의 주파수 변환 폭을 확장하기 위해 주파수 대역 제어 회로를 사용하였다.

그림 2는 제안하는 주파수 대역 제어 회로의 구조이다. 전압 제어 클럭 발생기의 제어 신호인 VCTRL 신호의 전압이 정해진 전압 이상으로 높아지면, GEARUP 신호를 발생시켜 VCTRL 신호를 리셋하고, 전압 제어 클럭 발생기의 출력을 고주파 대역으로 이동시키는 방식을 사용하였다. 전압 제어 클럭 발생기는 그림 3.(c)의 전압으로 제어되는 단위 지연 회로를 다섯 단 직렬 연결하여 그림 3.(a)처럼 구성하였다. 각 단위 지연 회로는 VBP, VBPF, VBN, VBNF 신호의 전압 제어를 받아 지연 시간이 제어된다. GEARUP 신호가 비활성화 상태인 동안에는 VBPF와 VBNF 신호의 제어를 받는 트랜지스터는 오프 상태이며, GEARUP 신호가 활성화되면 그림 3.(b) 회로를 통해 VBPF 신호와 VBNF 신호는 각각 VBP 신호와 VBN 신호의 전압과 같아져 추가적으로 단위 지연 회로의 지연 시간을 제어한다. 따라서 동일한 VCTRL 전압 범위 내에서 단위 지연 회로의 지연 시간을 조절할 수 있는 범위가 확장되어 광대역 주파수 클럭을 생성할 수 있다.

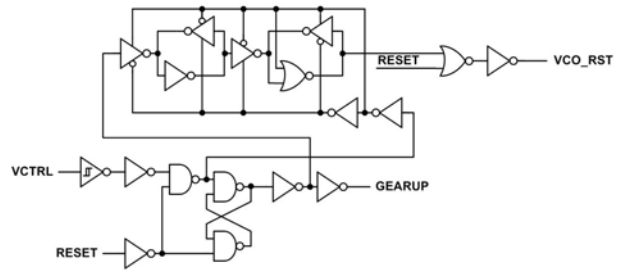


그림 2. 주파수 대역 제어 회로(Gearup Controller)

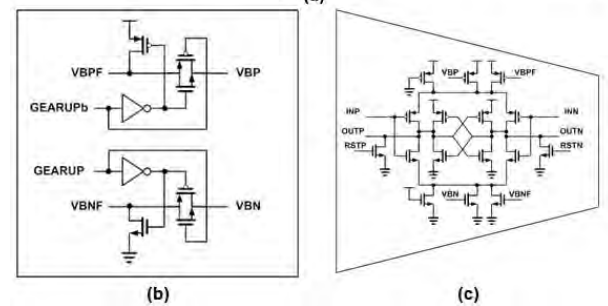
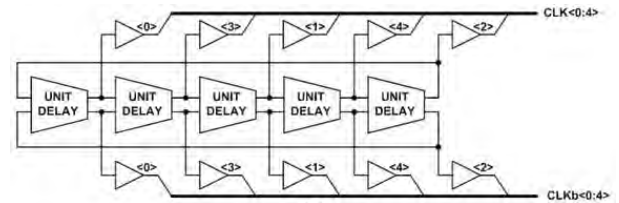


그림 3. (a) 전압 제어 클럭 발생기 회로 구조, (b) 전압 제어 클럭 발생기의 주파수 대역 제어 회로, (c) 전압 제어 클럭 발생기의 단위 지연 회로

III. 실험 및 결과

그림 4는 6Gb/s, 1.5Gb/s 주파수의 데이터가 입력되는 경우의 주파수 대역 제어 회로의 시뮬레이션 결과이다. 6Gb/s 주파수의 데이터가 입력되는 경우 전압 제어 클럭 발생기의 주파수 대역을 이동시키기 위해 GEARUP 신호가 발생되고 VCTRL 신호가 제어되는 것을 확인할 수 있다.

표 1은 제안된 클럭 및 데이터 복원 회로의 시뮬레이션 결과와 종래의 제안된 회로를 비교한 표이다. 제안된 회로는 시뮬레이션 결과 6.264mW의 매우 적은 전력을 소모하며, 13.9ps_{peak-to-peak} 지터 특성을 확보할 수 있었다. 전압 제어 클럭 발생기의 주파수가 1/5-rate 방식이기 때문에 소모 전력뿐만 아니라 루프 필터 (Loop Filter)의 면적이 감소하여 전체 면적이 0.0296 mm² 로 작게 설계가 가능하였다.

참고문헌

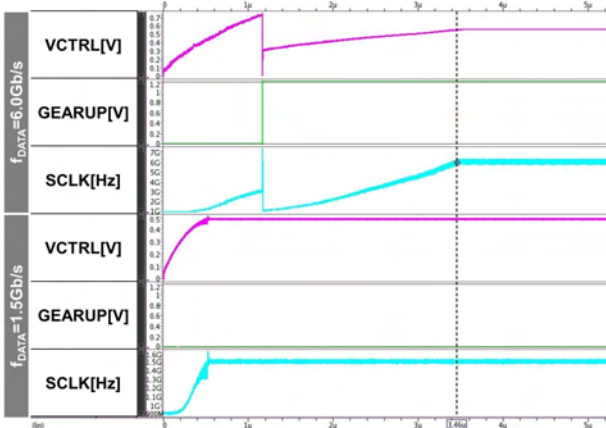


그림 4. 6Gb/s, 1.5Gb/s 주파수 대역 제어 회로의 시뮬레이션 결과

표 1. 제안 회로의 시뮬레이션 결과 및 기존 회로의 성능 비교

	This Work	2012 [3]	2011 [4]	2010 [5]
Data rate	6.0/3.0/1.5 Gb/s	5.4/2.7/1.62 Gb/s	1.0 ~ 4.0 Gb/s	5.0 Gb/s
T _{bit} / T _{clock}	1/5-rate	Half, Quarter-rate	Half rate	Full rate
Supply	1.2 V	1.2 V	1.2 V	1.2 V
Process	65 nm	0.13 um	0.13 um	65 nm
Power	6.264 mW @ 6.0Gb/s	104.4 mW @ 5.4Gb/s	11.4 mW @ 3Gb/s	178.4 mW
BER	-	< 10 ⁻¹²	< 10 ⁻¹⁴	< 10 ⁻¹²
Clock Jitter (rms / peak-to-peak)	2.94 ps / 13.9 ps @ 6.0Gb/s	3.215 ps / 29.9 ps @ 5.4Gb/s	3.6 ps / 29.4 ps @ 3Gb/s	-
Area(CDR)	0.0296 mm ²	0.44mm ²	0.074 mm ²	0.51mm ²
pJ / bit(CDR)	1.044	21.185	3.8	35.68

[1] www.mipi.org
 [2] Widmer, A.X.; Franaszek, P.A., "A DC-Balanced, Partitioned-Block, 8B/10B Transmission Code," *IBM Journal of Research and Development*, vol.27, no.5, pp.440,451, Sept. 1983
 [3] Won-Young Lee, Kyu-Dong Hwang, Lee-Sup Kim, "A 5.4/2.7/1.62-Gb/s Receiver for DisplayPort Version 1.2 With Multi-Rate Operation Scheme," *IEEE Trans. Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol.59, no.12, pp.2858-2866, Dec. 2012
 [4] *Display Port Standard Version 1.2*, Jun.2007, Video Electronics Standard Association.
 [5] O. Tyshchenko, A. Sheikholeslami, H. Tamura, M. Kibune, H. Yamaguchi, and J. Ogawa, "A 5Gb/s ADC-based feed-forward CDR in 65nm CMOS," *IEEE J.Solid-State Circuits*, vol. 45, no.6, pp. 1091-1098, Jun. 2010.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서 제안한 클럭 및 데이터 복원 회로는 클럭 주파수 체배기와 전압 제어 클럭 발생기의 주파수 대역 제어 회로를 이용하여, 광대역 주파수의 클럭 및 데이터를 복원하고 전체적인 회로의 동작 주파수를 낮춰 소비 전력 및 설계 면적의 감소 효과를 얻을 수 있었다.

사사

본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2013-H0301-13-1007)

Cyclic Analog-to-Digital Converter를 위한 Improved-Clocking 회로의 구현 및 비교

*김민오, 김태훈, 홍기문, 박지환, 채주형, 김수환
서울대학교 전기컴퓨터공학부
e-mail : minoh.kim@amic.snu.ac.kr

Implementation and Comparison of Clocking Scheme for Cyclic Analog-to-Digital Converter

*Mino Kim, Tae-hoon Kim, Gi-moon Hong, Ji-hwan Park,
Joo-hyung Chae, Suhwan Kim
Electrical Engineering
Seoul National University

Abstract

In this paper, we design and compare two types of improved clocking scheme. One is consisted of Phase-locked loop and programmable divider. The other is consisted of delay-locked loop (DLL) and edge-combiner. By using improved clocking schemes, sampling rate of conventional cyclic analog-to-digital converter (ADC) is improved by 83%. Simulation results shows DLL based clocking scheme has less power consumption.

I. 서론

최근 활발하게 연구되는 Analog-to-Digital Converter (ADC)는 해상도와 동작 속도에 따라 빠르고 낮은 해상도의 flash, 빠르고 높은 해상도의 pipeline ADC, 느리고, 높은 해상도의 Successive approximation ADC (SAR ADC)와 cyclic ADC 그리고 매우 느리고 가장 높은 해상도를 가지는 oversampling ADC 등으로 나뉜다. 이중에 cyclic ADC는 비교적 느린 수십 kHz ~ 수 MHz의 신호를

처리하는 ADC로 전력 소모가 적으며, 동일 그룹에 속하는 SAR ADC에 비해서 작은 면적을 차지하는 장점이 있다. 이러한 특징을 바탕으로 바이오 시스템의 신경 신호 기록 또는 자극을 위한 ADC, CMOS 이미지 센서에 사용되는 ADC 등으로 넓은 범위에서 사용되고 있다.

Cyclic ADC는 pipeline ADC와 같은 방식의 비트 결정 과정을 거치며, Multiplying Digital-to-Analog Converter (MDAC) 구조가 하나인데, 이 MDAC을 반복하여 재사용 하는 방식으로 동작한다. Cyclic ADC는 매 스테이지가 진행됨에 따라 MDAC에서 요구하는 샘플 값의 정확도가 완화된다. 따라서 linear settling time의 최소 크기가 샘플링이 진행될수록 줄어들게 된다. 일반적인 cyclic ADC의 경우 같은 주기의 클럭을 이용하여 매 스테이지 마다 샘플하는 방식을 사용한다. 그러나 앞에서 언급한 바와 같이 매 사이클 마다 요구되는 settling time이 변하기 때문에 같은 주기의 클럭을 계속해서 사용해 샘플하는 것은 회로의 sampling rate나 파워 소모 측면에서 상당히 비효율적이다. 클럭을 제공하는 회로가 cyclic ADC에서 사용하는 클럭을 매 스테이지마다 다르게 제공하는 방식을 이용하여 cyclic ADC의 sampling rate를 높일 수 있다. [1]

본 논문에서는 cyclic ADC의 improved clocking

scheme을 2가지 방법으로 설계하고 이를 비교 분석하였다. 먼저 phase-locked loop (PLL)를 이용하여 고속의 클럭을 생성하고, programmable divider를 가지고 improved clocking scheme에 필요한 다양한 펄스를 생성하는 방식으로 clocking scheme을 설계하였다. 두 번째 방법은 multi-phase delay-locked loop (DLL) 을 이용하여 clocking scheme을 설계하였다. Cyclic ADC에서 필요로 하는 가장 짧은 주기를 간격으로 하는 multi-phase 클럭을 생성하였다. 두 가지 방법을 이용하여 cyclic ADC를 구동시킨 결과와 conventional clocking scheme을 사용한 cyclic ADC 사이의 figure of merit (FOM)을 비교하는 과정을 통해서 실제로 improved clocking scheme의 유효성과 어떤 접근 방법이 더 유효한지를 시뮬레이션을 통하여 검증하였다.

II. Cyclic Analog-to-Digital Converter

2.1 동작 원리

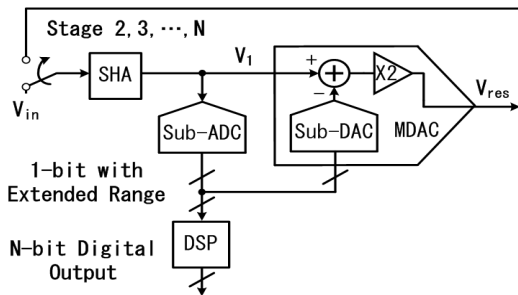


그림 1. 일반적인 cyclic ADC block diagram

그림 1은 cyclic ADC의 간단한 회로 다이어그램이다. 샘플-홀드 증폭기와 MDAC, sub-ADC 그리고 최종 디지털 값을 만드는 digital process unit 블록 등으로 구성된다.

Cyclic ADC의 아날로그-디지털 변환 과정은 먼저 샘플-홀드 회로에서 입력을 샘플링 하고, sub-ADC의 비교기에 의해서 0과 크기를 비교하여 첫 번째 최상위 비트(MSB)를 결정한다. 다음은 switched-capacitor 회로의 전하 전달 모드가 동작하여 아래의 형태로 증폭하여 MDAC의 출력 전압 (V(i))을 만든다.

$$V(i) = 2V(i-1) + (-1)^{BIT(i-1)}V_{REF} \quad (1)$$

이 출력 전압이 다시 MDAC의 입력으로 샘플링 되고, 그 다음 비트 결정 과정으로 이전의 동작을 반복하게 된다. N비트의 cyclic ADC는 N번의 비트 결정 과정을 반복한다. 기본적인 cyclic ADC는 이와 같이 클럭 한 주기마다 하나의 비트 디지털 값을 결정한다.

2.1 Settling time 요구 조건

cyclic ADC에서 해상도 및 속도를 결정하는 가장 중요한 점은 op-amp의 step response이다. Step 입력에 대하여 출력 전압의 식은 다음과 같다.

$$V_{out}(t) = V_{step} \frac{T_0}{1+T_0} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (2)$$

여기서 앞의 $T_0/(1+T_0)$ 는 op-amp의 finite DC gain에 의한 에러로써 DC gain을 충분히 크게 하여 원하는 해상도를 얻어낼 수 있고, static 에러 형태로 나타나게 된다. 또한 뒤의 $(1-e^{-t/\tau})$ 는 op-amp의 finite Bandwidth에 의한 에러로, dynamic 에러 형태로 나타나게 된다. (단 τ 는 1/unity-gain bandwidth) 이러한 dynamic 에러가 원하는 해상도 범위를 만족하기 위해 필요한 settling time은 op-amp의 slewing time과 linear settling time의 식으로 구할 수 있는데, 이 때 linear settling time의 식은 다음과 같다.

$$T_s = -\tau \ln(\epsilon_{dynamic}) \quad (3)$$

스테이지가 진행됨에 따라 MDAC에 요구되는 accuracy가 점차 완화된다. 따라서 linear settling time의 최소 크기가 stage가 진행될수록 줄어들게 된다. 이를 수식으로 표현하면,

$$T_{linear} = (n+1-k) \frac{\ln 2}{\omega_{MDAC}} \quad (4)$$

이다. n은 전체 해상도에 해당하는 비트 수이며, k는 현재 진행되고 있는 비트이다. 따라서 최상위 비트(MSB)부터 최하위 비트(LSB)로 변환이 진행됨에 따라 MDAC에서 요구되는 minimum settling time이 줄어들게 된다.

Improved clocking scheme을 설계하기 위해서는 크게 2가지 방법을 선택할 수 있다. 첫 번째 방법으로는 cyclic ADC에서 요구하는 가장 빠른 클럭을 생성하는 clocking 회로를 설계하고, programmable divider를 이용하여 더 느린 클럭을 선택적으로 생성하여 사용하여 improved clocking scheme을 구현하는 방법이다. 또 다른 방법으로는 cyclic ADC에서 요구하는 가장 빠른 클럭의 주기를 간격으로 하는 multi-phase의 클럭을 생성하여 edge-combining 방식을 통하여 구현하는 방법이 있다.

III. Improved clocking scheme의 구현

3.1 3차 PLL과 programmable divider

첫째로, PLL과 counter-based programmable divider

를 이용해 2장에서 언급한 improved clocking을 구현하였다. 그림 2는 설계한 3차 PLL의 블록 다이어그램이다.

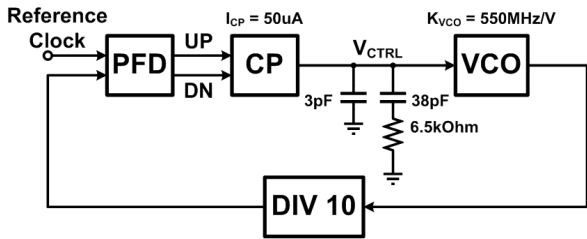


그림 2. 3차 PLL의 블록 다이어그램

PLL은 phase frequency detector (PFD)와 charge pump (CP), voltage controlled oscillator (VCO), divider (DIV)와 loop filter로 이루어져 있다. 3차 PLL의 설계 변수들을 가지고 open loop transfer function과 loop characteristic을 수식으로 정리한 후 이를 이용해 원하는 PLL의 특성을 결정하고 이 특성에 맞는 loop filter 계수를 결정 하였다. 페이즈 마진=60°, loop bandwidth=2.5MHz, I_{CP}=50uA, K_{VCO}=550MHz, N=10로 결정한 후 이를 만족시키는 R, C값을 결정하여 일반적인 3차 PLL을 설계하였다.

Programmable divider는 counter-based concept으로 구현하였다. PLL의 클럭으로 카운터를 동작시키면서, 매 스테이지마다 정해진 값 (N)과 비교하여 카운트 값이 같아지면 다음 스테이지로 넘어가는 방법을 이용하여 구현하였다. 각 stage에 저장된 N값을 외부에서 조절하는 방식으로 다양한 조합의 divider로 사용 가능하다.

3.2 DLL과 edge-combiner

두 번째 clocking scheme은 DLL과 DLL에서 생성한 multi-phase clock의 edge 정보들을 가지고 원하는 조합의 클럭을 생성하는 방법이다. DLL은 improved clocking scheme을 지원하기 위하여 54개의 unit delay cell 으로 이루어진 voltage controlled delay line (VCDL)과 phase detector (PD) [2], charge pump (CP), loop filter로 이루어져 있다. DLL의 경우 lock을 하지 않는 문제가 존재하지 않기 때문에 loop analysis는 PLL에 비하여 비교적 자유롭다는 장점이 존재한다. 대신 DLL에서는 stuck, harmonic lock 문제가 발생할 수 있다. 그림 3은 DLL의 블록 다이어그램이다.

1차 DLL의 loop은 항상 stable 하기 때문에 앞에서 언급한 stuck과 harmonic lock 문제만 극복하면 되는 데 이는 180° lock을 이용하여 해결 하였다. reset 신호

를 이용하여 VCDL의 컨트롤 전압을 VDD로 만들어서 minimum delay를 가지게 설정한다. 이때 DLL의 minimum delay는 입력 클럭 주기의 1/2 이하의 값을 가지게 된다. 따라서 DLL의 중간 pahse 출력 중에서

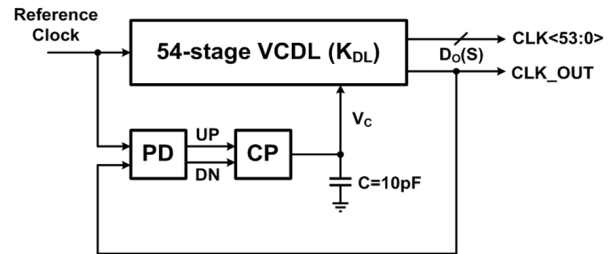


그림 3. 1차 DLL의 블록 다이어그램

180° shift된 출력과 reference 클럭을 PD에서 비교하게 되면 lock 하기까지 DN신호만을 내보내게 된다. 즉, reset 신호와 180° lock을 통해서 DLL의 lock하는 과정이 항상 1주기 이하의 딜레이에서 1주기 딜레이로 점점 VCDL의 딜레이를 증가시켜서 lock을 하게 된다. 이는 곧, N주기의 딜레이에서 lock을 하는 문제를 극복하였으며, stuck할 수 있는 가능성도 사라지는 것을 의미한다.

Edge combiner의 경우에는 multi-phase 들의 edge 정보를 가지고 divided clock의 edge를 선택하는 방식을 통해서 구현 가능하다. 그림 4는 multi-phase 0, 4, 6, 7를 가지고 divided clock을 생성하는 예시와 edge combiner가 동작하는 원리의 이해를 돕기 위한 알고리즘 순서도이다. 각 multi-phase의 edge 정보를 가지고 원하는 divided clock의 파형을 얻을 수 있었다.

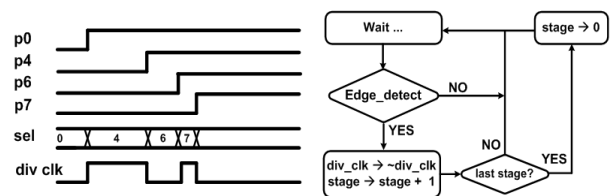


그림 4. Edge combine 예시와 알고리즘

IV. 시뮬레이션 결과

그림 5는 설계한 1차 DLL이 락하는 과정에서의 컨트롤 전압 그림이다. 앞에서 설명한 바와 같이 컨트롤 전압이 VDD에서부터 점점 내려가서 락하는 것을 확인할 수 있다. VCDL의 딜레이가 최소 값에서 기준 클럭의 주기와 같아질 때 까지 컨트롤 전압이 내려가기 때문에 harmonic lock이 발생할 수 없으며, stuck도 발생할 여지가 없다. 그림 6은 DLL의 multi-phase출력

을 이용하여 improved clocking scheme에서 사용할 클럭을 생성한 파형이다.

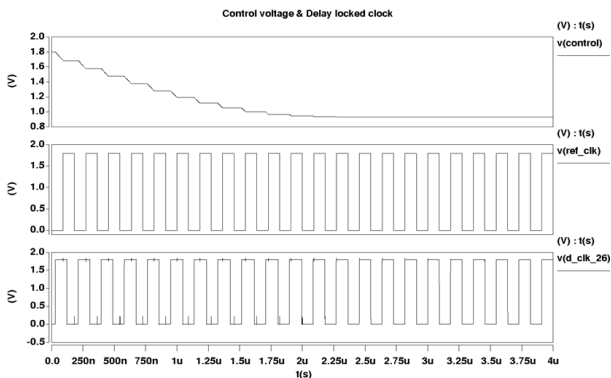


그림 5. DLL 락 과정에서의 컨트롤 전압의 변화 파형

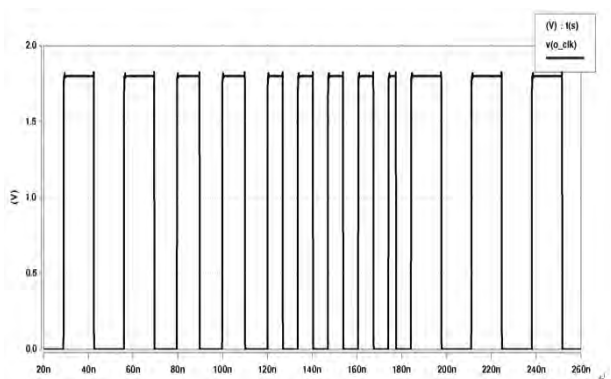


그림 6. Scaling 비율 8/8/8/6/6/4/4/4/2 에서의 edge-combiner 출력 파형

앞에서 설계한 두 가지 clocking scheme 중에서 어떤 방식이 더욱 효과적인지를 확인하기 위하여 cyclic ADC에 두 방법을 적용하여 시뮬레이션을 수행 하였다. 표 1은 cyclic ADC에 improved clocking scheme을 적용하지 않은 경우와, clocking scheme을 적용하여 동작시켰을 때 얻은 시뮬레이션 성능 비교표이다. 두가지 clocking scheme을 통하여 동일한 sampling rate의 증가 효과를 얻을 수 있었다. 하지만 PLL을 사용한 모델의 경우 DLL을 사용한 clocking scheme에 비하여 파워 증가량이 다소 큰 것을 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 improved clocking scheme 2가지를 설계하고 비교 분석 했다. 모든 설계는 0.18um CMOS 공정으로 이루어 졌으며 30MHz의 reference 클럭을 가지는 3차 PLL (divided by 10)과 programmable divider를 가지고 한 가지 clocking scheme을 설계하

Parameter	Cyclic ADC	ADC + PLL	ADC + DLL
Supply	1.8V	1.8V	1.8V
Technology	0.18um	0.18um	0.18um
Resolution	10bit	10bit	10bit
Sampling rate	3MS/s	5.5MS/s	5.5MS/s
ENOB	9.74b	9.43b	9.43b
Power	2mW	3.77mW	2.96mW

표 1. Clocking scheme을 적용 전 후의 cyclic ADC의 성능 비교표

고, 5.5MHz의 reference 클럭을 가지는 stuck & harmonic less 1차 DLL과 edge-combiner를 가지고 나머지 clocking scheme을 설계하였다. 또 설계한 모든 블록들은 시뮬레이션을 통해서 동작을 검증하였다. Sampling frequency는 clocking scheme을 변경하는 과정을 통하여 83%의 증가율을 얻었다. 이에 비하여 PLL을 사용할 경우 87%, DLL을 사용할 경우 47%의 파워 증가가 있었다. 전체적인 FOM (Sampling frequency/[Power*2^{ENOB}]) 관점에서 본다면 같은 ENOB를 보장할 수 있는 경우 23%의 FOM 증가가 있었다. 정리하면, 설계 복잡도나 파워소모 측면에서 관찰해 볼 때 PLL을 이용한 clocking 구조에 비하여 DLL을 이용한 clocking 구조가 전체적인 파워소모 면에서 이득을 가져가서 improved clocking scheme에 더 적합한 것으로 결론 내렸다.

참고문헌

[1] Min Gyu Kim, Pavan Kumar Hanumolu, Un-Ku Moon, "A 10MS/s 11-bit 0.19mm² Algorithmic ADC with improved clocking scheme," IEEE Journal of solid-state circuits., vol. 44, pp. 2348 - 2355, 2009.

[2] Han-Kyu Chi, Moon-Sang Hwang, Byoung-Joo Yoo, Won-Jun Choe, Tae-Ho Kim, Yongsam Moon, and Deog-Kyoon Jeong, "A 500MHz-to-1.2 GHz Reset Free Delay Locked Loop for Memory Controller with Hysteresis Coarse Lock Detector," Journal of semiconductor technology and science, vol. 11, 2011.

Deep Submicron 공정상에서 2.9GHz 주파수 속도를 지니는 Ring VCO와 LC VCO의 구현 및 비교

*채주형, 홍기문, 김민오, 박지환, 김수환
서울대학교 전기공학부
e-mail : joo-hyung.chae@amic.snu.ac.kr

Implementation and Comparison of 2.9GHz Ring VCO & LC VCO in Deep Submicron Technology

*Joo-hyung Chae, Gi-Moon Hong, Minoh Kim,
Ji-Hwan Park and Suhwan Kim
School of Electrical Engineering
Seoul National University

Abstract

In high-speed link circuits and memory interfaces, VCOs are used in various circuits such as PLL and CDR. Ring VCOs and LC VCOs have many advantages and disadvantages. In this paper, A Ring VCO and A LC VCO having a 2.9GHz center frequency have been implemented in 65nm CMOS deep submicron technology, and their performances have been compared.

I. 서론

Voltage-Controlled Oscillators (VCOs)는 고속 신호 전송 회로나 메모리 인터페이스 등에 사용되는 Phase Locked Loop(PLL)이나 Clock and Data Recovery(CDR)와 같은 클럭 신호 생성 회로 및 클럭 신호 복원 회로의 필수적인 부분이다. 이러한 VCO에는 크게 2가지의 구조가 있는데, 첫 번째는 인버터 체인을 이용한 Ring VCO, 그리고 두 번째는 인덕터와 캐패시터를 이용한 LC VCO가 있다. Ring VCO는 주파수를 조절하는 방법이 다양하고, 다중 위상 클럭 신호를 구현할 수 있으며 주파수 튜닝 범위가 넓지만 높

은 Phase Noise를 지니며 높은 VCO gain으로 인해 튜닝 민감도가 커서 높은 주파수에서 성능이 떨어진다 는 단점이 있다. 반면에 LC VCO는 튜닝 범위가 좁고 파워 소모 및 면적 면에서 단점이 있지만 Phase Noise가 작아 높은 주파수에서도 성능이 우수하다는 장점이 있다[1]. 이러한 이유로 최근의 수십 Gbps 이상의 데이터 전송 속도를 지니는 고속 신호 전송 회로에서 LC VCO의 중요성이 대두되며 사용이 점점 늘어나고 있는 추세이다. 따라서 최근 LC VCO의 여러 논문들에서 이 구조가 지니는 여러 단점들을 극복하고자 다양한 개선된 구조와 방법들을 제안하고 있다.

따라서 본 논문에서는 65nm CMOS Deep Submicron 공정상에서 2.9GHz의 중심 주파수를 지니는 Ring VCO와 [2]의 구조를 바탕으로 한 개선된 LC VCO를 구현하고 이들의 성능을 주파수 범위, Phase Noise, 그리고 전력 소모의 관점에서 비교하여 앞으로 Ring VCO에 비해 LC VCO가 가질 수 있는 장점에 대해 고찰하고자 한다.

II. 회로 구현

2.1 Ring VCO

일반적인 Ring VCO의 구조를 이용하여 그림

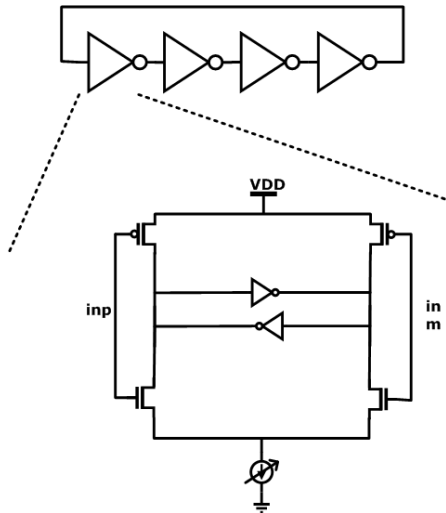


그림 1. 구현한 Ring VCO와 지연 소자의 블록 다이어그램

$$R_T(\omega_o) = Q_T \cdot \omega_o \cdot L = \frac{(\omega_o \cdot L)^2}{r_s}$$

여기서 Q_T 는 LC tank의 Quality Factor이며 실제 소자의 경우 캐패시터와 인덕터의 기생 저항이 존재하기 때문에 공진 주파수에서의 Quality Factor는 무한대가 될 수 없다. 이러한 LC VCO의 경우는 일정한 스타트업 조건을 만족시켜야만 발진이 시작된다[3]. 또한 [2]에서는 LC VCO의 동작 구간으로서 Current-limited 구간과 Voltage-limited 구간에 대한 설명도 덧붙이고 있다. Phase Noise와 파워 소모 측면에서 보다 나은 성능을 위해 Current-limited 구간에서 LC VCO를 동작시키는 것이 바람직하며 본 논문에서는 이 구간에서 동작하는 LC VCO를 바탕으로 그 성능을 측정하였다.

1.과 같이 Ring VCO의 지연 소자를 구성하였다. 주파수 조절은 전류원의 전류의 양을 통해 하도록 하였다. Ring VCO의 경우 따로 스타트업 회로가 필요하지 않는데 이는 실제 칩의 구현 시 외부의 노이즈가 생겨 점점 증폭이 되면서 발진을 시작하기 때문이다. 2.9GHz의 중심 주파수를 가지면서 동작하기 위하여 NMOS 소자와 PMOS 소자 및 전류원의 크기를 조절하였고, 4-스테이지 인버터 체인으로 구성하였다.

2.2 LC VCO

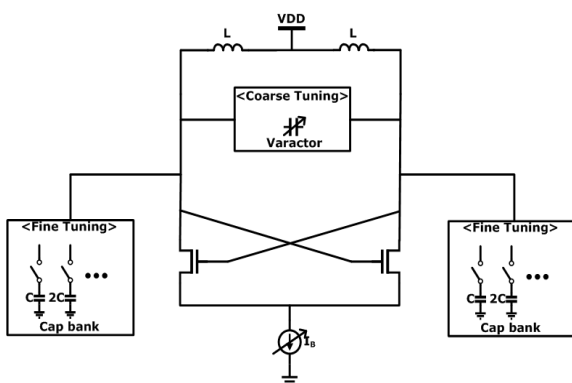


그림 2. 구현한 LC VCO의 블록 다이어그램

LC VCO는 [2]의 구조를 바탕으로 그림 2.과 같이 구성하였다. LC VCO의 LC Tank 등가 저항은 다음과 같다.

III. 시뮬레이션 결과

3.1 주파수 범위의 비교

Ring VCO의 주파수 범위는 그림 3.와 같고, 2.25GHz에서 3.5GHz의 주파수 범위를 갖는 것을 확인할 수 있었다. LC VCO의 주파수 범위는 그림 4.과 같다. 본 논문에서 구현한 [2]의 LC VCO는 좁은 주파수 튜닝 범위를 보상하기 위하여 Coarse 튜닝과 Fine 튜닝을 할 수 있는 Varactor와 Cap bank를 두어 넓은 주파수 튜닝 범위를 가지도록 개선된 구조이다. 따라서 1.13GHz에서 4.71GHz의 넓은 주파수 범위를 가질 수 있게 되었다. 그림 4.에서 알 수 있듯이 LC VCO의 하나의 Sub-band에서는 주파수 범위가 매우 작다는 사실을 알 수 있는데 Coarse 튜닝과 Fine 튜닝을 사용하면 이러한 단점을 극복할 수 있다.

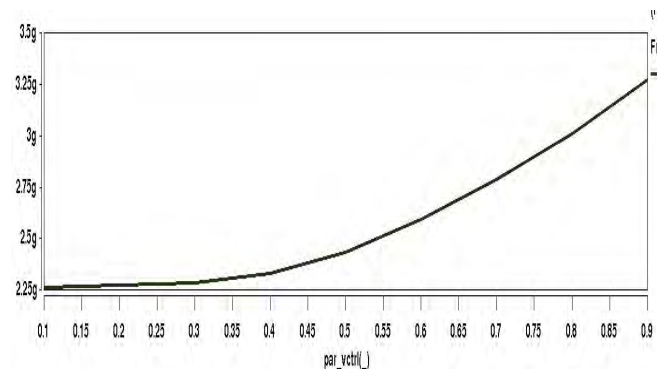


그림 3. Ring VCO 주파수 튜닝 시뮬레이션 결과

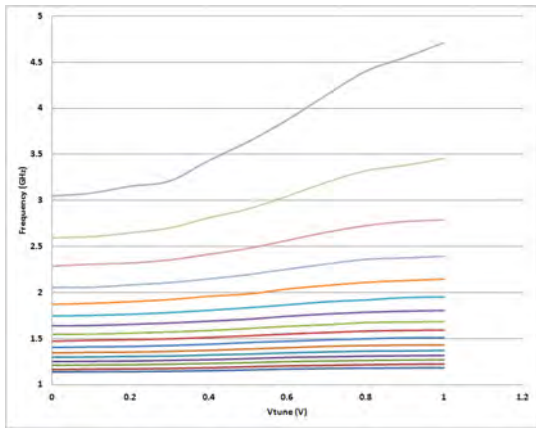


그림 4. LC VCO 주파수 튜닝 시뮬레이션 결과

3.2 Phase Noise의 비교

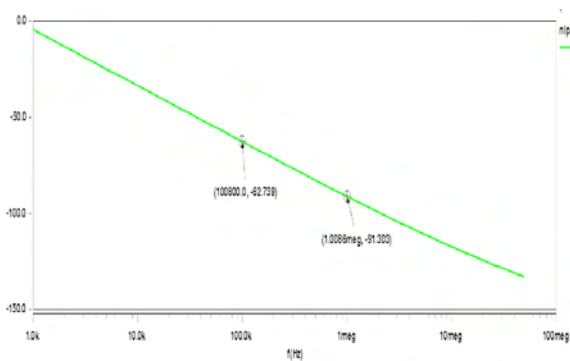


그림 5. Ring VCO의 Phase Noise

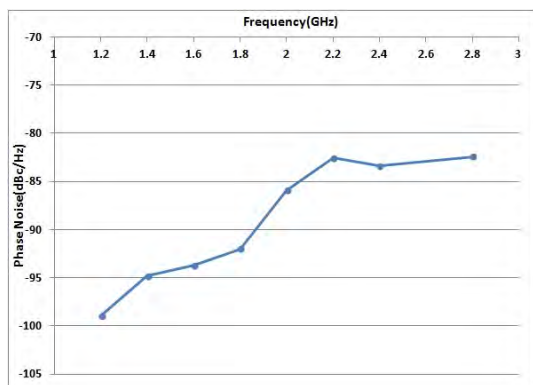


그림 6. LC VCO의 Phase Noise

그림 5는 그림 1의 2.9GHz의 Ring VCO의 Phase Noise를 HspiceRF tool을 이용하여 나타낸 것이다. 여기에서 알 수 있듯이 100KHz 오프셋에서는 -62dBc/Hz의 Phase Noise, 1MHz 오프셋에서는 -91dBc/Hz의 Phase Noise를 가진다는 사실을 알 수 있다. 그림 6은 LC VCO의 100kHz 오프셋의 Phase Noise를 여러 가지 주파수 범위에서 나타낸 것이다.

2.8GHz의 주파수에서 -82dBc/Hz의 Phase Noise를 가진다는 사실을 알 수 있는데 이를 통해 LC VCO가 훨씬 좋은 Phase Noise 특성을 지닌다는 사실을 알 수 있다.

3.3 전력 소모

Ring VCO와 LC VCO가 각각의 주파수 범위 내에서 얼마만큼의 파워 소모를 하는지 측정해보았다. Ring VCO의 경우 2.25GHz에서 3.5GHz의 주파수 범위 내에서 4.6mW~5.6mW의 파워 소모를 하는 것을 알 수 있었고, LC VCO의 경우 1.13에서 4.71 GHz의 주파수 범위 내에서 1.59~7.8mW의 파워 소모를 가진다는 사실을 알 수 있었다. 따라서 개선된 LC VCO의 경우 Ring VCO와 비교하였을 때 파워 소모 면에서 크게 차이가 나지 않음을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 65nm CMOS Deep Submicron 공정 상에서 2.9GHz의 중심 주파수를 지니는 일반적인 구조의 Ring VCO와 [2]의 구조를 바탕으로 한 개선된 구조의 LC VCO를 Spice을 이용하여 설계한 후 시뮬레이션 결과를 측정하였다. 그 결과 Ring VCO는 2.25GHz~3.5GHz의 주파수 범위를 가지며 100kHz 오프셋에서 -62dBc/Hz의 Phase Noise, 4.6mW~5.6mW의 파워 소모를 보이는 사실을 알 수 있었다. LC VCO의 경우 1.13~4.71 GHz의 주파수 범위를 지니며 2.8GHz의 주파수의 100kHz 오프셋에서 -82dBc/Hz의 Phase Noise, 1.59~7.8mW의 파워 소모를 가진다는 사실을 알 수 있었다. 이러한 결과로 비추어 보았을 때 계속된 LC VCO의 연구로 인해 Ring VCO와 비교해보았을 경우 LC VCO가 가지는 단점들이 계속해서 극복되고 있으며 앞으로 고속 신호 전송 회로 및 메모리 인터페이스 회로에서 LC VCO가 지니는 장점들이 더욱 부가되고 다양하게 활용될 것으로 전망된다.

참고문헌

- [1] Hsieh, M. T. and G. E. Sobelman, "Comparison of LC and Ring VCOs for PLLs in a 90 nm Digital CMOS Process", Proceedings of International SoC Design Conference, pp. 19 - 22, 2006.
- [2] Axel D. Berny, Ali M.Niknejad, and Robert G.Meyer, "A 1.8-GHz LC VCO With 1.3-GHz

Tuning Range and Digital Amplitude Calibration,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 40, no. 4, pp. 909-917, Apr. 2005.

- [3] Axel D. Berny, Robert G. Meyer, and Ali Nikenejad, “Analysis and Design of Wideband LC VCOs”, Ph.D. dissertation, University of California, Berkeley, 2006

단일 공급전압 CMOS 선형 OTA와 비교기 이용한 VCO의 설계

*정태윤, 이원호, 차형우
청주대학교 전자정보공학부
e-mail : s21r@cju.ac.kr, hwcha@cju.ac.kr

A design of the VCO using single supply voltage CMOS linear OTA and a comparator

*Tae-yun Jeong, Won-ho Lee, Hyeong-Woo Cha
School of Electronic Communication Eng.
Cheongju University

Abstract

A improved VCO using single supply voltage CMOS linear OTA and a comparator was designed. The OTA consists of pMOS cascaded differential amplifier with adaptive current feedback and three current mirrors for single current output. The comparator composed of the pMOS cascaded differential amplifier and common-source amplifier. The VCO insists of a four analog switches, the OTA, a capacitor, two comparators, and RSF/F. The simulation results that the OTA has linear range of 0V to 3.3V and unit gain frequency of 8.797 MHz. The VCO has oscillation frequency range of 221.97kHz to 1.309MHz when control voltage range from 0.5V to 3.0V. The supply voltage is 5V and the power consumption of the VCO is 1.5mW.

I. 서론

연산 트랜스컨덕턴스 증폭기(operational transconductance amplifier : OTA)는 두 입력 전압의 차를 컨덕턴스 gm에 비례하는 전류를 출력시키고, 이 gm은 바이어스 전류에 비례하는 특성을 갖고 있다. 이러한 특성 때문에 OTA는 전압 또는 전류제어발진기, 여파기, 자동이득조절기 등에 빌딩블록으로 사용된다.[1]

본 논문은(보고서는) 지식경제부 출연금으로 수행한 ETRI SW-SoC융합 R&BD센터와의 공동연구 결과입니다

종래의 OTA의 구성은 일반적으로 전압을 전류로 변환하는 차동증폭기와 변환된 전류를 두 입력 전압의 차에 비례 하도록 하는 전류 밀러들로 구성되었고, 입력공통전압범위 (Input common mode range : ICMR)를 넓히고, 출력전류가 전류소스(source) 및 싱크(sink)기능을 할 수 있도록 하기 위해서 정(+) 또는 부(-)의 2개 공급전압을 사용한다. 이러한 특징에 의해서 OTA의 응용분야가 제한되는 문제점이 있다.[2] 이러한 문제를 해결하기 위해 OTA의 회로를 레일-레일(rail-to-rail) 구성으로 하면 부분적으로 해소되지만 낮은 전압에서는 여전히 ICMR 특성이 열악하고 회로 구성이 복잡한 문제점이 있다.

최근에 이러한 문제점을 해결하기 위해 pMOS 캐스캐이드 차동증폭기(cascade differential amplifier)를 사용한 단일전압 선형 OTA를 사용한 VCO를 발표한 바가 있으나, OTA의 좁은 선형범위와 OTA 입력단의 저항의 사용으로 인하여 VCO의 선형 범위의 열악한 특징을 갖고 있다.[3]

본 연구에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해서 단일전압을 사용하는 선형 OTA와 비교기 회로를 다시 설계한다. 또한, 제안한 OTA 회로와 비교기의 응용분야 중 하나인 전압제어발진기(voltage controlled oscillator : VCO)를 설계하고 이것의 성능을 분석한다.

II. 회로구성 및 동작원리

2.1 단일전압 선형 CMOS OTA 회로설계[4]-[7]

제안한 선형 OTA의 회로를 그림 1에 나타냈다. 선형범위를 높이기 위해 소스 디제너레이션(degeneration) 저항 R_s 을 사용한 pMOS M_3 과 M_4 로 구성된 차동증폭단, 이 차동 증폭기의 출력 전류단(M_6 과 M_7)의 바이어스를 얻기 위한 pMOS

M_1 과 M_2 로 구성된 차동단 입력단, 다수의 전류 미러(M_5 와 M_6 , M_9 와 M_{10} , 그리고 M_7 와 M_{17}), 차동 입력단의 gm을 같게 하기 위한 적응성 전류 미러(M_0 와 M_{14} , M_{15} 와 M_{16}) 그리고 바이어스 회로(I_B , $M_{11} \sim M_{13}$)로 구성된다. 소신호 등가 회로를 이용하여 입력과 출력 관계식을 구하면 다음과 같이 주어진다.

$$i_{OUT} = \frac{1}{R_S}(v_{IN}^+ - v_{IN}^-) \quad (1)$$

입력공통 모드범위(input common-mode range : ICMR)와 출력 저항은 다음과 같이 주어진다.

$$0 \leq v_{IN}(ICMR) \leq V_{DD} - [V_{SD12}(sat) + 2V_T] \quad (2)$$

$$R_{OUT} = r_{O10} \parallel r_{O17} \quad (3)$$

또한, ICMR의 입력 최대 범위는 $I_B R_S$ 로 주어지기 때문에 I_B 또는 R_S 로 정할 수 있다.

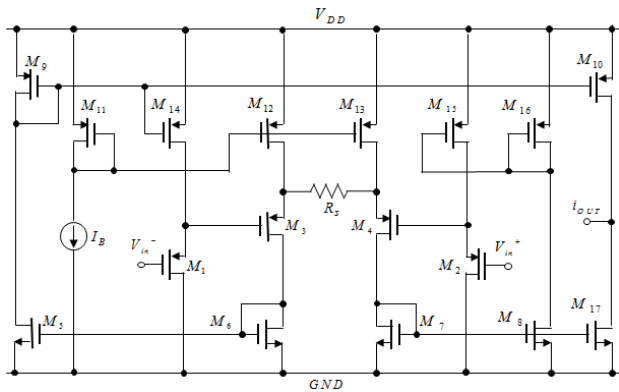


그림 1. 제안한 CMOS 선형 OTA 회로도

2.2 단일전압 비교기 설계[4]-[7]

제안한 단일전압 비교기의 회로를 그림 2에 나타냈다. ICMR을 높이기 위해 그림 1에서 제시한 선형 OTA의 입력단을 동일하게 사용하였고 전체 이득을 높이기 위해 공통-소스 증폭기를 출력단으로 사용하였다. 소신호 등가 모델을 사용하여 비교기의 이득을 구하면 다음과 같이 주어진다.

$$A_v \equiv \frac{v_o}{v_i} = g_{m1}g_{m3}r_{o1}r_{o2} \quad (4)$$

여기서 r_{o1} 과 r_{o2} 는 차동단 출력 저항과 공통-소스 증폭기의 출력저항이다.

ICMR은 입력단이 선형 OTA와 동일하기 때문에 식 (2)와 같이 주어진다.

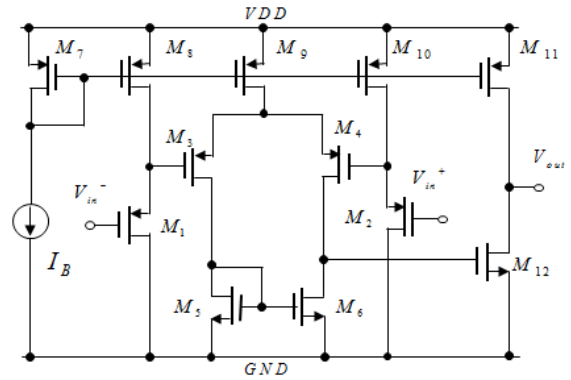


그림 2. 제안한 CMOS comparator 회로도

2.3 단일전압 선형 OTA와 비교기를 이용한 VCO 설계 [3]

선형 OTA를 사용한 전압제어발진기를 그림 3에 나타냈다. 회로는 선형 OTA와 커패시터 C로 구성되는 적분기, 두 개의 비교기와 RS 플립플롭(F/F)으로 구성되는 단안정 멀티바이브레이터 또는 슈미트 트리거(Schmit trigger), 그리고 4개의 스위치로 구성된다. 회로의 동작원리는 다음과 같다.

T_1 구간에서는 S_1, S_4 이 ON되고 S_2, S_3 가 OFF되었다고 가정하면 선형 OTA의 입력은 (+)단자는 V_{CNT} 가 입력되고 (-) 단자는 접지로 주어지게 된다. 이때 선형 OTA의 출력전류는 $g_m V_{CNT}$ 로 주어지고 이 전류가 커패시터 C에 충전되므로 $v_C(t)$ 는 다음과 같은 식으로 주어진다.

$$v_C(t) = \frac{g_m V_{CNT}}{C}t + V_{TL} \quad (5)$$

$v_C(t)$ 전압이 V_{TH} 보다 커지면 상부 비교기에 의해 RS F/F을 리셋(reset)되어 S_1, S_4 이 OFF되고 S_2, S_3 가 ON된다. $t = T_1$ 에서 $v_C(t) = V_{TH}$ 이 되므로 T_1 을 구하면

$$T_1 = \frac{C(V_{TH} - V_{TL})}{g_m V_{CNT}} \quad (6)$$

상기 동작에 의해 T_2 구간에서는, S_2, S_3 이 ON되고 S_1, S_4 가 OFF되므로, 선형 OTA의 출력전류는 $-g_m V_{CNT}$ 로 주어지고 이 전류가 커패시터 C에 충전되므로 $v_C(t)$ 는 다음과 같은 식으로 주어진다.

$$v_C(t) = -\frac{g_m V_{CNT}}{C}t + V_{TH} \quad (7)$$

$v_C(t)$ 전압이 V_{TL} 보다 작아지면 하부 비교기에 의해 RS F/F

을 셋트(set)되어 S_1, S_4 이 ON되고 S_2, S_3 가 OFF된다.
 $t = T_2$ 에서 $v_C(t) = V_{TL}$ 이 되므로 T_2 을 구하면

$$T_2 = \frac{C(V_{TH} - V_{TL})}{g_m V_{CNT}} \quad (8)$$

따라서, 전체 발진 주기 및 주파수를 구하면 다음과 같다.

$$T = T_1 + T_2 = \frac{2C(V_{TH} - V_{TL})}{g_m V_{CNT}} \quad (9)$$

$$f_{OSC} = \frac{g_m V_{CNT}}{2C(V_{TH} - V_{TL})} \quad (10)$$

VCO에서 사용한 선형 OTA의 $g_m = 1/R_S$ 이 되므로 최종 발진주파수는 다음과 같이 얻어진다.

$$f_{OSC} = \frac{V_{CNT}}{2CR_S(V_{TH} - V_{TL})} \quad (11)$$

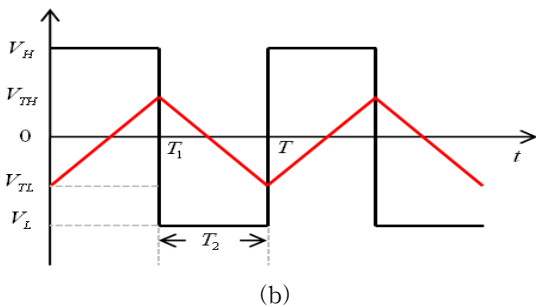
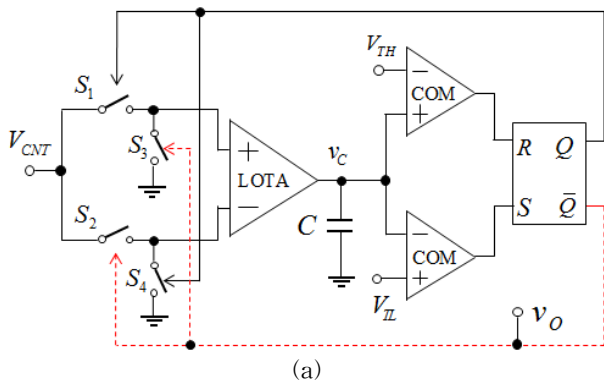


그림 3. 제안한 CMOS 선형 OTA를 사용한 VCO 회로도(a)와 타이밍도(b)

위식으로부터 제안한 VCO는 제어전압 V_{CNT} 에 의해 직접 제어된다는 것을 알 수 있다.

그림 3에 사용된 switch는 pMOS와 nMOS가 병렬로 연결된 CMOS 전송게이트를 사용하였으며, 그 회로를 그림 4에 나타냈다. 이 회로의 특징은 CLK가 High일 때 M_3 과 M_4 가 ON

되어 M_5 의 드레인에 입력전압이 인가되고 이 전압이 M_7 의 기판(bulk) 전압이 되어서, 다양한 크기의 입력전압에서도 $V_{BS7}=0V$ 를 만들어 M_7 의 문턱전압을 낮추는 역할을 한다는 것이다.

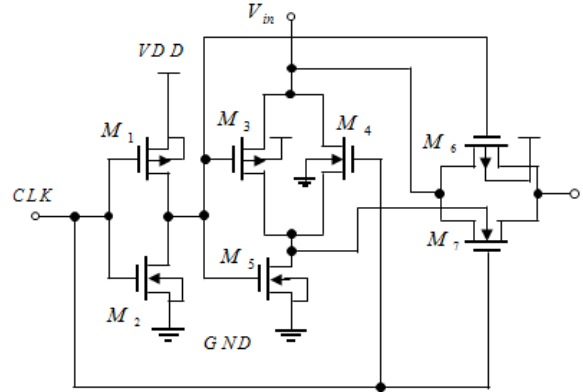


그림 4. 사용한 아날로그 switch의 내부 회로도

III. 실험 및 고찰

제안한 OTA회로들과 선형 OTA를 이용한 VCO 회로(그림 3)를 TSMC 0.35 μ m CMOS 공정 모델파라미터를 사용하여 PSPICE 시뮬레이션을 통해 동작원리와 그 성능을 검증하였다. 선형 OTA 회로(그림 1)의 시뮬레이션 조건은 $V_{DD} = 5.0V$, $I_B = 100\mu A$, $R_S = 40k\Omega$ 이고, 비교기(그림 2) 회로에서는 $I_B = 20\mu A$ 이었다. VCO에서는 $C = 10pF, 30pF, 50pF$ 를 사용하였고 $10k\Omega$ 의 저항을 사용하여 $V_{TH} = 3.3V$, $V_{TL} = 1.7V$ 로 설정하였다.

제안한 OTA의 트랜스컨덕턴스의 특징은 그림 5에 나타냈다. 그림과 같이 입력선형범위가 0~3.5V까지임을 확인하였고 이 범위에서 선형성은 0.5%이하였다.

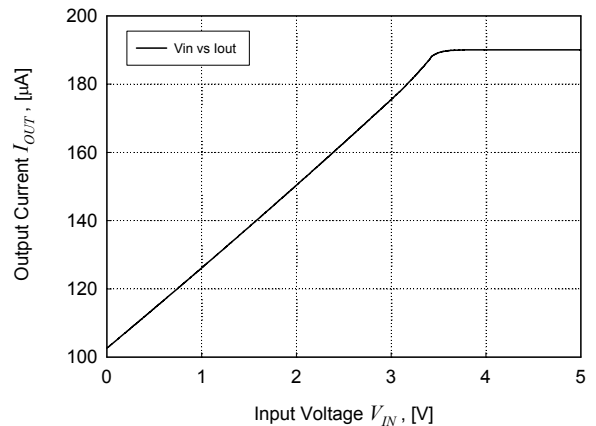


그림 5. 제안한 OTA의 트랜스컨덕턴스 특징

그림 6은 입력 제어전압이 0.5~3V의 범위에서 커패시터 값에 따른 발진 주파수의 특징을 나타낸 것이다. 이 결과로부터 커패시터의 용량이 작을수록 선형성이 열악하며 주파수 변화 폭이 크다는 것을 알 수 있는데, 이것은 OTA의 유한한 출력저항의 영향으로 생기는 현상으로 판단된다.

그림 8은 $C=30pF$, $V_{CNT}=0.5V, 2.0V, 3.0V$ 일 때 제안한 VCO의 발진 파형을 나타낸 것이다. 제안한 VCO의 성능결과를 표 2에 나타냈다.

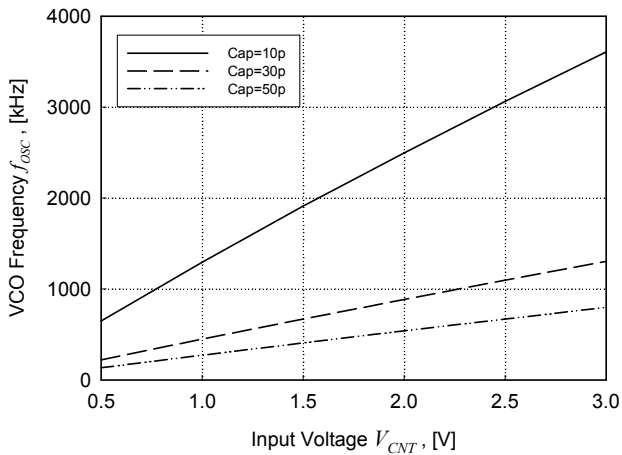


그림 6. 제안한 VCO의 제어전압에 대한 발진주파수의 특징

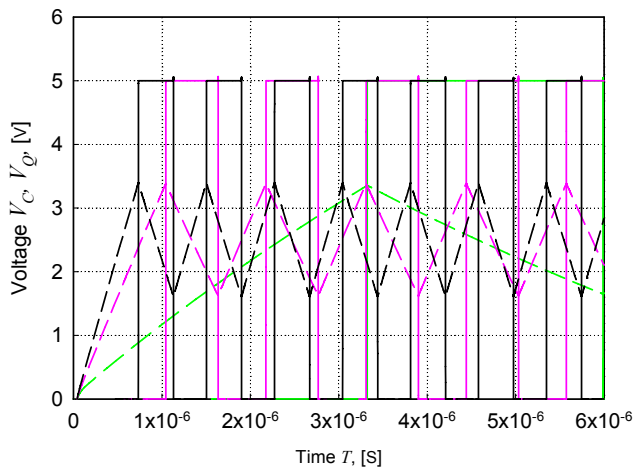


그림 7. 제어전압이 0.5V, 2V, 3V일 때 VCO의 출력파형

표 1. 제안한 VCO의 성능결과

Parameter	Results
DC supply voltage	5V
Control voltage range	0.5V ~ 3V
Output frequency Range	220.97k ~ 1309.63KHz (C=30pF)
Power consumption	1.5mW

IV. 결 론 및 향후 연구 방향

단일전압 CMOS 선형 OTA와 비교기를 설계하였고 이를 이용한 선형 VCO를 설계하였다. 시뮬레이션 결과 단일전원으로 ICMR의 범위가 0.5~3.3V까지 넓어진 것을 확인할 수 있었고, 이를 이용하여 VCO의 주파수 범위가 220.97kHz~1309.63KHz가 나오는 것을 확인하였다. 따라서 제안한 선형 OTA은 단일 공급전원 전압제어 발진기뿐만 아니라, 여파기, 자동이득 조절기 등에 빌딩블록으로 유용하게 사용될 것이다. 현재, 제안한 회로 OTA와 VCO는 반도체 칩으로 구현하기 위해 회로를 최적화하고 Layout 설계중이다.

참고문헌

- [1] Bialko and R.W.Newcomb, "Generation of All Finite Linear Circuits Using the Integrated DVCCS," IEEE Trans. Circuit Theory, pp. 733-736,1971.
- [2] Data sheet LM13600, National Semiconductor
- [3] 차 형우, 임화성, 정승희, "단일 전압 CMOS 선형 OTA와 이를 이용한 전압제어(VCO)의 설계", 대한전자공학회 하계학술대회, 2011년 6월
- [4] G. J. Gomez, S.H.K. Embabi and E. Sanchez-Sinencio, "A nonlinear macromodel for CMOS OTAs," Proc. ISCAS, pp.920-923, 1995
- [5] Behzad Razavi, Design of Analog CMOS Integrated Circuits, McGraw-Hill, 2001.
- [6] Data sheet LM324, National Semiconductor
- [7] R. Jacob Baker, "CMOS, Circuit design, Layout, and Simulation.", Second Edition, ch. 27, 1998

Pulsed- V_{dd} : 클럭 네트워크가 없는 동기회로 설계

안용수, 백돈규, 이동수, 신영수
KAIST 전기 및 전자공학과

Pulsed- V_{dd} : Synchronous Circuit Design without Clock Network

Yongsoo Ahn, Donkyu Baek, Dongsoo Lee, Youngsoo Shin
Department of Electrical Engineering
KAIST

Abstract

Almost all digital circuits designed these days are synchronous ones. A clock is responsible for synchronization and is distributed via clock (distribution) network, which requires significant design time and effort and incurs extra area and wirelength. We advocate that synchronous circuit can be designed without clock network. Instead, power supply V_{dd} network is made to carry periodic negative pulses. A new sequencing element is proposed, which internally generates a positive pulse with each negative pulse on V_{dd} and then latches input data using that pulse.

I. 서론

디지털 회로는 일반적으로 클럭을 이용하여 동기화한다. 클럭을 분배하기 위한 클럭 네트워크는 설계하기 어렵고, 공정 변이에 취약하며, 많은 전력을 소모한다[1]-[3]. 최근에 트리형태의 네트워크가 가지는 한계를 극복하기 위해 메시형태, 또는 메시와 트리를 혼용한 하이브리드 형태를 쓰게 되면서 이러한 문제가 더욱 부각되고 있다.

클럭 네트워크가 가지는 단점을 근본적으로 해결하는 방법은 클럭을 사용하지 않는 비동기 회로인데, 오랜 연구에도 불구하고 여러 가지 현실적인 문제로 인해 여전히 실제 회로에서는 사용되지 않고 있다.

본 논문에서는 동기회로에서 클럭 네트워크없이 클럭을 분배하는 방법을 제안하고자 한다. 기본이 되는 아이디어는 공급전압 네트워크 (V_{dd} network)에 주기

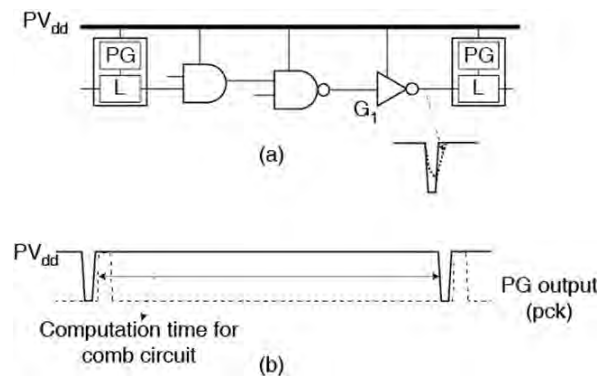


그림 1. (a) Pulsed- V_{dd} 의 개념 (b) PV_{dd} 와 pck 파형.

적인 펄스를 보내는 것이다. 메모리소자로는 pulsed latch를 사용하게 되며, 펄스 생성기에서 공급전압 네트워크의 펄스와 동기되는 펄스를 만들어 래치를 구동하게 된다. 제안하는 회로의 타당성을 32nm 공정에서 설계, 검증하였다.

II. 개요

그림 1(a)에 pulsed- V_{dd} 의 기본 개념이 설명되어 있다. 메모리소자들은 클럭 네트워크가 없기 때문에 클럭 입력을 따로 받지 않는다. 그림 1(b)에서 PV_{dd} 는 공급전압이면서 주기적인 펄스를 전송한다. Pulsed- V_{dd} 회로의 핵심 요소는 pck를 생성하는 펄스 생성기인데, pck는 PV_{dd} 의 펄스와 위상이 반대인 펄스이며 래치를 구동하는 역할을 한다. 하나의 펄스 생성기가 다수의 래치를 구동할 수 있지만, 본 논문에서는 펄스 생성기와 래치가 하나의 회로로 통합된 형태를 고려하였다.

그림 1(a)에서 G_1 의 출력(래치의 입력)이 1이면

PV_{dd} 펄스에 영향을 받아 신호가 왜곡된다. 그러나 이 왜곡은 PV_{dd} 펄스가 상승하면서 곧바로 회복되어, 데이터의 보존을 가능하게 한다.

PV_{dd} 펄스의 상승 에지와 pck 펄스의 상승 에지 사이의 간격이 래치의 셋업 시간보다 커야, pck 펄스의 상승 에지에서 데이터가 안전하게 저장될 수 있다. 래치의 입력이 PV_{dd} 펄스가 하강하기 직전까지는 안정화되어야 하므로 로직계산 입장에서 볼 때 PV_{dd} 의 펄스폭 만큼의 시간이 낭비된다고 볼 수 있다.

III. 펄스 생성기 구현

본 논문에서 제안하는 펄스 생성기는 그림 2와 같다. PV_{dd} 에 펄스가 생기기 전에 C 는 켜진 M_1 트랜지스터에 의해 충전되어 있다. M_2 는 꺼져 있고 M_3 는 켜져 있으며, 노드 n_1 과 n_2 는 연결되어 있지 않다. PV_{dd} 펄스가 하강하게 되면 M_2 가 켜지게 되어 C 에 저장되었던 전하가 n_1 과 n_2 사이에서 공유된다. 따라서 n_1 의 전압은 하강하고 n_2 의 전압은 상승한다. PV_{dd} 펄스가 상승하게 되면서 M_2 는 다시 꺼지게 되고 n_1 과 n_2 는 서로 차단된 상태가 된다. 이 때 C 는 서서히 다시 충전되어 M_3 를 켜게 되고, n_2 에서는 펄스가 만들어지게 된다. 그리고 이 펄스는 버퍼를 통해 보다 완전한 형태의 펄스가 된다.

래치의 정상 동작을 위한 pck의 최소 펄스폭은 60.6ps로, 이를 위해서는 53.6ps 이상의 펄스폭, 8.6ps의 하강 시간, 그리고 10.0ps의 상승 시간을 갖는 PV_{dd} 펄스가 필요하다. PV_{dd} 펄스의 상승 에지와 pck 펄스 사이의 시간은 9.2ps로, 이는 래치의 셋업 시간인 6.4ps보다 큰 값이기 때문에 래치는 pck 펄스의 상승 에지에서 정상적으로 데이터 처리가 가능하다.

IV. 실험

본 논문에서는 하나의 펄스 생성기와 하나의 래치를 상용 32nm 라이브러리에서 표준셀로 레이아웃 하였다. OpenCores[4]의 usb_funct 벤치마크를 테스트 회로로 사용하여 우선 RTL 합성을 했는데 이 때는 기존의 플립플롭을 이용하였다. 이후 모든 플립플롭을 펄스 생성기와 래치가 결합된 셀로 바꾸었다. 임의로 래치를 선택하여 입력과 출력 신호를 확인한 결과, 회로의 동작은 그림 3과 같이 기존 회로와 동일하였다.

Monte Carlo 실험 결과 클럭 스큐는 기존 회로에 비해 평균 9.4ps 정도 작았으며, 배선 길이 또한 12.9% 정도 짧았다.

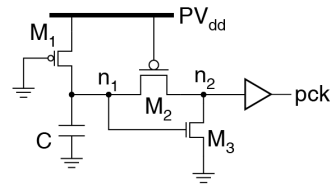


그림 2. 펄스 생성기.

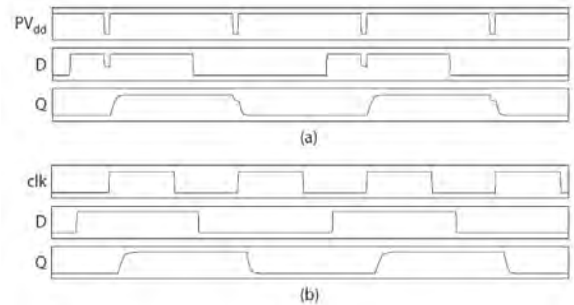


그림 3. 임의로 선택된 래치의 입출력 확인
(a) Pulsed- V_{dd} 회로, (b) 기존 회로.

V. 결론

본 논문에서는 동기회로에서 클럭 네트워크없이 클럭을 분배하는 방법을 제안하였다. 대신에, 공급전압 네트워크를 이용하여 펄스 신호를 전달함으로써 전원 공급과 함께 회로의 동기 동작을 할 수 있도록 하였다. Pulsed- V_{dd} 회로에서 래치 구동을 위해 중요한 요소인 펄스 생성기를 제안하였다. Pulsed- V_{dd} 회로는 공급전압 네트워크를 통해 펄스 신호가 전달되기 때문에 클럭 스큐가 작고, 클럭 네트워크가 사라져 배선 길이가 상대적으로 짧은 장점을 가진다.

참고문헌

[1] H. Su and S. Sapatnekar, "Hybrid structured clock network construction," IEEE/ACM International Conference on Computer-Aided Design, Nov. 2001, pp. 333-336.
 [2] P. Ho, "Industrial clock design," The International Symposium on Physical Design, Mar. 2009, pp. 139-140.
 [3] D. Chinnery and K. Keutzer, "Closing the power gap between ASIC & Custom," Springer, 2007.
 [4] OpenCores, Available <http://www.opencores.org>.

58.6 ~ 61.7GHz 0.11 μ m CMOS 전압제어발진기의 연구

이종석, 문용
 숭실대학교 정보통신전자공학부
 e-mail : ljs1385@ssu.ac.kr, moony@ssu.ac.kr

A Study on 58.6 ~ 61.7GHz 0.11 μ m CMOS Voltage Controlled Oscillator

Jongsuk Lee and Yong Moon
 Department of Electronic Engineering
 Soongsil University

Abstract

60GHz 전압 제어 발진기(VCO)를 0.11 μ m CMOS 공정을 사용하여 설계했다. 전압제어발진기는 스파이럴 인덕터를 사용한 LC타입 구조로 설계하였으며 임피던스 매칭과 출력신호의 분리를 위해 버퍼를 추가했다. 주파수 튜닝 범위는 58.6~61.7GHz까지 3.1GHz이며, 위상잡음은 중심주파수 60GHz의 1MHz 오프셋에서 -80.2dBc/Hz이다. 출력전력은 1.2V 전원전압에서 -2.3dBm이며, FOM_T는 -159.3dBc/Hz이다.

I. 서론

60GHz 대역의 응용과 같은 높은 데이터 통신 시스템을 위한 요구가 증가하고 있으며, 전압제어발진기의 필요성 또한 높아지고 있다[1]. 또한 60GHz 스펙트럼 주변의 대역폭이 산소 분자의 흡수율이 높기 때문에 장거리 무선 전송은 불가능 하지만 아직 허가되지 않은 대역에 대한 잠재력과 고속 데이터 전송에 대한 많은 장점이 있다[2]. 60GHz 대역의 주파수를 생성하기 위해서는 전압제어발진기를 주로 사용하는데, 주로 트랜스미션 라인이나 도파관으로 설계되고 있다[3]. 그러나 CMOS의 빠른 기술발전에 의해 공정의 변화 없이 전압제어발

진기도 집적회로에 IP로서 사용될 수 있도록 크기가 작은 칩이 연구되고 있다. 그래서 본 논문에서는 스파이럴 인덕터를 이용한 LC타입의 전압제어발진기를 설계하였으며 레이아웃을 통해 작은 면적을 확인했다. 전압제어발진기는 0.11 μ m CMOS 공정을 사용하여 설계하였으며 모의실험을 통해 60GHz 대역의 발진 주파수를 확인했다.

II. 전압제어발진기의 설계

60GHz 대역에서 동작하는 cross-coupled 차동 LC 전압제어발진기의 회로도들 그림1에 나타냈다.

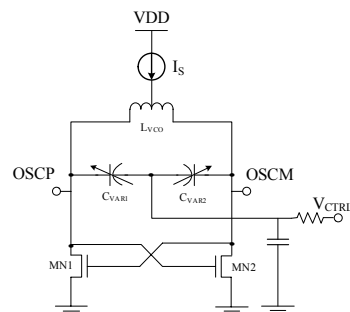


그림 1. 전압제어발진기 회로도

제한하는 전압제어발진기는 인덕터 기반의 LC타입 구조로 설계하였으며, 공정에 의한 변화를 최소화하기 위하여 최소의 소자만을 사용해 설계했다. 도파관이나

트랜스미션 라인을 기반으로 한 전압제어발진기는 트랜지스터로부터 높은 g_m 을 필요로하기 때문에 결국 높은 전력소모와 큰 기생 캐패시턴스를 가져온다. 이와 비교하여 인덕터를 기반으로 한 전압제어발진기는 공진 주파수에서 상당히 큰 임피던스를 제공하기 때문에 트랜지스터로부터 요구되는 g_m 값을 낮추주고 낮은 전력소모와 작은 기생 캐패시턴스를 가져온다. 높은 주파수에서 동작하기 위해서는 인덕터와 캐패시터 값이 작아야 하데 그 이유는 전압제어발진기의 발진주파수와 직접적인 영향이 있기 때문이며, 이를 수식으로 표현하면 식(1)과 같다.

$$Frequency = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_{VCO}}{2}(C_{var1} + C_{buff} + C_{NM} + C_{par})}} \quad (1)$$

식(1)에서 C_{var1} 은 C_{var2} 와 같은 값으로 배랙터의 가변 캐패시턴스 값을 의미한다. C_{buff} 은 전압제어발진기 출력단에 연결되는 버퍼의 입력단 캐패시턴스이다. C_{NM} 은 MN1과 MN2의 C_{ds} 와 C_{db} 등 cross-couple 된 NMOS의 드레인쪽에서 보이는 캐패시턴스이고 C_{par} 은 그 외 소자들끼리 연결하고 있는 메탈라인에서 생기는 캐패시턴스를 의미한다. 임피던스 매칭 또한 중요사항이기 때문에 출력단에 버퍼를 추가하여 설계하였으며 회로도도 그림2와 같다.

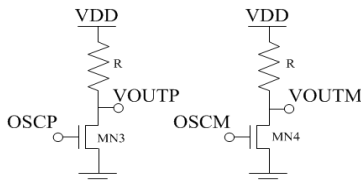


그림 2. 출력 버퍼 회로도

MN3과 MN4는 전압제어발진기의 출력(OSCP/OSCM)을 입력받아서 180도의 위상차로 OOUTP와 OOUTM을 내보낸다. MN3과 MN4는 버퍼의 출력과 전압제어발진기의 입력을 분리시키는 역할을 한다. 저항 R은 측정장비와의 출력임피던스를 맞춰주기 위해 50Ω을 사용했다. R 대신에 인덕터를 사용하면 출력단 스윙폭을 더 크게 얻을 수 있지만 그렇게 되면 버퍼의 크기가 커지기 때문에 면적을 고려한 설계를 하였다.

III. 시뮬레이션 결과

제안한 60GHz 전압제어발진기의 설계 및 검증은 CADENCE SPECTRE 툴을 이용하였다. 그림3은 설계한 전압제어발진기의 레이아웃이다.

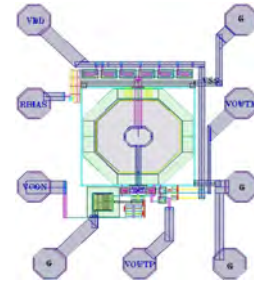


그림 3. 전압제어발진기 레이아웃

패드를 제외한 코어부분의 크기는 0.19mm × 0.25mm이다. 그림4는 V_{CTRL} 전압과 I_S 전류를 조절하여 주파수 튜닝범위와 출력 침두치를 시뮬레이션한 결과이며, I_S 는 저항값(res)에 의해 조절된다.

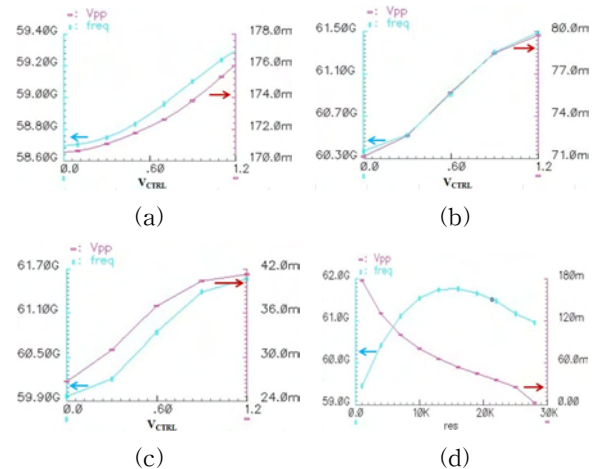


그림 4. (a) 저항1kΩ일 때 V_{CTRL} 에 대한 출력
(b) 저항10kΩ일 때 V_{CTRL} 에 대한 출력
(c) 저항20kΩ일 때 V_{CTRL} 에 대한 출력
(d) V_{CTRL} 값이 1.2V일 때 저항값에 대한 출력

저항값과 V_{CTRL} 전압에 따라 약 58.6GHz~61.7GHz의 주파수 튜닝범위를 가지며 이는 중심주파수를 기준으로 5.2%의 대역을 가진다. V_{CTRL} 전압에 따른 K_{VCO} 는 700MHz/V이며 소모전류는 전원전압 1.2V에서 10mA이다. 또한 버퍼를 사용하여 2.3dBm의 큰 출력전력을 확인했다. 전압제어발진기는 튜닝범위 이외에도 위상잡음이 중요하며 이에 대한 시뮬레이션 결과는 그림5와 같다.

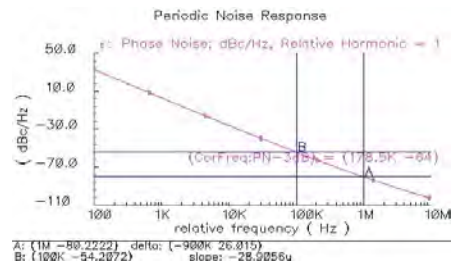


그림 5. 위상잡음 모의실험

위상잡음은 100kHz 오프셋에서는 -54.2dBc/Hz이며 1 MHz 오프셋에서는 -80.2dBc/Hz이다. 전압제어발진기의 성능을 비교하기 위하여 아래와 같은 식의 FOM_T을 사용하였으며, 정의는 식(2)와 같다.

$$FOM_T = L\{Af\} - 20 \log \left(\frac{f_0}{Af} \cdot \frac{FTR}{10} \right) + 10 \log \left(\frac{P_{bc}}{1mW} \right) \quad (2)$$

식(2)에서 P_{bc}는 전압제어발진기의 소모전력이다. FOM_T값은 작을수록 전압제어발진기의 성능이 좋다는 것을 의미하며 이전에 발표된 전압제어발진기의 경우 -127.87의 값을 가진다[4]. 설계한 전압제어발진기의 경우에는 계산결과 약 -159.3dB를 확인했으며 기존 전압제어발진기와 비교하여 좋은 성능을 가짐을 확인하였다.

IV. 결론

60GHz 대역에서 동작하는 전압제어발진기를 0.11μm CMOS 공정으로 스파이럴 인덕터를 사용하여 설계했다. 트랜스미션라인이나 도파관이 아닌 인덕터를 기반으로 설계하였기 때문에 면적에서의 이점을 갖는다. 설계한 전압제어발진기는 NMOS cross-coupled differential LC 타입으로 설계하였으며, 튜닝범위를 넓히기 위해 전압 제어 이외에도 저항을 이용한 전류 조절 방법을 사용했다. 모의실험결과 설계한 전압제어발진기는 기준주파수 60GHz에서 5.2%의 튜닝범위와 -2.3dBm의 출력전력을 가진다. 위상잡음은 100kHz 오프셋에서 -54.2dBc/Hz, 1MHz 오프셋에서 -80.2dBc/Hz이다. 전압제어발진기의 성능을 비교하기 위해 FOM_T를 이용하였으며, 계산된 FOM_T값은 -159.3dB이다. K_{VCO}는 700MHz/V이며 소모전류는 전원전압 1.2V에서 10mA이다.

본 연구를 통하여 첨단 공정이 아닌 일반적인 CMOS 공정을 사용하여도 밀리미터 대역의 고속 데이터 전송이 가능한 우수한 성능의 전압제어발진기를 구현할 수 있다는 것을 시뮬레이션을 통해 확인했다. 제안하는 전압제어발진기는 WPAN 등 고속 데이터 전송 등 다양한 적용이 가능하다.

감사의 글

본 연구는 2012년도 산업통산부의 재원으로 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제(No. 20124010203160)입니다.

참고문헌

- [1] Xiang Yi, Chirn Chye Boon, Hang Liu, Jia Fu Lin, Jian Cheng Ong and Wei Meng Lim, "A 57.9-to-68.3GHz 24.6mW frequency synthesizer with in-phase injection-coupled QVCO in 65nm CMOS," ISSCC, IEEE, pp.354-355, Feb. 2013.
- [2] Yeo Kiat Seng, Do Anh Tuan, Tan Yung Sern, Kang Kai and Lu Zhenghao, "A 57~66GHz CMOS voltage-controlled oscillator using tunable differential inductor," ISOC, IEEE, pp.383-386, Nov. 2012.
- [3] Katz, A., Degani, O., Shacham-Diamand, Y. and Socher, E., "Design and optimization of a low-noise cross-coupled fundamental VCO in 90nm CMOS for 60GHz applications," SiRF, IEEE, pp.13-16, Jan. 2011.
- [4] Katz, A., Degani, O., Shacham-Diamand, Y. and Socher, E., "A beyond 60GHz cross-coupled fundamental VCO in 45nm CMOS," IEEE, COMCAS, pp.1-5, Nov. 2009.

CNT 트랜지스터를 이용한 카오스 오실레이터

응우옌반하, 박원경, 김부강, 양현석, 박용수*, 송한정
 인제대학교, 나노시스템공학과,*충청대학교 전기전자학부
 e-mail : vie.hanguyen89@gmail.com, hjsong@inje.ac.kr

CNT Transistor Based Chaotic Oscillator

Van Ha Nguyen, Wonkyeong Park, Bukang Kim, Hyunsuk Yang, Yongsu Park*, Han-Jung Song
 Department of Nano Engineering, Inje University

*Department of Electrical Electronic Engineering Chungcheong University

Abstract

This paper presents CNT (Carbon Nano Tube) transistors based chaotic oscillator for low voltage chaotic signal generation. The equivalent sub-circuit of the CNT transistor for SPICE analysis was modeled. The proposed CNT based chaotic oscillator consists of two nonlinear function blocks, capacitors, clock pulses and so on. SPICE results showed that proposed circuit can make various chaotic signals by control voltage.

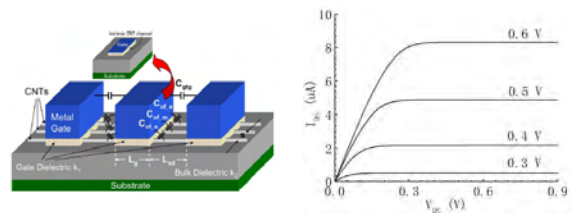
I. Introduction

카오스 이론은 고전역학과는 달리 자연계의 무질서한 현상으로부터의 질서를 탐구하는 근래에 주목받게 된 대표적인 비선형 동력학이론의 하나이다. 최근 이러한 카오스이론에 대한 연구가 지속되고 있고, 특히, 다양한 공학적 응용을 위한 전자회로 구현이 주목을 받고 있고. 본 연구에서는 저전압으로 구동되는 CNT(Carbon Nano Tube) 기반의 카오스 오실레이터를 구현하였다.

II. CNT based chaotic oscillator

그림 1은 본 연구에서 사용한 탄소나노튜브(CNT)

트랜지스터의 구조와 전류-전압(I-V) 특성이다. 그림 1에서 볼 수 있듯이 기존의 트랜지스터보다 낮은 전압(0.9 V)에서 동작하며, 드레인 전류 역시 μA 레벨의 낮은 전류로 동작한다.



(a) CNT트랜지스터구조 (b) I-V 특성 곡선
 그림 1. CNT 트랜지스터 구조 및 I-V 특성 곡선

본 논문에서는 CNT 트랜지스터 기반 카오스 회로를 구현하기 위하여, 스탠포드 대학에서 제시한 CNT 트랜지스터 파라미터를 사용하였다. 그림 2는 제안하는 CNT 기반 카오스 오실레이터이다. 카오스 회로는 비선형 함수 발생기 회로 2개와 샘플 앤 홀드 회로, 비결침 2상 클럭으로 구성된다. 이 시스템은 시각 t 에서 $x(t)$ 가 두 번째 비선형 함수 발생의 입력이 되어 $x(t+1)$ 을 결정하고 그 값이 다시 첫 번째 비선형 함수 발생기의 입력으로 귀환하는 방식으로 동작한다.

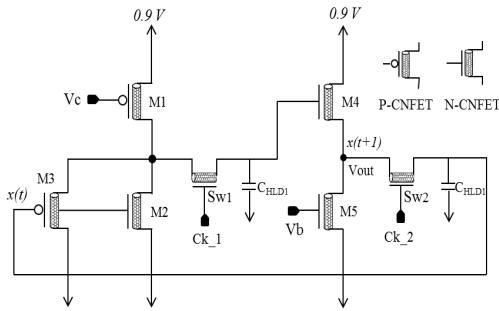


그림 2. CNT 기반 카오스 오실레이터

그림 3은 카오스 회로에 필요한 비선형 함수 블록과 DC 특성을 나타내었다. 이 회로는 제어 전압을 통하여 함수의 비선형성을 조절 가능하도록 설계하였다.

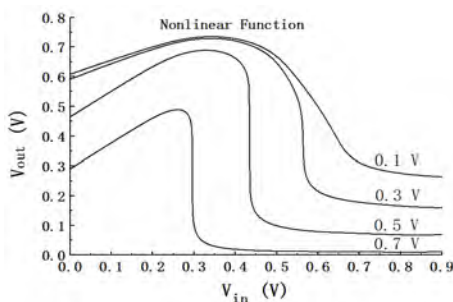
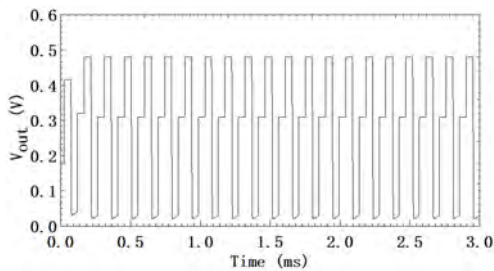


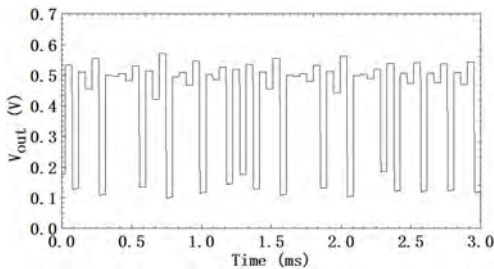
그림 3. 비선형 함수블록의 특성

III. SPICE Simulation

본 논문에서는 제안하는 CNT 트랜지스터 기반 카오스 오실레이터에 대해 HSPICE 해석을 실시하였다.



(a) 3주기 출력신호



(b) 카오스 출력 신호

그림 4. CNT 카오스 오실레이터의 모의실험 결과

그림 4에 카오스 오실레이터의 모의실험 결과를 나타내었다. 제어전압 V_c 가 0.6 V일 때, 그림 4(a)에서 보듯이 3주기성의 특성을 보인다. 그림 4(b)에서 V_c 가 0.4 V일 때 카오스 특성을 보인다. 회로의 출력결과로 제어전압에 따라 불규칙한 카오스 특성을 나타내고 있다. 비선형 함수 블록과 클럭 주파수에 대한 정밀한 튜닝이 이루어진다면, 안정적인 카오스 특성이 나올 것으로 사료된다.

IV. Conclusion

본 논문에서는 CNT 트랜지스터를 사용한, 저전압에서 동작하는 카오스 오실레이터를 제안하였다. SPICE 회로설계가 가능한 CNT 트랜지스터의 sub-circuit 등가모델을 제안하였고, 2개의 비선형 함수 블록과 비접촉 2상 클럭으로 구동되는 카오스 회로에 적용하여 모의실험을 실시하였다. 제안된 회로는 SPICE 모의실험을 통하여 카오스 신호가 생성됨을 확인하였다.

감사의 글

본 논문은 IDEC (IC Design Education Center)의 지원 및 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임.(2011-0011698)

References

- [1] R. May, Simple mathematical models with very complicated dynamics, Nature, vol. 261, pp. 459-476. 1976.
- [2] P. Dudek and V.D. Juncu, "Compact discrete-time chaos generator circuit", Electronics Letters, Vol. 39, pp.1431-1432, 2003.
- [3] Jie Deng, H.S. Philip Wong, A Compact Spice Model for Carbon - Nanotube Field - Effect Transistors Including Nonidealities and Its Application, IEEE, vol, 54, pp. 3186-3194, 2007.

High-k/metal-gate CMOS 반도체 소자의 게이트 전극 일함수 변화의 특성화에 관한 연구

남효현, 신창환
서울시립대학교 전자전기컴퓨터공학과
e-mail : cshin@uos.ac.kr

Investigation of work-function variation in high-k/metal gate CMOS technology

Hyohyun Nam and Changhwan Shin
School of Electrical and Computer Engineering
University of Seoul

Abstract

The modeling for the work-function variation (WFV) is closely associated to the generation of the grain shapes. In this paper, two different probability distributions (*i.e.*, Gaussian *vs.* Rayleigh) for the grain shapes are used for the WFV modeling. And we proposed a new parameter [*i.e.*, the ratio of average grain size to gate area (RGG)] for estimating the WFV in this study.

I. 서론

지난 50년 전부터 최근까지 무어의 법칙에 따른 반도체 소자 집적화를 위한 급격한 기술발전은, 단위 칩당 약 10억개 이상의 반도체 소자들로 구성되어 있는 시스템 및 메모리 반도체 칩의 등장을 가능케 하였다. 이 반도체 칩은 작게는 스마트폰부터 개인용 PC 및 대용량 고성능 서버급 컴퓨터까지 일상생활에 널리 쓰이는 디지털 기기들의 동작을 책임지고 있다. 이러한 시스템 및 메모리 반도체 칩 내에서 가장 핵심적인 역할을 수행하는 반도체 소자가 트랜지스터이다. 하지만, 반도체 집적회로의 집적도를 높이기 위해 소스와 드레인인 물리적인 간격, 즉 채널길이를 줄여감에 따라 게이트의 채널 전체영역에 대한 제어능력이 점점 약해져

가고 있다. 특히 게이트에서 가장 멀리 떨어진 채널의 일부 영역을 통하여 트랜지스터가 OFF상태임에도 불구하고 미세한 누설 전류가 흐르게 된다. 그 결과, 채널길이가 20-nm급인 트랜지스터의 경우, 소자가 동작하지 않는 OFF상태에서 칩이 소모하는 전력량 (static powerconsumption)이, 동작하는 동안 소모하는 전력량 (active power consumption)과 거의 비슷한 수준에 이르게 되었다는 것이 보고되었다 [1]. 그리고 반도체 업계의 선두 주자인 Intel에서는 dual-core급 이상의 CPU가 소모하는 power density가 핵원자로 (nuclear-reactor)와 거의 비슷한 수준까지 이르렀다고 최근 발표하였다 [2]. 또한, power density 문제 이외에 반도체 소자의 물리적 채널길이가 30-nm 이하로 작아짐에 따라 급격히 증가하는 intrinsic threshold voltage (V_{TH}) variation [e.g., Line Edge Roughness (LER), Random Dopant Fluctuation (RDF), Work-Function Variation (WFV)] 문제가 오늘날 널리 사용 중인 planar bulk MOSFET이 극복해야 할 가장 큰 기술적 난관이라고 할 수 있다 [3].

이들을 해결함과 동시에 short-channel effect [V_{TH} roll-off 및 Drain-Induced Barrier Lowering (DIBL)]를 줄이기 위하여, 세계 다수의 반도체 회사 (Intel, Samsung, IBM, TSMC, Globalfoundries등)들은 Silicon-On-Insulator (SOI) substrate를 사용한 Fully-Depleted Silicon-On-Insulator (FD-SOI) MOSFET 과 3차원 구조의 FinFET을 차세대 반도체 소자로 채

택하였다. 또한, 현재 널리 사용 중인 High-k /Metal-gate (HK/MG) 기술을 적용시킴으로써, 유효 gate-to-channel capacitive coupling을 극대화하여 게이트가 채널을 제어하는 능력을 향상시키려는 노력을 하고 있다.

하지만, HK/MG 기술은 poly-crystalline 형태의 grain을 생성시켜 WFV를 유발 시킨다. Intrinsic V_{TH} variation중 하나인 WFV-induced V_{TH} variation은 칩 설계에 중요한 고려사항인 V_{TH} mismatch가 LER, RDF에 비하여 더욱 심각하게 발생한다는 것이 이전 연구결과에 의하여 밝혀졌다 [5].

본 연구결과를 통하여 WFV 모델링에 대한 새로운 접근방법을 제시함으로써 이전 연구들 [5, 6]이 실험 [4] 및 시뮬레이션 결과 [7]와 일치하지 않았던 한계를 해결할 수 있을 것으로 예상된다. 동시에, $\sigma(WFV)$ 값을 예측하는데 있어 보다 손쉽고 정확한 방법을 제안하여 학계 및 산업계에 새로운 로드맵을 제공할 것으로 기대된다.

II. 본론

가우시안 분포에만 의존한 이전 연구들 [5, 6]과 달리, 본 연구에서는 가우시안 및 레일리 확률분포를 사용하여 사각형의 grain들로 구성된 게이트 전극내의 WFV를 모델링하였다. HK/MG 기술에서 널리 사용되는 금속재료인 TiN의 방향에 대한 확률값, 그리고 각 방향의 Work-Function (WF)값 [5]을 WFV 모델링에 사용하였다. 그림 1의 순서도를 따라 하나의 트랜지스터에 대한 전체 grain수 (N)가 결정이 되면 그림1-④에 있는 식을 이용하여, 평균적인 WF값을 계산하였다. 이 방법을 총 10만번 반복하는 Monte-Carlo (MC) 시뮬레이션을 수행함으로써 $\sigma(WFV)$ 값을 예측한다.

그림 2에서 보여 지는 바와 같이, 가우시안 확률분포를 사용하여 grain을 발생시키면 크기가 거의 같은 정사각형 형태의 grain이 생성된다. 그러므로 10만개의 트랜지스터는 대부분이 같은 수의 N을 가지게 되므로, 정확한 WFV 모델링에 한계가 있다. 사실, Atomic Layer Deposition (ALD) 공정으로 인하여 grain이 발생되는 크기는 매우 작으나, annealing 공정과정에서 주변의 같은 방향성을 가진 grain과 합쳐지는 경향이 강하기 때문에 큰 크기의 grain이 생기는 현상이 발생한다. 이런 현상을 잘 묘사하는 레일리 확률분포를 사용하게 되면 다양한 크기의 grain을 가지는 트랜지스터의 WFV를 더욱 정교하게 모델링 할 수 있게 된다. 다시 말해서, 10만개의 트랜지스터가 다양한 수의 N을 얻게 되므로 정확한 WFV 모델링에 근접할 수 있다. 여기서 주목할 점은 N의 분포가 WFV 모델링의 가

장 핵심적인 요소가 되기 때문에, 어떤 형태의 grain을 발생시켜 WFV 모델링을 하느냐가 WFV-induced $\sigma(V_{TH})$ 예측의 관건이라고 할 수 있다. 그러므로 실제 금속 게이트의 ALD공정 시, grain이 random하게 발생하는 형태와 거의 유사한, 즉 사각형 형태인 grain의 가로, 세로 길이를 다양하게 얻을 수 있는 레일리 확률분포가 WFV 모델링에 가장 적합한 확률분포라고 할 수 있다 [8, 9].

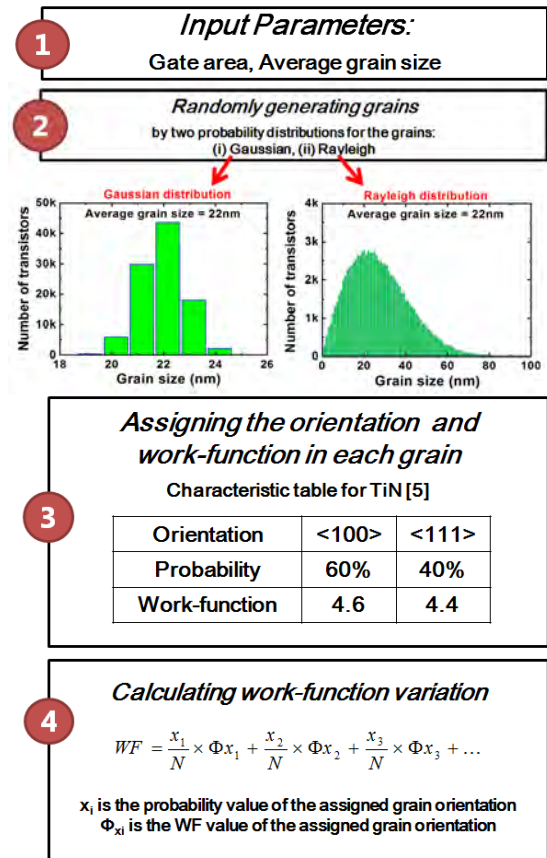


그림 1. 2개의 서로 다른 확률분포 (왼쪽:가우시안 분포, 오른쪽:레일리 분포)를 사용한 WFV 모델링 순서도.

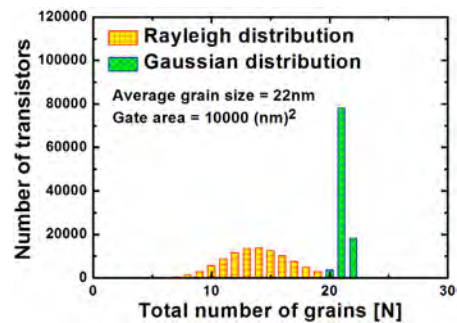


그림 2. 레일리 및 가우시안 분포를 이용하여 다양한 N을 갖도록 모델링된 트랜지스터의 분포도.

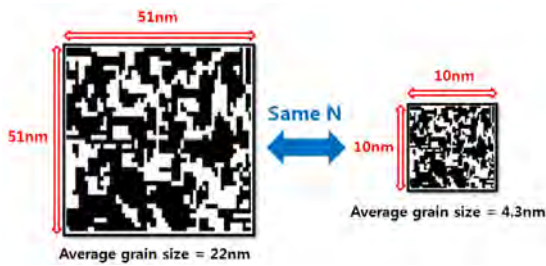


그림 3. Average grain size, Gate area가 다르지만 N이 같은 2개의 서로 다른 트랜지스터.

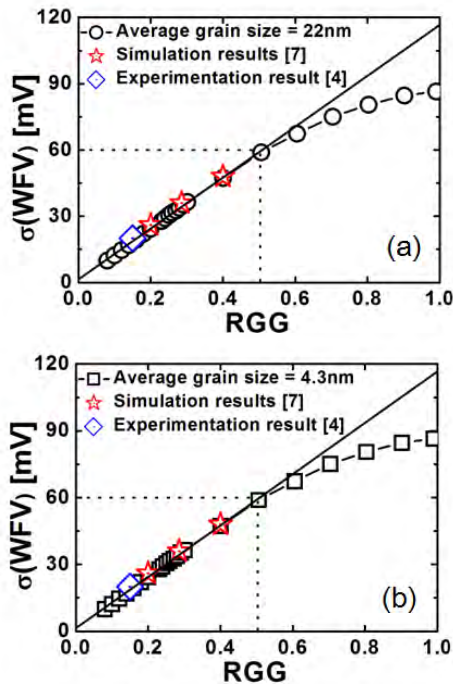


그림 4. $\sigma(\text{WFV})$ vs. RGG 그래프: Average grain size = (a) 22nm [5], (b) 4.3nm [4].

다음으로 그림 3의 동일한 N을 갖는 2개의 서로 다른 트랜지스터를 비교해 보면, 게이트 면적과 평균적인 grain의 크기가 다름에도 불구하고, 비슷한 크기의 평균적인 WF값을 얻을 수 있음을 예상해 볼 수 있다. 여기서 평균적인 WF값이 같지 않은 이유는 TiN의 경우, N이 동일하더라도 $\langle 100 \rangle$, $\langle 111 \rangle$ 의 방향을 가지는 grain의 수가 다르기 때문이다. 그러나 10만개의 트랜지스터를 MC 시뮬레이션하게 되면 averaging effect가 발생하여 $\sigma(\text{WFV})$ 값은 같아지게 될 것이다. 다시 말해, 게이트의 면적과 평균적인 grain의 크기에 상관없이 N이 같다면 10만번 반복하는 MC 시뮬레이션을 통하여 같은 크기의 $\sigma(\text{WFV})$ 값을 얻을 수 있다. 이때, 동일한 N을 갖기 위하여 게이트의 면적과 평균적인 grain의 크기 사이에 일정한 비율이 존재하는데,

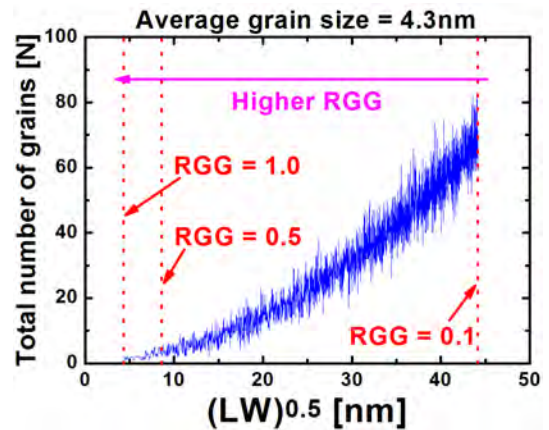


그림 5. RGG를 0.1부터 1까지 증가시키며 random 하게 발생시킨 N의 분포를 보여주는 그래프.

이를 RGG ($\text{Average grain size} \times \frac{1}{\sqrt{\text{Length} \times \text{Width}}}$)라고 정의할 수 있다 [8]. RGG를 이용하여 구한 $\sigma(\text{WFV})$ 값이 이전 실험 결과 [4] 및 시뮬레이션 결과 [7]와 일치하는 것을 그림 4에서 확인할 수 있다. 흥미롭게도, RGG가 0.5보다 작은 구간에서는 $\sigma(\text{WFV})$ 값이 일정한 기울기를 가지며 linear하게 증가함을 확인할 수 있다. 하지만 RGG가 0.5인 지점부터는 non-linear하게 $\sigma(\text{WFV})$ 값이 증가하게 되는데, 이에 대한 이유가 그림 5에 설명되어 있다. RGG를 거의 0에 가까운 지점부터 1까지 증가시키며 발생하는 N을 조사해본 결과, 평균적인 grain의 크기가 게이트 면적의 절반인 critical point (RGG=0.5) 이후로는 거의 일정해지는 것을 볼 수 있다. 이러한 이유로 트랜지스터가 N을 다양하게 얻을 수 있는 RGG < 0.5 영역에서는 averaging effect로 인하여 $\sigma(\text{WFV})$ 가 linear하게 증가하지만, RGG > 0.5 영역에서는 N이 거의 비슷하게 되므로 $\sigma(\text{WFV})$ 가 non-linear하게 증가하게 된다. 또한, 10만개의 모든 트랜지스터가 하나의 grain만 가지게 되는 RGG > 1.0 영역에서는 $\sigma(\text{WFV})$ 가 saturation 됨을 예상해 볼 수 있다.

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 WFV 모델링에 적합한 확률분포를 살펴보았다. 실제 공정결과와 유사하게, 다양한 N을 얻을 수 있는 레일리 확률분포가 WFV 모델링에 적합하다는 것을 확인하였다. 그리고 새롭게 제시하는 RGG를 이용하면 손쉽게 $\sigma(\text{WFV})$ 값을 얻을 수 있다는 것을 제안하였다. 이 결과들을 통하여 HK/MG 기술을 사용한 반도체 소자의 WFV-induced V_{TH} variation을

줄이기 위해서는, gate material의 평균적인 grain 크기를 줄이거나 [4], TiN의 $\sigma(\text{WFV})$ 값이 122mV[$\sigma(\text{WFV})$ vs. RGG 그래프의 기울기 값에 해당] 보다 작은 기울기를 가지는 금속재료가 차세대 반도체 소자 기술에 등장해야 할 것이다 [8]. 또한, poly-crystalline 형태의 grain을 새로운 공정기술을 이용하여 amorphous화 시켜주는 방법 [10]도 꾸준히 연구 되어야 한다. 그리고 이 논문의 내용을 확장하여, 차세대 반도체 소자인 FD-SOI MOSFET과 FinFET에 대한 $\sigma(\text{WFV})$ 값을 RGG를 이용하여 예측하는 방법이 연구 되어야 할 것이다 [11].

Acknowledgment

This work was supported by the Basic Science Research Program through the National Research Foundation of Korea (NRF) funded by the Ministry of Education, Science and Technology (grant number: 2012014011).

참고문헌

- [1] T. C. Chen, "Where CMOS is going: trendy hype vs. real technology," in *IEEE International Solid-State Circuits Conference(ISSCC)*, February 2006.
- [2] Intel® Processors -- Specifications, [Online] Available: <http://ark.intel.com/Default.aspx>
- [3] A. Asenov, "Simulation of statistical variability in nano MOSFETs," in *Symp. VLSI Technology*, June 2007, pp. 86-87.
- [4] K. Ohmori, T. Matsuki, D. Ishikawa, T. Morooka, T. Aminaka, Y. Sugita, T. Chikyow, K. Shiraishi, Y. Nara, and K. Yamada, "Impact of additional factors in threshold voltage variability of metal/high-k gate stacks and its reduction by controlling crystalline structure and grain size in the metal gates," in *IEDM Tech. Dig.*, 2008, pp. 409-412.
- [5] H. F. Dadgour, K. Endo, V. K. De, and K. Banerjee, "Grain-orientation induced work function variation in nanoscale metal-gate transistors - Part I: modeling, analysis, and experimental validation," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 57, no. 10, pp. 2504-2514, October 2010.
- [6] Y. Chia-Hui, H. Ming-Hung, C. Hui-Wen, S. Zhong-Cheng, L. Yiming, and H. Watanabe, "Statistical simulation of metal-gate work-function fluctuation in high-k/metal-gate devices," in *IEEE International Conference on Simulation of Semiconductor Processes and Devices (SISPAD)*, 2010, pp. 153-156.
- [7] X. Wang, A. R. Brown, N. Idris, S. Markov, G. Roy and A. Asenov, "Statistical threshold-voltage variability in scaled decanometer bulk HKMG MOSFETs: A full-scale 3-D simulation scaling study," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 58, no. 8, pp. 2293 - 2301, August 2011.
- [8] H. Nam and C. Shin, "Study of high-k/metal-gate work-function variation using Rayleigh distribution," *IEEE Electron Devices Lett.*, vol. 34, no. 4, pp. 532-534, April 2013.
- [9] H. Nam and C. Shin, "Comparative study in work-function variation: Rayleigh vs. Gaussian distribution for grain size," *IEICE Electronics Express.*, vol. 10, no. 9, pp. 20130109, May 2013.
- [10] T. Matsukawa, Y.X. Liu, K. Endo, W. Mizubayashi, J. Tsukada, Y. Ishikawa, H. Yamauchi, S. O'uchi, H. Ota, S. Migita, Y. Morita, and M. Masahara, "Suppressed variability of current-onset voltage of FinFETs by improvement of work function uniformity of metal gates," in *Proc. IEEE 2013 VLSI-TSA*, 2013, pp.80-81.
- [11] H. Nam and C. Shin, "Investigation of work-function variation in FinFET and FD-SOI MOSFETs using RGG concept," *IEEE Electron Devices Lett.*, submitted, June 2013.

비균일 100V 급 초접합 트랜치 MOSFET Edge Termination 설계 연구

*노영환¹, 양일석²

¹우송대학교 철도전기·정보통신공학부

²한국전자통신연구원 IT-NT 융합그룹

e-mail : yhlho@wsu.ac.kr, ysyang@etri.re.kr

A Study on Design of Edge Termination on Non-uniform 100 V Class Super-junction Trench MOSFET

*Young Hwan Lho¹, Yil-Suk Yang²

¹Dep't of Electrical Railroad Electricity and Information Communication,
Woosong University

²IT-NT Convergence Group, ETRI

Abstract

A methodology for designing edge termination on non-uniform 100 V class super-junction (SJ) trench MOSFET is suggested to obtain the same breakdown voltage (BV) and the specific on-resistance ($R_{on,sp}$) as those of the main active region. In designing an edge termination of power MOSFET, there is a tradeoff relationship between breakdown voltage and specific on-resistance. In order to overcome the tradeoff relationship, a edge termination on non-uniform SJ MOSFET is studied and designed in this paper. The breakdown voltage of the edge termination is simulated as 120 V by SILVACO TCAD, which is consistent with the suggested theory.

I. 서론

초접합 (super-junction (SJ)) 트랜치(trench) 구조는 서로 다른 불순물 층이 서로 교번하여 형성된 구조로서 상부표면층상에 배선구조를 갖는 수평구조의 집적 회로와 달리 반도체층의 상부표면과 하부표면이 소오

스(source) 및 드레인(drain) 기능을 수행하는 수직구조(vertical structure)에서 트랜치 게이트 구조와 초접합 MOSFET 구조를 결합한 구조로 동일한 항복전압을 유지하면서 온-저항(on-resistance)을 낮추는 경향으로 발전하고 있다. 기존 개발된 TDMOS(trench double-diffused MOSFET)와 동일한 항복전압을 유지하면서 온-저항(on-resistance)을 낮추는데 용이하다. MOSFET 소자를 설계하는데 있어 항복전압(breakdown voltage)과 온-저항($R_{on,sp}$)간에 절충(tradeoff)이 필요하다. 항복전압을 높게 하면 온-저항이 높아지고 항복전압을 낮게 하면 온-저항이 낮아지는데 항복전압을 높게 하고 온-저항을 낮게 하는 것이 설계의 핵심으로 전력 반도체 소자의 온-저항과 항복전압을 최적화시키는 기술이 초접합 기술이다.

전력 반도체 소자의 반도체층은 턴-온(turn-on) 상태에서 드레인과 소오스 사이에 흐르는 드리프트 전류에 대하여 도통 경로를 제공할 뿐만 아니라, 턴-오프(turn-off) 상태에서는 인가되는 역방향 전압에 의해 수직 방향으로 확장되는 공핍영역을 갖는다. 반도체층의 불순물 농도에 의해 turn-on 상태의 온-저항($R_{on,sp}$)[1]이 결정되며, 이의 공핍층 특성에 의하여 전력 반도체 소자의 항복전압이 결정된다. 이때 전력 반도체 소자의 온-저항과 항복전압을 최적화시키기 위

해 제안된 기술이 SJ[2] 기술이다.

본 논문에서 초집합 termination 구조에서 전압을 인가 시 edge 부분의 전기장 분포의 집중을 완화시키기 위하여 P-N pillar의 개수와 폭에 따라 항복전압이 변화되는데 원하는 항복전압을 갖는 edge 영역의 최소 면적이 되도록 최적설계를 하는데 있다.

II. Edge termination 구조 및 설계

2.1 Edge termination 구조

초집합 구조는 반도체층의 수직방향으로 연장되는 일정한 폭은 N형 불순물 영역과 P형 불순물영역이 서로 교번하여 접하는 구조로서 서로 균형을 이루기 위해서는 등식 (2.1)의 관계가 성립된다.

$$N_D \times W_N = N_A \times W_P \quad (2.1)$$

여기서, N_D 와 N_A 는 각각 N형 도전 영역과 P형 도전 영역의 불순물 농도이며, W_N 과 W_P 는 각각 N형 도전 영역과 P형 도전 영역의 폭이다. 그림 1은 초집합 edge termination 구조를 보여주고 있는데 전기장이 높아지면 이온화 계수가 증가하여 항복현상이 발생된다. PNPN 구조에서 표면에서의 전기장의 분포가 일정하게 되도록 P와 N pillar의 폭을 조절하여 항복현상이 일어나는 임계 전기장 이하가 되도록 simulation을 통하여 설계한다. 이때 항복전압에서 공핍층의 분포를 확인하여 W_p 와 W_n 의 개수를 정하고 P영역의 안정성을 이루기 위하여 150 μm 의 P영역을 확보하며 최 외곽은 N pillar로 에워싸도록 설계한다. P와 N pillar의 doping 농도는 trench 부분과 같게 설정한다. 초집합 edge termination 구조에서 전압을 인가 시 edge 부분의 전기장 분포의 집중을 완화시키기 위하여 P-N pillar의 개수와 폭을 정하여 원하는 항복전압을 얻을 수 있도록 하고 edge 영역의 면적이 최소화 되도록 최적설계가 요구된다.

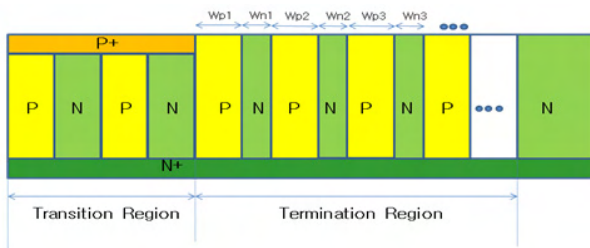


그림 1. 초집합 termination 구조

초집합 MOSFET 경우 전압과 전기장의 관계는 등

식 (2.2)과 같이 표현된다.

$$V = E_c L_d \quad (2.2)$$

여기서 V 는 외부인가 전압이고 E_c 는 임계전기장 (critical electrical field)이며 L_d 는 드리프트 영역의 길이를 나타낸다. 드리프트 영역의 도핑농도에 무관하게 일정한 전기장을 가지므로 planar 구조보다 항복전압을 크게할 수 있어 온-저항을 줄일 수 있는 구조이다.

2.2 Edge termination 설계

비균일 SJ TDMOS 구조에서 그림 2는 edge termination의 전기장분포를 나타내는데 항복현상이 외곽영역에서 발생되면 표면을 통해 전류가 흐르게 되어 신뢰성이 떨어지므로 신뢰성 확보를 위하여 main active 영역에서 항복현상이 발생되도록 설계되어야 한다. 그리고 edge termination의 항복전압은 main 활성영역(active region)과 같게 설계하고 단위 셀의 폭도 2.4 μm 로 동일하게 설계한다.

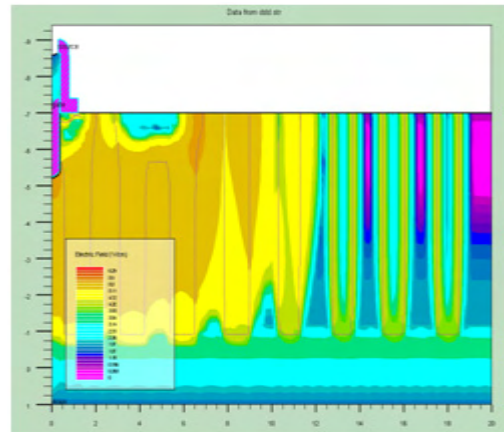


그림 2. 비 균일 SJ TDMOS 구조에서 Edge Termination의 전기장 분포

도핑농도(D_N)와 전위 분포(x)의 관계는 등식 (2.3)과 같다.

$$D_N = C \cdot 10^{B \cdot x} \quad (2.3)$$

여기서 C 는 비례상수이고, B 는 기울기를 나타내는 변수이다. 예를 들어 B 의 기울기를 찾기 위해 N pillar의 깊이가 2 μm 일 때 도핑농도는 $1 \times 10^{16} \text{cm}^{-3}$ 이므로 7 μm 일 때 도핑농도는 $2 \times 10^{16} \text{cm}^{-3}$ 이므로 등식 (2.3)에 대입하여 등식 (2.4)와 같은 관계식을 얻는다.

$$\log 2 = B \times 5 \times 10^{-4} \quad (2.4)$$

여기서 B 를 구할 수 있다. B 를 구한 후 등식 (2.3)에 대입하면 등식 (2.5)와 같다.

$$D_N = 10^{15.88} \times 10^{\frac{\log 2}{5 \times 10^{-4}} x} \quad (2.5)$$

등식 (2.5)를 이용하면 도핑농도에 대한 전위분포를 확인할 수 있는데 예를 들어 도핑농도가 $1 \times 10^{16} \text{cm}^{-3}$ 일 때 N pillar의 깊이가 $2 \mu\text{m}$ 이고 $2 \times 10^{16} \text{cm}^{-3}$ 일 때 $7 \mu\text{m}$ 임을 그림 4에서 확인할 수 있다.

III. 시뮬레이션

비균일 초접합 트랜치 MOSFET의 드리프트 영역에서 하단의 농도를 높게하고 상단 쪽으로 갈수록 농도를 낮게 하는 구조로서 Epi 층에 P/N pillar 형성이 어려워 lateral diffusion에 의한 P pillar의 폭이 넓어지므로 여러번에 걸쳐 implant 하고 epi growing을 반복적으로 하면 비교적 pillar 기울기가 굴곡이 없이 형성된다. 도핑농도는 설정된 항복전압의 목표값과 온-저항을 얻도록 설계되어야 한다. N type과 P type의 드리프트 영역의 도핑농도는 같게 설정한다. 실제로 도핑농도의 불균형이 발생하면 항복전압이 변화하는데, 불균형이 발생하는 동안에 전력 SJ MOSFET 구조의 온-저항은 P type의 드리프트 영역의 도핑농도가 변화하여도 공핍층의 변화가 미세하여 영향을 받지 않고, N type 드리프트 영역의 도핑농도에 의해 주로 영향을 받는다. 트랜치의 코너 N+의 저항은 $1 \sim 5 \text{m}\Omega \cdot \text{cm}^2$ 이고 gate oxide의 두께는 500 \AA [5]이다.

그림 3은 비균일 초접합 TDMOS 구조에서 edge termination의 전위분포(potential distribution)를 보여주고 있으며, 등고선(contour)은 상단에서 시작해서 하단에서 끝난다. Edge termination은 30개 등고선으로 구성되어 있는데 1개의 등고선은 4 V를 가리키므로 전체적으로 120 V와 같다. 그림 4는 항복전압 120 V에서 수직방향과 수평방향의 전위분포를 보여준다. Edge termination의 셀 구조는 비균일 SJ TDMOSFET의 main 활성화 부분과 동일한 온-저항과 항복전압을 가짐을 확인하였다. 이 결과 전하 coupling현상은 효과적으로 edge termination에서 일어남을 확인할 수 있었다.

균일 SJ TDMOS[6] 경우 드레인 전압이 증가하면서 도핑 농도별 전위분포가 일정한 값을 유지하는데 비해, 비균일 SJ TDMOS의 도핑 농도별 전위분포는 선형

적으로 증가함을 그림 4에서 확인할 수 있다. 여기서 전위 분포는 log scale이다.

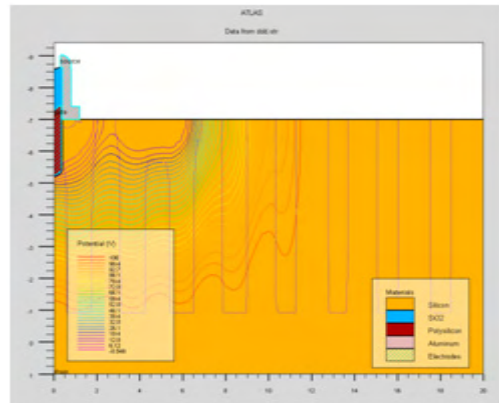


그림 3. 비균일 SJ TDMOS 구조에서 항복전압 (BV=120V)에서 Edge Termination의 전위분포

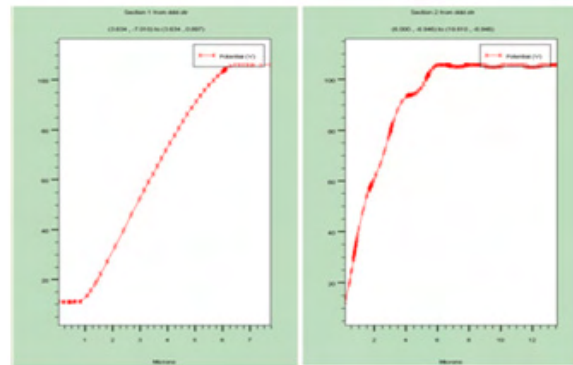


그림 4. 항복전압 120 V에서 수직방향 전위분포, 수평방향 전위분포

IV. 결론 및 검토

100-V 급 비균일 초접합 트랜치 edge termination SJ Trench MOSFET의 항복전압 120 V를 main 활성화 부분과 동일한 값을 얻었다. 여기서, 항복전압은 주로 N 드리프트 영역의 도핑농도와 pillar의 폭에 달려 있음을 확인하였다. 그리고 비균일 초접합 트랜치 MOSFET의 edge termination 기본구조를 설계하였고 분석하였다. 이 결과는 비균일 100 V급 초접합 트랜치 MOSFET의 칩을 구현하는데 활용되리라 본다.

후 기

본 연구는 지식경제부/한국산업기술평가관리원의 IT/R&D 프로그램으로 지원되었습니다.

참고문헌

- [1] B.J. Baliga, *Advanced Power MOSFET Concepts*, pp.166, pp.323-354, pp.381-396
- [2] Ying Wang, Hai-Fan Hu, Wen-Li Jiao, and Chao Cheng, "Gate Enhanced Power UMOSFET With Ultralow On-Resistance", *IEEE Electron Device Letters*, Vol.31, No. 4, April 2010
- [4] Yu Chen, Yung C. Liang, and Ganesh S. Samudra, "Design of Gradient Oxide Bypassed Super-junction Power MOSFET Devices", *IEEE Transactions*, Vol. 22. No. 4, July 2007
- [5] Jongdae Kim, Tae Moon Roh, Sang-Gi Kim, Il-Yong Park, Bun Lee, "A Novel Technique for Fabricating High Reliable Trench DMOSFETs Using Self-Align Technique and Hydrogen Annealing", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 50, No.2, 2003, pp. 378-383
- [6] Y. H. Lho et al., "Design of 100-V Super-Junction Trench Power MOSFET with Low On-Resistance," *ETRI Journal* Vol. 34, No. 1, pp. 134~137, Feb. 2012
- [7] SILVACO TCAD manual Atlas

RF MOSFET의 Non-Quasi-Static 게이트 저항을 위한 전압종속 Empirical 모델 방정식

이현준, 이성현
 한국의국어대학교 전자공학과
 e-mail : 2hj@hufs.ac.kr, shlee@hufs.ac.kr

A Voltage-Dependent Empirical Model Equation for Non-Quasi-Static Gate Resistance of RF MOSFETs

Hyun-jun Lee, Seonghearn Lee
 Department of Electronics Engineering
 Hankuk University of Foreign Studies, Korea

Abstract

The voltage-dependent data of non-quasi-static gate resistance is accurately extracted and modeled by an empirical equation with exponential decrease. The empirical model shows better agreement with measured S_{11} -parameters up to 30.1GHz than BSIM4 non-quasi-static one in the lower gate voltage range.

I. 서론

최근 무선통신 시장의 급속한 팽창에 따라 RF송수신기의 수요가 급증하고 있으며, 가격경쟁력에서 탁월한 silicon 집적회로가 널리 사용되고 있다. 특히 RF CMOS 집적회로 설계를 위해서는 넓은 바이어스 영역에서 정확한 RF model library 개발이 필수적이다. 정확한 RF MOSFET model을 개발하기 위해서는 channel 저항과 캐패시턴스가 ladder형태로 분포되어 발생하는 NQS (non-quasi-static) 효과를 고려하여야 한다. [1,2]. 이를 위해 기존 BSIM4 모델에는 channel 캐패시턴스인 C_{gs} 나 C_{gd} 에 직렬로 연결된 Elmore 등가 저항이 사용되고 있다 [3]. 하지만 이러한 BSIM4 모델은 동작주파수가 높아질수록 낮은 bias영역에서 MOSFET의 S_{11} -파라미터 모델링 정확도가 점점 나빠지는 문제가 발생하고 있다.

따라서, 본 연구에서는 이 문제점을 해결하기 위해 전압종속 NQS효과를 더 정확히 시뮬레이션할 수 있는 empirical 모델방정식을 구축한다.

II. 본론

본 연구에서는 gate length(L_g)가 $0.35\mu\text{m}$, unit finger

width(W_u)가 $2.5\mu\text{m}$ 이고, finger 수 (Nf)가 16인 multi-finger 형태의 N-MOSFET을 사용하였다.

먼저 RF MOSFET의 NQS 모델링을 위하여 그림 1과 같이 NQS 특성을 나타내기 위해 전극저항 $R_{g\text{eltd}}$ 와 NQS저항 R_{NQS} 를 분리하고, 외부 gate-source overlap 캐패시터 $C_{gs\text{o}}$ 와 gate-drain overlap 캐패시터 $C_{gd\text{o}}$ 를 병렬로 연결한 NQS BSIM4 등가 모델을 사용했다 [2].

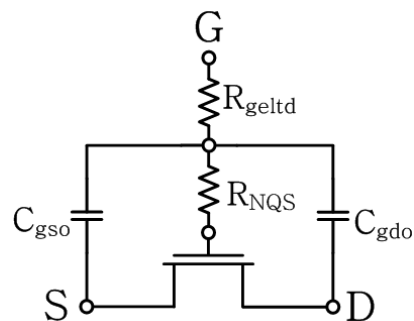


그림 1. NQS 모델을 나타낸 BSIM4 등가회로.

본 연구에서는 그림 1의 R_{NQS} 와 $R_{g\text{eltd}}$ 를 추출하기 위해 30.1GHz까지 측정된 S_{11} -파라미터와 최대한 일치되도록 curve-fitting을 수행하였다. R_{NQS} 는 채널방향으로 분포된 채널저항에 비례하므로 $V_{gs} - V_{th}$ 에 반비례하는 특성을 갖고 $R_{g\text{eltd}}$ 는 바이어스에 따라 무관하다. 따라서, R_{NQS} 가 무시되는 높은 $V_{gs} = 1.5\text{V}$ 에서 $R_{g\text{eltd}}$ 를 먼저 추출했다. 그 후에 추출한 $R_{g\text{eltd}}$ 를 고정시킨 후 V_{gs} 를 변화시키면서 V_{gs} 종속 R_{NQS} 를 추출했다. NQS 전압종속효과를 고려한 R_{NQS} 의 empirical 모델 방정식을 구축하기 위하여 추출한 $R_{g\text{eltd}}$ 를 고정시킨 후 V_{gs} 를 변화시키고 S_{11} -파라미터와 30.1GHz까지 일치되도록 curve-fitting 함으로 V_{gs} 종속 R_{NQS} 를 추출했다.

그림 2는 이와 같이 추출된 R_{NQS} 를 V_{gs} 에 대해 그린

그래프이다.

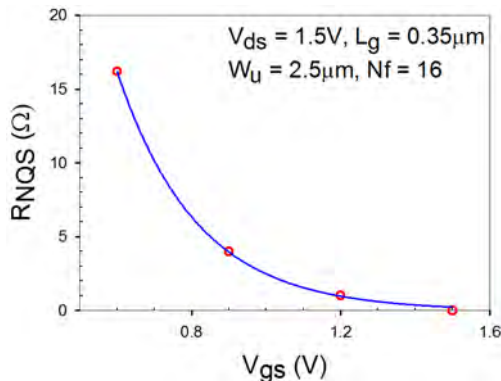


그림 2. RNQS 대 Vgs의 추출데이터와 식 (1)로 피팅한 곡선

이와 같이 Vgs에 따라 급격히 감소되는 RNQS의 전압증속효과를 모델링하기 위하여 아래와 같은 지수함수의 empirical 모델 방정식을 사용하였다.

$$R_{NQS} = a \cdot \exp(-bV_{gs}) \quad (1)$$

여기에서 a, b 파라미터들은 추출된 Vgs 증속 RNQS 데이터와 최대한 일치되도록 그림 2의 curve-fitting을 통하여 결정했다.

이와 같은 empirical 모델 방정식의 정확도를 증명하기 위하여 아래와 같은 기존의 NQS BSIM4 모델 [3]과 비교를 수행하였다.

$$\frac{1}{R_{NQS}} = XRCRG1 \cdot \left(\frac{I_{ds}}{V_{dseff}} + XRCRG2 \cdot \frac{W_{eff} \mu_{eff} C_{ox,eff} K_B T}{qL_{eff}} \right) \quad (2)$$

여기에서 XRCRG1과 XRCRG2는 각각 subthreshold 영역과 inversion 영역관련 SPICE 파라미터이며 S11-파라미터와 30.1GHz까지 최대한 일치되도록 curve-fitting함으로 결정되었다.

이와 같이 얻어진 각각의 과정을 통해 추출한 파라미터를 식(1)과 (2)에 대입하여 각각 시뮬레이션한 S11-파라미터를 측정데이터와 30.1GHz까지 그림 3에서 비교하였다. 그 결과 empirical 모델방정식을 대입한 모델이 기존의 NQS BSIM4 모델보다 고주파 영역의 낮은 게이트 전압에서 측정치와 더 잘 일치하였으며, 이는 empirical 모델 방정식의 정확성을 입증한다.

III. 결론

본 연구에서는 게이트 전압에 따라 급격히 감소하는 RNQS를 정확히 추출하였으며 curve-fitting을 통해 empirical 모델 방정식을 새롭게 구축하였다. 구축된 empirical 모델방정식은 기존의 NQS BSIM4 모델보다 S11-parameter 측정치와 30.1GHz까지의 고주파 영역에서 더 잘 일치함을 관찰하였다.

감사의 글

이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(2010-0025549).

참고 문헌

- [1] S. Lee and H. K. Yu, Solid State Electronics, vol. 45, pp. 359-364, 2001.
- [2] H.-J. Lee and S. Lee, Electronics Lett., vol. 48, pp. 1501-1503, 2012.
- [3] BSIM4.6.4 Manual, Department of Electrical Engineering and Computer Science, University of California, Berkeley, 2009.

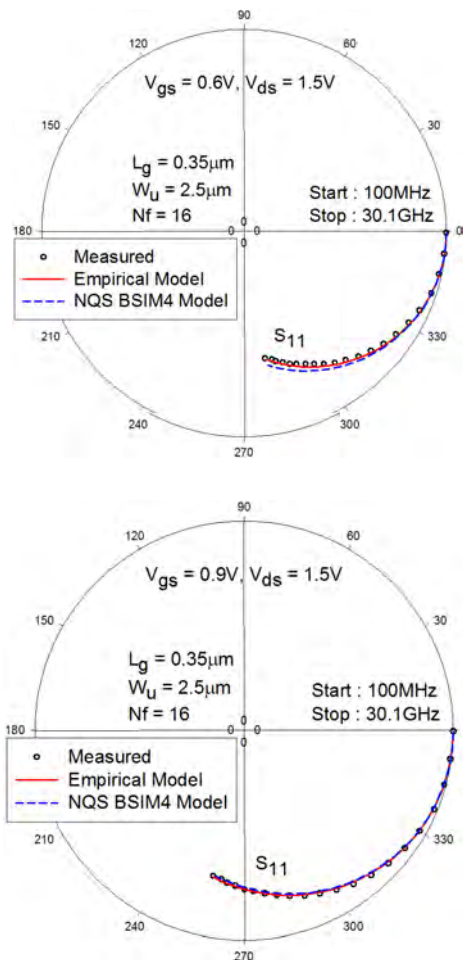


그림 3. 새로운 empirical 모델과 기존 NQS BSIM4 모델을 S11-파라미터 데이터와 비교한 그래프

2T-SONOS 셀의 Endurance 특성고찰

*임지송, *최우영, **이태호, **권영준, **박성근, **조인욱, **유경동, *윤규한
*서강대학교 전자공학과, **SK하이닉스 시스템 IC Div.

e-mail : jslim19@sogang.ac.kr, ghyoon@sogang.ac.kr

Investigation of the 2T-SONOS Cell Endurance

*Ji-Song Lim, *Woo Young Choi, **Tae-Ho Lee, **Young-Jun Kwon,
**Sung-Kun Park, **In-Wook Cho, **Kyung-Dong Yoo and *Gyu-Han Yoon
*Department of Electronic Engineering, Sogang University
**System IC Division, SK Hynix

Abstract

Based on the simulated and measured data on the endurance of a 2T-SONOS memory, its electrical properties have been investigated. It has been shown that with the P/E cycling number increased, threshold voltages (V_t 's) increase gradually both for programmed and erased cells, and transconductances (G_m 's) continue to degrade. All these measurement trends are well explained by our simulation results.

FN 방식이 주로 사용된다. 본 논문에서는 임베디드 메모리 응용을 위해 고속 program이 가능하고 저전압에서 동작할 수 있는 HCI 방식에 대해 알아본다. 특히 HCI를 사용할 경우 발생하는 electron-hole injection mismatch 문제에 초점을 맞춰 endurance의 실측 데이터를 시뮬레이션을 통해 설명한다.

I. 서론

SONOS 메모리는 저장매체로서 전도성 물질인 poly-Si을 사용하는 floating-gate 셀과는 달리 부도체 특성의 Si-nitride를 이용한다. 이에 따라 SONOS 특유의 nitride 공간분할 다중 비트 저장기 가능하다 [1],[2]. 일반적으로 SONOS 셀에 데이터를 쓰고 지우는 방식에는 Fowler-Nordheim (FN) 터널링과 hot carrier injection (HCI) 메커니즘이 있는데 program 속도가 중요하지 않고 장수명이 요구되는 응용분야에는

II. 본론

2.1 SONOS 셀의 구조

구현된 SONOS 메모리의 기본 셀은 그림 1과 같이 select gate와 control gate로 구성되어 있으며 SK하이닉스의 90nm CMOS 공정을 이용하여 구현되었다.

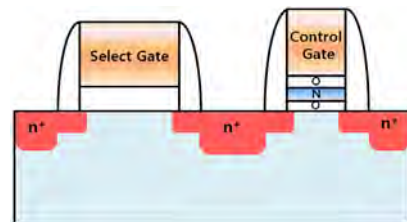


그림 1. 2T-SONOS 구조

2.2 Program 및 Erase 메커니즘

셀의 program 방식은 고속 임베디드 용도에 적합한 channel hot carrier injection (CHED)이 사용되며 V_t 변화의 상한치는 4.0V 이상을 만족한다. 그림 1은 초기 셀의 program 시 시간에 따른 nitride 내 trap에 포획되는 전자의 농도변화를 보여준다. lateral E-field에 의해 가속된 전자는 control gate의 junction edge 부근에서 최대 운동에너지를 얻게 된다. 이때 lucky한 전자는 phonon scattering에 의해 tunneling oxide 에너지 장벽을 넘어 nitride로 유입되는데 그림 1(a)에서와 같이 우측 하단에서부터 가장 높은 전자농도 분포를 갖게 된다. 셀에 인가된 전압은 $V_{sg}=V_{cg}=6.0V$, $V_{ds}=4.5V$, $V_{bulk}=0.0V$ 이다.

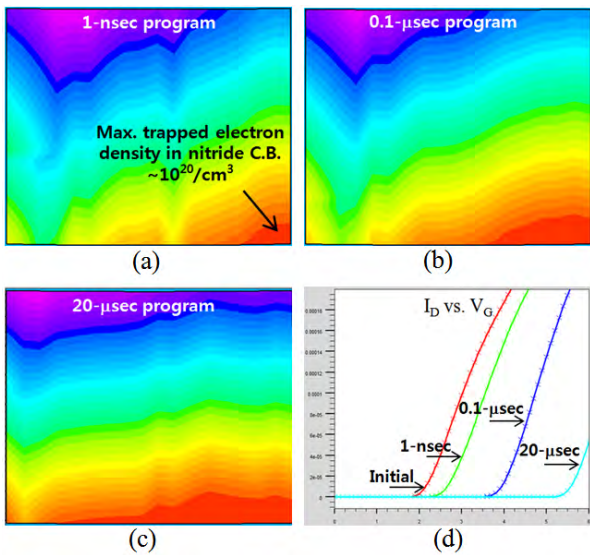


그림 1. (a-c) program 시 시간에 따른 nitride trap에 포획되는 전자농도 변화 및 (d) V_t 변화

Nitride에 포획된 전자를 지우는 erase 방법에는 FN과 BBT-HHI (band-to-band-induced hot hole injection) 방식이 있다. BBT-HHI 방식은 FN에 비해 저전압을 사용할 수 있는 장점은 있으나 nitride에 포획되는 “전자와 홀 농도의 위치 불일치 (electron-hole injection mismatch)”가 문제점으로 지적되고 있다 [3],[4]. 그림 2는 hot 홀이 생성되어 nitride에 유입되는 과정을 설명한 다이어그램이다. 셀 전압은 select gate (V_{sg})에 0.0V, BL-터미널은 floating, SL-터미널에 4.5V 및 control gate (V_{cg}), bulk에 각각 -8.0V, 0.0V가 인가된다. 위와 같은 셀 전압조건에서는 통상적인 MOSFET의 경우 수직방향 (gate stack 방향)으로 전자의 band-to-band tunneling (BBT)에 의한 GIDL이 발생하지만 본 tunneling은 전적으로 lateral

방향에서 발생한다. 그림 2(c)는 control gate의 junction edge 근방에서 수직방향으로 절단하여 얻어지는 에너지 밴드 다이어그램이다. Si 채널에 비해 상대적으로 ONO gate 스택에 걸리는 전압이 커 수직방향으로 전자가 tunneling 할 수 있는 band bending이 이루어지지 않는다. 대신에 lateral 방향으로 그림 2(d)의 “수평절단 에너지 다이어그램”에서 보듯 hot 홀이 쉽게 발생할 수 있는 구조이다. 시뮬레이션에서 얻어지는 BBT 최대 발생위치에서의 hot 홀 에너지는 대략 4.0eV이고, 이 고에너지 홀은 SN 노드 방향으로 가속된 후 HEI에서와 동일한 hot carrier injection 방식으로 nitride에 유입된다. 그림 2(b)는 최대 BBT 발생 위치와 최대 HHI 위치의 차이점을 보여 주는데 erase 시 홀농도는 program 시의 전자농도보다 약간 좌측으로 치우치게 되고 이로 인해 electron-hole injection mismatch가 생긴다.

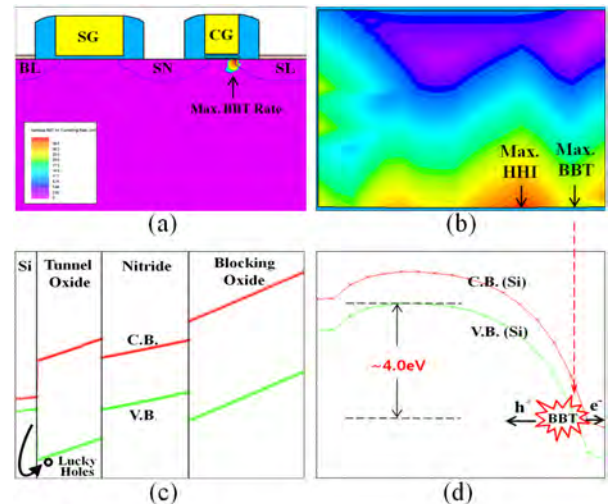


그림 2. (a) 2T-SONOS 셀의 구조 (b) erase 시 SL junction edge 근처의 수직방향 에너지 밴드 다이어그램 (c) hot 홀 발생 메커니즘 및 nitride에 injection되는 위치의 설명도 (tunneling oxide 바로 밑 채널영역에서의 수평절단 에너지 밴드 다이어그램)

그림 3은 erase 시간에 따른 nitride 내 홀농도의 변화와 V_t 변화를 보여주며, 그림 4는 program과 erase 시 nitride 내에서 포획되는 전자와 홀농도의 불일치 때문에 발생하는 electron-hole injection mismatch를 plot한 것이다. program과 erase 시간이 각각 20μsec [그림 1(c)]와 1msec [그림 1(c)] 시점에서 lateral 방향으로 tunneling oxide 바로 윗부분을 절단하여 얻어진 결과이다. 전자와 홀의 농도가 최대 불일치하는 lateral 영역은 그림 4의 최대 불일치 영역임을 알 수

있다.

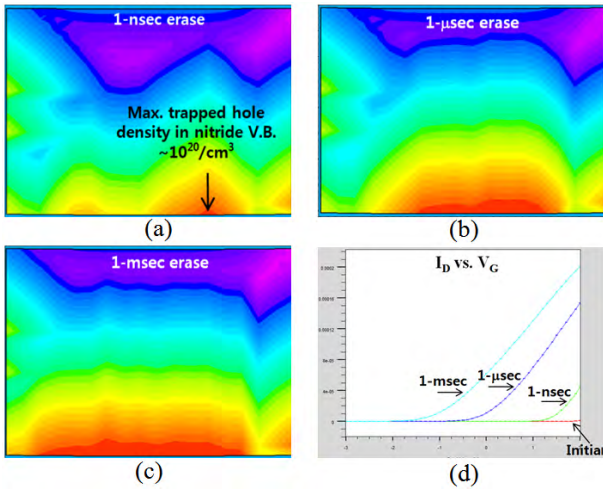


그림 3. (a)-(c) erase 시 시간에 따른 nitride trap에 포획되는 홀농도 변화 및 (d) V_t 변화

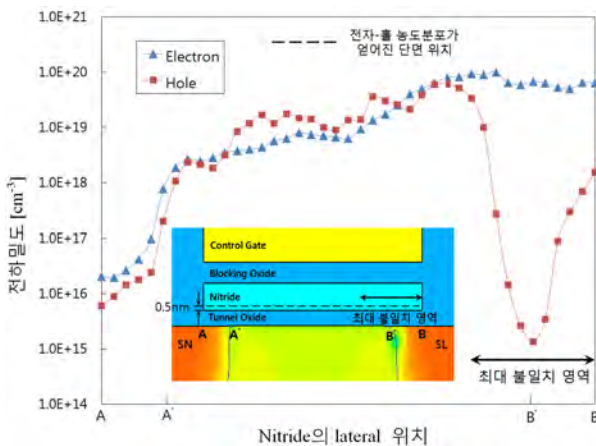


그림 4. nitride의 lateral 위치에 따른 trap에 포획되는 전자와 홀의 농도분포 (각각 program V_t 인 V_{TP} 와 erase V_t 인 V_{TE} 에서의 전자와 홀 농도임)

III. 측정결과 해석

3.1 Endurance 특성

그림 5(a)는 2T-SONOS 셀 샘플의 endurance를 측정 한 데이터이다. V_t 윈도우 크기는 1,000번의 P/E 사이클링 후 5V 이상을 만족하고 있다. 또한, program V_t 인 V_{TP} 와 erase V_t 인 V_{TE} 모두 사이클링 횟수가 증가함에 따라 점차적으로 증가함을 보이는데, 이는 그림 4로 쉽게 이해할 수 있다. 최대 불일치 영역에서의

전자농도가 P/E 사이클링 수가 증가하면 점차 증가하기 때문이다.

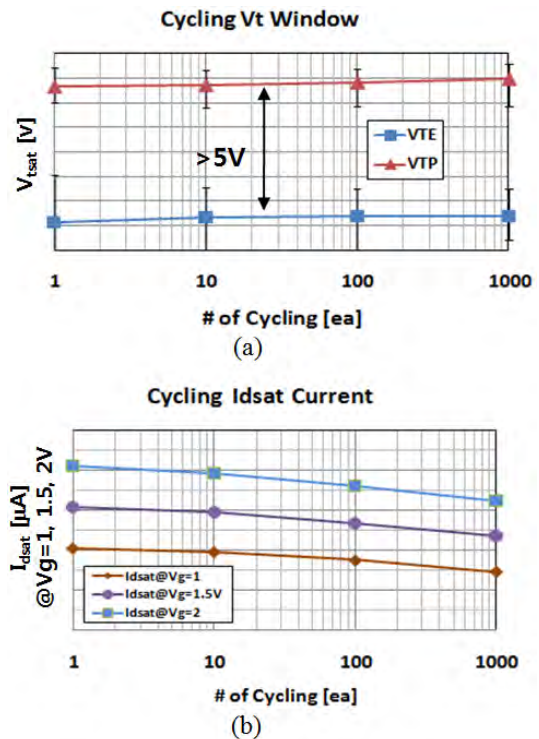


그림 5. (a) P/E 사이클링 후의 V_t 윈도우 크기변화 (b) P/E 사이클링 수에 따른 transconductance (G_m) 변화로, read 조건은 erase가 끝난 직후 reverse read ($V_{sd}=1.0V$)

그림 5(b)는 P/E 사이클링 수에 따른 transconductance (G_m) 변화를 나타낸 측정 데이터이다. 사이클링 횟수 10, 100, 1,000번 각각에 대해 서로 다른 control gate 전압인 1.0, 1.5, 2.0V에서 측정되었다. G_m 변화는 gate 전압 의존성을 보인다 (높은 전압 순서대로 G_m 변화가 큰 것으로 관찰). 이는 그림 4의 최대 불일치 영역에 누적된 전자 영향으로 B' 부근의 저항이 커지기 때문에 gate 전압이 높을수록 G_m 값의 저하가 커지는 것으로 측정된다.

시뮬레이션에서도 사이클링 수가 증가함에 따라 G_m 이 낮아지는지 확인하기 위해 다음과 같이 간단한 모델을 사용한다.

[그림 4에 근거하여 P/E 사이클링 수의 증가에 따른 electron-hole injection mismatch는 최대 불일치 영역의 전자농도 증가효과만을 고려하여 초기상태의 셀을 erase한 후 불일치 영역 전체의 전자농도를 $1.0^{19}/\text{cm}^3$ 간격으로 증가].

그림 6은 nitride의 전자농도 증가에 따른 G_m 변화를

보기 위한 “Log[I_{dsat}] vs. V_G” plot이다. 전자농도가 증가함에 따라 V_t는 증가하지만 G_m은 낮아진다.

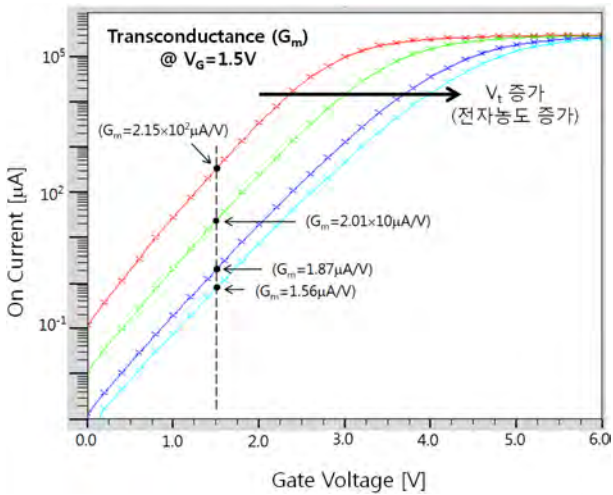


그림 6. 최대 불일치 영역의 전자농도 증가에 따른 LogI_D vs. V_G 곡선의 변화. 횡수가 반복될수록 G_m의 열화가 관찰됨.

IV. 결론

지금까지 2T-SONOS 셀에 대한 endurance 특성을 살펴 보았다. 측정된 V_t와 G_m 변화의 경향은 시뮬레이션의 예측에서와 같이 electron-hole injection mismatch로 잘 설명된다. 즉, P/E 사이클링 횡수의 증가에 따른 V_{TP}와 V_{TE} 증가 및 G_m의 감소는 전자-홀 농도의 공간 (lateral 위치) 상의 불일치로 설명 가능하고 이 불일치가 발생하는 주된 원인으로 상이한 program/erase 메커니즘 (CHEI/BBT-HHI)에 기인한 것으로 여겨진다.

감사의 글

This work was supported by the KEIT funded by the MOTIE under Grant 10041855 (IT R&D Program).

참고문헌

[1] David Fuks, “The Nature of HT V_t shift in NORM Memory Transistors,” IEEE TED, vol. 537, no. 2, 2006

[2] Luca Larcher, “On the Physical Mechanism of the NROM Memory Erase,” IEEE TED, vol. 51, no. 10, 2004

[3] Yukihide Tsuji, “Lateral Profile of Trapped Charges in Split-Gate SONOS Memory,” IEEE TED, vol. 57, no. 2, 2010

[4] Luca Larcher, “On the Physical Mechanism of the NORM Memory Erase,” IEEE TED, vol. 51, no. 10, 2004

N-rich TiN Capping Layer을 이용한 20nm Gate-Last High-k/Metal Gate MOSFETs의 신뢰성 향상

*배기단, 이경택, 사공현철, 최민혁, 김광수, 박준균, 배상우, 박종우
삼성전자 DS총괄 System LSI사업부 품질팀, 삼성전자 공과대학교(SSIT)
e-mail : *kidan.bae@samsung.com, jongwoo.s.park@samsung.com*

Reliability Improvement of 20nm Gate-Last High-k/Metal Gate MOSFETs Using N-rich TiN Capping Layer

*Ki-Dan Bae, Kyong-Taek Lee, Hyun-Chul Sagong, Min-Hyeok Choe, Kwang-Soo Kim, June-Kyun Park, Sang-Woo Pae and Jong-Woo Park
System LSI Division, Samsung Electronics Co.
Samsung Semiconductor Institute of Technology

Abstract

Time-dependent dielectric breakdown (TDDB) and bias temperature instability (BTI) in 20nm gate-last technology are studied to characterize the gate-last High-k / Metal Gate (HK/MG) MOSFETs with enrichment of nitrogen inside HK/MG stack and its effects. Especially, to prevent Nitrogen-induced defect generation leading to extra NBTI degradation, it is needed that nitrogen should be mainly inside bulk HfO₂ while interface layer (IL) is free from the effect of nitrogen. To explore this, N-rich TiN capping layer deposition and plasma nitridation (PN) approaches are introduced and compared.

I. 서론

반도체 소자의 축소화와 함께 gate-first technology가 직면한 문제는 high temperature annealing을 견딜 수 있는 gate stack을 찾아내야 한다는 것이다. 하지만 문턱전압 수준 및 성능은 동등한 수준을 유지하면서 1000°C가 넘는 고온 annealing을 견딜 만한 metal이 거의 없다. 따라서, 20nm 이하의 소자에서 metal에 대

한 보다 넓은 선택권을 가질 수 있는 기술인 gate-last technology를 도입하게 되었다 [1-2]. 이 논문에서는 HK/MG stack에 Nitrogen treatment를 이용한 method를 소개하고, 이를 적용한 gate-last 소자의 특성분석을 위해, 20nm Gate last 공정을 적용한 소자의 Bias Temperature Instability (BTI)와 Time-Dependent Dielectric Breakdown (TDDB)를 분석한다.

II. 본론

2.1 Nitrogen Treatment on Gate-Last Technology

HK/MG gate stack에서 nitrogen (N)을 주입하게 되면 HfO₂ 유전막내의 defect curing 효과로 인해 TDDB특성이 개선되는 방법으로 널리 알려져 있다 [3]. 특히, Nitrogen induced-defect generation으로 인한 NBTI의 열화없이 TDDB를 개선시키기 위해서는 interfacial layer (IL)에 영향을 끼치지 않고, HK/MG에만 N을 주입되는 방식이 필요하다. 고농도 N을 가지는 N-rich TiN capping layer를 증착하는 방식과 plasma nitridation (PN) 방식이 있는데, 본 논문에서 이 두 방법을 소개하고 비교하고자 한다.

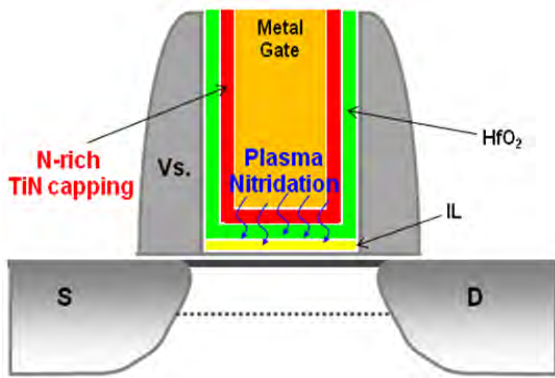


Fig. 1. Schematic diagram of 20nm gate-last HK/MG MOSFETs with N-rich TiN capping or plasma nitridation.

Fig.1에서 보듯이 PN method는 N 분위기의 chamber 내에 plasma를 wafer표면에 주입하여 nitridation 시켜주는 방식이며, 고에너지의 plasma로 인해 IL영역까지 N의 영향이 가해질 가능성이 매우 크다. 반면, N-rich TiN capping layer 증착후 N의 확산을 조절함으로써 IL영역까지 영향을 줄 가능성이 상대적으로 거의 없다. X-ray photoelectron spectroscopy (XPS)에 의한 depth profile 결과에서 볼 수 있듯이, N이 HK 영역 내에 분포하고 있는 반면, IL내에는 거의 존재하지 않는 것을 검증할 수 있다. (Fig. 2)

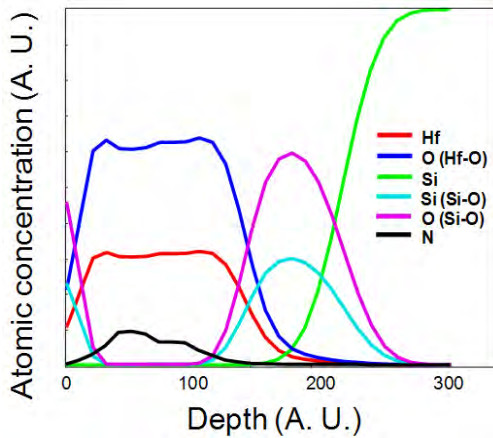


Fig. 2. XPS depth profile of HK/IL+Si stack by N-rich TiN capping layer.

III. 실험

3.1 Gate Leakage Characteristics

N을 주입하는 PN방법과 N-rich TiN capping layer 방법으로 제작한 각각의 시료들과 N을 적용하지 않은 reference소자에 대한 gate leakage의 측정 결과는,

Fig.3 에서 볼 수 있다. N-rich TiN capping layer를 적용한 소자는 reference 와 비교해서 gate leakage의 차이가 거의 없는 반면, PN method를 적용한 소자는 gate leakage가 크게 증가한 것을 확인할 수 있다. 이는 PN 기법에서 N의 일부가 IL에 주입되어 oxide defect이 생성되어 gate leakage가 증가하게 된 것으로 해석될 수 있다. 반면, N-rich TiN의 경우 IL layer의 defect 발생을 유발하지 않고 HK/MG 내의 defect을 curing함으로써 gate leakage 거의 발생하지 않았다.

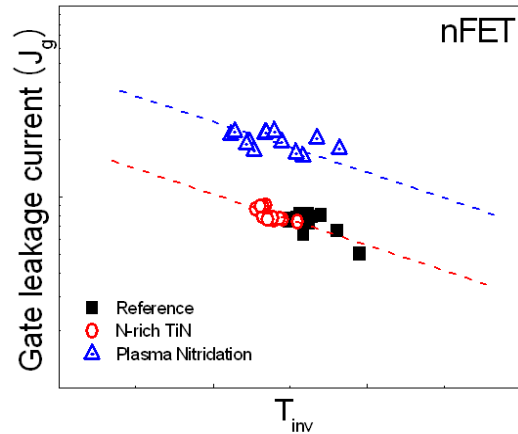


Fig. 3. Comparison of gate current density shows that N-rich TiN capping layer induces no significant difference compared to the reference.

3.2 Bias Temperature Instability

Fig.4의 pFET NBTI 측정 결과는 reference와 비교해서 N-rich TiN capping layer를 적용한 소자는 ΔV_{th} 가 약간 높아진 수준이지만 신뢰성 측면의 risk는 없는 수준임을 나타낸다.

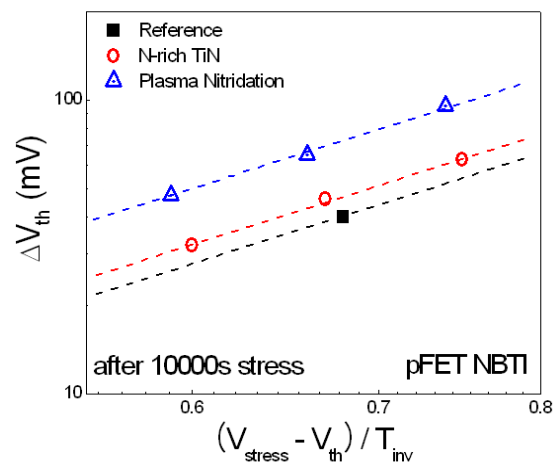


Fig. 4. Comparison of pFET NBTI between N-treated devices and the reference.

반면, 앞에서 설명한 바와 같이 PN의 경우는, IL층의 defect 발생으로 ΔV_{th} 가 증가하게 되고 이는 신뢰성 문제를 야기하게 된다. (Fig. 4). 반면에 nFET PBTI의 경우 HK/MG의 Nitridation이 된 경우, 두 조건 모두 reference보다 ΔV_{th} 가 감소하며 신뢰성 측면에서 개선되는 현상을 나타낸다. (Fig. 5).

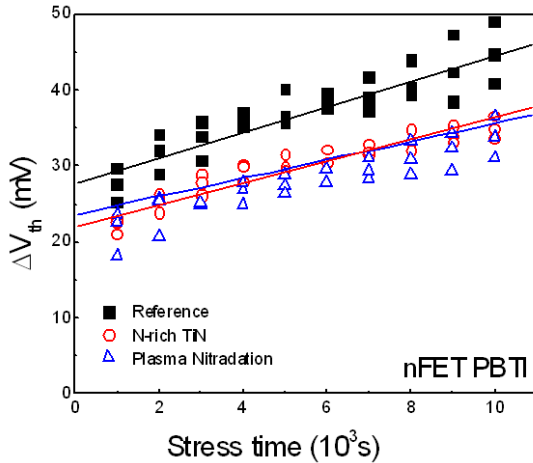


Fig. 5. N-rich TiN capping layer decreases ΔV_{th} significantly due to nitrogen passivation.

3.3 Time-dependent dielectric breakdown

nFET TDDB의 측정 결과는 N-rich TiN를 적용한 시료의 TDDB 특성이 상당히 개선되었음을 보여준다. 이는 nFET PBTI의 경향과 비슷하다. (Fig. 6). PN method를 적용한 시료의 결과 역시 HK/MG curing 효과에 의해 TDDB의 개선 효과를 얻을 수는 있었다. 하지만 PN method는 두 가지 신뢰성 (TDDB, NBTI) 관점을 모두 만족시키지 못한다는 것을 알 수 있으며, 정확한 원인파악을 위해서는 계속된 연구가 필요하다.

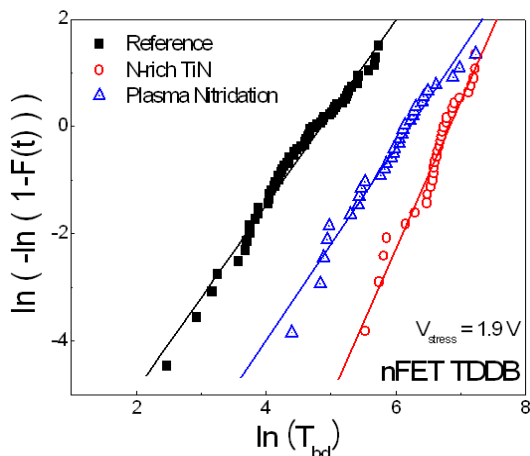


Fig. 6. Comparison of TDDB characteristics between N-rich TiN capping layer, PN method and reference.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

이번 실험에서는 NBTI의 열화량 증가 없이 TDDB의 개선 효과를 얻기 위해 N을 통해 HK/MG의 curing 효과를 주며 동시에 IL에는 영향을 거의 주지 않는 N-rich TiN capping layer method를 제안하였다. 이 방법을 통해 NBTI와 TDDB 두 가지 신뢰성 관점을 모두 만족시킨 것을 확인하였다. 향후 더욱 축소화된 반도체 소자에서 N-rich TiN method의 적용으로 인한 신뢰성 특성 향상을 기대한다.

참고문헌

- [1] D. Hisamoto, et al., "FinFET- A Self-Aligned Double-Gate MOSFET Scalable to 20nm," in *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 47, no. 12, 2000
- [2] W. McMahon, et al., "Intrinsic Dielectric Stack Reliability of a High Performance Bulk Planar 20nm Replacement Gate High-k Metal Gate Technology and Comparison to 28nm Gate First High-k Metal Gate Process," in *IEEE IRPS*, 2013
- [3] S. Krishnan, et al., "Bias Temperature Instability in High-k/Metal Gate Transistors - Gate Stack Scaling Trends," in *IEEE IRPS*, 2002
- [4] E. Cartier, et al., "Fundamental aspects of HfO₂-based high-k metal gate stack reliability and implications on tinv-scaling," in *IEEE IEDM*, 2011
- [5] J. Feng, et al., "Effects of nitrogen implant on ultra-thin gate dielectric breakdown," in *IEEE*, 2011
- [6] D.P Ioannou, et al., "PBTI response to Interfacial Layer Thickness variation in Hf-based HKMG nFETs," in *IEEE IRPS*, 2010

수직형 터널링 전계효과 트랜지스터에서 Si Active 모양에 따른 전류변화에 관한 연구

*김장현, 김상완, 권민우, 박병국

서울대학교 반도체공동연구소 및 전기컴퓨터공학부

e-mail : *neuburg@snu.ac.kr, swkim83@snu.ac.kr, kmw1224@naver.com, bgpark@snu.ac.kr*

Investigation on current variation depending on Si etch process in Vertical Tunneling Field Effect Transistor

*Jang Hyun Kim, Min-Woo Kwon, Byung-Gook Park

Inter-University Semiconductor Research Center (ISRC) and School of Electrical Engineering and Computer Science, Seoul National University

Abstract

This paper simulates vertical TFET with double gate structure. In fabricating the vertical structure, low etch slop inevitably appears. Due to this low etch slope, the active of vertical TFET shows a trapezoid shape. In order to identify the change of on-current and off-current, the simulation is performed, switching the location of source and drain. Simulation results show that the vertical TFET which has a source on top, show low off-current and high on-current. This phenomenon is verified by simulating both electrical field and band-to-band tunneling.

I. 서론

최근 모바일 전자기기 시장의 급성장함에 따라 높은 에너지 효율의 소자 개발의 필요성이 점점 높아지고 있다. 따라서 이에 따른 저전력 소자의 개발에 있어서 터널링 전계 효과 트랜지스터(TFET)가 각광받고 있다. TFET소자는 gate를 가지고 있고 source-channel-drain 부분이 p-i-n type으로 doping이 되어있는 소자이며, gate에 전압 인가시 source부분에서 전자들이 band-to-band tunneling을

통해 channel부분에 주입됨으로써 60 mV/dec 이하의 subthreshold swing (S.S) 특성을 보일 수 있다. 이러한 특성으로 인해 저전력 소자로서 가능성을 보여주고 있다. [1]-[3]. 특히 수직형 구조의 TFET 소자를 제작할 경우 평면구조에 비해 좀 더 면적을 효율적으로 줄일 수 있으며, double gate 및 GAA (Gate-All-Around) 구조로 만들 수 있어서 gate controllability를 증가시킬 수 있다 [4]. 그러나 이러한 수직형 구조의 소자를 제작할 때 active의 etch slope이 90도를 이루지 못하기 때문에 그에 따른 active 두께의 차이가 나타나게 된다. 이러한 두께의 차이로 인하여 channel에 미치는 electric field의 크기의 차이가 나타나기 때문에 결국 band-to-band tunneling에 영향을 주기 때문에 이에 따른 분석이 필요하게 된다.

본 연구에서는 수직형 TFET소자에서 active를 etch 하는 과정에서 발생하는 낮은 slope이 TFET 소자에 미치는 효과를 시뮬레이션으로 확인하였다. 그에 따라 source와 drain의 위치 중 TFET에 효과적인 위치를 확인하였다.

II. 본론

2.1 수직형 구조 제작에서의 active 식각

수직형 TFET을 구현하는데 있어서 active를 etch 하는데 발생하는 낮은 slope는 소자의 source 와 drain

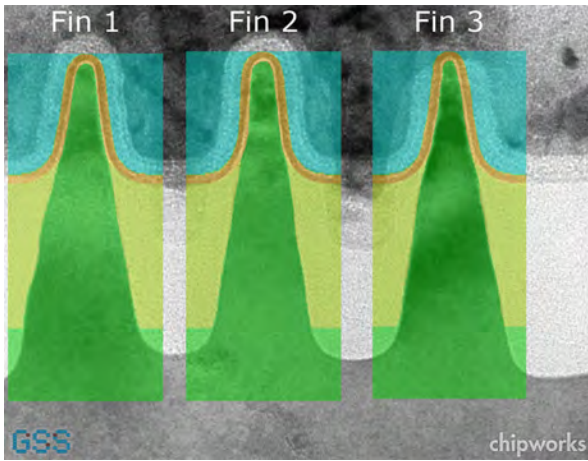


그림 1. Fin FET 소자에서 active 모양. Top부분에서 bottom 부분으로 갈수록 active가 두꺼워지는 것을 확인할 수 있다 [5]

영역의 크기가 달라지는 주요 원인이 된다. 그림 1은 최근 발표된 FinFET소자를 구현하는데 있어서 active 부분을 etch한 사진이다 [5]. 그림 1에서 확인할 수 있듯이 active의 상단부분과 하단부분에서 두께가 다른 것을 확인할 수 있다. 즉 etch할 때 slope가 90도가 되지 않는 것을 확인할 수 있다. 이러한 active 상단과 하단의 두께의 차이는 소자에 인가되는 전기장의 크기가 다르게 되므로 TFET을 제작할 때 source와 drain의 위치에 따라서 소자의 성능이 다르게 나타나게 된다. 따라서 최적화된 소자 성능을 위해서 source와 drain의 위치에 따른 특성을 시뮬레이션으로 확인 및 분석하였다.

2.2 시뮬레이션 조건

그림2에서 나타나듯이 수직형 double gate TFET 소자를 기반으로 시뮬레이션을 진행하였다. intrinsic 영역의 높이는 50 nm 이며 gate oxide 두께는 1 nm 이다. source 및 drain의 경계의 길이는 각각 (a) 20 nm/50 nm (b) 50/20 nm이다. on-current 와 off-current의 비교를 위해 source와 drain의 경계 길이가 각각 (c) 20/20 nm와 (d) 50/50 nm의 소자 또한 시뮬레이션 하였다. Doping은 source는 boron으로 $1 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$ 으로 하였으며, drain은 arsenic으로 $1 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$ 으로 설정하였고 gate는 -1.5에서 2 V를 인가하였고 drain에는 1 V를 인가하였다. 사용된 시뮬레이션은 Synopsis사의 Sentaurus이다. 사용된 모델은 non-local band-to-band tunneling 모델을 사용하였다.

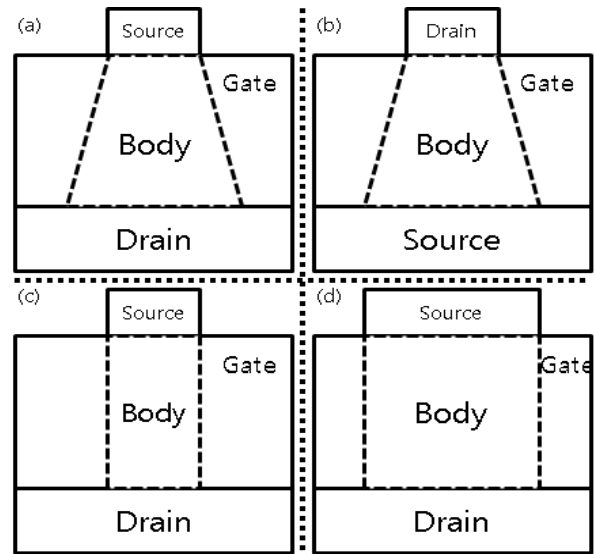


그림 3. 시뮬레이션 소자 구조. Source/Drain의 경계 길이가 각각 (a) 20/50 nm (b) 50/20 nm (c) 20/20 nm (d) 50/50 nm

2.2 시뮬레이션 결과

그림 3은 그림 2. (a)의 구조와 그림 2.(b)의 구조 Id-Vg 결과를 비교한 그래프이다. 그래프에서 on-current를 보면 top 부분이 source인 소자에서 더 많이 나타남을 확인할 수 있다. 또한 ambipolar 특성 즉 off-current를 확인해보면 같은 소자에서 더 적은 off-current를 나타나게 된다. 이러한 원인으로서는 source부분에서 electric field가 집중되기 때문이다. 이를 구체적으로 확인하기 위해서 그림 1. (a) 구조에서의 electrical field와 band-to-band의 generation되는 양을 확인해보았다. 그림 4. (a)를 보면 source부분에서 electric field가 집중되는 것을 확인할 수 있으며 반대로 drain 부분에서는 electric field의 집중효과가 없는

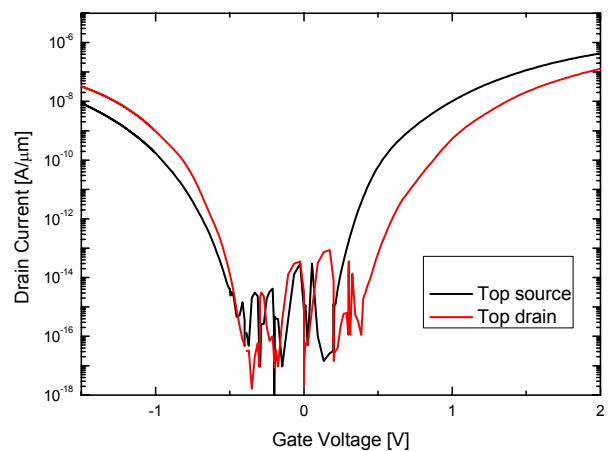


그림 2 Id-Vg 특성 top이 source인 구조에서 높은 on-current와 낮은 off-current 특성을 보여주고 있다.

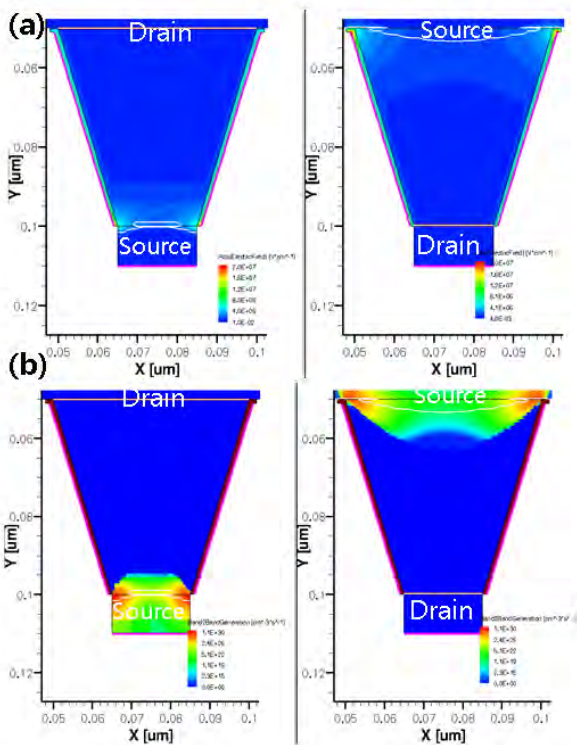


그림 4 (a) Electrical field (b) Band-to-Band generation

것을 확인할 수 있다. 그림 4. (b)를 band-to-band tunneling이 보이면 좀 더 급격한 tunneling junction을 형성할 수 있다. 그림 3에서 나타난 on-current와 source-intrinsic의 경계 길이에 따른 영향을 구체적으로 확인해보기 위해서 source와 drain에서 intrinsic 영역과 경계 길이가 서로 같은 소자를 시뮬레이션 하였다 (그림 2. (c), (d)). 그림 5에서 확인해보면 on-current와 off-current 모두 경계 길이가 20 nm일 때 높은 것을 확인할 수 있으며, 경계 길이가 50 nm일 때 on-current와 off-current 모두 낮은 것을 확인할 수 있다. 이러한 결과를 종합해볼 때 double gate에서는 경계의 길이 즉 tunneling 영역의 길이보다 electric-field에 의한 효과가 더 큰 것을 확인할 수 있다.

IV. 결론

본 연구에서는 수직형 TFET 소자를 구현하는데 있어서 intrinsic 영역을 etch할 때 나타날 수 있는 낮은 etch slope의 영향으로 인한 특성변화에 대해서 시뮬레이션 해보았다. 시뮬레이션을 통해서 확인한 결과 수직형 TFET 소자에서는 top 부분에 source를 형성하는 것이 소자의 on-current는 높일 수 있으며, off-current는 낮추는 결과를 나타내었다. 이를 통해서 수직형 double gate 소자에서는 tunneling 경계의 길이보다

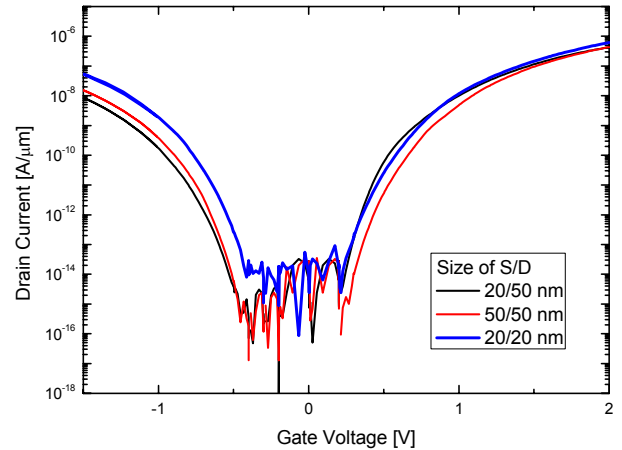


그림 5. Source/Drain 경계영역에 따른 I_d - V_g 특성. 경계 길이가 작을수록 electric field의 집중에 의한 효과를 확인할 수 있다.

electric field의 집중현상이 더 중요함을 확인할 수 있었다.

Acknowledgement

This work was supported by the SK Hynix.

참고문헌

- [1] P.-F. Wang, et al., "Complimentary Tunneling Transistor for Low Power Application", Solid-State Electronics, vol.48, no.12, pp.2181-2186, Dec. 2004.
- [2] W. Y. Choi, et al., "Tunneling Field-Effect Transistors (TFETs) with Subthreshold Swing (SS) Less Than 60 mV/dec", vol. 28, no. 8, IEEE Electron Device Lett., pp.743-745, Aug. 2007.
- [3] S. W. Kim, et al., "Design Guidelines of Si-Based L-Shaped Tunneling Field-Effect Transistors," Jpn. J. Appl. Phys., vol. 51, no. 6, pp. 06FE09-1-06FE09-4, Jun. 2012.
- [4] V. A. S. et al., "Modeling the single-gate, double-gate, and gate-all-around tunnel field-effect transistor", Journal of Applied Physics, vol. 107 Issue. 2. pp.024518- 024518-8, Jan 2010.
- [5] goldstandardsimulations.com

기본 대칭 함수에 기반한 비이진 WOM 부호를 위한 오류 정정 부호

*전명운, 이정우
서울대학교 전기정보공학부
e-mail : ifindme@wspl.snu.ac.kr, junglee@snu.ac.kr

Error correction codes for non-binary WOM code based on elementary symmetric function

*Myeong-Woon Jeon, Jung-Woo Lee
School of Electrical and Computer Engineering
Seoul National University

Abstract

WOM (write once memory) code is a coding scheme that allows information to be written in a memory cell multiple times without erasure. It can be applied to the flash memory as a example. However, conventional error correction codes can not be used for the WOM code. We propose new error correction codes for non-binary WOM codes. Our code is systematic and flexible. It is based on the L_1 distance code related with elementary symmetric codes.

I. 서론

WOM (write once memory) code는 0에서 1로의 방향으로만 변화가 가능한 메모리를 위해 고안된 코드로서, Rivest 와 Shamir에 의해 처음 제안되었다[1]. 기존의 광학 디스크 등이 WOM의 한 예였고, 최근 플래시 메모리(flash memory)가 WOM code를 사용하기 적합한 디바이스로 생각되고 있다. 플래시 메모리에는 floating gate에 전자가 주입되어 문턱 전압(threshold voltage)을 변화시켜 데이터 값을 구별하

는데, 플래시 메모리의 한셀의 데이터를 지우기 위해서는 셀이 속한 전체 페이지를 삭제해야한다. 따라서 데이터의 수정이 매우 비효율적이므로 WOM code의 적용의 한 예가 될 수 있다. WOM code는 데이터를 기록할 때 각 셀의 값 변화가 일방향으로 기록하게 하도록 하는데, 자체적으로 오류정정 능력을 지니지 않으며, 기존의 전통적인 오류정정부호를 적용하기가 어려우므로, 이에 대한 오류정정부호에 관한 연구가 이루어져 왔다[2][3][4]. [2]에서는 binary WOM code에 대한 단일 오류정정 방식에 대해 언급되어있으며, [3]는 최근 이를 개선하여 binary WOM code에 대해 삼중 오류정정 방식에 관해 논했다. 하지만 최근 다중 레벨 셀 플래시 메모리의 사용에 따라 비이진(nonbinary) WOM code의 연구가 이루어지고 있다. [4]는 비이진 WOM code의 오류정정에 대해 다루고 있지만, WOM 코드 자체가 일정 distance를 확보하도록 고안된 알고리즘으로 systematic 하지 않아 메시지와 패리티 코드가 분리되지 않고, 큰 심볼 알파벳 크기가 필요하여 비효율적이고 실용성이 떨어진다. 따라서 본 논문에서는 비이진 WOM code를 위한 새로운 오류정정부호를 제안한다. 기본 대칭 함수에 기반한 L_1 distance code는 일종의 Goppa like 부호인데 [5][6], 이를 응용하여 새롭게 제안된 부호는 systematic하며 WOM code 방식에 따른 유연성을 확보 할 수 있다.

II. WOM 부호와 L₁ 거리 부호

2.1 WOM code

WOM code는 일방향으로만 변화가 가능한 메모리를 위해 고안된 코드이다. t-write WOM code의 경우 t번동안 새로운 데이터를 삭제 없이 기록할 수 있도록 된 코드다. 다음 표가 대표적인 2-write binary WOM code의 예이다[1].

Data	1 st write	2 nd write
00	000	111
01	100	011
10	010	101
11	001	110

표 1. 2-write binary WOM code의 예

예를 들어 위 표에서 첫 번째 기록할 data가 01이면 3개의 셀에 100을 기록하고, 두 번째 기록할 data가 11이면 110이 되도록 바꾸면 되므로 1 → 0의 경우는 없고 0 → 1의 경우만 존재하게 되므로 전제조건을 만족한다. 단 첫 번째와 두 번째 기록할 data가 같은 경우에는 첫 번째 기록된 data를 바꾸지 않는다.

위의 binary WOM code를 확장하여 비이진 WOM code도 고안되었다. 하지만 일방향으로만 기록하는 특성으로 인해 기존의 오류정정 부호는 WOM code에 적용이 불가능하다. 왜냐하면 non-systematic코드의 경우 기존 오류 정정 부호를 적용하면 기존 WOM code의 특성이 깨지기 때문에 더 이상 해당 메모리에 여러 차례 WOM code형태로 기록할 수 없고, systematic 부호를 가정하면, 패리티코드가 삭제없이 여러차례 기록할 수 있는 일방향 형태의 WOM code형태가 되어야하지만, 임의의 데이터를 쓸 경우 기존 오류정정부호의 패리티코드 형태는 WOM code 형태가 아니기 때문이다. 그러므로 WOM 코드의 특성에 맞는 새 오류정정부호가 필요하다.

2.2 L₁ distance code

L₁ distance codes는 기초 대칭 함수에 기반한 새로운 코드로서 BCH, Reed-Muller등 기존의 많은 코드를 일반화된 식을 나타낼 수 있으며, 효율적인 복조를 가능하게 한다[5][6]. Z_m^n 을 n길이의 m-ary codeword라고 가정하자. $X = x_1 \dots x_n \in Z_m^n$ 일 때 $\sigma_X(z)$ 를 X에 기반한 z에 대한 polynomial로서 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \sigma_X(z) &= \prod_{i=1}^n (1 - a_i z)^{x_i} = 1 + \sigma_1(X)z + \sigma_2(X)z^2 + \dots \\ &= \sigma_X^{ev}(z) + \sigma_X^{od}(z) \end{aligned}$$

$$\text{이때 } \sigma_X^{ev}(z) = 1 + \sigma_2(X)z^2 + \dots,$$

$$\sigma_X^{od}(z) = \sigma_1(X)z + \sigma_3(X)z^3 + \dots \text{로 정의된다.}$$

$\partial X = \{i | x_i \neq 0, i = 1, \dots, n\}$ 라 하고, K 가 임의의 필드이고 $S \in Z_m^{n+1}$, $\partial S^+ = \{a_1, a_2, \dots, a_n\} \subseteq K^+$ 이라 정의한다. K^+ 는 K 에서 positive element로 이루어진 부분집합이다. $g(z) \in K[z]$, 일 때, 일반적인 L₁ distance 코드는 모든 $\sigma(z)$ 에 대해 다음과 같은 식으로 만들어진다[5].

$$C_{\sigma, g}(S^+) = \{X \subseteq S^+ : \sigma_X^{od}(z) = \sigma(z)\sigma_X(z) \bmod g(z)\}$$

이때 $d_S(C_{\sigma, g}(S^+)) \geq \deg(g)$ 를 만족한다.

$$\begin{aligned} x \nabla y &= x - y \text{ if } x > y, \\ &= 0 \text{ if } x \leq y \end{aligned}$$

로 정의할 때

$$d_S(C) = \min_{X, Y \in C} d_S(X, Y) = |X \nabla Y| + |Y \nabla X| \text{로}$$

표현되고, d_S 는 두 코드간의 거리를, $\deg(g)$ 는 $g(z)$ 의 최고차수를 의미한다. $d_S(C) > t + d + 1$ 를 만족하는 코드 C 는 t개의 대칭 오류를 정정할 수 있고 동시에 d개의 오류를 발견할 수 있다[6].

$$\sigma_X(z)\sigma_{Y-X}(z) = \sigma_X(z)\sigma_{X-Y}(z)$$

위 식을 key equation이라 정의하고, 이를 이용해 복조를 효율적으로 할 수 있다[5][6].

III. 비이진 WOM을 위한 제안된

오류정정 부호

q-ary 셀의 디바이스에서 t-write WOM code을 사용한다고 가정하자. q-ary는 각 셀에 기록되는 심볼이 0 ~ q-1중 하나라는 의미다. 이때 각 write마다 사용하는 알파벳 사이즈가 q'로 제한된 경우를 고려한다 ($q \geq q'$). $\left\lfloor \frac{q}{t} \right\rfloor = p$ 가 되도록 한다. i_{th} 메시지 코드워드를 c_i 이라 정의하고 $i = 1, \dots, t$ 이다. i번째 write에서 $E_i(c_i) = \Omega_i$ 라 하고, E_i 는 i번째 WOM 부호화 함수, Ω_i 는 i번째 WOM code이다. 이때 Ω_i 는

q-ary 코드이지만, 각 write마다 $h_i \sim h_i + q' - 1$ 심볼 알파벳 중 하나의 값을 가진다고 제한한다. h_i 는 비이진 WOM code의 부호화 알고리즘에 따라 다르게 정해진다. 이때 $X_i = \Omega_i - (h_i \cdot \mathbf{1}) \in Z_{q'}$ 로 정의한다. $h_i \cdot \mathbf{1}$ 는 다른 코드의 길이만큼 h_i 의 값을 가지는 벡터이다.

2.2에서 언급한 L_1 distance code는 기본적으로 비선형 코드이기 때문에 부호, 복조 과정이 복잡하다. 이때

$$C_p = C_{0,z^{2t+1}}((p-1)\partial S^+)$$

$$= \{X \subseteq S^+ : \sigma_X^{od}(z) = \sigma_{X \bmod p}^{od}(z) = 0 \bmod z^{2t+1}\}$$

$$= \{X \subseteq S^+ : S_X^{od}(z) = S_{X \bmod p}^{od}(z) = 0 \bmod z^{2t+1}\}$$

는 p-ary 선형 코드로서, 부호, 복조 과정이 간단해지며, $d_S(C) \geq 2t + 1$ 가 된다. 여기서

$S_i(X) = x_1 a^{i_1} + x_2 a^{i_2} + \dots$ 는 i 번째 power sum을 의미하며 $S_X(z) = S_1(X)z + S_2(X)z^2 + \dots$ 의 관계를 가지고 있다. 이는 기존의 선형 블록 코드와 비슷한 특징을 가지고 있다는 것을 의미한다.

$C_{0,z^{2t+1}}(M \cup R)$ 이라 가정할 때, $\partial S^+ = \partial M \cup \partial R$ 이 된다. $\partial M \cap \partial R = 0, |\partial M| = k, |\partial R| = r$ 이라 가정할 때, k, r 은 각각 메시지, 패리티의 길이이며, 윗 제안된 식을 만족한다. $M = (m-1)\partial M, R = (r-1)\partial R$ 이고 $q' = m$ 가 되도록 한다. i 번째 WOM 코드 $X_i = \Omega_i - (h_i \cdot \mathbf{1})$ 에 대한 오류 정정 부호의 부호화 함수는 $\Theta(X_i) = X_i \gamma(X_i)$ 로 나타내진다.

이때 부호화 방식은 선형코드이므로 기존의 오류정정 부호와 비슷하게 패리티 체크 행렬 H 을 통해 새로운 코드가 생성되도록 할 수 있다. 패리티 $\gamma(X) \in Z_p^r$ 는 p-ary 코드이며, $X_i \subseteq M, \gamma(X) \subseteq R$ 가 된다. WOM code로 t 번 누적 기록을 하기 위해 i 번째 패리티 코드는 $\varphi(K_i) = \gamma(X_i) + (i-1)p \cdot \mathbf{1}$ 로 변환하여 저장할 수 있다. 즉 제안된 코드는, 주어진 q-ary WOM 메시지 코드에 대해서 각 write별로 q' -ary로 제한된 메시지 코드를 부호화하여 p-ary 패리티 코드를 구한다.

$\left\lfloor \frac{q}{t} \right\rfloor = p$ 이므로 $pt \leq q$ 를 확보할 수 있고, 즉 p번의 패리티를 t번만큼 WOM 코드 형식으로 기록해도 주어진 q-ary의 메모리로 기록 가능하므로, 결국 오류 정정 부호도 WOM code화 되도록 하는 일반적인 방법임을 확인할 수 있다.

제안된 코드의 부호화 알고리즘은 다음과 같다.

Input : i_{th} message codeword $c_i, i = 1, \dots, t$
 h_i 는 주어진 q-ary t-write 비이진 WOM 부호화 수 $E_i(\cdot)$ 에 의해 결정된 상수, $\left\lfloor \frac{q}{t} \right\rfloor = p$.

Output : $K_i \varphi(K_i), i = 1, \dots, t$
 K_i : c_i i_{th} WOM codeword (q-ary, 각 write별 q' -ary)
 $\varphi(K_i)$: i_{th} parity code for WOM codeword (q-ary, 각 write별 p-ary)

- 1) 주어진 c_i 에 대해 $E_i(c_i) = \Omega_i$ 로 WOM code를 부호화 한다.
- 2) $X_i = \Omega_i - (h_i \cdot \mathbf{1}) \in Z_{q'}$ 를 구한다.
- 3) $\Theta(X_i) = X_i \gamma(X_i)$ 를 계산한다.
- 4) $\varphi(K_i) = \gamma(X_i) + (i-1)p \cdot \mathbf{1}$ 를 패리티로 계산한다.
- 5) $K_i \varphi(K_i)$ 를 각각 메시지와 패리티로 저장한다.
- 6) $i = i + 1$, 만약 $i = t$ 이면, 7단계로 가고, 그렇지 않으면 1단계로 간다.
- 7) 다른 데이터 값을 쓰기 위해서는 셀을 삭제하고 1단계로 간다.

IV. 기존 코드와의 비교

제안된 코드는 기존 비이진 오류정정부호 ECC와 비교할 때 다음과 같은 특징을 지닌다. Zemor[2]와 Yaakobi[3]의 기존코드는 binary WOM 코드에만 적용 가능한 방식이며, [2]는 단일 오류, [3]은 최대 3개의 오류를 고칠 수 있지만, 제안된 코드는 비이진코드에 적용 가능하며, 코드 확장에 따라 임의의 오류의 수를 정정할 수 있다.

Jiang[4]에서 제안된 코드는 비이진 WOM코드를 위한 오류 정정 부호이지만, 이 코드는 WOM코드 자체가 오류정정 성능을 지니기 위해서 메시지와 패리티가 분리되지 않아 non-systematic하며, 부호 거리 확보를 위해서 WOM 코드 자체의 알파벳 사이즈 q 를 크게 사용한다. 알파벳 사이즈 q 는 메모리의 기록가능한 심볼 크기를 의미하므로, 실용적인 측면에서 큰 비효율성을 낳는다. 또한 기존에 연구된 다른 비이진 WOM 코드와 형식이 아주 다르기 때문에 기존 비이진

WOM의 장점을 적용할 수 없다. 제안된 코드는 이에 비해, systematic 하며, 다양한 종류의 기존 비이진 WOM code에 대응하여 사용할수 있어서 유연하다. 위에서 논의한바와 같이 기존 연구된 비이진 WOM code를 위한 오류정정 부호와 제안된 코드의 고안 방식 및 적용대상, 특징이 크게 다르므로 직접적인 수치적 성능 비교는 어렵지만, 실용적인 측면에서 단점들이 개선된 효율적인 부호임을 확인할 수있다.

V. 결론 및 향후 연구 방향

기록시 삭제 횟수를 줄일 수 있는 WOM code에서는 기존의 오류정정 부호를 사용할 수 없기 때문에 본 논문에서는 비이진 WOM code를 위한 새로운 오류정정 부호를 제안하였다. 기존의 비이진 WOM code의 오류 정정 부호가 systematic하지 않다는 점을 극복하였고, 효율적인 부호화 방법을 제시하였다.

참고문헌

- [1] R.L. Rivest and A. Shamir, "How to reuse a write-once memory," Information and Control, vol. 55, nos. 1 - 3, pp. 1 - 19, December 1982.
- [2] G. Z'emor and G.D. Cohen, "Error-correcting WOM-codes," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 37, no. 3, pp. 730 - 734, May 1991.
- [3] E. Yaakobi, P. H. Siegel, A. Vardy, and J. K. Wolf, "Multiple error-correcting WOM codes", Proceedings of the IEEE International Symposium on Information Theory, 2010.
- [4] A. Jiang, "On the generalization of error correcting WOM codes," Proc. IEEE International Symposium on Inform. Theory, pp. 1391 - 1395, Nice, France, June 2007.
- [5] L. G. Tallini and B. Bose, "On L1-distance error control codes", Proc. 2011 IEEE Int. Symp. on Information Theory, pp. 1026-1030, July/August 2011.
- [6] L. G. Tallini, B. Bose, "On symmetric L1 distance error control codes and elementary symmetric functions", Proc. 2012 IEEE International Symposium on Information Theory, July 2012.

High-k/Metal-Gate MOSFET의 work-function variation에 의한 threshold voltage variation 해석을 위한 Matrix Model

이교섭, 신창환
서울시립대학교 전자전기컴퓨터공학부
E-mail : cshin@uos.ac.kr

Simple matrix model for analyzing work-function-variation-induced threshold voltage variation in high-k/metal gate MOSFETs

Gyo Sub Lee, Changhwan Shin
School of Electrical and Computer Engineering, College of Engineering,
University of Seoul, Seoul, Republic of Korea

Abstract

In high-k/metal-gate metal-oxide-semiconductor field-effect transistor (MOSFETs) at 45-nm and below, there is a problem that the metal-gate material consists of a number of the grains with different grain orientations and probability values. In order to estimate the work-function-variation-induced (WFV-induced) threshold voltage (V_{TH}) variation, the Monte Carlo simulation can be used, but it requires the statistically-significant number of samples more than 10^6 . In this work, we suggested a simple matrix-model. The suggested model has been verified with the experimental data, and we discussed the amount of the WFV-induced V_{TH} variation.

(LER)와 같은 variation의 영향이 점점 커지고 있다. 더 불어현 추세인 metal gate의 사용으로 인해 Work-function variation(WFV)이 추가로 발생하여 Threshold Voltage(V_{TH}) Variation에 영향을 미치고 있다. LER이나 RDF의 경우 기존 poly-si gate에서도 많은 연구가 이루어져 다양한 연구결과가 나와 있다[1-3]. 반면에 WFV의 경우 근래에 들어서야 많은 연구 결과 보고되고 있는 추세인데[4] 이는 WFV 또한 확률적으로 존재[5]하므로 실험을 통해 분석해 내기에는 많은 비용과 시간이 들기 때문이다. 따라서 WFV에 대한 분석은 simulation을 통한 분석이 앞서야 한다. 하지만 마찬가지로 적지 않은 비용과 시간이 들기 때문에 많은 연구가 이루어지기에는 제한적이다. 따라서 본 논문에서는 work-function에 의해 형성되는 최단 경로의 current path를 구해내 worst case의 V_{TH} variation을 분석하는 방식인 Matrix Model 방법을 제시한다. 이를 위해 Monte Carlo simulation을 사용하였으며 28-nm low power CMOS technology [6]에서 얻은 V_{TH} distribution으로 검증하였다.

I. 서 론

45-nm 이하 CMOS transistor에서는 scale down으로 인한 Random Dopant Fluctuation(RDF), Line-Edge-roughness

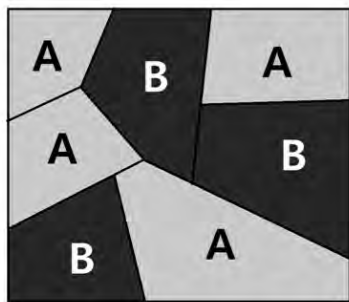
II. 본 론

1. Modelling of WFV in metal gate

앞서 언급된 Matrix model을 적용하기 위해, 우선 gate 면적 (length = 28nm * width = 30nm)을 갖는 임의의 metal

gate를 제작했다. Metal 물질은 TiN을 사용했으며 TiN의 특성은 Fig. 1에서 확인할 수 있다. Grain은 가로와 세로 길이 각각을 가우시안 분포로 생성시키고 여기에 확률적으로 존재하는 orientation을 발생시킨다. 이때의 grain size의 경우 Fig.1에 나와 있는 grain size를 평균으로 갖는다. 완성된 gate는 기존의 정사각형 형태의 grain 보다 좀 더 random한 size, 즉 직사각형 혹은 정사각형의 형태를 갖게 된다.

Gate의 크기와 가우시안 분포로 발생시킨 grain의 개수에 따른 전체 평균 work-function 분포는 가우시안 형태를 나타낸다 [5]. 이를 확인하기 위해 2만개의 표본으로부터 평균 work-function을 구해 시뮬레이션의 적합성을 판단하였다. 그 결과 가우시안 분포를 나타내는 것을 Fig. 2에서 확인할 수 있다.



TiN	Orientation	Probability	Work-function	Grain size
A	<100>	60%	4.6eV	4.3nm [7]
B	<111>	40%	4.4eV	

Fig. 1. 각 Orientation은 지정된 확률을 따르며 TiN의 평균 grain size는 4.3nm이다.

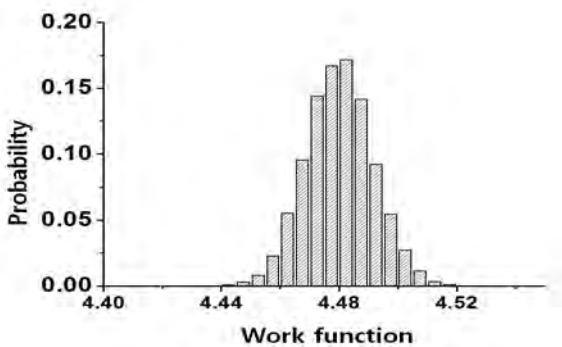


Fig. 2. 2만개 gates의 work-function 값 분포.

2. Matrix model

Gate내에 work-function variation에 따른 current path는 가장 작은 V_{TH} , 다시 말해 가장 작은 work-function을 갖는

영역 아래부터 생길 것이다. 또한 gate의 work function이 앞서 구한 것처럼 불규칙하게 존재하므로 다양한 방향을 갖는 current path가 생길 것이다. 이로부터, 만약 가장 작은 V_{TH} 가 최단 거리인 소스에서 드레인 방향으로 존재한다면 leakage current path에 대한 worst case라 할 수 있다. 즉, 가장 작은 V_{TH} 를 갖는 영역이 gate 내에 최단거리로 존재할 때 current leakage에 지배적인 역할을 한다고 볼 수 있다. 이러한 영역을 lucky channel이라 하였다. 따라서 본 논문에서는 lucky channel에 의한 worst case를 구현하기 위해 앞서 modelling 된 gate의 width를 2-nm 간격으로 나누어 이들의 평균을 구한 뒤 각 channel 영역이 current path에 미치는 영향을 살펴보았다 [7].

전체적인 channel의 배열로 보면, 나누어진 영역들은 각각의 work-function을 갖고 같은 gate length와 width를 갖는 NMOS라 생각할 수 있으며 소스와 드레인을 병렬로 연결하면 원래의 length와 width를 갖는 NMOS가 된다. 또한 병렬로 연결하기 때문에 동일한 게이트전압에 따른 각 MOS의 전류의 변화를 살펴볼 수 있고 각 NMOS의 전류의 합으로 궁극적으로 나누기 전의 NMOS에 흐르는 전류를 구할 수도 있다. 이 과정은 원하는 바인 NMOS를 worst case의 상태로 만들어 이에 따른 V_{TH} variation을 살펴보는 것에 적합하다 [7]. 위의 과정에 대한 모식도를 Fig. 3에서 확인할 수 있다.

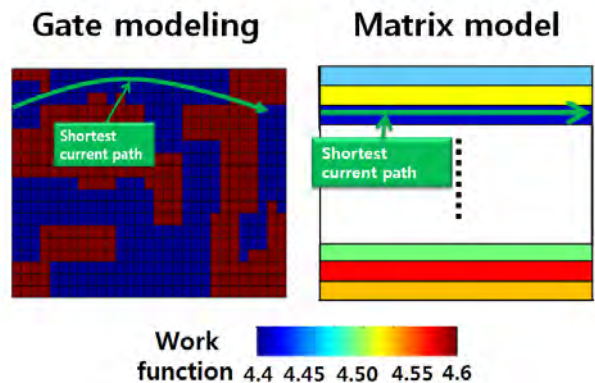


Fig. 3. Gate modeling과 matrix model의 도식화.

3. Monte Carlo (MC) simulation

모델링된 gate를 이용하여 본격적인 matrix model을 구현하였다. 이를 위해 TCAD 시뮬레이션 [8]을 사용하였고 28-nm low power CMOS technology의 결과를 토대로 gate를 구현하였다. 그 다음 Mixed mode 시뮬레이션 [8]을 이용해 총 200개의 matrix model로 Monte Carlo 시뮬레이션을 수행했다. 그리고 시뮬레이션에서 얻은 각 NMOS의 current에 대한 결과를 모두 합해 최종적인 I_D-V_G curve를 구하고 V_{TH} variation을 분석하였다. 시뮬레이션의 대조군으로 gate

의 평균 work-function을 갖는 average NMOS를 사용하였다. 우선 current는 on-current의 경우 matrix model이 약 10 μ A정도 더 큰 값을 갖는 것을 보이고 off-current의 경우도 마찬가지로 matrix model이 약 10pA정도 더 큰 값을 나타내는 것을 보인다. 이는 Fig. 4에서 확인 할 수 있다. 위와 같은 결과가 나온 이유는 lucky channel에 의한 current 양의 증가로 인해 전체적인 current의 양이 증가했기 때문이라 생각할 수 있다. 다음으로 V_{TH} variation에 대해 분석해보면 $V_{TH,Sat}$ 와 $V_{TH,Lin}$ 모두 matrix model이 average model보다 약 300 mV 정도 작은 값을 갖는 것을 확인 할 수 있다. 이와 같이 average model이 높은 V_{TH} variation을 갖는 이유는 average model의 경우 work function의 각 부분에서의 효과 보다는 이들의 전체적인 평균에 대한 효과를 보기 때문에 상대적으로 작은 work-function값들이 무시된 결과로 생각된다. 앞서 언급된 실험데이터와 비교했을 때 matrix model이 약 100 mV 미만의 범위에서 차이를 보이는 것을 확인 할 수 있다. 위의 결과들은 Fig. 5를 통해 확인 할 수 있다.

따라서 위의 결과를 종합해 볼 때 MC 시뮬레이션을 통한 V_{TH} variation분석에 matrix model을 사용할 경우 비교적 적은 표본으로도 실제 데이터와 비슷한 결과를 얻는 것에 효과

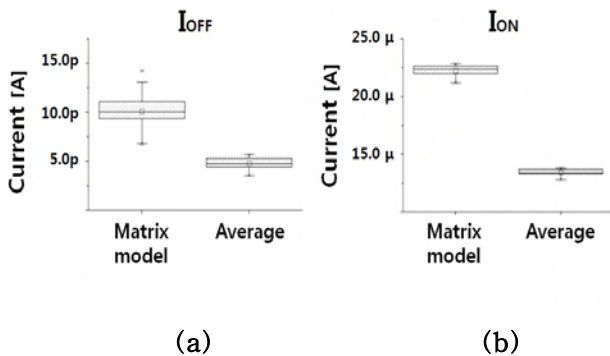


Fig. 4. Box-and-whisker plot으로 나타낸, On-/Off-current 분포 비교. 적이라고 볼 수 있다.

III. 결론

HK/MG를 사용한 28-nm MOSFET의 work-function에 의한 V_{TH} variation을 분석하는 방식인 matrix model을 소개하였다. 위의 결과를 종합해 볼 때 기존의 variation 분석에 사용되었던 10^6 보다 적은 표본을 사용해 비교적 실험데이터와 비슷한 V_{TH} variation을 얻어냈다. 또한 leakage 관점에서도 lucky channel에 의한 worst case를 가정한 상태에서 분석했기 때문에 MOSFET 설계시 WFV에 의한 leakage효과와 V_{TH} variation을 예상하는데 비용과 시간 절약에 효과적인 분석법이 될 수 있다.

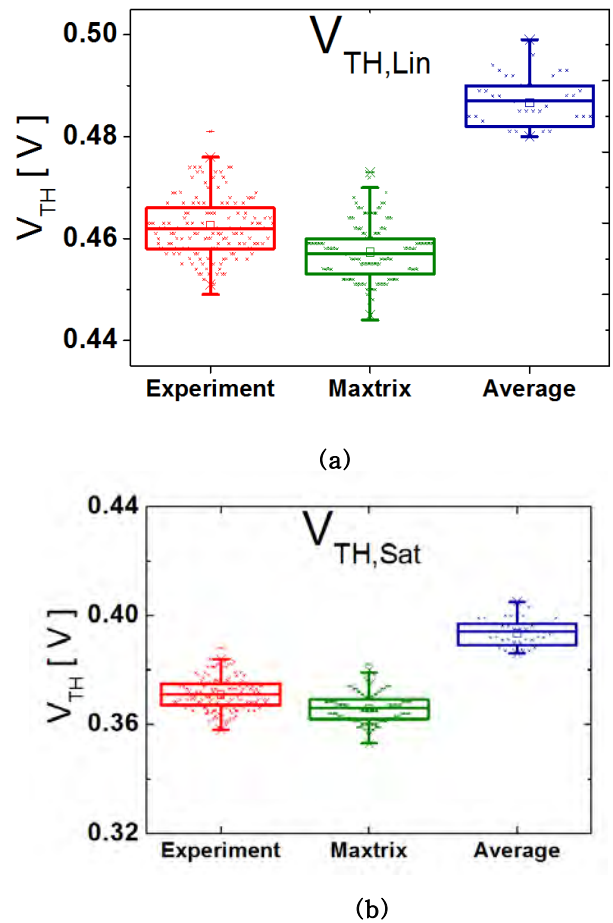


Fig. 5. Box-and-whisker plot으로 나타낸, V_{TH} 분포 비교.

Acknowledgement

This work was supported by the Basic Science Research Program through the National Research Foundation of Korea (NRF) funded by the Ministry of Education, Science and Technology (grant number: 2012014011).

참고 문헌

[1] G. Roy, A. R. Brown, F. Adamu-Lema, S. Roy, and A. Asenov, "Simulation study of individual and combined sources of intrinsic parameter fluctuations in conventional nano-MOSFETs" *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 53, no. 12, pp. 3063 - 3070, December 2006.

- [2] A. Cathignol, B. Cheng, D. Chanemougame, A. R. Brown, K. Rochereau, G. Ghibaudo, and A. Asenov, "Quantitative evaluation of statistical variability sources in a 45-nm technological node LP N-MOSFET," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 29, no. 6, pp. 609 - 611, Jun. 2008.
- [3] A. Asenov, A. Cathignol, B. Cheng, K. P. MaKenna, A. R. Brown, A. L. Shluger, D. Chanemougame, K. Rochereau, and G. Ghibaudo, "Origin of the asymmetry in the magnitude of the statistical variability of n- and p-channel poly-Si gate bulk MOSFETs," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 29, no. 8, pp. 913 - 915, August 2008.
- [4] X. Wang, A. R. Brown, N. Idris, S. Markov, G. Roy, and A. Asenov, "Statistical threshold-voltage variability in scaled decananometer bulk HKMG MOSFETs: A full-scale 3-D simulation scaling study," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 58, no. 8, pp. 2293 - 2301, Aug. 2011.
- [5] H. F. Dadgour, K. Endo, V. K. De, and K. Banerjee, "Grain-orientation induced work function variation in nanoscale metal-gate transistors -Part I : modeling, analysis and experimental validation," *IEEE Transactions On Electron Devices*, vol. 57, no. 10, October 2010.
- [6] C. Shin and I. J. Park, "Impact of using double-patterning versus single-patterning on threshold voltage variation in quasi-planar tri-gate bulk MOSFETs," *IEEE ELECTRON DEVICE LETTERS*, vol. 34, no. 5, pp. 578-580, May 2013.
- [7] G. S. Lee and C. Shin. "Computing-inexpensive matrix model for estimating the threshold voltage variation by work-function variation in high-k/metal-gate MOSFETs", submitted to *Journal of Semiconductor Technology and Science*, May 2013.
- [8] Sentaurus user guide, ver. E-2010.12.

Development of high speed multi wavelength system for 3D measurement

*Hoang Van Giang, Kuk Won Ko, Min Young Kim

Department of Information and Communication Engineering, Sunmoon University

e-mail : hoanggiangcdt@yahoo.com, kuksauto@hanmail.net

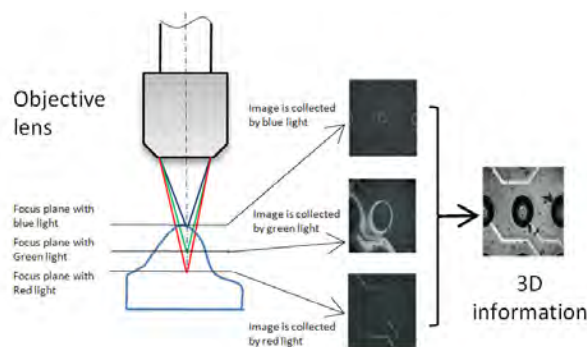
Abstract

This paper proposes an optical system, and algorithm to generate one multi-wavelength system with 3D information image, that is using the effect of each wavelength of the light to depth of focal when pass through objective lens for faster transverse scanning image by combination three wavelength to decrease longitudinal motion. Each wavelength of the light will be obtained in a focus image at different position on the object plane. It uses area camera which can be detected full field of specimen surface. It such as a parallel measurement system by using three camera collect focus images at the same time. By combination all images focusing from three wavelength, during transverse scanning, which is through depth from focus level of each pixel on images. we can know 3D information image of object.

I. Introduction

The optical microscope is an essential tool in various fields such as microbiology and mechanic,

because it easily visualizes and analyze the object with sub-micrometer spatial resolution. Unlike conventional confocal systems using laser-scanning point by point [1], that is cannot perform high speed imaging because the laser scanning system takes a lot of time for 2D scanning. In this system using three color light sources with different wavelength, and parallel collected focusing image by three cameras corresponding each color



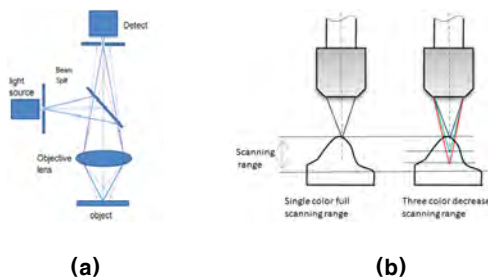
[Fig. 1] Image are collected at each focal position with each wavelength

In Figure 3, camera 1 is used to collect images with red light source, camera 2 is used to collect images with green light source, camera 3 is used to collect images with blue light source. Since images are

collected from three camera (Figure 1) during PZT is scanning, and calculator pixels focusing level on image, that is combination to know 3D information of object surface. Advantage of this method is high speed 3D measurement, by using three camera to parallel collected images at the same time. and using confocal theory about effected each wavelength to depth of focal, that is combination to decrease longitudinal scanning, shown figure 2b.

II. Theory

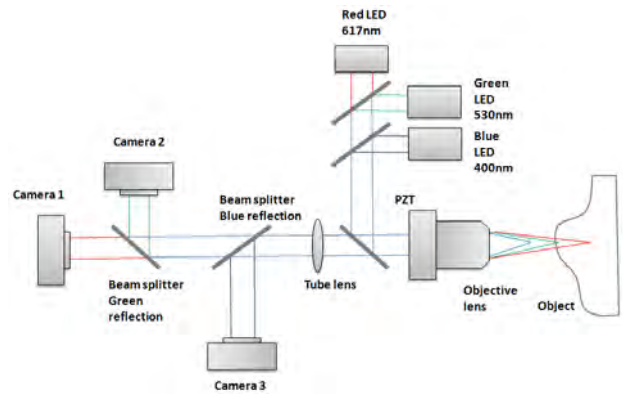
Figure 2 (a) shows a principle schematic diagram of chromatic confocal microscope. When a polychromatic light source illuminates, the rays of different wavelengths are focused onto different focal points along the optical axis by longitudinal chromatic aberration. When the ray of wavelength λ , of which the corresponding focal point is precisely on the sample surface, the reflected ray of this wavelength λ will pass through the pinhole.



[Fig. 2] (a) is principle of the confocal microscope. (b) Using multi wavelength to decrease scanning range

III. Experimental

Main components are used in this experiment include: Three camera 2046x1086 resolution, 340fps. Two beam splitters filter corresponding green, blue color reflection. Red light source 617nm wavelength. Green light source: 530nm wavelength. Blue light source: 400nm wavelength. PZT: 200um moving range. Objective: 10X, 0.25NA

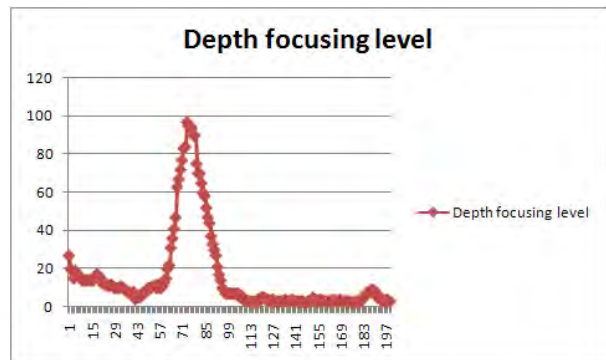


[Fig. 3] Schematic multi wavelength system

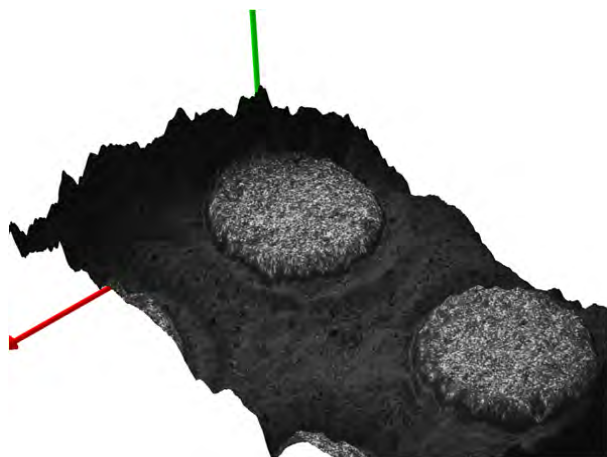
Figure 3 Show a schematic of multi wavelength system for experiment.

IV. Experiment result

By detecting the position with highest depth focusing level at CMOS camera output during the moving of PZT we can find depth focusing level at different position pixel to determine 3D information with each object plane.



[Fig. 4] Show a result by detected depth focusing level at different pixels during the moving of PZT 1um of step.



[Fig. 5] 3D information from images area collected

V. Conclusion

The experiment in this paper is a base to develop a high speed 3D measurement system. It uses area camera which can be detected full field of specimen surface. It such as a parallel measurement system by using three camera collect focus images at the same time. It's faster to scan focussing images at each focal position corresponding to each wavelength of the polychromatic light, which is through depth from focus level of each pixel on images. And by combining all the data points, a 3D map of specimen surface can be obtained by using polychromatic light source, that is decrease scanning range. Therefore this method increases processing capability and speed for system. In future this system will be able to used the light source with more different wavelength to obtain a full 3D surface better.

VI. Thanks to

This work (Grants No. 00048380) was supported by Business for Cooperative R&D between Industry, Academy, and Research Institute funded Korea Small and Medium Business Administration in 2011.

References

- [1] Three-dimensional surface profile measurement using a beam scanning chromatic confocal microscope Received 7 March 2009; accepted 30 June 2009; published online 27 July 2009
- [2] Multifocal Multi-Photon Microscopy. Jörg Bewersdorf, Alexander Egner, and Stefan W. Hell
- [3] Development of a new multi-wavelength confocal surface profilometer for *in-situ* automatic optical inspection (AOI) Manuscript received: July 15, 2009 / Accepted: August 15, 2009
- [4] Multi-focus CARS microscopy using microlens array scanner for realtime molecular spectral-imaging.
- [5] Development of a new multi-wavelength confocal surface profilometer for *in-situ* automatic optical inspection (AOI) Manuscript received: July 15, 2009 / Accepted: August 15, 2009

Schottky Contact을 이용한 도파관의 세기 변조 연구

^{1,2}한동철, ¹정의석, ¹이경운, ¹이동호, ¹박정호*,
¹고려대학교 전기전자전파공학부, ²삼성전자
E-mail: jhpark@korea.ac.kr

Study on Optical Intensity Modulation using Silicon Schottky contact

^{1,2}Dong Chul Han, ¹Ui Seok Jeong, ¹Kyungwoon Lee,
Dong Ho Lee, ¹Jung Ho Park
¹School of Electrical Engineering, Korea University,
²Samsung Electronics Company

Abstract

A silicon optical electro-absorption modulation (EAM) using free-carrier plasma dispersion effect is proposed. We designed a simple line silicon optical waveguide to verify EAM property. Modulation is achieved through free-carrier absorption, not interference effect. It can change absorption coefficient and refractive index through a change of free-carrier density and can modulate light conclusively. In order to realize free-carrier density change at low applied voltage, a Schottky contact was integrated in the device. As a result, modulation depth of more than 10dB was achieved at 1.25V with Platinum Schottky contact.

I. 서론

전계 광흡수 변조기(Electro-Absorption Modulator)는 인가되는 전압에 의해, 소자 내 광흡수 계수의 변화를 유도하여, 도파되는 광의 세기를 변조 할 수 있다. EAM은 저전압 구동으로 흡수계수를 변화시킬 수 있으며, 낮은 커패시턴스 영향으로 높은 변조 속도를 낼 수 있다. 또한, 위상간섭계 구조가 없어 낮은 분극

의존성 등의 장점을 갖는다. 이런 특징으로, EAM은 광통신에서 요구되는 초고속 전송과 높은 비트 전송률의 장점이 있다.

EAM은 커효과(Kerr effect), 포켈스 효과(Pockels effect)와 같은 선형 전광효과(Electro-absorption effect)가 우수한 LiNbO₃, GaAs등의 재료를 통해 상용화 되고 있다. 하지만, 고가의 재료비와 집적된 칩으로 제작이 어렵다는 단점을 가지고 있다.[1]

실리콘 기반으로 EAM을 제작하면, 앞서 언급한 단점을 극복할 수 있다. 하지만, 실리콘의 물질 특성으로 인해 EAM구현이 어렵다는 단점이 있다. 실리콘은 간접 밴드갭(Indirect band-gap) 특성으로 인해 선형 전광효과가 미미하다.[2] 선형 전광효과를 이용하기 위해 QCSE(Quantum Confine Stark Effect)를 통해 게르마늄(Ge)양자우물을 이용한 연구도 보고 되었다.[1] 또한, 열적 변조(Thermal modulation)를 이용하면 광 변조 제어가 어렵고, 초고속 동작에 불리하다.[3]

실리콘은 선형 전광효과는 미미하지만, 외부 전계에 의한 자유전하 플라즈마 확산 효과(Free-carrier Plasma Dispersion Effect)로 인해 실리콘 소자 내에서 빛의 굴절률(Δn) 및 흡수계수($\Delta \alpha$)가 변하게 된다.[4] 이는 광의 위상, 편광, 강도 등의 변화를 유발하여 마흐젠더(Mach-Zender) 간섭구조 등을 통해 광변조기로 사용이 가능하다. 이런 동작특성은 자유 전하 확산 효과를 위해서 비교적 큰 구동전압이 요구된다.

본 연구는 Schottky contact 특성을 이용하여 저전압 구동으로 자유전하 플라즈마 확산 효과를 유도함과 동시에 소자 내 도파되는 광의 강도를 변조 할 수 있는 설계에 관한 것이다. 이를 통해, 실리콘 EAM의 가능성을 전산모사를 통해 확인하였다.

II. 본론

2.1 광도파 가능한 실리콘 소자 설계

C-Si의 고유 에너지 밴드갭이 1.1eV이므로, 1.55um 파장의 광은 실리콘 소자 내 매우 작은 손실로 도파가 가능하다. 도파되는 광은 SOI(Silicon on Insulator) 기판을 통해 이루어져야 한다. 이를 통한 소자 설계 구조는 아래 그림과 같다.

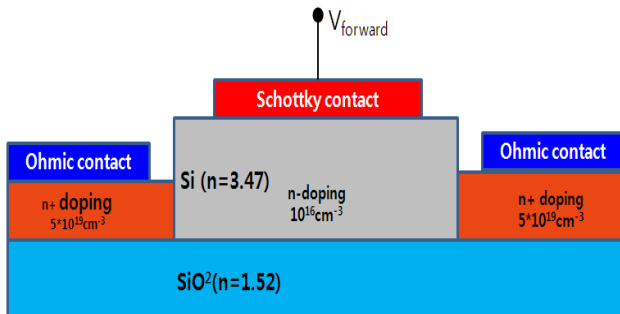


그림 1. Schottky contact을 이용한 실리콘 광도파로(Rib) 설계

위의 구조를 통해 C-Si 상부층에서 광 도파가 가능하며, 그 중심부의 낮은 도핑 영역은 유효굴절률이 크므로, 중심부로 광구속이 가능하다.[5] 또한, Schottky contact이 가능하다. 도핑 농도가 높은 양쪽은 Ohmic contact이 된다. 전압이 인가될 때, 양쪽의 자유 전하는 중심부분의 자유전하 농도(ΔN)를 변화시킴으로써, 광 흡수계수($\Delta\alpha$)를 변화시킬 수 있다. 광도파 영역의 중심 부분에서 자유전하 농도변화를 위해 상층부는 500nm 이하가 되어야 한다. 이로써, Schottky contact를 이용하여 저전압 구동으로 소자 내 도파되는 1.55um 광의 세기 변조가 가능하다.

2.2 Schottky contact 물질별 특성

실리콘의 경우 자유전하 플라즈마 확산 효과에 의해 반도체 소자 내 자유전하의 농도가 변하고 이와 함께 아래 수식에 따라 굴절률과 흡수계수가 변한다.[4]

$$\Delta n = \Delta n_e + \Delta n_h = -[8.8 \times 10^{-22}(\Delta N_e) + 8.5 \times 10^{-18}(\Delta N_h)^{0.8}]$$

$$\Delta \alpha = \Delta \alpha_e + \Delta \alpha_h = 8.5 \times 10^{-18}(\Delta N_e) + 6.0 \times 10^{-18}(\Delta N_h)$$

$\Delta n_e, \Delta n_h$ 는 각각 전자와 정공 농도 변화에 의한 굴절률 변화량, $\Delta N_e, \Delta N_h$ 는 각각 전자와 정공의 농도 변화량 그리고 $\Delta \alpha_e, \Delta \alpha_h$ 는 각각 전자와 정공 농도 변화에 의한 흡수계수 변화량이다.

Schottky contact은 금속과 반도체의 접합 시 일함수(Work function)차이에 의해 p-n접합 보다 큰 공핍 영역을 형성한다. 이러한 공핍 영역은 소자내의 다른 영역보다 높은 굴절률을 가지며 입사광의 구속이 가능하다. 위의 수식을 통해 n-type Schottky contact이 p-type Schottky contact보다 큰 흡수계수 변화를 보임을 알 수 있다. 따라서, n-type Schottky contact가 가능한 금속인 금(Au), 니켈(Ni), 백금(Pt)을 선정하여 0V와 1.25V사이에서 자유전자 농도의 변화량(그림 2)과 그에 따른 흡수계수와 굴절률의 변화량(그림 3)을 확인하였다.

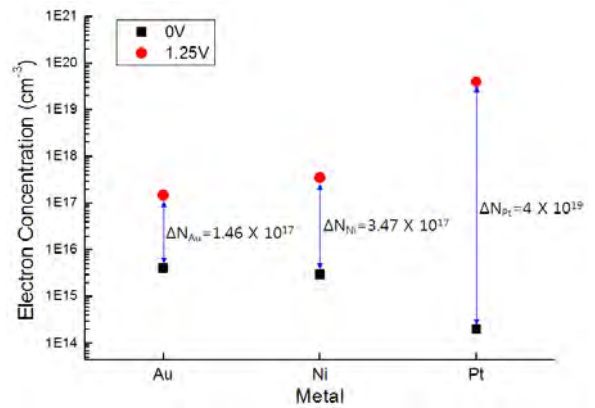


그림 2. 금속별 인가전압에 따른 자유전자 농도

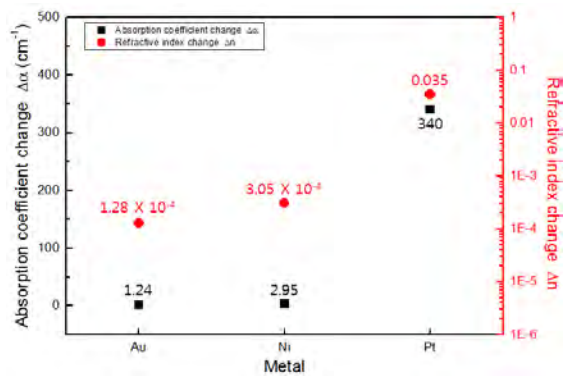


그림 3. 금속별 흡수계수 및 굴절률 변화량

위의 결과로부터 실리콘과의 일함수가 가장 큰 백금이 흡수계수의 변화량이 가장 크고, 변조기 성능을 평가 할 수 있는 높은 광변조폭을 얻기 위해서는 n-type Schottky contact 물질로 백금이 유리함을 알 수 있다.

2.3 Schottky contact 물질별 광도파 특성

Rib 구조의 광도파로에서 1.55um파장의 광변조폭 확인을 위해 0V와 1.25V 전계 인가 시 굴절률을 반영하여 Comsol 전산모사를 진행한 결과를 그림 4에 나타내었다.

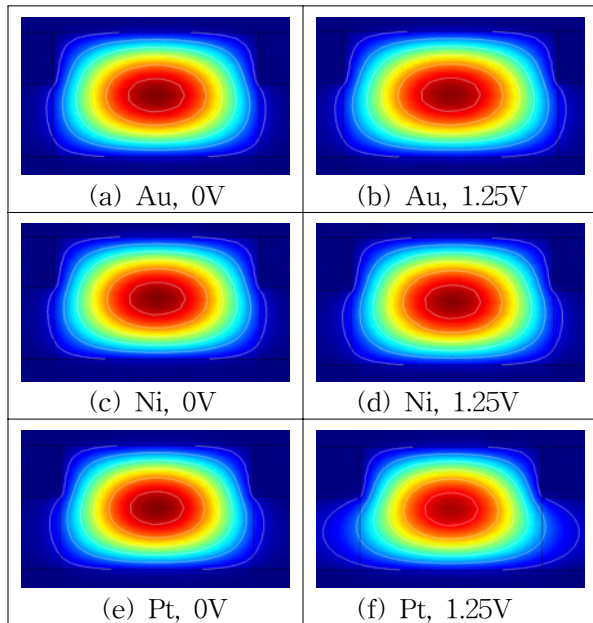


그림 4. 인가 전압에 따른 광도파 전산모사

동일한 전압을 인가할 경우 금(그림 4 (a),(b)), 니켈(그림 4 (c),(d))보다 백금(그림 4 (e),(f))에서 전자 농도(ΔN)에 따른 굴절률(Δn) 및 흡수계수($\Delta \alpha$)의 변화가 크고 이에 따라 백금에서 큰 폭의 광변조가 가능함을 알 수 있다.

2.4 광변조 특성 평가를 통한 변조 구간 선정

빛이 소자의 공핍영역으로 도파될 때 변조구간이 길수록 광변조폭은 커진다. 하지만 도파로 길이가 길 경우 이에 따른 삽입손실(Insertion loss)도 동시에 커지게 되므로 결합손실(Coupling loss)과 전파손실(Propagation loss)을 고려해야 한다. 이런 손실을 최소화할 경우, 약 70um의 변조구간에서 일반적인 광변조폭인 10dB수준[1]을 구현할 수 있어 소형화 및 집적화에 유리하다.

III. 결론 및 향후 연구 방향

백금-실리콘의 Schottky contact을 이용하여 1.25V의 저전압 구동으로 광변조폭 10dB이상에서 동작 하는

실리콘 전계 광흡수 변조기의 구현 가능성을 전산모사로 확인 하였다. 이를 이용할 경우 소형화 및 다른 실리콘 소자와의 집적화에 유리할 수 있다.[6]

향후 초고속 광변조에 적합한 RF전극을 설계[7]하고 광구속에 유리한 소자의 구조로 제작에 관한 연구를 진행할 것이다.

감사의 글

본 연구는 서울시 산학연 협력사업(WR080951)의 연구 결과로 수행되었습니다.

참고문헌

- [1] G.T.Reed, G.Mashanovich, F.Y.Gareds and D.J. Thomson, Silicon optical modulator, Nature Photonics 4, 5181-526, 2006
- [2] P. H. WENDLAND, Electric Field Effects on Indirect Optical Transitions in Silicon, American Physical Society, 1965
- [3] A P Knights et al, The equivalence of vacancy-type damage in ion-implanted Si seen by positron annihilation spectroscopy, Appl.Phys.Lett., 75, 466-468.
- [4] RICHARD A.SOREF, and BRIAN R.BENNETT, Electro optical Effects in Silicon" IEEE JOURNAL OF QUANTUM ELECTRONICS, Vol.QE-23, No1, January 1987
- [5] A. N. SAXENA, Forward Current-voltage Characteristics of Schottky Barriers On N-type Silicon, SURFACE SCIENCE, 13, 151-171, 1969
- [6] Ali W. Elshaari, Stefan F. Preble, 10Gb/s broadband silicon electro-optic absorption modulator, Optics Communications, 283, 2010
- [7] N.kikuchi, 80Gb/s low driving Voltage InP DQPSK Modulator with n-p-i-n Structure, June 2009

광모드 변환기의 최적화를 통한 광검출기의 편광 의존성 손실 최소화

*최중선, 한원석, 김덕준, 김종희, 윤천주, 김동영, 권용환, 남은수
한국전자통신연구원
e-mail : jschoe@etri.re.kr

Small Polarization Dependent Loss of Waveguide Photodetector with Optimized Spot-Size Converter

*Joong-Seon Choe, Won-Seok Han, Duk-Jun Kim, Jong-Hoi Kim, Chun Ju
Youn, Dong-Young Kim, Yong-Hwan Kwon, Eun-Soo Nam
Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

Simulation was performed to estimate polarization dependent loss (PDL) of photodetector with spot-size converter (SSC). The calculation gave an optimum condition about the thicknesses of the two tapers of SSC for small PDL. Devices were designed based on the calculation result, and after fabrication it was found that the devices had PDL as small as 0.3dB, which is consistent with the calculation.

I. 서론

광검출기는 광통신의 수신부에 쓰이는 핵심 소자로서, 광신호를 전기 신호로 변환하여 추가적인 전기적 처리가 가능하도록 한다. 광검출기의 형태는 광도파로 형과 표면 입사형이 있으며, 큰 대역폭과 높은 흡수 효율을 동시에 가질 수 있는 장점때문에 고속의 광통신에서는 광도파로형 광검출기가 더 많이 쓰인다. 그러나, 반도체로 이루어진 광도파로는 정사각형과 같은 대칭형의 단면으로 제작하기가 어렵고 얇고 넓은 형태를 가지게 된다. 그럴 경우에는 편광에 따라 그 진행 특성이 차이를 보이게 되어 편광 의존성 손실 (PDL)을 유발한다. PDL은 광검출기에서는 편광에 따라 출

력 신호의 크기가 변하는 형태로 나타나며, 광통신망에서 편광은 항상 임의의 방향으로 회전하여 결과적으로 광검출기 출력 신호의 크기가 시시각각 변화하게 된다. 이것은 송수신 시스템의 페널티로 동작하여 에러율을 높이므로 광검출기가 가능한 한 작은 PDL을 가지도록 제작하여야 한다.

본 논문에서는 2단 테이퍼 구조의 광모드 변환기가 집적된 광검출기의 특성을 전산 모사하여 PDL이 최소가 되는 구조를 결정하였고, 그것을 바탕으로 광검출기를 제작하여 그 특성을 조사하였다.

II. 소자 설계 및 전산 모사

2.1 소자의 구조

본 연구에 사용된 소자의 구조는 그림 1과 같다. 광섬유와의 광결합을 위해 diluted waveguide 구조를 사용하였다. Diluted waveguide는 두꺼운 InP와 얇은 InGaAsP ($\lambda=1.05\mu\text{m}$)를 3주기로 성장하여 형성시켰다. 그 위에 제작된 2단의 InGaAsP ($\lambda=1.15\mu\text{m}$) 테이퍼가 입사된 빛을 흡수층으로 유도하는 역할을 한다. 흡수층은 InP 기판에 격자 정합되는 InGaAs이다. 흡수층과 테이퍼층 사이에는 n-형의 InGaAsP ($\lambda=1.24\mu\text{m}$)층이 있다.

2.2 전산 모사

편광에 따른 흡수율을 계산하기 위해 상용의 Beam propagation method (BPM) 툴을 사용하였다. 입력광으로 파장 $1.55\mu\text{m}$ 의 단일모드 광섬유의 모드를 사용하

였으며, 계산은 semi-vectorial mode로 수행하였다. 광검출기의 PDL이나 responsivity는 많은 요소에 의해서 영향을 받으므로, 그 모든 요소들을 모두 변수로 하여 계산을 수행하기에는 너무 많은 시간이 필요하므로 본 연구에서는 두 테이퍼의 두께만을 변수로 하였다. 따라서, 마스크 설계시 결정되는 요소인 테이퍼의 길이 및 형태, 흡수층과 테이퍼가 끝나는 지점과의 거리, diluted waveguide의 형태 및 두께 등은 고정시켰다.

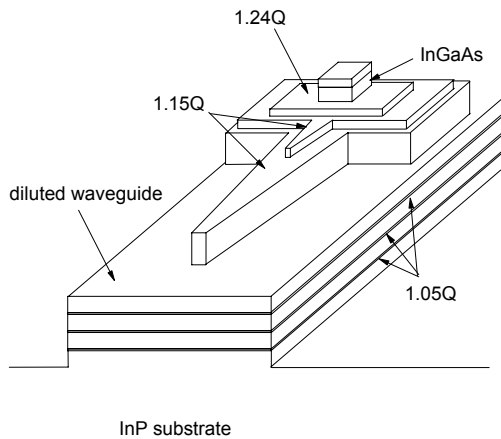


그림 1 소자 구조의 개략도

전산 모사의 결과 얻어진 PDL과 각 테이퍼 두께와의 관계는 그림 2와 같다. 테이퍼 두께에 따라 PDL이 크게 영향을 받음을 알 수 있으며, 그 범위는 0dB에서 2dB에까지 이르렀다. 에피 성장 및 식각 공정에서의 오차를 감안한다면 최적의 두께 조건은 대략 아래쪽 테이퍼가 0.38 μ m, 위쪽 테이퍼가 0.19 μ m 정도이다.

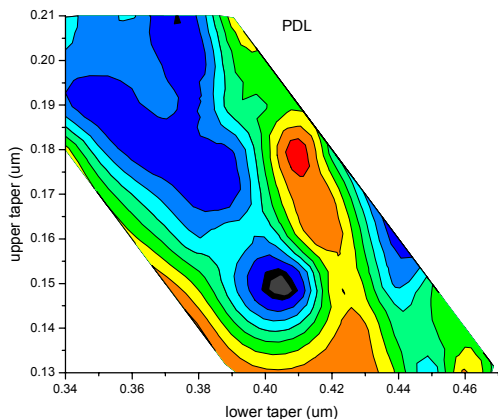


그림 2 각 테이퍼의 두께에 따른 PDL의 계산 결과

III. 소자 특성

앞서 얻은 결과를 바탕으로 에피를 성장하여 광검출기 소자를 제작하였다. 에피는 MOCVD로 성장하였으며, 소자 제작은 RIE, PECVD, 금속 증착 등의 일반적인 반도체 공정을 거쳐서 이루어졌다.

수직으로 절단된 광섬유를 광검출기의 diluted waveguide에 결합하여 이때 나오는 광전류를 측정하여 responsivity를 측정하며, 광섬유에 연결된 편광 조절기를 조절할 때 변화하는 responsivity를 관찰하여 최대값과 최소값으로부터 PDL을 얻는다.

$$PDL (dB) = 10 \log \frac{R_{max}}{R_{min}}$$

여기서 R_{max} 와 R_{min} 은 각각 편광을 조절해서 얻어진 responsivity의 최대값과 최소값이다.

그림 3은 측정을 통해 얻어진 PDL의 분포이다. 대부분의 소자가 0.3dB 이하의 PDL을 보였으며, 이것은 전산 모사를 통해 예측한 것과 비슷한 결과이다. 상용 광검출기가 대개 0.5dB의 PDL을 규격으로 제시하는 것을 감안하면 상용 부품 이상의 PDL 특성을 보인다고 할 수 있다.

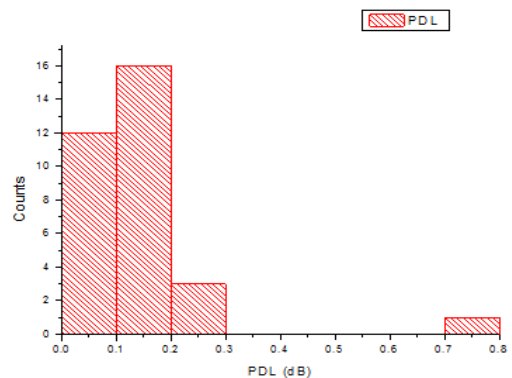


그림 3 PDL 측정 결과

IV. 결론

광모드 변환기 집적 광검출기의 BPM 전산 모사를 통해 PDL이 최소가 되는 조건을 확인하였으며, 이를 바탕으로 소자를 제작하여 PDL 특성이 계산에서와 같이 작은 값을 보임을 확인하였다. 측정된 PDL 값은 대부분의 소자에서 0.3dB 이하였으며, 그 편차도 크지 않았다.

참고문헌

1] T. Duthel 외, Optical Fiber Communication, 2008

차별화된 파장감지부 구성을 이용한 광섬유 센싱 시스템

송홍주^{1,4}, 이준호¹, 최영복², 김정수³, 박정호⁴

¹전자부품연구원 광전융합연구센터

²파이버피아(주)

³포벨(주)

⁴고려대학교 전기전자전파공학부

e-mail : shj4011@keti.re.kr, junholee@keti.re.kr, cyber@fiberpia.com, jskim@phovel.com, jhpark@korea.ac.kr

Fiber Bragg Grating Sensing System using new interrogation schemes

Hong Joo Song^{1,4}, Jun Ho Lee¹, Youngbok Choi², Jeong Soo Kim³, Jung Ho Park⁴

¹Photonics Convergence Research Center, Korea Electronics Technology Institute

²FIBERPIA CO., LTD.

³Phovel

⁴School of Electrical Engineering, Korea University

Abstract

For monitoring the real-time structural health, fiber Bragg grating(FBG) sensing systems have been consistently developed due to their inherent advantages as compared to conventional electric sensing system. In this paper, we propose the FBG sensing system with new interrogation schemes to detect the shift of wavelength induced by the variations of sensing targets such as temperature, strain, pressure, and vibration. The proposed scheme can be promising candidate to enhance the competitiveness of system due to it's key features of small volume, low cost, and high reliability.

I. 서론

광섬유격자(FBG) 센싱 시스템은 안전에 관련한 온도, 변형, 진동과 같은 물리량을 감지 또는 모니터링 할 수 있는 장치이다. 이것은 기본적으로 광섬유와 광신호를 이용함으로써 가지는 특수성으로 인해 전기저항을 이용하는 전기식 센서가 가지는 한계점과 문제점을 극복할 수 있다는 장점을 가지고 있다. 특히, 단일

광선로에 여러 센싱부를 구성하여 다중 센싱을 할 수 있다는 점과 강한 전자기파, 부식, 화학반응성 등의 외부환경에 민감하지 않다는 점은 가장 주목할 만한 특징이라 할 수 있다.

그림 1은 FBG 센싱 시스템의 일반적인 구조를 나타내고 있는데, 측정환경의 물리량 변화는 광섬유격자(FBGs)에 유도되어 광신호의 파장(Bragg wavelength, λ_B) 변화를 일으키고 이 신호는 광섬유를 통해 측정시스템에 전달되어 파장 변화를 감지함으로써 이를 유발시킨 물리량의 정보를 실시간으로 감지 할 수 있게

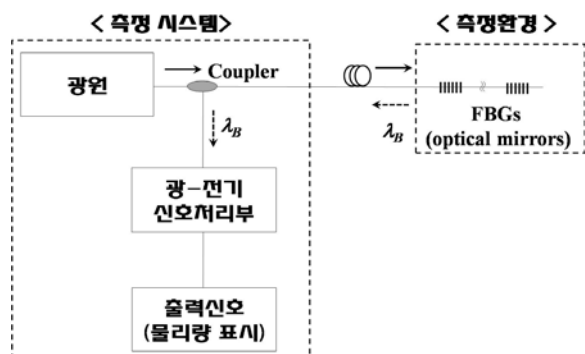


그림 1. FBG 센싱 시스템의 일반적인 구성도

된다. 즉, 물리량을 감지하는 핵심적인 원리는 물리량 변화에 의해 유도된 파장변화를 감지하는 것이다(그림 1참조). 이 파장감지기술에 따라 시스템의 구성요소의 종류 뿐만 아니라 가격, 부피, 성능, 신뢰성 등의 주요 특성들이 결정된다[1]. 다양한 방식을 통해 많은 연구와 발전이 이루어져 왔음에도 불구하고 여전히 가격, 부피, 휴대성, 실용성 등의 측면에서 경쟁력을 확보해야 할 요소들이 존재한다. 따라서 본 발표에서는 이러한 제품의 경쟁력을 강화하기 위한 목적으로 차별화된 광원과 광신호처리부를 이용한 시스템 구성을 제시하고자 한다.

II. 시스템 제작 및 특성평가

그림 2는 제작된 FBG 센싱 시스템 구조를 보여주고 있다. 여기서 가장 핵심적인 요소는 이미 언급했던 광원부와 광신호처리부이다. 광원부는 기존의 높은 가격에 큰 부피를 가진 파장가변레이저나 고출력 광대역 광원 대신 저가의 소형 광통신용 광증폭기를 사용하였다. 여기서 특징은 반사된 브래그 파장이 광원으로 재입사하여 약 26dB 정도의 광증폭을 거쳐 광신호처리부로 전달되는 점이다. 광신호처리부의 핵심원리는 입사되는 브래그 파장(λ_B)의 변화를 전기출력신호로 구분할 수 있게 하는 것인데 제안된 기술은 이를 위해 필요한 모든 구성요소들을 열전소자가 장착된 높이 17mm × 직경 6mm의 소형 TO can 패키지 형태로 집적화시킨 점이 특징이다. 따라서 제안된 광원과 광신호처리 장치는 가격 경쟁력 및 시스템 부피의 최소화와 외부 온도에 대한 안정성을 제공하는 최적의 형태라 할 수 있다.

그림 3과 같이 FBG 물리량 센싱 시스템은 먼저 온도 측정을 통해 성능 평가가 이루어졌다. 테스트 시스템은 기본적으로 그림 1을 따른다. 여기서 FBG 센싱부는 온도조절 chamber (CLIMATS사의 모델 Excal

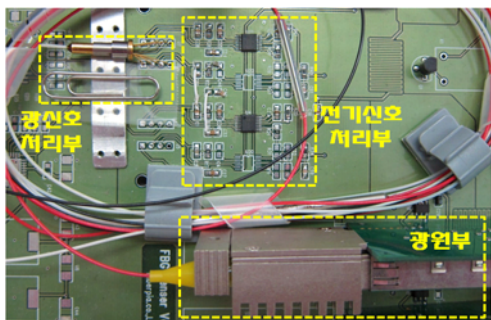


그림 2. 제작된 FBG 센싱 시스템 세부 구조도

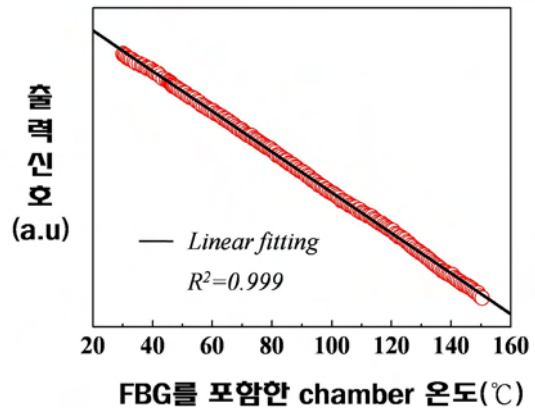


그림 3. 온도 측정 성능 테스트

- Linear fitting (상관계수 $R = -0.99979$)
- : 출력신호 = $0.78156 - (1.74659E-4 \times \text{온도})$

5425) 내부에 위치하게 된다. 온도 조절은 2°C/min 속도를 가지고 30°C에서 150°C까지 이루어졌다. 이 구간에서 chamber의 온도조절 정확도는 $\pm 0.3^\circ\text{C}$ 이하의 성능을 갖는다(한국산업기술시험원 인증). Chamber 온도는 일정한 시간간격에 따라 측정되었고 이와 동시에 FBG 시스템 출력신호를 기록하였다. 따라서 이를 토대로 도출한 온도에 대응하는 출력신호 특성이 그림 3에 나타나 있다. 온도에 따른 출력신호는 상관계수(R) -0.99979 를 가지며 linear fitting line 으로부터 무시할만한 편차값인 $\pm 0.016\%$ 를 가짐으로서 거의 완벽한 선형성을 나타낸다. 즉, 이 결과는 $\pm 0.3^\circ\text{C}$ 의 오차범위를 갖고 변화하는 온도에 대해 고유한 출력신호 값들로 정의 할 수 있음을 나타낸다. 다른 말로 하면, 적어도 $\pm 0.3^\circ\text{C}$ 정확도 수준의 온도 감지 능력을 가지고 있음을 의미한다.

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 발표에서는 차별화된 광원과 광신호처리 장치를 이용하여 가격경쟁력, 부피의 최소화, 신호의 안정성 등을 강화시킬 수 있는 시스템을 제안하였고 구현된 시스템은 $\pm 0.3^\circ\text{C}$ 이하의 정확도 수준의 온도 측정이 가능한 출력신호 특성을 나타내었다. 다음은 이 기술을 기반으로 하여 휴대에 용이한 소형 다중 센싱 시스템을 구현하고자 한다.

참고문헌

[1] B. Lee, "Review of the present status of optical fiber sensors", Opt. Fiber Technol., pp. 57-79, 2003.

광 트랜시버 내장형 Optical Time Domain Reflectometer(OTDR)의 Optical Sub Assembly(OSA)구조 설계 및 특성 연구

박가예^{1,2}, 박종환^{1,2}, 박지연¹, 경석현¹, 이준호¹, *박정호²

¹전자부품연구원 광전융합연구센터

²고려대학교 전기전자전파공학부

e-mail : exit_on@nate.com

Study on structural design of the Optical Sub Assembly(OSA) of Optical Time Domain Reflectometer(OTDR) embedded in transceiver.

Ga Ye Park^{1,2}, Jong Hwan Park^{1,2}, Ji Yeon Park¹, Sockhyun Kyong¹,
Jun Ho Lee¹, *Jung Ho Park²

¹Photoelectric Convergence Research Center, KETI

²School of Electrical Engineering, Korea University

Abstract

The Optical Sub Assembly(OSA) structure was demonstrated for the Optical Time Domain Reflectometer(OTDR) embedded in the fiber optic transceiver. The Micro optic simulation was utilized for reducing the size of OSA. The routes of back-scattering on fiber and LD output were separated by the new optical methods. More efficient results are achieved with these works compared with the conventional way to assemble OSA.

I. 서론

사회가 발전할수록 다양한 정보매체가 대용량화 되면서 광대역 종합 통신망의 수요는 꾸준히 증가하고 있다. 광섬유 통신의 장점인 저손실 장거리 전송, 넓은 채널폭 및 광대역성 등의 특성을 이용한 광통신망 가

입자는 지속적으로 증가하고 있으며, 이에 따른 광섬유 인프라 또한 증가하고 있다. 하지만 광통신망의 단점인 설치, 유지, 보수에 경제성은 지속적인 연구를 통한 개선을 필요로 하고 있다.

현재 사용되는 광선로 유지보수 방법은 광선로에 장애가 발생하였을 때 기술자가 현장에 도착하여 Optical Time Domain Reflectometer(OTDR)[1, 2]를 이용한 광선로 상태진단 및 보수이며, 장애발생부터 수리완료까지 시간과 재화의 낭비가 극심했다. 이를 개선하기 위해 상용화된 트랜시버에 OTDR 기능을 내장하여 광선로의 상태를 진단하는 기술은 최근 들어 많은 연구가 활발히 이루어지고 있다.[3]

하지만 데이터통신 유희기간에 통신과장을 이용한 광선로 진단이나 단거리 상태진단 등의 결과를 도출하였으며, 상용화를 위해서는 더 많은 성능의 개선이 필요하다. 특히 소형의 Optical Sub Assembly(OSA)에 OTDR 기능을 집적화하기 위해서는 기존의 OTDR에서 사용하는 circulator, coupler들 중 3 dB coupler[4]가 적합하지만 이러한 광학계를 사용할 경우 장거리, 고 분기 통신망에서 요구하는 효율을 얻을 수 없을 것

이다.

본 연구에서는 광선로 유지보수를 위해 사용하던 OTDR을 광 트랜시버에 내장하여 실시간으로 동작하는 것을 최종 목표로 하고, 이에 따른 광 트랜시버 내장형 OTDR의 OSA 구조를 설계하였다. 실시간이라 함은 데이터 신호와 OTDR 신호가 함께 운용되는 것이며, 또한 Fiber To The Home(FTTH) Passive Optical Network(PON)망[5, 6] 을 기준으로 장거리, 고 분기 통신망에 적용 가능한 OSA 모듈을 제작하고자 하였다.

II. 본론

그림 1. 은 본 연구에서 제안된 광 트랜시버 내장형 OTDR기능의 OSA 구조도이다.

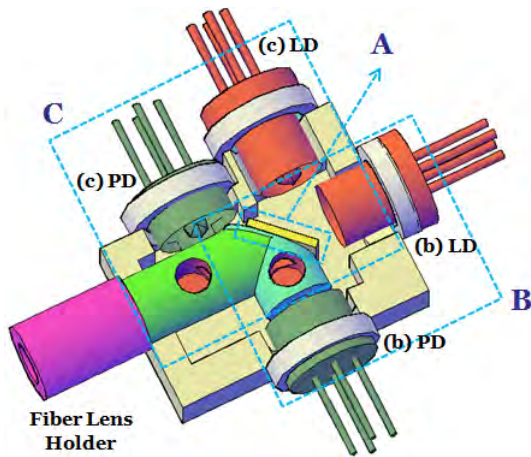


그림 1. 광 트랜시버 내장형 OTDR기능 OSA

기존의 광 트랜시버와 호환을 위하여 OSA의 단면적은 16 x 14 mm, 높이는 6 mm로 설계하였다. 실시간 OTDR 기능을 구현하기 위한 각각의 기능은 크게 3가지(A, B, C)로 분류할 수 있으며 세부적인 특성은 다음과 같다.

A. Filter+Hole

기존의 소형 OTDR에서 사용하는 3 dB coupler는 장거리, 고 분기 감시기능을 구현하기에 부적합 하였으므로 Laser Diode(LD)와 Photo Diode(PD)의 power를 3 dB 감쇄 없이 운용할 수 있는 광학계를 개발하였다.

filter는 1600 nm 대역을 선택적으로 반사하는 Wavelength Division Multiplexing(WDM) filter이며, 단면적 4 x 4 mm, 두께는 0.45 mm이다. 이렇게 제작된 filter는 OSA내 45°의 기울기로 위치하며 상세 구

조는 그림 2. 와 같다.

그림 2. 에서 hole은 Sand blast 공정으로 제작되기 때문에 원뿔 형태이며, (1)은 입 사동, (2)는 출 사동으로 정의한다. (1)을 기준으로 40 % ~ 60 % 크기의 (2)가 제작되므로 본 연구에서는 50 %를 기준으로 한다. (1)면이 (b)LD 방향으로 위치하며 (2)면에서는 back-scattering되는 1625 nm 신호를 선택적으로 반사하게 된다.

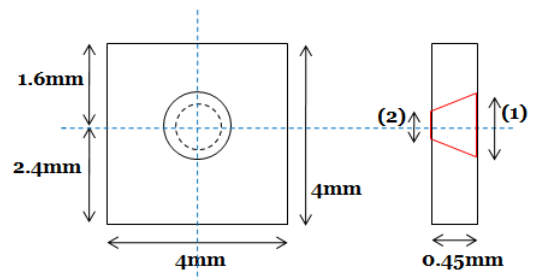


그림 2. Filter + Hole 구조도

B. OTDR(Optical Time Domain Reflectometer)

B 구조는 실시간 감시기능을 구현하기 위하여 데이터 신호와 간섭을 최소화 할 수 있는 1625 nm 파장 [7]을 선택하고 이에 따른 (b)LD와 (b)PD를 배치한 구조이다.

(b)LD는 To-56 package로 제작되어 비구면 렌즈를 탑재하고 있으며, 자체적인 초점거리는 hole에 맞히도록 설계한다. [8] 이 (b)LD가 A 구조의 hole을 통과하므로 3 dB coupler를 사용할 때와 같은 손실이 발생하지 않는다.

(b)PD는 To-46 package로 제작되어 비구면 렌즈를 탑재하고 있으며, 광섬유에서 back-scattering되는 1625 nm 신호를 A 구조 filter를 통해 수신한다. 이때 A 구조의 hole 크기에 따라 수신효율이 결정된다.

C. Data

C 구조는 기존에 상용화된 데이터 신호의 송수신 구조이다. 1490 nm 광원으로 사용될 (c)LD와 1310 nm 수신기능인 (c)PD로 구성되어 있다. 그림 1. 에서 1310 nm filter와 1490 nm filter가 추가적으로 구성될 것이며 이것은 광학적 전산모사 프로그램으로 특성을 평가하였다.

III. 결과

그림 3. 은 그림 2. 의 A 구조인 Filter+Hole의 hole 크기를 선정하기 위해 LD와 PD의 효율을 실험한 결

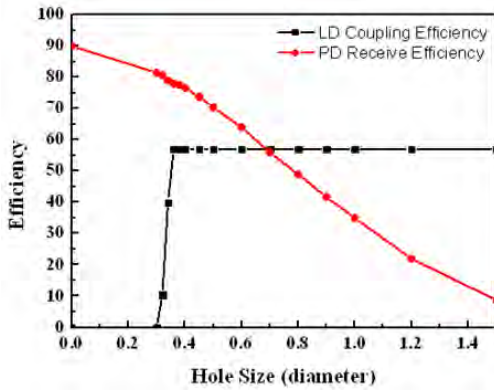


그림 3. Hole Size 선정을 위한 실험결과

파이머 hole의 입 사동인 그림 2. 의 (1)을 기준으로 하였다.

hole size는 LD Coupling Efficiency를 기준으로 4 mm 이상, PD Receive Efficiency를 기준으로 57 % ~ 76 % 효율 범위인 0.4 ~ 0.7 mm가 적합하였다.

위 결과를 바탕으로 hole size를 입 사동 0.6 mm, 출 사동 0.3mm로 설계하였으며, OTDR 기능 OSA 구조를 그림 4.에 도식화하였다.

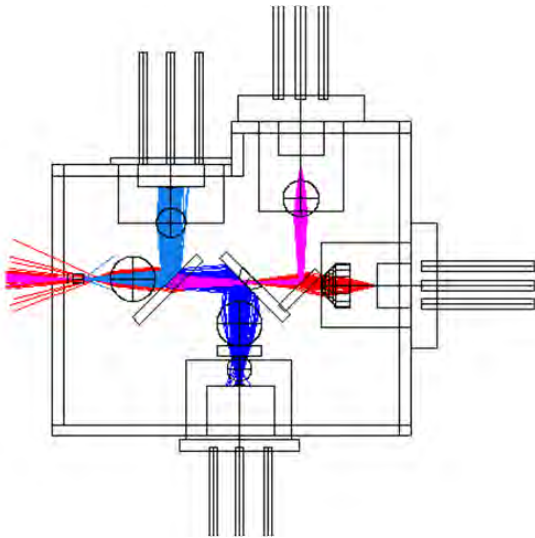


그림 4. 광 트랜시버 내장형 OTDR의 OSA 전산모사 구조도

위 실험에 따른 각 기능별 효율은 다음과 같다.

항목	기능	경로	효율
1	OTDR 송신	LD ⇒ fiber	57 %
2	OTDR 수신	fiber ⇒ PD	58 %
3	데이터 송신	LD ⇒ fiber	88 %
4	데이터 수신	fiber ⇒ PD	90 %

표 1. 설계한 OSA의 기능별 효율

동일한 소자를 사용하였을 때 기존의 3 dB coupler를 사용한 OTDR 최대 효율은 다음과 같다.

항목	기능	경로	효율
1	OTDR 송신	LD ⇒ fiber	28.5 %
2	OTDR 수신	fiber ⇒ PD	50 %

표 2. 기존의 coupler가 탑재된 OSA 의 기능별 효율

두 결과를 정량적으로 해석하기 위하여 OTDR기능 LD의 out put를 10 mW로 가정하고 표 3. 에 나타내었다.

항목	기능	효율	결과	비고
표1 (실험)	OTDR 송신	57 %	5.7 mW (7.56 dBm)	
	OTDR 수신	58 %	0.13 mW (-8.86 dBm)	5.7 mW의 4 % backscattering 가정
표2 (기존)	OTDR 송신	28.5 %	2.85 mW (4.55 dBm)	
	OTDR 수신	50 %	0.057 mW (-12.4 dBm)	2.85 mW의 4 % backscattering 가정

표 3. OSA 구조에 따른 성능 비교

정량화 된 값으로 비교하였을 때 본 연구의 설계에서 OTDR 수신 결과 값이 두 배 이상 향상된 것을 확인할 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구에서는 OTDR기능을 상용화된 트랜시버에 내장하여 실시간 광선로 감시기능을 구현한다는 목표를 두고, 이에 대한 핵심기술인 OSA 설계 및 특성 연구를 진행하였다. 구현한 OSA는 기존의 데이터신호와 OTDR기능을 집적화하여 16 x 14 x 6 mm로 설계되었으며, OSA 모듈의 전산모사 결과 기존의 3 dB coupler 사용 대비 2배 이상의 효율을 나타내었다.

추후 본 연구의 결과를 반영한 OSA 모듈을 제작할 예정이며 20 km이상 32분기 FTTH PON망에서 실시간 동작하는 광 트랜시버 내장형 OTDR 구현이 목표이다.

참고문헌

[1] J. K. Barnoski, S. M. Jensen, "Fiber waveguides : A novel technique for investigation attenuation characteristics" Appl. Opt., vol. 15, pp. 2112-2115,

1976

- [2] M. Nazarathy, S. A. Newton, R. P. Giffard, D. S. Moberly, F. Sischka, W. R. Trutna and S. Foster, "Real-Time Long Range Complementary Correlation Optical Time Domain Reflectometer", J. Lightwave Tech., vol. 7, no. 1, pp. 23-38, 1989

- [3] Kivilcim Yuksel, Véronique Moeyaert, Marc Wuilpart, Patrice Mégret "Optical Layer Monitoring in Passive Optical Networks (PONs) : A Review" ICTON, Tu.B1.1, pp. 92-98, 2008

- [4] Naoto Kishi, Takahumi Sano, Eikichi Yamashita, "Fiber-Optic Transceiver with an Optical Circulator for Optical Time-Domain Reflectometers" IEEE JOURNAL OF SELECTED TOPICS IN QUANTUM ELECTRONICS, VOL. 3, NO. 4, AUGUST 1997

- [5] Chang-Hee Lee, Wayne V. Sorin, Fellow, Byoung Yoon Kim "Fiber to the Home Using a PON Infrastructure" JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 24, NO. 12, DECEMBER 2006

- [6] Chang-Hee Lee, Wayne V. Sorin, Byoung Yoon Kim "Fiber-to-the-Home Services Based on Wavelength-Division-Multiplexing Passive Optical Network" JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 24, NO. 12, DECEMBER 2006

- [7] Yasuharu Suematus, "Long-Wavelength Optical Fiber Communication" PROCEEDINGS OF THE IEEE, VOL. 71, NO. 6, JUNE 1983

- [8] Y. M. Cheung, C. H. Yiu, "Simulation of the Alignment Sensitivity on the Coupling Efficiency of a Ball-Lens Capped TO-Can Laser Diode Source into a Single-Mode Fiber" Int'l Symposium on Electronic Mztedlls and Pichging, 2002

단결정 실리콘 태양전지 효율개선을 위한 nano gap trench 형성

황능환, 김병준, 김현철
울산대학교 전기공학부

e-mail : pcb004@mail.ulsan.ac.kr, junee@mail.ulsan.ac.kr, hckim08@ulsan.ac.kr

For improving the efficiency monocrystalline silicon solar cells
formation of nano trench

Neung Hwan Hwang, Byeong Jun Kim, Hyeon Cheol Kim
School of Electrical Engineering
University of Ulsan

Abstract

This paper presents a silicon monocrystalline solar cell with nano gap trench which is fabricated by using the photo assisted electrochemical method. This shows better efficiency than the solar cell made by a conventional process according to the less surface reflectivity and the additional secondary generation of an electron-hole pair. The nano-gap trench changes with the applied voltage, a light source, a solution and hole concentration generated by external photonenergy.

I. 서론

태양전지 시장에서 대부분을 차지하고 있는 것이 실리콘 태양전지이다. 태양전지는 태양빛을 흡수하여 빛 에너지를 전기 에너지로 변환하는 소자로서 기본적으로 반도체 소자인 p-n 다이오드와 유사한 동작 특성을 가지고 있다.[1]

현재 태양전지는 고효율, 저가화에 대한 연구가 계속 진행되어 지고 있다. 태양전지 저가화에 대한 연구는 주로 다결정 실리콘 태양전지로 제작 되어 지며, 고효율 태양전지 제작은 단결정 실리콘을 이용한 것이 주

를 이루고 있다. 고효율 태양전지 제작을 위해서는 현재 태양전지 효율을 감소시키는 주된 원인에 대한 보완이 이루어 져야 한다.

태양전지 효율을 감소시키는 요소로 광학적 손실과 재결합 확률, 확산 길이 그리고 각각의 저항을 들 수 있다. 먼저 빛이 태양전지 표면으로 입사되면, 실리콘 표면은 입사되는 빛의 30% 이상을 반사시킨다. 실리콘 표면의 반사율 감소는 태양전지의 변환 효율을 증가시키기 위해 개선해야 할 부분 중 하나이다. 이를 위해 표면 텍스처링(texturing) 및 반사방지막 코팅을 이용하여 광학적 손실을 줄일 수 있다. 표면 텍스처링은 반사방지막과 비교해도 손색없을 정도의 효과를 내며 그 이상의 효율을 가진다.

본 논문에서는 1차적으로 빛의 반사를 감소시키는 식각 방법과, 그에 따른 트렌치를 이용하여 재결합 확률을 줄이고 2차 전자-홀 생성을 이루게 하여 효율 증가를 목표로 하였으며, 이를 위해 전기 화학적 식각 방법을 사용하여 nano 트렌치 생성하였다.

II. 본론

2-1. 전기 화학적 식각의 원리

본 논문에서 실험에 사용될 전기화학적 식각방법에 대한 기본적 틀은 1991년 V.Lehmann and U. Gosele에 의해 발표된 Porous silicon formation을 토대로 실험

을 진행하였다.[2]

전기 화학적 식각 방법에서 실리콘을 식각하는 핵식 매커니즘은 식 1과 같다.[3]

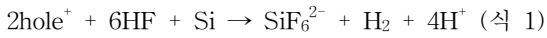


그림 1. 에 보인 바와 같이 실리콘 웨이퍼 아래에 위치한 광원(LED)는 광자 흡수 과정에서 충분한 홀을 생성하기 위한 장치이다. 웨이퍼 후면이 광원을 향해 있기 때문에, 발생된 홀의 농도는 후면이 가장 높고, 후면에서 전면까지 홀은 기하급수적으로 감소한다.

홀이 확산에 의해 etching boundary 로 이동 할 수 있지만 실리콘 용해에서 중요한 역할은 충분한 홀을 제공하는 것이므로 인위적으로 전계가 집중하도록 전압을 인가하였다. DC바이어스는 실리콘 후면과 실리콘 etch pits 사이에 인가되고, 전기장은 초기 pit의 가장 자리에서 후면으로 지향성을 가지기 때문에 트렌치는 수직적으로 식각되는 경향을 가진다. 전해질은 약한 불산(HF)을 포함 하여야 하고 실리콘은 HF와 홀과 반응한 후 SiF_6^{2-} 형태로 전해질에 용해된다. 할로젠 또는 제논 램프는 흔히 쓰이는 광원이지만, 많은 열을 발생시킨다. LED 광원을 쓰는 이유가 다른 광원보다 열을 덜 발생시키기 때문이다.

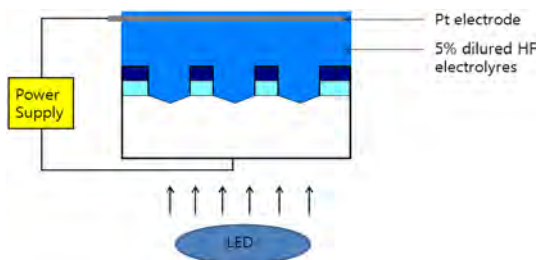


그림 1. 전기화학적 식각의 개념도

2-2 nano trench 형성

실험은 Czochralski (CZ) 방법에 의해 성장된 결정 방향 (100), 1-30 Ω-cm의 저항을 가지는 3.5*3.5cm p-type 단결정 실리콘 웨이퍼를 사용 하였다.

실험 진행은 웨이퍼 전면에 PECVD를 이용하여 산화막(SiO₂) 1000Å, 실리콘 질화막(SiN_x) 1500Å을 순서대로 증착하였다. 전면 패터닝을 위해 2μm간격으로 photolithography 공정을 거쳐 건식 식각으로 패터닝한다. 패터닝이 형성된 웨이퍼는 KOH용액을 이용하여 습식 식각하여 표면에 v-groove를 형성하였다.

v-groove형성 후, 전기 화학적 식각을 통해 v-groove 끝 부분부터 아래 방향으로 식각을 진행하였다.

2-3 태양전지 제작

태양전지 제작 순서와 조건은 다음과 같다.

실험 순서	실험 조건		
	확산	확산 온도	900℃
1000℃			≒ 60-73 Ω/sq
1100℃			≒ 2-2.8 Ω/sq
반사 방지막	SiO ₂	1000℃	굴절률 ~1.46
전면 전극 건조	Ag paste	150℃	
후면 전극 건조	Al paste	150℃	
co-firing	650℃		

효율 향상 비교를 위해 KOH 습식 식각을 통해 전면 texturing한 셀과 나노 트렌치 셀을 각각 제작하여 효율 비교를 하였으며, 정확한 효율 비교를 위해 표면 식각 방법을 제외한 나머지 공정은 동일하게 진행 하였다. 확산은 온도 변화에 따른 면저항(Ω/sq)을 측정하였고, 확산 진행은 PSG(Phospho-silicate-glass) 방법으로 전기로(furnace)를 사용하여 확산 하였다. 시간은 1시간으로 고정하였으며 온도 변화를 통해 조건 변화를 주었다. 온도는 900℃, 1000℃, 1100℃ 로 진행 하였다. 트렌치 까지 확산이 진행 될 수 있도록 고농도 확산을 목표로 하였으며, 1100℃ 1시간 확산하여 2Ω/sq의 면저항 값을 목표로 실험 진행을 하였다. 확산 공정이 끝난 후 dangling bond와 반사 방지막 층을 위한 SiO₂ 증착을 하였다. SiO₂ 증착 후, 전/후면 스크린 프린팅 방법으로 전극 형성 하였다.

III. 결론

3-1. 결과

(1) nano gap trench 형성

v-groove 형성한 후 microscope를 이용하여 단면 측정한 사진은 40wt KOH 85℃ 30분간 식각하여 그림 2-(a) 에 나타내었다. 전기 화학적 식각을 통해 형성된 nano gap trench를 microscope로 확인한 결과 v-groove 초기 pit에서 수직방향으로 형성되었음을 확인 할 수 있었으며 단면 사진은 그림 2-(b)와 같다. nano trench 형성 된 셀의 표면을 SEM을 이용하여 촬영한 사진은 그림 3과 같다.

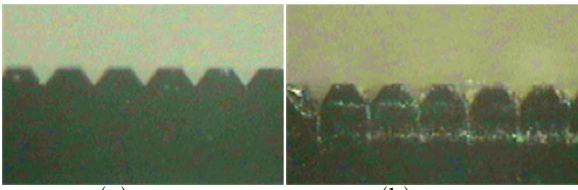


그림 2.(a) v-groove 형성 단면 확대사진(X600)
(b) nano gap trench 단면 확대사진(X600)

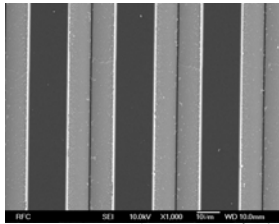


그림 3. nano trench 표면 SEM 사진

(2) 표면 texturing

nano gap trench 형성된 셀과 비교를 위해 제작된 표면 조직화 셀의 표면과 단면측정을 위해 SEM 촬영을 하였다. 사진은 그림 4와 같다.

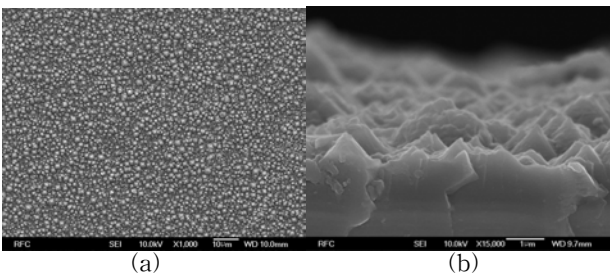


그림 4. (a) 습식 식각 후 표면 SEM사진,
(b) 단면 SEM 사진

(3) 태양전지 제작

확산에 대한 초기 공정 조건은 1시간으로 시간은 고정하였으며, 온도 변화에 따라 면 저항 변화를 확인하였다. 그림5는 온도 변화에 따른 면저항 값 변화를 그래프로 나타내었다.

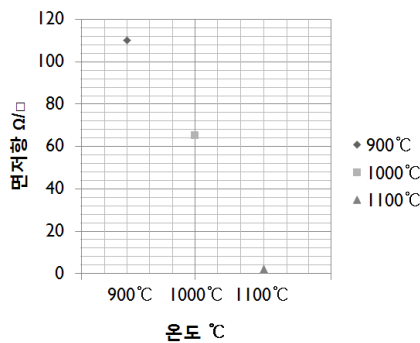


그림5. 확산온도 변화에 따른 면저항 값(Ω/sq)

전극 형성은 스크린 프린팅 방법으로 전극 인쇄 하였으며 전면, 후면 전극 형성 후 co-firing은 650°C에서 진행 하였다. 소성 공정을 진행한 전, 후면 형성된 전극 사진은 그림6 과 같다.

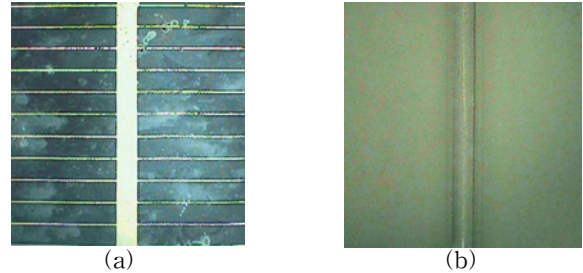


그림 6. (a) 전면 전극 , (b) 후면 전극

IV. 결론 및 향후 연구 방향

태양전지 효율 개선을 위해 셀 표면에 KOH 습식식각에 의한 v-groove 형성과, 전기화학적 식각에 의한 nano trench 형성을 하였다.

트렌치 깊이에 충분히 도핑 될 수 있도록 확산 온도 변화를 통해 1100°C 에서 고농도 도핑이 되도록 하였다.

도핑에 의한 dangling bond와 반사 방지막 역할을 위해 건식 산화 방식으로 전면 SiO₂ 증착하였고 전극형성은 스크린 프린팅 방법으로 형성하고, 650°C에서 소성하였다.

현재, 의도한 바와 같은 효율개선이 이루어 졌는지는 bare wafer, texturing wafer, nano gap trench wafer 각각의 반사도 측정을 통해 조사 중이고, 태양전지 효율은 각각 측정 중에 있다.

참고문헌

[1] D.Bougafs,A.Moussi, M.Boumaour, S.E.K. Aba idia, L.Mahiou, N+siliconsolarcellsemittersrealized using phosphoric acidasopongsource inasparayayprocess, ThinSilidFilms 310,2006
[2] Porous silicon formation: A quantum wire effect V. Lehmann and U. Gijsele School of Engineering, Duke University, Durham, North Carolina 27706
[3] Charlton M D B 1996 High aspect ratio photo-assisted electro-chemical etching of silicon and its application for the fabrication of quantum wires and photonic band structures IEE Colloquium (Digest): Proc. IEE Colloquium on Microengineering Applications in Optoelectronics,no. 039 (London,Feb.)

이중패터닝 기술을 이용한 QPT MOSFET 및 FDSOI tri-gate MOSFET의 line-edge-roughness에 관한 연구

박인준, 신창환

서울시립대학교 전자전기컴퓨터공학부

e-mail : cshin@uos.ac.kr

The effect of double-patterning on the line-edge roughness (LER) in quasi-planar tri-gate (QPT) bulk MOSFETs and FDSOI tri-gate MOSFETs

In Jun Park, Changhwan Shin

School of Electrical and Computer Engineering

University of Seoul

Abstract

Using the scanning electron microscopy (SEM) images of the test structures patterned by two different lithography techniques [*i.e.*, double-patterning and double-etching (2P2E) or single-patterning and single-etching (1P1E)], the three parameters to characterize line-edge-roughness (LER) [*i.e.*, RMS deviation (σ), correlation length (ζ), and fractal dimension (D)] are experimentally extracted. It is observed that the correlation length in the 2P2E case is longer than that in the 1P1E case, which enables to suppress the LER-induced threshold voltage (V_{TH}) variation. We run the Monte Carlo (MC) simulations to analyze the 2P2E-LER-induced V_{TH} variation in quasi-planar tri-gate (QPT) MOSFETs and FDSOI tri-gate MOSFETs. The random V_{TH} variation in the FDSOI tri-gate MOSFETs is smaller than that in the QPT bulk MOSFETs. At sub-30nm technology, if the RMS deviation value in currently-used photoresistors is not scaled, the LER-induced- V_{TH}

variation would become the most dominant random variation source. If so, the 2P2E technique could help to reduce the LER-induced V_{TH} variation.

I. 서론

1900년대 중반 발명된 metal-oxide-semiconductor field-effect transistor (MOSFET)과 MOSFET에 기반한 초고집적 집적회로의 개발 덕분에, 인류의 삶은 기존과는 현저히 달라졌다. 지난 약 50년간의 지속적인 집적회로 기술 발전의 근간은 MOSFET의 지속적인 소형화에 있었다. 하지만 트랜지스터의 채널 길이가 100-nm 이하로 소형화되면서 random variation에 의한 성능 변화를 더 이상 무시할 수 없는 수준에 이르렀다. Random variation의 주요 3가지 요인으로 random dopant fluctuation (RDF), work-function variation (WFV), line-edge-roughness (LER)가 있다. 또 다른 문제점은, 2010년 기준으로 반도체 산업계에서 사용되고 있는 대부분의 노광장비에서 사용되고 있는 광원의 파장이 제한적이어서, 100-nm이하의 pitch를 가지는 미세 패턴을 single-patterning기술로 구현

하기가 매우 까다롭다. 이를 극복하기 위해, 기존 장비의 교체없이, double-patterning 기술을 활용하여 sub-100-nm 이하의 pitch를 가지는 미세 패턴을 구현하고 있다. 덧붙여, 반도체 소자의 채널 길이가 짧아지면서 생기는 short-channel-effect를 극복 및 random variation 문제를 극복하고자, 3차원 구조인 FinFET, tri-gate bulk/SOI MOSFET, Fully-Depleted Silicon-On-Insulator (FD-SOI) MOSFET을 22/20-nm (or 14-nm) 기술에서 도입하려는 추세이다 [1, 2].

본 논문에서는 이중패터닝 (double-patterning) 기술을 이용하였을 때 random variation의 원인중 하나인 LER의 parameter가 단일패터닝 (single-patterning) 기술을 이용하였을 때와 비교하여 그 특성이 어떻게 달라지는지를 비교하였다. 그리고 그 효과가 QPT bulk MOSFET과 FDSOI tri-gate MOSFET의 random variation 특성에 어떤 영향을 미치는지 연구하였다. II부에서는 LER을 어떻게 characterization하는지 자세히 설명하고 test structure의 SEM image로부터 서로 다른 패터닝 기술이 적용되었을 때 LER parameter가 어떻게 다른지 설명할 것이다. III부에서는 II부에서 보인 결과를 바탕으로, Monte Carlo 시뮬레이션을 수행하여 이중패터닝 기술이 LER에 의한 variation에 어떤 영향을 미치는지 서술할 것이다.

II. LER characterization

2.1 LER modeling

본 연구에서는 LER을 모델링하기 위해 self-affine edge model을 이용하였다 [3]. 이 모델링 기법은 LER을 세 가지 parameter로 특성화한다. 그림 1에는 각 parameter가 바뀔 때마다 LER profile이 어떻게 생성되는지에 대해 도시하였고, 그림 2는 self-affine edge의 전형적인 power spectrum과 각 parameter가 power spectrum에 어떤 영향을 미치는지 보여준다. 첫 번째 parameter인 RMS deviation (σ)는 LER이 얼마나 큰 진폭을 가지는지 결정하는 중요 요소이며, power spectrum의 넓이를 결정하게 된다. 두 번째 parameter인 correlation length (ζ)는 power spectrum이 어디까지 일정한 크기를 가지는지 결정하게 된다. 마지막 parameter인 fractal dimension (D)는 power spectrum에서 기울기와 관계되는 parameter이며 LER의 고주파 성분이 얼마나 존재하는지 결정하게 된다.

2.2 SEM image로부터의 parameter추출

그림 3은 본 연구에서 LER의 3가지 parameters를 추출하기 위해 사용한 test structure의 SEM image를

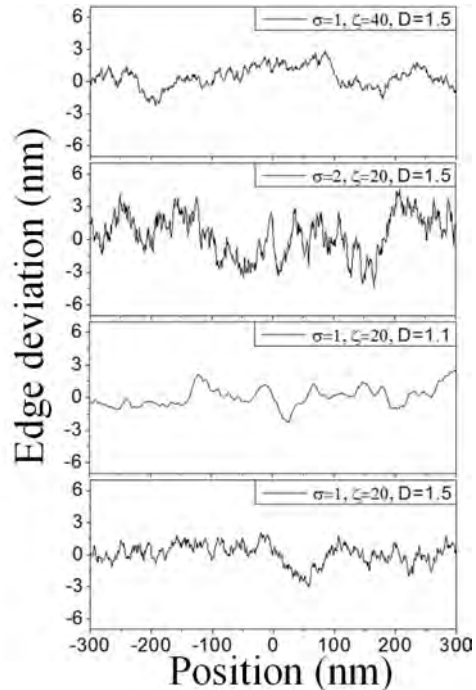


그림 1. 서로 다른 parameter를 가진 LER

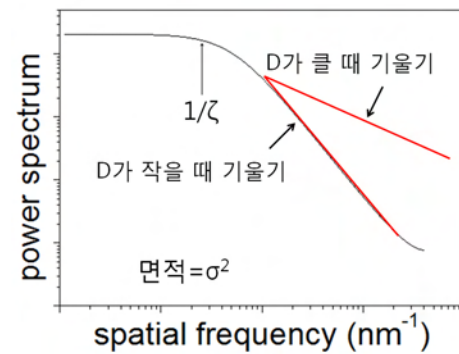


그림 2. 일반적인 self-affine edge model의 power spectrum

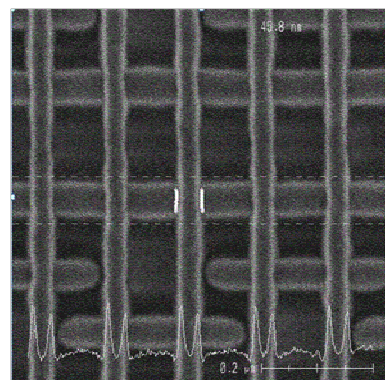


그림 3. LER의 3가지 parameters 추출을 위한 SEM

보여준다. 분석을 간단히 수행하기 위해 본 image에 명암 대비 처리를 한 후 명암이 바뀌는 부분을 모두 좌표화하였다. σ 는 표준편차 정의를 이용하여 구하고, 나머지 두 parameter는 좌표화된 데이터의 power spectrum을 구하여 그림 2에서 보이는 ζ 와 D의 성질

을 이용하여 구할 수 있다. 표 1에 그 결과를 요약·정리하였다. 다른 parameter의 분포는 거의 비슷하지만, correlation length (ζ)는 이중패터닝 기술을 이용하였을 때 좀 더 길게 나타나는 것을 알 수 있다. 단일패터닝 기술의 경우에는 그림 3의 구조를 형성하기 위해 "노광 한 번/식각 한 번"의 과정을 거치지만 이중패터닝 기술의 경우에는 첫 번째 패터닝에 의해 나타나는 구조가 두 번째 노광을 할 때 영향을 미치게 되어 위와 같은 현상이 일어나는 것이다.

표 1. 패터닝 방식에 따른 LER parameters [4].

패터닝	σ (nm)	ζ (nm)	D(dimension-less)
이중	1~2	20~40	1.7~1.9
단일	1~2	<15	1.6~1.9

III. Variation analysis

그림 4는 TCAD를 이용하여, 실제 실험에 사용한 반도체 소자의 dimension ($W_{eff}/L_{eff} = 60/36nm$)과 동일한 크기를 가지도록 설계한 QPT (Quasi-Planar tri-gate) MOSFET의 평면도와, 실험적으로 얻은 LER parameters를 이용하여 재현된 LER profile을 적용한 소자의 평면도를 보여준다. FDSOI tri-gate의 평면도는 그림 4와 동일하므로 보이지 않았다. FDSOI tri-gate MOSFET의 경우 $W_{eff}/L_{eff}=32/40nm$ 이다.

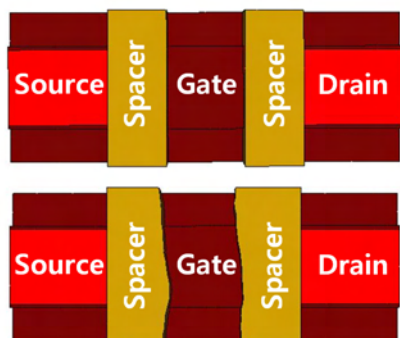


그림 4. TCAD를 이용하여 설계한 QPT MOSFET (상) 과 LER이 적용된 QPT MOSFET (하)의 평면도.

표 1에 보이듯이 이중 패터닝과 단일 패터닝에서 나타나는 LER parameter의 차이는 correlation length (ζ)뿐이다. 그래서 단일 패터닝의 경우 σ 를 1, 2, 3, 4, 5-nm, ζ 를 15-nm, D를 1.9로 설정하고, 이중 패터닝의 경우는 ζ 만 30-nm로 바꾸어서 각 LER parameter당 서로 다른 200개의 반도체 소자 구조를 생성하여 총 1000개의 시뮬레이션을 수행하였다. RDF의 경우 Sano 모델에 따라 200개의 다른 반도체 소자 구조를 생성하

여 simulation을 수행하였고 [5], work-function variation (WFV)의 경우 RGG 방법에 따라 쉽게 V_{TH} 의 random variation을 계산해 낼 수 있다 [6]. 각 random variation의 원인이 서로 독립적이면, 식 (1)이 성립하므로, random variation에 의한 V_{TH} 의 표준 편차를 계산하였다 [7]. 마지막으로, 식 (2)로 정의되는 Pelgrom 계수를 이용하여 각 variation source에 의한 V_{TH} variation 결과는 그림 5와 같다 [8].

$$\sigma V_{THtotal} = \sqrt{\sigma^2 V_{TH,LER} + \sigma^2 V_{TH,RDF} + \sigma^2 V_{TH,WFV}} \quad (1)$$

$$\sigma V_{TH} = A_{VTH} / \sqrt{W_{eff}L_{eff}} \quad (2)$$

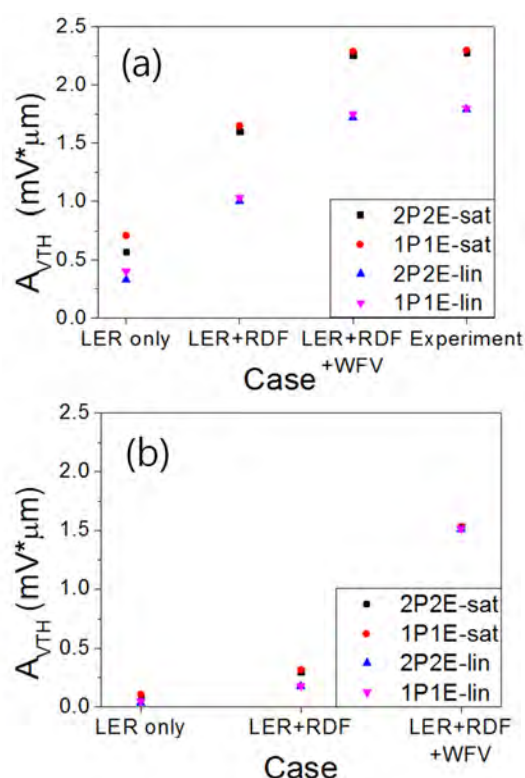


그림 5. (a) QPT MOSFET과 (b) FDSOI tri-gate MOSFET에서 패터닝 방식에 따른 Pelgrom 계수값.

QPT 구조와 FDSOI tri-gate 구조 모두, 이중 패터닝 기술을 적용했을 때 LER에 의한 V_{TH} 의 random variation이 단일 패터닝 기술을 적용했을 때보다 더 적은 것을 확인할 수 있다. 하지만 두 구조 모두 WFV에 의한 V_{TH} 의 random variation이 거의 지배적이기 때문에 [9] 3가지 요소를 모두 합한 random variation에서는 큰 차이가 없는 것을 확인할 수 있다. 또한, International Technology Roadmap for Semiconductors (ITRS)에서 제시한 LER의 σ 값이 각 기술 노드마다 요구되는 값으로 잘 적용될 경우, LER

에 의한 V_{TH} variation은 그림 5와 같은 성향을 보일 것이다. 하지만 LER의 원인 중 하나인 photo-resistor의 분자 간 크기가 서로 다르고, 분자 크기의 차이가 크다는 점이 가까운 미래에 해결되지 않으면, LER의 σ 값은 작아질 수 없다. 이에 대해 연구한 결과를 보면 [10], 20-nm 이하의 기술 노드에서부터는 LER이 random variation에 미치는 영향이 점점 더 커지는 것을 확인할 수 있다. 이런 연구 결과를 볼 때, 이중패터닝 기술은 더 작은 미세 패턴을 제작하는 것뿐만 아니라, 향후 LER에 의한 V_{TH} variation을 줄여서 집적회로의 수율을 높이는 데 도움이 될 것이다.

IV. 결론

이중패터닝 기술과 단일패터닝 기술이 적용된 SEM images를 통해 LER의 3가지 parameters를 추출하였다. 그 결과 다른 parameter들은 거의 비슷한데 반하여 correlation length (ξ)만이 이중패터닝 기술을 사용하였을 때 더 길어짐을 확인하였다. 추출된 parameters를 이용하여 QPT MOSFET과 FDSOI tri-gate MOSFET에 Monte Carlo 시뮬레이션을 적용시킨 결과, 이중패터닝 기술을 사용할 경우, 두 반도체 소자 구조 모두에서 LER에 의한 V_{TH} variation이 작아졌다. 하지만 work-function variation에 의한 V_{TH} variation이 더 커서, 이중패터닝 기술이 구현한 적은 양의 LER-induced V_{TH} variation이 total random V_{TH} variation에 미치는 영향은 미미했다. 하지만 LER의 σ 값이 줄어들지 않는 한, 즉, photo-resistor를 구성하는 분자의 크기가 줄어들지 않는 한, LER에 의한 V_{TH} variation은 sub-20-nm 기술에서 가장 영향력이 큰 random variation 원인이 될 것이다. 이러한 경우, 이중패터닝 기술을 이용하면 LER에 의한 V_{TH} 의 random variation 문제는 크게 줄어들 것이라고 예상할 수 있을 것이다.

Acknowledgement

This work was supported by the Basic Science Research Program through the National Research Foundation of Korea (NRF) funded by Ministry of Education, Science and Technology (grant number: 201214011).

참고문헌

- [1] C. Auth *et al.*, "A 22nm high performance and low-power CMOS technology featuring fully-depleted tri-gate transistors, self-aligned contacts and high density MIM capacitors," in *Proc. Symp. VLSI Tech.*, June 2012, pp. 131-132.
- [2] A. Khakifirooz *et al.*, "Strain engineered extremely thin SOI (ETSOI) for high-performance CMOS," in *Proc. Symp. VLSI Tech.*, June 2012, pp. 117-118.
- [3] Y. Zhao, "Characterization of amorphous and crystalline rough surface principles and applications," Academic Press, Sandiego, 2001.
- [4] C. Shin and I. J. Park, "Impact of using double-patterning versus single-patterning on threshold voltage (V_{TH}) variation in quasi-planar tri-gate bulk MOSFETs," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 34, no. 5, pp. 578-580, May 2013.
- [5] Sentaurus User's Manual, v. 2010.12 (Synopsys, Inc.).
- [6] H. Nam and C. Shin, "Study of high-k/metal-gate work-function variation using Rayleigh distribution," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 34, no. 4, pp. 532-534, April 2013.
- [7] G. Roy, A. R. Brown, F. Adamu-Lema, S. Roy, and A. Asenov, "Simulation study of individual and combined sources of intrinsic parameter fluctuations in conventional nano-MOSFETs," *IEEE Trans. on Electron Devices*, vol. 53, no. 12, pp. 3063-3070, December 2006.
- [8] M. Pelgrom, A. Duinmaijer, and A. Welbers, "Matching properties of roperransistors," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 24, no. 5, pp. 1433-1440, October 1989.
- [9] H. F. Dadgour, K. Endo, V. K. De, and K. Banerjee, "Grain-orientation induced work function variation in nanoscale metal-gate transistors-Part II: implications for process, device, and circuit design," *IEEE Trans. on Electron Devices*, vol. 57, no. 10, pp. 2515-2525, October 2010.
- [10] A. Asenov, "Simulation of statistical variability in nano MOSFETs," in *Symp. VLSI Tech.*, June 2007, pp. 86-87.

불연속 주파수 변조 기법을 이용한 낮은 EMI 분산 스펙트럼 클럭 발생기

박태명, 신영산, 위재경
승실대학교 정보통신전자공학부
e-mail : ptm@ssu.ac.kr, youngsan@ssu.ac.kr, wjk@ssu.ac.kr

A Low EMI Spread Spectrum Clock Generator Using Discontinuous Frequency Modulation Technique

Taiming Piao, Youngsan Shin, Jae-Kyung Wee
School of Electronic Engineering
Soongsill University

Abstract

In this paper, we proposed a low EMI spread spectrum clock generator(SSCG) using discontinuous frequency modulation technique. The proposed SSCG is designed for triangular frequency modulation with high modulation depth. When the SSCG MTIE(Maximum Time Interval Error) is higher than the limited MTIE, the output frequency of SSCG is divided by two and used for reducing the MTIF. This discontinuous frequency modulation technique can effectively reduce the EMI within limit. Mathematically, the EMI of proposed SSCG reduced the 18dB with conventional methods.

I. 서론

칩의 채널 길이의 감소에 따라 전자회로 크기의 변화와 클럭 속도의 증가로 인해 최근 EMI(Electromagnetic Interference) 문제가 대두되고 있다. 이러한 전자파 간섭을 줄이기 위한 방법 중의 하나로 클럭신호의 주파수를 변조하여 좁은 대역에 집중되어 있는 에너지를 넓은 대역으로 분산시키는 SSCG를 사용하는 것이다. 주파수 변조폭을 크게 할수록

EMI가 저감효과가 높으나 TIE) 같이 증가하기 때문에 timing margin 확보를 위해서 주파수 변조폭을 크게 높이는 데에 제한이 있다.

본 논문에서는 효과적인 EMI 감소를 위해 불연속 주파수 변조 기법을 이용하여 TIE를 CAN 통신의 요구 조건 이내로 유지하면서 주파수 변조폭을 높일 수 있는 방법을 제안하였다.

II. 본론

2.1 Time Interval Error 와 EMI 감소

일반적으로 사용되고 있는 SSCG를 구현하는 방법에는 두 가지가 있다. 그중 한 가지 방식은 PLL(Phase Locked Loop)에서 VCO(Voltage control Oscillator)의 입력 전압을 변조하는 것이고 다른 한 가지 방식은 PLL에서 feedback divider의 분주 비를 제어하는 것이다. 이러한 방식으로 생성한 SSCG는 시간이 흐르면서 jitter가 누적된다. Center spread 같은 경우 TIE의 변화는 한 변조 주기 안에서 최대값(MTIE)까지 높아졌다가 다시 0으로 낮아진다. 이때 MTIE의 값은 수식(1)과 같이 주어진다. 여기서 Amod는 변조

폭을, f_{mod} 는 변조 주파수를 의미한다. CAN과 같은 비 동기 통신에서는 MTIE의 값을 제한하고 있기 때문에 A_{mod}/f_{mod} 의 값이 제한을 받는다. 수식(2)는 EMI peak의 감소량을 나타내는 수식이다. 여기에서 A_{mod}/f_{mod} 의 값이 클수록 감소량은 효과적이다. 따라서 MTIE의 요구 조건과 EMI peak reduction간에는 Trade-off가 필요하다.

$$MTIE = \pm \frac{0.25 \times A_{mod}}{f_{mod}} \quad (1)$$

$$EMIPeak\ Reduction(dB) = 10 \times \log\left[\frac{A_{mod} \times f_c}{f_{mod}}\right] \quad (2)$$

2.2 제안하는 불연속 주파수 변조 기법

그림 1은 일반적인 SSCG와 제안하는 SSCG의 주파수 변조 방법 및 MTIE를 나타낸 그림이다. 일반적인 SSCG에서의 MTIE가 CAN 통신 Protocol에서 제한하는 MTIE 값을 넘을 수 없기 때문에 모들레이션 변조폭(A_{mod_c})을 크게 설계할 수 없다.

반면에 제안하는 SSCG 기법은 Non-SSCG를 기준으로 Up Spread 방법을 사용하고 변조폭(A_{mod_p})을 크게 설계한 경우 TIE는 한 변조 주기 동안 항상 (-)의 값을 갖게 되며 일반적인 SSCG보다 빠르게 MTIE를 넘어선다. 이때 MTIE를 넘어 설 때 마다 1/2 divider를 거친 SSCG/2를 출력으로 선택할 경우 TIE의 값을 한 클럭 감소시켜 TIE의 값을 리셋 시킬 수 있다. 이러한 불연속 주파수 변조 기법을 통해서 MTIE를 한 클럭 이내로 유지하면서 높은 변조 폭을 가져갈 수 있기 때문에 EMI를 효과적으로 저감시킬 수 있다.

본 논문에서는 Up spread 방법을 사용하고 TIE의 변화를 모니터링하기 위해 기준 클럭을 사용한다. 그래서 그림 2와 같은 Up Spread 아키텍처를 사용하였다. 그림2는 Dual-Voltage Controlled Oscillator를 사용한 일반적인 PLL 구조이다. V_1 은 Large Gain을 V_2 는 small Gain을 갖도록 설계하였다. Integer-N PLL에서, V_2 를 ground에 묶고 VCO-A의 출력에서 기준 클럭을 생성한다. Frequency Modulation에서 Integer-N PLL의 V_{C1} 의 값을 가져오고 V_{C2} 의 전압을 Triangular로 제어하면 출력 주파수는 Target Frequency의 기준으로 Up Spread가 된다. Modulation Frequency는 N2에 의하여 결정되고 Modulation depth(A_{mod})는 charge pump2의 전류에 의해 결정된다.

그림 3의 (a)는 불연속 주파수 변조를 위한 추가

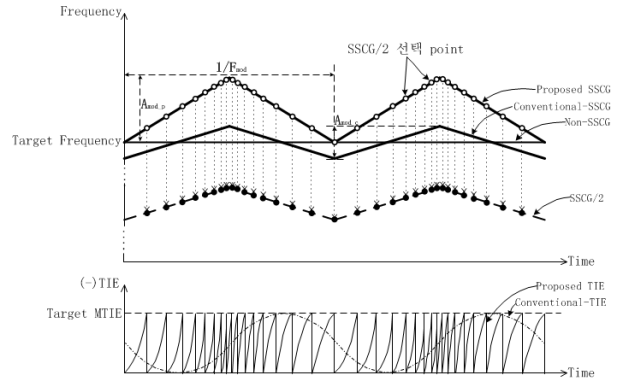


그림 1. 주파수 변조 방법에 따른 MTIE

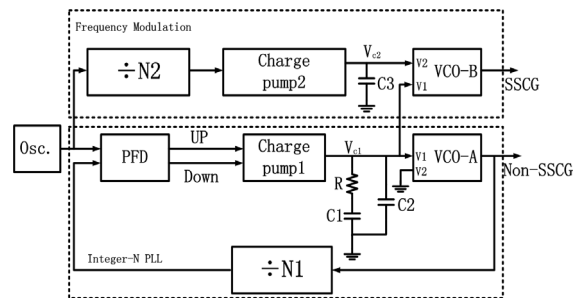


그림 2. 일반적인 SSCG 블록 다이어그램

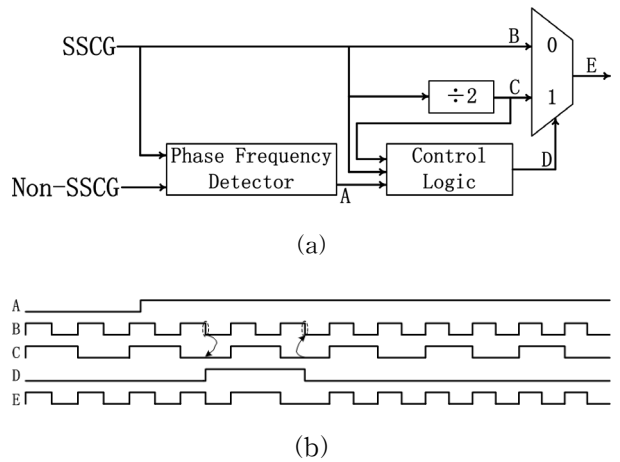


그림 3. (a)불연속 주파수 변조를 위한 추가 회로, (b) 타이밍 도

회로이고, 그림 3의 (b)는 불연속 주파수 변조 기법이 적용되었을 때의 타이밍 도이다. SSCG의 출력 신호가 Non-SSCG보다 항상 주파수가 빠르기 때문에 TIE의 값이 한 주기를 넘어서는 순간 PFD(Phase Frequency Detector)의 출력 A는 0에서 1로 신호가 바뀐다. 그 이후에 control logic은 B와 C가 모두 low인 구간에서 MUX의 선택신호 D를 1로 선택하고 다음 B와 C가 모두 low인 구간에서 다시 D를 0으로 선택하여준다. 이때, 최종 출력 클럭인 E는 SSCG/2 주파수가 한번 출력됨에 따라 TIE가 한주기 만큼 감소한다.

Ⅲ. 시뮬레이션 결과

fc, fmod와 Amod는 각각 270MHz, 50kHz와 5.13%으로 하여 제안된 방식을 MATLAB으로 모델링하여 시뮬레이션 하였다. 그림 4는 이에 대한 TIE의 시뮬레이션 결과이다. 그림 4에서 위의 그림은 출력 주파수이고 아래 그림은 TIE의 변화이다. 높은 변조 폭을 가져가는 동시에 MTIE의 값은 3.71ns 이내로 유지할 수 있다. 기존의 방법의 경우 동일한 MTIE를 만족하기 위해서 Amod는 0.0742%로 제한이 된다. EMI 감소 효과의 경우 기존의 방법은 6dB정도이나 제안된 방법의 경우 24dB의 감소효과가 있다.

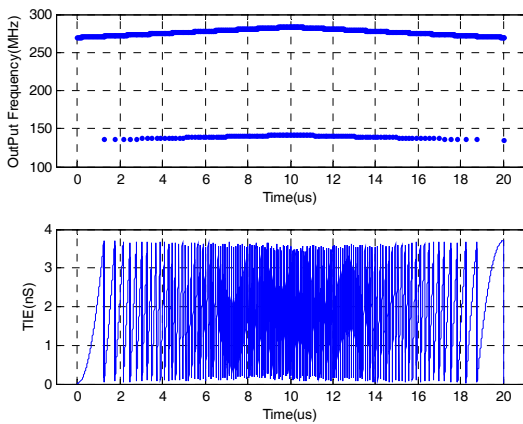


그림 4. TIE 시뮬레이션 결과

Ⅳ. 결론

본 논문에서는 불연속 변조 기법을 이용한 SSCG를 제안하였다. 연속된 주파수 변조 기법을 사용하는 기존의 SSCG는 MTIE의 제한으로 변조 폭을 크게 증가시킬 수 있어 EMI 저감에 효과적이지 못하였다. 제안된 불연속 변조 기법은 up-spread로 변조하고 MTIE를 벗어난 경우 1/2 주파수를 출력으로 내보냄으로써 MTIE를 이하를 유지 하면서 주파수 변조 폭을 크게 늘릴 수 있었다. 제안된 불연속 변조 기법은 MATLAB으로 모델링 하여 270MHz의 목표 주파수에서 3.704ns(한주기)를 MTIE를 조건으로 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션 결과 제안된 SSCG는 MTIE는 3.71ns를 만족하면서 기존의 방법에 비해 EMI를 18dB 더 감소시킬 수 있었다. 따라서 제안된 SSCG는 EMI를 크게 감소시킬 수 있어 EMI 대응에 더욱 효과적이다.

감사의 글

본 논문은 서울시 산학연협력사업(ST110039)을 통해 개발된 결과임을 밝힙니다.

참고문헌

- [1] Y .Komatsu, T. Ebuchi, T. Hirata and T. Yoshikawa, "Bi-directional AC coupled interface with adaptive spread spectrum clock generator", Solid-State Circuits Conference, pp.71-74, 12-14 Nov. 2007
- [2] T. Steinecke, "Low-jitter frequency-modulated PLL", APEMC, pp.329-332, 21-24 May 2012
- [3] Tian Xia and Peng Peng, "A spread-spectrum clock generator with dual-voltage controlled oscillator", TAISA Conference, pp.1-4, 22-25 June 2008
- [4] Junfeng Zhou and W. Dehaene, "A Synchronization-Free Spread Spectrum Clock Generation Technique for Automotive Applications", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol.53, no.1, pp.169-177, Feb. 2011

온도보상기법을 적용하여 $\pm 1\%$ 이내의 정확도를 갖는 Relaxation Oscillator의 설계

*김상윤, 이주리, 이동수, 이강윤
성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과

e-mail : ksy0501@skku.edu, juri@skku.edu, blacklds@skku.edu, klee@skku.edu

Design of a Temperature Compensated Relaxation Oscillator with Accuracy of $\pm 1\%$

*Sang-Yoon Kim, Ju-Ri Lee, Dong-Soo Lee, Kang-Yoon Lee
College of Information and Communication Engineering
Sungkyunkwan University

II. 본론

Abstract

In this paper, a Temperature Compensated Relaxation Oscillator is presented. The current to determine the frequency of Relaxation Oscillator can be controlled. By adjusting the current according to the temperature using the code that is output from the ADC and BGR, was to compensate the output frequency of the temperature. It is fabricated in a 0.35 μm CMOS process and the rate of change of the output frequency with temperature shows about $\pm 1\%$.

I. 서론

Relaxation Oscillator는 저주파수 대역을 필요로 하는 회로에 많이 사용된다. 저주파수 대역을 사용하는 회로의 경우 Phase Locked Loop(PLL)을 사용하지 않기 때문에 Oscillator 자체의 특성이 신뢰성을 가질 수 있어야 한다.

따라서 본 논문에서는 온도보상기법을 적용하여 $\pm 1\%$ 이내의 정확도를 갖는 Relaxation Oscillator 구조를 제안하고자 한다.

1. 온도보상 기법을 적용한 Relaxation Oscillator

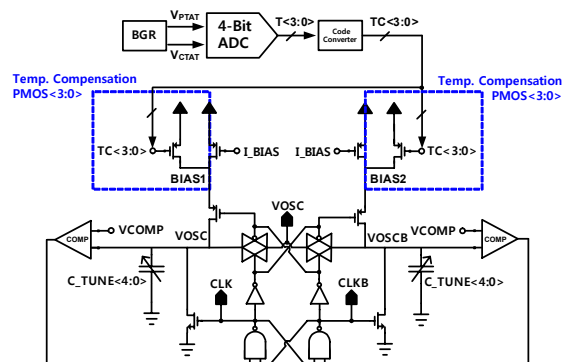


그림 1. 온도보상기법을 적용한 Relaxation Oscillator

그림 1은 본 논문에서 제안하고 있는 온도보상기법을 적용한 Relaxation Oscillator 구조이다. BGR 및 ADC를 이용한 온도보상기법은 BGR 내부의 PTAT, CTAT 회로의 온도변화에 따른 출력을 차동입력 ADC를 통해 디지털 코드로 변환하여 Relaxation Oscillator의 전류를 조절하는 기법이다. 이 때 Relaxation Oscillator 전류를 조절하기 위해 ADC에서 받는 코드는 Relaxation Oscillator의 온도에 따른 전류 변화량을 고려하여 코드 컨버터를 통해 미리 계산되어 있는 코드 값으로 변환되어 온도보상을 하게 된다.

2. Relaxation Oscillator

그림 1에서 Relaxation Oscillator의 출력 주파수에 대한 식은 다음과 같다.

$$Q = CV = It \quad (1)$$

$$t = \frac{CV}{I} (s) \quad (2)$$

$$\therefore f = \frac{1}{t} = \frac{I}{CV} (Hz) \quad (3)$$

위의 식(3)에서 알 수 있듯이 전류와 커패시터, 그리고 공급전압에 따라 Relaxation Oscillator의 주파수가 결정된다. 커패시터와 공급전압은 온도 등 외부요인에 큰 영향을 받지 않지만, 온도변화에 따른 전류량은 트랜지스터 특성에 의해 변화량을 갖게 된다. 이러한 변화량을 보상해 주기 위해 그림 1에서 표시한 Temp. Compensation PMOS<3:0>을 통해 온도에 따른 전류량을 조절할 수 있도록 설계하였다.

3. 온도보상회로

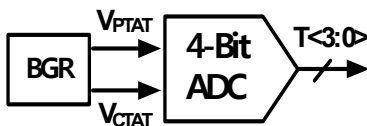


그림 2. 온도보상 블록다이어그램

그림 2는 온도보상을 위한 BGR과 ADC의 블록다이어그램이다. BGR은 내부에 PTAT와 CTAT로 구성되어 있으며, ADC는 4-Bit ADC로 구성하였다.

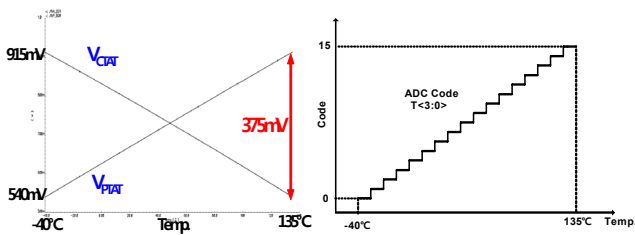


그림 3. 온도보상회로 모의 실험 결과

그림 3은 온도보상회로의 모의 실험 결과이다. 온도가 $-40^{\circ}\text{C} \sim 135^{\circ}\text{C}$ 로 변함에 따라 PTAT와 CTAT 출력이 선형적으로 변하고, 이 신호를 차동 입력으로 받은 ADC의 출력 코드가 온도에 대해 선형적으로 증가하는 것을 확인할 수 있다.

III. 실험 결과

그림 5는 온도보상기법을 적용한 Relaxation Oscillator의 실험 결과이다.

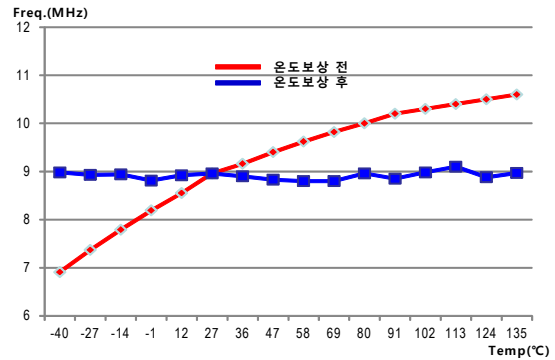


그림 5. 온도보상 Relaxation Oscillator 실험 결과
본 논문에서 제안한 Relaxation Oscillator는 8.96MHz의 출력 주파수를 생성하며, 온도보상기법을 적용하기 전 $-40^{\circ}\text{C} \sim 135^{\circ}\text{C}$ 의 온도변화에 대해 약 $\pm 20\%$ 의 출력 주파수 오차를 발생한다. BGR과 ADC를 이용하여 온도보상기법을 적용하면, $-40^{\circ}\text{C} \sim 135^{\circ}\text{C}$ 의 온도변화에 대해 약 $\pm 1\%$ 정도로 출력 주파수 오차가 감소하는 것을 확인할 수 있다.

Acknowledgement

본 연구는 산업통상자원부 및 IDEC 플랫폼 센터 (지능형 자동차)의 지원으로 수행하였음.

본 연구는 IDEC 툴 지원으로 수행하였음.

IV. 결론

본 논문의 회로는 온도보상기법을 적용하여 $\pm 1\%$ 이내의 정확도를 갖는 Relaxation Oscillator 회로이며, 공정은 CMOS 0.35um를 이용하였다. 온도보상기법을 적용한 Relaxation Oscillator의 온도변화에 따른 출력 주파수 변화율은 $\pm 1\%$ 이고, 소모 전류는 공급전압인 5V 전압에 600uA가 소모되었다.

참고문헌

- [1] Yusuke Tokunaga, Shiro Sakiyama, Akinori Matsumoto, and Shiro Dosho, "An On-Chip CMOS Relaxation Oscillator With Voltage Averaging Feedback", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 45, No. 6, June. 2010.
- [2] Jefferson D.B, Michael Todd Berens, and Alfredo Olmos, "A temperature compensated CMOS relaxation oscillator for low power applications", Integrated Circuits and Systems Design (SBCCI), 2012 25th Symposium on, Aug. 2012.

초광대역 가우시안 펄스 발생기 설계

최재민, 권익진
아주대학교 전자공학과
e-mail : cjm0714@ajou.ac.kr, ijkwon@ajou.ac.kr

Design of Gaussian Pulse Generator For Ultrawideband Transmitter

Jaemin Choi, Ickjin Kwon
Department of Electrical and Computer Engineering
Ajou University

Abstract

A Gaussian pulse generator for impulse radio ultrawideband(IR-UWB) transmitter is presented. The proposed Gaussian pulse generator is based on digitally controlled circuits and the center frequency and the bandwidth of pulse can be controlled more efficiently with the digitally control signals. The Gaussian pulse can be obtained with the digitally controlled weighted sum blocks without additional filter to reject high sidelobe.

I. 서론

기존의 전통적인 협대역 시스템과는 달리 UWB 시스템은 수십 피코세컨드에서 수 나노세컨드의 매우 짧은 펄스를 기반으로 하여 송수신을 한다. 이러한 매우 짧은 펄스는 주파수 측면에서 수 GHz의 넓은 주파수 폭을 차지하게 된다. UWB 시스템은 이처럼 넓은 대역의 주파수를 차지하고 있기 때문에 다른 시스템의 전력보다 낮은 출력을 생성하여 다른 주파수를 사용하고 있는 협대역 시스템에 방해를 주지 않도록 설계되

어야한다. 이 규정을 미국 연방 통신 위원회에서 FCC MASK로 채택하여 사용하고 있다. 따라서 이 규정을 만족하도록 시스템이 설계되어야 한다.

기존 연구를 보면, VCO를 기반으로 한 설계 기술도 있으나[1][2], 이 경우, 펄스의 최소 폭을 매우 작게 하기 힘들고 전력소비도 클 뿐만 아니라, LC 소자로 인하여 칩 면적이 넓어지는 단점이 있다. 이와 달리 제안된 디지털 기반의 신호 발생기의 경우, 간단한 구조와 매우 낮은 전력 소모로 VCO 타입에 비해 유리한 점이 있다. 또한, 동작 주파수 및 대역폭의 조절도 간단히 구현할 수 있다. 이에 반해 높은 사이드로브로 인해 필터가 필요한 단점이 있는데, 이를 줄이기 위해 펄스열들의 크기를 가우시안 형태로 조절하는 가중합 구조를 이용하여 구현하였다. 특히 이번 연구에서는 기존 구조[3]에서와 다른, 디지털 방식의 대역폭 스위칭 구조와 가중합 구조를 제안함으로써 보다 더 개선된 성능을 보인다.

II. 본론

제안된 펄스 발생기는 디지털 구조의 시간지연부, 펄스생성부, 대역폭 스위칭부, 가우시안 펄스 웨이핑 가중합부로 구성되어 있으며, 전체 블록 다이어그램은 그림 1과 같다.

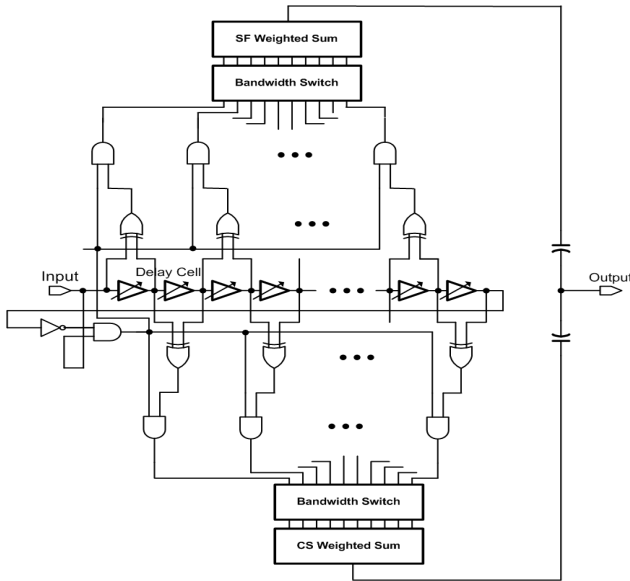


그림 1. 제안된 초광대역 CMOS 펄스 발생기 전체 블록 다이어그램

시간지연부에서는 전류량을 조절하여 신호를 지연시킨다. 지연 시간은 수십~수백 나노 초 단위로 조절되며, 이렇게 짧은 지연시간으로부터 폭이 좁은 펄스가 생성되어 3~5 GHz의 주파수 대역을 가지는 UWB 시스템이 만들어지게 된다. 이로부터 매우 짧은 펄스를 추출해내기 위해서는 인접한 두 지연 신호 간의 배타적 논리합 연산을 한다. 그리고 신호의 하강 시점에서 원하지 않는 신호를 제거하기 위해 신호의 상승 시점에서만 동작하도록 AND 게이트를 사용하였다. 그 이후 대역폭 스위칭부를 거쳐 각각의 펄스를 켜고 끄는 과정을 통해 펄스 개수를 조절하는데 이는 대역폭을 조절하기 위함이고, 이와 같은 펄스열을 LC구조가 없는 디지털 구조의 가우시안 펄스 가중합부를 통과시켜 원하는 최종 출력을 얻는다.

III. 모의실험 결과

그림 2는 제안된 펄스발생기의 중심주파수를 각각 2.8 GHz, 3.4 GHz, 3.8 GHz 로 조절했을 경우의 출력 펄스 파형을 보여주는 모의실험 결과이다. 디지털 제어 신호에 의해 출력 펄스의 중심주파수는 3 GHz에서 5 GHz까지 조정 가능하고, 펄스의 대역폭은 0.5 GHz에서 2 GHz까지 조정 가능하다. 표 1은 제안한 펄스 발생기의 모의실험 성능 요약 결과를 보여준다. 디지털 방식의 회로를 기반으로 1.2 V의 낮은 공급전압으로 동작하며 5 mW의 낮은 전력소모 특성을 가진다.

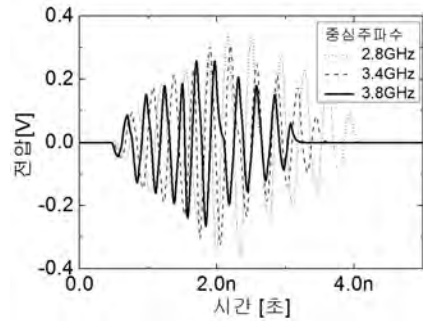


그림 2. 조절 가능한 중심 주파수 모의실험 결과

표 1. 초광대역 펄스발생기 모의실험 결과

항 목	모의실험
공정	0.11 um CMOS
중심주파수	2~5 GHz
대역폭	0.5~2 GHz
최대 소비전력	5 mW
최대진폭	300 mV

IV. 결론

본 논문에서 제안된 초광대역 펄스 발생기는 펄스열들의 크기를 가우시안 형태로 조절하는 가중합 구조를 이용하여 별도의 필터가 필요없이 가우시안 출력을 얻을 수 있다. 또한 디지털 구조의 시간지연부, 펄스생성부, 대역폭 스위칭부를 기반으로 설계되었기 때문에 디지털 제어 신호에 의해 출력 펄스의 중심 주파수와 대역폭이 간단하게 제어 가능하며, 5 mW의 낮은 전력소모를 가진다.

이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업(No. 2011-0013744) 본 연구는 IDEC의 지원으로 수행되었음.

참고문헌

[1] Tuan-Anh Phan, et al., "A 18-pJ/Pulse OOK CMOS Transmitter for Multiband UWB Impulse Radio", IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., Vol. 17, No. 9, Sept. 2007
 [2] Shanhoon Sim, Dong-Wook Kim, Songcheol Hong, "A CMOS UWB Pulse Generator for 6-10GHz Applications", IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., Vol. 19, No.2, Feb. 2009
 [3] A Study on Reconfigurable CMOS impulse transmitter for UWB applications: Yoo, Hyun-Jin, Kwangwoon University Graduate School,[2011]

테스트 비용 절감을 위한 스캔 체인 기반의 저전력 테스트 패턴 압축 기술

*문창민, 김두영, 박성주
한양대학교 컴퓨터공학부

e-mail : *muncm8728@mslab.hanyang.ac.kr*, *dykim@mslab.hanyang.ac.kr*,
parksj@mslab.hanyang.ac.kr

Scan Chain-based Power-aware Test Compression Technique for Test Cost Reduction

*Changmin Mun, Dooyoung Kim, Sungju Park
Department of Computer Science & Engineering
Hanyang University

Abstract

In this paper chain-based power-aware test compression technique is proposed, with low area overhead. Previous test compression techniques cause extreme power consumption in addition to area penalty. For test compression techniques, not only the compression ratio is important but also the power reduction, because the power consumption in test mode is critical to guarantee the reliability of the product. Proposed chain-based power-aware test compression technique reduces test power consumption significantly by reducing transitions in test vectors by exploiting don't care bits. It also maintains test compression ratio, similar to previous techniques.

I. 서론

최근 SoC 복잡도와 동작속도는 점점 증가함에 따라 테스트 복잡도 역시 증가하였다. Automatic Test Equipment(ATE)로부터 채널의 수와 테스트 데이터를

저장하는 메모리 용량이 제한적이기 때문에 테스트의 비용은 점차 증가하고 있다. 이로 인해, 테스트 패턴의 크기를 줄일 수 있는 데이터 압축 알고리즘을 사용한 테스트 기술[1-5]이 제안되었다.

반도체 회로는 스캔 테스트 모드의 Shift 동작 시에 과도한 스위칭 활동으로 인해 전력 소모가 일반적인 동작에서 생긴 전력 소모보다 더 많이 발생한다. 이와 같이 테스트 모드의 Shift 동작 시에 발생하는 과도한 전력 소모는 반도체 회로에 손상을 발생시켜 제품의 고장을 발생하게 한다. 따라서 SoC 테스트의 전력 소모를 줄이는 것은 매우 중요하다. 이에 따라, 전력 소모를 줄이는 테스트 압축 알고리즘이 제안되었다[6,7].

본 논문에서는 데이터를 저장하는 ATE의 메모리의 용량의 제약을 해소하기 위한 테스트 압축 기술과 스캔 테스트 모드의 shift 동작 시에 발생하는 전력 소모를 절감하기 위한 기술을 복합한 스캔 체인의 기반한 저전력 테스트 압축 기술을 제안한다. 전력 소모 절감을 위한 Power-aware don't care 할당 기술과 기존의 압축 알고리즘에서 사용된 Don't care filling algorithm 방식을 비교하여 반도체 회로 테스트 시에 발생하는 전력 소모를 줄일 수 있음을 보여준다. 또한 Power-aware don't care 할당 기술을 사용하여 떨어진 압축률을 높이기 위해서 스캔 체인의 기반한 압축을 제안한다.

본 논문의 구성은 본론의 1장에서 Complementary 허프만 압축 기술에 대해 설명하고, 2장에서는 전력 소모 절감을 위한 Power-aware Don't Care Filling 기술을 설명하고, 3장에서는 Chain-based compression에 대해서 설명할 것이다. 3장에서 실험을 통한 정량적 분석 결과를 설명하고, 마지막으로 4장에서 결론을 도출할 것이다.

II. 본론

1. 테스트 데이터 압축 기술

본 논문에서는 Complementary 허프만 알고리즘은 기존의 허프만 알고리즘에 기반한 통계적 압축 알고리즘이다. 변환에 사용하는 트리의 크기가 줄어 기존의 허프만 알고리즘에 비해 디코더의 크기가 줄어드는 장점을 갖으면서 높은 압축률을 보이는 장점이 있다.

그림 1은 ATE의 메모리에 저장되어 있는 테스트 패턴이다. 그림 2는 그림 1의 테스트 벡터를 [1]에서 제안된 Don't care filling Algorithm을 사용하여 변환된 테스트 패턴이다. [1]에서 제안된 Don't care filling algorithm의 방식은 다음과 같다. 만약 빈도수가 가장 높은 패턴은 V1이라하고, 그 다음으로 높은 빈도수를 가진 패턴을 V2라고 가정한다. V1을 기준으로 V2와 비교를 한 후, 두 패턴이 동일하다면 V1과 V2의 앞단에 '0'을 결합하고 V1과 V2의 빈도수를 하나로 합친다. 그렇지 않을 경우, V1과 V2의 보수와 비교를 한다. 만약 두 패턴이 동일하다면, V2의 보수 앞단에 '1'을 결합한 패턴으로 치환을 한다. 그리고 V1의 빈도수와 치환된 V2의 빈도수를 하나로 합친다. 이런 과정을 반복적으로 수행하여 모든 패턴을 변환한다. 모든 패턴이 변환되고, 남은 Don't care bit을 0 또는 1로 치환한다.

표 1은 [1]은 그림 1의 테스트 데이터 패턴을 [1]에서 제안된 Don't care filling algorithm을 사용한 알고리즘 분석 결과이다. Symbol은 패턴과 그 패턴의 보수를 하나로 합쳐진 그룹을 의미한다. 예외적으로 Symbol 중 S1만 보수로 치환된 패턴을 의미한다. 허프만 트리를 구성할 때, Symbol과 Freq는 그림 3에서 보이는 것과 같이 Complementary tree를 구성하기 위해서 사용된다. 빈도수가 큰 패턴에 대해서는 적은 Bit의 코드로 치환이 된다. 보수로 치환된 패턴을 구별하기 위해서 앞단에 S1의 huffman code를 결합하여 최종적인 Final code값으로 치환된다.

X00X	010X	01X0	X0XX	X0XX	010X	01X0	01X0
0X10	X00X	0X10	0X10	0X10	0X10	0X10	101X
101X	01X0	01X0	01X0	01X0	01X0	01X0	XX0X
01X0	01X0	01X0	1100	01X0	01X0	X101	001X
XX0X	01X0	01X0	00XX	XX0X	00X1	X101	01X0
01X0	01X0						

그림 1. Original test set

10110	00101	00110	10110	10110	00101	00110	00110
00110	10110	00110	00110	00110	00110	00110	10101
10101	00110	00110	00110	00110	00110	00110	10110
00110	00110	00110	10011	00110	00110	00101	00011
10110	00110	00110	00011	10110	00011	00101	00110
00110	00110						

그림 2. Complementary test set

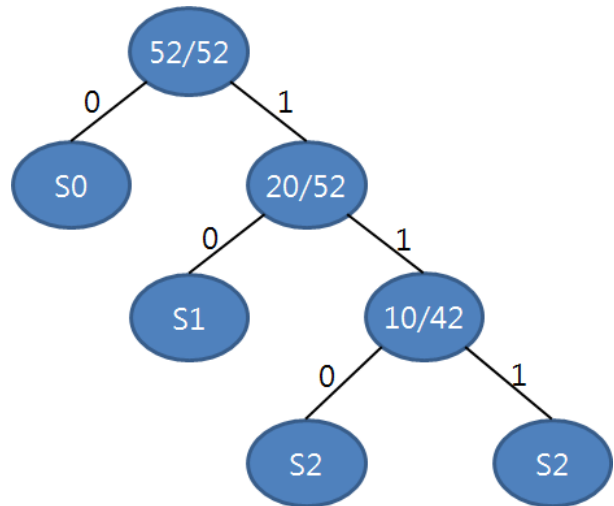


그림 3. Complementary huffman tree

표 1. Complementary Encoding

Symbol	Freq.	Block	Huffman Code	Final Code	
S0	32	25	0110	0	0
		7	1001		100
S1	10	-----	10	-----	
S2	6	4	0101	110	110
		2	1010		10110
S3	4	3	0011	111	111
		1	1100		10111

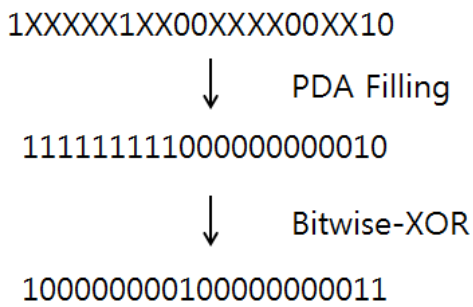


그림 4. PDA 후 XOR 적용한 데이터 집합

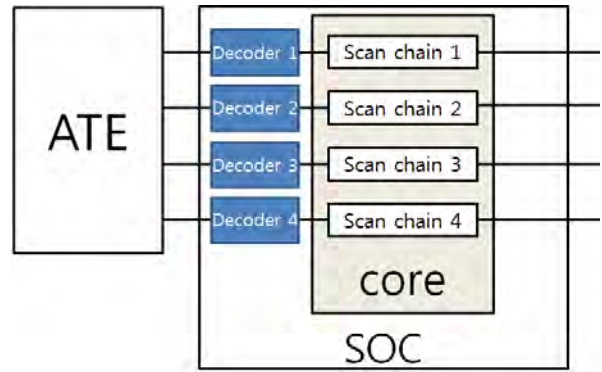


그림 5. Chain-based compression 구조

2. Power-aware Don't Care Filling

허프만 압축 알고리즘은 패턴 단위의 출현 빈도수에 따라 가중치를 갖는 코드워드를 할당하는 통계적 압축 알고리즘이다. 따라서 패턴 단위의 출현 빈도의 균형이 치우치는 모습을 보일 때 높은 효율성을 얻게 된다. 기존의 [1]에서 사용된 Don't care filling algorithm은 패턴 단위의 출현 빈도의 균형을 최대한 특정 패턴 단위의 그룹으로 치우치도록 함으로써 압축 효율을 극대화시킨다. 하지만 Scan test에 있어서 Shift 시에 발생하는 스위칭에 대한 고려가 불가능하여, 전력 소모가 큰 단점이 있다. 따라서 Shift 시의 스위칭을 줄이기 위한 PDA(Power-aware don't care assignment) 방식을 제안한다.

그림 4는 PDA 할당 기술과 Bitwise-XOR 변환을 적용한 그림이다. PDA 할당 기술은 테스트 데이터의 스캔 입력에 있어 발생하는 transition의 수를 최소화하도록 Don't care 할당을 수행한다. 하지만 패턴의 빈도수 형성에 있어 허프만 알고리즘에 친화적이지 못하여 압축 효율성을 떨어뜨린다. Bitwise-XOR 변환은 패턴 내의 0의 빈도수를 증가시킴으로써 이러한 허프만 알고리즘의 효율성 저하를 막을 수 있다.

3. Chain-based Compression 방식

본 논문에서는 PDA에 의해 떨어진 압축률을 보완하기 위해서 각각의 스캔 체인에 대해서 독립된 데이터 압축 기술을 사용하는 스캔 체인에 기반한 압축 방식을 제안한다. 각각의 스캔 체인에 대해서 데이터 압축 기술을 사용하면 빈도수의 균형이 특정 패턴 단위의 그룹으로 치우치는 현상이 발생한다.

그림 5는 체인 기반의 compression 구조이다. 각각의 스캔 체인에 대해서 데이터 압축 기술을 사용하므로 체인에 맞는 디코더가 체인 앞단에 붙게 된다.

Test pattern = "101010101010111101011111"

다음 테스트 패턴을 예로 들어서 설명한다. 위의 테스트 패턴을 만약 스캔 체인 한 번에 묶어서 허프만 코드를 수행을 하면, 1010은 0, 1111은 10, 0101은 11으로 치환이 된다. 따라서 테스트 패턴은 "000101110"인 총 9비트를 갖게 된다. 하지만 만약 스캔 채널이 2개라고 가정을 한다면, 제안한 스캔 체인 방식은 위의 테스트 패턴을 "000", "010" 치환하여 총 6비트의 갖게 된다. 따라서 기존의 테스트 패턴을 한 번에 압축하는 방식보다는 높은 압축률을 보인다. 그러므로 제안하는 방식은 각각의 스캔 체인에 대해서 압축을 하는 방식으로 빈도수의 균형이 특정 패턴 단위의 그룹으로 치우치면서 데이터 압축의 효율을 높일 수 있다.

III. 구현

표 2. PDA & Complementary & Chain-based compression의 transition 수와 비율

Circuit	PDA	[1] (8bit)		proposed (8bit)	
		Transition	Ratio	Transition	Ratio
s5378	3474	10606	67	10606	67
s9234	4013	5488	26	5488	26
s13207	8026	118955	92	118955	93
s15850	13654	84963	83	84963	83
s38417	117034	145736	19	145736	19
s38584	86188	529790	83	519790	83

표 3. 테스트 데이터 압축률 비교

Circuit	[1] (8bit)		[1] with PDA, XOR (8bit)		Proposed (8bit)	
s5378	10903	54	11847	50	10977	53
s9234	17792	54	21244	45	20101	48
s13207	34136	79	39128	76	36398	77
s15850	25024	67	28517	62	27569	64
s38417	61936	62	64507	60	61729	62
s38584	68479	65	79818	60	78252	60

본 논문에서는 제안하는 저비용의 스캔 체인에 기반한 저전력 테스트 압축 기술의 효율성을 검증하기 위해 ISCAS '89 벤치마크 회로의 테스트 패턴을 사용한 정량적 분석을 실행하였다.

표 2은 [1]의 Don't care filling algorithm 방식과 스캔 체인에 기반한 PDA 방식에 의해 변환된 테스트 패턴 압축 기술상에 발생한 총 transition 수를 보여준다. [1]는 압축율의 효율을 높이기 위해 전력 소모를 고려하지 않아 transition 수가 높게 나타나는 반면, 스캔 체인에 기반한 PDA 방식은 transition을 줄이는 것에 중점을 두기 때문에 그 수가 적게 나타난다. 또한 스캔 체인에 기반한 PDA의 방식과 일반적인 PDA 방식은 transition 수가 동일하다.

표 3는 각 회로에 대한 테스트 데이터 압축 결과를 보여준다. [1]의 저비용 압축 알고리즘이 압축률 면에서 스캔 체인에 기반한 PDA 방식을 사용하는 저비용 압축 알고리즘보다 좋게 나타나지만, 일반적인 PDA 방식보다는 높은 압축율을 보인다. 또한 전력 소모와 압축률을 고려하였을 때 가장 효율적인 방법이라고 볼 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 PDA 할당 기술을 사용한 테스트 비용 절감을 위한 스캔 체인 기반의 저전력 테스트 압축 기술을 제안하고 테스트 시에 발생하는 스위칭 수와 압축율을 분석하였다. 기존의 저비용 테스트 데이터 압축 알고리즘보다 개선된 압축율을 보장하는 한편, 테스트 전력 소모를 크게 절감함으로써 테스트 비용 절감뿐 만 아니라 테스트 신뢰성을 확보할 수 있다.

참고문헌

[1] Shyue-Kung Lu, Hei-Ming Chuang, Guan-Ying Lai, Bi-Ting LaiYa-Chen Huang, "Efficient Test pattern Compression Techniques Based on Complementary Huffman coding" IEEE Circuits and Systems International Conference. ICTD 2009.

[2] Xtysovalantis Kavousianos, Emmanouil Kalligeros, Dimitris Nikolos, "Optimal Selective Huffman Coding for Test-Data Compression," IEEE Trans. on Computer, Vol. 56, no. 8, pp. 1146-1152, August 2007.

[3] Shyue-Kung Lu, Ya-Chen Hung, "Improving Reusability of Test Symbols for Test Data Compression" Journal of Information Science & Engineering, Vol 28, Issue 2, pp. 351-364, Mar2012

[4] Usha Sandeep Mehta, Kankar S. Dasgupta, Nirnjan M. Devashrayee "Modified Selective Huffman Coding for Optimization of Test Data Compression, Test Application Time and Area Overhead" Journal of Electronic Testing Vol. 26, Issue. 6, pp. 679-688, December 2010.

[5] Abhijit Jas, Jayabrata Ghosh-Dastidar, Mom-Eng Ng, Nur A. Touba, "An Efficient Test Vector Compression Scheme Using Selective Huffman Coding" IEEE Trans. Computer-Aided Design of Integrated Circuits and System, Vol. 22, no. 6, pp. 797-806, June 2003.

[6] Jaehoon Song, Junseop Lee, Byeongjin Kim, Taejin Jung, Hyunbean Yi, Sungju Park, "Hybrid Test Data Compression Technique for Low-power Scan Test Data", ISITC 2007, pp. 152-156, Nov 2007.

[7] V. Iyengar and K. Chakrabarty. "System-on-a-chip test scheduling with precedence relationships, preemption, and power constraints," IEEE Trans. Computer-Aided Design, pp.1088-1097, Vol 9, Sept.2002.

사사

본 연구는 2012년도 정부(교육과학기술부)와 산업통상자원부 및 IDEC 플랫폼 센터 지능형 자동차 사업의 일환으로 수행하였음.

초광대역 CMOS 저잡음 증폭기 설계

황인규, 권익진
아주대학교 전자공학과

e-mail : *honorlglory@ajou.ac.kr, ijkwon@ajou.ac.kr*

Design of ultra-wideband CMOS Low Noise Amplifier

Inkyu Hwang, Ickjin Kwon

Department of Electrical and Computer Engineering
Ajou University

Abstract

This paper describes a noise cancelling wideband CMOS low-noise amplifier (LNA) with capacitive cross-coupled (CCC) structure to reduce noise figure. The proposed wideband LNA with the capacitive cross-coupled structure achieves 3.4 dB maximum noise figure and 17.4 dB minimum voltage gain in the 3-10 GHz frequency range. The power consumption of the LNA is 6.1 mW at 1.2 V supply.

I. 서론

지금까지 impulse radio ultrawideband (IR-UWB) 수신단의 LNA에 대한 연구가 많이 진행되어왔다. 오래전부터 일반적으로 사용된 LNA 기법중 하나인 공통-소스 증폭단은 다른 구조에 비해 잡음이 상대적으로 낮다.[1] 하지만 입력정합에 있어 부수적인 수동소자들이 필요하고 다소 좁은 주파수대역에서만 사용할 수 있다. 공통-게이트 증폭단은 입력임피던스가 주파수에 거의 영향을 받지 않아 공통-소스 증폭단에 비해 넓은 주파수대역에서 사용이 가능하며 입력정합 또한 간단하다[2].

본 논문에서는 잡음제거 광대역 LNA 구조에 커패시티브 크로스 커플링 기법을 추가하여 효율적으로 저잡음 증폭기의 잡음을 감소시키는 회로를 설계했다.

II. 본론

그림 1은 IR-UWB 수신단의 LNA 구조이다. 공통-게이트 증폭단(M_1)은 입력정합을 위한 부분이고 공통-소스 증폭단(M_3)은 공통-게이트 증폭단의 잡음과 신호를 감지하는 부분이다. 공통-게이트 증폭단의 특성상 $1/g_m=R_s$ 조건을 만족하면 넓은 주파수영역에서 입력정합이 가능하다. 공통-게이트 증폭단은 g_m 에 의해 입력정합이 이루어져 넓은 주파수범위에서 사용할 수 있는 증폭단이지만, 이러한 공통-게이트 증폭단은 일반적으로 큰 잡음지수를 가지게 된다. 따라서 공통-소스 증폭단을 이용한 잡음 제거 기법을 이용하여 공통-게이트 증폭단의 잡음을 낮출 수 있다[3]. 공통-게이트 증폭단과 공통-소스 증폭단의 출력에서 각각 신호는 서로 반전되어 차동출력으로 더해지지만, 잡음은 각각의 출력에서 같은 위상이 되어 차동출력에서 제거된다.

입력과 출력 임피던스간 차단 특성을 향상시키고, 동작 주파수를 증가시키기 위해 캐스코드 증폭기 구조가 사용되는데 캐스코드 트랜지스터(M_2, M_4)의 추가로 인해 잡음 지수가 증가한다. 그림 1과 같이 제안하는 LNA 구조에서는 캐스코드단에 커패시티브 크로스 커

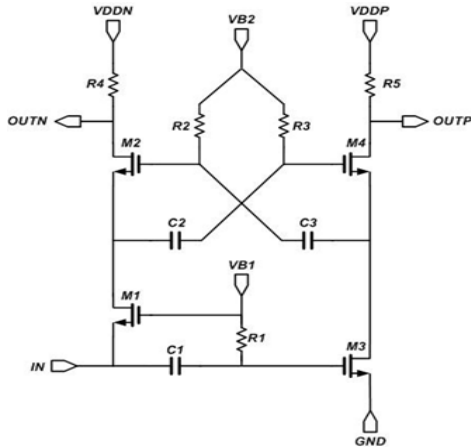


그림 1. 커패시티브 크로스 커플링 기법을 적용한 잡음제거 저잡음 증폭단

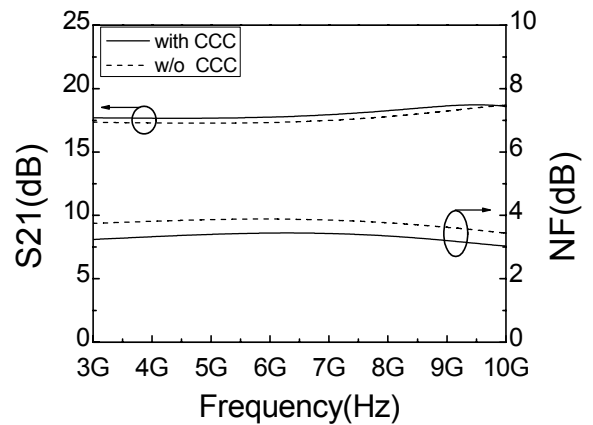


그림 2. 제안된 회로의 이득(S_{21}), 잡음지수(NF) 성능 (with CCC vs. without CCC)

플링(CCC)기법을 적용하여 캐스코드 트랜지스터의 트랜스컨덕턴스(g_m)가 2배 증가된다[4]. 따라서, 캐스코드 LNA의 잡음 지수가 감소하게 된다.

III. 모의실험 결과

그림 2는 설계한 광대역 LNA 회로의 이득(S_{21})과 잡음지수(NF) 성능을 보여준다. 동작 주파수영역인 3-10 GHz에서 입력정합(S_{11})은 -10 dB 미만이며 이득(S_{21})은 17.4-18.9 dB 이다. 잡음지수(NF) 성능은 각각 최대 3.4 dB와 3.9 dB로 커패시티브 크로스 커플링 기법을 적용하지 않은 경우에 비해 0.5 dB 가량 잡음지수 성능이 향상되었다. P1dB는 -12.4 dBm이고 IIP3는 -3.0 dBm 이다. 표 1은 제안한 LNA 회로의 모의 실험 성능 요약 결과를 보여준다. 설계한 LNA는 1.2 V 공급전압으로 동작하고 전력소모는 6.1 mW이다.

IV. 결론

본 논문에서는 커패시티브 크로스 커플링 기법을 기존의 잡음 제거 구조에 적용하여 더욱 효과적으로 잡음을 줄이는 저잡음 증폭기를 제안하였다. 제안된 저잡음 증폭기는 0.11 μ m CMOS 공정으로 설계되었으며 UWB 동작 주파수인 3-10 GHz 범위 내에서 6.1 mW의 전력소모로 최대 3.4 dB의 낮은 잡음지수 성능을 얻었으며, 커패시티브 크로스 커플링 기법을 적용하지 않은 경우에 비해 최소 0.5 dB의 잡음성능이 향상되었다.

표 1. 저잡음 증폭단 모의실험 결과

항 목	모의실험
공 정	0.11- μ m CMOS
이득 대역폭	3 - 10 GHz
입력 반사 손실	< -10 dB
전압이득	17.4 - 18.9 dB
잡음지수	3.0 - 3.4 dB
IIP3	-3.0 dBm
P1dB	-12.4 dBm
전력소모	6.1 mW @ 1.2 V supply

이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (No. 2011-0013744)

본 연구는 IDEC의 지원으로 수행되었음

참고문헌

- [1] S. Asgaran, M. Deen, and C.-H. Chen, "Design of the input matching network of RF CMOS LNAs for low-power operation," IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, vol. 54, no. 3, pp. 544 - 554, Mar. 2007.
- [2] Chang, J-F., and Y-S. Lin. "0.99 mW 3-10 GHz common-gate CMOS UWB LNA using T-match input network and self-body-bias technique." Electronics Letters 47.11 (2011): 658-659.
- [3] Bruccoleri, Federico, Eric AM Klumperink, and Bram Nauta. "Wide-band CMOS low-noise amplifier exploiting thermal noise canceling." Solid-State Circuits, IEEE Journal of 39.2 (2004): 275-282.
- [4] Zhuo, Wei, et al. "Using capacitive cross-coupling technique in RF low noise amplifiers and down-conversion mixer design." Solid-State Circuits Conference, 2000. ESSCIRC'00. Proceedings of the 26rd European. IEEE, 2000.

2x2 MIMO 지원 LTE 스몰셀 모뎀 SoC 개발과 LTE 스몰셀 AP 시스템 구현 및 검증에 관한 연구

*구본태, 김혁, 김진규, 김덕환, 김병조
한국전자통신연구원 시스템반도체연구부
*e-mail : koobt@etri.re.kr

Implementation of LTE Small Cell AP SoC and System

*Koo Bontae, Kim H., Kim J., Kim D., Kim B.
Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

By designing LTE smallcell modem IP, an LTE based smallcell AP(access pointer) platform is implemented in this paper. The proposed LTE smallcell AP system is developed based on the Marvel processor for main control, and LTE modem IP and 2.3GHz~2.7GHz 2x2 MIMO RF module.

I. 서론

본 논문에서는 급격히 증가하는 무선 데이터 서비스의 분산효과를 줄 수 있는 스몰셀의 핵심부품인 LTE 스몰셀 SoC 설계와 이를 이용한 LTE 스몰셀 AP 시스템 구현 및 검증 환경 구축 기술을 소개하고자 한다. 스몰셀 AP시스템의 핵심 부품인 LTE 스몰셀 모뎀은 기지국모뎀이기 때문에 전원이 항상 공급되고 있어서 소비전력에 제약이 없기 때문에 스몰셀 칩들은 CPU, DSP 프로세서 구성으로 구현된 칩들이 주류를 이루고 있다.[1] 그러나, 스몰셀이 점차 소형화와 저전력화 되는 추세에 있다. 시장 경쟁력을 확보하기 위해 본 논문에서는 LTE 스몰셀 AP 시스템 전용으로 사용될 하드웨어 엔진기반의 2x2 MIMO 지원되는 LTE 스몰셀 모뎀 SoC 설계와 이를 이용한 LTE 스몰셀 AP 시스템 구현 및 검증을 위한 환경 구축을 언급 하고자 한다.

II. 본론

2.1 LTE 스몰셀 모뎀 SoC 구성

설계한 LTE 스몰셀 모뎀 SoC는 3GPP release9 규격을 만족하는 LTE 스몰셀 모뎀 PHY와 프로토콜스택을 임베디드한 플랫폼으로 구성된다. 프로토콜스택, L2/L3 SW 및 MAC 과 L1 SW를 임베디드 프로세서(RISC) 에서 구현하였으며, LTE 모뎀 PHY는 Hardware 전용엔진 형태로 설계되었다. 그림1에 LTE 스몰셀 기지국 SoC 플랫폼 구성도를 나타냈다. 20MHz 대역에서 2x2 MIMO인 경우, 최대 하향링크는 최대 150Mbps, 상향링크 최대 75Mbps Peak Data Rate를 지원하기 위해서 32bit AXI버스로 연결하였으며, DDR2 메모리를 활용하여 무선 데이터를 전송하고 있다. 내장한 ARM9 프로세서는 LTE 스몰셀의 프로토콜스택을 구동하며, LTE 스몰셀 AP제어 및 관리프로그램은 외부의 Marvel 프로세서를 사용하고 있다. 구현된 LTE 스몰셀 모뎀 SoC 규격은 아래와 같다.

-전송율 :

- .DL 최대 150Mbps@2x2MIMO/64QAM/20M BW
- .UL 최대 50Mbps@ 64QAM/20M BW

-Scalable BW 지원 : 1.4, 3, 5, 10, 20 MHz

-Multiple access : DL OFDMA, UL SC-FDMA

-FDD 시스템 지원

-1x1, 2x2, MIMO 지원

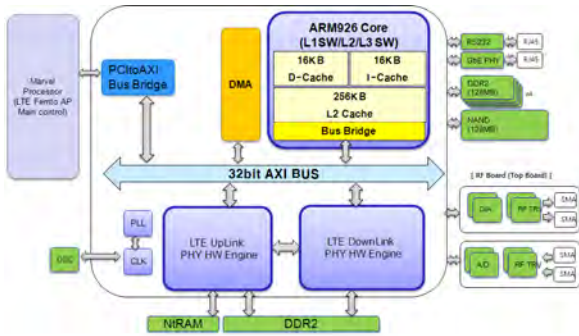


그림1. LTE 스몰셀 모뎀 SoC 플랫폼 구성도

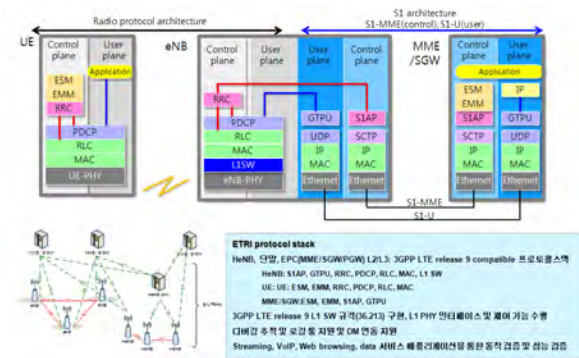


그림2. LTE 스몰셀 Protocol Stack 구성도

LTE Downlink Tx(DLTx)는 채널 PBCH, PDSCH, PMCH, PHICH, PCFICH, PDCCH 설계 및 Reference Signal, Synchronous Signal 구현, 15KHz/7.5KHz Frequency Spacing 구현, HARQ 기능과 채널 상태에 따른 데이터 전송률 제어 기능 등으로 구성되고, Uplink Rx(ULRx)는 채널 RACH, PUSCH, PUCCH, SRS 설계 및 Random Access 기능 구현, Channel Equalizer and CQI, PMI, RI 정보 추출, Power 조절 기능이 있다.[2][3],[4]

2.2 LTE 스몰셀 AP 시스템 구현

LTE 스몰셀 AP(access pointer) 시스템 구성은 LTE 스몰셀 모뎀 PHY와 그에 따른 Protocol Stack, 2.3GHz~2.7GHz 대역의 2x2 MIMO 지원 RF모듈, 스몰셀 AP시스템 관리, SON기능 처리위한 메인 컨트롤러, IEEE1588, Indoor GPS를 활용한 스몰셀 동기화기 블록, 유선망 인터페이스 블록으로 구성되며, 그림 3에 LTE 스몰셀 AP 시스템 개념도를 나타냈다. 1Gbps급의 이더넷유선망으로 사업자 코어 네트워크로 연결시켰으며, 단말과의 동기화를 이루기 위해 오실레이터, IEEE1588, 내부 GPS를 활용하여 동기화 블록을 구성하였다. LTE 스몰셀 모뎀 블록은 RISC 프로세서를 내장하여 L1/L2/L3일부 Protocol Stack을 담당하고, 전용하드웨어 블록으로 LTE 스몰셀 PHY를 구성하고 있다. 12Bit ADC/DAC를 사용한 2x2 MIMO 지원

2.3GHz~2.7GHz 대역의 RF 모듈을 DownLink TX와 UpLink RX 별도 블록으로 구현하였다. 4명의 사용자를 지원할 수 있으며, Downlink 최대 150Mbps peak data rate를 처리할 수 있는 시스템 구조를 이루고 있다.

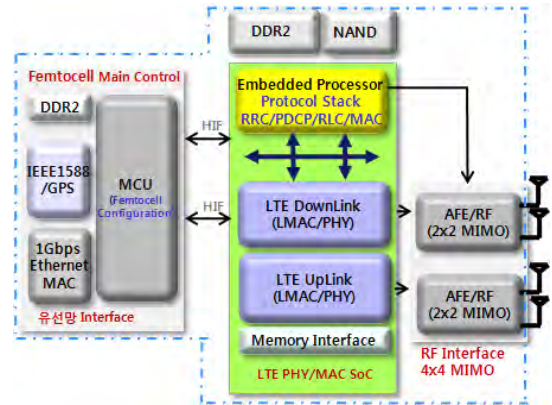


그림3. LTE 스몰셀 AP 시스템 구성도

2.3 LTE 스몰셀 AP 시스템 검증 환경 구축

구현된 LTE 스몰셀 AP 시스템을 검증하기 위하여 사업자 코어망에 해당하는 EPC(evolved packet core)가 필요하며, 스트리밍 데이터를 위한 스트림 서버가 요구된다. LTE 스몰셀 기지국은 LTE 단말과 콜 셋업 절차를 완료한 후 스트리밍 서비스를 이루는 검증 시스템 환경을 구축 하였다. 그림4에 LTE 스몰셀 AP 시스템을 검증하기 위한 검증 환경 구성도를 나타냈다.

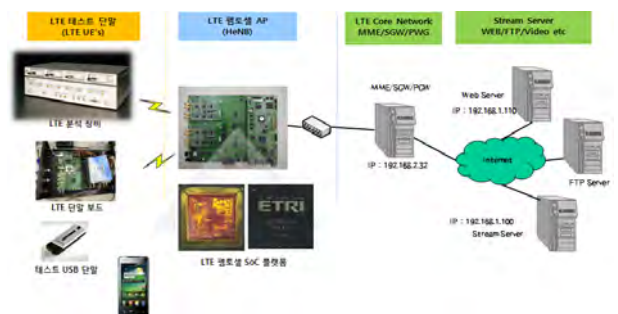


그림4. LTE 스몰셀 AP 시스템 검증 환경

III. 결론

LTE 스몰셀 기지국의 핵심 부품인 LTE 모뎀 PHY IP를 설계하고, 스몰셀 모뎀용 Protocol Stack SW IP를 확보하였다. 핵심부품인 LTE 모뎀 PHY IP와 LTE 스몰셀 Protocol Stack을 장착한 LTE 스몰셀 AP 시스템 보드를 구현하였으며, 사업자에서 LTE 단말에 이르기까지 LTE 스몰셀 Eco-System을 구성하였다.

본 LTE 펌토셀 AP 시스템은 상용단말과 연동시험을 통해 그 신뢰성 및 성능 검증을 이루게 되었다. 본 논문에서는 2x2 MIMO를 지원하여 20MHz 대역에서 최대 150Mbps급의 데이터 전송이 가능한 시스템 구성을 언급 하였다. 그림5에 LTE 시스템 검증환경에서 스트리밍 서비스 동작 시연을 보이고 있다.



그림 5. 검증환경에서 스트리밍 동작시연

참고문헌

- [1] 전자통신동향 분석 제25권 제5호 2010년10월
- [2] 3GPP TS 36.201 2009-03
- [3] LTE 펌토셀 모뎀 PHY 상위설계서, 2011년12월
- [4] LTE 펌토셀 모뎀 PHY 상세설계서, 2012년10월

Dual-mode ADC를 이용한 맥박 수/파형 신호 검출 회로

신영산, 위재경
승실대학교 전자공학과
e-mail : youngsan@ssu.ac.kr, wjk@ssu.ac.kr

A Readout Circuit for Heart-wave & Heart-rate using Dual-mode ADC

Young-san Shin, Jae-Kyung Wee
School of Electronic
Soongsil University

Abstract

This paper presents a low power readout circuit for U-health system. The proposed readout circuit based on dual modes consists of an AMP, a state controller, and a dual mode ADC for long time operation without a battery recharge. In case of the normal state, this circuit transmits a power on ratio per whole duty ratio of $33 \times 10^{-6} \%$ for heart beat information at a proposed count mode. But, the circuit transmits a whole heart wave when an emergency state happens. This change of sampling and transmitting modes according to heart conditions can extremely reduce the total power consumption. The power dissipation of the proposed readout circuit are $327.8 \mu W$ at Count-mode and $687.1 \mu W$ at ADC-mode.

I. 서론

근래에 고령화 사회로 진입함에 따라 건강에 대한 관심이 높아지고 있다. 이로 인해 실시간으로 항상 사용자의 건강상태를 확인할 수 있는 U-Health (Ubiquitous-Health) 시스템에 대한 연구가 진행되고 있다[1].

일반적으로 U-Health 시스템은 배터리, 안테나, 센서 등의 외부 소자와 신호 검출 회로로 구성된다. 신호 검출 회로는 센서의 신호를 증폭하고 디지털 변환하여 RF Tx를 이용하여 센서의 데이터를 단말기로 무선 전송한다[2]. 이러한 신호 검출 회로는 배터리의 교체 없이 장시간 사용하기 위해서는 저 전력 동작 특성이 필수적으로 요구된다. 하지만 대부분의 전력을 소비하는 RF Tx는 통신 거리를 위해 전력 소모를 감소시키는 데에 한계가 있다.

본 논문에서는 이러한 문제를 해결 하기 위해 Dual mode로 동작하는 신호 검출 회로를 제안한다. 제안된 회로는 간단한 디지털 로직으로 구현된 판별기와 Dual-mode ADC를 이용하여 환자의 상태에 따라 맥박 수 혹은 맥박 파형을 전송한다. 맥박 수는 매우 느린 주기를 갖고 전송이 가능하기 때문에 RF Tx의 동작 주기를 최소화 할 수 있어 전체 평균 소비 전력 또한 최소화시킬 수 있다.

II. 본론

2.1 제안하는 신호 검출 회로의 구조도 및 동작

그림 1은 제안하는 신호 검출 회로의 전체 구조도이다. 먼저 센서의 미세한 신호는 증폭기에서 6배 증폭

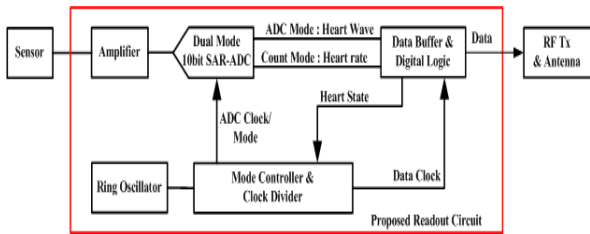
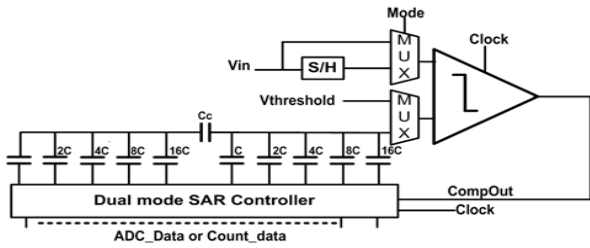
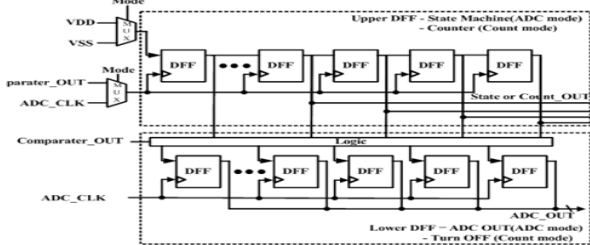


그림 1. 제안하는 신호 검출 회로의 전체 구조도



(a)



(b)

그림 2. (A) Dual mode ADC의 전체 구조도,
(b) Dual mode SAR Controller의 회로도

되며 1kHz 이하의 주파수 대역만 통과된다. 증폭된 신호는 Dual-mode ADC를 이용하여 디지털화된다. Dual-mode ADC에서는 mode에 따라 count mode일 때에는 4초 동안의 맥박 수를 디지털 값으로 내보내며, ADC-mode일 때에는 맥박의 파형을 1kHz의 샘플링 속도의 10bit의 디지털값을 출력으로 내보낸다. 이러한 mode는 사용자의 맥박상태(맥박 수)에 따라 mode가 전환된다. 이런 과정을 통해 얻어진 디지털화된 신호는 ADC mode의 경우 직접 Data buffer에 저장되며 Count mode의 경우 4초 동안 맥박수를 세며 digital logic에서 1분 동안 누적시킨다. 저장된 데이터는 매우 느린 신호이기 때문에 620kbps의 속도로 RF Tx를 통해 무선 전송하여 RF Tx의 동작을 최소화 한다. RF Tx는 2.4GHz의 carrier 주파수를 사용하며 OOK(On Off key)방식으로 Data를 전송하는 것으로 가정하였으며 실내에서 충분히 data가 전송되기 위해 출력 전력은 0dBm으로 10m 이내의 통신 거리를 가진다.

2.2 Dual-mode ADC

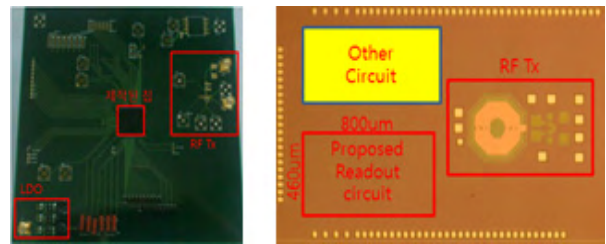


그림 3. 제작한 테스트 보드 및 칩사진

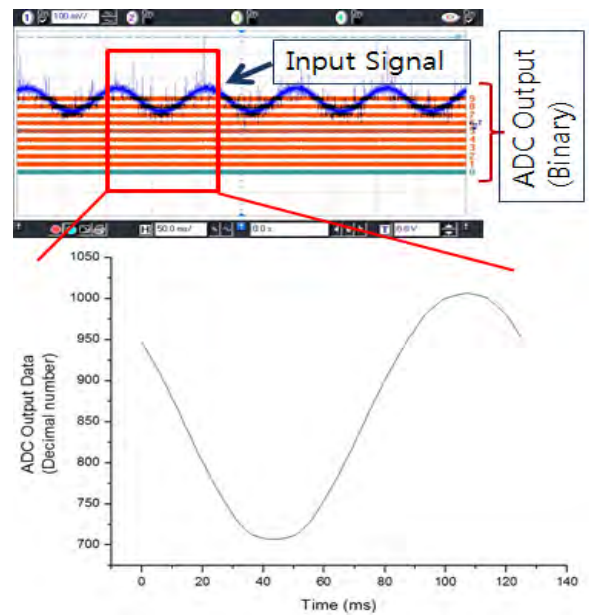


그림 4. ADC-Mode일 때 테스트 결과

그림 2의 (a)는 신호 검출 회로에서 사용된 Dual-Mode SAR_ADC이고 그림 2의 (b)는 여기서 사용된 SAR controller의 block diagram 이다. 제안된 SAR-ADC는 ADC-Mode(Mode='1')일 때 일반 적인 SAR-ADC와 동일한 동작을 진행 한다. Dual mode SAR controller에서 Upper DFF는 State machine으로 동작하여 상위 비트부터 순차적으로 비교하여 Lower DFF를 통해 ADC의 출력을 내보낸다. 설계된 SAR-ADC는 ADC mode에서 0-1V의 입력 전압 범위를 가지며 1kHz의 샘플링 속도에서 10bit의 해상도를 갖는다.

Count Mode(Mode='0') 일 때에는 4초간 맥박이 뛰는 횟수를 count 하도록 동작한다. Count mode에서는 Capacitor DAC 대신에 1/2 VDD의 Threshold가 비교기의 한쪽 입력에 연결된다. 이후 입력 신호가 Threshold가 넘어서는 경우 Dual-mode SAR Controller에서 하나씩 count 된다. Count mode에서는 SAR-Controller의 Upper DFF에서 Count 결과를 출력으로 내보내고 Lower DFF는 OFF 상태가 된다. 따라

서, 제안된 Dual-mode SAR-ADC는 일반적인 SAR-ADC 회로에서 단지 MUX 4개와 Threshold voltage 생성회로만 추가하면 하나의 SAR-ADC에서 ADC mode와 count mode가 가능하기 때문에 저전력, 소면적으로 구현이 가능하다.

III. 구현 및 측정 결과

그림 3은 제작된 칩의 테스트 보드 및 Layout 사진이다. 제안한 신호 검출회로는 0.11 μ m CMOS RF 공정으로 설계 되었으며 1V의 동작전압을 가진다. RF Tx는 LC VCO회로로 0dBm의 출력 전력을 갖는 것을 사용하였으며 신호검출 회로의 면적은 460X800 μ m²이다.

그림 4은 ADC mode 로 동작할 때 출력에 대한 측정 결과이다. 50mV의 진폭에 1Hz의 주파수를 가지는 Sine파는 센서의 신호 대신에 사용하였으며 2진수의 10bit data를 10진수로 변환하였다.

표 1 은 제안된 회로의 동작 Mode에 따른 평균 전력 사용량 및 전력 사용 비율이다. 이상 상태에서 ADC-Mode로 동작하여 기존의 신호 검출 회로와 비슷하게 RF Tx가 전체 전력 소모의 42.3%을 차지한다. 하지만 정상상태에서는 Count mode로 동작하여 Tx의 구동시간이 극단적으로 작아 일반적인 신호 검출회로 동작보다 47.6% 정도로 작다.

IV. 결론

본 논문에서는 수면중 사용자의 심장 상태를 확인하기 위해 U-health 용 저전력 신호 검출 회로를 제안하였다. 제안한 회로는 간단한 digital logic과 Dual-mode adc를 이용하여 사용자의 상태에 따라 출력 정보 및 Tx의 동작 주기를 조절하였다. 제안된 칩은 0.11 μ m공정으로 설계되었으며 1V의 공급 전원에서 정상상태에서는 331 μ W의 전력 소모로 분당 심박수를 전송하며, 응급상황에서는 687.1 μ W의 전력소모로 맥박의 파형을 전송한다. 제안된 회로는 불필요한 회로를 제거하고 사용자의 상태에 따라 심박수 혹은 맥박의 파형을 전송함에 따라 정상 상태에서 RF Tx의 전력 소비를 줄임으로써 전체 소비 전력을 감소 시켰다. 따라서 제안된 신호 검출 회로는 휴대용

U-Health 시스템에 적합하다.

표 1. 동작 모드에 따른 회로별 평균 전력 소모

IP	Count-Mode		ADC-Mode	
	μ W	%	μ W	%
AMP	4.8	1.5	4.8	0.7
ADC	140	42.7	209	30.4
Clock	181	55.2	181	26.3
Digital	2	0.6	2	0.3
Tx	0.004	0.0	290.3	42.3
Total	327.804	100	687.1	100

감사의 글

본 논문은 서울시 산학협력사업(ST110039)을 통해 개발된 결과임을 밝힙니다.

참고문헌

[1] 임신일, "U-Health 시스템용 SOC 사례", 대한전자공학회 u-Health용 SoC 기술 세미나, pp. 104-132, 2006.

[2] R.F. Yazicioglu, Sunyoung Kim, T. Torfs, Hyejung Kim, C. Van Hoof, "A 30 μ W Analog Signal Processor ASIC for Portable Biopotential Signal Monitoring", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.46, no.1, pp.209-223, Jan. 2011

All-digital USB 2.0 device Full-speed PHY 칩

*신기범, 성기환, 여동희, 김병섭, 심재윤, 박홍준
포항공과대학교 전자전기공학과
e-mail : keebum5@postech.ac.kr

All-digital USB 2.0 device Full-speed PHY chip

*Keebum Shin, Ki-Hwan Seong, Dong-Hee Yeo,
Byungsub Kim, Jae-Yoon Sim, Hong-June Park
Dep. EE., Pohang University of Science and Technology
(POSTECH)

Abstract

A full-speed USB 2.0 PHY chip is implemented in FPGA by using a Verilog synthesis. It works at the data rate of 12Mbps with the input clock of 60MHz. It consists of a clock generator, a NRZI encoder/decoder, a bit stuffer/unstuffer, a serializer/deserializer. An external 45 ohm resistor is connected between the D+ node and VDD to notify the connection of the device PHY to the host PC.

I. 서론

최근 들어서 아날로그 블록들을 디지털화 하려는 경향이 있다. 디지털화된 블록들은 HDL언어로 만들어져 합성틀을 이용하여 손쉽게 ASIC 칩에 넣을 수 있는 장점이 있고 ASIC 칩을 만들기 전에 FPGA로 검증할 수 있는 장점 또 한 가지가 있게 된다.

본 논문에서는 USB 2.0 PHY (Physical layer)의 Full-Speed mode를 HDL언어로 작성하였고 이 코드를 Xilinx Vertex5 FPGA를 이용하여 구현하였다.

USB FS PHY를 아날로그 블록이 없이 전부 디지털로 구현함으로써 위에서 설명한 디지털 블록의 장점들을 가지게 된다.

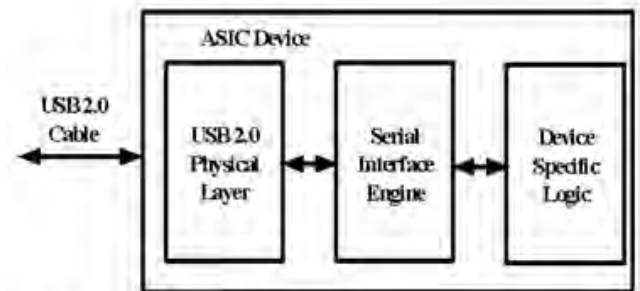
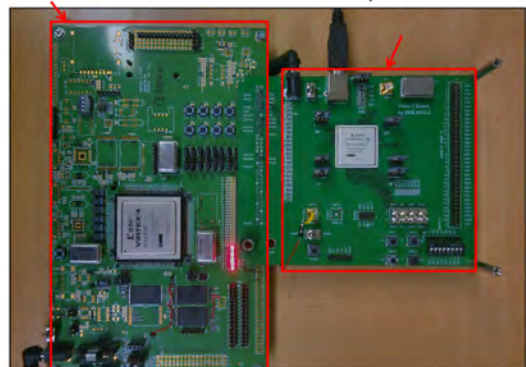


그림 1. 1 USB 2.0 Device

(a)

Device Specific Logic and SIE Full-speed PHY



(b)

그림 1.(a) USB 2.0 구조 (Device)

(b) 실제로 구현한 USB 2.0 (Device)

II. 본문

USB 2.0 Full-Speed PHY구조를 설명하기 위해서는 기본적인 USB 2.0의 이해가 필요하다. 이에 기본적인 USB 2.0의 구조를 설명하고 다음에 본 논문에서 구현한 PHY구조를 설명하겠다.

2.1 USB 2.0 시스템의 구조

그림 1.(a)는 USB 2.0의 구조를 보여주고 있다.[1][2] USB 2.0은 크게 Device Specific Logic과 SIE(Serial Interface Engine), PHY (USB 2.0 Physical layer)로 구분된다. 지원하는 Speed mode는 High-speed (480Mbps), Full-Speed (12Mbps) mode가 있고 PC와 연결을 했을 때 가능한 가장 빠른 mode로 통신을 한다. 이 논문에서는 PHY를 Full-Speed mode만을 지원하게 구현하였다. 그림 1.(b)는 그림 1. (a)를 FPGA들로 구현한 것이다.

2.2 USB Cable의 구조와 termination 형태

USB 2.0 Series “A” Plug to Series “B” Plug cable 은 그림 2.(a)에서 보는 것과 같이 device에 붙는 Series “B” Connector와 Host(PC)에 붙는 Series “A” Connector로 구성 되어있고 5개의 line이 있다. VBUS 는 5V의 power line, D+,D-는 differential data lines이다. characteristic impedance는 차동으로 90ohm의 특성을 가지고 있다. USB 2.0은 differential data lines이 2개이기 때문에 bi-directional half-duplex operation을 한다.

그림 2.(b)는 USB 2.0 termination 형태가 기본적인 Z_0 termination 저항 말고도 Pull-up (1.5Kohm)과 Pull-down (15Kohm)을 가진다는 것을 보여준다.[3] Pull-up 저항의 Vdd (3.3V)전압은 VBUS로부터 공급받게 되어있어서 Device가 host에 연결이 되면 D+ 라인의 전압이 상승하게 되고 이 전압을 가지고 USB가 연결되거나 제거된 것을 인식하게 된다. Full-speed mode에서는 위의 Pull-up, Pull-down 저항이 붙어있는 상태에서 45ohm Series termination을 한다. 그리고 0에서 3.3V로 Voltage mode로 스위칭을 하게 된다.

2.3 FPGA로 구현한 Full-Speed PHY

그림 3은 FPGA로 구현한 FS(Full-Speed PHY)의 전체 구조를 보여주고 있다. PHY 계층에서 Transmitter는 Serializing, Bit stuffing, NRZI encoding, sync 패턴 생성, End of Packet 생성 등의 기능이 있어야하고, Receiver단은 transmitter와 반대의 기능을 해야 한다.

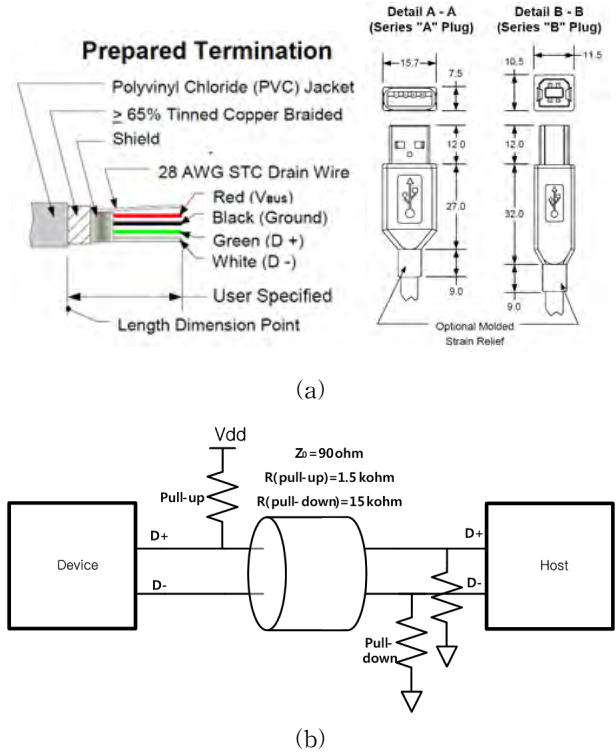


그림 2. (a)USB 2.0 Cable 구조 (b)USB 2.0 termination 형태

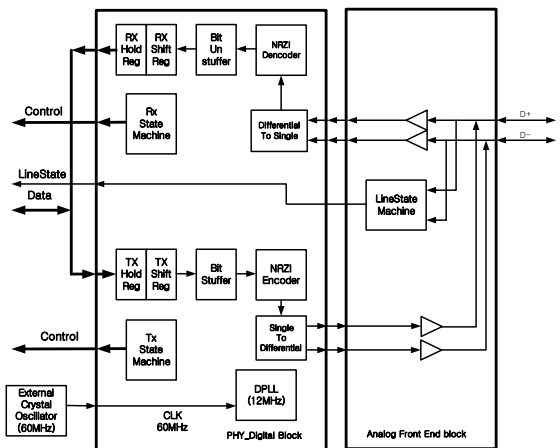


그림 3 FPGA로 구현한 Full-speed PHY

2.4 DPLL

DPLL은 State diagram으로서 60MHz CLK을 받아서 동작한다. 수신기로 동작할 때는 channel에서 전달된 12Mbps 데이터를 복원하는 기능과 데이터와 동기된 12MHz의 enable신호를 만드는 기능을 한다. 데이터를 전송할 때는 12MHz의 enable 신호를 만드는 기능만을 하게 된다.

그림 4.(a) 송신에서의 동작이고, 60MHz CLK을 이용하여 5 phase를 가지는 enable 신호를 만든다. 이 enable 신호를 이용하여 PHY는 순차적으로 데이터를 처리한다. 그림 4. (b)는 수신에서의 동작이고, 이 때

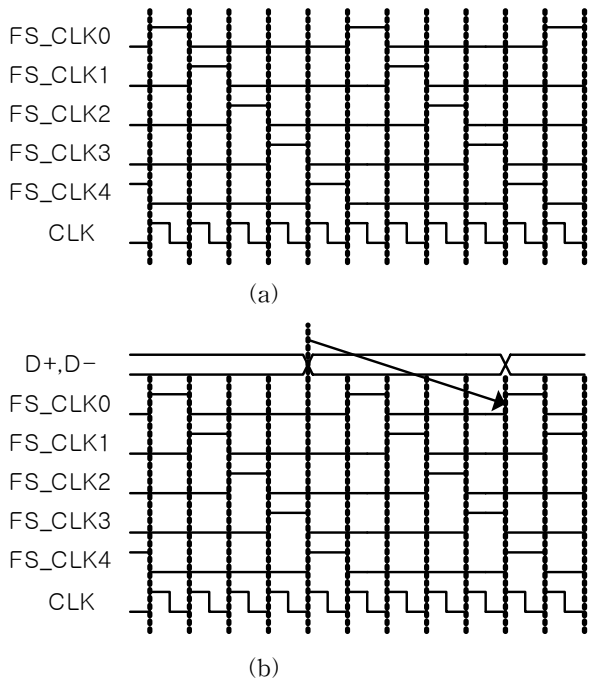


그림 4 (a) 송신동작에서 DPLL (b) 수신 동작에서 DPLL

DPLL은 FS_CLK0가 데이터의 값이 변하는 시점에서 나타나게 만든다. 그리고 FS_CLK1 - FS_CLK4는 FS_CLK0 다음에 순차적으로 나타나게 된다.

DPLL은 실제로 아날로그 블록의 PLL과 CDR의 역할을 대신하는 디지털 블록이다. 이는 PLL과 CDR같은 아날로그 블록 없이 데이터 복원과 CLK과 비슷한 형태로 쓰이는 FS_CLK이라는 enable 신호를 만들어 낼 수 있다.

2.5 FPGA I/O PIN의 구성

그림 5는 FGPA로 구현한 Tx와 Rx단이다. FPGA의 differential output pin 2개에 45ohm의 series termination을 각각 달았다. 이로 인해 reflection을 막았고, FPGA가 수신동작을 할 때 Xmit가 floating이 되게 코드를 작성하여 45ohm이 보이지 않게 하였다.

III. 구현 및 결과

구현에는 Xilinx Virtex-5를 사용하였다. PHY를 검증하기 위한 상위보드는 Virtex-4를 사용하였다. 실제로 USB 메모리로의 작동은 USB 2.0 protocol analyzer를 사용하여 결과를 보았다. 그림 6은 protocol analyzer의 결과이다. Useful transaction은 데이터를 성공적으로 보낸 것을 의미하고 NAKed transaction은 디바이스가 아직 데이터를 받을 준비가 되어있지 않다는 것을 의미한다. Invalid transaction은 데이터 전송의 실패를

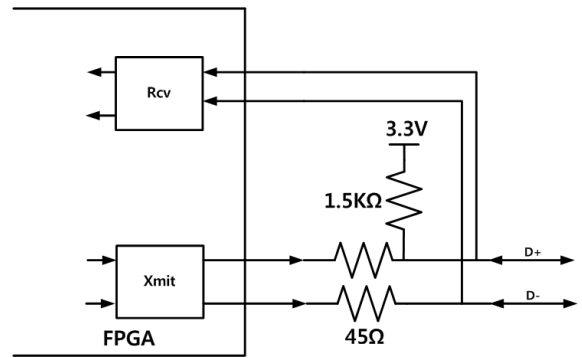


그림 5 FPGA로 구현한 I/O

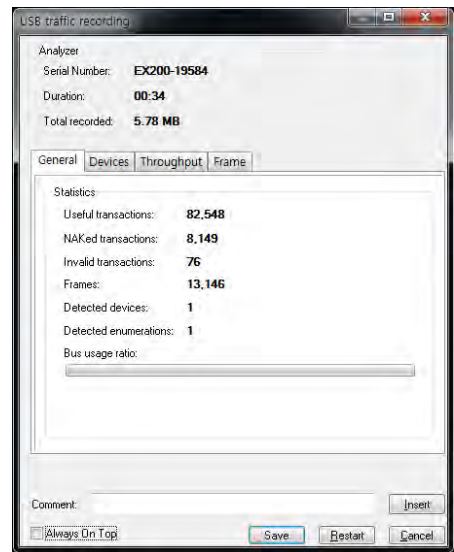


그림 6 USB 2.0 Protocol analyzer 분석 결과

말한다. 그림 7은 실제로 USB 메모리 스틱으로 연결이 되었을 때 데이터 전송을 보여준다. 구현된 Full-Speed는 12Mbps의 속도를 가지지만 Sync 패킷이나 End of Packet 그리고 Packet과 Packet사이의 데이터를 보내지 않고 있는 시간 때문에 12Mbps의 속도가 나오지 않는다. 12Mbps는 1.5Mbytes/s의 속도지만 실제로 1.06Mbytes/s의 속도가 나오는 것을 확인할 수 있다.

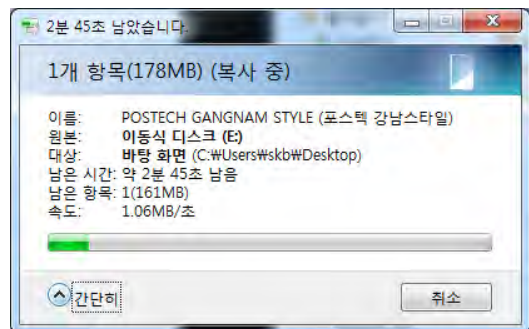


그림 7 실제 USB 데이터 전송

IV. 결론 및 향후 연구 방향

USB 2.0 High-Speed PHY(480Mbps)가 All-digital화 된다면 이는 위에서 언급한 장점을 가지게 될 것이다. 하지만 고속의 I/O의 디지털화는 쉽지가 않다. 그러나 고속의 PLL이나 CDR의 All-digital화는 많은 연구 중에 있으며 이에 All-Digital USB 2.0 High-Speed PHY에 연구의 초점을 두려고 한다.

참고문헌

- [1] Universal Serial Bus Specification Revision 2.0
Compaq, Hewlett-Packard, Intel, Lucent,
Microsoft, NEC, Philips.
- [2] USB System Architecture MindShare, Inc. Don
Anderson
- [3] USB 2.0 Transceiver Macrocell Interface (UTMI)
Specification Version 1.05 Jon Luecker, Steve
McGowan (Editor), Ken Oliver, Dean Warren.
- [4] Vertex-5 FPGA User Guide XILINX.

포스터

반도체 소사이어티

- 반도체 1
- 반도체 2
- 반도체 3
- 반도체 4
- 반도체 5
- 반도체 6

SUMMER

아셔 공정에서 플라즈마에 의한 베플 열변형 방지 구조

*양승국, 채희선, 박세근
피에스케이(주), 인하대학교 정보공학과
e-mail: ysk25@psk-inc.com, hschae@psk-inc.com, sgpark@inha.ac.kr

Baffle Structure for Thermal Deformation Free by Plasma in Asher Process

*Seung-Kook Yang, Hee-Sun Chae
R&D Center, PSK-INC.

Se-Geun Park
School of Information and Communication Engineering
Inha University

Abstract

The baffle made from an aluminum material is equipped between plasma source and chuck in process chamber, such a type is called a remote plasma. The baffle is exposed prolongedly in chamber which suffers from a high temperature by plasma. As a result, baffle is deformed by a thermal stress, it leads to particle and uniformity issues. We measured a temperature by plasma at baffle edge regions, we could be inferred about a reaching temperature by plasma at baffle center region using flow simulation. Also, the results by flow simulation used as boundary condition for structure simulation, we designed a dome baffle structure in order to prevent a deformation by thermal stress.

I. 서론

일반적으로 Photoresist (PR)를 제거하기 위한 Asher 공정에서는 Remote Plasma를 사용한다. Remote Plasma는 Plasma Source와 Chuck 사이에

Baffle이 장착되고 Plasma에 의한 금속오염을 최소화하기 위해 주로 알루미늄 재료가 사용된다. Baffle은 Plasma의 하전 입자 중 Wafer에 Ion Damage를 최소화하기 위해 장착되고, 더불어서 Gas의 유동 분포를 균일하게 하기 위해 약 1~4mm의 홀들이 균일하게 뚫려있다 [1]. Asher 공정에서는 높은 처리량을 위해 고온의 Chuck과 높은 RF Generator (~5000W)를 인가하기 때문에 Baffle에 높은 열응력이 전달된다. 특히, 양산 공정에서 사용 시 지속적인 열응력으로 Baffle에 물리적인 변형이 발생되어 설비의 신뢰성을 저하 시킨다. 이러한 문제점을 해결하고자 Plasma에 의한 Baffle 온도를 실측정하고, 그 온도를 토대로 Baffle이 받는 전반적인 온도 분포를 유동해석으로 구하였다. 유동해석에서 얻은 온도 분포는 구조해석의 입력조건으로 사용하여 열응력에 강한 Baffle을 고안하였다.

II. 본론

2.1 Baffle Temperature Measurement

변형 방지 Baffle을 제작하기 위해서는 실제로 Plasma에 의해 Baffle이 받는 온도가 몇 도인지를 확인하는 것이지가 관건이다. 그림 1은 변형된 Baffle의 이미지를 보여준다. 올라온 방향이 Plasma Source로부터

터 온도가 가해지는 부분이고 (상면) 하면에는 250℃로 Chuck이 발열하고 있다. Plasma의 높은 온도로 인하여 Baffle 중심부의 상부면에서 Tensile Stress가 발생하면서 Source 방향으로 솟아오르는 변형된 구조를 보인다. 이는 비교적 높은 압력 (< 2Torr)에서 Plasma의 높은 온도로 인한 열응력 때문이다. 하지만, 진공 챔버 내에서 고온으로 발열하는 Baffle의 중심부 온도를 측정하기가 불가능하기 때문에 그림 2와 같이 비교적 온도가 낮은 Baffle의 외각부위에 Thermal Tape로 온도를 측정하였다. 그 결과 Baffle 외각부의 정렬된 홀들의 3열에서 약 170℃에서 포화되는 결과를 얻었다. 따라서 본 결과를 토대로 유동해석을 진행하였다.

Baffle구조를 고안하였다.

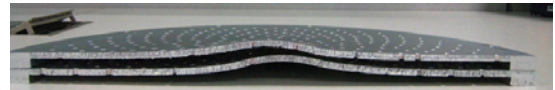


그림 1. 변형된 Baffle의 측면 모습



그림 2. Thermal Tape로 측정된 Baffle의 온도

2.2 Flow Simulation

측정된 Baffle의 온도는 Point 성 결과이다. 이 결과로 Baffle 중심부의 온도와 전반적인 온도 분포를 유추하기는 어렵다. 본 실험에 사용된 유동해석 툴은 플라즈마 해석이 불가능하다 (CFDesign 2012). 따라서, 그림 3과 같이 유동해석을 통해 전반적인 Baffle 온도 분포를 구현하였다. 압력조건은 실제 공정조건과 동일하게 1.5Torr로 부여한 상태에서 O₂ 가스에 온도를 인위적으로 높여서 Baffle의 외각부 3열이 170℃로 발열하는 온도 분포 조건을 찾았다. 그 결과 그림 3과 같이 O₂ 가스 온도를 1850℃로 입력했을 때 외각부 3열에서 약 167℃의 온도 분포를 얻었고, 이때의 Baffle 중심부 온도는 약 644℃로 Aluminum 녹는점 (660℃)와 거의 비슷한 온도가 가해지는 것을 확인할 수 있었다.

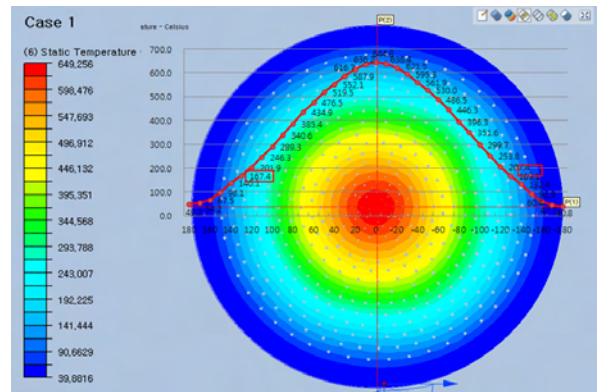


그림 3. Flow Simulation에 의한 Baffle 온도 분포

2.3 Structure Simulation

유동 해석으로 얻은 Baffle의 온도 분포를 구조해석의 (Nastran FX) 입력조건으로 사용하여 실제로 Baffle의 변형이 유사하게 발생하는지 조사해 보았다. 그 결과 그림 4의 Reference Baffle과 같이 동일하게 위로 솟아오르는 변형을 얻을 수 있었다. 또한 동일한 입력조건을 이용하여 다양한 구조를 해석하여 그림 4의 아래와 같이 Dome Baffle 구조를 구현하였고, Dome Baffle이 받는 열응력이 거의 없음을 Reference 결과와의 비교를 통해 확인할 수 있었다. Dome Baffle 구조의 원리는 열응력을 강화시키기 위해 표면적과 단면적을 증가시켜 열응력을 강화시켜 열변형을 최소화한 것이 주 원리이다.

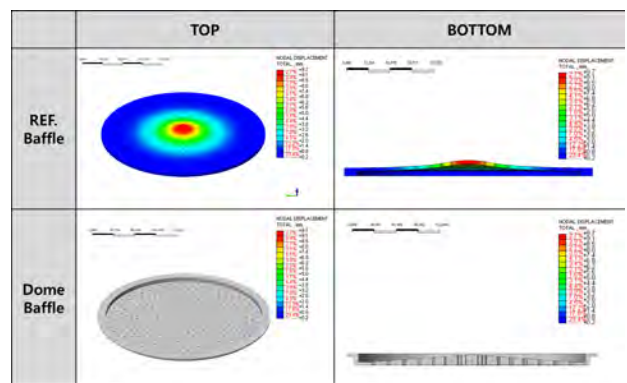


그림 4. Ref. Baffle과 Dome Baffle의 Structure Simulation 비교 결과

참고문헌

[1] S. Q. Gu et al., *Proceedings of the International Symposium PI2D*, 200 (2002).

III. 결론

Baffle 열변형 방지를 위해 Baffle 실 측정 온도결과를 토대로 열, 유동, 구조 해석을 진행하여 Dome

플라즈마 반응로에서 반응체의 균일한 흐름을 위한 유동해석

차영환^a, 김명수^a, 이다혁^a, 김기보^a, 오범환^a, 이승결^a, 박세근^{a*}, 양승국^b
인하대학교 정보통신공학부^a

PSK Inc.^b

e-mail : yhcha86@gmail.com, *sgpark@inha.ac.kr

Computational Fluid Dynamics Simulation of Uniform Reactant Flow in a Remote Plasma Reactor

Young-Hwan Cha, Myoung-Soo Kim^a, Da-Hyeok Lee^a, Ki-Bo Kim^a,
Beom-Hoan O^a, Seung-Gol Lee^a, Se-Geun Park^{a*}, Seung-Kook Yang^b

Dept. of Information and communication Engineering, Inha University^a

PSK Inc.^b

Abstract

Computational flow dynamics(CFD) simulation is used to study complicated flow pattern in the semiconductor process equipment. In this work, neutral gas flow patterns above the wafer surface for uniform flow distribution are calculated by CFD simulation. Velocity vectors and flux of neutral O₂ gas molecules above the wafer and overall flow patterns from gas inlet to chamber exhaust are studied in terms of distance between wafer and baffle. Reactor of photoresist strip is studied by this simulation with chamber pressure of 1.5 Torr and gas flow rate of 7150 sccm. The velocity uniformity is improved about 10% for the distance 50 mm model than that of 20 mm model.

I. 서론

반도체의 고집적화로 인한 high dose implant의 도입과 소자의 동작 특성 향상을 위한 low-k 물질의 도입에 따라 다양한 주변 공정의 변화를 이끌면서 애싱

장비의 가치가 높아지고 있다.[1] 또한, 반도체 디바이스가 초고집적화, 나노급으로 초미세화 됨에 따라서 애싱 공정에서 산소 플라즈마에 의한 process integration, 소자의 신뢰성 문제들이 매우 중요한 이슈로 제기되고 있다. 이에 따라 애싱 챔버 구조의 최적화 도출을 위해 장비회사들은 장비개발에 위해 많은 노력을 기울이고 있다.[2]

본 논문에서는 비용, 시간 절약에 효율적이며 최적 구조 도출에 용이한 3차원 CFD 시뮬레이션을 활용하여 유동해석을 진행 하였다. Wafer와 baffle의 간격(H₀)에 따라 wafer 표면에서의 산소의 속도분포로 결과를 확인하였다.

II. 본론

2.1 애싱 챔버 설계

본 연구에 사용된 remote plasma 챔버는 (그림 1)과 같으며 Solidworks(Autodesk)로 설계하였다. 300mm Single-wafer 기준으로 설계하였으며 원활한 유동해석을 위해 내부 공간을 간소화 하였다. Remote plasma 발생장치는 inlet 상부에 위치하며 생성된 radical은 inlet을 통해 챔버로 들어온다. 주입된 radical은 baffle을 지나 wafer 표면에 도달하고, 고분자 폴리머와 화학

반응 후 생성된 물질은 wafer 둘레에 위치한 vent plate를 지나 배기관으로 빠져나간다.

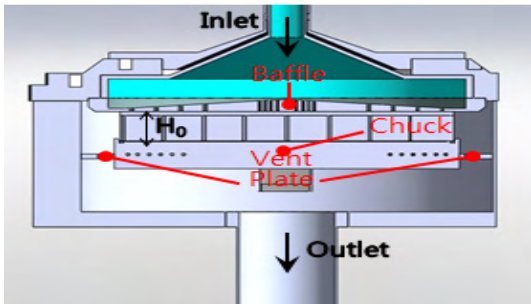


그림 1. Remote plasma 챔버

2.2 시뮬레이션 설정

유동해석 시뮬레이션은 Autodesk CFD를 활용했다. 내부 유동공간은 O₂ 분위기에서 진행하였으며 챔버는 알루미늄(Al) 물질로 설정하였다. Boundary condition 은 상부에서 7150 cm³/min의 volume flow rate, 27 °C로 Gas가 주입되고 있으며, 내부 압력은 1.5 torr(mmHg)으로 설정하였다. 그리고 Wafer stage의 온도는 250 °C, 챔버 내부 온도는 80 °C로 설정하였다.

Mesh 설정은 가스의 내부 유동공간만 설정하여 신속하게 유동해석을 진행했다. 이때의 Mesh 는 유한요소법에 의해 설정되며 갯수는 약 500만이다. (그림 2)는 실제 유동해석에서 설정한 Mesh를 보여준다.

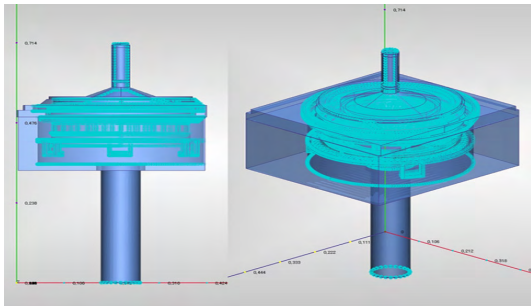


그림 2. 챔버 Mesh 설정

III. 유동해석

유동해석 결과는 반응표면에서의 유동 속도로 확인하였다. 화학반응에 필요한 반응열이 충분한 상태에서 ashing rate은 가스의 공급량에 의해 결정되는 “mass transfer limited” 을 따른다.[3] 따라서 공급 가스의 속도, flux, vector 등에 의해 반응속도를 예측할 수 있다. 유체해석은 반응표면 위 높이에 따른 가스 속도 분포를 확인하여 균일한 애싱 조건으로 판단하였다.

(그림 3)은 애싱 챔버의 단면도에서 속도 vector와 contour를 관찰한 모습이다. 상부에서 들어온 산소는 Baffle 상부에 부딪히며 와류현상이 나타난다. 중심에 밀집하여 반응가스의 공급되는 구조의 단점을 보완하기 위해 설치한 Baffle은 반응표면으로 균일한 분배 기능을 확인 할 수 있는 유동흐름이다. Baffle을 통과하여 wafer surface에 공급된 가스는 낮은 속도로 유동하며, 고른 층류현상을 보이고 있다.

Baffle hole을 빠져 나올 때의 순간 속도는 edge에서 약 90 mm/s, center에서 50 mm/s의 크기를 나타낸다. Wafer stage 둘레에 위치한 배기구멍의 영향으로 산소의 유동 거리에 따라 짧은 곳에서 속도가 빠르고 먼 곳에서 속도가 느리게 나타난다. Ashing rate 측면에서 보면 wafer의 중심보다 edge에서 높은 경향이 나타나는데, 그 원인으로 wafer 위에서의 속도 변화를 들 수 있다.

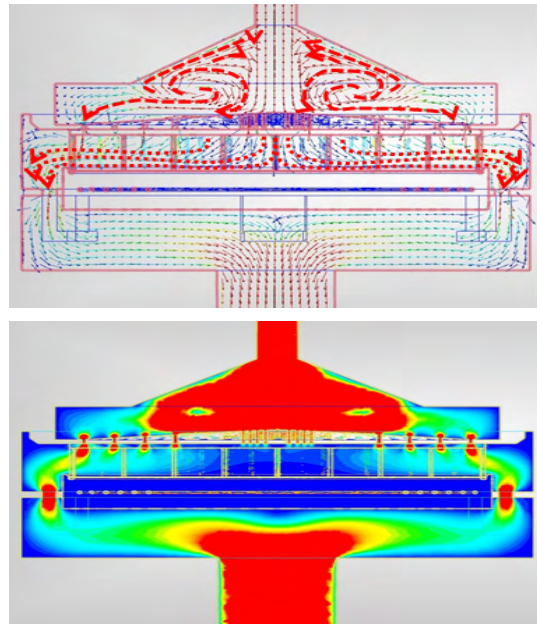


그림 3. H₀ =35mm일 때, 속도 vector(위)와 contour(아래)

Wafer와 Baffle의 간격에 따른 반응표면에서의 속도 분포를 (그림 4)와 같이 비교하였다. Wafer와 baffle의 간격을 20mm, 35mm, 50mm로 하였을 때, 반응표면 위 1mm 지점에서의 속도 분포는 35mm, 50mm에서 균일한 분포를 나타낸다. 두 조건의 경우 1 mm/s 미만의 저속 유동으로 wafer 중앙부터 가장자리까지 고른 속도 분포를 나타내는 것을 볼 수 있다. 반면 20mm 간격의 경우, wafer 중앙부분에서는 저속의 유동을 보이나 가장자리에서는 약 3 mm/s의 속도분포를 나타낸다.

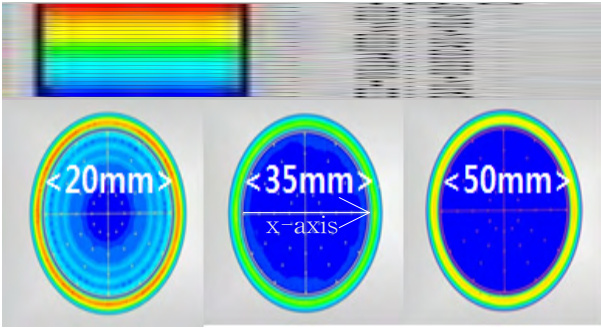


그림 4. Baffle과 wafer의 간격(H₀)에 따른 wafer 위 1mm 지점에서의 속도 분포(mm/s)

(그림 5)는 (그림 4)의 속도 분포도를 수치화하여 나타낸 그래프이다. (그림 4)에서 보였듯이, H₀가 20mm 일 때의 속도 분포는 고르지 않음을 확인 할 수 있다. 속도 분포가 들쭉날쭉한 이유는 상부의 baffle hole의 위치에 의한 결과이다. Hole 아래에 위치한 곳은 유량이 많고 hole이 없는 부근은 유량이 적어 속도의 차이가 나타난다. 그리고 wafer 가장자리에서의 속도가 급격히 떨어지는 것은 focus ring의 영향으로 판단된다. Focus-ring에 의한 자세한 유동 시뮬레이션 결과는 추후 추가로 연구할 예정이다.

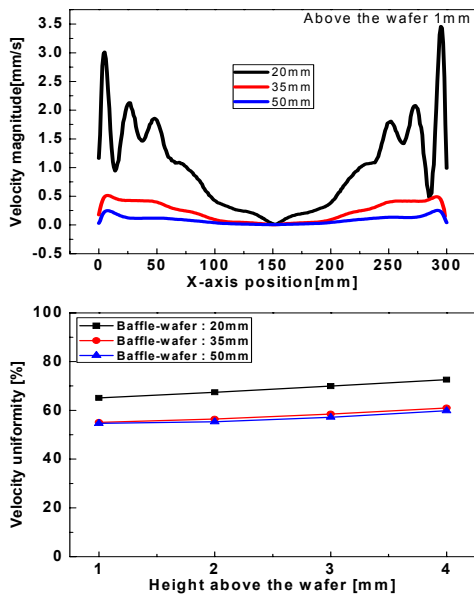


그림 5. Wafer와 Baffle 간격에서 반응표면의 x-axis에서의 속도(위)와 반응표면 위로 높이에 따른 속도 uniformity(아래)

반응표면 위 높이에 따른 속도 균일도는 (식 1)과 같이 계산하였다. 20mm 간격일 때의 균일도는 65%, 35mm, 50mm 간격일 때는 약 55%의 균일도를 나타

내었다. Wafer와 baffle의 간격으로 10% 이상의 균일도를 향상시킬 수 있는 것이다. 35mm와 50mm의 간격을 비교해 볼 때, 속도 분포의 균일도 측면에서 비슷한 결과를 나타낼 때 vacuum, process time, 챔버 크기 등 복합적으로 고려하여 35mm 간격이 최적 조건임을 알 수 있다.

$$\frac{V_{\max} - V_{\min}}{2 \times V_{\text{average}}} \times 100 \quad (1)$$

IV. 결론 및 향후 연구 방향

애싱 챔버에서 remote plasma로부터 발생한 중성의 산소 radical의 균일한 흐름을 유도하기 위하여 유동 시뮬레이션을 이용하였다. Wafer와 baffle의 간격에 따른 반응표면에서의 속도 분포를 확인하였으며, 간격이 20mm 일 때보다 35mm 일 때의 균일도가 약 10% 향상된 것을 확인하였다. 또한, baffle hole 및 focus-ring의 영향으로 반응표면에서의 속도 분포가 다르게 나타날 수 있음을 확인하였다. 향후 향상된 균일한 유동 흐름을 도출하기 위해 baffle hole pattern 및 focus-ring의 영향력에 대해 연구할 것이다. 애싱 챔버 구조에서 ashing rate에 영향을 미치는 실험변수에 대해 유동 시뮬레이션을 진행하여 중요 변수로 확인된 것들은 450mm용 대면적 장비 개발에 많은 도움을 줄 것으로 판단된다.

감사의 글

본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 IT융합 고급인력과정 지원사업 (NIPA-2013-H0301-13-1010)의 연구결과로 수행되었음.

참고문헌

- [1] M. Ameen, A. Srivastava, I. Berry, "Ultra-Shallow Junction Cleaning: Metrology for Evaluating dopant Loss and Substrate Erosion", Ultra Clean Processing of Semiconductor Surfaces, 2006.
- [2] J. Deluca et al., "Optimization of Cleanliness and Oxidation in Plasma Doped Photoresist Strip", American Institute of Physics, pp.292-295, 2012.
- [3] S.R. Gundlapally, V. Balakotaiah, "Heat and mass transfer correlations and bifurcation analysis of catalytic monoliths with developing flows", Chem. Eng. Sci., Vol. 66, pp. 1789-1892, 2011.

Conformal contact method를 통한 PET상에 metal pattern의 형성

이다혁, 김명수, 차영환, 김기보, 오범환, 이승걸, 박세근*
인하대학교 정보통신공학부
e-mail : leedahyuk@gmail.com, sgpark@inha.ac.kr*

Fabrication of metal patterns on PET by conformal contact method

Da-Hyeok Lee, Myoung-Soo Kim, Young-hwan Cha, Ki-bo Kim,
Beom-Hoan O, Seung-Gol Lee, Se-Geun Park

Dept. of Information and Communication Engineering, Inha University

Abstract

This paper describes metal pattern transfer using a conformal contact method, which is a low pressure and temperature process. A solution-based fluorine anti-sticking layer was a key factor to achieve good metal transfer from PDMS mold to PET substrate. The hydrophobic characteristics of the anti sticking layer were confirmed using contact angle water drop test. For Ag metal layer transfer, the temperature during conformal contact was below 100 °C. The important factors affecting Ag metal transfer by the conformal contact were surface treatment using an anti sticking layer, PDMS mold thickness and temperature during contact process.

I. 서론

Nano imprint lithography에서의 embossing공정에 사용하는 mold는 수명연장을 위하여 표면을 hardening 시키거나 imprint될 재료와의 adhesion을 줄이는 anti sticking layer를 mold의 표면에 증착하기도 하였다. H-H. Kim et al은 plasma enhanced chemical vapor deposition(PECVD) 장비를 이용하여 fluorocarbon 막을 형성하였고[1], Schvartsman et al은 PECVD를 이용하여 diamond like carbon(DLC)를 형성하여 anti sticking layer로 이용하였다[2]. 또한 self assembly monolayer(SAM)와 같이 표면에너지를 낮추어 주는

물질을 coating하여 imprint mold의 수명 연장과 신뢰성 제고를 위하여 많은 연구가 진행되었다[3,4]. 따라서 mold에 증착한 anti sticking layer의 쉬운 박리 특성을 이용하여 metal film을 다른 기판에 transfer하여 metal pattern을 형성하는 연구도 계속해서 진행되고 있다. 주로 polydimethylsiloxane (PDMS) mold 또는 Si mold를 이용하여 polyethylene terephthalate (PET) 같은 flexible film에 thin metal pattern을 transfer하는데에 응용되고 있다. 여기에 어떤 anti adhesion 층을 형성하는가가 중요한 이슈가 되고 있다. Chun-Hung Chen et al은 Si pattern에 roller-pressing으로 metal을 전사하며 Au를 anti sticking layer로 사용할 수 있음을 보였고[5], S-H Hsu et al은 같은 방식이지만 replica에 adhesion layer를 형성하여 Au를 transfer할 수 있음을 보였고[6]. 또한 앞서 말한 SAM을 이용하여 metal을 전사하거나[7] 표면에너지의 차이를 고려하여 Ti를 layer로 이용해 PET 상에 metal을 전사하는 방법도 소개되었다[8]. 이렇게 PET에 metal pattern을 전사하는 것은 display, 투명소자, 또는 다른 여러 electronics에 적용될 수 있다. 하지만 앞선 방법들은 모두 metal pattern의 transfer과정에서 1.8Mpa~22Mpa 정도의 강한 roller-pressing에 의존하기 때문에 stress로 pattern이나 기판이 손상될 가능성을 가지고 있다. 그리고 anti sticking layer를 형성하기 위한 CVD 장비 등을 사용할 경우에는 process step의 복잡도가 늘어나는 단점을 가지고 있다.

우리는 pressure 없이 PET와 pattern 전면을 등각으로 접촉시키는 conformal contact과 온도 조건만으로 Ag 금속 pattern을 전사하려 하였으며, 전사된 pattern을 광학현미경과 주사전자현미경을 이용하여 패턴의

손상 여부를 확인하였다. 또한 이러한 결과를 낼 수 있는 온도 조건과 적절한 mold의 두께를 조사하였다.

II. 본론

2.1 공정 과정

Si 기판 위에 3um 두께의 AZ 7220 positive photoresist가 spin coating 되었고, 이 때 2000rpm 30sec로 진행하였다. 여기에 mask aligner (MJB4, SUSS)에서 폭 10um의 grid pattern을 조사하고, AZ 300 MIF positive developer를 이용하여 develop하여 패턴을 완성하였다. 이를 기반으로 mold를 만들기 위해, 패턴에 polydimethylsiloxane(PDMS)를 도포하여 spin coater에서 mold를 형성하였다. Spin coating시 600rpm에서 30초간 coating하여 약 400um의 thin PDMS mold를 만들고 125℃의 oven에서 20분간 경화하였다. 이렇게 형성된 PDMS pattern에 anti sticking layer 형성을 위해 표면처리를 해주어야 하는데, spin coater에서 METAX fz-610(Kanto Kasei)를 pattern에 도포하여 막을 형성하게 된다. METAX는 40%의 flourine을 함유하고 있어서 PDMS pattern상에 hydrophobic한 anti sticking layer 형성을 가능하게 한다. Spin coating시 3000rpm에서 20초간 coating하여 약 250nm의 layer를 형성한다. Atomic force microscope(NS4A, Bruker)에서 METAX layer의 roughness를 확인하고, x-ray photoelectron spectroscopy(K-alpha, Thermo electron corporation)를 이용하여 flourine의 peak를 확인하였다. 또한 hydrophobic한 표면을 확인하기 위해 drop shape analysis방식의 sessil drop method 장비(DSA-100, Kruss)로 water contact angle을 확인하였다. Metal layer 형성시에는 20nm 두께의 Ag layer를 RF magnetron sputtering 방식으로 증착하였고 99.99 % pure Ag target을 사용하였다. RF Power는 50W, Ar 가스의 압력은 6.7 Pa, 증착 시 기판의 온도는 상온이며 기판과 타겟과의 거리는 10cm의 간격을 두었다. 이렇게 완성된 pattern을 transfer하기 위해, 80℃의 hotplate 위에서 polyethylene terephthalate(PET)상에 1분간 pattern을 conformal contact하여 Ag를 transfer하였다. 이것을 microscopy(BX51&DP72, Olympus)와 field emission scanning electron microscope (S-4300, Hitachi)을 이용하여 측정하였다. 또한 PET위에 전사된 Ag metal pattern의 투과도를 투과율 측정 장비(Cary 500, Varian)를 이용하여 확인하였다.

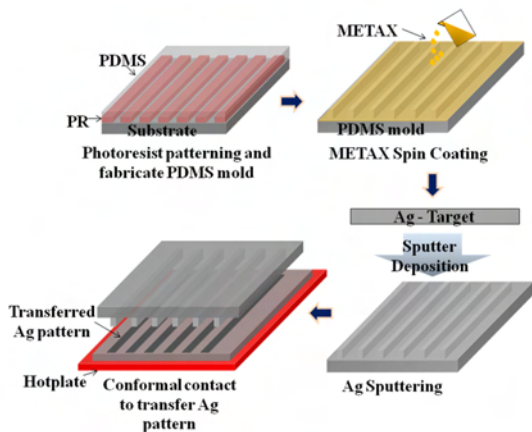
2.2 측정 결과

Metal transfer를 주제로 하고 있는 많은 논문에서는 transfer를 위해 100℃ 이상의 열을 가해주거나 이와 동시에 1.8Mpa 이상의 강한 loading-force가 가해지는 roller-pressing 방법을 쓰곤 한다[5,6]. 우리는 공정 과정을 간략화하고 패턴에 무리를 주지 않는 목적에서 METAX 물질을 도입하였다. 일반적으로 inductive coupled plasma(ICP)나 CVD 장비 등을 이용하여 fluorocarbon 표면처리를 진행하여 anti sticking layer를 형성할 수 있으나, METAX를 이용하여 보다 짧은 시간에 손쉽게 표면처리를 진행할 수 있다. METAX는 40%의 flourine을 함유하고 있어 anti sticking layer를 형성할 수 있을 뿐 아니라, spin coating만으로 간단히 막을 형성할 수 있다. Spin coater에서 30초간 3000rpm으로 spin coating시 METAX는 약 250nm의 두께를 가진다. 이렇게 생성된 METAX layer의 roughness를 AFM을 이용하여 확인해보면 약 8nm의 average roughness를 가지는 것을 확인할 수 있다.

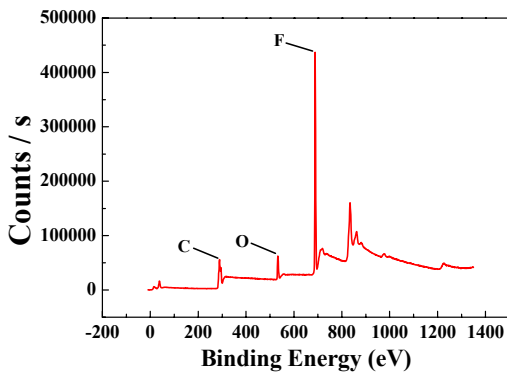


[그림 1] METAX 위 De-ionized water의 contact angle

그림 1은 METAX를 spin coating한 표면의 contact angle image이다. 110.2°의 큰 contact angle을 가지는 것으로 보아 surface energy가 매우 낮고 hydrophobic한 특성을 가지고 있다고 할 수 있다. 자세한 공정 과정은 그림 2와 같다. 약 20um X 20um의 grid pattern을 사용하였으며, thin PDMS mold 형성을 위해 PDMS를 pattern 위에 spin coating 후 경화하였다. 600rpm에서 30초간 spin coating 하였으며, 이 때 PDMS mold는 약 400um의 두께를 가진다. 얇은 PDMS가 두꺼운 PDMS보다 PET 상에서 conformal contact이 더 수월하게 이루어지기 때문에 PDMS를 spin coating하여 사용하였다. 또한 나노급의 얇은 metal layer를 형성하기 위해 PDMS mold 위에 약 20nm의 Ag 박막을 증착하고, 80℃의 hotplate 위에서



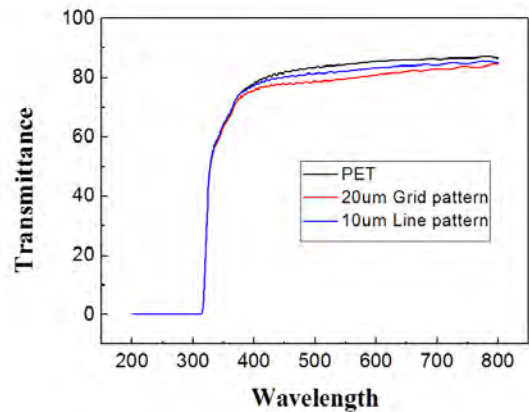
[그림 2] PET상에 Ag pattern을 transfer하기 위한 공정과정



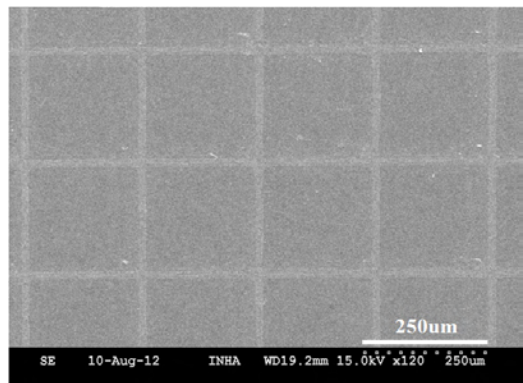
[그림 3] Fluorine 성분의 XPS 검출

Ag pattern을 PET에 transfer하였다. 일반적으로 PET의 유리전이온도는 70~80°C로[9,10], 유리전이온도에서 일어나는 PET와 Ag의 cross-linking을 의도하여 80°C 이상에서 실험을 진행하였다. 유리전이온도 이상에서는 분자와 분자 사이의 체인에서 cross-linking이 발생하여 adhesive force가 높아지게 된다[11,12]. 이에 따라 PET와 Ag 사이에서는 cross-linking 현상으로 인해 adhesion force가 높아지고, Ag와 PDMS 사이에서는 METAX의 fluorine 성분이 anti sticking layer 역할을 해서 낮은 adhesion force를 가지게 된다. 따라서 80°C 이상에서는 모두 정상적으로 pattern이 transfer되는 것을 확인할 수 있었으나, 150°C 이상에서는 PET의 변형이 일어나기 때문에 80~150°C의 범위 내에서 실험을 진행해야 한다.

그림 3의 XP spectrum에서는, METAX layer를 형성했을 때 fluorine 성분이 다른 성분에 비해 9배 가까이 검출됨을 알 수 있다. 높은 fluorine 성분은 hydrophobic한 특성을 보이며, 이는 anti sticking layer



[그림 4] PET위에 전사된 20nm 두께의 Ag pattern



[그림 5] 전사된 Ag pattern의 광 투과도

로서의 중요한 특성 중 하나이다.

그림 4는 PET위에 전사된 Ag pattern의 SEM image이다. 20um width의 grid pattern이며 끊김 없이 전사됨을 확인할 수 있다. 이렇게 transfer된 Ag metal pattern은 매우 투명할 뿐 아니라 flexible해서, 다양한 투명소자에 적용할 수 있다. 그림 5는 PET 위에 20um width grid pattern과 10um width line pattern이 각각 transfer된 후의 transmittance를 나타낸다. 380nm에서 760nm 사이의 가시광 영역에서 PET는 약 86%의 투과율을 가진다. 20um grid pattern과 10um line pattern은 각각 84%, 83% 정도의 transmittance를 보인다. 이는 pattern이 없는 PET의 transmittance와 비교해도 큰 차이를 보이지 않으나 pattern 폭이 커질수록 transmittance가 떨어지는 특성을 보인다. 따라서 PET 위에 transmittance를 고려하여 metal pattern을 transfer할 때에는 metal의 pattern 폭을 고려해야 할 것으로 보인다.

III. 결론

우리는 anti sticking layer의 형성으로 flexible 기판 위에 metal을 transfer 할 수 있는 새롭고 간단한 방법을 제시하였다. Flourine 성분을 함유하고 있는 METAX를 이용하여 spin coating만으로 간단히 250nm의 anti sticking layer를 형성할 수 있다. 또한 Ag metal transfer시 roller-pressing 등의 압력을 가하지 않고도 metal pattern을 transfer할 수 있음을 보였다. Transfer 과정에서는 anti sticking layer인 flourine의 성질, 그리고 이와 반대되는 성질인 metal과 PET 사이의 cross-linking 작용이 중요하며, 이 때 cross-linking이 잘 일어날 수 있도록 PET에 유리전이 온도 이상의 열을 가해주어야 하지만 PET가 열에 의해 변형되는 온도를 고려하여 80~150℃에서 공정을 진행하는 것이 중요하다. PDMS와 같은 elastomer를 mold로 사용할 때에는 금속끼리의 결합력에 의해 crack이 생길 수 있으므로, 정상적인 metal transfer를 위해 수십 nm 두께의 Ag layer를 형성하고 앞서 말한 유리전이온도 범위 내에서 공정을 진행해야 한다.

Acknowledgement

본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 IT융합 고급인력과정 지원사업의 연구결과로 수행되었음. (NIPA-2013-H0301-13-1010)

참고문헌

[1] Han-Hyoung Kim 외, "Durability of nitrated fluorocarbon polymer films for nanoimprint lithography", *Thin Solid Films.*, 519, pp. 5490-5493, 2011.

[2] M. Schwartzman 외, "Fluorinated diamondlike carbon templates for high resolution nanoimprint lithography", *J. Vac. Sci. Technol.*, B 26, pp. 2394-2398, 2008.

[3] Roya Maboudian 외, "Self-assembled monolayers as anti-stiction coatings for MEMS: characteristics and recent developments", *Sens. Actuators.*, 82, pp. 219-223, 2000.

[4] Chih-Wei Wu 외, "Anti-adhesive effects of diverse self-assembled monolayers in nanoimprint

lithography", *Sens. Actuators.*, A 139, pp. 145-151, 2007.

[5] Chun-Hung Chen 외, "Direct Metal Transfer Lithography for Fabricating Wire-Grid Polarizer on Flexible Plastic Substrate", *Micromech. Microeng.*, 20, pp. 916-921, 2011.

[6] S-H Hsu 외, "Micro/nano-patterned metal transfer using UV-curable polymers", *Micromech. Microeng.*, 22, pp. 035008, 2012.

[7] Kiwon Oh 외, "Water-Mediated Al Metal Transfer Printing with Contact Inking for Fabrication of Thin-Film Transistors", *Wiley Interscience.*, small, pp. 558-561, 2009.

[8] Myung-Gyu Kang 외, "Transparent Cu nanowire mesh electrode on flexible substrates fabricated by transfer printing and its application in organic solar cells", *Sol. Energy Mate. Sol. Cells.*, 94, pp. 1179-1184, 2010.

[9] D. Chen 외, "Glass transition temperature of copolyesters of PET, PEN and PHB as determined by dynamic mechanical analysis", *Polym.*, 32, pp. 1612-1621, 1991.

[10] Demetris N. Bikiaris 외, "Thermomechanical Analysis of Chain-Extended PET and PBT", *J. Appl. Polym. Sci.*, 60, pp. 55-61, 1996.

[11] C. P. Buckley 외, "High-temperature viscoelasticity and heatsetting of poly(ethylene terephthalate)", *Polym.*, 28, pp. 69-85, 1987.

[12] Rongzhi Li 외, "Time-temperature superposition method for glass transition temperature of plastic materials", *Mater. Sci. Eng.*, A 278, pp. 36-45, 2000.

PDP 모듈의 전류 흐름 분석을 이용한 EMI 저감에 관한 연구

Study on the EMI reduction using current flow analysis
of PDP module

*이상민, 최 응, 김영수

포항공과대학교 전자전기공학과

e-mail : {smlee926, choroq78, ysk}@postech.ac.kr

.....

*Sang-min Lee, U. Choi, and Young-Soo Kim
Department of Electrical Engineering
Pohang University of Science and Technology

Abstract

The electrode structure of PDP panel is modeled as a simple transmission line, and the current distribution of the remodeled structure is analysed as the frequency is swept. Using a high frequency simulation tool, it is shown that the current distribution and resonance are closely related. It is also shown that a capacitor added at the end of electrodes can reduce the EMI radiation for certain low frequency region and can shift the frequency of peak radiation point up to about 80 MHz.

I. 서론

평판 패널 디스플레이(FPD)는 큰 스크린 사이즈, 높은 해상도와 화질의 장점을 가지고 있다. FPD 중에서 PDP는 명도, 시야각에 장점을 가지고 있을 뿐만 아니라 우수한 해상도를 가지고 있다.

이미지를 나타내기 위해서는 가스 방전에 의해 형성되는 고전압 구동회로 및 플라즈마가 사용되

기 때문에 PDP 시스템을 구동하기 위한 많은 양의 전류는 전자기간섭(EMI)문제가 발생한다.

전류는 PDP 패널 전면의 수많은 전극에 흐르고 전극구조는 안테나로써 동작한다. 이러한 디스플레이 패널의 전극은 EMI 소스가 되기 때문에 PDP 모듈에 의한 방사 프로세스는 연구되어야 한다.

PDP 모듈의 방사 효과를 조사하기 위해, 노이즈 소스와 전면 패널로 부터의 방사 메커니즘을 발견하기 위해 전자기 시뮬레이션을 이용하여 패널의 전류 흐름을 조사하였다.

두 가지의 전기 모델이 시뮬레이션에 사용되었다: 집중 모델과 분산 모델. 3개의 전극을 가진 PDP 모듈은 쉽게 시뮬레이션 분석을 하기 위해 마이크로 스트립구조로 리 모델링 하였다.

본 논문에서는 PDP 패널 전극의 전류분포와 공진이 밀접한 관계를 가진다는 것을 알 수 있었다. 또한 캐패시터를 사용하여 전류의 흐름을 변화시켜 낮은 주파수 대역에서의 EMI 방사를 줄였으며, 공진이 일어나는 주파수를 변경시켰다.

II. 방법

PDP 단위 셀 구조는 세 개의 전극과 하부 유리로 구성되어 있다. 시뮬레이션 프로세스의 효율을 높이기 위해서 위 구조를 10 인치의 보드크기 (120 mm by 220 mm)인 마이크로스트립 라인 구조로 리모델링하였다(그림 1).

세 전극은 효과적인 안테나 장치로 동작할 수 있기 때문에 PDP패널의 방사효과를 분석하기 위해서 각 전극의 전류 분포를 조사 해야한다.

시뮬레이션과 분석은 유한 요소법을 기반으로 하는 상용 전자기 시뮬레이션 도구인 ANSYS HFSS를 사용하여 수행하였다.

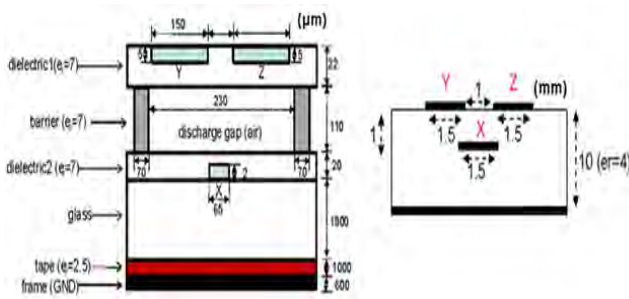


그림 1. PDP 단위 셀 구조와 리모델링된 마이크로스트립 선로 구조

전송선로의 물리적인 길이를 신호의 파장과 비교하여 집중 모델과 분산 모델로 해석할지 결정한다. 만약 선로의 길이가 $\lambda/20$ 보다 작으면, 낮은 주파수의 집중회로로 가정할 수 있으며, 그렇지 않다면 높은 주파수특성인 분산 회로로 가정할 수 있다. 전송선로 구조는 물리적 선로의 길이와 동작 주파수사이의 관계에서 두 가지 모델로 표현 될 수 있다.

sustain 기간 동안, 주파수에 따른 전압 소스가 Y전극으로 주입된다. 모든 전극은 소스가 입력되는 한 쪽끝은 open 시켰으며, 다른 한쪽은 단락 시켰다.

$f < 160$ MHz에서, 회귀 전류는 Y, Z전극에 의한 캐패시터와 인덕터 커플링 효과에 의해 생성된다. 낮은 임피던스 회기 경로를 찾기 위해서 ($i_b \gg i_a$), Z전극에서의 전류 흐름의 방향은 Y전극의 신호흐름의 방향과 동일하게 흐른다[4]. EMI

소스의 원인이 되는 공통모드가 Y와 Z전극 사이에서 발견되며[5-6], 이 주파수 범위를 집중 모델이라고 하였다 (그림 2a).

$160 \text{ MHz} < f < 180 \text{ MHz}$ 일때, 차동 모드의 전류 흐름이 Y, Z전극 사이의 공진효과 때문에 발생한다. 또한 접지면의 전류 분포는 X 전극과 Z 전극의 반환 경로의 합을 통하여 생성된다. 이러한 전류 분포는 $170 \text{ MHz} < f < 280 \text{ MHz}$ 에서 지속되며, 이 주파수 범위를 분산 모델 A라고 하였다 (그림 2b).

X 전극은 Y와 Z전극의 길이보다 짧기 때문에 X전극과 접지면 사이의 공진 효과가 $290 \text{ MHz} < f < 300 \text{ MHz}$ 에서 발생한다. 이 주파수 범위에서 X전극의 전류 분포는 분산 모델 A에서의 X전극의 전류 분포와 반대 방향으로 형성된다. 이러한 전류 분포는 290MHz까지 지속되며 이 주파수 범위를 분산 모델 B라고 하였다 (그림 2c).

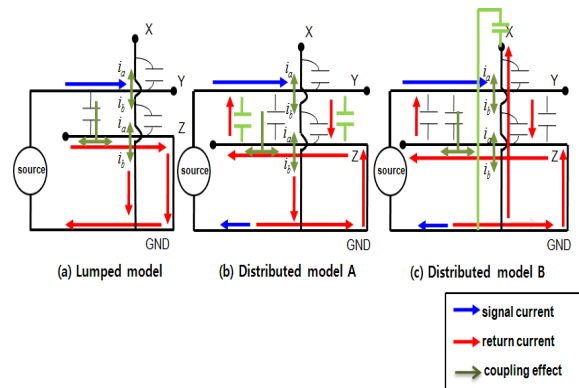


그림 2. X, Y, Z 전극 single pair 전류 흐름

전류 분포가 변화하는 주파수 범위와 패널의 EMI를 비교하기 위해서 HFSS를 이용하여 10 m 방출 시험을 하였다.

III. 결과

10 m 방출 실험 결과 EMI 복사 피크 값은 180, 280, 400, 550, 750과 940 MHz에서 발생 하였다 (그림 3)

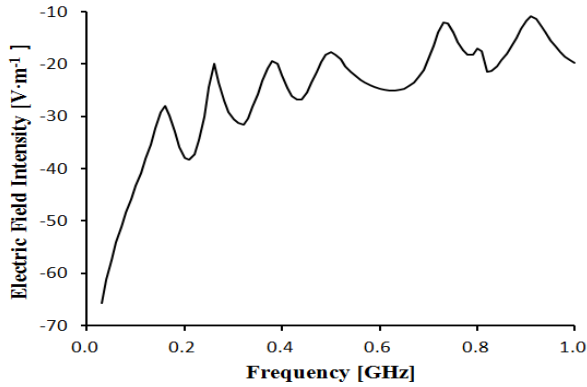


그림 3. PDP 패널의 리모델링된 구조의 전자기의 세기 vs 주파수

전류 분포 흐름의 변화와 PDP 패널의 리모델링된 구조를 이용한 EMI 피크 값의 주파수는 거의 동일하다는 것을 알 수 있다 (표 1).

원인	전류 흐름의 변화	EMI 방사
Y, Z 전극 사이의 공진	170-190	180
X 전극과 접지면 사이의 공진	290-300, 410-430	280, 400
Y, Z 전극의 물리적인 공진	410	400
X 전극의 물리적인 공진	750	750
모름	-	550, 940

표 3 전류 흐름의 변화와 EMI 방사 피크 값의 주파수

또한 Y와 Z 전극 각각에 캐패시터를 사용하여 280 MHz에서 발생하는 EMI 침투 지점이 200 MHz로 이동하면서 EMI 값이 작아지는 것과 (그림 4a), 낮은 주파수 대역에서의 EMI 값이 작아지는 것을 확인 할 수 있다(그림 4b).

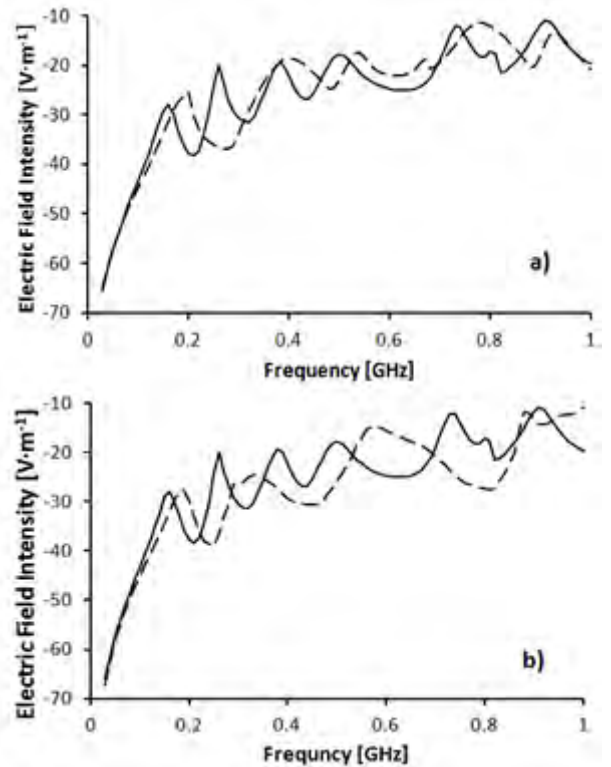


그림 4. 두 모델의 전자기의 세기 vs 주파수

a) 실선: 기존의 모델, 점선: X전극에 5 pF의 캐패시터
b) 실선: 기존의 모델, 점선: Y전극에 3 pF의 캐패시터

III. 토의 및 결론

공진은 PDP 구조에 의해서 특정한 주파수에서 발생한다는 것과 패널의 전류의 흐름과 공진은 밀접한 관계를 가진다는 사실을 통하여 전류의 흐름의 변화를 이용하여 공진이 발생하는 주파수를 조절할 수 있다.

본 논문에서는 PDP의 리모델링된 구조를 이용하여 전극의 전류 흐름이 변화하는 주파수와 EMI 피크 값의 주파수가 거의 동일하다는 것을 확인하였으며, 캐패시터를 이용하여 저 주파수 대역에서의 EMI 값을 줄이거나 피크 값을 갖는 주파수의 위치를 옮길 수 있었다.

PDP 구조에 기인한 공진은 아직 연구되어지지 않았으며, 이러한 방법을 이용하여 실제 PDP 모델을 사용하여 공진 주파수를 찾을 수 있을 것이다. 또한 PDP 시스템의 구동 파형 설계 시 공진을 일으키는 주파수를 제거하여 디자인 하면,

EMI를 줄이는데 도움을 줄 수 있을 것이다.

ACKNOWLEDGEMENT

“본 연구는 국방과학연구소의 지원으로 수행되었음”

참고문헌

- [1] Y. SHiraki, and S. Tanablen, “EMI noise analysis of plasma display panels, international Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 766-769, 1996
- [2] Y.C. Jeong, J.W. LEee, J.G. Kim, S.N. Choi, and J.H. Kim, “ Radiated emission from PDP depending on addressing line structure and current driving scheme,” International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 140-143, Aug. 2002
- [3] S.Y Lin, C.L Chen, and K. Leeials, “Novel regenerative driver for plasma display panel,” Power Electronics Specialists Conference, vol. 2, pp. 1739-1743, May. 1998
- [4] B.R. Archambeault, PCB design for real world EMI control, Kluwer Academic Publishers. 2002

FPGA를 이용한 비동기식 회로 설계 방식의 저전압 동작 및 전자기파 방사 특성 실측

*오명훈, 박찬호, 김학영, **이정근
*한국전자통신연구원 서버플랫폼연구실
**한림대학교 컴퓨터공학과

e-mail : *mhoonoh@etri.re.kr, Jeonggun.Lee@hallym.ac.kr*

Experiments on Characteristics of Low-Voltage Operations and EMI Emission in Asynchronous circuits on FPGA

*Myeong-Hoon Oh, Chanho Park, Hag Young Kim, and **Jeonggun Lee
* Server Platform Research Team, ETRI
**Dept. of Computer Engineering, Hallym University

Abstract

The absence of a global clock signal in an asynchronous circuitry can be a good effect on EMI emission. Moreover, a synchronous circuitry cannot guarantee the functionality at lower operating voltage than nominal supply voltage because circuits to generate the global clock signal is vulnerable to lower voltage. To evaluate such characteristics of low-voltage operations and EMI emission in asynchronous circuits, we implemented synchronous and asynchronous MIPS processor cores on FPGA and measured EMI emission and performance of both versions. The experimental results show that EMI emission of the asynchronous MIPS is lower than the synchronous one in overall tested frequencies. It is also observed in the lower operating voltage experiment that the asynchronous MIPS is superior to the synchronous counterpart.

I. 서론

비동기식 회로는 전역 클럭이 없이 회로의 블록 간

에 on-demand 형식으로 핸드셰이크 프로토콜을 통해 데이터를 전송한다. 즉, 회로 내 블록들의 데이터 전송 시점이 각 블록간의 고유한 타이밍에 의존하므로 시스템 전체적으로 피크 전류의 발생 시점이 시간적으로 분산될 수 있다. 또한, 데이터 전송이 이루어지는 블록들에서만 동작이 수행되기 때문에 나머지 블록들은 자연스럽게 휴지 상태를 유지할 수 있으므로 피크 전류량도 칩 내 전체를 구동하는 경우보다 더 적을 수 있다.

반면, 모든 데이터의 전송이 전역 클럭을 기준으로 이루어지는 동기식 회로에서는 일반적으로 전역 클럭의 발생 시점에서 피크 전류가 발생된다. 즉, 피크 전류의 발생은 시간적으로 일정한 패턴을 유지하게 된다. 마찬가지로, 역시 전역 클럭의 발생 시점에서 칩 내 모든 블록들이 전류를 소비하므로, 동작이 필요한 블록만 전류를 소비하는 비동기식 회로에 비해 피크 전류량 자체도 더 클 수 있다. 따라서, 피크 전류의 발생 패턴과 발생량에 의존하는 전자기파 (EMI) 방출 측면에서 비동기식 회로가 유리한 것으로 알려져 있다. [1]

또한, 동기식 회로의 전역 클럭은 PLL이나 DLL과 같은 특화된 회로를 필요로 하고 있지만, 이러한 회로들은 동작 전압보다 낮은 전압에서는 올바른 동작, 특히 클럭 주파수 유지를 보장받지 못한다. 따라서, 동기

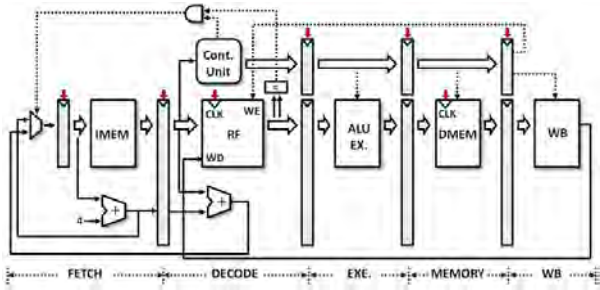


그림 1. 동기식 MIPS 프로세서 코어 블록도

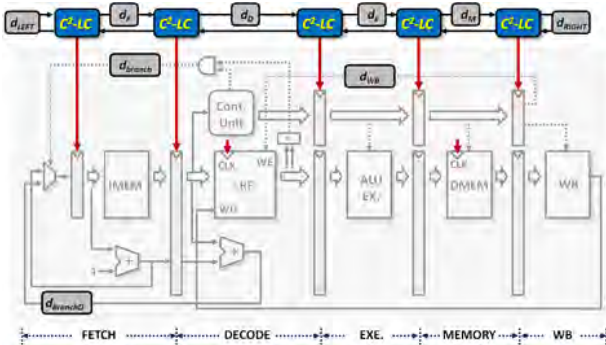


그림 2. 비동기식 MIPS 프로세서 코어 블록도

식 회로는 저전력 특성을 위한 낮은 동작 전압의 조건에서는 성능에 제약을 받을 수 있고, 외부 요인 등에 의해 동작 전압이 가변적인 환경에서는 적용될 수 없는 것이 일반적이다. 전역 클럭이 없는 비동기식 회로에서는 이런 제약이 없으므로 낮은 전압 동작 측면에서 장점이 될 수 있다.

본 논문에서는 비동기식 회로의 전자기파 방출 및 낮은 전압에서의 동작 특성을 FPGA에서 실측하고 동기식의 것과 비교 분석한다.

II. 본론

2.1 대상 회로 및 FPGA에서의 구현

EMI 방출 및 저전압에서의 동작 특성을 실측하기 위한 대상 시스템은 32 비트의 MIPS (Microprocessor without Interlocked Pipeline Stages) 프로세서 코어[2]이다. 5단 파이프라인 구조를 기본으로 하고 있으며, 동기식 회로의 블록도는 그림 1과 같다.

동기식 MIPS 프로세서 코어의 같은 규격의 비동기식 버전은 그림 2와 같다. 동일한 파이프라인 구조에 각 파이프라인 단의 결과를 핸드셰이크 프로토콜을 통해 다음 단으로 전송하기 위한 제어 로직을 포함하고 있다.

본 논문에서는 비교적 구현이 쉬운 것으로 알려진 4 위상 bundled data 프로토콜[3]을 기본으로 하고 있는

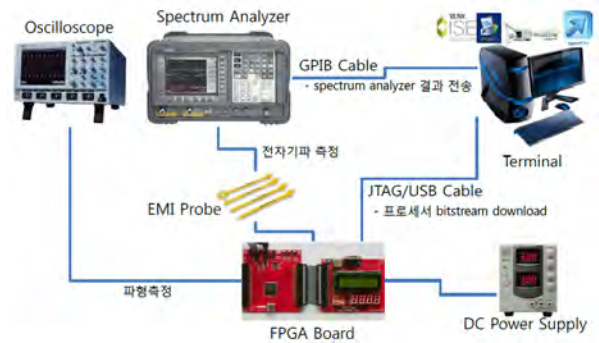


그림 3. 실험 환경 구성도



그림 4. 실제 실험 환경 사진

므로, 각 단의 critical path의 시간을 위한 지연 소자가 필요하며, 파이프라인 구조상 branch 명령어와 레지스터 쓰기 관련 명령어 처리에 필요한 backward path의 지연 소자가 요구된다. 또한, 비동기식 MIPS 프로세서 코어를 FPGA에 구현하기 위해 [4]와 같이 지연 소자와 critical path의 매칭을 위한 과정을 수행하였다.

순수하게 설계방법상의 EMI 방출량을 서로 비교하는 것이 중요하므로, 가능한 작은 데모 보드가 요구되며, 데모 보드 내에 외부 클럭과 같은 EMI에 영향을 미치는 소스들이 없는 형상의 것으로 플랫폼을 구성하였다. 이에, Xilinx Spartan3를 탑재하고, 보드 자체의 외부 클럭이 한 개만 존재하는 XFC-EIOB01 보드[5]를 사용하였다.

2.2 실험 환경 구성

그림 3에서와 같이, 설계된 비동기식/동기식 프로세서의 비트스트림 파일을 Xilinx 다운로더 소프트웨어와 JTAG/USB 케이블을 통해 FPGA 보드 (Spartan3)에 구현한다. FPGA 보드는 적정 외부입력 전압이 5V이므로 5V 이하의 전압을 발생시키기 위한 DC 전압 공급기를 설치한다. 또한, EMI 측정을 위한 프루브와 스펙트럼 분석기가 필요하며, 이 결과 값을 모니터링하기 위해 터미널의 소프트웨어가 요구된다.

FPGA에 구현된 프로세서의 동작 여부는 동기식, 비동기식 버전의 WB 단계의 종료신호를 FPGA의 핀에

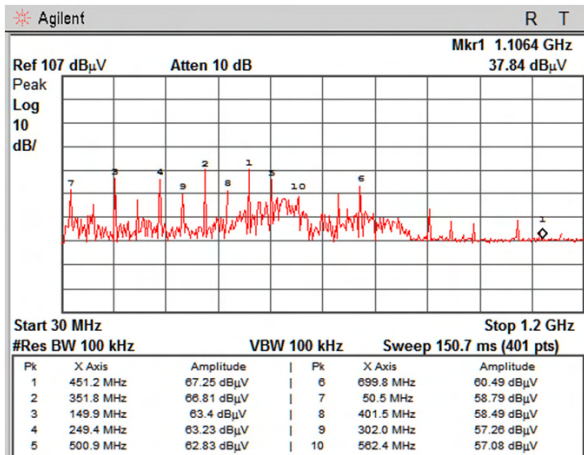


그림 5. 동기식 MIPS의 EMI 방출량

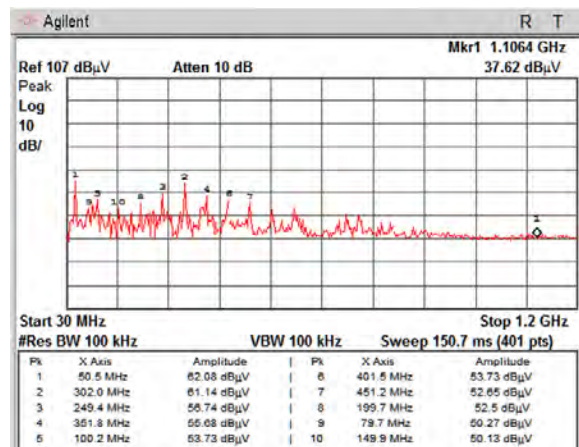


그림 6. 비동기식 MIPS의 EMI 방출량

할당하여 오실로스코프로 판단한다. 그림 4는 실제 실험 환경사진을 나타낸다.

III. 측정결과

FPGA에 구현된 동기식 MIPS 프로세서 코어의 클럭주파수가 최대 70 MHz까지 측정되었으나, 안정된 동작을 보장하면서 비동기식 버전과의 정확한 비교를 위해 동작 주파수를 50 MHz로 고정시켰다.

그림 5는 동기식의 50 MHz 클럭 주파수의 속도에서 측정한 동기식 프로세서의 EMI 방출 실험 결과며, 관측 주파수 대역은 30 MHz에서 1.2 GHz까지이다. EMI 최대 방출량은 67.25 dB μ V이며, 고주파수 대역에서도 EMI 방출 peak가 관찰되었다.

그림 6은 같은 성능의 비동기식 프로세서의 EMI 방출 특성을 나타낸다. 최대 EMI peak는 62.08 dB μ V로 동기식의 것보다 낮았으며, 고주파수 대역에서의 방출되는 peak EMI도 현저하게 감소되었음을 알 수

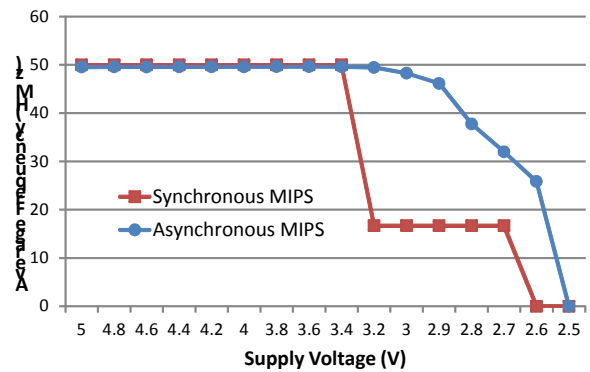


그림 7. 공급 전압 강하에 따른 동작 속도 변화

있었다. 이는 특정 주파수에서 동작하는 무선기기를 가정했을 때, 이 무선 기기가 해당 주파수에서 동작을 보장하는 감내할 수 있는 전자기파 세기가 존재한다면, 그 주파수 대역에서 EMI 방출량이 적은 비동기식의 회로 구현방법이 동기식 보다 더 유리함을 실측했음을 의미한다.

비동기식 회로의 낮은 공급 전압에서의 안정적인 동작 수행을 확인하기 위해 동기식, 비동기식 MIPS의 공급 전압을 5 V에서 0.2 V씩, 3 V에서는 0.1 V씩 감소시키면서 WB 단의 종료 신호의 주파수를 오실로스코프로 확인하였다.

그 결과, 그림 7과 같이 3.4 V까지는 동기식, 비동기식 모두 50 MHz를 유지하다가 3.2 V에서 동기식 버전의 신호가 16.67 MHz로 급격히 감소함을 관찰할 수 있었다. FPGA 내부의 전역 클럭 회로 발생을 위한 DCM (Digital Clock Manager)이 낮은 전압으로 인해 오동작하기 때문이다. 상대적으로 동기식 버전에 비해 비동기식 버전은 3.2 V이하 2.6 V 까지도 최소 원래 성능의 50%의 높은 속도로 동작함을 알 수 있다. 이는 비동기식 회로가 동기식 회로에 비해 더 낮은 전압에서도 원래의 성능을 유지하면서 동작할 수 있음을 의미한다.

IV. 결론

비동기식 회로와 동기식 회로의 저전압에서의 동작 및 전자기파 방출 특성을 비교하기 위해 MIPS 프로세서 코어를 FPGA에 각각의 버전을 구현하였다.

EMI 방출 실험에서는 비동기식 MIPS가 관찰 주파수인 30 MHz에서 1.2 GHz까지의 전체 주파수 대역에서 더 낮은 방출 피크가 관찰되었다. 5 V의 공급 전압 환경의 저전압 동작 실험에서도 공급전압 3.2 V 이하에서 동기식 MIPS는 DCM의 오동작으로 인해 급격히 성능이 떨어지는 반면, 비동기식 MIPS는 2.6 V까지

원래 성능의 50 %를 유지하는 것으로 관찰되었다.

참고문헌

- [1] C. H. Van Bekel, et al., "Applications of Asynchronous Circuits," Proc. of the IEEE, vol. 87, no. 2, Feb. 1999, pp. 223-233.
- [2] <http://www.mips.com/>
- [3] S.B. Furber and P. Day, "Four-Phase Micropipeline Latch Control Circuits," IEEE Trans. on Very Large Scale Integration Systems, vol. 4, no. 2, June 1996, pp. 247-253.
- [4] Jeong-Gun Lee, Deok-Young Lee, Myeong-Hoon Oh, and Young-Woong Ko, "472 MHz throughput asynchronous FIFO design on a Virtex-5 FPGA device," IEICE Electronics Express, Vol. 8, No. 9, pp. 676-683, May 2011.
- [5] <http://cafe.naver.com/seofarae/>, XFC-EIOB01 Ver1.0 User's Manual.

2.45GHz Enhanced ZigBee 수신기를 위한 Non-coherent Demodulator 설계

이동찬, 송승운, 장수현, 정윤호
한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부
e-mail : {dclee, sso409, shjang, yjung}@kau.ac.kr

Design of Non-coherent Demodulator for Enhanced ZigBee Systems

Dong-Chan Lee, Seung-Woon Song, Soo-Hyun Jang, Yun-Ho Jung
School of ETCE, Korea Aerospace University

Abstract

In this paper, we present the hardware architecture of demodulator for enhanced ZigBee systems, which can support the variable data rate for various GNSS USN applications. The proposed demodulator was designed by HDL and synthesized to gate-level circuits using 0.13um CMOS library. The total gate count for the time synchronizer is 84.72 K.

I. 서론

최근 GNSS와 연계된 Ubiquitous Sensor Network (USN) 에 대한 관심이 높아지며 그 수요가 증가 하고 있는 추세이다 [1]. 이러한 USN의 수요를 충족시키기 위해 IEEE 802.15.4 LR-WPAN ZigBee 시스템이 널리 이용되고 있다 [2]. 그러나, 기존의 ZigBee 시스템은 250Kbps의 단일 전송률만을 지원하고 있어 USN의 다양한 응용분야를 지원하지 못하는 문제점이 존재한다. 즉, 보다 넓은 통달거리 및 수신감도 증대를 요구하는 응용과 근거리에서 높은 전송률을 지원해야 하는 응용 분야를 지원하기 위한 방안 마련이 필요하다. 이에, 본 논문에서는 기존 ZigBee 시스템의 구조를 변경하여 가변 전송률을 지원하기 위한 방안을 제시하고, 이의

저복잡도 복조를 위한 효율적인 복조 알고리즘 및 하드웨어 구조를 제시한다.

II. 시스템 모델 및 복조 알고리즘

2.1 Enhanced ZigBee 시스템 모델

기존의 IEEE 802.15.4 규격에 정의된 2.4GHz 물리계층은 Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) 기반의 32-chip Pseudo Noise (PN) 시퀀스를 이용한 16-ary 준 직교방식을 사용하여 신호를 전송한다. 이에 본 논문에는 기존의 32 chip PN 시퀀스에 반복부호화 (repetition coding) 방식을 적용하여 31.25Kbps - 125Kbps 전송 모드 및 short-length PN 시퀀스를 이용한 500Kbps-1Mbps 전송 모드 추가를 통해 가변 전송률 지원 방법을 제안한다. 표 1은 본 논문에서 제안하는 PN 부호를 정리하여 보여준다.

표 1. 전송률에 따른 PN 부호

Data Rate	PN 부호
31.25 [Kbps]	Repetition Coding (x8)
62.5 [Kbps]	Repetition Coding (x4)
125 [Kbps]	Repetition Coding (x2)
250 [Kbps]	IEEE 802.15.4 compliant (32chip)
500 [Kbps]	Short length PN 시퀀스 (16chip)
1 [Mbps]	Short length PN 시퀀스 (8chip)

2.2 복조 알고리즘 및 성능 평가결과

본 논문에서 사용된 복조 알고리즘은 non-coherent 방식의 일종으로 수신신호 시퀀스 간 위상 차이를 이용한 double-correlation 방식을 이용한다 [1]. 제안된 복조기의 구성은 지연된 신호의 correlation 및 reference 데이터의 correlation 연산 그리고 correlation 연산 결과를 이용한 심볼 디맵퍼 등의 부분으로 나누어지며, correlation 연산 결과는 식 (1)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 Y_m(t) &= \left| \int_0^{T_s} r_{k,x}^*(t) r_{k-1,l}(t-T_s) s_m(t) s_m^*(t-T_s) dt \right| \\
 &= \left| \int_0^{T_s} (s_{k,x}^*(t) e^{-j\omega_c t + \theta}) s_l(t-T_s) e^{j\omega_c(t-T_s) + \theta} \cdot \right. \\
 &\quad \left. (s_m(t) s_m^*(t-T_s)) dt \right| \\
 &= |s_l(t-T_s)|^2 \cdot \left| \int_0^{T_s} s_{k,x}^*(t) s_m(t) dt \right| \cdot e^{-j\omega_c T_s} \quad (1)
 \end{aligned}$$

그림 2는 제안하는 가변전송률에 따른 BER 성능평가 결과를 확인할 수 있다. 성능평가는 IEEE 802.15.4 표준에 명시된 주파수 오차(최대 ±40ppm)를 설정하였으며, 위상 오차 및 AWGN이 존재하는 환경을 가정하여 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 2에서 보듯이, repetition 횟수에 따라 각각 2dB의 성능향상을 보이며, short length PN 시퀀스를 사용한 경우는 3dB의 성능 열화를 보인다.

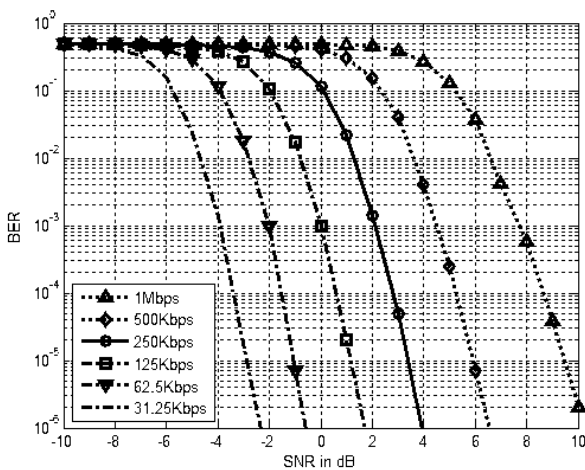


그림 2. 가변 전송률에 따른 BER 성능평가

III. 설계 및 구현 결과

그림 3에서 볼 수 있듯이 제안된 복조기의 구조는 크게 correlation 연산부와 심볼 매퍼, 그리고 reference

값을 저장하기 위한 메모리로 구성된다. 특히, correlation 연산부는 active correlator로 구성되어 있어, 가변전송률 지원을 위한 추가적인 연산기의 증가 없이 구현할 수 있다. 따라서, reference 데이터 개수의 증가에 따른 메모리 크기의 가변 및 간단한 control 로직만으로 가변 전송률을 지원할 수 있는 복조부를 구현 가능하다.

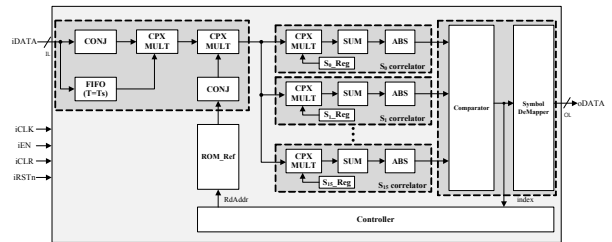


그림 3. 제안된 복조기의 하드웨어 구조도

그림 3에 따라 설계된 제안된 복조기는 Verilog HDL을 이용하여 구현되었고, 0.13um의 CMOS 스탠다드 셀 라이브러리를 이용하여 논리합성 되었으며, 합성 결과 총 84.7K 개의 게이트 수와 2.5Kbit의 메모리로 구현됨을 확인하였다.

IV. 결론

본 논문에서는 가변전송률 지원을 위한 Enhanced ZigBee 시스템을 제안하고 하드웨어 구현 및 검증하였다. 제안된 non-coherent 기반의 복조기는 가변전송률을 지원하기 위해 추가적인 연산기의 증가 없이 메모리 사이즈의 확장과 간단한 control 로직을 이용해 구현 가능함을 확인할 수 있다.

Acknowledgement

본 연구는 해양수산부 해양시설과 “해양교통 전문인력 양성사업(GNSS 부분)”에 의해 지원 되었습니다.

참고문헌

[1] W. Kim, Y. Jung, S. Lee, and J. Kim, “Low complexity demodulation scheme for IEEE 802.15.4 LR-WPAN systems,” IEICE Electron. Express, vol. 5, no. 14, pp. 490-496, July 2008.
 [2] IEEE Std.802.15.4, IEEE Standard for Wireless Medium Access Control and Physical Layer Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs), 2003.

실리콘 기반의 LED 패키지를 위한 Ag paste가 충전된 관통전극에 대한 연구

김명수, 이다혁, 차영환, 김기보, 오범환, 이승걸, 박세근*
인하대학교 정보통신공학부

e-mail : myzkaoi@nate.com, *sgpark@inha.ac.kr

A study of Ag paste filled through silicon via(TSV) for silicon based LED package

Myoung-Soo Kim, Da-Hyeok Lee, Young-Hwan Cha, Ki-Bo Kim,
Beom-Hoan O, Seung-Gol Lee, Se-Geun Park*

Department of Information and communication Engineering, Inha University

Abstract

Recently, the need to reduce the thermal resistance have increased in high-power LED packages. Silicon based LED package could be a solution. Also, a cost-effective mass production will be possible because of the advantage of well-developed silicon technology. We have prepared a silicon substrate with through silicon via filled Ag paste for LED package. The vias with 100um diameter and 300um height can be successfully filled by Ag paste.

I. 서론

Light emitting diode(LED)는 백열등과 비교하여 전력소비를 줄일 수 있을 뿐만 아니라, 빠른 응답속도, 긴수명, 소형 크기, 낮은 유지비용의 장점이 있다. 60년대부터 개발되어왔던 LED는 새로운 증착기술 도입으로 기존의 소자보다 더 높은 밝기구현이 가능해졌다. 이 때문에 모바일용, 차량용 광원, display용 백라이트, 실내조명과 같은 다양한 분야에 활용 되고 있다.

현재에는 수십~수백W급의 일반조명을 LED로 대체하기 위해서 LED소자의 출력을 높이는 방향으로 연구가 진행되고 있다. 고출력 LED package를 제작할 경우 열에 의해 광효율이 저하되며, 칩 온도상승에 의한 수명감소가 발생한다.[1]. 이러한 문제를 해결하기 위해 다양한 방식의 패키지가 개발되고 있다. 그 중에서 실리콘 기반의 패키지는 wafer level packaging(WLP)를 적용하여 다양한 형태의 module를 쉽게 제작할 수 있는 장점을 가지고 있으며, 150-180W/mk의 실리콘 열전도도는 리드프레임 방식보다 열전도 특성이 우수한 장점이 있다[2]. 또한 chip-sized package(CSP)를 구현하여 패키지의 소형화, 대량생산에 용이하다. CSP를 구현하기 유리한 전극의 형태는 수직 구조이며 반도체 패키지에서 사용되는 through silicon via(TSV) 방식으로 제작할 수 있다. 하지만 LED package에서 via의 diameter가 커짐에 따라 electroplating 공정시간 증가하며, 또한 etch profile에 의한 공정신뢰도 문제가 발생한다. etch profile에 의한 문제를 해결하기 위해 반도체 패키지에서는 electroplating 방법 대신 paste filling 방법을 적용하려는 시도가 있다[3, 4].

본 논문에서는 1 x 1mm 크기를 가진 Cree사의

DA1000 LED chip을 기준으로 100um의 diameter를 가진 TSV 패턴 형태에 따른 방열 특성을 확인하였다. 또한 deep silicon etch를 통하여 3:1의 aspect ratio를 가진 TSV를 형성 하였으며, Ag paste를 사용하여 TSV에 충전 한 후에 I-V 특성을 확인하였다.

II. 본론

2.1 TSV 패턴 형태에 따른 방열 특성

DA 1000 LED chip은 flip chip type으로 anode 크기는 945 x 75um이며 cathode 크기는 945 x 795um이다. silicon deep etch 공정 시 etch rate를 고려하여 via의 직경은 100um로 선정하였다. 패턴 형태에 따른 방열특성과 via 개수에 따른 방열 특성을 확인하기 위해 설계한 도면은 그림 1과 같다.

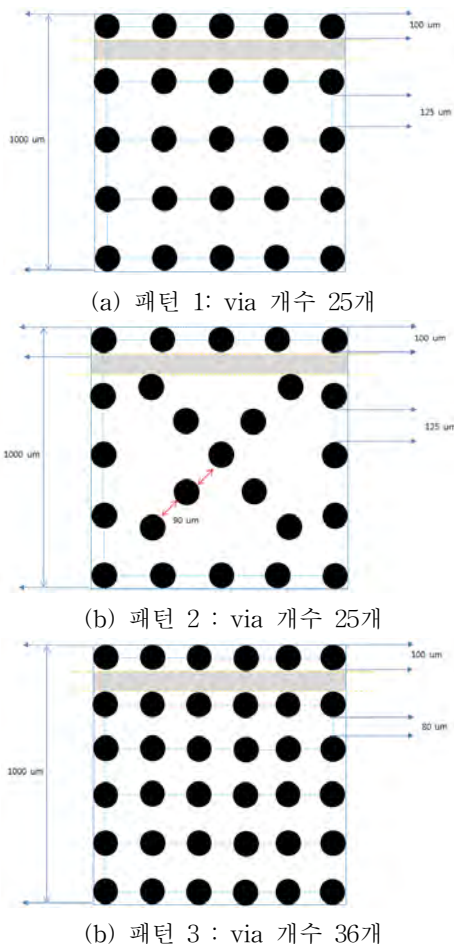
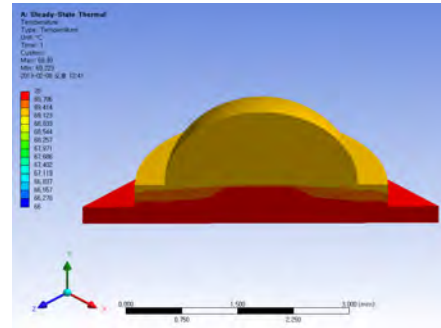


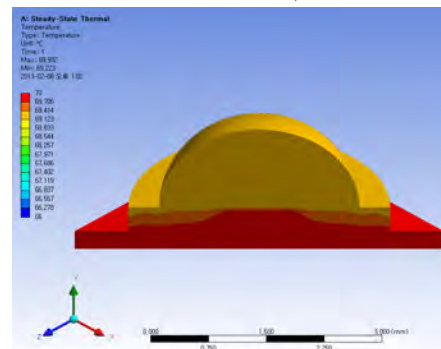
그림 1. LED chip 전극에 따른 via hole 패턴

그림 1 (a)는 Via hole의 개수가 25개이며 Via hole이 차지하는 면적은 chip의 면적(1 x 1mm) 대비 19.6%를 차지한다. 그림 1 (b)는 (a)와 같은 비율이며 패턴 배

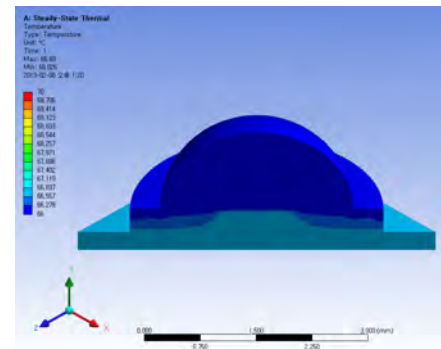
열 형태만 다르다. 그림 1 (c)는 Via hole의 개수가 36개이며 차지하는 면적은 chip 면적 대비 28.3%이다. Ansys를 이용하여 다음 패턴들의 방열특성을 확인하였고 결과는 그림 2와 같다.



(a) 패턴 1 : Max : 69.93°C, Low : 69.23°C



(b) 패턴 2 : Max : 69.93°C, Low : 69.23°C



(c) 패턴 3 : Max : 69.69°C, Low : 66.02°C

그림 2. via 패턴에 따른 방열 시뮬레이션 결과

그림 2 (a)와 (b)는 패턴 형태만 다르고 via의 개수는 같다. 온도 분포 이미지를 보면 온도 차이가 없음을 알 수 있다. 그림 3 (c)의 온도는 (a), (b)와 비교하여 3°C 낮은 것을 확인할 수 있다. 이 결과는 Via 패턴은 방열 특성에 영향을 미치지 않으며 Via hole의 개수 즉, Via hole이 차지하는 면적이 넓을수록 방열이 잘 되는 것을 보여준다. 이상적인 Via hole 패턴 형태는 chip 전극과 동일한 형태가 되어야 하나 silicon deep etch시 패턴 크기에 따른 etch rate 차이를 고려해야 하기 때문에 실제 제작은 제한적이다.

2.2 Ag paste를 적용한 관통 전극을 가진 기판 제작 및 I-V 특성 확인

그림 1 (c)의 패턴을 선정하여 실제 관통전극을 형성하였다. Aspect ratio 3:1인 관통전극을 형성하기 위해서 300um 깊이의 deep silicon etch를 해야 한다. 공정 후 실리콘의 etch profile은 균일한 절연막 형성에 영향을 미치기 때문에 적합한 공정조건을 찾아야 한다. SF₆의 식각시간을 조절하여 적합한 etch profile을 얻었다. 공정조건은 표 1과 같으며 그 결과는 그림 3과 같다.

Pressure	25mTorr
Chuck Power	100W
C ₄ F ₈ 유량	200sccm
식각 시간	1s
Power	3000W
SF ₆ 유량	300sccm
식각 시간	3.5s
Power	2000W

표 1. TSV용 etch profile의 공정조건

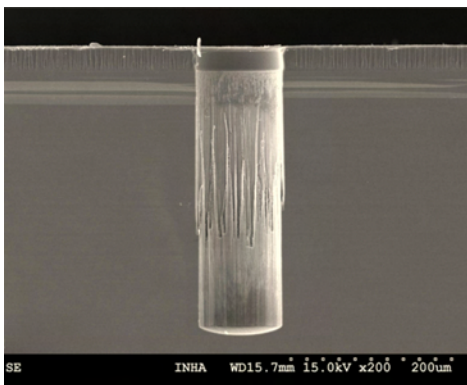


그림 3. Deep silicon etch로부터 형성된 via hole

절연막 형성 후 Ag paste를 filling을 용이하게 하기 위하여 silicon wafer를 thinning하여 관통된 기판을 형성시킨다.

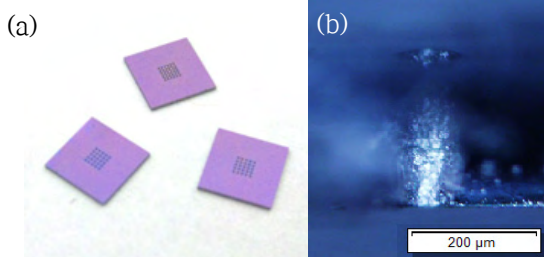


그림 4. (a) thinning된 3.5 x 3.5mm 크기의 기판 및 (b) Ag paste가 filling된 via의 현미경 사진

관통 된 via가 형성된 기판 위에 Ag paste를 웨이퍼 표면에 dispensing하여 screen printing 방식으로 filling을 한 후 경화시킨 측면은 그림 4와 같으며 void 없이 filling된 모습을 확인 할 수 있다. Ag paste를 이용하여 관통전극을 형성하면 표 2와 같이 공정시간을 단축시킬 수 있는 장점이 있다. 또한 electroplating 방식은 etch profile에 따라 부분적으로 Cu seed layer 형성이 되어 void가 형성되는 문제점이 있으나 paste filling 방식은 etch profile에 영향을 덜 받는다[4].

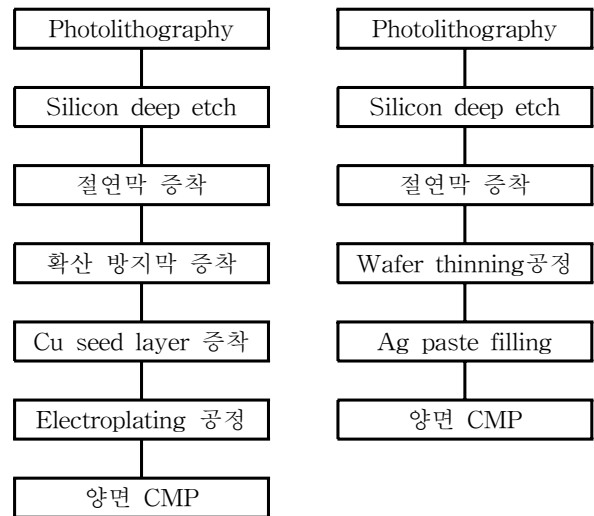


표 2. Electroplating과 Ag paste filling 공정 비교

그림 5는 Ag paste가 채워진 기판의 전면과 후면을 각각 cathode, anode로 하여 측정한 I-V 특성이다. Ag paste의 resistivity는 $1.8 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$ 으로 병렬 연결된 36개 관통전극의 이론상 저항 값은 약 1.9Ω이나 형성된 관통 전극에 흐르는 I-V의 저항값은 12Ω로 약 6배 높다. 이러한 결과는 Ag paste 경화조건에 따라 resin이 일부 남아있어 저항값을 증가시켰을 것으로 예상된다.

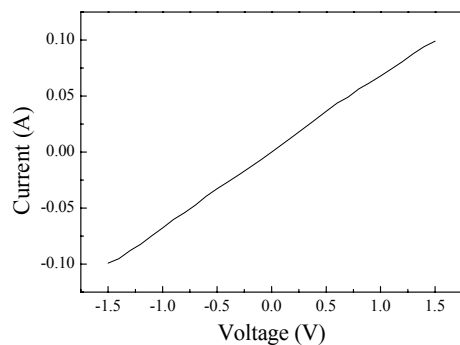


그림 5. 관통된 전극의 I-V 특성

IV. 결론 및 향후 연구 방향

관통전극의 면적이 클수록 방열특성이 개선됨을 시뮬레이션을 통해 확인하였고, electroplating 공정 대신 보다 신뢰도가 높은 Ag paste filling 공정을 통하여 LED 패키지용 기판 제작 하였다. 기판의 상·하부의 전류특성을 측정하여 LED 패키지 적용 가능성을 확인할 수 있었다. 향후 실험에서는 제작한 기판에 LED chip 부착을 하여 실제 열저항 값을 측정해서 시뮬레이션 값과 비교하고자 한다.

감사의 글

본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 IT융합 고급인력과정 지원사업 (NIPA-2013-H0301-13-1010)의 연구결과로 수행되었음.

참고문헌

- [1] Q. Cheng, "Thermal Management of High-power White LED Package," International Conference of Electronic Packaging Technology, pp. 1-5, 2007.
- [2] C. Tsou and Y. Hung, "Silicon-based packaging platform for light emitting diode," IEEE Trans. Adv. Packag., Vol. 29, no. 3, pp. 607-614, 2006.
- [3] K. H. Baek, D. P. Kim, K. S. park, Y. H. Ham, L. M. Do, "Conformal Deposition of an Insulator Layer and Ag Nano Paste Filling of a Through Silicon Via for a 3D Interconnection," Journal of the Korean Physical Society, Vol. 59, No.3, pp. 2252-2258, 2011.
- [4] Y. H. Ham, D. P. Kim, K. S. Park, Y. S. Jeong, H. J. Yun, K. H. Baek, K. H Kown, K. Lee, L. M. Do, "Dual etch processes of via and metal paste filling for through silicon via process," Thin Solid Films, Vol. 519, pp. 6727-6731, 2011.

Native 소자를 이용한 높은 이득을 갖는 연산증폭기 설계

이대환, 하지훈, 백기주, *김영석
충북대학교 반도체공학과
e-mail : *yskim@cbnu.ac.kr

Design of A High-gain OP-AMP Using Native NMOS

Dae-Hwan Lee, Ji-Hoon Ha, Ki-ju Baek, *Yeong-Seuk Kim
Dept. of Semiconductor Engineering
Chungbuk National University

Abstract

In this paper, a high-gain operational amplifier (OP-AMP) using a self-cascode structure has been proposed. The self-cascode structure has low drain-source voltage and high output impedance, thus amplifier has advantages of high gain and output voltage swing. Native device which has low threshold voltage (V_{th}) was used to implement SC with asymmetric V_{th} . The proposed amplifier was designed using magna 0.18 μ m CMOS process and electrical characteristics were confirmed through simulations. Simulation results show that small signal low frequency gain of amplifier using self-cascode structure is increased by 15dB than amplifier using single MOSFET.

I. 서론

일반적인 캐스코드 구조를 이용한 앰프 설계 방법은 높은 출력 저항을 갖기 때문에 높은 이득을 얻을 수 있다. 하지만 캐스코드 구조로 설계시 출력 전압 스윙이 제한되고 저전압 동작이 되지 않는 단점이 있다. 그래서 이 문제를 해결하기 위한 연구가 진행되고 있

는데 그 해결 방법 중 하나가 셀프 캐스코드 (self-cascode) 구조를 사용하는 것이다[1]. 셀프 캐스코드 구조는 단일 소자와 비슷한 드레인-소스 전압을 가지고 단일 소자보다 높은 출력 임피던스를 가진다. 이 구조로 앰프 설계시 높은 출력 임피던스로 인하여 고 이득을 얻을 수 있으며, 출력 전압 스윙이 일반적인 캐스코드 구조보다 증가하게 된다.

본 논문에서는 CMOS 공정에서 기본적으로 제공하는 문턱 전압이 낮은 Native 소자를 이용하여 셀프 캐스코드 구조를 설계하였고, 단일 소자와 셀프 캐스코드 구조의 트랜스컨덕턴스와 출력 저항을 비교하여 셀프 캐스코드의 장점을 확인하고, 셀프 캐스코드 구조로 연산 증폭기 설계시 어떤 특성 변화가 있는지 모의실험으로 확인하였다.

II. 셀프 캐스코드 구조를 이용한 OP-AMP 설계

2.1 셀프 캐스코드 구조

그림 1의 셀프 캐스코드 구조(SC)는 기존의 캐스코드 구조보다는 낮은 드레인-소스 전압(V_{DS})을 가지고, 단일 MOS소자 보다 높은 출력 임피던스를 가지는 장점이 있다. SC 구조를 설계할 때에는 두 가지 방법이 있는데, MN2의 W/L비율을 MN1보다 크게 하는 방법 [2]과 MN2의 문턱 전압을 MN1의 문턱 전압보다 낮추는 방법이 있다[3-4]. 문턱 전압을 낮추기 위한 방법으

로는 정방향 바디 전압을 인가할 수 있는데, 이 경우 바디 전압을 인가하기 위한 추가 회로가 필요하다. 그리고 NMOS로 바디 전압을 인가하여 설계할 때는 기판과 바디를 나누어야 하기 때문에 Deep N-well이 제공되는 Triple-well 공정이 필요하다는 단점이 있다.

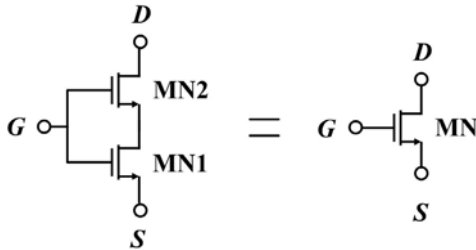


그림 1. 셀프 캐스코드 구조

본 논문에서는 그림 1의 MN2를 공정에서 제공하는 P-WELL 도핑을 안하여 문턱 전압이 매우 낮은 Native 소자로 대체하였다. Native 소자를 사용시, 위에서 언급한 추가 공정 또는 특별한 공정이 필요한 단점을 보완할 수 있다.

2.2 제안하는 2단 연산 증폭기

그림 2는 제안하는 셀프 캐스코드 구조를 이용한 2단 연산 증폭기 회로이다. 이 회로에서 첫 번째 단의 차동 입력단과 전류 거울에 모두 셀프 캐스코드 구조를 이용하여 입력단의 g_m 과 두 번째 단의 r_{out} 의 향상시켜 2단 연산 증폭기의 성능을 향상시킬 수 있도록 설계하였다.

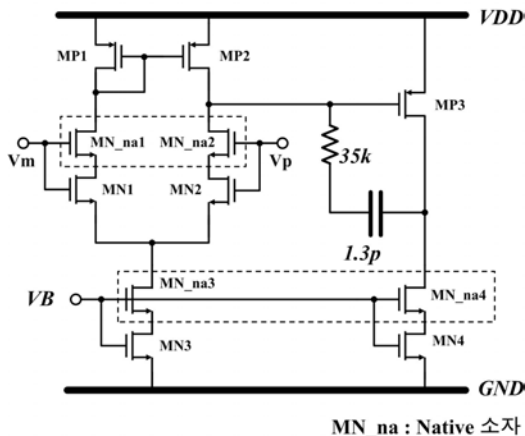


그림 2. 제안하는 2단 연산 증폭기

III. 모의 실험

그림1의 MN1과 MN2의 W(Width)의 크기는 단일 소자와 동일하게 $4\mu m$ 로 설계하고, L(Length)의 길이의 합은 단일 MOS소자와 동일하게 $1\mu m$ 로 설계하여 비교하였다.

그림 3은 단일 MOS소자와 SC 구조의 특성을 모의실험으로 확인한 결과이다. 결과를 보면, SC 구조의 트랜스컨덕턴스 (g_m)가 드레인 전류가 많이 흐를수록 단일 MOS소자 보다 점점 향상 되는 것을 볼 수 있고, 이와 반대로 출력 저항(r_{out})은 드레인 전류가 적게 흐를수록 단일 MOS소자보다 향상되는 것을 볼 수 있다. 설계된 바이어스 전류 $10\mu A$ 를 기준으로 비교해 보면, 셀프-캐스코드의 g_m 과 r_{out} 이 단일 MOS소자보다 각각 28%, 84% 증가하여 단일 MOS소자 보다 특성이 좋은 것을 확인할 수 있다.

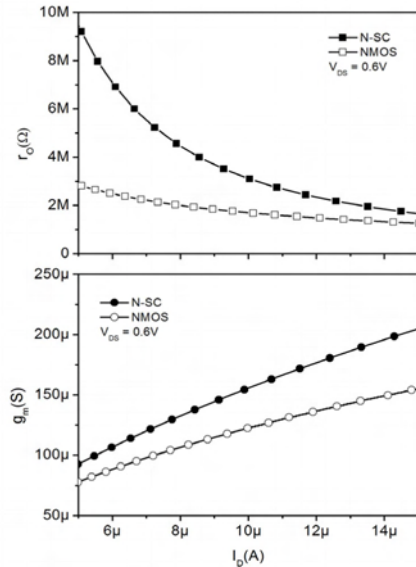


그림 3. 단일 소자와 셀프 캐스코드 구조 비교

그림 4는 제안한 2단 연산증폭기의 AC 시뮬레이션이다. 제안한 회로는 단일 소자로만 구성된 2단 연산증폭기(Con)보다 이득면에서 15dB 증가된 것을 확인할 수 있다.

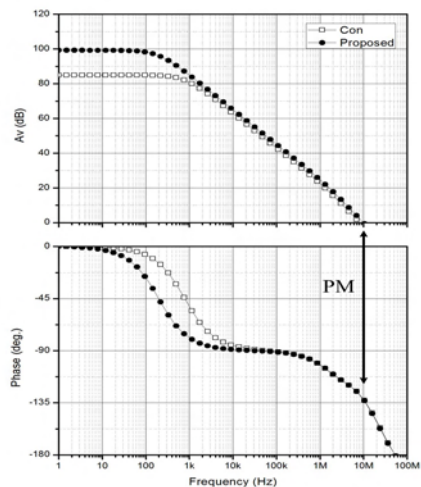


그림 4. 이득 및 위상 여유도

표 1은 단일 소자로만 구성된 2단 연산 증폭기와 셀프 캐스코드 구조를 이용한 2단 연산 증폭기의 성능을 비교한 표이다. 셀프 캐스코드 구조의 향상된 g_m 과 r_{out} 으로 인하여 이득이 기존보다 15dB 증가하였고 이득 주파수폭이 1.8MHz 증가하였다. 출력 전압도 앞에서 언급한 바와 같이 단일 소자와 비슷한 드레인-소스 전압으로 인하여 기존 2단 연산 증폭기와 같은 범위를 가진다.

기존 회로보다 우수함을 알 수 있었다.

감사의 글

이 논문은 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (2011-0006764).

표 1. 2단 연산증폭기 성능 비교

	Con	Proposed
공급 전압	1.8 V	1.8 V
바이어스 전류	20 μ A	20 μ A
부하 커패시터	15 pF	15 pF
이득	84 dB	99 dB
이득주파수폭	8.1 MHz	9.9 MHz
위상여유도	52 deg.	48 deg.
CMRR	84.7 dB	87.1 dB
슬루 레이트	+ : 14.48 V/ μ s - : -1.19 V/ μ s	+ : 14.63 V/ μ s - : -1.23 V/ μ s
출력 전압	0 - 1.76 V	0 - 1.76 V

그림 5는 제안한 2단 연산증폭기의 레이아웃이다. 전체 사이즈는 $96\mu\text{m} \times 54\mu\text{m}$ 이다. 단일 MOS소자로 구성된 연산증폭기와 면적을 비교했을 때, SC 구조가 단일 MOS소자와 전체적인 L과 W의 사이즈는 같기 때문에 면적 차이는 거의 없다.

참고문헌

- [1] S.S. Rajput and S.S. Jamuar, "Low voltage analog circuit design techniques," *IEEE Circuits and Systems Mag.* Vol. 2, no. 1, pp. 24-42. Feb. 2002.
- [2] C. G-Montoro, M. C. Schneide, and I. J. B. Loss, "Series-Parallel Association of FET's for High Gain and High Frequency Applications," *J. of Solid State Circuits*, Vol. 29, no. 9, pp. 1094-1101, Sep. 1994.
- [3] I. Fujimori and T. sugimoto, "A 1.5V, 4.1mW dual-channel audio delta-sigma D/A converter," *IEEE J. of Solid-State Circuits*, Vol 33, pp. 1863-1870, Dec. 1998.
- [4] Rinaldo Castello, Alberto G. Grassi and Stefano Donati, "A 500-nA Sixth-Order Bandpass SC Filter," *IEEE J. of Solid-State Circuits*, Vol 25, NO. 3, pp. 669-676, June 1990.

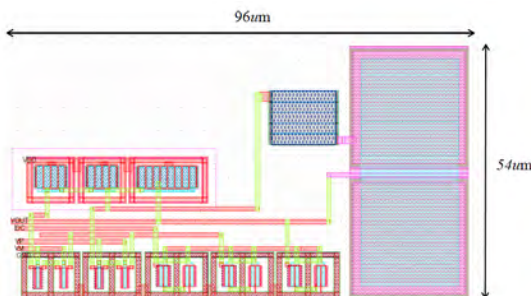


그림 5. 레이아웃

IV. 결론

캐스코드를 구조를 이용한 앰프는 출력 전압 스윙과 저전압 동작이 나쁜 특성을 가지고 있다. 그러므로 저전압에서 주로 사용하는 셀프 캐스코드 구조에서, 설계와 제조공정에서 유리한 Native 소자를 이용하여 구성하는 것을 제안하였고, 제안된 셀프 캐스코드 구조를 이용하여 높은 이득을 갖는 2단 연산 증폭기를 설계하였다. 모의실험 결과, 셀프 캐스코드 구조가 단일 소자보다 g_m 과 r_{out} 이 우수하므로 셀프 캐스코드 구조로 2단 연산 증폭기 설계시 이득과 이득 주파수폭면에서

One Inverter Coarse Delay Cell을 이용한 저전력 Digitally Controlled Oscillator의 설계

*김치현, 김석기
고려대학교 전기전자공학과
e-mail : returnkch@korea.ac.kr, skkim@korea.ac.kr

A Design of Low-power Digitally Controlled Oscillator Using a One Inverter Coarse Delay Cell

*Chi-Hyun Kim, Su-Ki Kim
School of Electrical Engineering
Korea University

Abstract

A low-power DCO (Digitally Controlled Oscillator) is designed in the 0.18 μm CMOS technology. Generally, a coarse delay cell is composed of two inverters to satisfy oscillation condition regardless of coarse control code. In ring type DCO, if coarse control code bit is N bit, total number of coarse cell are 2^N . By using one inverter instead of two inverter in coarse delay cell, we reduced proposed DCO power consumption by 33% compared with conventional type DCO.

I. 서론

일반적으로 Ring type DCO 구조에서 Coarse Delay Cell은 Coarse control code에 상관없이 Oscillation 조건을 만족시키기 위해 두 개의 Inverter 형태로 구성된다. DCO에서 Coarse delay cell의 개수는 Coarse bit가 N bit라고 할 때, 2^N 이 되기 때문에 Coarse cell을 구성하고 있는 inverter의 수를 반으로 줄이는 것은 전력 소모를 상당히 줄일 수 있다. 물론 이에 따른 Oscillation 조건을 만족시키기 위한 추가적인 회로가

필요하게 된다. 본론 1절에서는 일반적인 Ring type DCO의 구조와 Coarse delay cell의 구조를 알아보고, 본론 2절에서는 하나의 Inverter 구조를 쓰는 Coarse delay cell과 Oscillation 조건을 위해 추가적인 회로로 구성된 Ring type DCO를 제안한다. 이어서 DCO의 Simulation 결과와 사용되는 Coarse delay cell의 종류에 따라 달라지는 DCO 전력 소모를 비교하며 끝마친다.

II. 본론

2.1 Conventional ring type DCO 구조

일반적으로 ADPLL에 사용되는 DCO의 종류는 여러 가지가 있다. LC type DCO의 경우 Low phase noise, High frequency 특성을 가진다는 장점이 있지만, 단점으로는 Inductor가 과도한 면적을 차지한다는 점이다. 또한, DAC type DCO의 경우 상대적으로 DCO code에 대해서 DCO 주기가 선형적인 장점이 있지만, 이 역시 Analog VCO (Voltage Controlled Oscillation)를 사용하기 때문에 PVT variation이나 Control voltage의 Voltage headroom이 제한되는 문제를 가지고 있다. 하지만, 그림1에서 보이는 Ring type DCO 구조는 넓은 동작 영역을 가질 수 있고, DCO code에 따른 DCO

주기의 선형성이 좋다. 구조를 살펴보면 넓은 동작 영역을 가지기 위한 Coarse delay cell과 delay path를 결정하기 위한 Mux 그리고, DCO의 resolution을 향상시키기 위한 Fine delay cell로 구성되어 있다.[1] 이 중에서 Coarse delay cell은 다양한 형태로 구현될 수 있는데, 크게 두 가지 종류로 구분 할 수 있다. 그림2 처럼 두 Inverter 사이에 Capacitor 값을 조절하여 Delay를 결정하는 방법과[2] 그림3과 같이 Current starved inverter 구조를 사용해 전류 양을 바꾸어 Delay를 조절하는 방법이 있다.[3]

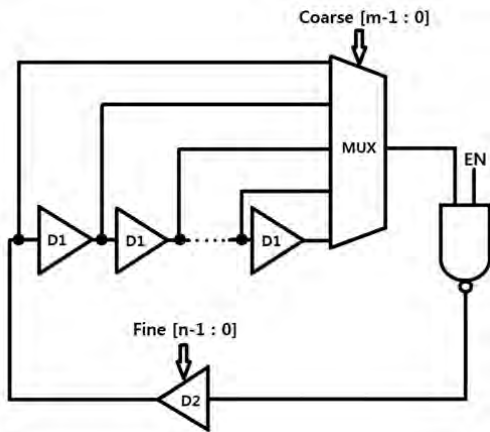


그림 1. Conventional ring type DCO 구조

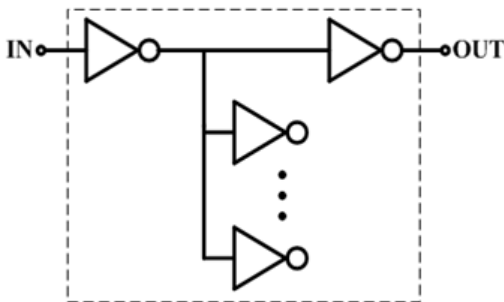


그림 2. Capacitance controlled delay cell

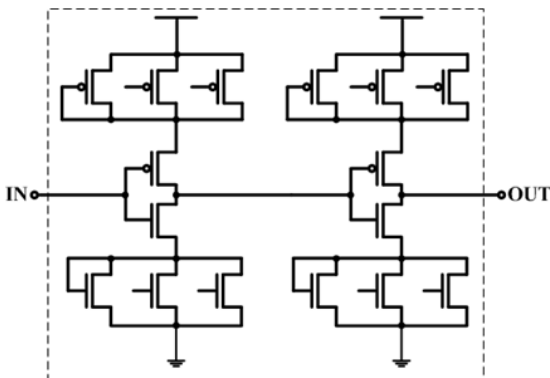


그림 3. Current starved delay cell

2.2 Proposed ring type DCO 구조

Ring type DCO는 Latch up이 일어나지 않게 하기 위해서 Loop 안에 있는 전체 inverter의 수는 항상 홀수가 되어야 한다. 일반적으로 그림2와 그림3처럼 두 Coarse delay cell 모두 DCO의 Oscillation 조건을 만족시키기 위해서 두 개의 Inverter 구조를 취하고 있다. 그림4는 전력 소모를 줄이기 위해서 제안된 DCO의 구조이다. Coarse delay cell로 하나의 Current starved inverter가 사용되고, Loop안에 전체 Inverter의 개수를 홀수로 맞추기 위한 추가적인 회로가 포함되어 있다. 이 추가적인 회로의 동작을 살펴보면 DCO coarse control code에 의해 Loop에서 짝수 개의 Inverter를 거치는 경우 Coarse control code의 LSB를 사용하여 추가적인 Inverter를 거치도록 하고, Loop에서 홀수 개의 Inverter를 거치는 경우 추가적인 Inverter를 거치지 않도록 설계하여 Oscillation이 가능하도록 하는 것이다. 하지만, DCO control code에 따른 DCO 주기의 선형성을 위해서 1bit MUX의 두 Path 간 Delay를 일정하도록 하여야 하는데, MUX로 사용된 tri-state inverter의 Delay를 조절하여 이를 가능하게 하였다.

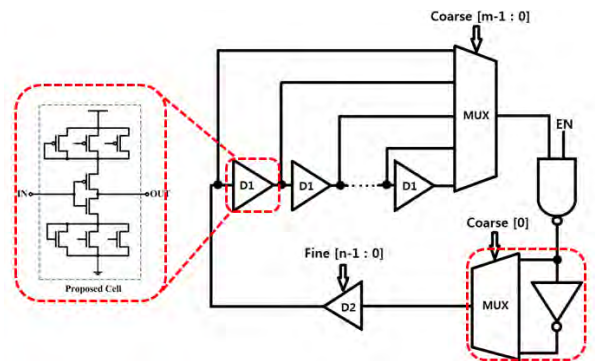


그림 4. Proposed ring type DCO 구조

III. Simulation 결과

그림5는 Coarse code에 따른 DCO 주기의 선형성을 나타낸 그래프이다. 설계된 Coarse code bit은 4 bit이며, 100 ps의 Resolution을 가지고 있으며, 1530 ps의 넓은 동작 영역을 가진다. 그림6은 제안된 DCO가 1GHz에서 동작할 때 전력소모를 측정된 Simulation 결과이다. 이때 전원 전압은 1.8V를 사용하였고, 전체 회로의 RMS 전류는 1.05mA이다. 따라서, 전력은 1.9mW를 소모하였다. 일반적인 Coarse cell을 사용한 DCO와 전력소모 비교를 하기 위해서 그림2와 그림3의 Coarse delay resolution을 100 ps로 동일하게 만들어

전력소모를 비교한 결과가 그림7에 나타나 있다. 그림 2의 Capacitance controlled delay cell을 type1, 그림3의 Current starved delay cell을 type2로 각각 나타내었다. 결과를 보면 Type1의 경우 전력소모가 2.8mW이며, Type2의 경우 전력소모가 2.5mW, Proposed DCO의 경우 전력소모가 1.9mW로 최대 33%까지 전력소모를 줄일 수 있었다.

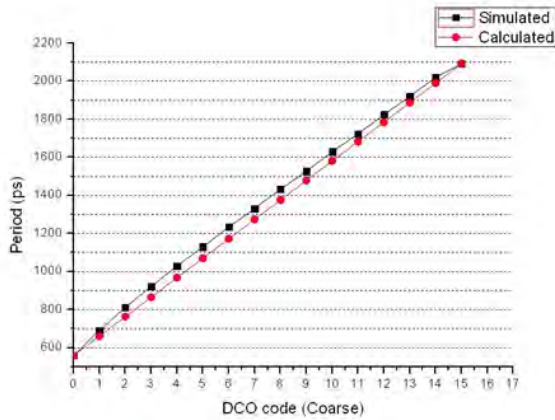


그림 5. Coarse control code에 따른 선형성

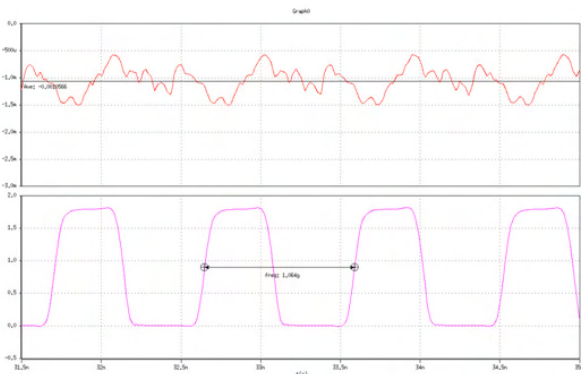


그림 6. Proposed DCO simulation result @1GHz

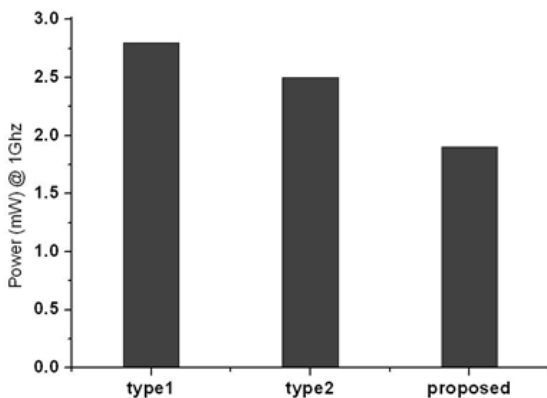


그림 7. Power 소모 비교

IV. 결론 및 향후 연구 방향

ADPLL (All Digital Phase Locked Loop)에서 가장 전력소모가 큰 부분 중 하나인 DCO의 전력 소모를 줄이기 위해서 DCO의 Coarse delay cell을 기존의 Two inverter 구조에서 One inverter 구조로 바꾸고 그에 따라 Oscillation 조건을 충족시키기 위한 추가적인 회로가 포함된 DCO를 제안하였으며, 기존의 Coarse delay cell을 사용한 구조들 보다 전력소모를 최대 33% 절감하였다. 향후 연구 방향으로서는 전력소모를 줄일 뿐만 아니라 Jitter 특성 또한 개선할 수 있는 DCO 구조를 연구하겠다.

참고문헌

- [1] B.-M. Moon, Y.-J. Park, and D.-K. Jeong, "Monotonic wide-range digitally controlled oscillator compensated for supply voltage variation," IEEE Trans, Circuit Syst.II. Express Briefs, vol. 55, no. 10, pp. 1036-1040, Oct. 2008.
- [2] D.Lee, et al., "A jitter and Power Analysis on DCO," IEEE TCASII , vol. 58, no. 9, pp.560-564, Sep. 2011.
- [3] M. Maymandi-Nejad and M. Sachdev, "A monotonic digitally controlled delay element." IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 40, no. 11, pp.2212-2219, Nov. 2005.

PTAT 전류원을 이용한 온도보상 기능이 포함된 오실레이터

김지언, 이경호
한국전기연구원 전력반도체연구센터
e-mail : jieon@keri.re.kr, khlee93@keri.re.kr

A Temperature Compensated Ring Oscillator with PTAT Current Source

Kim Jieon, Lee Kyounggho
Power semiconductor group, KERI

Abstract

A temperature compensated oscillator is proposed in this paper. The oscillator was designed for a reference clock in motor drive IC using 0.35um high voltage CMOS process. By a PTAT (proportional to absolute temperature) current source, the simulated frequency variation of the oscillator reduced to $\pm 7\%$ for $-25^{\circ}\text{C} \sim 150^{\circ}\text{C}$.

때문에 온도변화에 둔감한 oscillator를 설계하는 것이 중요하다. 특히 고온 동작이 많은 파워 IC는 온도 변화에 둔감한 oscillator가 반드시 필요하다. 온도보상 기능을 가지는 oscillator는 band gap reference를 이용하는 경우가 많다[1-2].

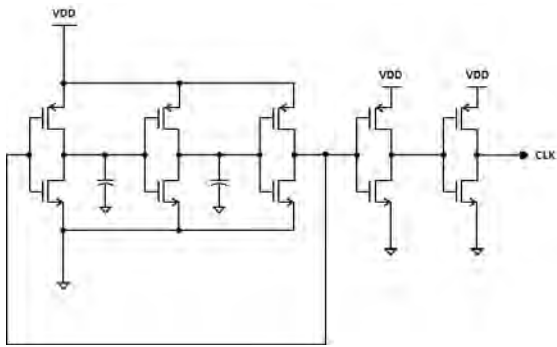
본 논문에서는 알려진 PTAT current source 중, bipolar 소자 없이 MOS 소자만으로 구현한 것을 이용하고자 한다. current starved ring oscillator의 온도에 반비례하는 정도를 simulation하고, PTAT current source의 온도에 비례하는 기울기를 조절하여 온도보상 한 결과를 simulation으로 보여준다.

I. 서론

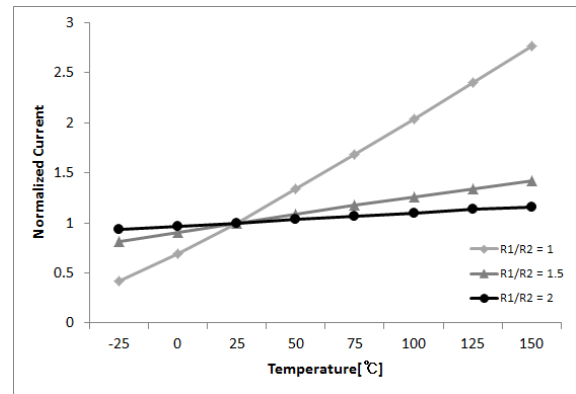
대부분의 반도체 회로들은 동기화된 신호를 사용하기 때문에, 외장 crystal oscillator 또는 내부 oscillator 회로를 이용하여 기준신호인 클럭을 만들어 사용하게 된다. 칩 내부에서 oscillator 회로를 설계할 때에는 PVT(공정, 전압, 온도) 변화에 둔감한 회로를 만드는 것이 무엇보다 중요하다. 공정변화는 칩을 제작할 때에 결정이 되고, 동작 중에 변화는 일어나지 않기 때문에 trimming 기법 등을 통해 대처할 수 있다. 전압은 band gap regulator등을 이용하여 oscillator 회로에 공급되는 전압의 변화가 최소가 되도록 설계한다. 온도는 칩 동작 중에 변화가 일어나기

II. Oscillator의 온도보상 방법

많은 전류를 소모하고 고온 동작이 많은 motor drive IC와 같은 power IC의 경우, 기준 clock이 변동되지 않도록 하는 것이 중요하다. 그림1(a)는 일반적인 Ring oscillator 회로도이다. Ring oscillator는 온도가 증가할수록 속도가 느려진다. 그림1(b)는 Ring oscillator의 온도변화에 따른 주파수 변화 정도이다. $-25^{\circ}\text{C} \sim 150^{\circ}\text{C}$ 까지 simulation 하였다. 주파수 변화율은 25°C 를 기준으로 했을 때 $+19\% \sim -29\%$ 까지 변화였다. 온도가 증가함에 따라 Ring oscillator의 delay time이 증가한다는 것을 알 수 있다. 즉, 온도에 대해서 oscillator 주파수는 음의 기울기를 가진다.

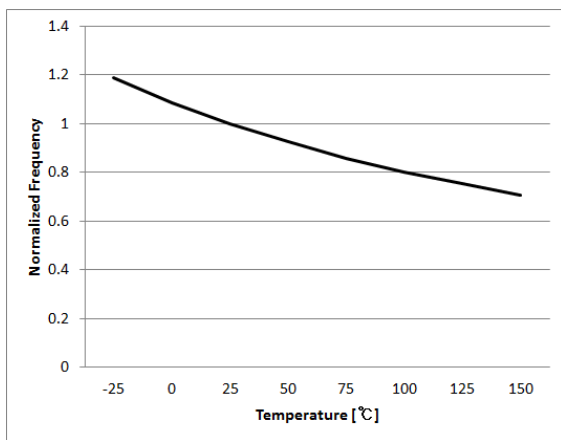


(a)



(b)

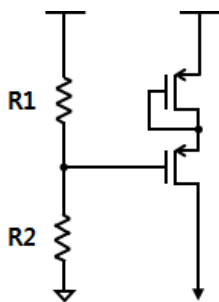
그림 2. (a) MOS PTAT Current source
(b) R1과 R2의 저항 비와 온도에 따른 전류 변화량



(b)

그림 1. (a) Ring oscillator 회로도 (b) 온도에 따른 주파수 변화량

그러므로, Current starved ring oscillator에서 온도에 대해 양의 기울기를 가지는 전류원(PTAT current source)을 사용하면 온도 보상을 이룰 수 있다. PTAT 전류원으로는 BJT를 사용하지 않고, 그림2(a)와 같이 MOS만을 사용하였다. R1, R2의 저항 비에 따라 전류량을 변화 시킬 수 있고, 온도변화에 따른 전류는 그림2(b)와 같이 양의 기울기를 가진다. 본 논문에서는 저항 비가 2인 회로를 선택해 구현했다.



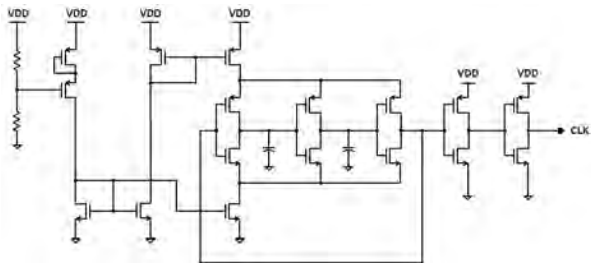
(a)

III. 실험결과

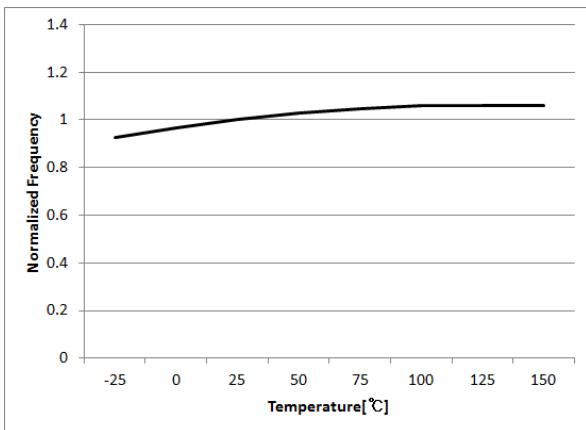
그림3과 같이 MOS를 이용한 PTAT current source를 이용한 온도보상 Current starved ring oscillator를 구현하였다. 온도에 따른 주파수 변화량을 구하였을 때, 25°C를 기준으로 했을 때 -7% ~ +6%였다. 원래 온도가 증가할수록 속도가 느려졌으나 온도보상이 된 후에는 미세하게 온도에 비례하여 주파수가 커졌음을 알 수 있다. BJT를 사용하지 않고도 온도에 비례하는 전류원을 만들 수 있고, Ring oscillator의 온도에 대한 주파수 변화량을 조절할 수 있었다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 PTAT current source를 이용하여 온도에 따른 주파수 변화량이 ±7% 이내인 온도보상 Ring oscillator를 구현하여 보았다. Regulator를 이용하여 power supply 전압을 안정화시키고, Trimming 등으로 공정변화에도 대응할 수 있는 설계기법을 동원한다면 PVT 변화에 둔감한 On-chip oscillator를 설계할 수 있을 것이다.



(a)



(b)

그림 3. (a) 온도보상 Ring oscillator 회로도 (b) 온도에 따른 주파수 변화량

참고문헌

- [1] K. Sandaresan, P.E.Allen, and F. Ayazi, "Process and temperature compensation in a 7-MHz CMOS clock oscillator", IEEE J. Solid-State Circuit, vol. 41, no.2, pp.433-441, Feb. 2006
- [2] Jamel Nebhen, et al, "A Temperature Compensated CMOS Ring Oscillator For Wireless Sensing Applications", JEEE Vol 2, Issue 1, Sep 2012

열보상 저항을 이용한 바이어스 회로를 가지는 전력증폭기

*Trung-Sinh Dang, 박현우, 윤상웅
경희대학교 전자전파공학부
e-mail : sangwoon@khu.ac.kr

Power Amplifier with Bias circuit using Thermal Compensation Resistor

*Trung-Sinh Dang, Hyun-woo Park, and Sang-woong Yoon
Department of Electronics Radio Engineering
Kyung-Hee University

Abstract

This paper presents a high performance 2.4GHz two-stage Power Amplifier (PA) operating in the temperature range from -30 to $+85^{\circ}\text{C}$ for IEEE 802.11g, Wireless Local Area Network (WLAN) application. The PA is implemented in InGaP/GaAs Hetero-junction Bipolar Transistor (HBT) technology and has a bias circuit employing a temperature compensation technique for EVM performance. The technique consists of a resistor made of the base layer of HBT using its temperature characteristic. The technique improves EVM performance in the cold temperature by increasing current. The implemented PA shows the dynamic Error Vector Magnitude (EVM) less than 4%, the Gain over 26dB, and the Current less than 130mA below the output power of 19dBm across the temperature variation between -30 and $+85^{\circ}\text{C}$.

I. 서론

지난 몇 년간 높은 데이터 전송속도의 수요는 WLAN 시장이 확대됨에 따라 점차 증가하였다[1]. 높은 peak-to-average ratio가 요구됨에 따라 고선형성의 전력증폭기의 수요가 증가하였다. 802.11g 전력증폭기의 선형성은 일반적으로 EVM에 의해 평가된다. 정보가 신호의 크기와 위상으로 운반되기 때문이다[2].

그러므로 EVM은 802.11g 전력증폭기의 이득과 효율을 나타내는 주요 parameter이다. 현재 상온에서의 PA 구동시 최적의 EVM을 찾기 위한 노력이 이루어지고 있다. 이 논문은 넓은 범위의 온도변화에 따른 dynamic EVM에 대한 보고이다. 실제 시장에서 전력증폭기의 성능은 -30 에서 $+85^{\circ}\text{C}$ 사이에서 측정된다. 특히 EVM은 그 성능을 반드시 만족시켜야 한다. 이 논문에서는, 온도 보정 기술을 2단 전력증폭기에 적용시켜, 낮은 온도에서의 EVM성능개선을 보이고자 한다.

II. 본론

2.1 전력증폭기 설계

이 논문에서는, InGaP/GaAs HBT 공정을 이용한 2단 전력증폭기를 설계하였다. 전력증폭기를 단순화한 회로도에는 아래의 그림 1과 같다. 각 단은 thermal runaway를 피하기 위해 ballast 저항(R_{b1} and R_{b2})을 포함하고 있다[3]. 이득을 보존하기 위해 바이어스와 RF신호를 분리하였다. 입력정합과 중간 정합을 위해 고역통과회로가, 출력정합을 위해 저역통과회로가 이용되었다. C_1 , C_2 , L_1 는 입력저항을 50Ω 으로 가져오기 위해 이용되었다. C_3 , L_2 의 값은 중간대역에서의 이득 peak와 선형성을 유지하기 위해 결정되었다. 출력 정합회로는 외부적으로 구현되었다. 인덕터를 사용하는 대신에, 출력은 PCB평가보드의 50Ω 전송선 회로가 이용되었다.

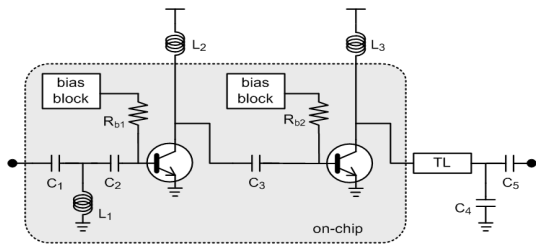


그림. 1 단순화된 회로도

2.2 온도 보정을 위한 바이어스 회로

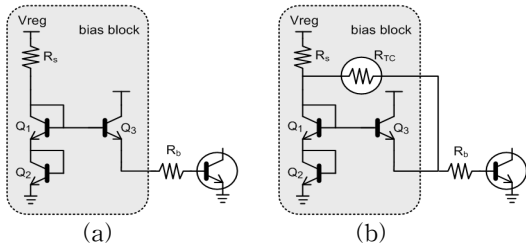


그림. 2 (a) 일반적인 바이어스 회로 (b) 온도 보정 저항을 적용한 바이어스 회로

그림 2(a)는 전력증폭기 설계의 일반적인 바이어스 회로를 보이고 있다. 그림 2(b)는 온도 보정 기술을 적용한 바이어스 회로이다. 일반적인 바이어스 회로에 기초하여, 공급 전압과 전력발생단의 베이스를 연결하는 온도 보정 저항(TCR, R_{TC})이 이용되었다. 낮은 온도에서, TCR은 공급전원으로부터 직접적인 전류 경로를 만듦으로써 전력단의 전류를 증가시킨다.

InGaP/GaAs HBT 공정에서 저항을 구현하기 위해서는 세가지 방법이 있다. Thin Film Resistor (TFR), Base Layer Resistor (BLR), 그리고 Collector Layer Resistor (CLR)의 방법이 있다. 세 저항은 온도변화에 따라 각각 다른 열적 특성을 가지고 있다. TCR 저항은 낮은 온도에서 낮은 저항성을, 온도가 증가할수록 높은 저항성을 나타낸다. 온도 보정 기술을 위해 BLR 저항이 사용되었다.

III. 측정

그림. 3은 온도 보정 저항이 사용된 것과 사용되지 않은 전력증폭기의 EVM 성능을 보인 것이다. 출력전력을 변화 시킴에 따라 세가지 온도조건에서 측정되었다. 전력증폭기는 2.45GHz 64QAM OFDM 신호로 54Mbps 조건에서 측정되었다. -30°C에서 EVM 성능은 매우 좋지 않다. 출력전력이 13dBm일 때, EVM은 6%이상을 보인다. 반면에 온도 보정 기술을 적용한 전력증폭기는 낮은 온도에서 큰 EVM 개선 효과를 보인다.

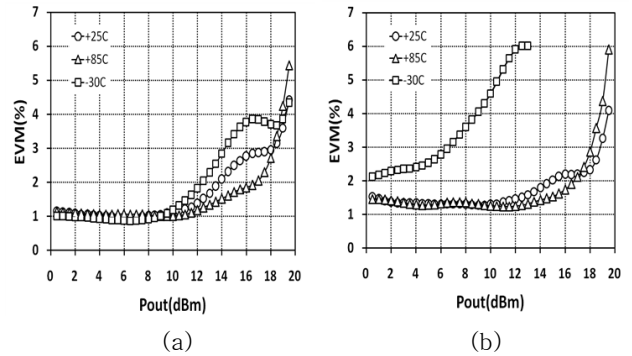


그림. 3 온도에 따른 전력증폭기의 EVM 성능 (a) 온도 보정 저항을 사용한 회로 (b) 온도 보정 저항을 사용하지 않은 회로

IV. 결론

이 논문은 InGaP HBT 공정 기술을 적용한 IEEE 802.11g application에 맞춘, 온도 보정 기술을 사용한 2단 전력증폭기에 관한 것이다. 이 저항은 공급전압과 베이스 단자 사이에 추가되었으며, 낮은 온도에서 전류를 증가 시킨다. HBT의 베이스 층은 높은 온도에서 전류의 증가를 억제시키기 위해 사용되었다.

참고문헌

- [1] G Breed, "WLAN systems lead wireless market groth," High Frequency Electronic, vol. 1, no. 1, pp34-36, July 2002.
- [2] P. Naraine, "Predicting the EVM performance of WLAN power amplifier with OFDM signals," Microwave Journal, vol. 47, no. 5, May 2004.
- [3] Sang-Woong Yoon, "Static and dynamic Error Vector Magnitude behavior of 2.4GHz Power Amplifier," IEEE Trans. Microwave Theory and Technique, vol. 55, no.4, pp. 643-647, Apr. 2007.

Acknowledgements

This work was sponsored by ETRI SW-SoC R&BD Center, Human Resource Development Project. This work was supported by Korea Evaluation Institute of Industrial Technology (KEIT)(10043806).

Buried Via hole Back-drilled Via hole에 대한 S-parameter 특성 비교

*심장환, **임풍환, **노인열, **곽상근, *노경준
*삼성전자 공과대학교 반도체공학과, **삼성전자(주)
e-mail : jh82.shim@samsung.com

A Study on Comparison of S-parameter in Back-drilled via and Buried via

*J.H. Shim, **P.H. Lim, **I.Y. Roh, **S.K. Kwak, *K.J. Noh
*School of Semiconductor Engineering, Samsung Institute of Technology
**Samsung Electronics Co.

Abstract

This paper compares signal transmission characteristics between buried via hole and Back-drilled via hole used in a high speed signal system. A simple transmission line model was used to compare the two different types of via hole in this experiment. We found which via hole is preferred by frequency using S-parameter, extracted by using the simulation tool in the transmission line model. Buried via hole and back-drilled via hole showed same characteristic in terms of insertion loss if frequency is from 0 to 2.8GHz and buried via hole showed better characteristic of insertion loss in the frequency over 2.8GHz.

I. 서론

최근 시스템 동작 주파수가 수 GHz 이상으로 증가함에 따라, 신호 또한 고속화 되어 가고 있다. 신호가 고속화 되면 신호무결성(Signal Integrity)에 악영향을 끼치는 반사(Reflection), 누화(Cross talk), 신호의 지연(Delay) 그리고 EMI와 같은 문제가 발생하게 된

다[1]. 이러한 현상들의 영향으로 인해 시스템에서 오류가 생기게 되고 정상적인 동작이 불가능해지는 경우가 발생하기 때문에 전송선에 대한 impedance matching과 함께, stub 길이의 최소화가 되어야 한다. 하지만, 시스템의 다양한 기능들을 구현하기 위해 PCB가 더욱 복잡하게 설계 되면서 impedance mismatching이 일어나게 되며, 불필요한 기생 stub를 형성하게 되는 비아 홀이 불가피하게 사용된다. 본 논문은, PCB에서 비아 홀로 인하여 부득이하게 생성되는 stub의 길이를 최소화 하는 공법인 Buried via hole와 Back-drilled via hole에 대한 비교를 한다.

II. 개요 및 동향

일반적인 다층 PCB의 제작시 서로 다른 층에서 배선되는 신호선을 연결하기 위해서 through hole via 홀을 사용 하게 된다. through hole via의 기본적인 구조는 그림 1과 같이 형성되며, 구조적인 특성상 Top면과 Bottom면을 연결할 때를 제외하고는 항상 기생 stub가 동시에 형성 된다.

일반적으로 저속 신호라고 할 수 있는 저속 신호의 경우 비아 홀을 통하여 형성된 기생 stub가 신호전송에 큰 문제가 되지 않는 경우가 대부분이지만, 고속 신호를 전달하는 신호선의 스티브로 인하여 반사, 링

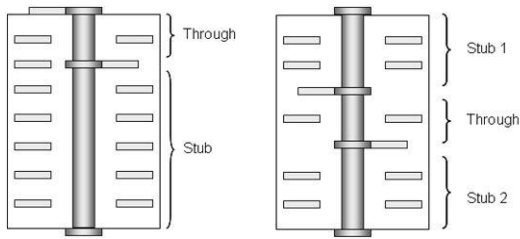


그림 1. 일반적인 PCB에서 사용되는 through hole via의 구조 : 신호선의 연결을 위한 영역과 불필요한 기생 stub 영역으로 구분된다.

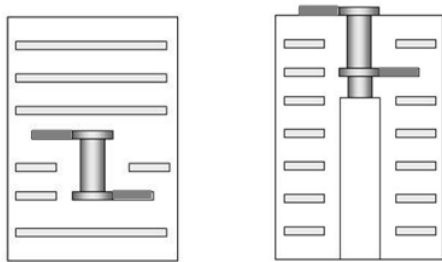


그림 2. Buried via hole (좌)과 Back-drilled via hole (우)의 구조: 신호선이 이동하는 층에만 비아 홀이 형성 되도록 하여 기생 stub의 길이를 최소화 한다.

잉(ringing), 지연 등 다양한 신호의 왜곡이 발생할 가능성이 커지게 된다. 신호의 왜곡 발생 가능성을 줄이기 위해서는 불필요한 stub를 최소화 하여야 하는데, 이를 위해서 Buried via hole과 Back-drilled via hole을 이용하는 공법이 사용되고 있다.

기생 stub가 생기는 through hole via의 구조적인 문제점을 보완하기 위해 사용되는 것이 Buried via hole과 Back-drilled via hole 공법이다. 이 두 가지 공법은 그림 2에서 보여지는 것과 같이 stub를 최소화 한다는 공통점이 있지만 제작 과정의 차이로 인해 몇 가지 차이가 발생한다.

2.1 Buried via hole

Buried via hole의 제작 방법은 다층 PCB의 제작 공정 중 각 층별 식각 공정과 적층 공정 사이에 레이저를 이용한 천공 공정과 도금 공정을 추가 하여 진행된다. 그림 2의 좌측과 같은 비아 홀로 인한 stub가 발생 하지 않는 구조가 되며, 상황에 따라 Buried via hole의 위층과 아래층에 배선이 가능해 지기도 한다.

이러한 구조로 인해 PCB의 Top면과 Bottom면에 대한 부품의 배치에 대한 제약이 완화 되어 부품간의 근접 배치가 용이하게 된다. 또한, 신호선의 배선 시 비아 홀에 대한 간섭이 적어지게 되어 전체적인 비아 홀수의 감소와 배선 길이의 감소가 가능하게 된다. 이런

표 1. Buried via hole과 Back-drilled via hole간의 장·단점 비교

Type	장점	단점
Buried	<ul style="list-style-type: none"> - VIA로 인한 stub의 Zero화 - 부품간 근접 배치 가능 - 배선의 용이로 인한 배선 층의 감소와 전체 층수 감소 	<ul style="list-style-type: none"> - 제작 기간 증가 - 제작 수율의 감소 - Buried via hole이 적용 가능한 층의 제한 - 조건부 비용 증가
Back-drilled	<ul style="list-style-type: none"> - Buried 대비 제작 기간이 짧음 - via hole 적용 가능한 층수 제한 없음 	<ul style="list-style-type: none"> - 공정 마진으로 인한 기생 stub 배치 - 부품간 근접 발생 - 배선 간섭 발생

이유로 through hole via 대비 전체적인 층수의 감소를 기대 할 수 있다.

하지만, 공정 단계가 추가됨으로 인하여 through hole via 대비 제작 기간의 증가, 제작비용의 상승, 수율의 감소가 이루어지며, 적층 공정의 반복으로 PCB의 균열 현상에 대한 발생 가능성 때문에 Buried via hole 적용이 가능한 층의 제한이 생긴다.

또한, Buried via hole의 천공 공정에서는 Laser를 이용하기 때문에 각 층간의 비아 홀의 길이 제한이 생겨 through hole via 대비 층간의 간격이 좁아지게 되어 PCB의 총 두께가 얇아지게 된다.

이러한 PCB의 총 두께가 얇아지는 것은 장점과 단점 모두가 된다. 제품의 총 두께를 얇게 하는 부분에서는 장점이 되지만, PCB의 강성이 약해진다는 부분이 단점으로 작용하기도 하여 PCB 전체 층의 중간 부분에 두꺼운 절연체를 이용하여 PCB의 강성에 대한 보강을 하기도 한다.

2.2 Back-drilled via hole

Back-drilled via hole은 through hole via과 동일한 공정을 거친 후 비아 홀의 기생 stub 부분에 대한 2차 천공을 추가 하는 방법으로 제작되어 그림 2의 우측과 같은 약간의 stub가 남게 되는 구조가 된다.

through hole via 대비 추가 공정이 적으며 동일한 디자인 룰을 따라서 설계된다. 그로인해 제작 기간이 through hole via과 차이가 없으며, PCB 설계시 층의 두께와 수에 대한 제한이 적어지게 된다.

하지만, 이로 인해 through hole via과 마찬가지로 비아 홀로 인한 부품의 근접 배치와 배선에 대한 간섭이 생기게 된다. 따라서 전체 층수의 감소가 불가능하게 되며 through hole via을 적용한 경우와 동일한 층수로 제작된다.

III. 실험

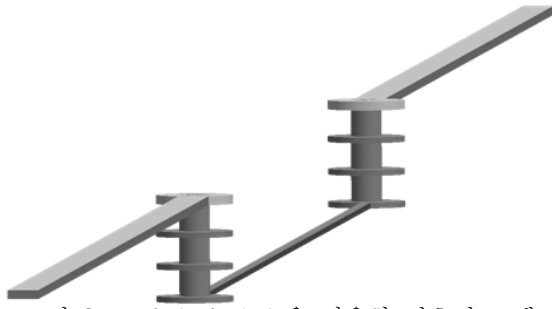


그림 3. Buried via hole을 적용한 신호선 모델

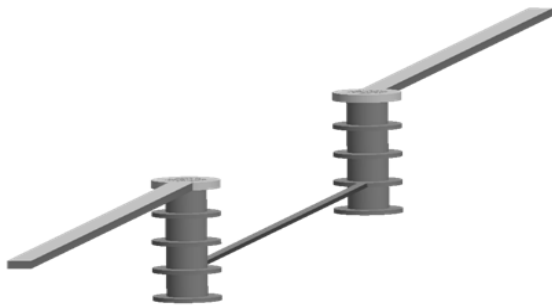


그림 4. Back-drilled via hole을 적용한 신호선 모델

Buried via hole과 Back-drilled via hole을 적용한 간단한 구조로 이루어진 신호선에 대하여 시뮬레이션 툴을 이용하여 추출한 S-Parameter를 비교 하였다.

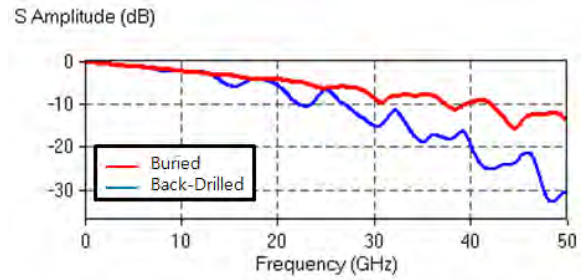
실제 PCB 제작시에는 절연체와 신호선의 두께가 비아 홀의 종류에 따라서 달라지지만 두 가지 비아 모델에 대한 비교를 위해 선폭과 절연체의 두께 등을 동일하게 하였으며, 길이는 다양한 형태로 디자인 하였다. 신호선의 두께는 1oz 이고, 절연체는 4.2의 유전율을 가지는 FR-4로 두께는 100um 이다. 신호선의 50Ω impedance matching을 위해 선폭은 마이크로스트립 부분은 170um, 스트립라인 부분은 65um로 하였다. 그림 3, 4와 같이 동일한 구조의 신호선을 비아 홀의 종류만 다르게 하였고, 길이는 30mm, 60mm, 90mm를 가지는 신호선들을 사용하였다.

S-parameter중에서 신호선의 전달 특성을 확인할 수 있는 insertion loss(S21)를 추출하여 비교를 진행하였다.

3.1 S-Parameter를 이용한 모델의 비교

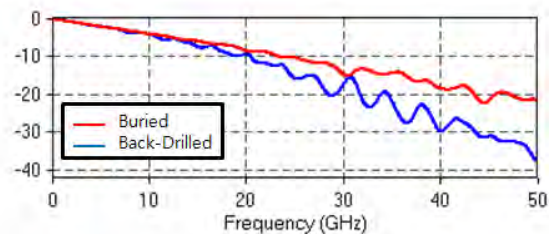
Back-drilled via hole과 Buried via hole간의 구조적 차이는 stub의 유무로, 이에 따른 insertion loss에 대한 특성 차이는 그림 5 ~ 7과 같이 나타난다.

S-parameter 결과를 보면 전송선의 길이에 따라 약간의 차이가 있지만, 약 10 ~ 15GHz 이전 영역에서



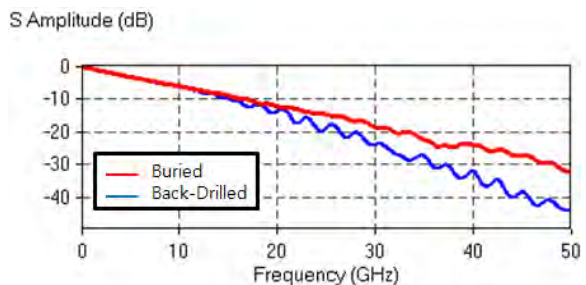
비아 홀에 대한 차이가 없고, 10 ~ 15GHz 이후 영역에서는 Back-drilled via hole의 특성이 Buried via hole 대비 insertion loss의 수치가 낮아지는 것을 볼

그림 5. 30mm의 길이를 가지는 신호선에 대한 비아 S Amplitude (dB)



홀에 따른 S-parameter 비교.

그림 6. 60mm의 길이를 가지는 신호선에 대한 비아



홀에 따른 S-parameter 비교

그림 7. 90mm의 길이를 가지는 신호선에 대한 비아 홀에 따른 S-parameter 비교

수 있다.

이는 Back-drilled via hole에 생기는 기생 stub에 의한 효과라고 생각 할 수 있게 되며 원통형 구조의 stub로 인해 형성된 inductance와 capacitance에 대한 영향[2]이 10GHz 이후부터 나타난다.

$$F_{knee} = \frac{0.35}{t_r} \quad (1)$$

두 비아의 종류에 따른 특성 차이가 없는 주파수 범위를 계산하기 위하여 knee frequency를 10GHz로 보

면, 이때의 rising time은 식(1)에 의하여 $t_r = 0.35/F_{knee} = 0.35/10\text{GHz} = 35\text{ps}$ 가 된다. 일반적으로 rising time은 한 주기의 10%정도로 가정하기 때문에 $1/t = 1/350\text{ps} = 2.8\text{GHz}$ 로 insertion loss의 차이가 없는 주파수는 약 2.8GHz가 된다.

즉, 주파수가 약 2.8GHz 이전의 영역에서만 비아 홀의 종류에 따른 특성 차이가 없으며, 약 2.8GHz 이후의 영역에서는 두 비아 홀의 특성 차이로 인하여 Buried via hole이 신호 전달 능력이 더욱 뛰어나다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 고속 디지털 신호전달을 위한 신호무결성 향상을 위해서 신호선의 다양한 구성 성분 중 비아의 공법에 따른 특성 차이를 확인하였다. 확인 결과 약 2.8GHz 이전 범위에서는 Buried via hole과 Back-drilled via hole간의 차이가 없었으며, 약 2.8GHz 이상에서는 Buried via hole의 특성이 유리해 진다는 것을 시뮬레이션을 통하여 확인 할 수 있었다.

실험에서는, 두 가지 공법에 대한 차이점을 최소화 하기 위하여 비아 홀의 종류를 제외한 모든 조건을 동일하게 하였지만, 실제 PCB 제작시에는 다양한 조건들의 차이로 인하여 Buried via hole이 더욱 뛰어난 insertion loss의 특성을 보이게 된다. 실제 Buried via hole 공법을 적용시에는 신호선에 도금 공정이 추가되어 신호선의 두께가 증가 한다. 신호선의 두께가 증가 하면 impedance 보정을 위해 선폭은 얇아지게 되지만 S-parameter 특성은 조금 더 향상된다. 또한, 층간의 간격으로 인하여 Buried via hole의 길이가 짧아지게 되어 비아로 인한 inductance와 capacitance 또한 줄어들게 된다. 고속 신호 시스템을 위한 PCB 설계시 전송선의 다양한 부분들을 고려하여 via의 종류를 선택하여야 한다.

참고문헌

- [1] E. Bogatin, Signal Integrity : simplified, Prentice Hall, 2004.
- [2] J. Chae, "Extraction of Electrical Parameters for Single and differential Vias on PCB." 대한전자공학회, 2005

AlGaAs 양자우물 레이저 다이오드 구조 설계 및 분석

추성중, 박문호, *박정호
고려대학교 전기전자전파공학부
e-mail : jhpark@korea.ac.kr

Design and Analysis of AlGaAs Quantum Well Laser Diode Structure

Sung Joong Choo, Moon Ho Park, *Jung Ho Park
School of Electrical Engineering, Korea University

Abstract

An AlGaAs multi-quantum-well laser diode structure was designed and grown by metal organic chemical vapor deposition (MOCVD). Optical properties of this structure at room temperature were characterized by a photoluminescence (PL) and an electroluminescence measurement (EL). Room temperature operation at a wavelength of about 727 nm was confirmed by a multi-peak analysis from PL measurement. Red shift from 735 nm to 764 nm was observed with an EL measurement.

I. 서론

AlGaAs 화합물 반도체 조합에서 Al 조성비율이 높아질수록 격자상수는 거의 변하지 않으며 밴드갭(band gap)은 증가한다. 이때 밴드갭은 1.42 eV (GaAs)에서 2.16 eV (AlAs)까지 변화한다. 따라서 이 화합물 반도체 조합에 기초해 결정방향성장(epitaxy)을 한다면 근적외선 대역 레이저 다이오드를 쉽게 제작할 수 있다. 더불어 양자우물, 양자점 같은 구조를 이용하면 레이저 다이오드는 보다 단파장의 가간섭성(可干涉性, coherence) 높은 빛을 발광할 수 있다. 본래 근적외선 파장대역의 AlGaAs 화합물 반도체 기반 레이저 다이오드를 적색 계열로 전환하는데 가장 효과적인 것이 양자구조의 채용인 것이다.

이러한 AlGaAs 양자우물 레이저 다이오드 제작을 위해서는 그 구조에 대한 연구가 선행되어야 한다. 따라서 본 논문에서는 AlGaAs 양자우물 레이저 다이오드의 구조를 설계 및 결정방향 성장한 후 이를 PL (photoluminescence) 및 EL(electroluminescence) 측정을 통해 분석하였다.

II. 본론

2.1 AlGaAs 양자우물 레이저 다이오드 구조 설계

먼저 AlGaAs 양자우물 레이저 다이오드 구조를 설계하는데 고려하여야 할 사항은 다음과 같다. $Al_xGa_{1-x}As$ 화합물 반도체는 x 가 약 0.4 정도를 기준으로 0.4보다 낮으면 직접 밴드갭(direct bandgap)을, 높으면 간접 밴드갭(indirect bandgap)을 갖는다[1]. 직접 밴드갭의 광특성이 좋기 때문에 전자와 정공이 재결합하는 양자우물의 AlGaAs는 x 가 0.4가 되지 않도록 설계하여야 한다. 또한 전도대 밴드 오프셋(conduction band offset, ΔE_C)과 가전자대 밴드 오프셋(valence band offset, ΔE_V)을 고려하여 양자우물의 장벽과 양자우물 폭을 설계하여야 한다. 더불어 레이저 다이오드의 문턱전류를 낮추고 양자효율을 높이기 위해 양자우물의 개수를 설계하여야 한다.

이러한 설계 유의사항을 고려한 결과 양자우물의 AlGaAs는 x 가 0.15가 되고 양자우물 장벽의 AlGaAs는 x 가 0.35가 되도록 설계하였다. 양자우물 개수는 4개가 되도록 하였다. 위아래로 p-n 다이오드 형태가 되도록 설계하였다. 전산모사 결과 약 715 nm에서 발

광하는 것으로 나타났다. 자세한 설계구조는 그림 1에 나타내었다.

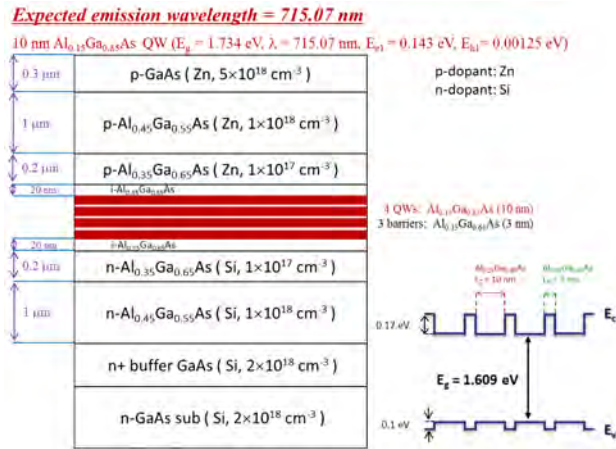


그림 1. AlGaAs 양자우물 레이저 다이오드 구조 설계

2.2 AlGaAs 양자우물 레이저 다이오드 성장

MOCVD(metal-organic chemical vapor deposition) 법을 이용해 양자우물 레이저 다이오드 구조 층을 결정방향 성장하였다. 구체적으로 n-GaAs 기판 위에 GaAs ($n = 2 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$) 버퍼 층, 1 μm -Al_{0.45}Ga_{0.55}As ($n = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$), 0.2 μm -Al_{0.35}Ga_{0.65}As ($n = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$) 클래딩 층, 20 nm-Al_{0.35}Ga_{0.65}As 클래딩 층, 4개의 10 nm-Al_{0.15}Ga_{0.85}As 활성 층, 3 nm-Al_{0.35}Ga_{0.65}As 구속 층, 20 nm-Al_{0.35}Ga_{0.65}As 클래딩 층, 0.2 μm -Al_{0.35}Ga_{0.65}As ($p = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$) 클래딩 층, 1 μm -Al_{0.45}Ga_{0.55}As ($p = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$) 클래딩 층, GaAs ($n = 2 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$) 캡 층을 성장했다.

III. 측정 및 분석

3.1 측정용 시편 제작

결정방향 성장한 시편을 약 1.3 μm 정도 습식 식각하여 양자우물 활성 층이 표면에 가까워지도록 만들었다. 이를 상온에서 PL 측정하였다.

이와 별도로 결정방향 성장한 후, 레이저 다이오드의 stripe 폭이 100 μm 정도 되도록 사진식각하였다. 절연막(Si₃N₄)을 약 250 nm 정도 증착한 후 50 μm 폭의 창(window)를 만들었다. 기판의 두께가 100 μm 정도 되도록 연마(研磨, lapping & polishing)하였다. 공진기의 길이가 700 μm 되도록 결정방향분리(結晶方向分離, cleaving)하였다. Ohm 접촉을 위해 p형 전극은 Ti/Pt/Au를, n형 전극은 Ni/Ge/Au를 차례로 e-beam evaporator로 증착하였다. 이렇게 제작한 소자를 상온에서 EL로 측정하였다.

3.2 PL 및 EL 측정 분석

상온에서 532 nm 레이저를 이용하여 양자우물 활성 층의 PL 측정하였다. 이 결과를 그림 2에 그래프로 나타내었다. 이 PL 측정값을 다중 첨두 분석(多重尖頭分析, multi-peak analysis)을 한 결과 그림 3과 같이 두 개의 첨두치(尖頭值)가 있음을 알 수 있었다. 그림 3에 나타난 첨두치들을 장파장부터 살펴보면 첫 번째 첨두치는 727.16 nm에서 반치폭(半值幅, full width at half maximum, FWHM)이 약 8.16 nm 정도 되었고 두 번째 첨두치는 721.53 nm에서 반치폭이 약 19.09 nm 정도 되었다. 첫 번째 첨두(적색선)가 반치폭이 10 nm 미만인 것으로 보아 Al_{0.15}Ga_{0.85}As 양자우물 활성 층에 의한 것으로 보이며 두 번째 첨두(청색선)는 반치폭이 10 nm 이상인 것으로 보아 양자우물 바로 위 아래의 Al_{0.35}Ga_{0.65}As 클래딩 층에 의한 것으로 보인다. 양자우물 활성 층의 발광파장이 전산모사결과와 약 12 nm정도 오차가 나는 것은 열에 의한 효과 때문인 것으로 보인다.

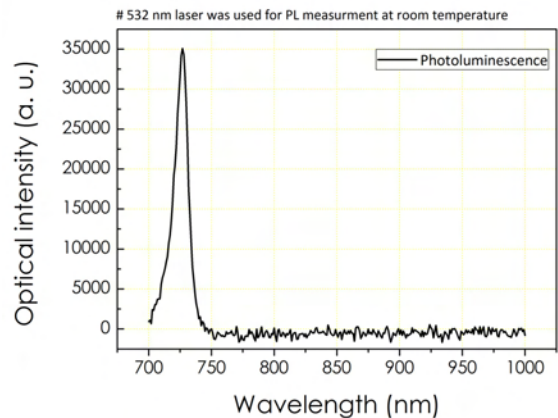


그림 2. AlGaAs 양자우물 활성 층의 PL 측정

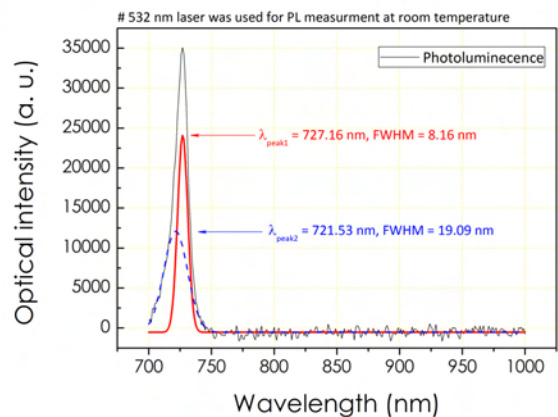


그림 3. AlGaAs 양자우물 활성 층 PL의 다중 첨두 분석

제작한 양자우물 레이저 다이오드 소자를 EL로 측정
 한 결과 그림 4와 같은 그래프를 획득할 수 있었다.
 그래프를 보면 전류가 증가함에 따라 발광파장의 적색
 편이(赤色偏移, red shift)가 735 nm에서 764 nm까지
 선형적으로 일어남을 알 수 있었다. 또한 발광 침두치
 가 약 745 nm에서 150 mA 정도의 최대값을 가짐을
 알 수 있었다.

참고문헌

[1] S. Adachi, "GaAs and Related Materials", World Scientific Publishing Co. 1994.
 [2] S. C. Horst, S. Agarwala, O. King, J. L. Fitz and S. D. Smith, "GaAs/AlGaAs ridge lasers with etched mirrors formed by an inductively coupled plasma reactor," *Appl. Phys. Lett.* vol. 71 no. 11, September 1997.

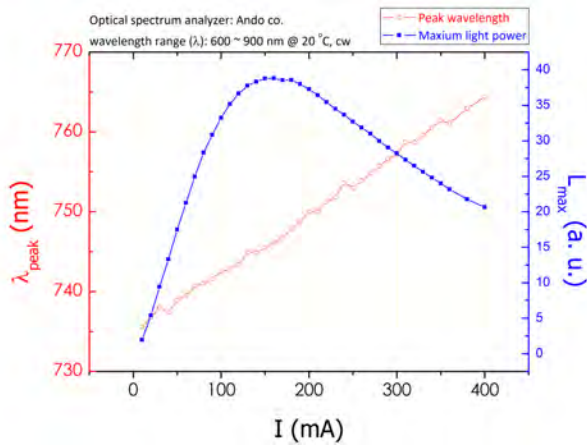


그림 4. AlGaAs 양자우물 레이저 다이오드의 EL 측정

IV. 결론 및 향후 연구 방향

상온에서 동작하는 AlGaAs 양자우물 레이저 다이
 오드를 설계하고 이를 MOCVD로 결정방향 성장하였
 다. 이에 대한 광특성을 PL 및 EL 측정을 통해 분석
 하였다. PL 측정 결과 AlGaAs 양자우물 활성 층이
 727 nm 파장에서 발광하도록 성장했음을 확인하였다.
 또한 EL 측정 결과 AlGaAs 양자우물 레이저 다이
 오드의 발광파장이 전류증가에 따라 735 nm에서 764
 nm까지 적색편이(赤色偏移, red shift)함을 알 수 있었
 다.

이러한 AlGaAs 양자우물 레이저 다이오드 설계 및
 제작 기술이 GaAs, AlGaAs 식각거울 공정[2]과 결합
 한다면 향후 적색계열 광소자 기반 단일집적 칩 제작
 에 기여할 것이다. 또한 마흐젠더 간섭계와 같은 광변
 조기와 결합한다면 적색광을 이용한 광통신 단일집적
 칩 제작에도 이바지할 수 있을 것이다.

감사의 글

본 연구는 서울시 산학연 협력사업(WR080951)의 연
 구결과로 수행되었습니다.

저항보간법을 이용한 1.41ps 해상도의 5GHz 위상 회전자

*채주형, 임성원, 홍기문, 김민오, 박지환, 김수환
서울대학교 전기공학부
e-mail : joo-hyung.chae@amic.snu.ac.kr

5GHz Clock Phase Rotator with 1.41ps Resolution using Resistive Interpolation

*Joo-Hyung Chae, Sungwon Yim, Gi-Moon Hong, Minoh Kim,
Ji-Hwan Park and Suhwan Kim
School of Electrical Engineering
Seoul National University

Abstract

Phase rotator play various roles in high-speed link circuits and memory interfaces. This paper proposes a phase rotator having better performance which is achieved by an improved resistive interpolation method. It has 5GHz clock frequency with 1.41ps resolution and 7.56mW power consumption.

I. 서론

위상 회전자는 2개의 클럭 위상을 비교하여 다중 위상을 만들어내는 역할을 하며 고속 신호 전송 및 메모리 인터페이스 등에서 여러 가지 역할을 한다. 고속 신호 전송은 크게 Embedded Clocking 구조와 Forwarded Clocking 구조로 구분이 되는데 위상 회전자는 Embedded Clocking 구조에서는 Clock and Data Recovery(CDR) 회로에 쓰여 올바른 데이터 샘플링 포인트를 찾아갈 수 있도록 돕는 역할을 한다.

Forwarded Clocking 구조에서는 여러 개의 채널을 통해 데이터 신호를 전송하고 별도로 하나의 채널을 이용하여 클럭 신호를 전송한다. 이러한 구조를 사용할 때 여러 개의 채널을 사용하기 때문에 채널 간의 Deskew 현상이 발생하게 되므로 이를 보정해 주기 위한 방법이 필요하게 된다. 그림 1.은 이러한 방법 중 하나를 나타내고 있으며 위상 회전자를 이용하여 클럭 신호와 데이터 신호 사이에서 발생하는 Deskew를 보정한다[1].

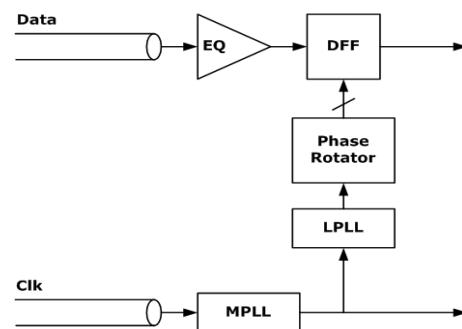


그림 1. Forwarded Clocking 구조에서의 위상 회전자의 사용

기존의 위상 회전자는 다양한 방법을 활용하고 있다. 2개의 위상의 차이를 구성 회로의 전류로 조절하여 목표 위상을 생성할 수 있는데, Phase Detector

(PD)의 전류를 제어하는 방법[2], Charge Pump (CP)의 전류를 제어하는 방법[3], Voltage-Controlled Oscillator (VCO)의 전류를 제어하는 방법[4]이 있다. 또한 그림 2와 같이 Loop Filter의 저항의 크기를 조절(저항보간법)하여 위상을 회전하는 방법도 있다[5].

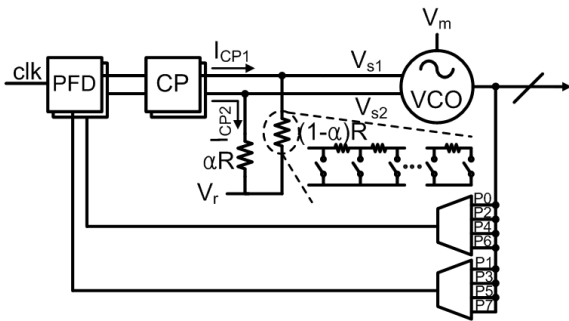


그림 2. 저항보간법을 이용한 Phase Rotator[5]

저항보간법을 사용하면 [2],[3],[4]의 구조들과는 달리 전류를 조절하지 않기 때문에 이로 인한 전류 Mismatch의 감소 및 파워 소모 측면에서 이득을 가져갈 수 있다. 하지만 주파수를 고정시키기 위한 조절 전압(그림 2의 $V_{m,PLL}$)을 다른 PLL에서 받아와야 하므로 주파수 고정과 위상 회전을 독립적으로 수행해야 하고 이로 인해 원하는 클럭 주파수를 얻어 내지 못할 가능성이 존재하며 지터 특성이 좋지 않다. 또한 저항 Ladder의 레퍼런스 전압(그림 2의 V_r)을 칩 내부의 다른 회로 혹은 칩 외부에서 받아와야 하며 결과적으로 Loop Filter를 조절하는 것이기 때문에 PLL의 Stability 문제가 존재하게 되어 이로 인해 위상 회전 해상도의 선형성을 보장하기 어렵다는 단점이 존재한다. 따라서 본 논문에서는 저항보간법의 문제점을 개선하며 더 좋은 성능을 지니는 위상 회전자를 소개한다.

II. 제안하는 위상 회전자

2.1 구조

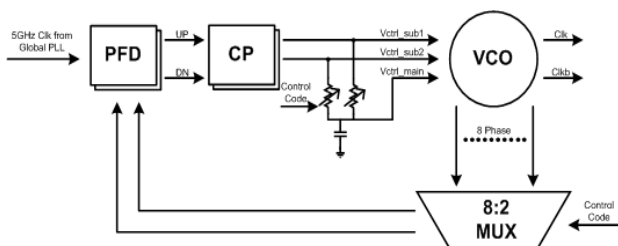


그림 3. 제안한 구조의 블록 다이어그램

그림 3은 본 논문에서 제안하는 위상 회전자의 구조이다. 그림 2의 구조와의 차이점은 저항 Ladder의 레퍼런스 전압을 다른 곳에서 가져오지 않고 저항 Ladder에 붙은 캐패시터의 전압을 이용하여 자체적으로 생성하였고 또한 이 전압을 VCO의 주파수 조절 전압으로 사용하여 주파수 고정을 하도록 하였다. 하지만 이 구조 또한 Loop Filter의 저항을 조절하기 때문에 여전히 Stability 문제가 존재한다. 그 때문에 그림 4와 같이 위상 0°와 위상 45°를 비교하였을 때 가운데 부분에만 위상이 몰려 있게 되고 나머지 부분에서는 Stability가 깨지게 된다. 따라서 이러한 한계를 극복하기 위해 비교하는 위상을 선택하는 8:2 MUX를 조절하는 알고리즘을 바꾸어 위상을 비교하는 방식을 달리하였다.

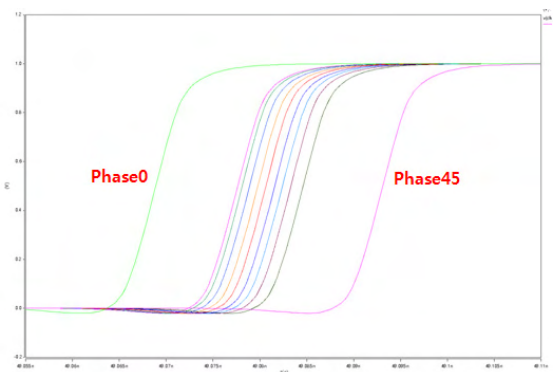


그림 4. 위상 0°와 위상 45°를 위상 회전한 결과

2.2 알고리즘

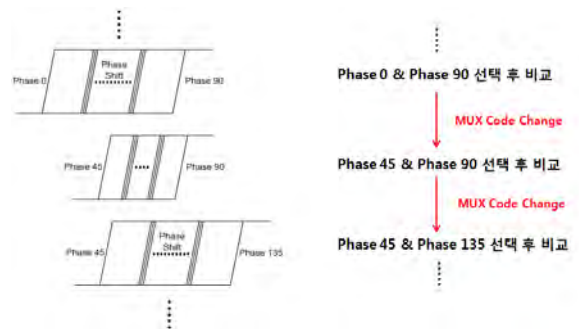


그림 5. 위상 회전 알고리즘

그림 5와 같이 위상 0°와 위상 90°를 비교하여 2개의 위상의 가운데 부분에 회전된 위상들이 위치하도록 하고, 그 다음 MUX 선택 신호를 바꾸어 위상 45°와 위상 90°를 비교하여 그 2개의 위상의 가운데에서 위상이 생성되도록 하고, 다음은 위상 45°와 위상 135°를 비교하는 방식으로 MUX 선택 신호를 조절하도록 알

고리즘을 구성하였다. 가운데에서 생성되는 위상들은 선형성이 보장되기 때문에 0~360°의 위상 회전을 보장할 수 있는 위상 회전자를 만들 수 있다.

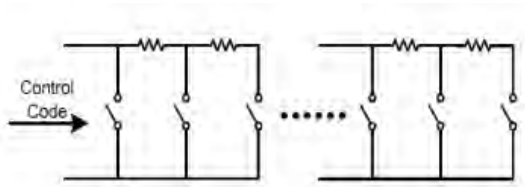


그림 6. resistor ladder

또한 그림 6.과 같이 PLL의 Stability가 보장되는 범위 안에서 2kΩ~18kΩ의 크기를 조절할 수 있는 저항 Ladder를 만들었다. 2개의 PLL 고리에서 한 쪽의 저항 크기가 커지면 다른 쪽의 저항 크기가 작아지도록 하였다.

III. 시뮬레이션 결과

3.1 위상 회전 시뮬레이션 결과

그림 7.은 각각 위상 0°와 위상 90°, 위상 45°와 위상 90°, 그리고 위상 45°와 위상 135°를 비교하여 위상 회전을 한 결과이다. 결과를 살펴보면 MUX 선택 신호가 바뀌는 부분에서 약간 위상이 튀는 현상이 발생하는 것 이외에는 선형성이 잘 보장된다는 사실을 확인할 수 있다.

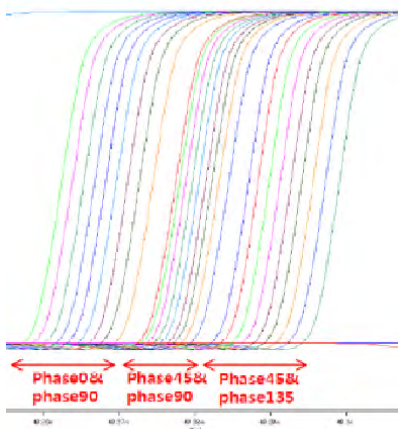


그림 7. 위상 회전 시뮬레이션 결과

3.2 해상도 변화

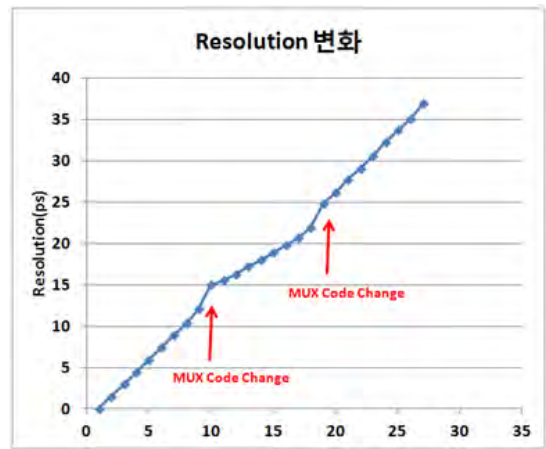


그림 8. 해상도 변화

그림 8.과 같이 저항 조절 코드를 변화시키면서 그에 따른 해상도 변화량을 그래프로 나타내었다. 평균적으로 코드가 1번 바뀔 때마다 1.42ps(2.6°)의 위상 회전이 일어나는 것을 확인할 수 있었다. 로 인접한 위상을 비교할 때에는 해상도가 약간 작지만 이럴 때에는 코드 1개씩을 건너뛰면서 해상도를 일정하게 해줄 수 있도록 조절하는 구조를 만들면 해결될 수 있다.

3.3 DNL & INL

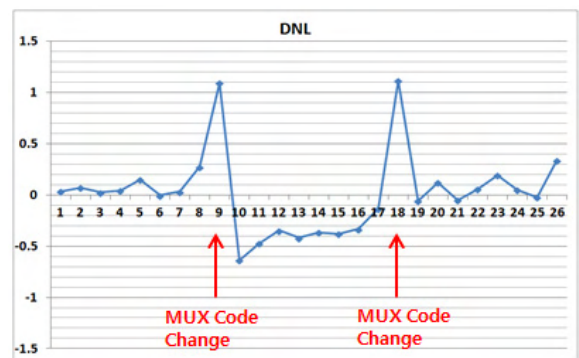


그림 9. DNL 결과

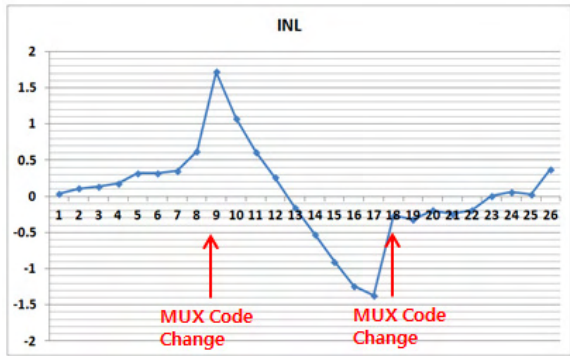


그림 10. INL 결과

그림 9.과 그림 10.은 DNL, INL결과를 나타낸다. MUX 선택 신호가 변화할 때마다 DNL과 INL이 튀는 현상을 발견할 수 있었다. 이를 포함하면 DNL은 $-0.64 \sim 1.11(\text{LSB})$, INL은 $-1.24 \sim 1.72(\text{LSB})$ 의 값을 가진다.

IV. 결론

본 논문에서는 [5]의 구조에서 사용한 저항보간법을 바탕으로 그 구조가 지니는 문제점을 해결하고자 새로운 구조를 제안하였다. 그 결과 5GHz 클럭 주파수에서 주파수 고정을 하면서 $1.42\text{ps}(2.6^\circ)$ 의 해상도를 지니며 7.56mW 의 파워 소모를 하는 위상 회전자를 만들었다. 파워의 대부분은 VCO에서 소비하는 것으로 확인이 되었다. 또한 $-0.64 \sim 1.11(\text{LSB})$ 의 DNL과, $-1.24 \sim 1.72(\text{LSB})$ 의 INL을 지니며 선형성과 해상도를 더욱 개선하기 위해서는 위상 선택 신호를 바꾸었을 때 위상이 한 번씩 튀는 현상을 줄이기 위한 방법이 필요하다는 사실 또한 알 수 있었다. 또한 저항 Ladder의 해상도를 더욱 작게 가져가면 위상 회전자 자체에서 얻을 수 있는 위상의 해상도도 더욱 개선될 수 있다는 사실을 직관적으로 알 수 있다.

참고문헌

[1] Masum Hossain and Anthony Chan Carusone, "7.4Gb/s 6.8mW source synchronous receiver in 65nm CMOS," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 46, no. 6, pp. 1337-1348, June. 2011.
 [2] Thomas Toifl, et al., "A 0.94ps RMS jitter 0.016mm² 2.5GHz multiphase generator PLL with 360 digitally programmable phase shift for 10Gbps serial links," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 40, no. 12, pp. 2700-2712, Dec.

2005.

[3] Sungjoon Kim, et al., "A dual PFD phase rotating multi phase PLL for 5Gbps PCI Express Gen2 multi lane serial link receiver in 0.13um CMOS," IEEE Symposium on VLSI Circuits, pp. 234-235, 2007.
 [4] J. F. Bulzacchelli, et al., "A 10Gbps 5-tap DFE 4-tap FFE transceiver in 90nm CMOS technology," IEEE Solid-State Circuits Conference, pp. 213-222, Feb. 2006.
 [5] G. M. Hong, et al., "High Speed Phase Rotator Using Resistive Interpolation for 3.75-6.95Gbps Serial Link Receiver", Electronic Letters, vol. 48, no. 8, pp. 429-430, April. 2012

Cross-bar array 구조에서의 전압인가에 따른 누설전류 연구

*강재구, 길규현, 송윤흡
한양대학교 전자컴퓨터통신공학부

e-mail : jaegole@gmail.com, garcianx@gmail.com, yhsong2008@hanyang.ac.kr

Analysis of leakage according to the applied voltage in cross-bar array architecture

*Jae-Ku Kang, Gyu-Hyun Kil, Yun-Heub Song
Department of Electronic and Communication Engineering
Hanyang University

Abstract

We review recent researches in progress about the application of the bi-terminal diode for cross-bar memory. From the results comparing 1/2-method and 1/3 method using N+/P/N+ Si diode in STT-MRAM, leakage increases to 52.5% with 1/2-method and 196% with 1/3-method during write from on-current $3.275\mu\text{A}$, 24.2% with 1/2-method and 120% with 1/3-method during read from on-current $1.618\mu\text{A}$, respectively. 1/3-method could enhance the off-current, but increasing leakage as number of cells in the array increase must be considered since it is not negligible.

I. 서론

Spin-Transfer Torque Magnetic Random Access Memory (STT-MRAM)는 비휘발성, 빠른 동작 속도, 저전력 및 우수한 endurance 특성 등의 장점을 가지고 있어 차세대 메모리로써 많은 연구가 진행되고 있다. STT-MRAM은 Magnetic Tunnel Junction (MTJ)

에 직접 전류를 흘려보내 강자성체 층의 자화방향을 조절함으로써, 높은 저항 상태의 R_{AP} 와 낮은 저항 상태의 R_P 로 데이터를 저장할 수 있으며 이 두 저항의 비를 Tunnel Magneto-resistance Ratio (TMR)이라 한다. 기가비트급 메모리를 구현하기 위해서는 최소 100% 이상의 TMR과 자화 방향을 바꾸기 위한 $1\text{MA}/\text{cm}^2$ 이상의 J_c , 최소 소비전력을 위해 $10\Omega\text{-}\mu\text{m}^2$ 이하의 Resistance product (RA)를 필요할 것으로 예상된다. 이러한 요구사항을 만족시키기 위해 재료 및 구조적인 측면에서 많은 연구가 진행 중에 있다. 또한 최근 메모리는 다양한 방법으로 집적도 개선이 연구되어지고 있고, 그 대표적인 예로써 TSV 칩 적층 기술 및 3D stack 메모리가 있다. 3D stack 메모리를 구현하기 위해서는 cross-bar type의 array를 구현해야한다. 이에 따라 PRAM에서는 diode를 이용하여 cross-bar array를 구현하고 있지만 STT-MRAM이나 Bipolar RRAM은 데이터를 쓰기 위해서는 양방향으로 전류를 구동시켜야 하기 때문에 마땅한 선택소자가 없는 실정이며, 이에 대한 많은 연구가 필요하다. 최근 연구된 Bipolar RRAM에 적용가능한 양방향 diode로써는 MIM, MSM 및 NPN과 같은 diode가 있다. 현재 까지 알려진 양방향 diode의 특성을 표 1에 정리하였다. 표 1에서 보듯이, 양방향 diode는 Schottky barrier를 이용한 Metal/Semiconductor/ Metal (TaN/SiN_x/TaN), punch-through mechanism 기반을 이용한 MSM diode, 그리고 band to band tunneling을 이용한 Metal/Insulator/Metal(MIM) diode가 있다.

표 1. 양방향 구동소자의 performance analysis.

Switching device	MSM diode ^[1]	MIM diode ^[2]	N+/P/N+ Si diode ^[3]
material	TaN/SiN _x /TaN	Ni/TiO ₂ /Ni	Epi-npn
Current density	0.5MA/cm ²	0.5MA/cm ²	2.5MA/cm ²
On/off ratio	140	10 ⁴	250~4700

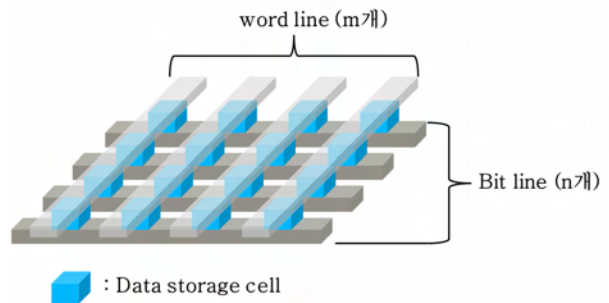


그림 1. Cross-bar array architecture

MSM diode는 낮은 J_c ($\sim 0.5\text{MA}/\text{cm}^2$)와 on/off ratio ($\sim 10^2$)를 보이고 있고, MIM diode는 MSM diode보다 비교적 높은 on/off ratio($\sim 10^4$)를 보이고 있지만 J_{on} 은 ($\sim 0.5\text{MA}/\text{cm}^2$) 낮다. N+/P/N+ diode는 $2.5\text{MA}/\text{cm}^2$ 의 높은 J_{on} 과 $10^2 \sim 10^3$ 의 on/off ratio를 가진다. 따라서 STT-MRAM의 cross-bar array의 선택소자는 $1\text{MA}/\text{cm}^2$ 이상의 충분한 전류구동을 보이는 N+/P/N+ diode 소자가 적용 가능해 보인다. 하지만 STT-MRAM의 MTJ cell의 낮은 저항비로 인해 leakage current를 고려해야 하므로 $10^2 \sim 10^3$ 의 on/off ratio가 적당한지 여부는 알 수 없다. RRAM은 Cell의 1과 0의 저항비가 크기 때문에 STT-MRAM에 비해 상대적으로 leakage에 덜 민감하다. 그러나 STT-MRAM은 낮은 저항과 상대적으로 큰 구동 전류가 필요하고 cell의 저항 비가 매우 낮기 때문에 cross-bar array를 적용하기 위해서는 선택소자의 높은 전류 구동 능력 및 on/off ratio가 요구된다.

따라서 본 연구는 STT-MRAM의 선택소자로서 가장 가능성이 있는 N+/P/N+ diode의 최적 on/off ratio 및 on-current를 도출하고, 이 선택소자를 이용하여 cross-bar array상에서의 기존 1/2-전압인가 방식과 최근 연구되어지고 있는 1/3-전압인가 방식에 따른 write 및 read시 leakage를 비교 분석하겠다.

II. Cross-bar array 구조 및 전압인가 방식

2.1 Cross-bar array 구조

Cross-bar array 구조는 매우 단순하고 고집적화 하기 쉽기 때문에 차세대 메모리 기술에서 응용되고 있다. Cross-bar array의 구조(그림 1.)을 보게 되면 수직과 수평으로 conductive wires가 교차되어 있고 그 교차지점에 data storage cell이 있다. 수직방향의 wire를 word line (WL)이라 하고 수평방향의 wire를 bit line (BL)라 한다. 여기서 wire와 cell간의 interconne

저항이 존재하는데 이 interconnect 저항은 data storage cell보다 낮은 값의 저항을 가져야 기생 저항이 무시될 수 있다.^[4]

2.2 Cross-bar array 전압인가 방식

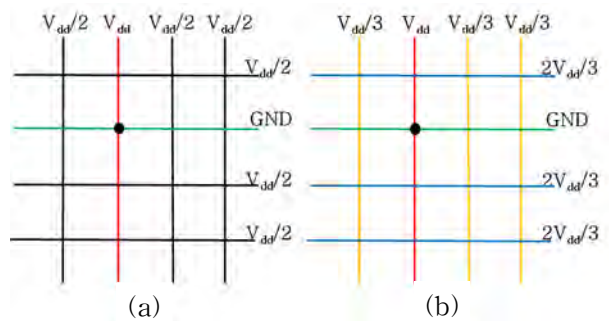
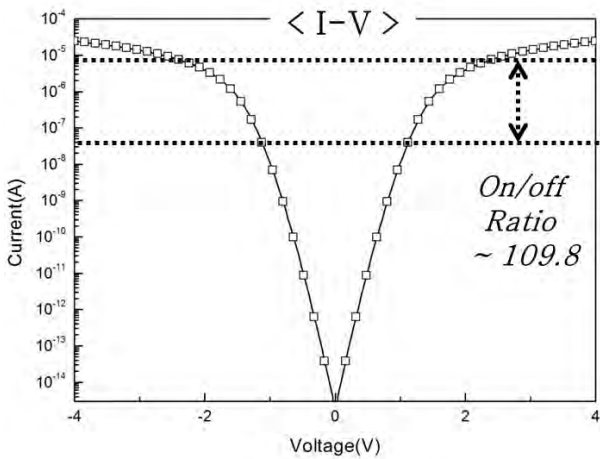
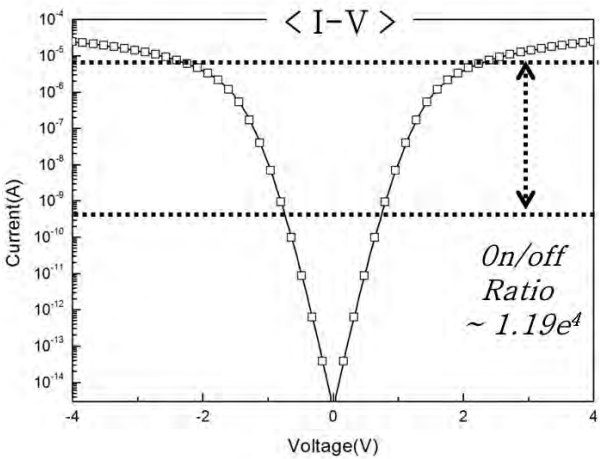


그림 2. (a) 1/2-전압인가 방식, (b) 1/3-전압인가 방식

일반적인 cross-bar array구조에서 전압인가는 1/2-전압인가와 1/3-전압인가 두 가지 방식이 있다. 첫 번째 방식으로 그림 2.(a) 와 같이 $V_{dd}/2$ 전압 인가방식을 소개하면, 선택한 cell의 WL에 V_{dd} , BL에 GND를 인가하고, 선택되지 않은 cell의 WL에 $V_{dd}/2$, BL에 $V_{dd}/2$ 전압을 인가하여 선택된 cell은 V_{dd} 의 전압이 걸리게 되고 선택되지 않은 cell들은 $V_{dd}/2$ 의 전압이 걸리게 된다. 다음으로 $V_{dd}/3$ 전압 인가 방식은 그림 2.(b)에서 기존과 같이 선택된 cell의 WL에 V_{dd} , BL에 GND를 인가하고, 선택되지 않은 cell의 WL은 $V_{dd}/3$ 을 인가, BL에 $2V_{dd}/3$ 을 인가하여 선택된 cell은 V_{dd} 의 전압이 걸리게 되고 선택되지 않은 cell들은 $V_{dd}/3$ 의 전압이 걸리게 된다. 서로 다른 전압인가 방식에 따른 on/off ratio을 알아보기 위해 N+/P/N+ Si diode의 simulation을 통한 I-V 특성곡선을 비교해 보았다. Sentaurus TCAD-simulation된 N+/P/N+ diode의 parameter는 총 길이는 120nm,면적은 20-diameter, P-영역의 doping 농도는 $8E18 \text{ cm}^{-3}$ 이다. 그림 3의 I-V 대칭 특성곡선은 2.28V에서 $2\text{MA}/\text{cm}^2$ 의 전류밀도를



(a)



(b)

그림 3. (a) 1/2-전압인가 방식과 (b) 1/3-전압인가 방식에서의 N+/P/N+ Si diode의 I-V 특성곡선

보이고 있다. 그림 3.(a)의 1/2-전압인가 방식은 off 상태에서의 인가전압이 $V_{dd}/2$ 이 되기 때문에 58nA의 높은 off-current가 흐르고 on/off ratio가 ~110으로 낮은 것을 볼 수 있다. 이와는 다르게 그림 3.(b)에서의 1/3-전압인가 방식을 보게 되면 off 상태에서의 인가전압이 $V_{dd}/3$ 이 되기 때문에 0.53nA의 낮은 off-current가 흐르게 되고 on/off ratio가 $\sim 1.19 \times 10^4$ 로 향상된 것을 볼 수 있다. 따라서, unit cell에서의 1/3-전압인가 방식이 1/2-전압인가 방식보다 on/off ratio가 약 $\sim 10^2$ 정도 개선됨을 볼 수 있다.

III. Cross-bar array 의 bias 조건 별 leakage current 비교 분석

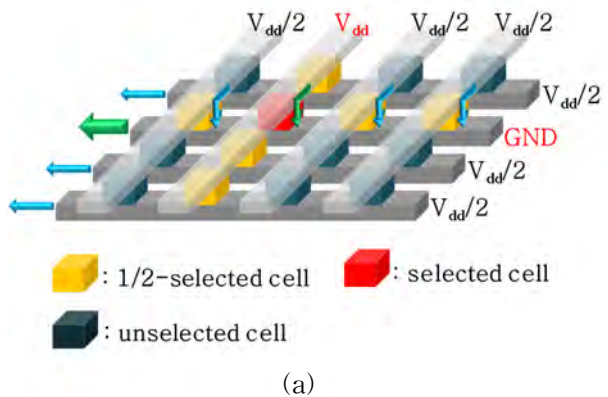
DRAM 소자에는 단일 array만 존재하는 것이 아니

라 여러 개의 독립적인 bank로 구성 되어 있으며, 이때 하나의 bank는 512M-bit의 cell array로 이루어져있다. 이에 따른 cell array의 확장을 통해 1/2-전압인가 및 1/3-전압인가에 대한 leakage 전류를 분석할 필요가 있다. 먼저 1/2-method과 1/3- method에 대한 total bit line current을 식으로 구하였다.

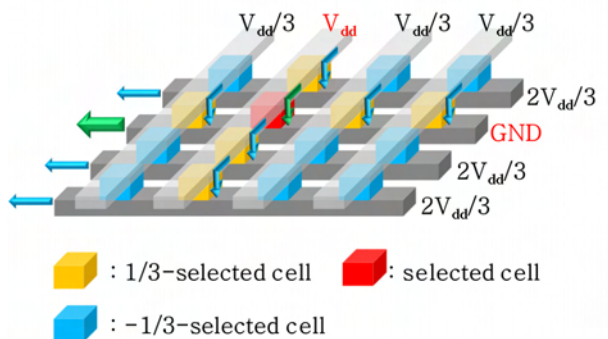
$$I(V_{dd}) + (m - 1)I(V_{dd}/2) \quad (1)$$

$$I(V_{dd}) + (n - 1)(m - 1)I(V_{dd}/3) \quad (2)$$

식 (1)을 보게 되면 m개의 WL과 n개의 BL으로 구성된 cross-bar 구조에서 선택된 cell이 $I(V_{dd})$ 만큼의 전류(전압)가 흐르게 되고 선택되지 않은 cell은 $I(V_{dd}/2)$ 만큼의 전류(전압)가 흐르게 된다. 그림 4.(a)는 선택되지 않는 cell에서 (m-1)배 증가된 $I(V_{dd}/2)$ 의 sneak current path 이다. 마찬가지로 식 (2)에서 $I(V_{dd})$ 는 선택된 cell에서 흐르는 전류(전압)이고, $I(V_{dd}/3)$ 는 선택되지 않은 cell에서의 전류로서 (n-1)(m-1)배 만큼 증가된 $I(V_{dd}/3)$ 의 sneak current path를 그림 4.(b)에서



(a)



(b)

그림 4. (a) 1/2-전압인가 방식과 (b) 1/3-전압인가 방식에 따른 sneak current path

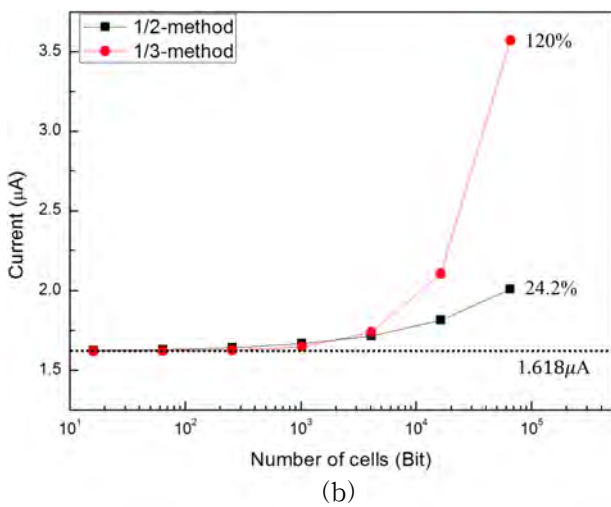
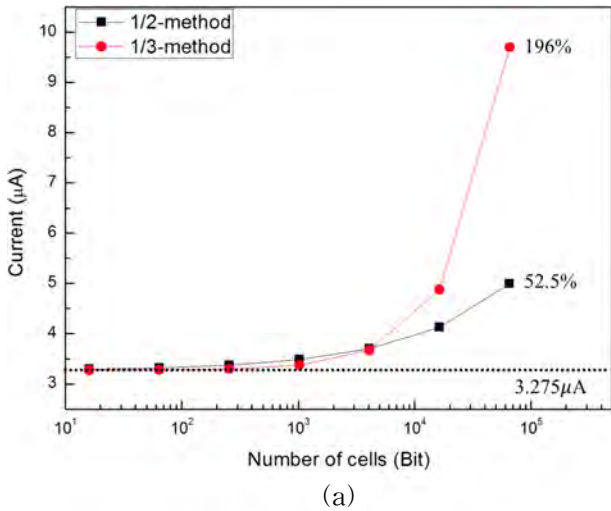


그림 5. (a) 두 전압인가 방식에 대한 write시 선택된 cell의 해당 BL에서 흐르는 total current, (b) 두 전압인가 방식에 대한 read시 선택된 cell의 해당 BL에서 흐르는 total current

나타내었다. 이와 같은 sneak current path로 인한 leakage의 영향을 알아보기 위해서 cross-bar array상에서 선택된 cell의 bit line에 흐르는 total current를 분석하였다. 이때 선택된 cell에서 write시 흐르는 전류 값은 $3.275\mu A$ 이고, read시 흐르는 전류 값은 $1.618\mu A$ 이다. 그림 5에서와 같이 write시 cell의 개수가 4K-bit이하에서는 1/3-전압인가 방식이 sneak current path로 인한 leakage의 영향이 적은 것을 볼 수 있지만, cell의 개수가 그 이상으로 증가하게 되면 오히려 역전되어 원래 선택된 cell에 흐르는 전류보다 196%의 높은 전류가 흐르게 된다. 마찬가지로 read시에서도 1/3-전압인가 방식이 120%로 leakage current에 의하여 높은 전류가 흐르는 것을 확인할 수 있다. 다시 쓰면 1/3-전압인가 방식은 1/2-전압인가 방식 보다 off-current의 개선을 보이지만, 실제 cross-bar array 상에서 cell의

개수가 증가 할수록 1/3-전압인가 방식은 sneak current path의 증가로 인하여 leakage의 영향이 커지는 것을 알 수 있다. 실질적으로 메모리로서 정상적인 구동을 하기 위해선 leakage의 영향이 적은 1/2-전압인가방식이 유리하다. 따라서 1/2-전압인가 방식에서의 off-current를 감소시키는 방안이 필요하다.

IV. 결론

본 논문에서는 차세대 메모리에서 사용 가능한 cross-bar array에서의 전압인가 방식에 관한 두 가지 방법에 대해서 비교해 보았다. 1/3-전압인가 방식은 off-current 감소로 인한 좋은 on/off ratio를 보이고 있지만, 실제 array 상에서의 cell의 개수가 증가할수록 sneak current path가 많아져 leakage가 증가하는 것을 알 수 있다. 또한 1/2-전압인가 방식은 실제 array상에서 leakage의 영향이 적다는 것을 알 수 있지만 on/off ratio가 낮아 선택적인 동작이 어렵다. 향후 연구로 이 두 가지 방식에 대한 상호보완을 위해 array상의 구조 연구를 통한 leakage 감소와, 선택소자의 on/off ratio의 증가를 위한 재료적인 측면에서 Si 가판 대신 mobility가 큰 SiGe 및 GaAs 기판을 이용하여 높은 current density 및 on/off ratio 특성을 확보되어야 한다.

참고 문헌

- [1] A. Kawahara and R. Azuma, "An 8 Mb Multi-Layered Cross-Point ReRAM Macro With 443 MB/s Write Throughput," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 48, issue 1, pp. 178-185, Jan. 2013.
- [2] J. Huang and Y. M. Tseng, "One selector-one resistor (1S1R) crossbar array for high-density flexible memory applications," *Electron Devices Meeting (IEDM) 2011 IEEE International*, pp. 31.7.1-31.7.4, Dec. 2011.
- [3] V. S. S. Srinivasan and S. Chopra, "Punchthrough-Diode-Based Bipolar RRAM Selector by Si Epitaxy," *IEEE Electron Devices Letters*, Vol. 33, Issue 10, pp. 1396-1398, Oct. 2012.
- [4] C. Kügeler and R. Rosezin, "Materials, technologies, and circuit concepts for nanocrossbar-based bipolar RRAM," *Applied Physics A*, Vol. 102, Issue 4, pp. 791-809, Mar. 2011.

Trigate junctionless transistor의 multiple threshold voltages 구현에 관한 연구

이현재, 남효현, 신창환
서울시립대학교 전자전기컴퓨터공학부
e-mail : *cshin@uos.ac.kr*

Implementation of multiple threshold voltages (V_T) in trigate junctionless transistor

Hyunjae Lee, Hyohyun Nam, and Changhwan Shin
School of Electrical and Computer Engineering, University of Seoul

Abstract

The implementation of variation-aware multiple threshold voltages (V_T) in the trigate junctionless transistor (JLT) at sub-20-nm is studied. In comparison to the way of adjusting the channel doping concentration in planar bulk metal-oxide-semiconductor field-effect transistor (MOSFET), the way of designing different channel length for the identical channel width and height in the trigate JLT is adopted (i) to have three V_T options (*i.e.*, low V_T , regular V_T , and high V_T) and (ii) to achieve the variation-aware multiple V_T .

I. 서론

지난 50년간, 컴퓨터를 포함한 전자 제품들에 들어가는 트랜지스터의 집적도가 눈부시게 발전하였다. 즉, **Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistors** (MOSFETs)의 물리적 크기 뿐만 아니라, MOSFET 사이의 거리 (pitch)도 지속적으로 줄어들었다. 이는 지난 수십 년간 축적되어온 다양하고 혁신적인 반도체 미세 공정기술의 성공적인 개발 덕분이라 할 수 있다. 하지만, 트랜지스터의 유효채널길이가 30-nm 이하로

짧아짐에 따라, 심각한 수준의 short-channel-effect (threshold voltage roll-off) 및 random variation가 앞으로의 반도체 소자 기술 개발에 큰 장애가 되고 있다. 이러한 문제들을 해결하기 위해 기존의 planar bulk MOSFET을 대체할 수 있는 다양한 구조의 MOSFET이 개발 중이며, 기존의 planar bulk MOSFET의 성능 향상을 위한 여러 복잡한 공정기술도 개발되었다.

본 연구에서는, 기존 inversion-mode MOSFET과 비교하여 상대적으로 반도체 공정과정이 단순한 trigate junctionless transistor (JLT) [1-2]의 multiple threshold voltage (V_T)을 구현하는 방법에 대해 논의한다. 또한 20-nm 이하의 JLT에서 일어나는 random variation [*e.g.*, work-function variation (WFV), random-dopant-fluctuation (RDF), line-edge-roughness (LER)] [3-4] 가 본 연구에서 제안한 multiple V_T 구현 방법에 어떻게 영향을 미치는지에 대해서도 논의한다.

II. 본론

본 연구에서는 trigate junctionless transistor (JLT)의 물리적인 채널길이가 20-nm이하로 작아졌을 때, multiple threshold voltage (V_T)의 구현방법을 TCAD simulation을 통해 제안 및 검증하였다.

2.1 Nominal Device Design for Multiple V_T

기존의 inversion-mode n-type MOSFET의 구조는 source/channel/drain의 도핑타입이 $n^+ - p - n^+$ -type 인 반면, JLT의 구조는 source/channel/drain의 도핑타입이 $n^+ - n^+ - n^+$ -type으로 영역과 무관하게 동일한 도핑타입을 가지고 있다 [1].

TCAD simulation에 사용한 nominal JLT device의 구조는 그림 1과 같다: Silicon-On-Insulator (SOI) substrate, Gate 물질 = $P^+ Poly-Si$ (일함수: 5.2 eV), 게이트 산화막 물질 = Silicon Dioxide (유효 산화막 두께 = 1nm), source/channel/drain의 도핑농도 = $8 \times 10^{19} cm^{-3}$ (uniform하게 도핑).

기존 planar bulk inversion-mode transistor는 채널의 도핑농도를 변화시킴으로서 multiple V_T 를 구현할 수 있었던 반면, JLT는 multiple V_T 를 구현하기 위해 채널의 도핑농도를 조절하는 경우 (특히 도핑농도를 낮추는 경우), 채널의 저항성이 높아져서 ITRS (International Technology Roadmap for Semiconductors)에서 제시하는 성능을 얻기 힘들다 [6]. 따라서 채널의 도핑농도 대신에 채널길이(L)를 표 1과 같이 변화시키면서 multiple V_T 를 구현하였다. 이때 공정의 단순성을 확보하기 위해 channel width(W)와 channel height(H)는 고정시키고 L만 변화하였다.

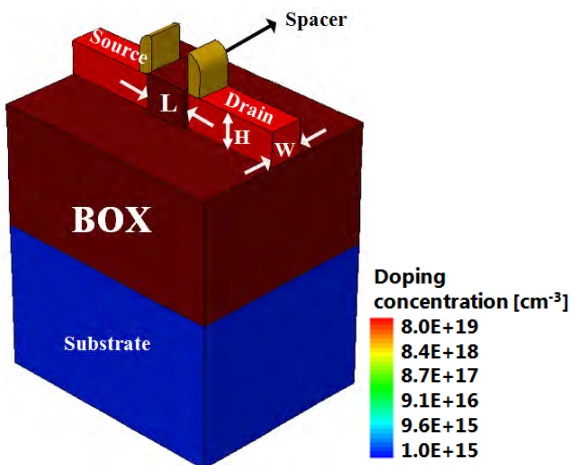


그림 1. Nominal JLT의 조감도:
Gate 전극을 제거하여 채널영역을 잘 보이게 함.

	LVT	RVT	HVT
L	6 nm	9 nm	18 nm
W	6 nm	6 nm	6 nm
H	3 nm	3 nm	3 nm

표 1. multiple V_T 구현을 위해 제한한 JLT의 L/W/H: LVT= Low V_T ; RVT= Regular V_T ; HVT= High V_T .

Nominal JLT가 LVT, RVT, HVT를 가질 수 있도록 설계한 뒤, TCAD simulation을 통해 얻은 전류-전압곡선을 그림 2에 나타내었다. 그림 2에서 LVT와 RVT의 off-current차이와 RVT와 HVT의 off-current 차이가 약 $10^{-2} A/\mu m$ 로 떨어져 있는 것을 확인할 수 있다.

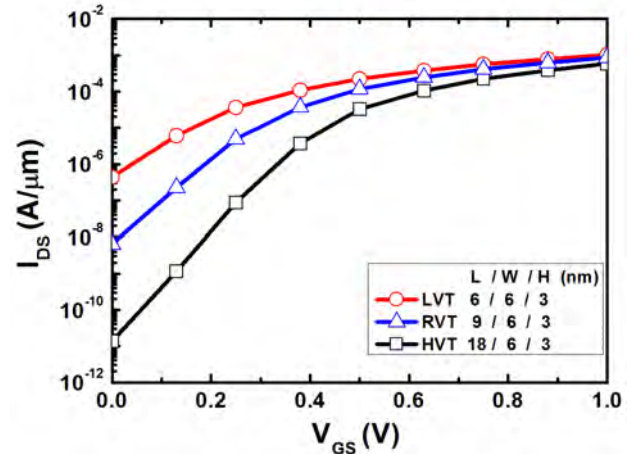


그림 2. LVT/RVT/HVT JLT의 $I_{DS}-V_{GS}$ ($V_{DS}=1.0V$).

2.2 Impact of RDF on the JLT

Nominal JLT device structure를 TCAD simulation tool을 이용하여 디자인하고 Sano's model [7]을 활용하여 doping profile을 random화시켰다 (그림 3). 일반적으로 20-nm이하의 CMOS공정에서 채널의 도핑농도가 $1 \times 10^{18} cm^{-3}$ 이상이 되면 RDF에 의한 V_T variation을 무시할 수 없게 된다. RDF는 random V_T variation의 주요한 원인이고, 특히 이 논문에서 다루는 JLT는 20-nm이하의 채널 길이를 가지고 있기 때문에 RDF-induced V_T variation을 소자 설계에 반드시 고려해야 한다.

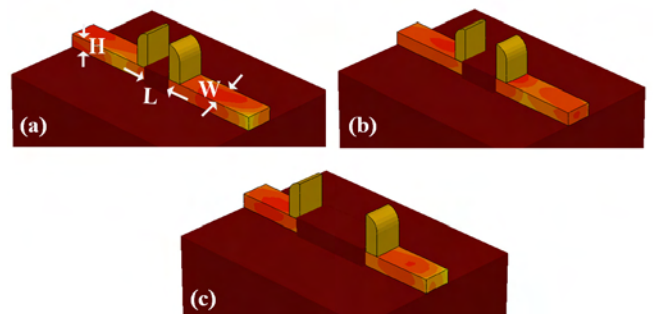


그림 3. Randomized doping profile in the JLT for (a) LVT, (b) RVT, and (c) HVT.

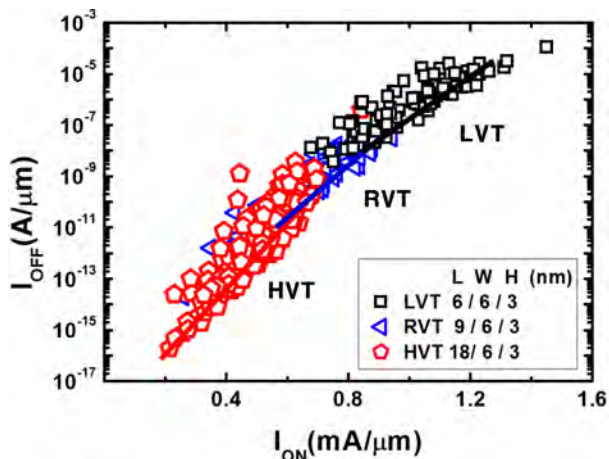


그림 4. RDF를 적용시킨 JLT의 I_{OFF} vs. I_{ON} plot.

그림 4에서는 서로 다른 V_T 값을 가지는 JLT device에 대해, randomized doping profile을 가지는 200개의 samples을 추출하여 I_{OFF} vs. I_{ON} 을 plot시켰다. 빨간색 오각형은 HVT, 파란색 삼각형은 RVT, 검은색 사각형은 LVT을 나타낸다. 세 개의 서로 다른 V_T 를 가지는 JLT의 성능 특성이 I_{OFF} - I_{ON} plot 내에서 같은 직선상에 분포하도록 JLT를 설계하였다. 즉, 동일한 도핑농도를 가지되 채널길이만을 변경하여 multiple V_T 를 가지는 JLT를 설계하였다. 이는 각 V_T 값 (즉, LVT/RVT/HVT)에 해당하는 RDF-induced V_T variation을 고려할 때, 서로 다른 V_T 를 가지는 JLT의 동작특성이 인접한 V_T 값을 가지는 JLT와 겹쳐지지 않도록 설계하기 위함이다. 또한, 채널의 폭과 높이는 일정하게 유지하되, 채널 길이만을 18-nm에서 9-nm, 6-nm로 줄여줌으로써, 3개의 device가 동일한 On/Off 특성 곡선 위에 놓이도록 Multiple V_T trigate JLT를 설계하였다.

III. 결론

본 논문에서는 trigate JLT의 variation-aware multiple V_T 구현에 관한 연구를 수행하였다. 기존 inversion-mode planar bulk MOSFET에서는 채널 도핑농도를 변화시켜 multiple V_T 를 구현해 온 반면, 20-nm 이하의 JLT device structure에서는 채널 도핑농도 대신 채널길이를 변화시켜 variation-aware multiple V_T 를 구현하였다.

Acknowledgement

This work was supported by the Basic Science Research Program through the National Research Foundation of Korea (NRF) funded by the Ministry of Education, Science and Technology (grant number: 2012014011).

참고문헌

- [1] J. P. Colinge, C. W. Lee, A. Afzalian, N. D. Akhavan, R. Yan, I. Ferain, P. Razavi, B. O'Neill, A. Blake, M. White, A. M. Kelleher, B. McCarthy and R. Murphy, "Nanowire transistors without junctions," *Nature Nanotechnology*, vol 5, pp. 225 - 229, March 2010.
- [2] C. W. Lee, I. Ferain, A. Afzalian, R. Yan, N. D. Akhavan, P. Razavi, J. P. Colinge., "Performance estimation of junctionless multigate transistors," *Solid-State Electronics*, vol. 54, issue 2, pp. 97 - 103, February 2010.
- [3] A. Asenov, "Simulation of statistical variability in nano MOSFETs," in *Symp. VLSI Technology*, June 2007.
- [4] M. Aldegunde, A. Martinez, and J. R. Barker, "Study of discrete doping induced variability in junctionless nanowire MOSFETs using dissipative quantum transport simulations," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 33, no. 2, pp. 194 - 196, Feb. 2012.
- [5] G. Leung and C. O. Chui, "Variability impact of random dopant fluctuation on nanoscale junctionless FinFETs," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 33, no. 6, pp 767 - 769, June 2012.
- [6] ITRS roadmap. <<http://www.itrs.net>>.
- [7] N. Sano, K. Matsuzawa, M. Mukai and N. Nakayama, "Role of long-range and short-range Coulomb potentials in threshold characteristics under discrete dopants in sub-0.1 μm Si-MOSFETs," in *IEDM Tech. Dig.*, 2000, pp. 275 - 278.

연속 시간 델타-시그마 모듈레이터를 위한 상위 레벨 시뮬레이션

*나승인, 이현중, 김수환
서울대학교 전기정보공학부
e-mail : Seung-In.Na@amic.snu.ac.kr

High-level simulation in continuous time delta-sigma modulator

*Seung-in Na, Hyunjoong Lee and Suhwan Kim
Department of Electrical and Computer Engineering
Seoul National University

Abstract

This paper presents a method for high-level simulation of continuous time delta-sigma modulator(CT-DSM) developed in MATLAB. In a top-down design flow, high-level simulation should be done accurately and correctly. High-level simulation can help to predict the system operation and performance before designing the system in circuit level. The paper also discusses the performance difference between system level simulation result and behavior-modeling simulation result.

I. 서론

연속 시간 델타-시그마 모듈레이터(CT-DSM)를 기반으로 하는 아날로그-디지털 변환기는 anti-aliasing filter(AAF)기능이 존재하여 고속 무선통신 시스템이나 의료용 이미지 어플리케이션에서 많이 쓰이고 있다. 일반적으로 CT-DSM은 이산 시간 델타-시그마 모듈레이터(DT-DSM)보다 낮은 파워를 소모하게 된다. 이는 연속 시간상에서 회로가 동작하면서 증폭기의 설계 조건이 완화되기 때문이다.

오버샘플링은 델타-시그마 모듈레이터에 필수적인 동작요소이지만, Nyquist-rate 변환기에 비교해 훨씬 긴 시간의 시뮬레이션이 필요하다. 따라서 대부분 델타-시그마를 설계할 경우에는 top-down 설계방식을 도입하여 상위레벨 시뮬레이션에서 선택한 noise transfer function(NTF)의 성능을 예측 및 검증 후 회로레벨로 내려가서 설계를 한다.

본 논문에서는 SD-toolbox를 사용하여 원하는 성능을 기준으로 z-domain NTF를 얻어내고, 이를 다시 s-domain으로 변환 및 검증 후, 계수 scaling 과정을 거쳐 안정도를 보장한다. behavioral simulation상에서 scaling 과정을 거치기 전과 후의 결과를 비교해서 구조에 따라 SQNR 성능 차이가 발생함을 발견했다. 이 논문에서는 성능 차이가 생기는 원인을 기술했다.

II. 본론

2.1 NTF Synthesis

In-Band frequency는 2MHz, SNDR은 80dB를 목표로 설계를 시작하였다. 3차 모듈레이터에 32배의 oversampling ratio(OSR)은 위 목표를 달성하기 충분한 경계조건이고, 양자화기 에러를 신호 대역폭 내에서 최소화 하기 위해서는 멀티 비트 양자화기를 선택하여 3-bit(8 level)을 경계조건으로 세웠다.

델타-시그마 모듈레이터 설계에서 최대 SNDR과 안정도를 동시에 만족하기 위해서는 out-of-band

gain(OBG)의 범위가 가장 핵심적이다.

단일 비트 모듈레이터를 설계할 경우, Lee's criterion 이라는 경험적 실험결과에 의해 OBG<1.5를 만족하면 모듈레이터가 대체적으로 안정적인 상태에서 동작한다고 알려져 있다. 멀티 비트 모듈레이터의 경우, 수학적 경계선[1]은 다음 식(1)과 같이 표현할 수 있다.

$$\max_n |u(n)| \leq M + 2 \left\| h \right\|_1 \dots(1)$$

$$\|h\|_1 = \sum_{n=0}^{\infty} |h(n)| \dots(2)$$

식(1)과(2)에서 u(n)은 입력신호, M은 양자화기 스텝 수, ||h||₁은 OBG, |h(n)|는 NTF의 inverse z-transform 을 나타낸다. 결국 OBG가 최대 안정 입력 크기를 제한하게 된다. 하지만 위 식(1)의 조건은 안정도를 만족하는 충분조건이지 필요조건은 아니다. SD-toolbox는 식(1)의 조건을 기반으로 제작된 synthesizeNTF라는 함수를 통해 초기 NTF함수를 생성한다. 초기 NTF함수를 초기조건으로 clans 함수를 반복수행을 통해서 원하는 사양의 NTF를 생성해 준다.

생성된 NTF는 오직 양자화기 예러만 존재한다는 가정에서 만들어졌기 때문에, 실제 회로상에 나타날 열 잡음, flicker 잡음, 회로상의 부정합에 의해 나타나는 nonideality들은 전혀 반영되어 있지 않다. 그러므로 SNDR 80dB를 만족하기 위해 25dB정도를 마진을 주어 SQNR 105dB로 NTF 설계조건을 결정했다. 생성된 NTF식은 식(3)과 같다.

위 NTF는 time-domain simulation을 통해서 SQNR 은 105dB, peak input amplitude는 -3.22dB를 만족하였다.

2.2 Conversion Flow

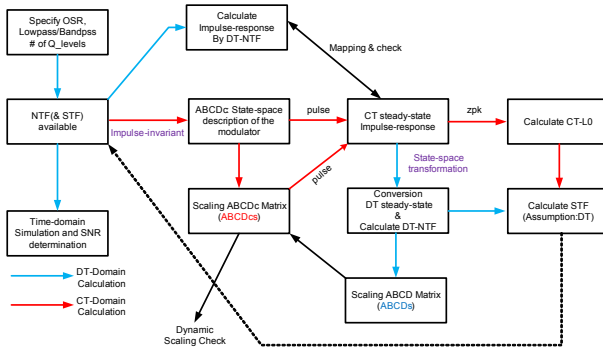


그림 1. CT-DSM system level simulation flow chart

앞 장에서는 경계조건을 만족하는 z-domain NTF를 합성하였다. 위 NTF를 CT-DSM으로 구현하기 위해서는 z-domain에서 s-domain으로 NTF를 변환하는 과정이 필요하다. 보통 세 가지 방식이 사용되고 다음과 같다[2].

1. Impulse-invariant transformation
2. Modified z-transformation
3. State-space transformation

SD-toolbox에서는 impulse-invariant transformation 를 사용하여 변환을 한다. realizeNTF_ct 함수는 원하는 구조(FF,FB)에 따라 각 적분기와 피드백 디지털 아날로그 변환기(DAC)을 구성하는 계수를 s-domain NTF에서 분리해내고 결과로 계수를 matrix로 구성해서 보여준다.

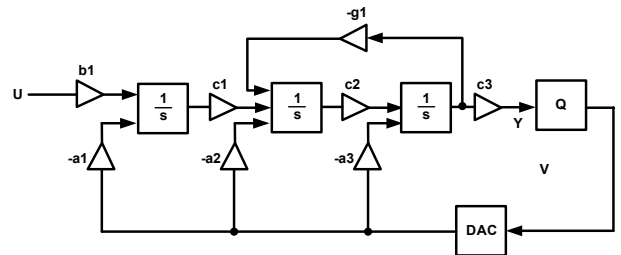


그림 2. CT-DSM feedback structure

예를 들어 그림2 구조로 CT-DSM을 구성했을 경우, 결과로 나온 계수 matrix는 식(4)와 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & b1 & a1 \\ c1 & 0 & g1 & 0 & a2 \\ 0 & c2 & 0 & 0 & a3 \\ 0 & 0 & c3 & 0 & 0 \end{bmatrix} \dots(4)$$

식(4)에서 ABCD-matrix로 분리된다. 위 분리된 ABCD-matrix를 통해서 steady-state를 구성해서 s-domain상에서 임펄스 응답을 얻어내고, 이를 z-domain NTF의 임펄스 응답과 비교하여 샘플마다 동일한 결과를 얻게 되면 z-domain에서 s-domain으로 변환이 성공적임을 결 확인할 수 있다.

S-domain steady-state를 z-domain steady-state로 다시 변환하여 안정도를 위한 계수 조절(scaling)을 거치게 되면, scaling factor(S)를 diagonal matrix형태로 얻어낼 수 있다. 이 과정을 위해 SD-toolbox 라이브러리에서 제공하는 mapCtoD 함수를 사용하였다.

위 scaling factor(S)를 식(5)와 같이 ABCD-matrix에 계산하여 적용하면 s-domain상에서도 안정도를 위한

scaling 과정을 거친 것이다.

$$A_s = SAS^{-1}, B_s = SB, C_s = CS^{-1}, D_s = D \dots (5)$$

A_s, B_s, C_s, D_s 는 scaling 과정을 거친 후 behavioral simulation상 에서 적용될 계수들이다.

III. 모의 실험 결과

CT-DSM을 Feedforward(FF), Feedback(FB)방식으로 구현했다. scaling 과정을 거친 계수들, 과정을 거치지 않은 계수들 총 4가지 케이스에 대하여 behavior simulation을 진행하여 s-domain에서의 scaling이 올바른 이루어 졌는지 확인하였다. 위 시뮬레이션에서 입력은 모듈레이터가 안정적으로 동작하는 최대 입력 크기로(-3.22dB) 설정했고, 입력주파수는 입력대역폭에 3차 harmonic-tone만 들어오도록 667KHz를 인가하였다. feedback DAC은 NRZ로 구성하였다.

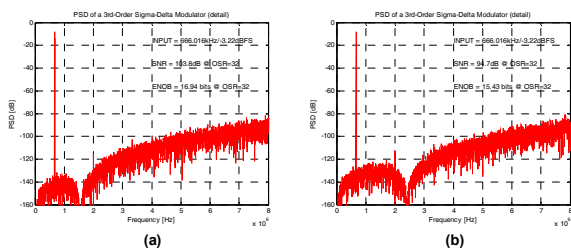


그림 3. FF구조 (a) scaling 전 (b) scaling 후

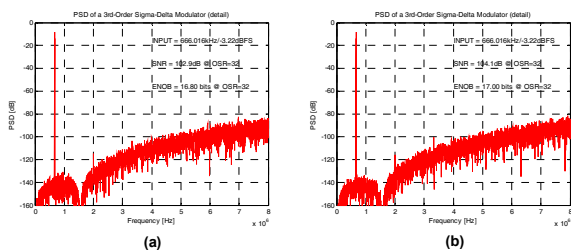


그림 4. FB구조 (a) scaling 전 (b) scaling 후

그림3에서 FF구조로 CT-DSM을 구성할 경우 scaling 전에는 SQNR이 103.8dB가 나왔고, scaling 후는 SQNR이 94.7dB로 떨어진 것을 알 수 있다.

그림4에서 FB구조로 CT-DSM을 구성할 경우 scaling 전에는 SQNR이 102.9dB, scaling 후는 SQNR이 104.1dB로 별 차이가 없음을 알 수 있다.

위와 같은 결과가 발생한 이유는 맨 처음 z-domain NTF가 s-domain NTF로 변환하는 방식과 scaling을 위해 s-domain NTF에서 z-domain NTF로 변환하는 방식이 다르기 때문이다.

첫 번째 변환은 impulse-invariant 변환을 사용하였

고, 두 번째 변환은 state-space 변환을 사용하였다[3]. 결국 다른 변환방식을 통해서 두 번째 변환할 때 존재하지 않던 계수들이 생성되면서, 이는 기존에 NTF와는 어느 정도 경향성은 같지만 다른 NTF로 바꾸는 요인이 되어, FF일 경우 성능을 떨어뜨리게 된다. FB일 경우 영향이 적은 이유는 FF일 때 보다 생성되는 계수가 적기 때문에 NTF의 뒤틀림이 적어서 성능에는 거의 영향을 주지 않게 된다.

IV. 결론

SD-toolbox에서 제공하는 라이브러리로 CT-DSM설계를 진행하는 경우, scaling을 담당하는 함수와 처음 z-domain에서 s-domain으로 넘어가는 함수에서 사용하는 변환방법의 차이로 인해 FF구조일 경우 동일한 NTF로 설계가 된다고 볼 수 없지만, 비슷한 경향성을 가진 NTF라는 것을 확인하였다. 그림3 (b)를 보면 scaling 후 complex zero가 입력대역폭을 벗어나 있다. FF구조로 설계를 진행할 경우, complex zero가 들어가지 않는 NTF를 골라서 진행할 경우 위 문제가 사라질 것이다.

참고문헌

- [1]R.Schreier and G. Temes, "Understanding Delta-Sigma Data Converters", IEEE Press, Piscataway, 2005
- [2]M. Ortmanns and F. Gerfer, "Continuous-Time Sigma-Delta A/D Conversion, Fundamentals, Performance Limits and Robust Implementations", Springer, Berlin, 2006.
- [3]R. Schreier and B. Zhang, "Delta-Sigma Modulators Employing Continuous-time Circuitry," IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 43, no. 4, pp. 324-332, Apr. 1996.

Bulk Silicon Multi-Gate MOSFET을 이용한 Balanced CMOS 소자 구현

이효석, *송윤흡
한양대학교 전자컴퓨터통신공학과
e-mail : elitelhs@naver.com, yhsong2008@hanyang.ac.kr

Implementation of Balanced CMOS with Bulk Silicon Multiple-Gate MOSFET

Hyo-Seok Lee, *Yun-Heob Song
Department of Electronics and Computer Engineering
Hanyang University

Abstract

Multi-gate MOSFETs on bulk silicon wafer is simulated by TCAD Sentaurus Simulator. GAA MOSFETs also have better SS than FinFET. Drain current of multi-gate MOSFET can be controlled by variation of fin height, so we can implement balanced CMOS device with multi-gate MOSFET.

I. 서론

모바일 시장이 날로 거대화됨에 따라 저전력 반도체 소자에 대한 시장의 요구는 점점 커져가고 있다. 이러한 저전력 반도체 소자의 구현을 위해서는 MOSFET 공정 미세화가 필요하다. 그러나 일반적인 평면(Planar) 게이트 MOSFET은 현재 SCE(Short Channel Effect)로 인한 DIBL(Drain-induced Barrier Lowering)의 증가 및 문턱 전압 저하로 인해 더 이상의 공정 미세화가 어려운 실정이다. 그리하여 그 대안으로 다중(Multi) 게이트 MOSFET 소자가 제안되고 있다.[1~3] 이러한 다중 게이트 소자에는 DG(Dual-Gate) FinFET, TG (Tri-Gate) FinFET, Π -Gate, Ω -Gate, GAA(Gate-All-Around) MOSFET 등이 있다.[1~3] 다중 게이트 소자들은 게이트의 채널에 대한 통제력을 증가시켜, 미세한 공정에서도 좋은 MOSFET 특성을 얻을 수 있다. 다중 게이트 MOSFET은 좋은 소자의 특성을 얻기 위해 주로 SOI(Silicon-On-Insulator) 구조로 제작된다.

그러나 SOI 구조 소자는 그 제조단가가 높다.

저전력 논리 소자에서 사용하기 위해서는 p-type MOSFET과 n-type MOSFET이 함께 연구가 되어야 하며, 동일한 수준의 드레인 전류를 갖는 Balanced CMOS의 구현이 필요하다. 그러나 정공의 이동도는 전자의 이동도에 비해 낮기 때문에,[4] 동일한 구조에서 p-type MOSFET의 드레인 전류는 n-type의 그것보다 적다. 기존에는 이를 보완하기 위해 p-type MOSFET의 핀 개수를 n-type보다 많이 사용하였다.[5] 그러나 이러한 방법은 웨이퍼 집적도 향상에 불리하여 제조 단가가 높다.

본 논문에서는 SOI에 비하여 구조가 더 간단하여 제조단가를 낮출 수 있는 Bulk Silicon Wafer를 기반으로 한 다중 게이트 MOSFET 소자를 검토하며, 특히 FinFET과 GAA MOSFET 등 두 가지 구조의 특성을 시뮬레이션 한다. 또한 Fin 개수보다 효율적인 방법으로써 핀 높이를 조절하여 Balanced CMOS 소자를 구현한다.

II. 소자 구조

본 논문에서는 시뮬레이션 툴로써 Synopsys사의 TCAD Sentaurus Simulator를 사용하였다. 그림 1, 2는 본 논문에서 제안하는 FinFET과 GAA MOSFET 소자의 구조를 보여주고 있다.

그림 1의 FinFET은 듀얼 게이트 방식으로 동작하게 하기 위해 Fin의 윗부분은 두꺼운 절연층 영역을 포함하고 있다. 게이트 전극은 핀의 양 옆에서 동작한다. 그림 2의 GAA MOSFET은 채널의 네 방향으로 동일한

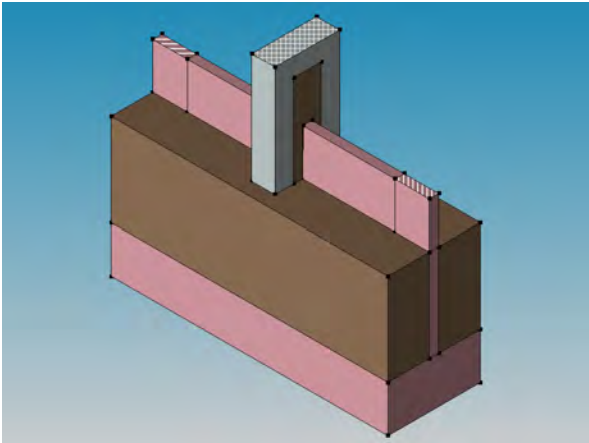


그림 1. FinFET 소자 구조

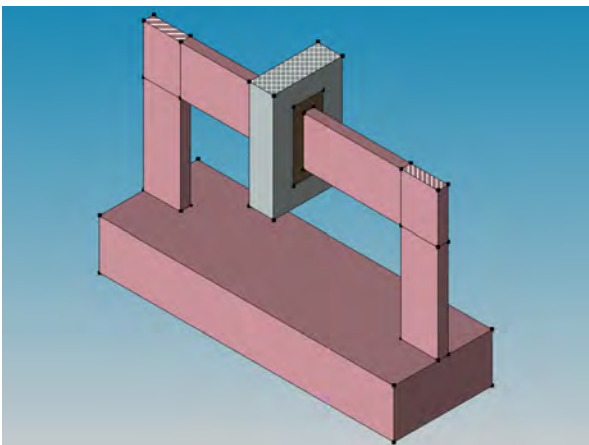


그림 2. GAA MOSFET 소자 구조

두께의 절연층을 포함하고 있다. 절연층의 물질은 HfO_2 를 사용하였으며, 게이트 물질은 Ti이다. PMOS는 NMOS와 동등한 수준의 드레인 전류를 얻기 위해 두 배의 핀 높이를 가진다. 표 1은 소자의 세부적인 치수이다.

(단위 : nm)

Gate Length (L_{Gate})	25	
Fin Width (W_{Fin})	10	
Fin Height (H_{Fin})	NMOS	50
	PMOS	100
Dielectric Thickness (t_{ox}) (괄호 안은 EOT)	4 (0.62)	
	6 (0.94)	
	8 (1.25)	
	10 (1.56)	
	12 (1.87)	

표 1. 소자의 세부 치수

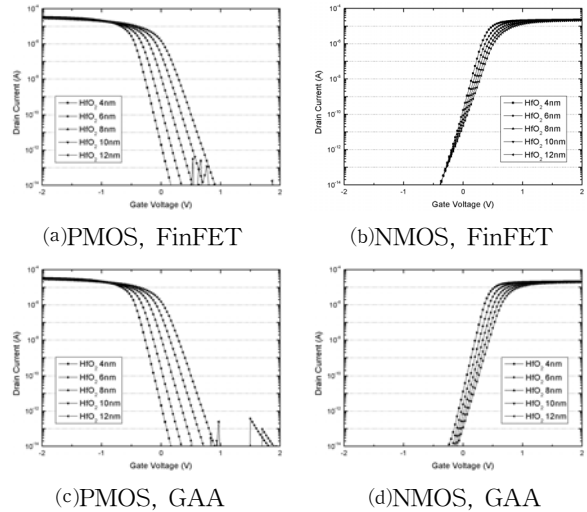


그림 3. 전달 특성

III. 시뮬레이션 결과

그림 3은 각 소자들의 전달특성이다. HfO_2 절연층의 두께가 얇을수록 낮은 V_{th} 값과 더 작은 SS(Sub-threshold Slope) 값을 보여주었다. 따라서 절연층은 게이트 누설 전류에 영향 받지 않는 한도 내에서 충분히 얇은 것이 좋다고 해석할 수 있다. 표 1, 2는 각 소자 별로 계산된 V_{th} 및 SS값이다. 표 2는 동일한 조건에서 FinFET보다 GAA MOSFET의 SS 특성이 우수함을 보여준다. 이는 GAA MOSFET이 FinFET보다 더 좋은 채널 통제력을 지님을 의미한다.

(단위 : mV/decade)

t_{ox} (EOT)	4nm (0.62nm)	6nm (0.94nm)	8nm (1.25nm)	10nm (1.56nm)	12nm (1.87nm)
N / FinFET	0.328	0.385	0.436	0.481	0.519
N / GAA	0.371	0.447	0.516	0.580	0.638
P / FinFET	-0.442	-0.320	-0.198	-0.076	0.045
P / GAA	-0.433	-0.313	-0.193	-0.075	0.041

표 1. Threshold Voltage

(단위 : mV/decade)

t_{ox} (EOT)	4nm (0.62nm)	6nm (0.94nm)	8nm (1.25nm)	10nm (1.56nm)	12nm (1.87nm)
N / FinFET	78.68	85.26	90.79	95.55	99.66
N / GAA	70.01	75.05	79.91	84.24	87.99
P / FinFET	-71.32	-77.75	-83.37	-92.35	-100.00
P / GAA	-70.65	-77.43	-84.51	-91.67	-99.50

표 2. Sub-threshold Slope

그림 4, 5는 각각 FinFET과 GAA MOSFET 소자의 출력 특성이다. 여기서 절연층의 두께는 4nm이며, 전달특성 시뮬레이션 결과에 따라 채널 도핑 농도를 변화하여 V_{th} 를 조절한 후 시뮬레이션 하였다.

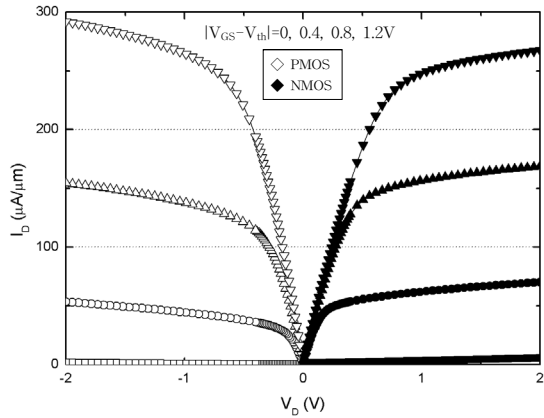


그림 4. FinFET 소자의 출력 특성

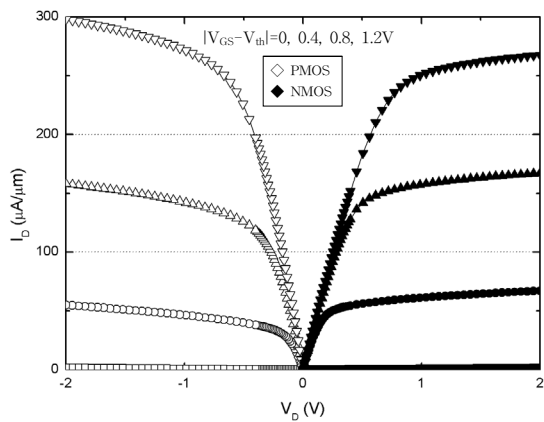


그림 5. GAA MOSFET 소자의 출력 특성

정공의 낮은 이동도에도 불구하고, 더 높은 핀 높이를 적용한 결과로 PMOS의 드레인 전류가 NMOS와 대등한 수준에 도달할 수 있었다. $|V_{GS}-V_{th}|=0.4$ V에서는 아직 NMOS에 비해 PMOS의 드레인 전류가 낮은 값을 갖지만, V_{GS} 가 증가함에 따라 드레인 전류의 증가폭이 더욱 커져 $|V_{GS}-V_{th}|=1.2$ V에서는 PMOS가 더 큰 드레인 전류를 보여주고 있다. 표 3은 $|V_{GS}-V_{th}|=0.8, 1.0, 1.2$ V에서 시뮬레이션한 $V_D=1$ V에서의 드레인 전류 값이다. 표 3은 본 소자가 $|V_{GS}-V_{th}|=1.0$ V 영역에서 2% 오차 이내의 Balanced CMOS로 동작함을 보여준다. 핀의 높이를 조절하면 다른 동작지점에서도 Balanced CMOS를 구현할 수 있다.

(단위 : μA)

$ V_{GS}-V_{th} $	0.8 V	1.0 V	1.2 V
N / FinFET	157.15	204.24	249.37
P / FinFET	138.73	200.48	266.49
N / GAA	158.03	206.10	252.15
P / GAA	143.08	206.33	273.61

표 3. $V_D=1$ V에서의 드레인 전류

IV. 결론

본 논문에서는 FinFET 및 GAA MOSFET 구조를 시뮬레이션 하였다. 이들 소자는 절연층의 두께가 얇을수록 더 좋은 SS 특성을 보이며, GAA MOSFET은 FinFET보다 더 우수한 SS 특성을 보인다. 이러한 다중 게이트 MOSFET은 핀의 높이에 따라 드레인 전류를 조절하여 Balanced CMOS를 구성할 수 있다.

참고문헌

- [1] Isabelle Ferain et al., "Multigate transistors as the future of classical metal - oxide - semiconductor field-effect transistors", Nature, 2011.
- [2] Kelin J. Kuhn et al., "Technology Options for 22nm and Beyond", Intel Corporation, IEEE, 2010.
- [3] Kelin J. Kuhn et al., "Considerations for Ultimate CMOS Scaling", Intel Corporation, IEEE, 2012.
- [4] Tai Sato et al., "Effects of crystallographic orientation on mobility, surface state density, and noise in p-type inversion layers on oxidized silicon surface", TOSHIBA, JJAP, 1969.
- [5] Tadahiro Ohmi et al., "Science-based New Silicon Technologies Exhibiting Super High Performance due to Radical-reaction-based Semiconductor Manufacturing", Tohoku University, JKPS, 2011.

Pd/Ta₂O₅/SiC 구조의 고온용 수소가스 센서

*최제훈^{1,2}, 김성진¹, 정민수¹, 이성수¹, 주성재², 김상철²
경남대학교 전자공학과¹
한국전기연구원²
e-mail : cjh@keri.re.kr, sjk1216@kyungnam.ac.kr

High temperature hydrogen Gas Sensors of Pd/Ta₂O₅/SiC structure

*Jehoon Choi^{1,2}, Seongjeen Kim¹, Minsoo Jung¹, Seongsu Lee¹,
Sungjae Joo² and Sangchoel Kim²

Department of Electronic Engineering, Kyungnam University¹

Power semiconductor research center, Korea Electrotechnology Research Institute (KERI)²

Abstract

There are a many of needs for the development of SiC-based sensors for harsh environment applications. We fabricated and investigated Pd/Ta₂O₅/SiC-based hydrogen gas sensors possible to operate at high temperatures above 500°C. In this work, we used silicon carbide (SiC) as a substrate to replace silicon which operating temperatures are limited to 200°C below. The sensor was designed to MIS (metal-insulator-semiconductor) structure. For sensitive improvement, thin tantalum oxide was investigated as dielectric layer which has high permeability for hydrogen gas and high dielectric permittivity. Experimentally, dependence of I-V characteristics and capacitance response properties on hydrogen gas concentrations was analyzed in the temperature ranges of room temperature to 500°C.

I. 서론

실리콘은 일반 반도체 산업에서 널리 사용되는 소재이지만 상대적으로 작은 밴드 갭으로 인해 250°C 이상의 온도에서 사용하는 경우에 큰 누설 전류의 발생

으로 사용이 제한된다. 이에 따라 실리콘을 대신할 고온용 반도체소재에 관한 연구[1-4]가 활발히 진행되고 있으며, 주로 전력용반도체 소자에 이용되고 있는 SiC 반도체가 넓은 밴드갭 에너지를 가지고 있어 1000°C에도 동작할 수 있는 것으로 알려져 왔다. 또한 SiC 반도체는 우수한 열 전도성 (3~4.9W/cmK)과 화학적 안정성을 나타내고 있어 열악한 환경에서도 견딜 수 있는 장점을 가지고 있다.

따라서 본 연구에서는 SiC 반도체 기판을 이용한 MIS (금속-산화막-반도체) 구조의 수소가스 센서를 제작하여 고온에서 사용가능성 여부를 평가하고자 한다. 특히 금속산화막으로 금속 전극과 반도체를 분리한 MIS 구조는 고온에도 안정성을 갖는 중간 산화막으로 인해 고온에 적합하며, 다양한 금속산화막으로부터 나타나는 고유의 가스 흡착 특성의 차이로 인해 가스선택성을 향상시킬 수 있게 한다.

한편 고온의 환경은 소자에 결함을 유발하는 문제를 야기할 수 있지만, 반면에 가스반응을 활성화시켜 감도를 개선시킬 수 있는 잇점을 제공한다. 본 연구에서는 고온에서 사용 가능한 SiC 기판에 유전율과 수소가스 흡착율이 높은 탄탈륨 산화막(Ta₂O₅)을 스피터로 박막 증착된 MIS 커패시터 구조의 수소가스센서를 제작하여 그 특성을 고찰하고자 한다.

II. 소자제작 및 실험

4H-SiC 단결정 기판상에 300W의 출력하에서 2분간 탄탈륨(Ta)을 스퍼터링으로 증착한 후에 다시 탄탈륨산화막(Ta₂O₅)을 형성하기 위해 급속 열처리 공정(RTP)으로 3분간 500℃ 온도에서 산소가스를 주입하였다. 산화 후, 뒷면에 Ni 전극을 증착하기 위해 300W의 출력하에서 20분간 스퍼터링한 후에 Ni silicide를 형성하기 위해 1분간 950℃에서 급속열처리하였다. 다음 공정으로, 형성된 탄탈륨산화막 위에 세도우 마스크를 이용하여 팔라듐(Pd)을 증착 하였다. 팔라듐 전극은 Ni과 Pt보다 훨씬 높은 수소 용해도를 가지고 있어 수소가스를 검지하는 센서에 널리 이용하고 있다. 그림 1은 MIS구조로 된 수소 가스센서의 단면도를 나타낸 것으로 탄탈륨산화막의 두께는 약 100nm로 측정되었다.

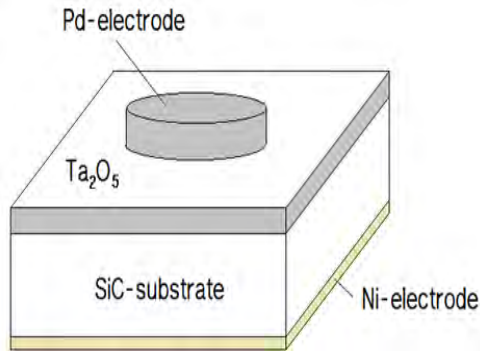


그림 1. Pd/Ta₂O₅/SiC 기반의 수소 가스센서 구조

III. 결과 및 논의

수소가스는 현재 석유화학산업이나 연료전지용 자동차에 널리 사용되고 있어, 관련 시설로부터 가스누출에 대한 검지 요구가 증대하고 있으며 안전성면에서 농도가 4%이상이면 폭발할 위험성이 높기 때문에 관리가 요구된다. 본 연구에서 측정된 수소가스의 농도 범위는 2,000ppm까지 제한하였다. 제작된 MIS구조의 수소가스 센서로부터 응답특성을 보기위해 정전용량의 변화를 측정된 결과가 그림 2와 같이 나타났다. 상위 촉매 전극으로 사용된 팔라듐(Pd)과 탄탈륨산화막(Ta₂O₅)은 수소가스에 대한 반응이 우수한 물질로서, 상온으로부터 500℃까지 온도범위에서 정전용량의 변화를 측정하였으며 고온인 500℃에서 감도가 가장 우수한 것으로 나타났다. 결과적으로 상온에서는 거의 변화가 없었지만, 500℃에서 가장 감도가 높게 나타난 원인은 온도가 증가할수록 탄탈륨산화막에 수소가스의 흡착현상이 가장 활성화하는 것으로 해석할 수 있다.

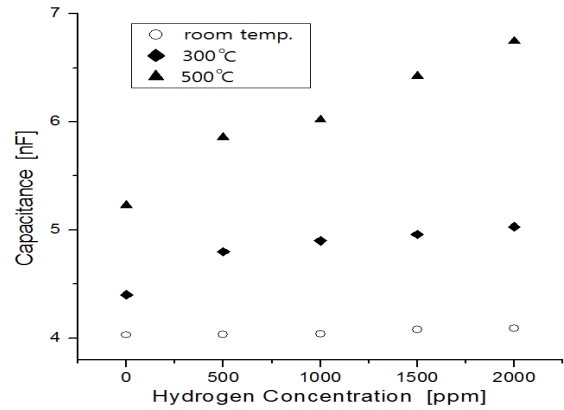


그림 2. 수소가스농도에 대한 정전용량의 변화

IV. 결론

본 연구에서 제작한 Pd/Ta₂O₅/SiC 구조의 수소가스 센서는 마이크로 제조 기술을 통해 간단하게 제작할 수 있으며, 낮은 가스 농도에서도 민감하게 반응하고 특히 500℃의 고온에서도 우수한 감도와 함께 정상적으로 동작함을 확인할 수 있었다. 특히 탄탈륨산화막(Ta₂O₅)은 가스센서의 감지막으로 거의 사용한 적이 없는 유전체지만, 이번 실험을 통해 수소가스를 검지할 수 있는 유용한 금속산화막으로 밝혀졌다.

<감사의 글>

본 연구는 교육과학기술부와 한국연구재단의 지역혁신인력양성사업으로 수행된 연구결과임.

참고문헌

- [1] A. Trinchi, et. al, "High temperature field effect hydrogen and hydrocarbon gas sensors based on SiC MOS devices", Sens. Actuators B, vol. 133, pp. 705-716, 2008
- [2] M. T. Soo, et. al, "Advances of SiC-based MOS capacitor hydrogen sensors for harsh environment applications", Sens. Actuators B, vol. 151, pp. 39-55, 2010
- [3] J. Yu, et. al, "Hydrogen gas sensing properties of Pt/Ta₂O₅ Schottky diodes based on Si and SiC substrates", Sens. Actuators A, vol. 172, pp. 9-14, 2011
- [4] L.P. Martin, et. al, "Electrochemical hydrogen sensors for safety monitoring", Solid Stat. Ion., vol. 175, pp. 527-530, 2004

측면 상변화 접촉면적을 이용한 3차원 상변화 메모리 구조에 관한 연구

유호천¹, 양형준², *송윤흡¹

한양대학교 공과대학 융합전자공학부¹, 전자컴퓨터통신공학과²

e-mail : yasim617@gmail.com, yangman1720@naver.com, yhsong2008@hanyang.ac.kr

A study of three-dimensional phase-change memory architecture using the side contact area

Hocheon Yoo, Hyungjun Yang *Yunheub Song

Department of Electronic Engineering¹

Department of Electronic and Communication Engineering²

Abstract

In this paper, we proposed a new piece of 3D memory architecture to overcome limitations current memory devices have. This memory structure has been designed in a way to deposit phase-change material on the contact area. We also simulated phase-change characteristics of proposed 3D memory architecture by using the Sentaurus tool and found the operating current density decreased dramatically. This paper shows that the proposed 3D memory architecture has an opportunity to realize the goals of next-generation tera-bit storage memory with the 3D NAND flash memory architecture.

I. 서론

최근 2차원 NAND Flash 메모리가 scaling되면서 다양한 물리적 한계로 인하여 단위 비트 당 제작비용이 점차 증가할 것으로 예측되고 있다. 따라서, scaling에 의한 한계를 극복하기 위하여 각 NAND flash 제조업체에서는 3차원 NAND Flash 구조를 제안하고 있으며, VLSI 및 IEDM등의 주요학회에서 많은 연구 결과를 발표하고 있다[1-4]. 특히, 이러한 3차원 NAND Flash 구조 중에서도 리소그래피 공정을 최소화 시킨 구조인 BICS(Bit Cost Scalable) 구조[1] 및 이를 개선한

Pipe-shaped BiCS Cell 구조[2]는 비트 당 제작비용 면에서 상당한 경쟁력을 가진다. 그러나 현재 개발되고 있는 3차원 NAND Flash 구조에서는 ONO층을 Storage 영역으로 사용하고 있다. 일반적으로 Nitride 층을 Storage 영역으로 이용하는 구조는 신뢰성에 대한 많은 문제점을 보인다고 알려져 있다. 한편, 3차원 NAND Flash 구조는 구조적으로 scaling에 문제점이 존재한다. BiCS구조에서는 수직방향의 Poly Si 채널 내에 ONO 구조가 포함된 Storage 영역을 사용함으로써 수직방향의 채널을 형성하기 위한 Contact hole의 크기가 ONO 두께에 의해서 결정된다[1]. 따라서, ONO 두께를 10~20 nm이상으로 형성하게 되면, Contact hole의 크기는 적어도 40 nm이상을 확보해야하는 문제점이 있다. 이에따라, 현재 10 nm급의 2차원 NAND Flash와 동일한 집적도를 구현하기 위해서는 상당한 다수의 복수층이 요구된다. 본 논문에서는 앞에서 언급한 3차원 메모리 구조의 storage 물질 측면과 구조적 문제점을 동시에 해결하기 위하여 상변화 물질을 수평방향으로 적층시켜 측면의 상변화 접촉 면적을 활용하는 3차원 상변화 메모리 구조를 제안하고자 한다.

II. 수평방향으로 적층된 상변화 물질의 측면 접촉면적 이용한 3차원 상변화 메모리 구조

그림 1은 본 논문에서 제안하는 소자 구조의 수직 단면

도를 보여주고 있다.

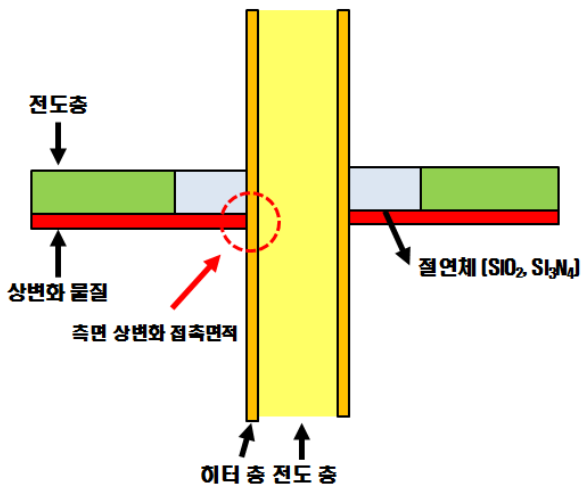


그림1. 제안된 3차원 메모리 구조의 수직 단면도

최근 상변화 재료를 이용한 3차원 메모리 구조가 제안되고 있지만, contact hole 측벽에 상변화 재료를 수직으로 형성시켜 수평방향의 전도층과의 접촉되는 부위의 면적을 이용한다[5]. 그러나 전도층의 저항을 고려하면 접촉 면적을 줄이기 어려운 문제가 있다. 또한, contact hole내에 메모리용 상변화 물질, 히터층등이 형성되어 BiCS와 같이 ONO층을 이용하는 구조에 비해서 contact hole을 scaling하기 어려운 단점이 있다. 그림2에서 보는바와 같이 제안된 구조는 수직방향의 히터층과 수평방향으로 적층된 상변화 물질의 측면 사이에 접촉 면적을 이용하여 상변화가 이루어진다. 이러한 구조는 Contact hole 내부의 메모리 저장 물질을 제거함으로써 Contact hole 크기를 기존의 3차원 메모리 구조보다 더 scaling 시킬 수 있게 된다. 또한, 수평으로 적층된 상변화의 물질의 두께를 변화시킴으로써, 접촉 면적의 저항을 조절하여 구동전류밀도를 현저하게 감소시킬 수 있는 구조를 가지고 있다. 그림2는 제안된 3차원 상변화 메모리 구조의 제작 순서를 보여주고 있다. 그림 2(a)에서 보는바와 같이 전도층, 상변화층 및 절연층을 순차적으로 형성하며, (b)반복적으로 적층된 전도층과 상변화층 층을 식각공정을 통하여 Contact hole을 형성한다. (c)이러한 전도층의 일부를 화학적 또는 습식 식각하여 절연체를 형성시킴으로써, 수평전도층과 수직전도층 간의 도통을 방지하게 된다. 마지막으로 (d)히터층과 전도층을 contact hole 내에 증착한다. 이러한 제작공정을 바탕으로한 제안된 3차원 상변화 메모리는 수직방향의 적층수의 부담을 획기적으로 감소시킬 수 있으며, 공정 기술 측면에서 제조비용을 감소시킬 수 있

는 장점을 가지고 있다. 또한, 수직 방향의 scaling에 의해서 3차원 메모리 구조에서 안정적인 셀 특성 및 신뢰성 확보가 가능하다.

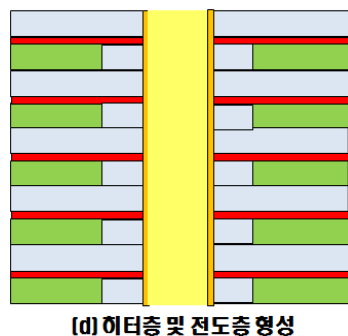
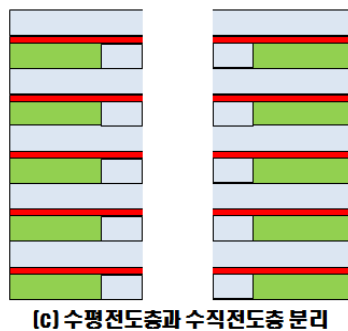
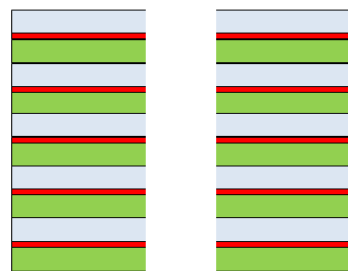
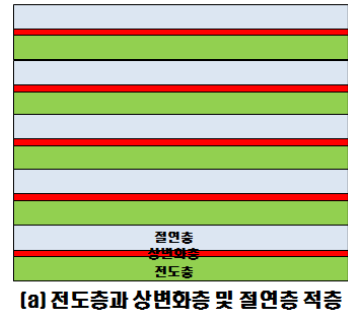


그림2. 제안된 3차원 메모리 구조의 제작순서

III. 제안된 3차원 상변화 메모리 구조의 온도변화 및 전류밀도 특성결과

제안된 3차원 메모리 구조에 대한 상변화 특성 및 상변화층 두께의 변화에 따른 구동전류밀도를 파악하기 위하여 Synopsys 사의 Sentaurus tool을 이용하여 모의 실험 하였다. 모의실험에 사용된 상변화 물질은 GST이며, 전도층 및 히터층은 일반적으로 상변화 메모리에 널리 이용되는 TiN과 같은 물질을 사용하였다. GST의 상변화 특성을 구현하기 위하여 impact ionization 모델, carrier trap 모델등을 적용하였으며, 그 밖에도 전도층의 저항, valence band shift, GST와 히터층간의 저항률, 전류 pulse 폭, 주변온도 등의 파라미터를 설정하여 모의실험 하였다[6]. 그림 3-1은 설정한 파라미터를 바탕으로 제안된 3차원 상변화 메모리 구조에 대한 온도 변화 특성을 나타낸 그림이다. 그림 3-1에서 보는 바와 같이 상변화 물질의 두께가 3 nm 정도일 때, 300 ns의 pulse 폭과 70 uA정도의 전류에서 히터층과 GST물질의 측면 사이의 접촉면적에서 set 상태의 온도 변화가 일어나는 것을 확인 할 수 있었다.

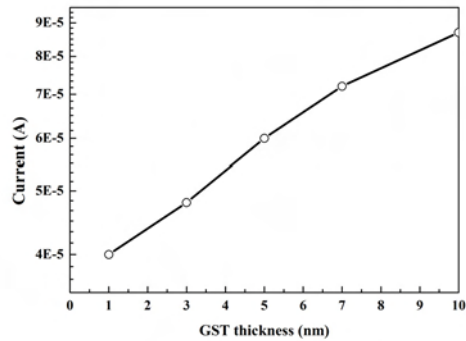


그림4. GST의 두께에 따른 전류값

그림 3(a)부터 3(d)는 300ns 펄스폭과 50uA에서 GST 두께변화에 따른 온도변화를 나타낸 그림이다. 50uA의 동일한 구동전류에서 GST의 두께가 변화됨에 따라 set 상태의 온도가 변화됨을 확인 할 수 있었다. 이에 따라, GST 두께를 변화시킴으로써 측면 접촉면적의 저항 감소 가능성을 확인 할 수 있다.

앞의 모의 실험결과를 바탕으로, GST의 두께 변화에 따라서 set상태로 변화시키기 위한 구동전류 전류값을 모의실험해 보았다. 그림 4는 제안된 구조에 GST 두께를 1, 3, 5, 7, 10 nm 로 변화를 주고 각 두께에 따른 구동전류를 모의실험한 결과이다. 그림 4의 그래프 결과와 같이 GST 두께가 작아질수록 구동전류가 감소됨을 확인할 수 있다. 이 모의 실험을 통해 측면 상변화 접촉면적을 이용한 3차원 메모리의 구동전류밀도를 감소시킬 수 있음을 확인 하였다.

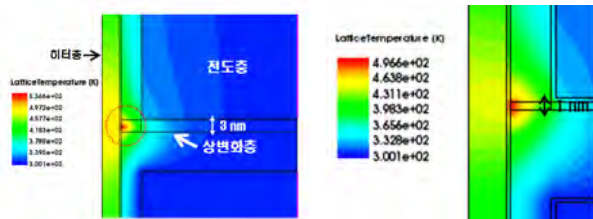


그림 3(a)
GST의 두께 3 nm 일때
모의실험결과

그림 3(b)
GST의 두께 1 nm 일때
온도변화(496K)

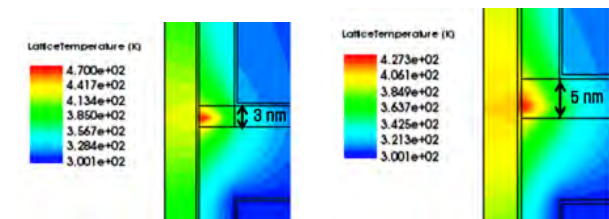


그림 3(c)
GST의 두께 3 nm 일때
온도변화(470K)

그림 3(d)
GST의 두께 5 nm 일때
온도변화(423K)

그림3. 3차원 상변화 메모리 구조의 온도변화

IV. 결론

본 논문에서는 기존의 3차원 NAND Flash 구조의 문제점을 해결하기 위하여 3차원 상변화 메모리 구조를 제안하였고, 제안된 3차원 상변화 메모리 구조는 수직방향과 수평방향의 적층 높이를 동시에 줄 일 수 있는 장점을 가지고 있으며, 단순한 제작순서를 통하여 제조 비용 측면에서도 상당한 장점을 가지고 있다. 또한, Sentaurus tool을 이용한 모의실험을 통하여 set 및 reset 상태의 온도변화를 확인 하였으며, 동일한 전류 pulse에서 상변화 물질의 두께 변화에 따른 set 및 reset상태의 온도변화가 달라짐을 확인 할 수 있었다. 이러한 모의실험 결과는 제안된 3차원 상변화 메모리 구조의 실현 가능성을 확인 할 수 있는 계기가 되었다.

참고문헌

- [1] R. Katumata, M. Kito, Y. Fukuzumi, H. Tanaka, Y. Komori, M. Ishiduki, J. Matsunami, T. Fujiwara, Y. Nagata, L. Zhang, Y. Iwata, R. Kirisawa, H. Aochi and A. Nitayama, "Pipe-shaped BiCS Flash Memory with 16 Stacked Layers and Multi-Level-Cell Operation for Ultra High Density Storage Devices," 2009 Symposium on VLSI Technology Digest of Technical Papers, IEEE 978-4-86348-009-4, pp. 136-137
- [2] H. Tanaka, M. Kido, K. Yahasi, M. Oomura, R. Katsumata, M. Kito, Y.Fukuzumi, M. Sato, Y. Nagata, Y. Matsuoka, Y. Iwata, H. Aochi and A. Nitayama, "Bit Cost Scalable Technology with Punch and Plug Process for Ultra High Density Flash Memory," 2007 Symposium on VLSI Technology Digest of Technical Papers, IEEE 978-4-900784-03-1, pp. 14-15
- [3] J.H. Jang, H.S. Kim, W.S. Cho, H.S. Cho, J.H. Kim, S.I. Shim, Y. Jang, J.H. Jeoung, B.K. Son, D.W. Kim, K. Kim, J.J. Shim, J.S. Lim, K.H. Kim, S.Y. Yi, J.Y. Lim, D. Chung, H.C. Moon, S. Hwang, J.W. Lee, Y.H. Son, U.I. Chung and W.S. Lee, "Vertical Cell Array using TCAT(Teravit Cell Array Transistor) Technology for Ultra High Density NAND Flash Memory," 2009 symposium on VLSI Technology Digest of Technical Papers, IEEE 978-4-86348-009-4, pp. 192-193
- [4] W. Kim, S. Choi, J. Sung, T. Lee, C. Park, H. Ko, J. Jung, I. Yoo, and Y. Park, "Multi-Layered Vertical Gate NAND Flash Overcoming Stacking Limit for Terabit Density Storage," 2009 Symposium on VLSI Technology Digest of Technical Papers, 978-4-86348-009-4, pp. 188-189
- [5] M. Kinoshita, Y. Sasago, H. Minemura, Y. Anzai, M. Tai, Y. Fuisaki, S. Kusaba, T. Morimoto, T. Takahama, T. Mine, A. Shima, Y. Yonamoto, and T. Kobayashi, "Scalable 3-D vertical chain-cell-type phase-change memory with 4F² poly-Si diodes," 2012 Symposium on VLSI Technology Digest of Technical Papers, IEEE 978-4673-0847-2, pp. 35-36
- [6] "Calibrating TCAD Models with Ovonyx Phase-Change Memory Cell," 2010 Synopsys

생체 전자 기기를 위한 10 비트 해상도를 가지는 2단 Cyclic 아날로그-디지털 변환기

*이형민, 김태훈, 김수환
서울대학교 전기컴퓨터공학부

e-mail : {hyongmin.lee, taehoon.kim}@amic.snu.ac.kr, suhwan@snu.ac.kr

10-bit 2-stage Cyclic Analog-to-digital Converter for Biomedical Applications

*Hyongmin Lee, Tae-Hoon Kim,
and Suhwan Kim

School of Electric and Computer Science Engineering
Seoul National University

Abstract

A 10-bit cyclic analog-to-digital converter(ADC) has been designed. The cyclic ADC consists of two stages of identical 1.5-bit multiplying digital-to-analog converters (MDAC) that share a single op-amp for reduced power consumption, and thus two bits with extra bits for redundancy are generated in one cycle. The residue is recursively converted 5 times for a total of 10 bits. Simulation results show an operating speed of 3MS/s, and the effective number of bits is 9.74 bits at Nyquist rate. The cyclic ADC has been implemented in 0.18 um CMOS technology and has a figure of merit of 782 fJ/conversion step.

I. 서론

아날로그-디지털 변환기 (Analog-to-Digital Converter, ADC)는 대다수의 전자기기에 필수로 들어가는 매우 중요한 회로로, 이에 대한 연구는 매우 활발하게 이루어지고 있다. ADC는 외부에서 감지하는 신호를 디지털로 처리할 수 있도록 변환하는 기능을 하고 있기 때문에, 오늘날 연구 및 개발이 매우 활발하게 이루어지고 있는 모바일 및 생체 전자 기기 등에서 맞춤형 ADC의 요구가 매우 크다. 특히, 인체 혹은 생물에 이식되는 전자 칩의 경우, 크기가 매우 작아야 하기 때문에, 여러 종류의 ADC 중에서도 cyclic ADC가 최적화되어 있다고 할 수 있다. Cyclic ADC는 파이프라인 ADC의 각 단을 구성하는 MDAC (Multiplying Digital-to-Analog Converter)을 한 개 혹은 두 개를 재사용하는 구조로, 구성 회로는 동일하지만 전력소모 및 크기는 작아지고 대신에 속도는 느려진다[1],[2]. 생체 신호는 수에서 수십 kHz로 동작하기 때문에 파이프라인 ADC보다는 크기가 작고 전력소모가 적은 cyclic ADC가 적합하다. 이 논문에서는 생체 전자 기기에 활용 가능한 10 비트 해상도를 가지는 2단 cyclic ADC를 설명한다.

II. 본론

2.1 Cyclic ADC 전체 구조

Cyclic ADC의 구조는 그림 1과 같다. 2단으로 구성되어 있으며, 동일한 1.5-비트 MDAC이 두 개가 직렬로 연결되어 있다. 두 MDAC은 전력소모 및 크기를 줄이기 위하여 연산증폭기와 커패시터를 공동으로 사용하고 있다[3],[4]. MDAC1의 residue 전압은 MDAC2로 인가되고, MDAC2의 residue 전압은 아날로그 MUX를 통해 다시 MDAC1의 입력으로 들어가게 된다. 각 MDAC은 디지털 출력으로 00, 01, 10의 세 종류를 내게 되고, Digital Correction Logic 회로에서 이를 더하여 최종 디지털 출력을 내보낸다. 10 비트 성능을 내도록 회로를 설계하였기 때문에 입력 샘플 한 개당 회로가 총 5번 반복해서 동작한다.

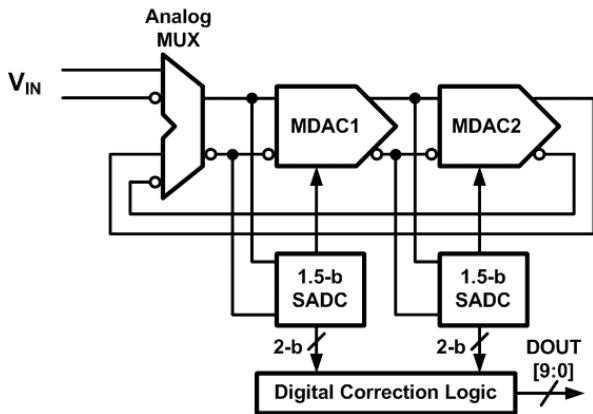


그림 1 Cyclic ADC의 전체 구조도

2.2 Multiplying DAC (MDAC)

Cyclic ADC의 핵심이 되는 MDAC은 1.5-비트 switched-capacitor 구조로 설계하였다. 샘플링 위상 ϕ_1 때 입력 전압을 샘플링하고, 전하 전달 위상 ϕ_2 때 이를 증폭하게 된다. 샘플링 위상 때 입력 전압은 전하의 형태로 커패시터 C_1 과 C_2 에 샘플링되는데, 이 때의 전하는

$$Q = (C_1 + C_2)(V_{IN} - V_{COM})$$

으로 나타낼 수 있다.

전하 전달 위상 때에는 그림 2(a)의 V_X 노드가 연산증폭기에 의하여 V_{COM} 에 잡히게 된다. 이에 따라 C_1 과 C_2 에 저장되어 있던 전하는 전하보존법칙에 의하여 모두 C_2 에 저장되게 되고, 이에 따라 V_{OUT} 노드의 전압은 다음과 같이 바뀌게 된다.

$$V_O = \left(\frac{C_1 + C_2}{C_2}\right)V_{IN}$$

이에 따른 노드 V_X 와 V_O 의 전압 곡선이 그림 2(b)에 시간에 대해 나타나있다. 구현한 회로에서는 C_1 과 C_2 를 같은 값으로 두어 전하 전달 시 이득값이 2가 되도록 하였다.

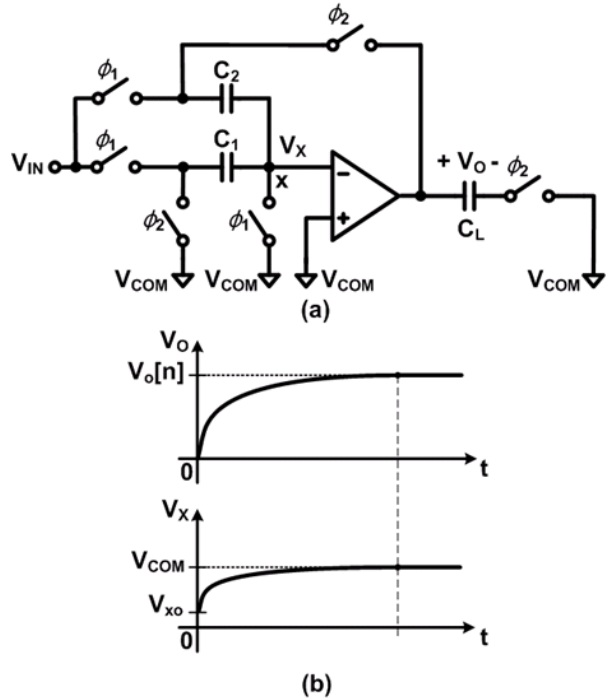


그림 2 (a) MDAC의 구조도
(b) 전하 전달 위상 때의 전압 곡선

2.3 연산증폭기

연산증폭기는 MDAC에서 실제로 전하를 전달하는 역할을 하기 때문에 cyclic ADC를 설계하는데 있어 핵심적인 역할을 한다. 전압이득이 낮으면 그림 2(a)에서 V_X 노드가 V_{COM} 과 차이가 나게 되고, 이는 곧 ADC의 해상도와 직접적으로 영향을 미치게 된다. 따라서 ADC는 높은 전압이득을 가져야 하고, 이에 따라 2단 folded-cascode 구조의 연산증폭기를 설계하였다. 시뮬레이션 결과 전압이득은 약 93dB, 대역폭은 280MHz를 가지도록 설계하였다.

III. 구현 및 시뮬레이션 결과

3.1 구현

0.18um CMOS 공정을 통하여 cyclic ADC를 설계하고 레이아웃을 하였다. 총 크기는 850um×500um으

로, MDAC의 커패시터가 많은 부분을 차지하였다. 각 샘플링 커패시터는 1pF의 크기를 갖는다. 그림 3에 전체 ADC의 레이아웃 그림이 나타나있다.

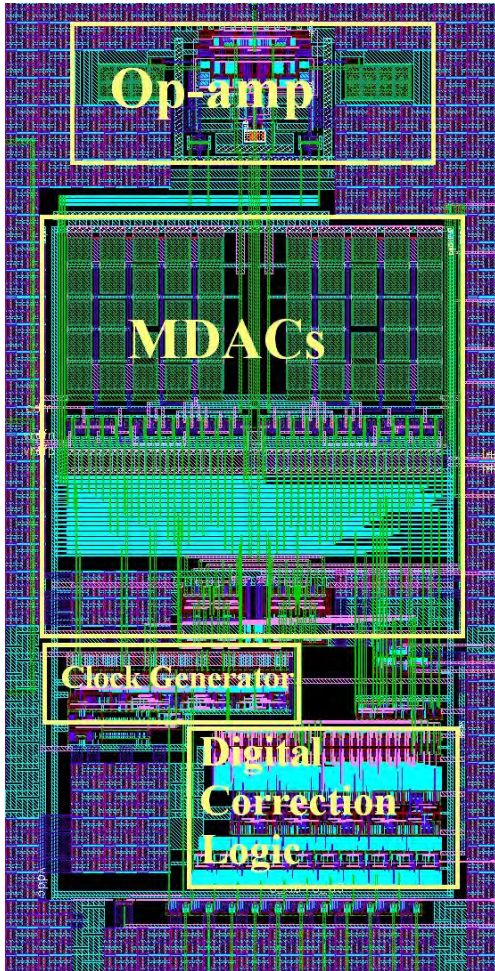


그림 3 Cyclic ADC의 전체 레이아웃

3.2 시뮬레이션 결과

구현한 cyclic ADC의 성능을 시뮬레이션을 통하여 측정하였다. 최고 속도 3MS/s에서 동작을 하며, 이 때 Nyquist rate의 입력을 인가할 경우 그림 4에서 보는 것과 같이 SNR (Signal-to-Noise Ratio)와 SNDR (Signal-to-Noise and Distortion Ratio)가 각각 60.40dB, 68.06dB가 나왔다. 유효비트수 (ENOB)는 9.74 비트로 나왔다. 총 소모 전력은 2mW로, FOM (figure of merit)은 약 782fJ/cs 으로 측정되었다.

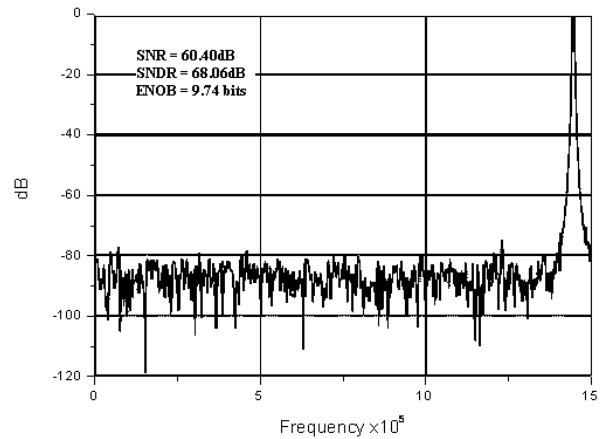


그림 4 3MS/s의 속도에서 Nyquist rate의 입력신호를 인가하였을 때의 FFT 결과 그래프

파라미터	값
공급 전압	1.8V
공정	0.18um CMOS
해상도	10 비트
샘플링 주파수	3MS/s
입력 전압 범위	1VP_P
SNR (ENOB)	60.40dB (9.74비트)
SNDR	68.06dB
전력 소모	2mW (아날로그 1.86mW, 디지털 0.14mW)
FOM	782fJ/cs

표 1 Cyclic ADC의 성능

IV. 결론

10 비트의 해상도를 가지는 cyclic ADC를 설계하였다. Cyclic ADC의 장점으로는 작은 면적과 적은 전력 소모로, 모바일 혹은 생체 전자기기에서 사용하기에 적합하다. 두 개의 1.5 비트 MDAC을 직렬로 두고 전력소모와 면적을 보다 줄이기 위하여 연산증폭기와 커패시터는 두 MDAC이 공유하도록 하였다. 한 입력 샘플 당 클럭이 5번 필요하며 총 10 비트의 출력을 낸다. 시뮬레이션 결과, 최대 3MS/s의 속도에서 동작을 하며, 이 때의 SNR와 SNDR 및 유효비트수는 각각 60.40dB, 68.06dB, 그리고 9.74 비트이다. 0.18 CMOS 공정을 통하여 설계하였고, FOM은 약 782 fJ/cs 가 된다.

참고문헌

- [1] P. W. Li, M. J. Chin, P. R. Gray, and R. Castello, "A ratio-independent algorithmic analog-to-digital technique," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 19, pp. 828-836, Dec. 1984.
- [2] B. Ginetti, P. G. A. Jespers, and A. Vandemeulebroecke, "A CMOS 13-b cyclic RSD A/D converter," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 27, pp. 957 - 965, Jul. 1992.
- [3] P. C. Yu and H.-S. Lee, "A 2.5V 12-b 5-MSample/s pipelined CMOS ADC," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 31, pp. 1854-1861, Dec. 1996.
- [4] Y. Huang and T. C. Lee, "A 10b 100MS/s 4.5mW pipelined ADC with a time sharing technique," *IEEE International Solid-State Conference*, pp. 300-301, 2010

Advanced Class-S 송신기를 위한 연속시간 델타-시그마 모듈레이터

조영균, 이성준, 장승현, 박봉혁, 정재호, 이광천
한국전자통신연구원 이동RF연구팀
e-mail : ykcho@etri.re.kr

Continuous-Time Delta-Sigma Modulator for an Advanced Class-S Transmitter

Young-Kyun Cho, Sung Jun Lee, Seung Hyun Jang,
Bong Hyuk Park, Jae Ho Jung, and Kwang chun Lee
Mobile RF Research Section
Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

A continuous-time delta-sigma modulator (CTDSM), which is suitable for an advanced Class-S transmitters, is presented. The second order CTDSM shows a signal-to-noise-distortion ratio (SNDR) of 44.7 dB and a spurious free dynamic range (SFDR) of 63.6 dB with a 3.1-MHz sinusoidal input at 522.24 MS/s. The power consumption of the modulator is 13.4 mW from a 1.2 V supply. Measurements with a mixer show that the proposed modulator modulates a 10-MHz long-term evolution signal which has an 8.5 dB peak-to-average power ratio with 3.2 % error vector magnitude and 39.4 dB adjacent channel leakage ratio.

I. 서론

Advanced Class-S 송신기 [1]는 LTE, WiMAX와 같은 차세대 무선 통신 시스템의 높은 스펙트럼 효율을 위해 고안된 것으로, 포락선 신호와 위상신호를 분

리하여 전송하는 방식을 사용한다. 1-비트 인코딩 방식을 사용하는 종래의 Class-S 송신기와는 달리 Advanced Class-S 송신기는 1.5-비트의 인코딩 방식을 사용함으로써 개선된 코딩 효율을 얻을 수 있고, 이를 통해 높은 선형성 및 스위칭 효율을 기대할 수 있다.

한편, 이러한 Advanced Class-S 송신기의 성능은 정보를 담고 있는 포락선 신호의 인코딩을 수행하는 연속시간 델타-시그마 모듈레이터(CTDSM)에 의해 크게 좌우된다. 즉, 시스템에서 요구되는 높은 샘플링 속도와 넓은 입력 대역폭을 처리할 수 있는 CTDSM의 성능이 전체 송신기의 성능을 결정짓는 매우 중요한 요소가 된다.

본 논문에서는 Advanced Class-S 송신기에 사용되는 CTDSM의 성능을 살펴보고, Mixer와의 연동시험을 통한 전체 송신기의 성능을 검증하도록 한다.

II. 본론

2.1 시스템 구조

CTDSM을 이용한 Advanced Class-S 송신기의 시스템 구조를 그림 1에 나타내었다. 제안된 송신기는 위상 신호와 포락선 신호를 분리하여 전송하는 극변조

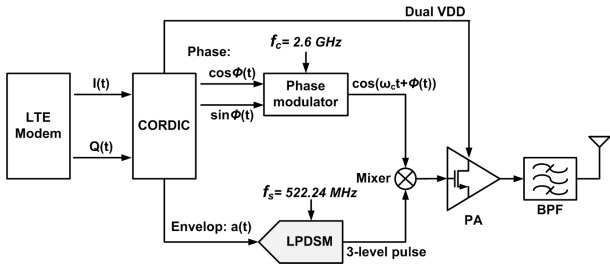


그림 1. Advanced Class-S transmitter

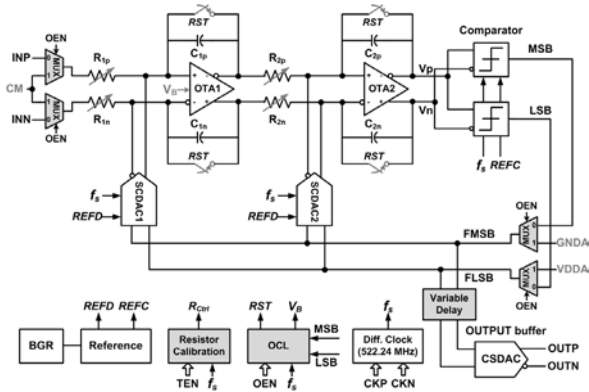


그림 2. 제안된 2차 1.5-비트 CTDSM

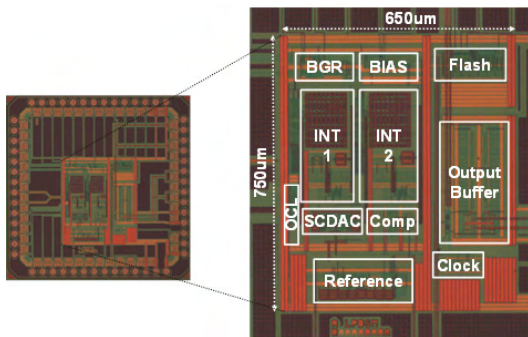


그림 3. CTDSM의 칩 사진

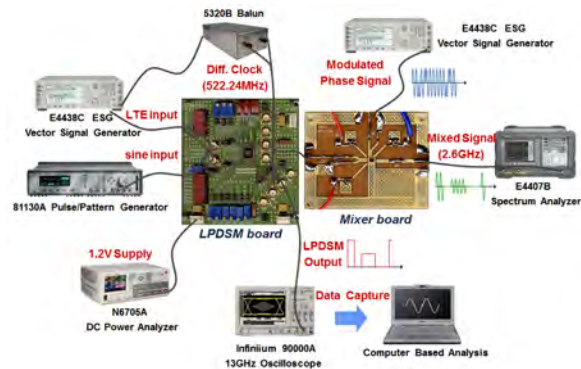


그림 4. 측정 시스템

방식에 근간한다. 포락선 신호는 높은 코딩 효율을 얻기 위해 CTDSM을 통하여 3-레벨의 PWM 신호로 변환되고 위상신호는 위상변조기를 통해 변조된다. 이 두 신호는 광대역 믹서를 통해 3개의 상태를 갖는 신호로 재생성되어 전력증폭기를 구동하게 된다. 전력증폭기는 효율을 높이기 위해 이중 전원 인가 방식을 사용한다.

송신기의 최대 EVM (error vector magnitude)을 얻기 위해 CTDSM은 2차로 결정하였으며, 출력은 1.5-비트의 해상도를 갖는다 [2]. 그림 2에 제안된 2차 1.5-비트 CTDSM을 나타내었다. 제안된 CTDSM은 저항 보정 기법과 오프셋 보정 기법을 적용한 두 개의 적분기과 비동기 클럭 방식을 적용한 비교기, 스위치드-커패시터 방식의 DAC, 그리고 50Ω 매칭된 출력 DAC로 구성된다. 외부 부품의 사용을 최소화 하기 위해서 기준 전압 발생기 (BGR), 레퍼런스, 그리고 차동 클럭을 사용하였다. CTDSM은 1.0 V_{DD} 차동 입력 신호를 처리할 수 있도록 설계되었으며, 20-MHz 대역폭, 13.056 과표본화 비율 (522.24-MHz 샘플링 주파수)을 갖도록 설계 되었다.

2.1 칩 구현 및 측정 시스템

개발된 CTDSM 칩은 TSMC사의 RFCMOS 공정을 통해 제작되었으며 제작된 칩의 사진은 그림 3과 같다. 제작된 CTDSM의 성능 검증은 크게 두 가지 방식으로 진행하였다. 첫 번째는 CTDSM의 입력에 single tone sinusoidal 입력을 인가한 뒤, DSM의 출력력을 분석한 것과 두 번째는 CTDSM의 입력에 LTE 포락선 신호를 인가한 것에 대한 분석 결과이다. 그림 4에 측정을 진행하기 위한 측정 셋업을 나타내었다.

2.2 single-tone 입력을 통한 CTDSM 성능

Single tone 입력의 경우, 그림 4의 LPDSM 보드만으로 성능 검증이 가능하다. DSM에 인가되는 1.2 V의 전원전압은 Agilent N6705A DC power supply를 통해 공급하고, Agilent 81130A Pulse/Pattern Generator를 통해 20 MHz 이하의 대역폭을 갖는 sinusoidal 입력을 인가한다. 설계된 회로의 클럭 입력은 외부의 클럭 신호를 differential로 인가받을 수 있도록 설계되었는데, 522.24 MHz의 single 클럭을 Agilent E4438C ESG를 통해 생성한 뒤, Picosecond의 5320B balun을 통해 생성된 differential 신호를 클럭으로 사용하였다. DSM의 출력은 522.24 MHz 주기로 출력이 되는데, 이를 분석하기 위해서는 이 보다 훨씬 넓은 대역폭을 갖는 오실로스코프 등을 이용하여 데이터를 저장/분석해야 한다.

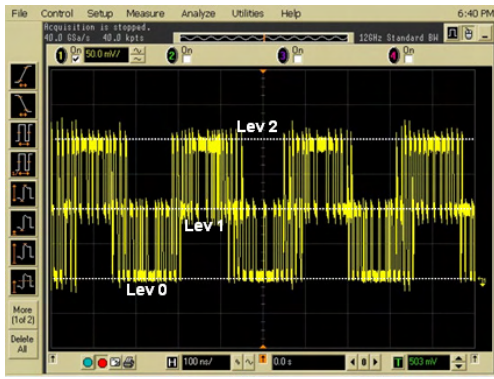


그림 5. CTDSM의 출력 파형

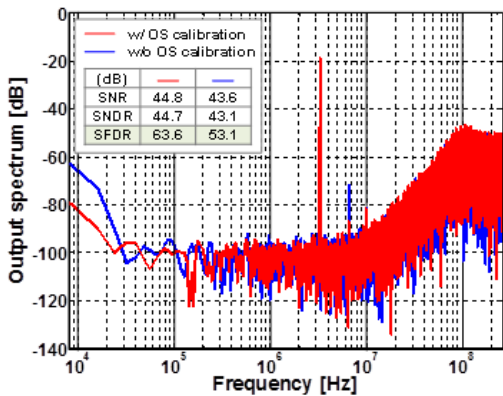


그림 6. 오프셋 보정기법을 통한 FFT 결과

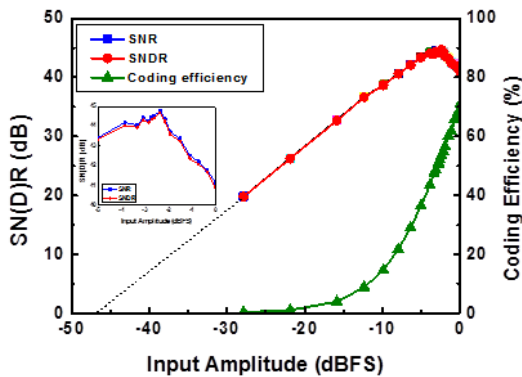


그림 7. 입력 신호크기에 따른 SNDR 및 코딩효율

따라서 본 시험에서는 Agilent Infiniium 90000A 13GHz 오실로스코프를 사용하여 출력 데이터를 저장하고, 이를 MATLAB 프로그램을 통해 분석하였다. 그림 3에 3.1 MHz 입력 주파수를 갖는 sinusoidal 입력은 인가했을 경우의 DSM출력 파형을 나타내었다. 출력파형은 설계된 것처럼 3가지 레벨을 갖는 형태로 출력이 되는 것을 확인할 수 있다. 상기 출력 데이터를 저장하여 MATLAB을 통하면, DSM의 FFT 특성을 얻을 수 있다. 한편, data를 저장하는 데 있어, 장비에

서는 1 Mbyte, 2 Mbyte 등 정수 배의 sampling 만을 지원하므로, matlab 프로그램을 통해 DSM의 원 클럭 주파수인 522.24 MHz 로 resample 해야 한다. 그림 6에 오프셋 보정 기법을 적용한 CTDSM의 FFT 결과를 나타내었다. FFT 데이터는 65,536 point를 이용하였고, 입력신호는 -2.3 dBFS와 3.1 MHz의 주파수를 이용하였다. 결과에서 확인할 수 있듯이, offset cancellation 기법을 적용하면, 낮은 주파수에서 스펙트럼 밀도가 약 18 dB 정도 감소하는 것을 확인할 수 있다. 이는 offset이 보정됨으로 인해 나타나는 현상으로 제안된 회로 기법을 통해 잘 구현되었음을 방증하고 있다. 한편, offset 보정이 이루어진 이후에도 낮은 주파수 영역에 spectrum 밀도가 여전히 -80 dB 정도 존재하는 것을 확인할 수 있는데, 이는 flicker noise에 의한 영향으로 제안하였던 오프셋 보정기법을 통해서 완전히 제거되지 않음을 확인할 수 있다. 그러나 flicker noise에 의한 스펙트럼 밀도는 대역폭 내의 다른 스펙트럼 밀도와 비교할 때 매우 작은 양임을 확인할 수 있고, 따라서 전체 시스템 성능에 영향을 주지 않음을 알 수 있다. 한편, 제안된 오프셋 보정기법을 사용하면, 그림 3에서 볼 수 있듯, 2nd harmonic을 추가적으로 줄일 수 있음을 확인할 수 있다. 즉, 제안된 회로 기법을 통해 오프셋 전압 뿐 아니라, 회로의 mismatch 등과 같은 비 이상적인 특성까지 보정이 가능한 것을 확인할 수 있다. 오프셋 보정기법을 사용하기 전후의 SFDR은 약 10 dB 이상이 개선됨을 확인할 수 있고, SNDR 특성 역시 1.5 dB 이상의 성능개선이 이루어짐을 확인할 수 있다.

입력 전압 크기에 따른 SNDR과 coding efficiency를 그림 7에 나타내었다. DSM의 경우 입력 신호 크기가 커질수록 SNDR이 커지다가 허용 가능한 최대 입력 신호에서 최대의 SNDR을 보이다가 감소하는 특성을 보여준다. 최대 입력 신호인 -2.3 dBFS에서 설계된 DSM은 44.7 dB의 SNDR을 가지며, 이는 system 시뮬레이션 값인 46 dB와 거의 일치하는 것을 확인할 수 있다. 또한 이 결과를 통해 얻은 dynamic range는 약 47 dB 정도 수준임을 알 수 있다. 한편, 일반적인 DSM의 SNR의 특성은 입력 신호가 허용 최대치를 넘어서더라도 계속 증가하는데 반해 설계된 DSM의 경우, SNDR 특성과 거의 유사한 경향으로 측정되는 것을 확인할 수 있는데, 이는 switched capacitor 형태의 feedback DAC를 사용한 DSM에서 흔히 볼 수 있는 특성이다. Coding efficiency는 그 정의에 의해 밴드내의 신호 파워가 커질수록 그 값이 증가하므로, 입력신호가 커지면 그 값 역시 증가하는 특성을 보이는 것을 확인할 수 있다. Full-scale 입력에서 약 70.7%의 값을 보이는 것을 확인할 수 있다.

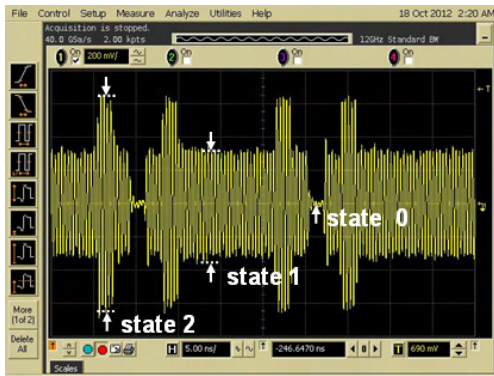


그림 8. Mixer의 출력 파형

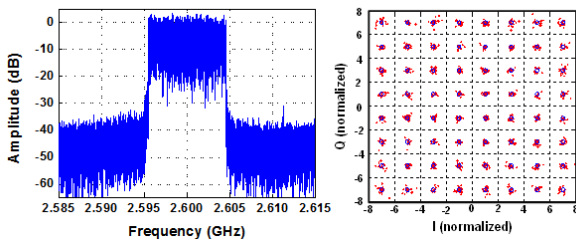


그림 9. DSM+Mixer의 스펙트럼 및 EVM 성능

Parameters	[3]	[4]	This Work
DSM	Process	SiGe bipolar	90nm CMOS
	Structure	BPDSM	LPDSM
	Order/level	4/2	1/2
	Supply (V)	3.1	1.2
	f_s (MHz)	7.5	2.57
	Input BW (MHz)	20	5
	SNDR (dB)	45.5	-
	Area (mm ²)	2.2	0.044
	Power (mW)	1060	14.4
	Power (mW)	1060	14.4
Transmitter	f_c (MHz)	2.2	2.57
	EVM (%)	-	-
	ACLR (dB)	49 @10MHz	40.6@5MHz
	application	UMTS-FDD	LTE

표 1. 성능 요약

2.3 LTE 포락선 신호입력을 통한 CTDSM 성능

제작된 DSM을 Advanced Class-S Transmitter에 적용하기 위한 측정을 그림 4에서 보여주고 있다. 이를 위해서 광대역으로 설계된 mixer가 필요하며, 이 mixer를 통해 LTE 입력 신호의 envelop 신호와 phase 신호가 결합된다. 그림 8에 drive amplifier를 통과하여 출력되는 mixer 출력 파형을 나타내었다. 예상한 바와 같이 3-레벨의 DSM 출력은 phase 신호와 결합하여 3 가지 상태를 갖는 Mixer 출력을 이끌어 낸다. 이러한 Mixer 출력 파형을 통해 Power amplifier는 maximum power level과 6db Back-off power level에서 동작하

게 되므로, 효율을 극대화 할 수 있게 된다.

그림 9에 8.5 dB의 PAPR을 갖는 10 MHz LTE envelop 신호에 대한 spectrum 출력 특성을 나타내었다. 측정된 ACLR 값은 39.4 dB의 성능을 나타내었다. LTE의 기지국 응용에서의 ACLR specification은 45 dB 이며, user environment에서의 ACLR specification은 30 dB임을 감안하면, 제안된 구조에서는 user environment에서는 주어진 성능을 만족하고 있음을 확인할 수 있다. 한편 이러한 스펙트럼 특성은 mixer의 leakage 특성 개선을 통하여 다소간 좋아질 수 있다. 스펙트럼의 복조를 통해 얻어진 EVM 특성을 확인하였다. EVM 성능은 10 MHz에서 약 3.2% 값을 갖는다.

표 1에 제작된 Advanced Class-S 송신기와 종래의 Class-S 구조의 송신기를 비교하였다.

IV. 결론

20-MHz 대역폭 2차 3-레벨 CTDSM을 130nm 공정을 통해 구현하였다. 제작된 CTDSM은 Advanced Class-S 송신기를 개발함에 있어 매우 유용하게 사용될 수 있을 것으로 기대된다.

Acknowledgement

본 연구는 지식경제부의 정부출연금 연구사업의 일환으로 수행하였음. [10035173, 차세대 이동통신 기지국용 Class-S 전력증폭기 기술연구]

참고문헌

- [1] J.H. Kim, S.J. Lee, J.H. Jung, and C.S. Park, "60% High-Efficient 3G LTE Power amplifier with Three-level Delta Sigma Modulation Assisted By Dual Supply Injection," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 2011, pp. 1-4.
- [2] Y.-K. Cho et al., "20-MHz Bandwidth Continuous Time Delta-Sigma Modulator for EPWM Transmitter," in *ISWCS Symp. Dig.*, 2012, pp. 885-889.
- [3] M. Schmidt, M. Grozing, D. Wiegner, W. Templ, and A. Pascht, "A 1.55 GHz to 2.45 GHz Center Frequency Continuous-Time Bandpass Delta-Sigma Modulator for Frequency Agile Transmitters," in *IEEE RFIC Symp. Dig.*, 2009, pp. 153-156.
- [4] S. Hori, K. Kunihiro, K. Takahashi, and M. Fukaiishi, "A 0.7-3GHz Envelope $\Delta\Sigma$ Modulator using Phase Modulated Carrier Clock for Multi-mode/band Switching Amplifiers," in *IEEE RFIC Symp. Dig.*, 2011, pp. 1-4.

주파수 배가 방법을 이용한 내부 공진기형 고출력 녹색 DPSS 레이저

박종환^{1,2}, 박가예^{1,2}, 박지연¹, 경석현¹, 이준호¹, *박정호²
¹전자부품연구원 광전융합연구센터
²고려대학교 전기전자전파공학부
e-mail : *pjh11214@hanmail.net*

Green light generation by intra-cavity frequency doubling of a Diode Pumped Solid State(DPSS) laser.

Jong Hwan Park^{1,2}, Ga Ye Park^{1,2}, Ji Yeon Park¹, Sochyun Kyong¹,
Jun Ho Lee¹, *Jung Ho Park²

¹Photoelectric Convergence Research Center, KETI
²School of Electrical Engineering, Korea University

Abstract

Generation of continuous-wave green light at 532 nm by intra-cavity frequency doubling of a Diode Pumped Solid State(DPSS) laser is demonstrated. The KTP(KTiOPO4) crystals are used for second harmonic generation(SHG) of the laser. Green light with 3.44W output power is obtained at pumping power and current of 25.88W and 30A, respectively.

대면적화가 용이한 Red/Green/Blue Laser 광원이 주목받고 있다. 하지만 초고화질·대화면 디스플레이를 구현시키기 위해서는 수 십 W급 이상의 R/G/B Laser 광원 개발이 필요하다.

본 연구에서는 초고화질·대화면 디스플레이용 광원인 10W급 이상 녹색 레이저 모듈 개발을 최종 목표로 하고 있으며, 이에 따라 고출력 녹색 레이저를 발진시키기 위해서 고출력 동작에 유리한 DPSS Laser 동작 기술[1], 비선형 결정을 이용한 두 배 주파수 형성 방법[2,3], simple laser cavity 구조 등을 이용하여 모듈을 구성하였다.

I. 서론

차세대 디스플레이는 초고화질·대화면을 구현하기 위한 방향으로 연구가 진행되고 있다. 하지만 현재 디스플레이용으로 사용되고 있는 Lamp 및 LED 광원은 낮은 광효율, 짧은 수명, 낮은 색 표현력 등으로 인하여 초고화질·대화면 디스플레이를 구현시키는데 어려움을 가지고 있다. 이에 따라 간섭성 및 직진성 등의 특성을 통해 디스플레이 제품의 높은 색 표현력, 수만 시간 이상 긴 수명, 높은 효율 및 명암비로 인한

II. 본론

2.1 DPSS(Diode Pumped Solid State) Laser

고출력 녹색 레이저 동작기술은 Diode Pumped Solid State(DPSS) laser, Single Pass SHG laser diode, GaN based direct emission Laser Diode(LD)

등 3가지로 나눌 수 있다. 위 기술들의 장단점은 표 1. 과 같으며 본 기술개발에 적용될 고출력 6~10W급 이상의 기술은 DPSS 방식의 green laser가 가장 좋은 방법이다. 추후에는 미래 기술인 GaN based direct emission LD로 대체 될 것으로 예상된다.

	DPSS laser	Single Pass SHG LD	Direct emission LD
장점	- 수십W급 고출력 가능 - 수명: >10000시간	- 고속동작 가능 - 작은 모듈 사이즈	- 이상적 동작방식 - 작은 모듈 사이즈
단점	- 모듈 사이즈 가 bulky - 높은 가격이 비쌌	- 복잡한 구동장치 - 높은 가격 - 고출력에 약함	- 실험실수준 - 고출력 동작 안됨 - 신뢰성이 미확보

표 1. DPSS laser, Single Pass SHG LD, Direct emission LD의 장·단점 비교

2.2 Second Harmonic Generation (SHG)

광학적으로 투명한 매질 내에 빛을 입사시켰을 때 빛의 전기장과 그 물질내의 원자나 분자의 전기 쌍극자는 서로 상호작용을 하게 되는데, 외부에서 주어진 광파의 진폭이 충분히 클 때 전기 쌍극자가 비 조화 진동을 하게 되며, 이 때 여러 가지 비선형 현상이 나타나며, 특히 기본파의 두 배가 되는 제 2고조파 발생하는 대표적인 과정을 Second Harmonic Generation 현상이라고 한다.[4]

$$P = \epsilon_0 [x^{(1)}E + x^{(2)}EE + x^{(3)}EEE + \dots] \dots \dots \dots (1)$$

식(1)은 입사한 전기장 E가 커지면서 비선형 현상에 의하여 전기 분극률 P를 매질의 분극률 x, 유전율 ε로 나타낸 것이며, 이 때 제 1항을 선형분극이라 하고 제 2항 이하를 비선형 분극이라 한다.

$$P_{NL} = x^{(2)}EE + x^{(3)}EEE + \dots \dots \dots (2)$$

$$= P^{(2)} + P^{(3)} + \dots$$

식(2)는 비선형 분극 P_{NL}만 살펴보면, 입사광의 두 배 진동의 분극과 P²가 두 배의 진동수를 갖는 빛을 발생시킨다.

2차 비선형 분극 P⁽²⁾ = x⁽²⁾EE는 주파수 성분 0과 2ω₁, ω₁-ω₂, ω₁+ω₂, 2ω₂로 분해할 수 있다.

III. 실험

그림 1.은 본 연구에서 제안된 후방 펌핑형 DPSS Laser 2mirror simple cavity green laser 구조도이다.

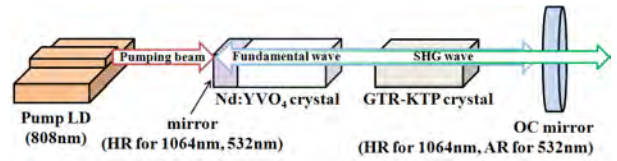


그림 1. 후방 펌핑형 DPSS Laser 2mirror simple cavity green laser 구조도

광펌핑 반도체 레이저는 Nd:YVO₄ crystal의 흡광율이 가장 높은 808 nm의 파장을 사용하였으며[5], Nd:YAG crystal에 비해 흡광율이 높은 Nd:YVO₄ crystal로 구성되어 기존의 DPSS laser에 비해 모듈 크기를 소형화 시켰다. 또한 공진기는 두 개의 mirror를 이용하여 구성되었다. 각 mirror는 적합한 AR 및 HR 코팅이 되어 있으며, GTR-KTP crystal을 이용하여 효율적인 SHG 방식으로 최적화 하였다.[6]

IV. 결론 및 향후 연구 방향

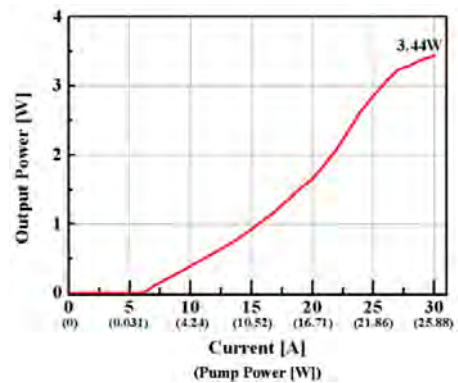


그림 2. 전류에 따른 출력변화

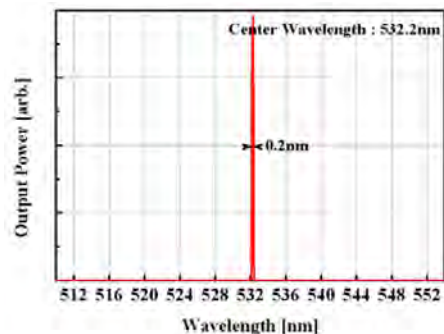


그림 3. 제 2고조파의 발진파장

본 연구에서는 Nd:YVO₄와 GTR-KTP crystal을 이용한 고출력 녹색 레이저 모듈을 설계하고, DPSS Laser 구동방식과 SHG 방식을 이용하여 3W급 이상의 고출력 녹색 레이저 모듈을 구현하였다.

그림 2.는 0 A ~ 30 A의 전류를 공급하였을 때의 녹색 레이저의 광 출력을 나타내며 30 A에서 최고 광 출력은 3.44 W로 펌핑광원 대비 광 변환 효율은 13.3 %로 확인되었다.

그림 3.은 제 2고조파의 발진파장으로 532.2 nm의 중심파장을 가지며, 반치폭은 0.2 nm를 갖는다.

향후 연구 방향은 Birefringent filter(BRF), Folded Mirror 등을 이용하여 광 변환 효율 및 빔질 등을 향상 시킬 예정이다.

참고문헌

- [1] IEEE Journal of quantum electronics, Vol. 24, No. 6, June 1988, "Diode Laser-Pumped Solid-State Lasers"
- [2] IEEE Photon. Technol. Lett, vol.14, no. 6, pp. 777-779, Jun. 2002. "Diode-Pumped Semiconductor Disk Laser With Intracavity Frequency Doubling Using Lithium Triborate (LBO)"
- [3] Appl. Phys. Lett. 88, 251117 2006. "Tunable watt-level blue-green vertical-external-cavity surfaceemitting lasers by frequency doubling"
- [4] Dankook Univ. 2005, "The Output Characteristics of a Frequency-Doubled Nd:YVO₄ Microchip Laser"
- [5] <http://www.filtech-filters.com>, "Neodymium Doped Yttrium Orthovanadate (Nd:YVO₄)"
- [6] Korean Journal of Materials Research, Vol. 5, No. 7, 1995, "Growth and optical Property Characterization of KTP Crystal"

세포배양액의 pH변화량 측정을 위한 광학적 방식의 센서 연구

박지연¹, 조정윤², 박종환¹, 박가예¹, 경석현¹, 이준호¹

¹전자부품연구원 레이저광학팀

²은광여자고등학교

e-mail : jiyeon0145@gmail.com

Optical sensor for real time monitoring pH in cell culture

Ji Yeon Park¹, Jung Yoon Cho², Jong Hwan Park¹, Ga Ye Park¹,
Sochyun Kyong¹, Jun Ho Lee¹

¹Laser Opto-electronics Team, KETI

²Eunkwang Girls Highschool

Abstract

Real time monitoring pH in cell culture using optical sensors is demonstrated. Based on the Beer-Lambert Law, the properties of optical absorption are utilized for monitoring pH. The Dual wavelength LED chip which has wavelength of 525 nm and 805 nm, respectively is used as a light source. Integrating with optimized optics and photodetector, dual wavelength light sources will prove useful in measuring pH in cell culture requiring in-situ real time monitoring and self-calibrating.

I. 서론

최근 바이오산업의 발전으로 세포치료제 개발, 동물 세포 연구를 위한 세포의 대량 배양과 배양 자동화 시스템의 기술·장비 개발이 불가피하게 되었다.[1] 하지만 세포배양 시 기존 접촉식 pH 센서 방식을 사용할 경우, 접촉으로 인한 배양액의 오염 위험성을 가져오며, 비실시간 측정으로 인해 부적절한 시기에 배양액

의 pH가 변하여 세포들의 다량 쇼크사 원인이 되는 등 문제점을 가지고 있다. 따라서 이러한 문제점을 최소화하기 위하여 실시간 모니터링이 가능한 비접촉식 센서의 필요성이 요구되고 있으며, 관련 연구가 진행되고 있다.[2-5]

본 연구에서는 real-time monitoring 및 self calibration이 가능한 광학적 분석 방법의 pH 센서 연구개발을 목표로, 적합한 광원 선정 및 흡광도 측정 실험을 진행 하였다. 배양액의 pH에 따른 흡광도 분석을 통해 최적의 파장대역을 찾았으며, 선정된 두 개의 파장을 이용하여 대표적 동물세포배양액인 DMEM (Dulbeco's Modified Eagle's Medium)의 pH 변화에 따른 흡광도를 측정하였다.

II. 본론

2.1 파장대역 선정을 위한 선행 실험

최적의 파장대역 선정을 위해 배지액의 pH 변화에 따른 흡광도 측정 실험을 수행하였다. UV-Spectrometer 장비를 사용하여 흡광도를 측정하였고, 대표적인 동물

세포배양액인 DMEM을 기준 시료로 사용하였다. DMEM에는 페놀레드가 0.159 g/L 포함되어 있어 pH에 따른 색 변화의 관찰이 가능하다. pH 측정범위는 동물세포 배양 조건을 고려하여 pH 6.1 ~ 8.0로 하였다. pH 적정은 0.1 몰 NaOH와 0.1 몰 HCl로 하였고, 측정간격은 0.1 pH이다. 그림 1과 그림 2은 각각 pH 6.1 ~ 7.0 범위에서의 흡광도와 pH 7.1 ~ 8.0 범위에서의 흡광도를 나타낸 그래프이다. pH 변화에 따라 500 nm ~ 600 nm 파장대역에서의 흡광도의 차이가 크며, 600 nm 이후의 파장대역에서의 흡광도의 변화가 거의 0에 가깝다는 것을 확인하였다.

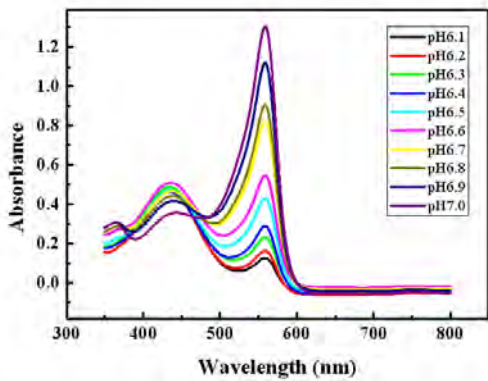


그림 1. pH 6.1 ~ pH 7.0 에서의 파장별 흡광도

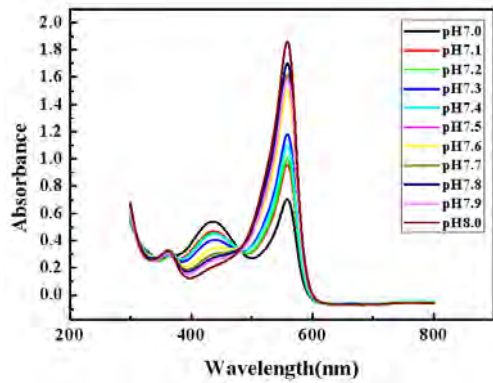


그림 2. pH 7.1 ~ 8.0 에서의 파장별 흡광도

따라서 본 실험에서는 상대적인 값을 계산하기에 적합한 값으로, 525 nm와 805 nm 두 파장을 선정하였다. 두 파장의 LED 광원을 이용하여 흡광도를 측정하는 실험을 진행 하였다.

2.2 두 파장의 광원을 이용한 pH별 흡광도 측정

그림 3과 같이 실험 장치를 구성하여 두 파장의 광원을 이용한 pH별 흡광도 측정 실험을 하였다. (a) 525 nm와 805 nm dual-wavelength LED 광원을 (b)cuvette 속의 배지액에 투과시킨 후 (c)Si-photo detector를 이용하여 측정하였다. (a)와 (c)의 사이거리는 10 mm로 하였으며, pH 적정 시 온도와 유속은 각각 20 ℃와 200 rpm으로 하였다. 측정범위는 pH 6.0 ~ pH 8.0 이며, 측정간격은 pH 0.2로 하였다.

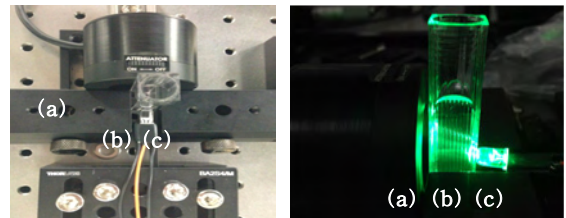


그림 3. 실험 장치 구성, (a)Si-photo detector, (b)cuvette, (c) 525 nm and 805 nm dual wavelength LED

이 때, detector에서 측정된 광의 세기는 pH 변화에 따른 배지액의 흡광도에 따라 달라지며, 측정되는 광 세기의 변화에 따른 흡광도는 식(1)과 같이 계산된다.[6]

$$A = \log \frac{I_{input}}{I_{output}} = \log \left(\frac{I_i^{\lambda_1} / I_i^{\lambda_2}}{I_o^{\lambda_1} / I_o^{\lambda_2}} \right) \quad (1)$$

식(1)에서 A는 흡광도, I_i 는 배지액에 실제로 입사되는 입사광의 세기, I_o 는 배지액의 투과되는 투과광의 세기이다. 오차 보정을 계산하기 위하여 선행실험을 통해 선정된 두 개의 파장($\lambda_1 = 525 \text{ nm}$, $\lambda_2 = 805 \text{ nm}$)을 사용하였다.

파장	투과광 세기										
	pH 6	pH 6.2	pH 6.4	pH 6.6	pH 6.8	pH 7	pH 7.2	pH 7.4	pH 7.6	pH 7.8	pH 8
525 nm	1.4018	1.2872	1.1472	0.9967	0.9108	0.7459	0.6473	0.5609	0.5237	0.4841	0.4241
805 nm	4.097	4.1886	4.02	4.1139	4.1991	4.0452	4.1169	4.0915	4.1269	4.1111	4.1872

표 1. 525 nm와 805 nm 두 광원의 pH별 투과광의 세기

III. 결과

표 1.은 805 nm와 525 nm 두 광원의 pH별 투과광기를 나타낸 결과 값이며, 이를 식(1)에 적용하여 그림 4.와 같이 보정된 흡광도 그래프를 나타내었다. 이를 통해, 동물세포배양을 하기 위한 조건인 pH 6.0 ~ pH 8.0 범위 내에서 pH가 증가할수록 흡광도가 증가함을 알 수 있다.

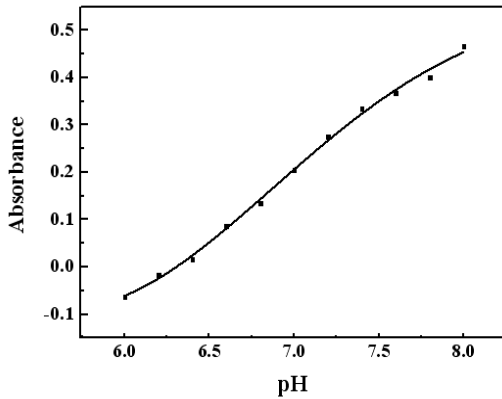


그림 4. 525 nm와 805 nm dual-wavelength를 이용한 오차 보정 후 흡광도 (pH 범위 6.0 ~ 8.0)

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구에서는 real-time monitoring 및 self calibration이 가능한 광학적 분석 방법의 pH sensor 연구개발을 위한 광원 선정 및 흡광도 측정 실험을 진행 하였다. pH 6.0 ~ pH 8.0 의 변화를 준 결과, 배지 액은 500 nm ~ 600 nm 파장대역에서 가장 큰 흡광도의 차이를 보였으며, 600 nm 이후 파장대역에서 흡광도의 변화가 거의 없음을 확인하였다. 이를 근거로 하여 525 nm 와 805 nm 두 파장을 가지는 dual-wavelength LED를 광원으로 사용하여 self calibration 이 가능한 흡광도의 측정을 할 수 있었다.

향후 연구계획은 최적의 광학계 설계 및 광소자 패키징 모듈 제작을 통하여, 단일 소형화 센서 모듈을 제작하고, 이를 실제 세포배양 환경에 적용하여 신뢰성을 가지는 센서 모듈의 개발이다.

참고문헌

[1] 용존산소와 pH의 동시 검출용 광학 센서 막을 이용한 미생물 발효공정의 온라인 모니터링

[2] J. Goicoechea, C. R. Zamarreno, I. R. Matias, and F. J. Arregui, "Optical fiber pH sensors based on layer-by-layer electrostatic self-assembled neutral red", *Sens. Actuators B*, vol. 132, pp. 305-311, 2008.

[3] Y. Huh, J.-G. Lee, D. C. McPhail, and K. Kim, "Measurement of pH at elevated temperatures using the optical indicator acridine", *J. Solution Chem.*, vol. 22, pp. 651-661, 1993.

[4] S. N. Lvov, X. Y. Zhou, S. M. Ulyanov, and A. V. Bandura, "reference systems for assessing viability and accuracy of pH sensors in high temperature subcritical and supercritical aqueous solutions" *Chem. Geol.* vol. 167, pp. 105-115, 2000.

[5] Xia Xua, Stanton Smith, Jill Urban, Zhanfeng Cui, "An in line non-invasive optical system to monitor pH in cell and tissue culture" *Medical Engineering & Physics.* vol. 28, pp.468-474, 2006.

[6] J. of the Korean Sensors Society, Vol. 18, No. 5, 2009, pp. 365-371, "Spectroscopic study on the development of fiber-optic pH sensor"

스테레오 영상 보정 시스템을 위한 윤곽선 검출 알고리즘 하드웨어 구현

허재영, 김희석, 김세호, 박찬수, 손휘곤
청주대학교 전자공학과
e-mail : heoju87@naver.com

Hardware Implementation of Edge Detection Algorithm for Stereo Image Correction System

Jae-young Heo, Hiseok Kim, Sea-ho Kim, Chansu Park, Hwigon Son
Department of Electronics Engineering
Cheongju University

Abstract

In stereo correction system, The major operations are correction of disparity of color, synchronization, rotation, and shift between two cameras. Edge data is used as an input source that is necessary data for image correction. In this paper, we have proposed 3-Line Buffer Method to detect edge data and use low size of memory more fast. Experiment results show that proposed algorithm proves more efficient by using low memory size than the previous edge detection algorithms.

I. 서론

오늘날의 3차원 입체영상 기술은 고화질 TV와 고성능 컴퓨터 분야에 접목되고 있으며, 3차원 입체 방송 기술에 대한 연구가 유럽, 미국, 아시아를 포함해서 전 세계적으로 활발히 진행되고 있다. 영상 기반 모델링 및 렌더링 기술은 컴퓨터 그래픽스 기술로 모델링하기 어려운 복잡한 3차원 장면을 쉽게 표현할 수 있어 3차원 영상을 이용한 콘텐츠를 쉽게 제작할 수 있다. 이러한 영상 기반 모델링 및 렌더링 기술의 급속한 발전과 3차원 디스플레이 기술의 괄목할만한 성장으로 인

해 3차원 디스플레이 시장이 발전하고 있다. 하지만 이러한 디스플레이의 발전에 스테레오 보정 기술은 상대적으로 뒤처지고 있다.[1]

스테레오 영상 보정 시스템에는 색상(Color) 보정, 회전(Rotation) 보정, 동기화(synchronization) 보정, 쉬프트(Shift) 보정 등 두 카메라 사이에 나타날 수 있는 여러 물리적인 차이를 보정하는 기능이 있다.[2] 현재 이와 같은 시스템이 소프트웨어로 구현되어 있지만 영상의 해상도가 점점 높아지고 더 좋은 보정기술이 필요함에 따라 스테레오 영상 보정 시스템이 하드웨어 개발이 추진되고 있다.[3][4]

회전보정이나 쉬프트 보정을 하기 위해서는 벡터 성분을 가지고 있는 윤곽선 데이터가 필요하다.[5] 윤곽선 추출 기법 중 소벨 마스크가 가장 일반적으로 사용되는데 이 마스크 기법은 잡음의 간섭을 줄이고 윤곽선을 선명하게 추출하여 보정을 하기 위한 데이터로 쓰인다. 하지만 비교적 속도가 느리며 필요한 메모리가 크다.

본 논문에서는 윤곽선 추출 기법인 소벨 마스크를 사용하기 위해서 기존의 frame size의 메모리를 사용하는 방식이 아닌 3-Line Buffer Method를 제안한다.

II. 본론

2.1 Edge Data

영상 데이터는 그 크기가 방대하여 많은 데이터 중에서 특징적인 부분만을 추출하여 처리한다. 윤곽(edge), 코너(corner), 라인(line) 등이 중요한 특징들이다. 그 중 윤곽선은 밝기가 급격하게 변화하는 장소로 광원의 변화, 물체 표면의 반사율 변화, 물체 형사에 의한 가림 등의 요소가 있다. 그림 1은 픽셀과 다음 픽셀 사이에 변화가 생겼을 때 이 부분의 미분 성분이 윤곽선을 나타낸다.

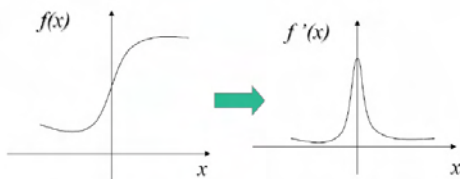


그림 1. 미분성분의 윤곽선 데이터

Fig 1. Edge data of differential ingredient

그림 2는 윤곽선 추출을 위한 소벨 마스크 패턴이다. Vertical Mask는 세로축 방향 윤곽선을 추출하며 x축 방향의 벡터성분을 가지고 있다. Horizontal Mask는 가로축 방향 윤곽선을 추출하며 y축 방향의 벡터성분을 가지고 있다.[6]

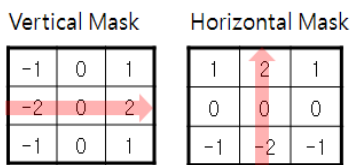


그림 2 . 소벨 마스크

Fig 2. Sobel Mask

다음 식(1)~(3)은 픽셀 간의 미분성분으로 각각 식 (1)은 좌표성분, 식(2)는 방향성 성분, 식 (3)은 윤곽선 강도를 나타낸다.

$$\nabla I = (I_x, I_y) = \left(\frac{\partial I}{\partial x}, \frac{\partial I}{\partial y} \right) \quad (1)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\partial I}{\partial y} / \frac{\partial I}{\partial x} \right) \quad (2)$$

$$|\nabla I| = \sqrt{I_x^2 + I_y^2} \quad (3)$$

일반적인 윤곽선 이미지 추출 시에는 윤곽선 강도

(식 3)을 사용하며 회전보정을 하기 위해서는 윤곽선의 좌표성분(식 1) 이나 방향성 성분(식 2)를 이용한다. 그림 3은 마스크와 영상을 중첩시켜서 윤곽선 데이터를 추출하는 과정이다.

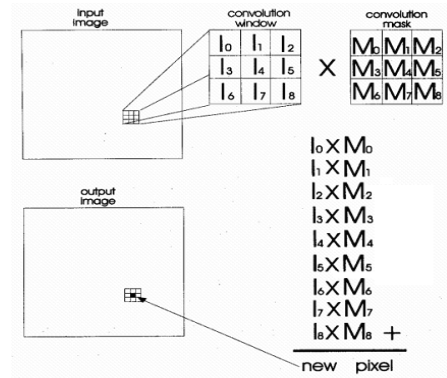


그림 3. 소벨 마스크 추출과정

Fig 3. Sobel Mask Detection Process

그림 4. 는 middlebury.edu에서 제공하는 테스트 이미지로 소벨 마스크를 이용하여 윤곽선 이미지를 소프트웨어로 테스트 해본 결과 이미지이다.[7]

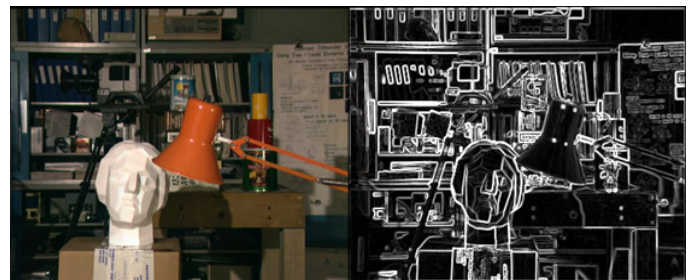


그림 4. 원본영상과 윤곽선이미지

Fig 4. Original Image and edge image

2.2 Edge Detection Hardware Design

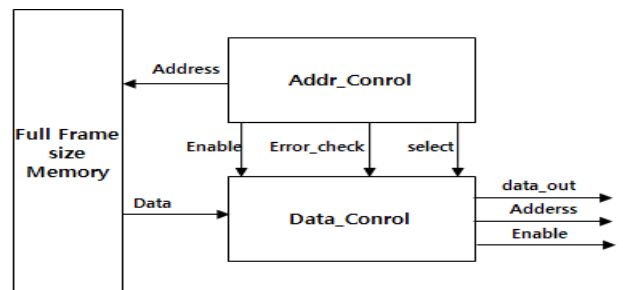


그림 5 . 기존의 Sobel Mask 하드웨어 설계 블록도

Fig 5. Previous Sobel mask hardware block diagram

윤곽선 데이터를 추출하기 위한 소벨 마스크는 이미 지 보정을 하기 위하여 필수적으로 설계하여야 한다. 하지만 그림 5과 같이 영상을 한 프레임 사이즈의 메모리에 할당 하고 그림 3에서 나온 것처럼 3*3마스크 패턴을 {영상의 픽셀 수}*{마스크 사이즈(9개)} 만큼 연산해야 한다.^[8] 따라서 연산 속도가 느릴 뿐만 아니라 합성에 필요한 메모리 사이즈도 크다. 따라서 본 논문에서는 윤곽선을 추출하기 위하여 Sobel Mask 하드웨어 설계에 3-Line Buffer Method를 제안한다.

2.3 Image Scaling & 3-line Buffer Mask Method

윤곽선 데이터는 실제 윤곽선 이미지로 출력시키기 위한 것이 아니라 보정을 위한 데이터로 사용되기 때문에 보정할 이미지를 영상의 크기 변환(scale transform)기법으로 축소하여 사용하였다. 또한 좌표의 벡터성분을 추출하기 위한 것이기 때문에 RGB 데이터의 모든 윤곽선 추출은 필요 없으므로 RGB 영상에서 Gray 영상으로 변환을 할 시에 약 Gray scale에 약 60%를 할당하는 Green 값만 가지고 입력 값으로 사용하여도 윤곽선 추출에는 무방하다.

일반적으로 윤곽선 추출 마스크를 하드웨어로 설계 시 한 영상을 담은 메모리에 마스크를 처음부터 끝까지 마스크 패턴의 변화 없이 스캐닝 하는 방식이므로 마스크 패턴에 따른 추가적인 컨트롤이 필요 없다. 하지만 제안한 방식인 3-Line Buffer Method는 메모리 사이즈가 3line*(Image Width) 이므로 3-line에 이미지의 데이터가 1->2->3->1->.. 순으로 한 줄씩 3-line buffer에 들어오기 때문에 소벨 마스크 패턴을 3가지 종류의 순서에 맞게 바뀌서 마스크링 하여야 한다. 그림 6은 3-line Buffer에 수평으로 한 줄씩 들어오는 순서를 나타낸다. 그림 7은 마스크 패턴을 3n 주기로 Sobel X, Y 각각 세 가지 마스크 패턴을 나타낸다.

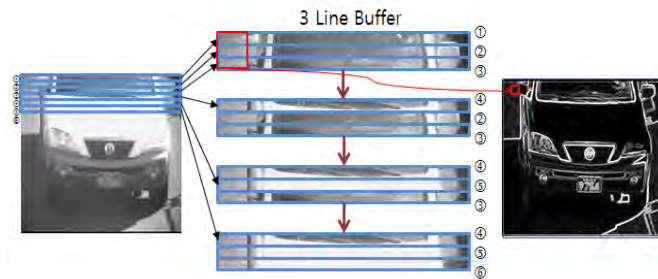


그림 6. 3-line buffer에 데이터입력 패턴 과정
fig 6. Pattern Process for Data Input in 3-line buffer

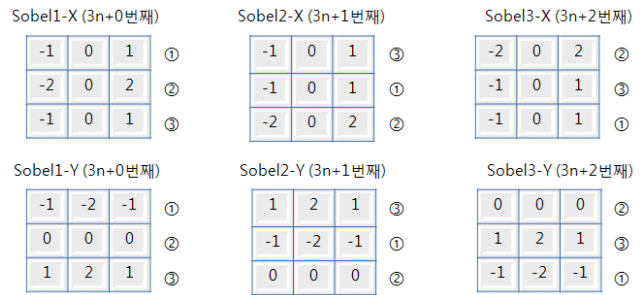


그림 7. 3-line buffer 마스크 패턴
Fig 7. 3-line buffer Mask Pattern

그림 8은 3-line buffer 하드웨어 설계 블록도 이다. 데이터가 들어오게 되면 먼저 line1_buffer에서 line3_buffer 까지 데이터를 버퍼에 채우게 된다. 그리고 그림 7의 3n+0번째 마스크 패턴으로 3line 좌표 (1,1)로부터 (1,Width-2)까지 마스크링 한다. 이미지의 네 번째 라인은 다시 line1_buffer로 Image Width 사이즈 만큼 write시킨다. 그리고 마스크패턴은 그림 7.에 3n+1로 마스크링 한다. 다음 한 줄도 마찬가지로 마스크링 하여 윤곽선 데이터를 추출하고 이미지의 마지막 라인 까지 스캔하여 축소한 이미지 사이즈의 윤곽선 데이터를 추출한다. 그림 8은 제안한 3-Line Buffer Method 하드웨어 설계 블록도이다.

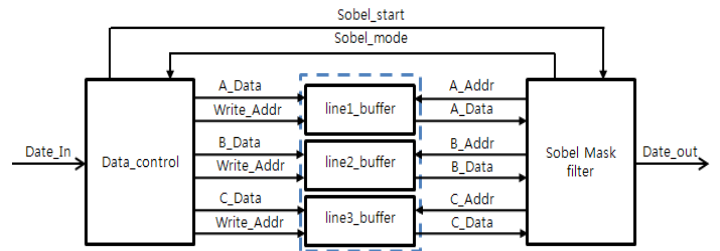


그림 8. 제안하는 3-Line Buffer Method 하드웨어 설계 블록도
Fig 8. Proposed 3-Line Buffer Method Hardware Design Block Diagram

III. 구현

윤곽선 검출 마스크를 3-Line Buffer Method로 하드웨어 설계하고 검증하기 위해 Xilinx ISE 14.2를 사용하였다. 테스트 보드는 Vertax-5를 탑재하고 있는 Liberton사의 DSP PlusII를 사용하였다. 합성된 블록 램은 입력과 출력을 동시에 컨트롤 할 수 있도록 DPSRAM을 사용하였다. 그림 9는 SXGA(1280*1024) 사이즈의 그림 4의 원본영상을 1/4 scaling 하여 320*256 사이즈의 이미지를 테스트벤치로 출력한 결과이다. 각각 수직 윤곽선 이미지와 수평 윤곽선 이미지

를 출력하였다. 그림 4의 소프트웨어로 검증한 결과와 각각의 x, y의 윤곽선은 일치함을 알 수 있다.



그림 9. 수직 윤곽선 이미지와 수평 윤곽선 이미지
Fig 9. Vertical Edge Image & Horizontal Edge Image

제안한 3-Line Buffer Method와 기존에 full frame size와 비교했을 때 같은 사이즈의 이미지로 테스트해 본 결과 한 픽셀 마스킹 연산 시 8clk에서 4clk으로 4clk으로 줄었고 블록램으로 사용한 DPSRAM 사이즈는 320*256*8 대신 320*3*8를 사용하였다. 동작 주파수는 148.478MHz에서 141.985MHz로 6.493MHz 느려졌지만 한 픽셀의 윤곽선 데이터가 8clk에서 4clk으로 절반 줄었기 때문에 실제 동작되는 속도는 91.2% 증가되어 기존의 방식보다 성능이 많이 향상됨을 입증하였다.

	Full frame buffer	3-line buffer	distinction value
frequency	148.478 MHz	141.985 MHz	-6.493 MHz
1 edge pixel clock	8	4	4
DPSRAM size	320*256*8bit	320*3*8bit	78400
Num of Slice Register	133	125	8
Num of LUTs	326	308	18

표 1. 합성결과 비교

Table 1. Synthesis Result Comparison

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문은 3-Line Buffer Method를 이용한 윤곽선 검출 알고리즘을 하드웨어로 설계 및 구현하였으며, 검증을 통하여 제안한 합성 결과물과 기존의 합성 결과물을 비교하였을 때 제안한 방식의 성능이 향상됨을 입증하였다. 메모리 사용량이 많은 디지털 영상처리, 특히 스테레오 보정 영상 처리에서는 메모리 사용량을 줄이는 것이 관건이다. 향후 3-Line Buffer Method를

Pipe-line으로 설계하여 출력되는 속도를 더 개선할 계획이다.

감사의 글

본 논문은(보고서는) 지식경제부 출연금으로 수행한 ETRI SW-SoC융합 R&D센터의 연구 결과입니다.

참고문헌

- [1] 호요성, 3DTV 3차원 입체영상 정보처리, 두양사, p11-25, April 2010
- [2] C. Fehn, R. de la Barre and S. Pastoor, "Interactive 3-DTV-concepts and key technologies", Proceedings of the IEEE, Special Issue on 3-D Technologies for Imaging & Display, 94(3):524-539, March 2006.
- [3] A. Smolic and P. Kauff, "Interactive 3D Video Representation and Coding Technologies", Proceedings of the IEEE, Special Issue on Advances in Video Coding and Delivery, vol. 93, no. 1, Jan. 2005.
- [4] Masayuki Tanimoto, "Free Viewpoint Television - FTV", Proc. PCS 2004, Picture Coding Symposium, San Francisco, CA, USA, December 15-17. 2004
- [5] 허재영, 3D영상보정을위한 CORDIC 벡터모드 파이프라인 FPGA 설계 및 구현, 한국정보전자통신기술학회
- [6] I.Yasri, N.H.Hamid, V.V.Yap, "Performance analysis of FPGA based Sobel edge detection operator", Electronic Design, 2008. ICED 2008. International Conference on, 2008:1-4
- [7] <http://vision.middlebury.edu/stereo/>
- [8] 고원기 "번호판 영역 인식 및 고속 에지연산을 위한 하드웨어 블록 설계"

ILP 기반의 효율적인 병렬처리를 위한 빌트인 셀프 테스트 데이터패스 최적화 알고리즘

장정욱*, 엄경민*, 홍성일*, 인치호
세명대학교 컴퓨터학부
engine0772@hotmail.com*, eom4544@hanmail.net,
megadriverr@hanmail.net, ich410@semyung.ac.kr

Built-in Self Test Datapath Optimization Algorithm for Efficient Parallel Processing based on ILP

Jeong-uk Chang*, Kyung-min Eom*, Sung-il Hong*, Chi-ho Lin
School of Computer, Semyung University

Abstract

In this paper, we present a built-in self test datapath optimization algorithm for efficient parallel processing based on ILP. Our method performs system register assignment, built-in self test (BST) register assignment, and interconnection assignment concurrently to yield optimal designs. Our experimental results show that our method successfully synthesizes BST circuits for all four circuits experimented. All the BST circuits are better in area overhead than those generated by existing high-level BST synthesis methods. Thus, our experimental results are that all the overheads of each test sessions has been reduced by minimum range of 11% until 46%.

I. 서론

최근의 프로세서는 성능 향상을 위하여 많은 프로그램의 실행을 수용할 수 있도록 칩 내 응용 프로그램의 병렬 처리와 경로 합성을 위하여 상위 레벨 수준의 자체 내장 합성 테스트(Built-in Self Test, BST)를 위한 기능을 포함하고 있다[1-3].

랜덤 패턴 테스트를 기반으로 하는 병렬 BST는 테스트중인 모듈의 모든 입력/출력 포트에 대한 테스트를

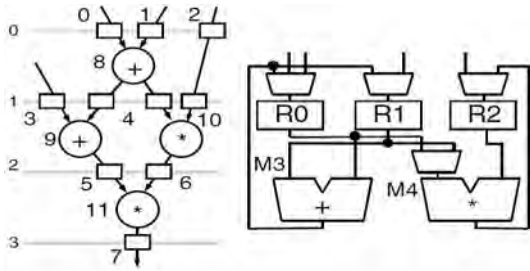
생성 및 평가한다. 초기 수준의 방법으로는 모든 명령과 변수들이 인접 레지스터에 할당되었기 때문에 상위 레벨 합성에서는 오버헤드로 인해 병렬 BST는 바람직하지 않았다. 이런 오버헤드 문제를 줄이기 위하여 레지스터 충돌 그래프를 기반으로 인접 레지스터를 피하기 위하여 테스트 레지스터의 공유 면적을 최대화하는 방법이 제시되었다[4-6].

본 논문에서는 상위 레벨 합성 과정에서 발생하는 병렬 BST의 레지스터 영역의 오버헤드 및 전체 테스트 시간을 모두 고려하여 최적화하고자 한다. 하드웨어 리소스의 최소화 초점을 두고 바인딩 문제를 해결하기 위하여 여러 제한조건을 개별적인 오퍼랜드로 간주한 후, 이들 오퍼랜드 사이의 관계에 따라 스케줄링 문제를 다윈 일차방정식으로 전개시켜, 원하는 목적함수를 최소 또는, 최대화 시키는 ILP(Integer Linear Programming)을 이용하여 알고리즘을 제안하고, 벤치마크 라이브러리에서 구현하여 각 테스트 케이스에서 얻어진 결과값을 비교한 후, 제안된 알고리즘의 효율성을 입증한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어있다. 2장에서는 본 논문에서 제안한 ILP 기반 BST 레지스터의 최적화 알고리즘을 설명하고, 3장에서는 제안한 알고리즘을 적용한 벤치마크 실험을 통하여 얻어진 결과를 비교 분석한다. 끝으로 4장에서는 결론을 맺는다.

II. ILP 기반의 BST 레지스터 최적화

레지스터는 클럭 사이클 경계에 있는 각 입력 또는 출력 변수에 할당되어야 한다. 두 변수가 제어 단계에서 겹치는 경우, 두 변수는 호환되지 않는다. 이렇게 호환되지 않는 두 개의 변수는 두 개의 서로 다른 레지스터에 별도로 등록해야 한다. 클럭 경계의 스케줄링 및 모듈 할당을 위하여 그림 1과 같은 모델이 있다고 가정하자.



(a) Data flow graph (b) Date path
그림 1. DFG와 합성 데이터패스

주어진 모델에 대하여, BST 합성과 테스트 레지스터의 최적화 ILP 알고리즘에 사용되는 기호를 정의한다.

- V^o 은 명령어 세트이다: $V^o=\{8, 9, 10, 11\}$
- V^v 은 변수 세트이다: $V^v=\{1, 2, 3, \dots, 7\}$
- l 은 명령의 왼쪽 입력 포트이다. 왼쪽 입력 포트가 0이라면, 오른쪽 입력포트는 1로 지정된다.
- $I(o)$ 은 명령어의 입력 포트 세트이다: $I(8)=\{0, 1\}$, $I(9)=\{0, 1\}$
- E^i 는 모든 명령의 입력포트에 대한 명령 트리플(o, v) 세트이다. o 는 명령어, l 은 명령어의 입력포트를 의미한다: $E^i = \{(0,8,0), (1,8,1), (3,9,0), (4,9,1), (4,10,0), (2,10,1), (5,11,0), (6,11,1)\}$
- E^o 는 모든 명령의 출력변수에 대한 더블(o, v) 세트이다: o 는 명령어, v 은 명령어의 출력변수를 의미한다. $E^o=\{(8,4), ((9,5), (10,6), (11,7))\}$
- T 는 제어단계의 세트이다: $T=\{0, 1, 2, 3\}$
- C 는 상수의 세트이다: $C=\emptyset$.

다음은 DFG에서 합성될 수 있는 데이터패스 로직에 대해 정의한다.

- R 은 레지스터 세트이다: $R=\{0, 1, 2\}$.
- M 은 모듈 세트이다: $M=\{3, 4\}$
- $I(m)$ 은 모듈 M 의 입력포트 세트이다 $m \in M$: $I(3)=\{0, 1\}$, $I(4)=\{0, 1\}$

제안된 BST 합성 제약조건을 이용하여 비용 함수의 최소 합성 데이터 경로를 만들 수 있습니다. 이진 변수 Z_{vroml} 의 사용 조건에 따른 교환 법칙이 성립하므로, 모듈에 대해 다음과 같이 공식화할 수 있다.

$$\sum_{v \in V^v, o \in V^o} z_{vroml} - z_1 \geq 0, \forall r \in R, m \in M, l \in I(m) \quad (1)$$

$$x_{vr} + x_{om} - 2 \cdot z_{vroml} \geq 0, \forall r \in R, m \in M, (v, o, l) \in E^i \quad (2)$$

$Z_{rml}=1$ 에 따라, 식 (1)에서 적어도 하나의 보조이진변수 Z_{vroml} 이 필요하다. 식 (2)에서 보조변수가 1인 경우에만 $x_{vr}=1$, $x_{om}=1$, $(v, o, l) \in E^i$ 가 성립한다. 따라서 두 방정식은 변수 v 와 명령 o 의 입력포트 l 사이에서 $Z_{rml}=1$ 을 보장한다.

정수형 변수 m_r 은 레지스터 R 의 입력에 연결된 멀티플렉서 입력의 수를 나타낸다. 마찬가지로 정수 변수 m_{ml} 은 모듈 m 의 입력 포트 l 에 연결된 멀티플렉서의 크기를 나타낸다. N 개의 입력 멀티플렉서의 총 수에 대한 레지스터 및 모듈의 모든 입력에 대한 모든 m_{ml} 변수를 스캔하여 얻은 수식은 다음과 같다.

$$\sum_{m \in M} z_{mr} = m_r, \forall r \in R \quad (4)$$

$$\sum_{r \in R} z_{rml} = m_{ml}, \forall m \in M, l \in I(m) \quad (5)$$

일부 데이터패스는 BST 레지스터가 제대로 채구성 되었을 경우, 하나 또는 두 개의 세션으로 나누어 테스트할 수 있다. 본 논문에서는 그림 2의 신호 레지스터 (Signature Register, SR)와 그림 3의 테스트 패턴 생성 (Test Pattern Generator, TPG) 레지스터를 대상으로 최적화하였다.

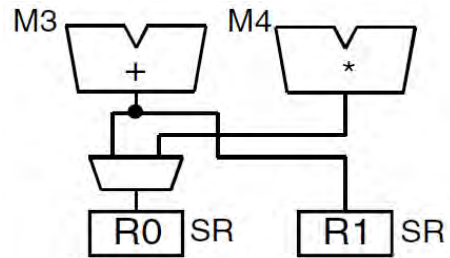


그림 2. SR 할당에 대한 부분적 데이터패스

이진 변수 $s_{m,r,p}$ 는 레지스터 r 이 p 하위 테스트 세션에서 모듈 m 의 SR로 채구성될 경우 1의 값을 갖는다. 그렇지 않으면, 변수는 0의 값을 갖는다. 즉, 모듈 m 과 레지스터 r 의 상호 연결이 있는 경우에만 레지스터 r 의

경우 SR로 재구성한 후, 모듈 미터를 테스트 할 수 있다. 따라서 다음과 같은 조건을 유지해야한다.

$$z_{mr} - \sum_{p \in K} s_{mrp} \geq 0, \forall m \in M, r \in R \quad (6)$$

$K=\{1, 2\}$ 를 만족하는 s_{mrp} 변수는 $p=1$ 일 경우, $s_{3,0,1}$, $s_{4,0,1}$, $s_{3,1,1}$, $s_{4,1,1}$, $p=2$ 일 경우, $s_{3,0,2}$, $s_{4,0,2}$, $s_{3,1,2}$, $s_{4,1,2}$ 가 존재한다. 8개의 변수 사이에, 위의 식 (6)은 $z_{41}=0$ 일 경우 두 개의 변수 $s_{4,1,1}$, $s_{4,1,2}$ 를 설정하게 된다. 즉 레지스터 R1은 하위 테스트 세션에서 모듈 M4를 위한 SR을 재구성할 수 없다.

다음 조건은 각 모듈에서 전체 클럭 사이클 중 K -테스트 세션 동안 하위 테스트 세션 p 는 한번만 수행되어야 한다는 것이다. 따라서,

$$\sum_{r \in R, p \in K} s_{mrp} = 1, \forall m \in M \quad (7)$$

으로 나타낼 수 있다. 예를 들면, 모듈 M3와 M4에서 $s_{3,0,1} + s_{3,1,1} + s_{3,0,2} + s_{3,1,2} = 1$ 과 $s_{4,0,1} + s_{4,0,2} = 1$ 와 같이 지정할 수 있다. SR이 테스트 과정에서 여러 모듈을 공유할 수도 있지만, 같은 서브 테스트 세션에서는 공유할 수 없음을 의미한다. 따라서,

$$\sum_{m \in M} s_{mrp} \leq 1, \forall r \in R, p \in K \quad (8)$$

으로 나타낼 수 있다. 두 테스트 세션에 따라 레지스터 R0인 경우, 식 (8)에 의하여

$$s_{3,0,1} + s_{4,0,1} \leq 1 \text{ for } p=1 \text{ and } s_{3,0,2} + s_{4,0,2} \leq 1 \text{ for } p=2$$

으로 정리할 수 있다.

다음은 TPG 할당에 대한 부분적 데이터패스를 위한 그림 3을 참고하여 최적화 공식을 증명하고자 한다.

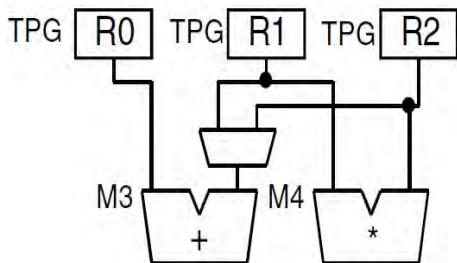


그림 3. TPG 할당에 대한 부분적 데이터패스

이진 변수 t_{mrp} 는 레지스터 r 이 p 하위 테스트 세션에서 모듈 m 의 입력포트 l 이 TPG로 재구성될 경우에만 1의 값을 갖는다. SR의 지정인 경우, TPG는 레지스터에서 연결 모듈의 입력이 필요하다. 모듈 M 의 각 입력포트는 전체 K -테스트 세션에 대하여 하나의 TPG가 필요하다. 이를 종합하면 다음과 같은 조건식을 정리할 수 있다.

$$z_{rml} - \sum_{p \in K} t_{rmlp} \geq 0, \forall r \in R, m \in M, l \in I(m) \quad (9)$$

$$\sum_{r \in R, p \in K} t_{rmlp} = 1, \forall m \in M, l \in I(m) \quad (10)$$

식 (9)로부터 데이터패스 최적화를 위하여, $p=1$ 일 경우, $t_{0,3,0,1}$, $t_{1,3,1,1}$, $t_{1,4,0,1}$, $t_{2,3,1,1}$, $t_{2,4,1,1}$, $p=2$ 일 경우, $t_{0,3,0,2}$, $t_{1,3,1,2}$, $t_{1,4,0,2}$, $t_{2,3,1,2}$, $t_{2,4,1,2}$ 인 열 개의 변수를 고려해야할 필요가 있다. 다른 모든 이진 변수 t_{rmlp} 는 상호 연결의 부족으로 인하여 0으로 설정된다. 따라서 식 (10)에 의하여 모듈 M3을

$$t_{0,3,0,1} + t_{0,3,0,2} = 1 \text{ and } t_{1,3,1,1} + t_{1,3,1,2} + t_{2,3,1,1} + t_{2,3,1,2} = 1$$

으로 정리를 할 수 있다.

각 클럭 사이클 모듈과 모듈의 SR의 입력에 할당되는 모든 TPG는 동일한 하위 테스트 세션에서 활성화해야한다.

$$\sum_{r \in R} t_{rm0p} - \sum_{r \in R} t_{rm1p} = 0, \forall m \in M, p \in K \quad (11)$$

$$\sum_{r \in R} s_{mrp} - \sum_{r \in R} t_{rm0p} = 0, \forall m \in M, p \in K \quad (12)$$

정리된 두 식을 이용하여 $p=1$ 이하의 모듈 M3을 위하여, 식 (11)로부터 $t_{0,3,0,1} - (t_{1,3,1,1} + t_{2,3,1,1}) = 0$ 을, 그리고 식 (12)로부터 $s_{3,0,1} + s_{3,1,1} - t_{0,3,0,1} = 0$ 을 정리할 수 있다. 따라서 TPG는 모듈의 두 입력포트 간에 레지스터를 공유할 수 없다. 이를 정리하여 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$t_{rm0p} + t_{rm1p} \leq 1, \forall r \in R, m \in M, p \in K \quad (13)$$

III. 실험 및 결과

본 논문에서 제안한 병렬처리를 위한 빌트인 셀프 테스트 데이터패스 최적화 알고리즘의 타당성을 입증하기 위하여, 우리는 6개 데이터에 대한 네 가지 BST 합성 시스템의 벤치마크 테스트를 실행하여 그 성능을 측정하였다. 네 개의 DFG는 6th FIR(유한 임펄스 응답) 필터, 3rd IIR(무한 임펄스 응답) 필터, 4-point DCT

(이산 코사인 변환) 회로와 6-tab wavelet filter이다. 각 네 개의 DFG에 대한 벤치마킹 테스트는 HYPER[7]를 이용하여 합성 테스트를 실행하였다. BST 설계 면적 오버헤드를 측정하는데 사용된 레퍼런스 회로 및 데이터 경로 로직의 대역폭은 모든 8개의 회로이다. 실험 결과 측정을 위하여 ILP Solver를 이용한 실행 시간은 CPU의 동작시간 24시간을 기준으로 제한적 설정을 적용하였고, 테스트 레지스터와 멀티플렉서에 있는 트랜지스터의 수는 표 1과 같이 설정하였다.

표 1. 8-bit 테스트 레지스터와 멀티플렉서의 트랜지스터 수

a) Test registers					
Type	Reg.	TPG	SR	BILBO	CBILBO
#Trs	208	256	304	388	596

b) Multiplexers						
#MuxIn	2	3	4	5	6	7
#Trs	80	176	208	300	320	350

지역적 오버헤드(%) 및 각 테스트 세션에 대한 Advanced BST의 처리 시간의 실험 결과는 표 2에 나타내었다. "*"로 표시된 항목은 그 처리 시간이 CPU가 처리하는 시간제한에 걸린 경우이다.

표 2. 제안된 방법의 Advanced BST의 성능

Ckt		k=1	k=2	k=3	k=4
fir6	overhead	30.1	21.2	15.3	-
	time	17m 34s	40m 16s	23h 56m 4s	-
iir3	overhead	23.6	17.3	16.3	-
	time	3h 11m 8s	2h 6m 26s	2h 50m 8s	-
dct4	overhead	23.3*	24.9*	45.5*	28.3*
	time	24h	24h	24h	24h
wavelet6	overhead	13.9	11.3	11.3	-
	time	11m 9s	10h 5m 15s	14h 39m 24s	-

표 2에서 보는 바와 같이, Advanced BST가 성공적으로 네 개의 벤치마크 회로의 각 테스트 세션 BST 데이터패스를 합성하였고, dct4의 4개의 회로를 제외한 나머지 12개의 BST 벤치마크의 결과를 확인한 결과, 각 테스트 세션의 오버헤드를 최소 11%에서 최대 46%까지 최소화시킬 수 있었음을 확인할 수 있었다.

IV. 결론

본 논문에서 효율적인 병렬처리를 위하여 빌트인 셀

프 테스트 데이터패스에 대한 레지스터 할당 작업을 ILP를 기반으로 하는 최적화 알고리즘을 제시하였다. 또한, DFG 상의 클럭 경계의 스케줄링 및 모듈 할당 접근 방식을 통하여 각각 K-테스트 세션을 위한 최적 기법을 증명하였다.

제한된 병렬처리를 위한 빌트인 셀프 테스트 데이터 패스 최적화 알고리즘의 타당성을 입증하기 위하여, 우리는 6개 데이터에 대한 네 가지 BST 합성 시스템의 벤치마크 테스트를 설계하고, 각 네 개의 DFG에 대한 벤치마크 테스트는 HYPER를 이용하여 합성 테스트를 실행하고 그 성능을 측정하였다. 실험 결과는 제안된 방법이 성공적으로 네 가지 회로에 대한 모든 K-테스트 세션의 BIST 회로를 최소화하여, 각 테스트 세션의 오버헤드를 최소 11%에서 최대 46%까지 최소화시킬 수 있었음을 확인할 수 있었다.

참고문헌

- [1] C.A. Papachristou, S. Chiu, and H. Harmanani, "A data path synthesis method for self-testable designs," Proc. 28th Design Automation Conf., pp. 378-384, June 1991.
- [2] H. Harmanani and C.A. Papachristou, "An improved method for RTL synthesis with testability tradeoff," Intl. Conf. on Computer-Aided Design, pp. 30-35, Nov. 1993.
- [3] L.J. Avra, "Allocation and assignment in high-level synthesis for self-testable data paths," Proc. Int. Test Conf., pp. 463-472, Oct. 1991.
- [4] I. Parulkar, S. Gupta, and M.A. Breuer, "Data path allocation for synthesizing RTL designs with low BIST area overhead," Proc. 32nd Design Automation Conf., pp. 395-401, June 1995.
- [5] H.B. Kim, T. Takahashi, and D.S. Ha, "Test session oriented built-in self-testable data path synthesis," Proc. Int. Test Conf., pp. 154-163, Oct. 1998.
- [6] G. DeMichelli, Synthesis and Optimization of Digital Circuits, McGraw Hill, 1994.
- [7] M. Potkonjak and J. Rabaey, "A scheduling and resource allocation algorithm for hierarchical signal flow graphs," Proc. 36th Design Automation Conf., pp. 7-12, June 1989.

VHBR을 지원하기 위한 ASK 복조기

*김지성, 이형민, 김태훈, 김수환
서울대학교 전기정보공학부
e-mail : jisung.kim@amic.snu.ac.kr

Understanding of ASK Demodulators for VHBR

*Jisung Kim, Hyongmin Lee, Taehoon Kim and Suhwan Kim
School of Electric Engineering
Seoul National University

Abstract

Current standards for passive HF contactless smartcard specify data rates up to 848kbit/s. But nowadays the demand of contactless smartcard is rapidly increasing in systems and applications, such as e-passports, medical cards, NFC, etc. These applications require the higher transfer rate. So we need to develop methods for higher data rates in contactless smartcard. It is very difficult to work with the high data rate with the conventional demodulation circuit. This paper presents some issues to design RF demodulator for very high bit-rates(VHBR) based on contactless smartcard.

I. 서론

비접촉식 스마트카드는 무선 주파수 신호를 수단으로 하여 안테나로 스마트카드 단말기와 통신하는 카드로써 스마트폰, 교통카드, ID카드, 전자여권 등의 여러 분야에서 다양한 목적으로 사용되고 있다. 비접촉식 스마트카드는 사용하는 주파수에 따라서 판독기와의 접촉 거리 및 사용 용도가 다르다. 그 중에서도 ISM

(Industry-Science-Medical) 밴드 13.56MHz 대역의 고주파(HF)를 사용하는 비접촉식 스마트카드가 대중적으로 가장 많이 사용되고 있다 [1].

ISO/IEC 14443을 따르며 13.56MHz의 주파수로 동작하는 비접촉식 스마트카드는 10%, 100%의 변조 인덱스를 갖는 ASK 변조 방식을 따른다. 그러므로 리더기에서 전송된 변조 데이터는 ASK 복조기를 통하여 데이터가 복원 되어야 한다. 통신 속도의 경우 어플리케이션에 따라 106, 212, 424, 848 kbit/s 까지 지원을 한다. 하지만, 비접촉식 스마트카드가 널리 사용되고 그 활용범위가 높아지면서 생체 정보를 저장하는 전자여권, 유비쿼터스 헬스케어(U-Health care)분야의 의료카드, 근거리 무선 통신 기술인 NFC와 같이 많은 양의 데이터를 빠르게 전송하기 위해 기존의 848kbit/s보다 더 빠른 데이터 전송 속도를 요구하게 되었다. 따라서 6.8Mbit/s 까지 지원하는 VHBR(Very High Bit Rates) 비접촉식 스마트카드 개발이 이루어지고 있다. 하지만, 데이터 전송 속도가 증가함에 따라 기존에 사용되었던 ASK 복조기로는 데이터를 정확하게 복원하기 어렵다 [2].

본 논문에서는 기존 ASK 복조기 회로의 한계를 살펴보고 6.8Mbit/s까지 데이터 전송 속도가 증가함에 따라 나타나는 현상들을 파악하여 VHBR을 지원하는 ASK 복조기 설계에 도움이 되고자 한다.

II. 본론

2.1 기존 ASK 복조기의 구조

ASK 복조기를 구현하는 여러 방식 중에서 포락선 검출기를 이용한 방식은 다른 방식들에 비해 하드웨어 구현이 간단하여 가장 많이 사용되고 있는 방식이다. 포락선 검출기를 이용한 방식은 그림 1에서와 같이 정류기를 포함하는 포락선 검출기와 저역 통과 필터 및 비교기로 이루어져 있다. 포락선 검출기와 저역 통과 필터에 의한 포락선 신호의 평균화된 신호를 비교기를 통하여 데이터를 복원하게 된다.

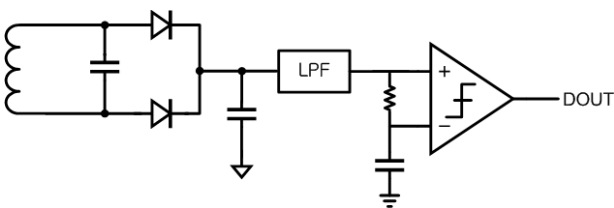


그림 1. 기존 ASK 복조기의 구조

하지만 포락선 신호의 평균화된 신호를 얻기 위해 큰 시정수를 갖는 저역 통과 필터가 필요하게 되고, 이로 인하여 데이터의 최대 주파수가 캐리어 주파수에 근접할수록 데이터 복원이 어려워진다. 또한 비교기의 오프셋 오차, 전달 지연, 입력 노이즈 등의 문제로 인하여 정확하게 데이터를 복조하는데 어려움이 있다. 이와 같은 이유로 기존의 ASK 복조기는 빠른 데이터 전송 속도를 필요로 하는 어플리케이션들에 적합하지 않은 복조기 구조이다 [3].

2.2 데이터 전송 속도 증가에 따른 감쇄현상

ISO/IEC14443 표준에서 지원하는 데이터 전송율은 기존의 848kbit/s에서 최근 VHBR까지 지원하게 됨에 따라 지원 가능한 최대 데이터 전송율이 6.8Mbit/s까지 새로이 개정되었다. 표 1은 13.56MHz의 VHBR이 지원되는 비접촉식 스마트 카드에서 가능한 데이터 전송율과 그에 따른 비트 시간, 클럭의 수를 나타낸 표이다.

데이터 전송 속도는 부하 캐패시턴스에 의하여 제한을 받게 되는데, 비접촉식 스마트카드의 TypeB와 같이 10%의 변조 인덱스를 갖는 경우 데이터 전송 속도가 빨라짐에 따라서 검출되는 포락선 신호의 크기가 수십 mV 정도로 작아지게 된다. 또한 그림 2에서와 같이 빠른 전송 속도로 인하여 입력 신호의 기준전압이 데이터 패턴에 따라서 변하기 때문에, I-diagram에서의 마진이 줄어들게 된다. 신호의 크기가 큰 경우

표 1. 비트 속도에 따른 클럭 수와 시간

비트 속도 [kbits/s]	비트 시간 [us]	클럭 수 [clock/bit]
106	9.440	128
212	4.720	64
424	2.360	32
848	1.180	16
1695	0.590	8
3390	0.295	4
6780	0.147	2

문제가 되지 않지만, 신호의 크기가 수십 mV로 작은 경우 데이터 뒷단에 들어가는 비교기의 오프셋과 입력 노이즈로 인해 데이터를 정확하게 1과 0으로 구별하기 어려워진다.

현재의 구조에서 신호를 정확하게 복조하기 위해서는 입력단에서 신호의 크기를 증폭하기 위한 증폭기가 필요하고 오프셋의 크기가 수 mV 이내인 비교기가 필요하게 된다. 하지만 이 경우 전력소모가 커지게 되어 전력소모에 대한 스펙이 엄격한 비접촉식 스마트카드에는 적합하지 않다. 따라서 비교기를 통한 기준전압 비교 방식이 아닌 다른 방식의 접근이 필요할 것이다.

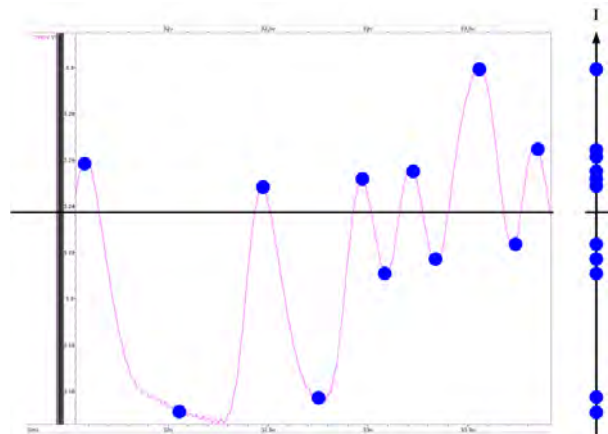


그림 2. 6.8Mbit/s에서의 포락선과 I-diagram

2.3 넓은 동적 범위

데이터 전송 속도 이외에도 비접촉식 스마트카드에서 중요하게 고려해야 할 사항이 있는데, 일반적인 무선 통신과는 달리 수동형 비접촉식 스마트카드의 경우 내부에 전원이 없기 때문에 안테나로부터 받은 신호를 정류기를 통하여 전원전압을 생성하여야 한다는 것이다. 리더기와 카드의 접촉 거리에 따라 필드 세기가 달라지고, 필드 세기가 달라짐에 따라 입력으로 들어

오는 신호의 크기가 일정 범위 내에서 크게 움직이게 된다.

이러한 넓은 동적 범위의 경우 캐패시터 커플링 방식을 사용하여 입력 신호의 DC 성분을 제거할 수 있다. 하지만, 이 경우 주파수에 따른 의존성이 크기 때문에 동일 패턴의 데이터가 반복되는 경우 감쇄현상이 발생하게 된다. 이는 처음 입력레벨을 감지하여 보상하는 방식의 입력 추적 방식을 사용하면 주파수에 따른 감쇄현상 없이 넓은 동적 범위를 줄일 수 있을 것이다.

그림 3은 데이터의 전송 속도와 리더기와의 접촉 거리에 따라 검출되는 포락선의 파형을 나타낸 그래프이다. 데이터 전송 속도는 현재 사용되고 있는 비접촉식 스마트카드에서 가장 느린 전송 속도인 106kbit/s로 전송하는 경우와 가장 빠른 전송 속도인 848kbit/s로 전송하는 경우에 대해서 나타내었다. 리더기와의 접촉 거리는 비접촉식 스마트카드가 동작하는 범위 내에서 필드의 세기가 가장 클 때와 작을 때를 나타낸 것이다.

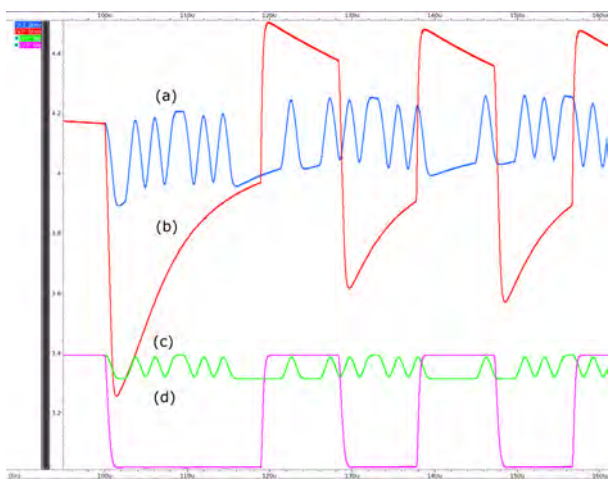


그림 3. 데이터 전송 속도와 리더기와의 접촉 거리에 따른 포락선 신호

- (a) 근거리 / 848kbit/s, (b) 근거리 / 106kbit/s,
- (c) 원거리 / 848kbit/s, (d) 원거리 / 106kbit/s

III. 결론

ASK 변조 신호를 기존의 포락선 검출기와 비교기를 통하여 복조하는 방식은 VHBR에 적합하지 않다. 이는 데이터 전송 속도가 빨라지면서 비교기의 입력으로 들어가는 신호의 크기가 작아지고, 데이터 패턴에 따라 기준 전압이 변하기 때문이다. VHBR을 지원하는 어플리케이션들이 나오기 시작한지 얼마 되지 않아 아직 VHBR에 적합한 RF 복조기에 관한 연구가 많이 이루어지지 않은 상황이다. 본 논문에서는 기존 ASK

복조기의 한계에 대해 살펴보았고 차후 6.8Mbit/s까지의 데이터 전송 속도를 지원하는 ASK 복조기를 설계하기 위하여 고려해야 할 사항들에 대해 검토하였다.

참고문헌

- [1] 송인호, 이주상, 유상대, "UHF 대역 RFID 태그용 ASK Demodulator 회로 설계," 정보 및 제어 학술대회(CICS) 논문집, 2010, pp. 344-345.
- [2] J.-B. Dore, N. Touati, and F. Pebay-Peyroula, "MLSE detector for beyond VHBR contactless air interface.," RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2012 IEEE International Conference on. IEEE, Nov. 2012, pp. 222-227.
- [3] 심현철, 차충현, 박종태, 유종근, "UHF 대역 RFID 태그 칩을 위한 저전력 CMOS 아날로그 Front-End 회로 설계," 전자공학회 논문지 제 45 권 SD 편 제 6호, pp. 602.
- [4] F. Pebay-Peyroula, J. Reverdy, "A true full-duplex communication between HF contactless reader and card, " RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2011 IEEE International Conference on. IEEE, Sept. 2011, pp. 473-478
- [5] M. Auer, A. Missoni, and W. Kargl, "HF RFID transponder with phase demodulator for very high bit-rates up to 13.56 Mbit/s," in RFID, 2010 IEEE International Conference on. April. 2010, pp. 69-76.
- [6] C-SA. Gong, et al. "A truly low-cost high-efficiency ASK demodulator based on self-sampling scheme for bioimplantable applications," Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on Vol. 55.6, 2008, pp 1464-1477.

수소 플라즈마 처리에 의한 InAs/GaAs 양자점 태양전지 셀 특성 변화 연구

박문호, 김호성, 박성준, 송진동, 김상혁, * 최원준, *박정호
고려대학교 전기전자전파공학부
한국과학기술연구원 광전융합시스템연구단
e-mail : jhpark@korea.ac.kr, wjchoi@kist.re.kr

Study on Characteristics of InAs/GaAs Quantum Dot Solar Cell by hydrogen plasma treatment

Moon Ho Park, Ho-Sung Kim, Sung Jun Park, Jin Dong Song, Sang-Hyuck Kim,
*Won Jun Choi, *Jung Ho Park
School of Electrical Engineering, Korea University
Opto-electronics Convergence Systems, Korea Institute of Science & Technology

Abstract

InAs quantum dots (QDs) were adopted to GaAs solar cell to enhance the efficiency in IR region. To reduce GaAs defects near the InAs QD, QD solar cells are treated with hydrogen plasma. The J_{sc} of QD solar cell and external quantum efficiency in wavelength over 900 nm is increased due to absorbing photons with energies below the GaAs band-gap. The J_{sc} of QD solar cell with H plasma treatment (HPT) shows slightly higher than that of cell without HPT may be due to reduction of defects by HPT.

반도체 구조상 GaAs 에너지 밴드갭보다 작은 에너지의 빛은 흡수가 될 수 없으나 에너지 밴드갭이 더 작은 이종물질을 양자점 형태로 삽입함으로써 더 넓은 영역의 빛을 흡수하여 태양전지 성능을 향상시키고자 하는 연구가 진행되고 있다.[2-3] 하지만 양자점을 삽입함으로써 생기는 defect에 의해 특성이 저하되는 부분이 있다. 본 연구에서는 GaAs 태양전지에 InAs 양자점을 삽입한 시료를 성장 후 제작, 측정하였으며, 성장 후 공정을 통해 양자점 태양전지의 단점을 극복하기 위한 연구를 진행하였다.

I. 서론

태양에너지는 한정된 자원의 지구에서 중요한 자원이며, 그에 따라 태양전지가 이슈화 되고 있다. III-V 화합물 반도체는 높은 효율의 태양전지를 만들 수 있으며, 그 중 GaAs는 V_{oc} 와 I_{sc} 측면에서 최적화 된 에너지 밴드갭을 갖고 있어 유망한 태양전지 소재로 떠오르고 있다.[1]

II. 실험

2.1 태양전지 구조

양자점 태양전지 시료는 Molecular Beam Epitaxy (MBE) 장비를 이용하여 GaAs 단일 접합 태양전지 시료가 성장되었으며 그 구조는 그림 1과 같다. n-GaAs 기판위에 5×10^{18} n-GaAs 버퍼층을 100 nm, 5×10^{18} n-Al_{0.3}GaAs 층을 100 nm, 1×10^{18} n-GaAs 층을 50 nm, 5×10^{16} i-GaAs 층을 1100 nm를 성장시킨 후,

5×10^{17} p-GaAs 층을 500 nm, 1×10^{18} p- $\text{Al}_{0.8}\text{GaAs}$ window 층을 50 nm, 1×10^{18} p- $\text{Al}_{0.3}\text{GaAs}$ etch stop 층을 5 nm, 5×10^{18} p-GaAs cap을 200 nm 성장시켰다. 양자점 태양전지의 경우는 i-GaAs 층 대신 InAs 양자점을 형성 후 GaAs 20 nm로 capping, n-type delta doping 후 GaAs 30 nm spacer를 형성하는 과정을 20번 반복하여 활성층을 성장한다. 양자점이 삽입되지 않은 시료를 bulk, 양자점이 삽입된 시료를 QD라 명명하였다.

P - GaAs (5e18) 200nm	P - GaAs (5e18) 200nm
P - $\text{Al}_{0.3}\text{GaAs}$ (1e18) 5nm	P - $\text{Al}_{0.3}\text{Ga}_{0.7}\text{As}$ (1e18) 5nm
P - $\text{Al}_{0.8}\text{GaAs}$ (1e18) 50nm	P - $\text{Al}_{0.8}\text{Ga}_{0.2}\text{As}$ (1e18) 50nm
P - GaAs (1e18) 500nm	P - GaAs (1e18) 500nm
GaAs 50nm	GaAs 30nm
GaAs 1000nm	delta n-doping (1e18) X 20
GaAs 50nm	GaAs 20nm
N - GaAs (1e18) 50nm	InAs QD
N - $\text{Al}_{0.3}\text{GaAs}$ (5e18) 100nm	N - GaAs (1e18) 50nm
N - GaAs buffer (5e18) 100nm	N - $\text{Al}_{0.3}\text{Ga}_{0.7}\text{As}$ (5e18) 100nm
N - GaAs sub.	N - GaAs buffer (5e18) 100nm
	N - GaAs sub.

그림 1 벌크 & 양자점 태양전지 구조

2.2 태양전지 소자 공정 및 측정

성장된 태양전지 시료는 아세톤, 메탄올을 이용하여 유기 클리닝 후에 시료 윗부분에 셀 윈도우(window) 형성을 위한 photo-lithography 공정을 진행한다. E-beam evaporator로 Ti/Pt/Au (30/30/300nm)를 증착 후 lift-off, 425°C에서 열처리하여 p-metal contact을 완성한다. 이어 시료 바닥 전면에 E-beam evaporator로 Ni/Ge/Au (5/17/300nm)를 증착 후 385°C에서 열처리하여 n-metal contact을 완성한다. 이후 Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition (PECVD) 장비를 이용하여 수소 플라즈마 처리를 한 후 태양전지 소자 윈도우 부분의 금속을 식각 마스크로 cap layer를 습식 식각 후 AM1.5 1 sun 조건에서 효율 측정을 진행한다.

III. 결과 및 분석

3.1 양자점 태양전지 효과

제작된 태양전지 시료의 External Quantum Efficiency (EQE) 측정 결과가 그림 2에 나타나 있다. 900 nm 이상 파장대에서 양자점이 삽입된 소자의 경우 삽입되지 않은 소자에 비해 더 높은 EQE를 보이고 있으며, 이는 InAs 양자점에 의해 적외선 영역에서 추가적인 흡수가 일어난 것으로 분석된다.

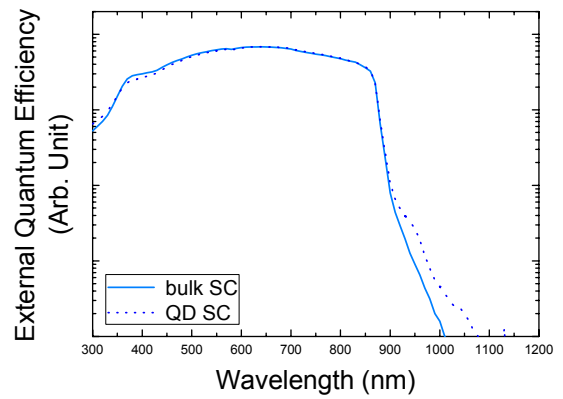


그림 2 벌크 & 양자점 태양전지 EQE

3.2 수소 플라즈마 처리 된 태양전지

태양전지 시료의 I-V 특성이 그림 3에 나타나 있다. 양자점이 삽입된 소자의 경우 삽입되지 않은 소자에 비해 더 높은 J_{sc} 를 보이고 있으며, 이는 GaAs 에너지 밴드갭 보다 작은 에너지의 빛이 intermediate band에 의해 흡수되고 더 많은 carrier가 생성되었기 때문으로 분석된다. 양자점 태양전지는 벌크 태양전지에 비해 낮은 V_{oc} 를 보이고 있으며, 이는 InAs가 삽입됨으로써 전체적으로 평균 에너지 밴드갭이 줄어들어 V_{oc} 에 영향을 끼친 것으로 분석된다.

수소 플라즈마 처리된 양자점 태양전지는 양자점 주위의 GaAs defect들이 줄어들어 처리하지 않은 소자에 비해 더 높은 J_{sc} 를 보이고 있다. 최종적으로 cap layer 식각 후 양자점 태양전지 셀 효율은 9.8 %를 보였으며 반사방지막을 형성한다면 더 높은 효율을 기대해 볼 수 있다.

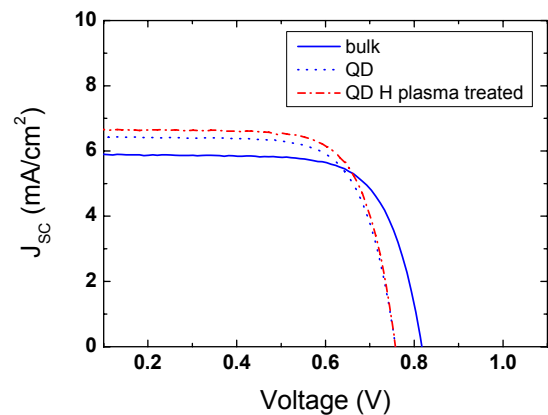


그림 3 벌크 & 양자점 태양전지 I-V

IV. 결론

GaAs 에너지 밴드갭보다 작은 에너지 영역대 흡수를 위하여 InAs/GaAs 양자점 태양전지 셀을 제작하였으며, 양자점 태양전지의 단점을 보완하기 위하여 PECVD로 수소 플라즈마 처리를 하였다. 양자점 태양전지 셀은 벌크 셀에 비해 적외선 영역의 추가적인 빛 흡수로 900 nm 이상 영역에서 높은 EQE 특성을 나타내었으며, 셀의 J_{sc} 가 증가되었다. 하지만 낮은 InAs 에너지 밴드갭 영향으로 V_{oc} 가 감소되었다. 양자점으로 인해 생긴 defect들을 최소화하기 위하여 셀에 수소 플라즈마 처리를 하였으며, 그 결과 J_{sc} 가 증가하였다.

Acknowledgment

이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 나노기반 정보·에너지 사업본부-신기술융합형 성장동력사업의 지원을 받아 수행된 연구(2012K001280)이자 서울시 산한연 협력사업(WR080951)의 연구 결과로 수행되었습니다.

참고문헌

- [1] S.M. Sze, "Physics of Semiconductor Devices", Wiley, 816, (1981)
- [2] V. Aroutiounian, S. Petrosyan, A. Khachatryan, K. Touryan, J. Appl. Phys. 89, 2268 (2001)
- [3] A.J. Nozik, Physica E 14, 115 (2002)

핵폭발 환경에서의 PIN다이오드 소자의 광전류특성연구

*오승찬, *정상훈, *황영관, *이남호
e-mail : scoh0502@kaeri.re.kr

Characteristic Analysis of photocurrent generation in a PIN diode by the pulsed gamma-ray in the nuclear detonation

*Seung-Chan Oh, *Sanghun Jeon, *Hwang YoungGwan, *Nam-Ho Lee,

*Korea Atomic Energy Research Institute

Abstract

Electronic systems may be cause of various serious failures due to an ionizing radiation effect when exposed to a prompt gamma-ray pulse. This transient electrical malfunction can, in some cases, results in a failure of the electronic system of which the circuits are a part. Transient radiation measurement and evaluation system is required to development for enhanced radiation-resistance against the initial nuclear radiation produced by the detonation of a nuclear weapon of semiconductor devices. In these studies, we performed the following work. In the first part of the work, we carried out a SPICE simulation applied to nuclear radiation condition for PIN diode and we also investigated the photocurrent by a pulsed gamma-ray on a PIN diode using a TCAD simulation.

I. 서론

전략적 핵무기(Strategic nuclear weapons)는 수십 kT~1 MT급 이상의 핵무기로 주로 핵폭풍 및 열복사 등으로 인한 주변지역의 초토화시키기 위한 전략적 용도로 사용되며 전술적 핵무기는 이러한 핵폭풍 및 열

복사 에너지로 인한 피해보다는 핵폭발(Nuclear denotation)시 방출되는 핵 방사선에 의한 영향을 강화한 형태로 국지전 발발 시 기갑부대의 인명살상 및 반도체 소자로 구성된 전자장비에서의 과도방사선 효과(Transient radiation effect on electronic devices)를 발생시켜 군 통신 및 주요 지휘체계와 국가 기반시설을 무력화하기 위한 목적으로 사용될 수 있다[1].

반도체 소자의 과도방사선 효과는 핵폭발 초기에 높은 선량률로 방출되는 펄스 형태의 방사선에 의한 것으로 주요한 원인으로는 방사선이 반도체 소자의 내부에서 이온화현상으로 발생된 전자-정공 쌍의 생성이 주원인으로 작용되어 반도체 소자의 재질, 공정구조와 회로구성 조건에 따라 기억 값 천이 현상을 포함한 일시적 전도(upset)현상과 함께 비정상적인 과전류 경로를 형성 할 수 있는 래치업(latch-up) 현상과 심각한 경우 복구 불가능한 영구적 손상(Permanent failure)을 유발할 수 있다[2,3]. 본 연구에서는 핵폭발 초기에 방출되는 펄스감마선에 의한 반도체소자의 광전류 발생 원인 및 특성을 분석하기 위하여 1mm의 정입방체 구조로 설계된 PIN다이오드 소자를 대상으로 핵 방사선 입력 모델링 분석과 펄스감마선 실측시험을 수행하였다.

II. 본론

2.1 PIN다이오드 설계

M&S 및 실측시험을 위하여 사용된 PIN다이오드는

감마선 조사 시험 시 방향 의존성을 최소화 하고 광전류 발생 감도를 높이기 위하여 그림 1의 PIN다이오드의 3차원 모델링 구조에서 보여주는 것과 같이 각 1mm의 입방체 형태로 설계하여 적용하였다.

2.2 PIN다이오드 소자의 펄스감마선 시뮬레이션 분석

M&S에 적용된 PIN다이오드 소자의 공정변수와 설계구조는 표 1과 같이 실제 제작된 PIN다이오드 소자와 동일한 구조로 적용하였고 빔 세기별 광전류 특성을 분석하기 위하여 $1.66 \times 10^{10} \text{ W/cm}^2 \sim 5.17 \times 10^{10} \text{ W/cm}^2$ 의 빔 조사조건을 적용하였다,

펄스감마선에 대한 입력조건은 표2의 펄스감마선 입력변수에 나타난 것과 같이 1.24MeV의 에너지와 $1 \times 10^{-6} \mu\text{m}$ 파장을 가지는 펄스 형태의 감마선을 기준으로 실리콘 매질에서의 광 흡수계수 α 는 0.1/cm로 정의되며 흡광계수(Extinction coefficient)는 식 (4.1)에 의하여 8×10^{-13} 으로 계산하여 적용하였고 입사되는 펄스감마선 입사 각도는 그림 2와 같이 PN다이오드의 직각으로 조사되는 형태로 설정하였다.

$$K = \frac{\alpha \lambda}{4\pi} = (0.1/\text{cm}) \times (1 \times 10^{-10} \text{ cm}) / 4\pi = 8 \times 10^{-13} \quad (1)$$

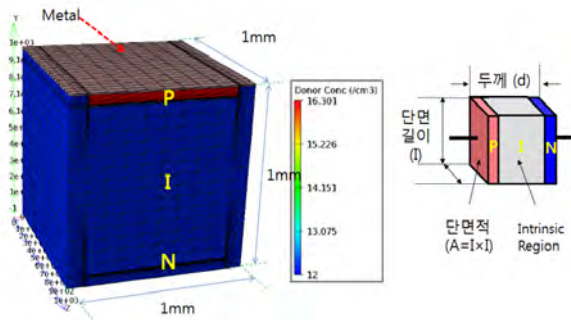


그림 1 M&S분석 및 실측평가 시험용 PIN다이오드의 3차원 구조 모델

표 1 PIN 다이오드 공정 변수 및 설계구조

두께(mm)	1.0
I층 농도 (Wafer 비저항: $\Omega \cdot \text{cm}$)	3,000
Dopant (Front side : B)	2×10^{16}
Dopant (Back side : Ph)	2×10^{16}
면적(mm ²)	1.0×1.0

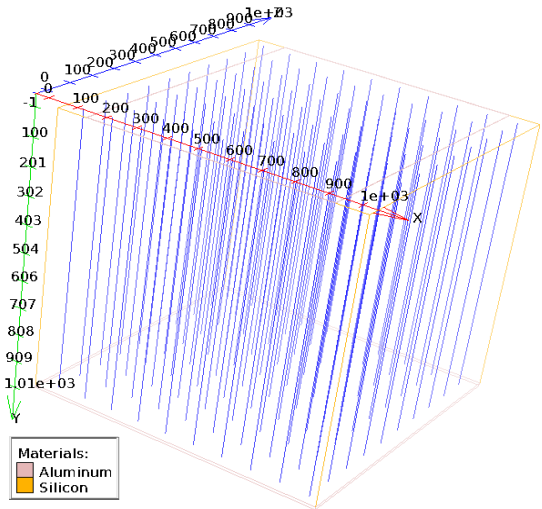


그림 2 M&S분석에 적용된 PIN다이오드 소자의 펄스방사선 입력 형태

표 2 시뮬레이션 분석을 위한 펄스감마선 입력 변수

Parameters	Values
Index of refractivity (silicon, real)	1
Extinction coefficient(K)	8×10^{-13}
Wave length	$1 \times 10^{-6} \mu\text{m}$
Input angle	90°
Gamma photon energy	1.24 MeV
Absorption coefficient	0.1/cm
Minimum power	$8.868 \times 10^9 \text{ W/cm}^2$

M&S분석에 사용된 감마선 입력 변수는 W/cm^2 단위를 사용하며 펄스감마선 실측시험에 사용되는 감마선 선량률은 흡수선량 단위인 rad(Si)/sec 를 사용한다. 따라서 M&S를 이용한 시뮬레이션 결과와 실측 시험결과와의 정량적인 비교 분석을 위해서는 M&S의 감마선 입력 조건 단위인 W/cm^2 에 대하여 rad(Si)/sec 로 변환 하여야 하며 계산하는 과정은 다음과 같다.

실리콘 매질에서 단위 체적 당 1 rad의 흡수선량에 의하여 EHP 생성율 g_0 는 $4.33 \times 10^{13} \text{ EHP/gram}$ 로 1 rad(Si) 는 식 (2)와 같이 정의할 수 있으며

$$1 \text{ rad(Si)} = 4.33 \times 10^{13} \text{ EHP/gram} \quad (2)$$

입사된 빛의 세기에 의한 EHP 생성율 G 는 입사되는

빛의 주파수에 대한 실리콘 흡수계수와 플랑크상수에 관한 식 (3)으로 정의된다.

$$G = \frac{\alpha P_0}{h\nu} \times \exp(-\alpha) \quad (3)$$

rad(Si)를 W/cm²로 변환하기 위한 비례상수를 K_p로 정의하는 경우, 식 (4.3),(4.4)로부터 rad(Si)로 표현된 선량률 단위를 W/cm² 단위로 변환하기 위한 K_p에 관하여 정리하면 식 (4)와 같이 표현할 수 있으며 최종적으로 K_p = 92.4 로 계산된다.

$$K_p = \frac{P_0}{rad(Si)} = \frac{h\nu \times 4.2 \times 10^{13}}{\alpha \times \exp(-\alpha)} = 92.4 \quad (4)$$

2.3 PIN다이오드의 펄스감마선 시뮬레이션 결과

그림 3은 PIN다이오드로 인가되는 펄스감마선의 세기별 발생되는 광전류 신호의 형태에 대한 시뮬레이션 결과를 보여주며 그림 4는 시뮬레이션 결과에서 확인된 각 신호의 피크전류 값과 인가되는 선량률간의 선형적인 관계에서 보여주는 것과 같이 PIN다이오드 소자의 광전류 신호의 피크의 변화는 선형적으로 증가되는 결과를 나타내었다.

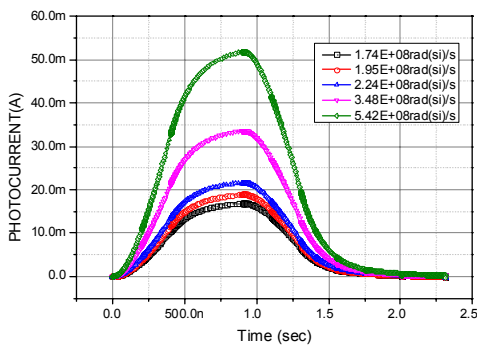


그림 3 PIN다이오드의 펄스감마선 세기별 광전류 신호 특성

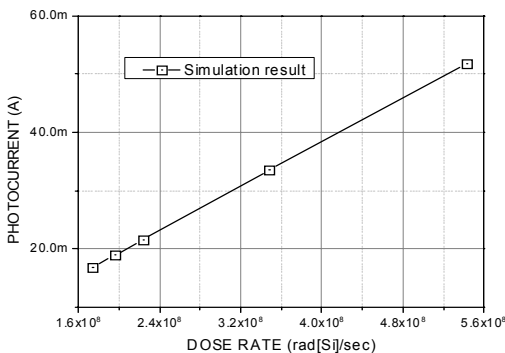


그림 4 PIN다이오드의 펄스감마선 시뮬레이션 결과

표 3 PIN다이오드의 펄스감마선 세기별 시뮬레이션 결과

#	Input Power	Dose rate	I _{PP}
	W/cm ²	rad(Si)/sec	mA
1	5.17×10 ¹⁰	5.424×10 ⁸	51.75
2	3.32×10 ¹⁰	3.485×10 ⁸	33.55
3	2.13×10 ¹⁰	2.236×10 ⁸	21.58
4	1.86×10 ¹⁰	1.953×10 ⁸	18.90
5	1.66×10 ¹⁰	1.743×10 ⁸	16.89

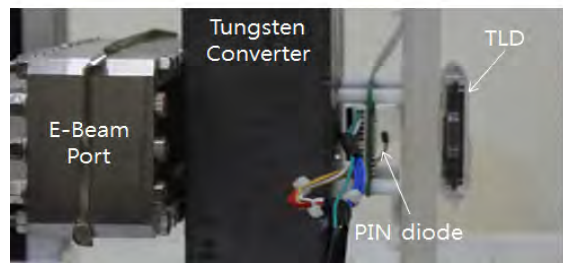
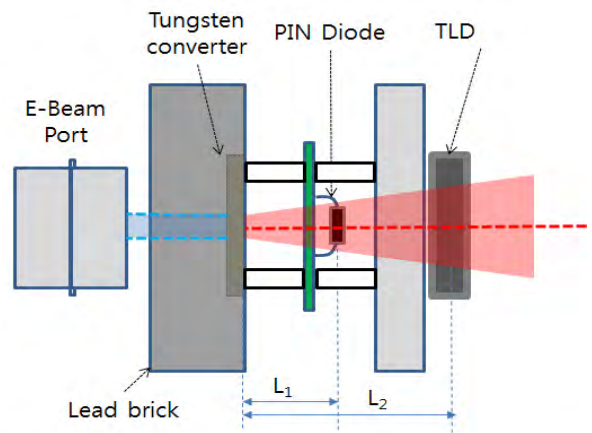


그림 5 PIN다이오드 소자의 펄스방사선 실측시험 구성

2.4 PIN다이오드 소자의 펄스방사선 실측시험

그림 5는 펄스감마선 발생장치를 이용하여 인가된 펄스감마선 세기 별 광전류 응답특성을 분석하기 위한 실측시험의 구성을 보여주며 출력되는 광전류 신호와 실제 인가된 선량률을 확인하기 위한 방법으로 인가된 감마선 펄스 당 TLD를 이용하여 측정된 누적선량 값을 측정하여 선량률로 변환하는 방법을 이용하였다.

텅스텐 변환기로 부터 출력되는 펄스감마선은 그림 6과 같이 일정 각도를 가지고 방사되는 형태로 방출되기 때문에 단위 체적 당 누적되는 흡수선량은 선원 향으로부터의 거리에 따른 조사 면적의 크기에 반비례하

는 특성을 가진다. 따라서 TLD에 누적된 선량 측정값을 기준으로 PIN다이오드에 조사된 선량률을 적용하기 위해서는 설치위치에 따른 감쇄율을 보정하여 적용하여야 한다.

PIN다이오드와 TLD의 텅스텐 변환기로부터의 설치위치는 각각 20 mm, 45 mm로 각 위치에서의 조사면적 값은 식 (5)와 같이 정의되며 따라서 주어진 조건 따른 감쇄보정 인자는 약 5.06으로 계산되었다.

$$\frac{A_2}{A_1} = \frac{\pi r_2^2}{\pi r_1^2} = \frac{(\tan(\theta_1) \times L_2)^2}{(\tan(\theta_1) \times L_1)^2} = \frac{L_2^2}{L_1^2} = \frac{2025}{400} = 5.0625 \quad (5)$$

2.5 PIN다이오드의 펄스감마선 실측시험 결과
PIN다이오드 소자에 대한 펄스감마선 실측시험 결과 $7.05 \times 10^7 \text{ rad(Si)/sec} \sim 5.02 \times 10^8 \text{ rad(Si)/sec}$ 선량률 조건에서의 출력된 광전류 신호는 그림 7에 나타낸 것과 같이 약 $3.0 \times 10^8 \text{ rad(Si)/sec}$ 이하의 선량률 조건에서의 PIN다이오드의 광전류 출력신호는 선량률에 비선형적으로 증가하는 형태를 나타내었으며 $3.0 \times 10^8 \text{ rad(Si)/sec}$ 에서 $5 \times 10^8 \text{ rad(Si)/sec}$ 구간에서의 광전류 신호의 증가폭은 완화되는 결과를 나타내었다.

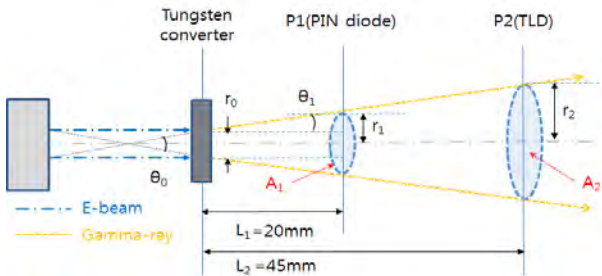


그림 6 PIN다이오드와 TLD를 이용한 선량측정방법의 거리에 따른 누적선량 보정방법

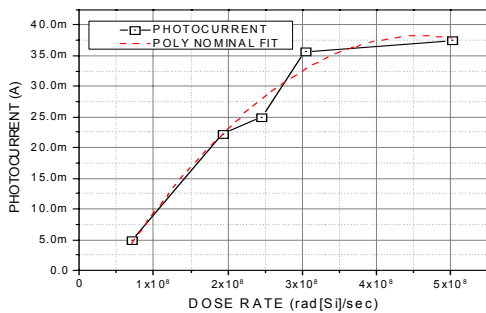


그림 7 펄스감마선 선량률 변화에 따른 PIN다이오드의 광전류 신호 측정 결과

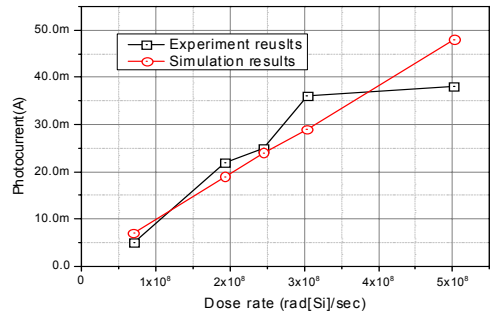


그림 8 M&S 및 펄스감마선 실측 시험을 통한 PIN다이오드의 펄스감마선 인가에 따른 광전류 신호 비교 결과

III. 결론 및 향후 연구 방향

반도체 소자의 과도방사선 피해현상을 평가하기 위하여 본 연구에서 수행된 M&S 방법과 펄스감마선 실측시험 방법에 대한 신뢰성 검증을 위하여 동일한 구조의 PIN다이오드 소자를 대상으로 3차원 구조 모델링을 이용한 시뮬레이션 분석과 실제 제작된 PIN다이오드를 이용한 펄스감마선 조사 시험을 통하여 각 피해평가 방법에서 확인된 PIN다이오드의 광전류 발생 특성에 대한 정량적인 분석을 통하여 최대 27.75%의 오차를 확인하였다. 이러한 결과는 일반적으로 선량측정 시 발생할 수 있는 오차범위를 고려하였을 때 실측 오차범위를 만족하는 결과로 본 연구를 통하여 구축된 펄스감마선 발생장치를 이용한 과도방사선 실측 시험 평가 방법의 신뢰성을 확인하였다.

참고문헌

[1] Samuel Glasstone and Philip J. Dolan, "The Effects of Nuclear Weapons", Third Edition, U.S. Department of Defense and the Energy Research and Development Administration, 1977.
 [2] Lewis Cohn and Al Wolicki and Mayrant Simons and Clay Rogers and Alfred Costantine, "Transient Radiation Effects on Electronics(TREE) Handbook ", Defense Nuclear Agency 6801 Telegraph Road Alexandria, VA 2231-3398, December 1995
 [3] Wirth, J.L.(1964), "The Transient Response of Transistors and Diodes to Ionizing Radiation," IEEE Transactions on Nuclear Science, NS-11(5), pp. 24-38.

Time-Windowing Technique을 사용한 Low-Power Time-to-Digital Converter (TDC)의 설계

*이태훈, 김석기
고려대학교 전기전자공학과
e-mail : llth123@korea.ac.kr, skkim@korea.ac.kr

Design of Low-Power Time-to-Digital Converter (TDC) with Time-Windowing Technique

*Tae-Hoon Lee, Su-Ki Kim
School of Electrical Engineering
Korea University

Abstract

Because of scalability and small area consuming, All Digital Phase Lock Loop (ADPLL) becoming major Phase Lock Loop (PLL) type. However, there is a challenge in achieving low power consumption and phase noise. Since the phase noise of an ADPLL is dominated by the quantization noise of the TDC, a high resolution TDC is required. In this paper, the low power, high resolution TDC will be introduced by using time-windowing technique.

하지만, Power Consumption과 Phase noise가 문제가 된다. ADPLL의 Phase noise의 대부분은 TDC의 quantization noise이며, 이를 해결하기 위해 High resolution TDC를 쓸 경우 매우 많은 Power가 소모된다. 본 논문에서는 이를 해결하기 위해 Time-Windowing Technique를 사용한 TDC를 이용하여 High resolution과 reasonable한 Power Consumption을 얻고자 한다.

I. 서론

All Digital Phase Lock Loop (ADPLL)에서는 Phase Detection을 Time-to-Digital Converter (TDC)를 이용하여 Digital 좌표축에서 수행한다. TDC는 Analog Phase Lock Loop (APLL)의 Charge Pump와 Analog Loop Filter를 대체하는 Block이며, 이 대체를 통해 ADPLL은 면적 절약과, Voltage 영역이 아닌 Digital 영역에서 동작함에 따라 얻을 수 있는 Scalability와 Programmability를 얻을 수 있다.

II. 본론

2.1 Conventional Time-to-Digital Converter

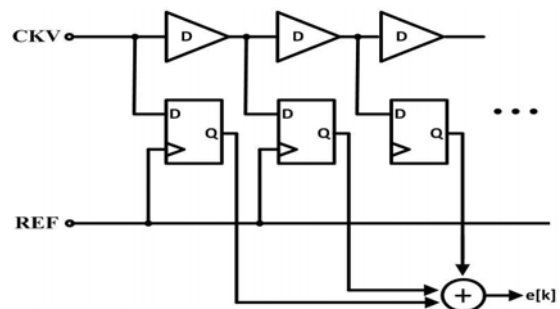


그림 1. 기존에 사용되던 TDC 구조

위의 그림 1은 기존에 사용되던 기본적인 TDC 구조이다. n개의 D로 표시된 Delay 용 inverter chain과 n개의 D flip-flop으로 구성된 위의 TDC 회로는, Delay 되어서 나타나는 CKV들 중 가장 Reference에 가까운 CKV를 골라내는 방식으로 Phase Detection을 하게 된다. [1] 이를 그림으로 나타내게 되면 다음과 같다.

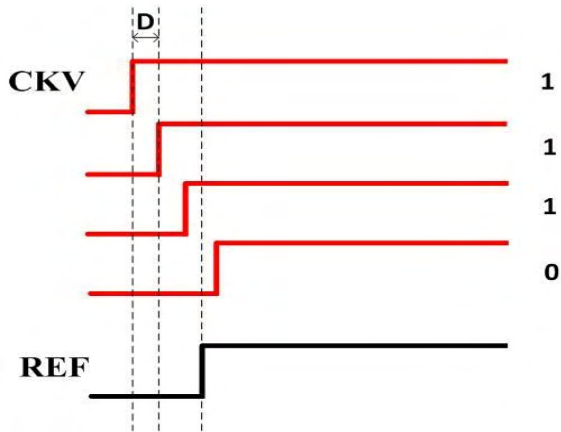


그림 2. TDC의 동작원리

위와 같이 1에서 0으로 바뀔 때의 CKV를 Reference와 가장 phase가 가까운 CKV로 보고, 이때의 CKV를 Digital Code화하여 Phase Detection을 한다. 이를 통해 Time-to-Digital Converting이 이루어지게 된다. 이 과정에서 Digital Part인 inverter delay와 D flip-flop만이 사용되기에, TDC는 Scalability와 Programmability를 얻을 수 있다. 하지만 위와 같은 TDC 구조는 계속하여 Reference와 CKV의 Phase 차이를 Detection을 하게 되는 구조이다. 이러한 구조의 경우 계속하여 Power를 소모하게 된다. 따라서 이러한 구조의 TDC를 사용할 경우 Power를 감당할 수 있어야 했다.

2.2 Time-Windowing Technique

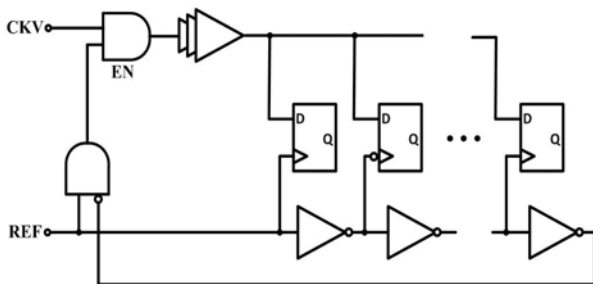


그림 3. Time-Windowing Technique가 적용된 TDC

TDC의 고주파 input 상황에서의 Power consumption을 억제하기 위해, 최근의 TDC에는 Time-Windowing Technique를 사용한다. 위의 그림 3은 Time-Windowing Technique를 사용한 TDC의 회로도이다. CKV에 존재하던 inverter delay chain을 Reference로 이동시키고, Enable 신호를 만들기 위해 and gate를 2개 사용하였다. 이를 통하여 계속하여 Phase 차이를 비교하지 않고, 한 주기의 비교만을 가능케 한다. 이를 조절하는 inverter delay의 개수는 가장 낮은 주파수의 input 한주기를 전부 cover 할 수 있도록 정해지게 된다. 이를 통하여 계속적인 Power 소모를 억제할 수 있게 되었다. 하지만 고 주파수의 input이 들어올 경우, 저 주파수 input의 1주기에 맞춰서 delay path가 정해져 있으므로 고 주파수 input은 1주기가 아닌 여러 주기에 걸쳐서 Phase Detection이 이루어지게 된다. 이에 따라서 Power 소모가 발생한다. 이는 High resolution 혹은 더 넓은 covering range를 위해 더 많은 inverter delay를 사용할 수 록 커지는 문제이다.

2.3 제안하는 TDC 구조

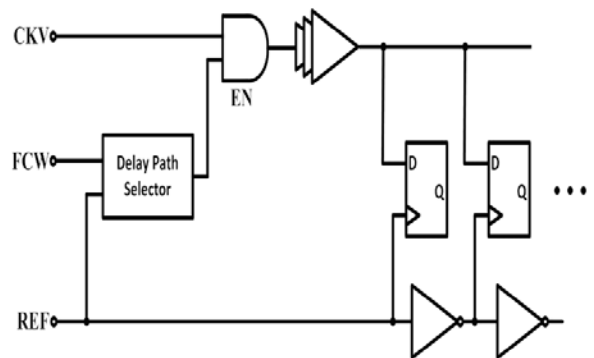


그림 4. 제안하는 TDC의 기본구조

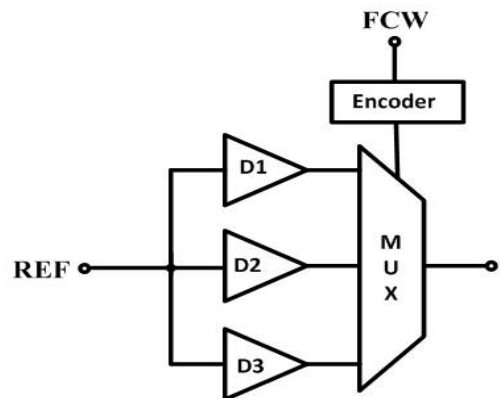


그림 5. 제안하는 TDC의 Delay Path Selector 구조

그림 4는 제안하는 TDC의 구조이다. 위 구조는 기존의 Time-Windowing Technique를 사용한 TDC와 다르게, Frequency Command Word (FCW)를 CKV 그리고 Reference와 같이 input으로 받는다. 그림 5는 제안하는 TDC 구조 내의 Delay Path Selector의 구조이다. Delay Path Selector는 3가지의 Delay Path를 생성하는 3종류의 size가 조절된 inverter delay와 MUX 그리고 MSB bit을 받아서 MUX에 맞도록 coding하는 encoder로 이루어져 있다. 이 Delay Path Selector는 FCW를 input으로 받아 MUX를 통하여 3가지의 Delay path를 통과한 Reference 중 하나를 결정한다. 이를 통하여 3가지 종류의 Time-Window를 사용하게 된다. 이를 통하여 고 주파수에서는 저 주파수와는 다른 더 작은 Window를 사용하여 고 주파수에서의 Power 소모를 억제한다. 또 FCW를 받지 않으면 Enable 신호가 생성되지 않으므로 동작하지 않을 때의 Power 소모를 억제할 수도 있게 된다.

III. 구현

전체 회로는 0.18um CMOS 공정을 통해 설계되었고 6bit의 Control Word Length를 가지고 2560ps의 Cover Range를 처리한다. LSB resolution의 경우 40ps로 설계되었다. 그리고 1GHz의 동작에서 0.828mW의 Power Consumption을 가진다.

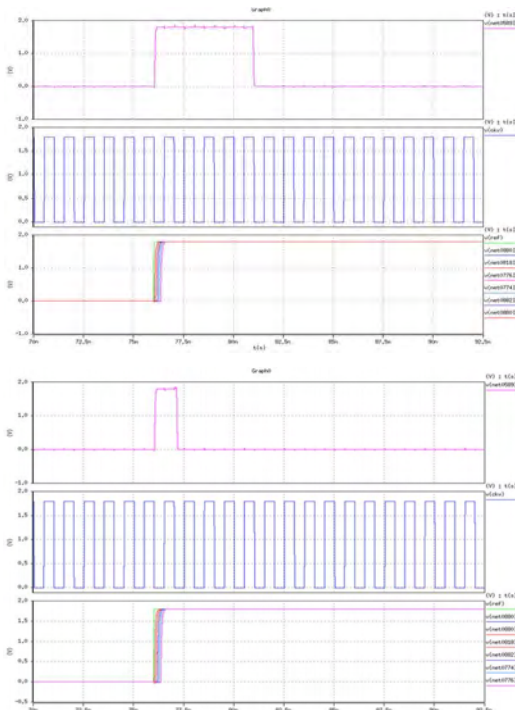


그림 6. 시뮬레이션 된 결과

그림 6은 위의 그림의 경우 기존의 Time-Windowing Technique이 사용된 TDC의 결과이며, 아래의 그림의 경우 제안된 TDC회로의 시뮬레이션 결과이다. 고 주파수 input에 대해 Time-Window가 reference가 변화하는 부분에 가깝도록 변화한 것을 확인할 수 있다. 이를 통하여 더 적은 수의 CKV 주기 내에서 동작하게 되고, Power consumption이 감소하게 된다. 기존의 Time-Windowing Technique이 사용된 TDC의 경우 1GHz에서 1.05mW의 Power Consumption을 가졌다. 이를 제안된 TDC 회로의 0.828mW와 비교하면 약 21%의 Power Consumption 감소이다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

제안된 TDC를 사용함에 의해 약 21%의 Power Consumption을 얻을 수 있었다. 이는 Cover range가 넓어질수록 더더욱 효과를 얻을 수 있을 것이라 생각된다. 하지만 Encoder와 MUX의 추가에 따라서 면적 면에서 손해를 본 만큼, Power에서 이득을 충분히 볼 수 있는 cover range를 가질 때 사용하여야 한다. 또한 주파수에 따른 delay path의 개수와 사용할 code의 수를 최적화 할 수 있을 것으로 보인다.

참고문헌

- [1] T. Takairin, M. Okada, M. Kitsunozuka, Tadashi Maeda, M. Fukaiishi, "A 2.1-to-2.8-GHz Low Phase-Noise All-Digital Frequency Synthesizer With a Time-Windowed Time-to-Digital Converter", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 45, Issue: 12, pp. 2582-2590, 2010
- [2] R. B. Staszewski et al., "1.3 V 20 ps time-to-digital converter for frequency synthesis in 90-nm CMOS," IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol.53, no. 3, pp. 220 - -224, Mar. 2006.
- [3] P. Dudek, S. Szczepanski, and J. V. Hatfield, "A high-resolution CMOS time-to-digital converter utilizing a Vernier delay line," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 35, 2, no. 2, pp. 240 - -247, Feb. 2000.
- [4] C. M. Hsu, M. Z. Straayer, and H. Perrott, "A low-noise, wide-BW 3.6 GHz digital fractional frequency synthesizer with a noise shaping time-to-digital converter and quantization noise cancellation," in IEEE ISSCC Dig. Tech. Papers, Feb. 2008, pp. 340 - -341.

스위치 토글정보를 이용한 디밍제어 LED 구동회로 구현

김기현, 김형우, 최윤규*, 이성권*

한국전기연구원, (주)에이디텍*

e-mail : kihyun@keri.re.kr, hwkim@keri.re.kr, ykchoi@ad-tech.co.kr* , sklee@ad-tech.co.kr*

Implementation of dimmable LED driver using switch toggle information

Ki-Hyun Kim, Hyoung-Woo Kim, Yun-Kyu Choi*, Seong-Kwon Lee*
Korea Electrotechnology Research Institute, ADtech*

Abstract

Recently, to improve the efficiency of the light systems, use of LED and dimming technologies are increased. Because it can be digitally controlled easily, LED light have many advantages such as controlled via network system, high efficiency, low power consumption, etc.. However, it is needed to additional cost to replace the conventional lighting systems with the LED and LED dimming systems, it is difficult to realize.

In this paper, to solve this problem, we presents simple dimming control technique. Because the proposed dimming control technique use switch toggle information of the conventional lighting system, no need additional cost to employ the proposed dimming control technique with conventional lighting system.

I. 서론

국내 에너지소비량이 증가함에 따라 전력예비율 부족현상이 발생되고 있고, 정부에서는 전력수급비상 대책 등의 안정적인 예비전력¹⁾을 확보하기 위한 노력을

기울이고 있다. 이러한 움직임에 따라 기존 조명광원 보다 약 30~90% 이상의 효율을 나타내는 고효율 LED(발광다이오드, Light Emitting Diode) 조명이 대안으로 부각되고 있다.[1]

LED 조명의 경우 기존 조명과 다르게 밝기 제어가 용이하며, 디지털 조명으로 불리어질 만큼 디지털 제어 및 각종 유무선 네트워크 기술을 통한 원격 제어가 용이하다. 또한 LED 조명은 제어가 용이하다는 장점 때문에 색온도와 밝기를 소비자의 심리상태에 알맞게 조절하여 공간을 변화시키는 감성조명이나 센서 등을 이용하여 밝기를 수단계로 나뉘어 조절하는 무드등과 같은 형태로도 사용되어지고 있다.

LED 디밍의 제어 방식은 크게 아날로그 디밍 방식과 PWM(펄스폭변조, Pulse Width Modulation) 디밍으로 구분된다. LED 아날로그 디밍은 LED 전류 세기를 조정하는 방식으로 전류 감지 레지스터 또는 IC의 일부 DIM 기능 핀을 이용해 아날로그 전압 구동을 통해 수행되며, PWM 방식의 디밍은 짧은 시간 동안 LED 전류를 켜고 끄는 수많은 동작을 반복함으로써 밝기의 세기를 조정하는 방식이다. 이러한 LED조명 및 디밍의 적용을 통해 기존 형광등 조명에 비해 전력 소비량을 50% 이상 감소하는 사례가 발표되는 등 조명부분에 있어서 에너지 효율 향상을 가져올 수 있

1) 예비전력 : 생산하는 총 발전력 중 사용하고도 남아 있는 발전력을 의미

다.[2]

본 논문에서는 LED 조명의 밝기 조절을 위한 제어 정보를 기존의 유·무선 네트워크를 이용하지 않고 온/오프 스위치의 토글정보를 이용하여 제어하는 방법에 대하여 소개하고 IC로 구현한 결과에 대하여 기술하였다.

II. 본론

일반적으로 LED의 디밍을 조절하기 위해서는 조도를 조절하기 위한 디머(Dimmer), 디밍 제어신호 발생을 위한 마이크로 컨트롤러, LED 조명간의 통신을 위한 유·무선 통신시스템 등의 부가적인 제어 기술이 필요하였다. 본 논문에서 소개하고자 하는 방법은 스위치의 온/오프 토글정보를 이용한 디밍 제어 방법으로 기존에 필요하였던 디머, 유·무선 통신시스템 및 마이크로 컨트롤러의 사용 없이 LED 조명의 밝기 조절이 가능하다는 장점을 가지고 있다.

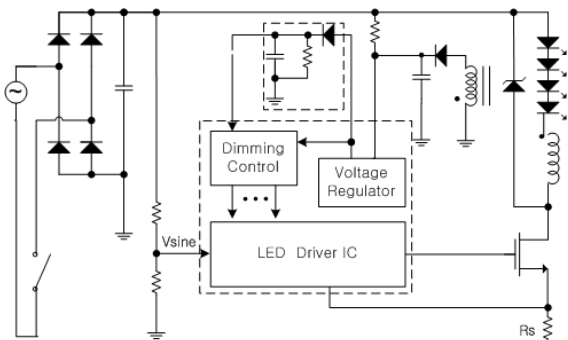


그림1. 스위치 디밍제어 LED 구동회로 구성도

스위치의 토글정보를 이용한 디밍제어 LED 구동회로는 기존 LED 구동 IC에 스위치의 토글정보를 감지할 수 있는 디밍제어블록이 추가된 디밍제어 구동 IC와 디밍제어블록의 전원 공급을 담당하는 전원유지회로로 구성되어진다. 본 디밍제어 구동회로의 동작은 구동 IC 내부의 전원공급회로에 의해 공급되는 전원을 디밍제어블록에서는 밝기조절 제어신호로 입력받고, 전원유지회로에서는 커패시터 충전용 전원으로 공급받아 동작하게 된다. 스위치에 의해 전원이 차단될 경우에도 디밍제어블록은 전원유지회로에 의해 전원을 공급받아 수 초간 밝기정보를 유지하며 동작 상태를 유지할 수 있게 된다. 이때의 밝기정보 유지시간은 전원유지회로의 커패시터 크기에 의해 조절 가능하다.

III. 구현

본 논문의 스위치 디밍제어 LED 구동회로 시스템은 밝기조절 기능을 수행하는 디밍제어블록이 포함된 디밍제어 LED 구동 IC와 다이오드, 저항 및 커패시터로 구성되어 디밍제어블록의 전원을 공급하는 전원유지회로, 트랜스포머를 포함하는 구동 IC 이외의 구동회로들로 구성되어진다. 그림2는 본 논문의 스위치 디밍제어 LED 구동 제어방법이 적용된 10W급 LED Bulb용 구동회로를 나타내는 회로도이다.

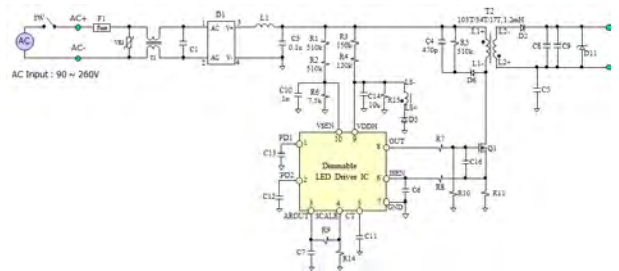


그림2. 10W급 LED Bulb용 스위치 디밍제어 LED 구동회로

구현된 시스템의 밝기제어구간은 100%, 30%, 15% 3단계로 설계되었으며, 조명용 온/오프 스위치를 이용한 밝기조절 테스트 결과 설계 값과 유사한 100%, 36%, 17%로 측정되었다.

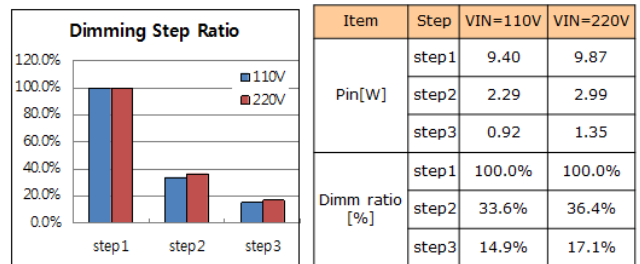


그림3. 스위치 디밍제어 LED 구동회로를 적용한 LED Bulb 디밍 특성평가 결과

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 기존의 디밍기능 LED 조명의 구현을 위해 필요하였던 디머, 마이크로 컨트롤러 등의 추가적인 외장부품 및 디머 설비 등을 위한 설비비용 부담 없이 구현이 가능한 디밍제어 LED 구동회로 구현방법에 대해 소개하였고 10W급 LED Bulb로 구현하여 디밍 특성평가 결과에 대해 서술하였다. 향후 스위치 디밍제어 LED 구동회로의 추가적인 특성개선 연구 및

LED 구동IC 내부에 센서를 내장한 자동 디밍조절이 가능한 디밍제어 LED 구동 IC에 대해 연구할 예정이다.

감사의 글

본 연구는 지경부 사업화연계기술개발사업 연구비 지원에 의한 것입니다.

참고문헌

- [1] 송상빈, LED 조명 기술 이슈 및 상용화 동향, 전 기전자재료 Vol 25, No. 9, 2012
- [2] 이용희, LED 디밍(Dimming) 기술 동향, 녹색기술 동향보고서 제6호

디지털 사인신호 발생기를 이용한 LED 구동 IC 설계

^{1,2}박원경, ¹송한정, ²서길수
¹인제대학교 나노시스템공학과, ²한국전기연구원
e-mail : pwk@keri.re.kr

Design of LED Driver IC Using Digital Sine-signal Generator

^{1,2}Won-Kyeong Park, ¹Han-Jung Song, ²Kil-Soo Seo
¹Department of Nano Systems Engineering, Inje University
²Korea Electrotechnology Research Institute

Abstract

In this paper, an AC-DC converter is presented for LED driver IC using sine-signal Generator. The Proposed circuit is composed of a power supply part, a control part including digital sine-signal generator and protection part. The circuit uses a sine-signal generator instead of bulky capacitors and resistors for voltage divider. It is designed using 1.0 μm 650 V DMOS process. The simulation results show the output current is 220 mA at 220 V input voltage.

의 모든 응용에 대해 0.90 이상의 PF를 요구하고 있는 추세이다. 이러한 LED에 교류 상용전원을 통해 전력을 공급하기 위해서 다양한 LED 구동 IC에 대한 연구가 진행되고 있다[3,4].

기존의 구동 IC는 전해 커패시터와 전압분배 저항 등 많은 부품으로 가격이 상승할 뿐만 아니라, 전해 커패시터의 수명이 LED 보다 짧아 모듈의 수명을 저하시켜 자원과 환경에 낭비를 가져온다. 본 논문에서는 전해커패시터와 전압분배 저항을 사용하지 않고, 디지털 사인신호 발생기(DSG ; Digital Sing-signal Generator)를 사용하여 LED 구동 IC를 설계하였다.

I. 서론

최근 LED는 저전력, 긴 수명, 작은 크기 등으로 효율과 환경적인 측면에서 기존의 형광등보다 우수해 각광받고 있으며, 이미 사무실, 공장 등의 상용분야에서의 조명은 LED조명으로 교체되고 있는 추세이다[1,2]. 또한, 점차 가격이 낮아지고 일반적으로 이용할 수 있게 되면서 일반 가정에서도 교체 될 것으로 예상된다. 하지만 최근 LED 응용에 대해서 IEC 61000-3-1 Class C 같은 다양한 국제표준들이 개발되고 있고, 거

II. 제안하는 LED 구동 IC

그림 1에 제안하는 LED 구동 IC 블록도를 나타내었다. 제안하는 회로는 크게 DSG를 포함하는 컨트롤 파트와 칩 내부의 전원공급을 위한 전원 공급 파트, 칩을 보호하기 위한 보호회로 파트로 나누어진다. 보호회로로는 저전압 보호회로(UVLO ; Under Voltage Lock Out), 고전압 보호회로(OVP ; Over Voltage Protection), 과열방지회로(TSD ; Thermal Shut Down)를 내장하였다.

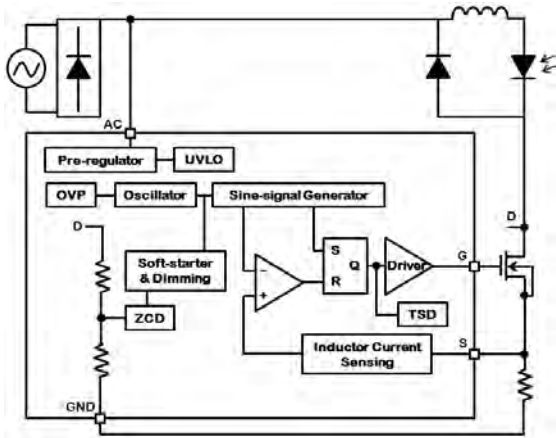


그림 1. 제안하는 LED 구동 IC 블록도

구동 IC의 기본적인 원리는 RS플립플롭의 set과 reset 신호로 플립플롭의 출력을 조절하고, 이 출력이 파워모스 게이트의 입력이 되어 전체회로의 출력을 조절 할 수 있게 된다. 종래의 회로에서 set신호와 reset 신호를 만드는 방법으로 먼저 reset의 경우, 입력전압을 전압분배 한 파형과 출력 전압의 피드백 전압을 멀티플라이어를 이용해 더해주고, 이 신호가 리셋 신호를 생성하는 기준 신호가 된다. Set신호의 경우, IC 외부 인덕터의 출력 전류를 측정하여 전류가 영점에 도달했을 때, set 신호를 만들어낸다. 이러한 방식은 reset 신호를 만들기 위해 입력 측에 전압분배저항과 전해 커패시터 등 부피가 큰 외부소자를 필요로 한다. 이러한 외부소자는 모듈 전체의 가격을 올릴 뿐만 아니라, 모듈의 수명을 단축시키기 때문에 좋지 않다. 본 논문에서 제안하는 회로는 기존의 구동 IC에서 사용했던 외부소자 대신 DSG를 사용하여 입력전압에 동기된 신호를 회로 내부에서 만들어 준다.

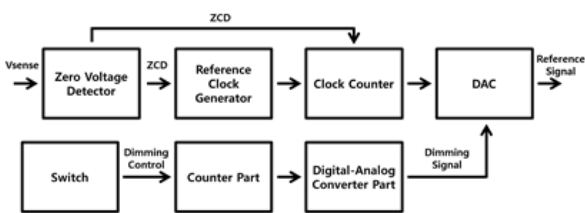
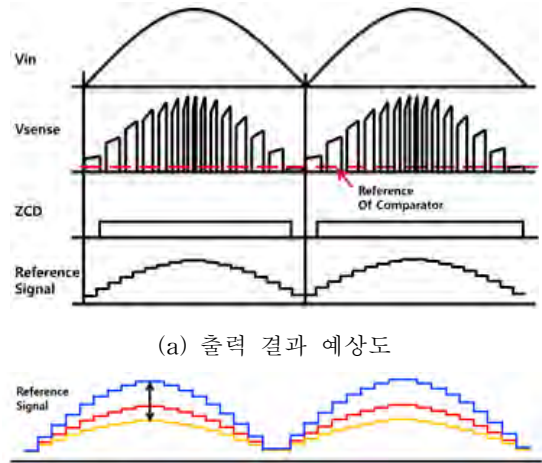
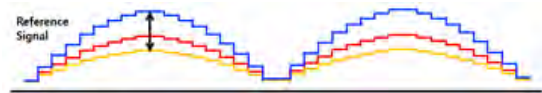


그림 2. 주요 동작원리 블록도

그림 2는 입력전압 동기신호 발생 및 밝기조절에 대한 구체적인 블록도를 나타내었다. 입력전압 동기신호는 앞에서 언급했던 것처럼 인덕터의 출력 전압을 측정하여 전압이 영점에 도달했을 때를 ZVD(Zero Voltage Detector)를 사용하여 검출함으로써 신호를 만들어 낸다.



(a) 출력 결과 예상도



(b) 기준신호 변화 예상도

그림 3. 출력 결과 및 기준신호 변화 예상도

그림 3에 출력 결과 예상도를 나타내었다.

PowerMOS 입력 듀티는 기준신호와 V_{sense} 신호를 비교하여 결정하므로 기준신호의 크기를 조절하면 밝기조절이 가능하다. 스위치를 켜다 껌으로써, 내부 회로의 카운터에 신호를 전달하게 되고, 이 카운터 신호가 기준신호의 크기를 결정하여 DSG의 출력을 결정한다. 본 설계에서는 총 4단계의 밝기 조절이 가능하도록 설계하였으며, 이러한 기능은 소비자들의 다양한 요구를 충족시키기 위해 필요하다. 여기서 스위치는 일반적으로 사용하는 벽면 스위치를 말하며, 이 스위치로 별도의 다른 스위치나 장비 없이 LED 밝기 조절이 가능하다.

또한 칩 내부 블록의 전원은 Pre-regulator를 사용하여 기존에 사용하던 트랜스포머 없이 구현가능하기 때문에 모듈의 크기를 최소화 할 수 있다[5].

III. SPICE 모의실험 결과

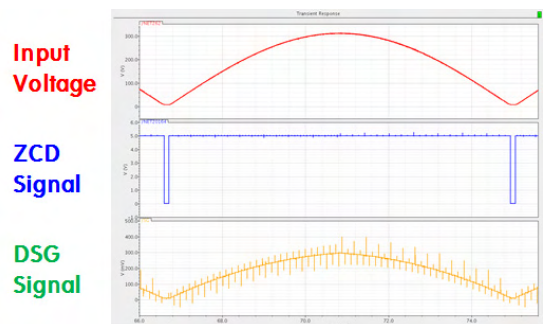


그림 4. 입력전압 동기신호 및 DSG 출력 결과

그림 4에 입력전압 동기신호 및 DSG 출력 결과를

타나내었다. 그림에서 볼 수 있는 것처럼 ZCD 신호에 의해 DSG 신호가 입력전압과 동기 되고, 이 DSG 신호가 기준신호가 된다.

그림 5는 SPICE 모의실험 결과를 나타내었다. 소프트 스타트 이후에 외부 스위치 신호(E_SW)에 의해 기준신호가 점점 작아지고, 그에 따라 인덕터 전류가 줄어드는 것을 확인 할 수 있다. 이에 따라 LED 밝기 조절이 가능한 것을 확인 할 수 있다.

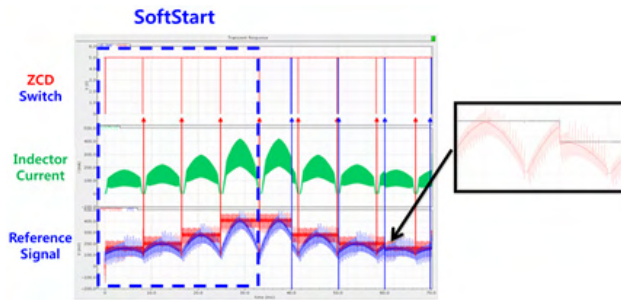


그림 5. SPICE 모의실험 결과

그림 6는 설계한 회로의 레이아웃을 나타내었다. 본 회로는 2,700 μm X 2,700 μm 이며, 1.0 μm 650 V DMOS 공정을 사용하여 설계, 레이아웃 및 검증 하였다.

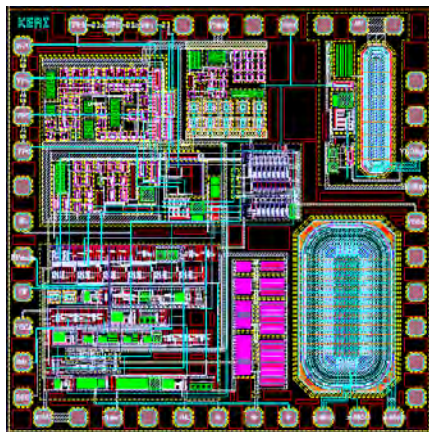


그림 6. 전체 회로 레이아웃

IV. 결론 및 향후 연구 방향

- ▶ 제안하는 LED 구동 IC 회로는 전원 공급 회로, 디지털 사인신호 발생기 회로, 보호회로 등으로 구성
- ▶ 디지털 사인신호 발생기를 사용하여 입력신호와 동기화된 신호를 만들으로써 전해 커패시터와 전압분배 저항 없이 구동할 수 있도록 설계

- ▶ 일반적인 벽면 스위치를 사용하여 밝기조절을 가능하게 함으로써, 별도의 장비 없이 LED의 밝기를 조절 가능하도록 설계
- ▶ Pre-regulator를 사용하여 트랜스포머를 없애고 모듈의 크기를 최소화
- ▶ 제안하는 LED 구동 IC는 5.5 mH의 인덕터, 8 W의 LED 부하를 가짐
- ▶ 1.0 μm 650 V DMOS 공정을 사용하여 설계, 검증하였으며, 입력전압 220 V에서 출력전류는 약 220 mA 임
- ▶ 향후, 칩 제작하여 동작을 확인하고, 조도센서를 이용하거나, 리모트 컨트롤을 사용하여 밝기조절 가능한 기능을 추가로 설계 할 예정

감사의 글

본 논문은 산업통상자원부 전력산업원천기술개발사업인 “디지털 가전기기용 전원 SoC 기술개발”사업의 일환으로 수행되었으며, 이에 감사드립니다.

참고문헌

- [1] J. T. Hwang, K. H. Cho, D. H. kim, M. H. Jung, G. H. Cho, S. G. Yang, “A Simple LED Lamp Driver IC with Intelligent Power-Factor Correction”, 2011 ISSCC, pp. 236-238, 2011.
- [2] 황종태, 정문상, 김진성, 김대호, 정민호, “스위치 제어 장치, 스위치 제어 방법, 및 이를 이용하는 컨버터”, 한국특허, 10-2008-0073217, 2008.
- [3] J. T. Hwang, M. S. Jung, J. S. Kim, D. H. kim, M. H. Jung, “SWITCH CONTROLLER, SWITCH CONTROL METHOD, AND CONVERTER USING THE SAME”, USA Patent, US 2010/0019809 A1, 2010.
- [4] 이경호, 김희준, “고성능 AC입력 LED 구동회로”, 2011년 대한전기학회 전기기기 및 에너지변환시스템부문 추계학술대회, pp. 286-288, 2011.
- [5] Zhu Jian-hui, He Le-nian, Jin Jin, “A High-Voltage LED Driver Using SOI Technology”, 2010 ICECE, 2000.

가변 주파수 Oscillator를 포함한 Flyback Converter용 PSR IC의 대기모드 상태 제어회로 설계

*김민성^{1,2}, 김형우², 정우영^{1,2}, 서길수², 김남균², 김영희¹

1. 국립 창원 대학교 전자공학과

2. 한국 전기연구원

e-mail : minsungkim@changwon.ac.kr, hwkim@keri.re.kr,
wooyoung@changwon.ac.kr, ksseo@keri.re.kr, nkkim@keri.re.kr,
youngkim@changwon.ac.kr

Design of a Stand-By State Control Circuit of the PSR IC for Flyback Converter with an Variable Frequency Oscillator

*Min-sung Kim, Hyoung-woo Kim, Woo-young Jeong, Kil-soo Seo,
Nam-kyun Kim, Young-hee Kim

1. Department of Electronic Engineering, Changwon National University

2. Korea Electrotechnology Research Institute

Abstract

In this paper, a PSR(Primary-Side Regulation)IC with standby mode control circuit for 30W AC-DC flyback converter is presented. Compared with the conventional PWM(Pulse Width Modulation) IC with fixed operating frequency, operating frequency of newly developed PSR IC is varied as a function of output load variation. Hence it drives power MOSFET in accordance with the output load variations of converter. As a result, load regulation characteristic is improved. And also, standby power management function which use burst-mode technique with PFM(Pulse Frequency Modulation) is equipped with newly developed PSR ICs to minimize the standby power consumption at the light or no load condition. Operating frequency of the newly developed PSR IC is varied from 30.78kHz to 106.75kHz in accordance with the output load variation. And also, intermittent multiple output signals are generated with 3.8ms interval when converter operates in standby mode. Circuit simulation results about the standby mode control function of the

newly developed PSR IC for converter is described. X-Fab 1.0 μ m 650V DIMOS process is used to design and verify the newly developed PSR IC.

I. 서론

최근 들어 보급이 확산되고 있는 스마트폰, 스마트패드와 같은 휴대용 전기기기로 인해 이러한 기기의 충전을 위해 사용되는 충전기의 사용량도 급증하고 있다. 하지만 기존 SMPS(Switching-Mode Power Supply)용 플라이백 컨버터 토폴로지의 경우, 컨버터 2차측의 출력전압을 모니터링하여 전원장치를 제어함으로써 컨버터의 1, 2차측 모두에서 손실이 발생한다. 그리고 2차측 정보를 피드백 하기 위한 회로가 사용되기 때문에 전원장치를 소형화하기 힘들다는 단점이 있어 20W급 미만의 소형·휴대기기용 전원장치에 적용하기에는 많은 문제점이 있다.

이러한 문제점을 해결하기 위해 최근에는 전원장치의 2차측 정보를 피드백 받지 않고 1차측 정보만을 이용해 전원장치를 제어하는 PSR 방식의 전원장치 개발이

활발히 진행되고 있다[1]. 하지만 PSR 방식의 경우 2차측 정보를 피드백하는 회로없이 보조권선을 통해 출력단 부하량 정보를 피드백 받는 PSR 방식의 특성으로 인해 출력전압의 정류 특성이 다소 저하된다는 문제점이 있다[2].

본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위하여 기존 전원장치 제어 IC의 대기전력 절감 목적으로 사용하던 버스트-모드 제어 방식을 적용하였다. 또한 보조권선을 통해 피드백 받은 출력단 부하량 정보에 따라 스위칭 소자 구동 신호의 주파수를 가변시키는 PFM 기법을 사용하였다. 특히 출력단 부하량 정보에 따라 능동적으로 스위칭 소자 구동 신호를 출력하는 가변 주파수 오실레이터와 대기모드 상태 제어 회로를 통해 출력전압의 정류 특성 저하 문제를 보완 할 수 있도록 설계 하였다.

그림 1과 같이 버스트 모드 방식은 간헐적으로 높은 주파수를 가지는 스위칭 소자 구동 신호를 내보내기 때문에 가청 잡음이 낮은 대신 출력 전압 정류 특성이 저하되는 문제점이 있다[3]. 특히 출력단 정보를 보조 권선을 통해 피드백 받는 PSR 토폴로지에 버스트 모드 방식만을 적용할 경우 출력 전압 정류 특성은 더욱 저하되기 때문에 보조권선을 통해 피드백 받은 출력단 부하량 정보에 따라 주파수를 가변시킴으로써 기존 고정 동작 주파수를 갖는 버스트-모드에 비하여 부하 레귤레이션 특성을 더욱 향상 시킬 수 있도록 설계 하였다.

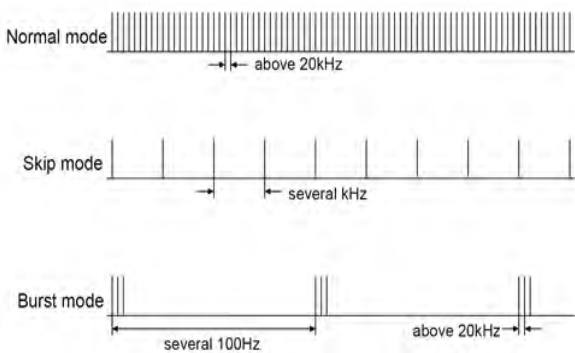


그림 1. 일반적인 대기모드 제어 기법.

II. 본문

2.1 대기모드 상태 제어 회로 설계

일반적인 플라이백 컨버터용 PWM IC는 출력단 부하량 정보를 옵토-커플러(opto-coupler)와 셉트-레귤레이

터(shunt-regulator)를 통하여 피드백 전압(feedback voltage)으로 변환 후 전달한다[4]. 반면, 옵토-커플러와 셉트-레귤레이터를 제거한 PSR IC는 보조권선을 통해 전원장치의 출력단 부하량 정보를 피드백 전압으로 변환하여 전달한다[5]. 본 논문에서는 보조 권선을 통해 피드백 받은 출력단 부하량 정보를 VCO의 입력 전압으로 사용하여 오실레이터의 구동 주파수가 출력단 부하량 정보에 따라 변동되도록 함으로써 기존 고정 구동 주파수를 갖는 PWM IC에 비해 부하량 변동에 따른 출력 전압의 정류 특성을 향상 시킬 수 있도록 설계 하였다.

표 1. 피드백 전압 변화에 대한 구동 주파수.

Feedback Voltage [V]	Period [s]	Frequency [Hz]
2.10	9.368u	106.746k
1.90	9.494u	105.330k
1.70	9.719u	102.891k
1.50	10.230u	97.752k
1.30	13.205u	75.729k
1.25	15.768u	63.420k
1.10	32.544u	30.728k

PSR 방식 컨버터 출력단의 부하량이 무부하(no load)에서 20W까지 증가 할 경우, 보조권선을 통해 피드백 받은 출력단 부하량 변동에 따른 피드백 전압은 1.1V에서 2.1V의 출력 범위를 가진다. 이와 같은 피드백 전압의 변화에 따라 32kHz에서 110kHz까지 가변하는 구동 주파수를 갖도록 오실레이터를 설계하여 대기모드 상태 제어에 적용하였다. 표1은 피드백 전압 변화에 대한 VCO의 구동 주파수 특성을 정리한 것이다. 그림 2는 플라이백 컨버터의 출력단 부하량이 무부하 또는 경부하(light load)에서 동작하는 PSR IC의 대기모드 상태 제어 회로이다.

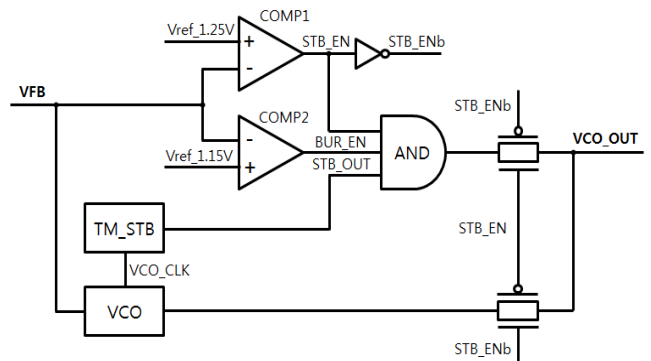


그림 2. PSR IC의 대기모드 상태 제어 회로.

피드백 전압이 대기모드 상태 임계값인 1.25V 이상일 경우 PSR IC는 정상모드 상태로 동작하며, 부하량에 따른 가변 주파수(63.420kHz~106.746kHz)를 가지고 구동하게 된다. 반면 피드백 전압이 대기모드 상태 임계값인 1.25V이하일 경우 PSR IC는 대기모드 상태로 동작하며, 한 주기가 4.18ms인 239Hz의 간헐적인 다발성 출력으로 구동 된다.

대기모드 상태 제어 회로는 피드백 전압과의 비교동작을 하는 비교기(COMP1, COMP2), 타이머를 이용한 대기모드 클럭 발생기(TM_STB), 가변 주파수 오실레이터(VCO), 논리회로(logic gates)로 구성되어 있다.

피드백 전압이 1.25V의 기준 전압보다 높을 경우 대기모드 상태 동작을 판별하는 STB_EN(stand-by enable)단자가 비활성화 된다. 이때 VCO에 연결된 트랜스미션-게이트(transmission-gate)가 도통되어 피드백 전압에 대한 가변 동작 주파수가 출력된다. 반면 피드백 전압이 1.25V보다 낮을 경우 STB_EN 단자가 활성화 되어 도통되어있던 트랜스미션 게이트를 차단하고 AND gate에 연결된 트랜스미션 게이트를 도통시켜 대기모드 상태 제어 출력을 전달한다. 이후 피드백 전압과 1.15V의 기준 전압과의 비교를 통해 타이머를 이용한 대기모드 클럭 발생기 출력이 전달되어 피드백 전압의 증감에 따라 버스트-모드 동작을 반복 수행한다.

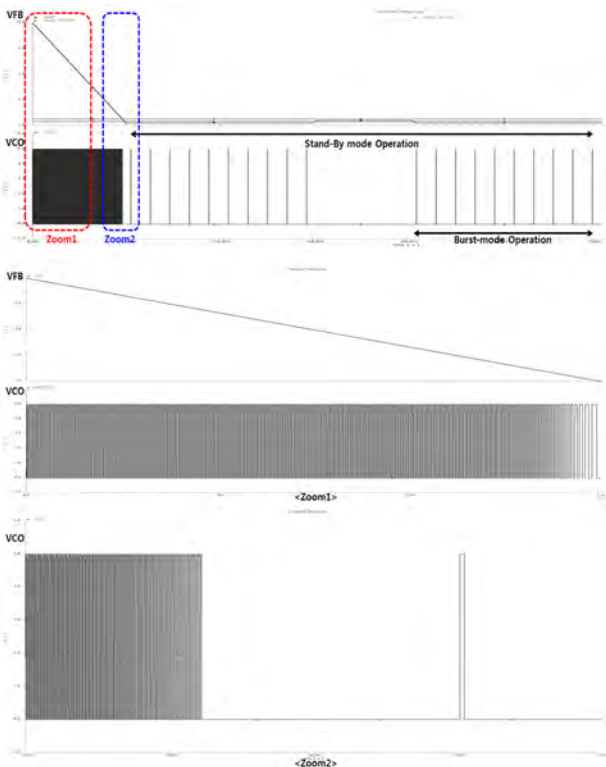


그림 3. PSR의 대기모드 상태 제어 파형.

그림 3은 PSR의 대기모드 상태 제어회로의 시뮬레이션 결과 파형이다. VFB전압이 2.1V에서 1.25V까지 강하될 때 106.746Hz에서 30.728kHz로 구동 주파수가 가변 되는 것을 확인 할 수 있다. 또한 피드백 전압이 1.25V이하일 경우 PSR IC는 대기모드 상태로 진입한다. 특히 VFB<1.15V 조건에서 3.80ms ~ 4.18ms의 간헐적인 다발성 출력의 버스트-모드로 동작하며, 1.25V<VFB<1.15V 조건에서 대기모드 상태의 출력 전압 레귤레이션을 위한 버스트-모드 동작을 정지한다. 다음과 같은 조건의 버스트-모드 구간에서 피드백 전압은 서서히 상승하게 되며, 상승된 피드백 전압이 1.15V의 임계값 이상일 경우 버스트-모드를 차단하여 피드백 전압을 서서히 감소시키는 동작을 반복 수행한다.

2.2 타이머를 이용한 대기모드 클럭 발생기 회로 설계

플라이백 컨버터 출력단의 부하량이 무부하 또는 경부하 조건에서 PSR IC는 대기모드 상태로 동작한다. 특히 대기모드 상태에서 대기전력 손실을 최소화 하기 위하여 동작 주파수를 간헐적으로 출력하는 대기모드 클럭 발생기 회로를 필요로 한다. 그림 4는 대기모드 클럭 발생기이며, 7비트 T-플립플롭(T-flipflop)과 논리회로로 구성되어 있다. 대기모드 클럭 발생기 회로의 동작원리는 다음과 같다. 피드백 전압이 1.25V이하에서 PSR IC는 대기모드 상태로 진입하며 피드백 전압에 대한 구동 주파수(63.420kHz~30.728kHz)가 T-플립플롭(T-flipflop)의 입력 클럭(CLK)으로 인가된다.

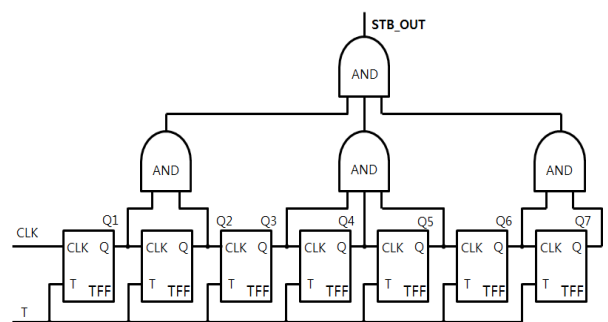


그림 4. 타이머를 이용한 대기모드 클럭 발생기 회로.

첫 번째 T-플립플롭의 출력 값이 마지막 T-플립플롭의 입력까지 순차적으로 인가되어 초기 입력 주파수의 2배수 연산을 수행하는 타이머(timer)로 동작한다. 그리고 각 T-플립플롭의 출력을 AND 하여 최종 3.80ms~4.18ms 간격의 클럭을 발생하는 동작을 반복

수행한다. 그림 5는 타이머를 이용한 대기모드 클럭 발생기의 시뮬레이션 파형이다. 설계된 대기모드 클럭 발생기는 피드백 전압이 1.25V이하에서 동작을 시작한다. 출력단 부하량이 무부하 또는 경부하인 초기 피드백 전압(1.25V)에 대하여 15.768us의 주기 정보가 T-플립플롭 입력 클럭으로 인가되어 3.80ms 주기의 간헐적인 동작을 수행한다. 그 이후 피드백 전압이 감소한 1.1V에서 32.544us의 주기 정보가 입력되어 4.18ms 주기 동안 연산 동작을 수행한다. 다음과 같은 PSR IC의 대기모드 상태 제어를 통해 피드백 전압이 1.15V이상 상승할 경우 버스트-모드를 활성화 시키는 BUR_EN(Burst-mode Enable)을 비활성화 시킨다. 그로인해 피드백 전압이 강하되어 대기모드 상태에서 출력 전압 레귤레이션을 위한 버스트-모드 동작을 반복 수행한다.

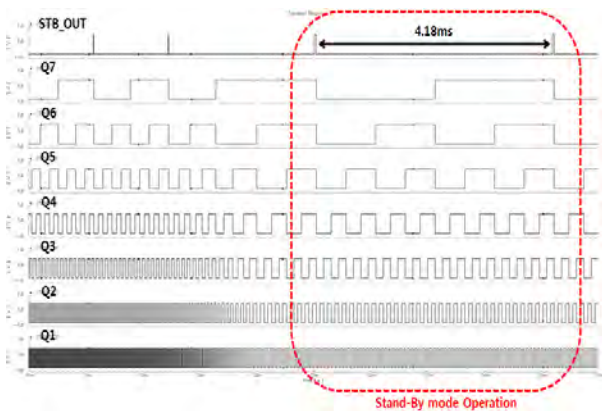


그림 5. 타이머를 이용한 대기모드 클럭 발생기 파형.

III. 결론

본 논문은 전 세계적으로 이슈가 되고 있는 대기전력 소비문제[6]를 해결하기 위한 연구개발의 일환으로 개발된 내용으로, 30W급 AC-DC 플라이백 컨버터에 적용하기 위한 PSR IC의 대기모드 상태 제어 회로를 설계한 것이다. 설계된 회로는 출력단 부하량 정보에 따라 구동 주파수를 가변시키는 오실레이터 출력을 이용하여 기존 고정 동작 주파수를 갖는 대기모드 상태 제어 회로에 비해 보다 능동적으로 스위칭 소자의 구동 신호를 제어 할 수 있도록 설계 하였다. 특히 출력단 부하량이 무부하에서 20W까지 증가 할 경우, 32kHz에서 110kHz까지 동작 주파수가 가변되며, PSR IC가 대기모드 상태로 동작 할 경우 4.18ms 주기의 간헐적인 다발성 출력을 갖도록 설계 하였다. 따라서 본 논문의 PSR IC의 대기모드 상태 제어 회로를 통해 출력단 부

하량 변동에 따른 구동 주파수를 가변 시킴으로써 PSR 방식의 단점인 출력전압 정류 특성 저하 문제를 보완하였다. 설계된 PSR IC는 향후 X-Fab 1.0um Modular DIMOS 650V 공정을 이용해 시제품을 제작 할 예정이며, 30W급 AC-DC 플라이백 컨버터 어플리케이션 보드(application board)에 적용하여 컨버터의 부하량 변동에 따른 레귤레이션 특성 및 전력 소모량과 같은 특성을 측정할 예정이다.

감사의 글

본 논문은 산업통상자원부 에너지자원기술개발사업인 “대기전력 100mW, 전력밀도 25W/in³, 효율 80%인 20W급 초소형 고밀도 전원장치 기술개발”사업의 일환으로 수행되었으며, 이에 감사드립니다.

참고문헌

- [1] Radek Najepa, Noel Barry, Peter Meaney, “Primary Side Control Circuit of A Flyback Converter”, Proc. of IEEE 0-7803-6618-2, 2001.
- [2] Jianguo Xiao, Jiande Wu, Wuhua Li, Xianging He, “Primary-Side Controlled Flyback Converter with Current Compensation in Micro-power Applications”, Proc. IEEE 978-1-4244-3557-9, 2009.
- [3] B.Chung, S.Jang, E.Kim, M.Choi, M.Kye, “A Novel Flyback Converter for Low Standby Power Consumption”, 전력전자학회 논문집 제14권 제4호, 2009.
- [4] www.fairchildsemi.com
- [5] Che-Wei Chang, Yu-Tzung Lin. “Digital Primary-Side Sensing Control for Flyback Converters”, PEDS2009.
- [6] Nam-Kyun Kim. “2011 Standby Status of Korea,” 1EA 4E Power Annex Meeting, October 2011, Sydney.

공진형 전원장치 제어 IC를 위한 전류제어형 주파수 가변 오실레이터 설계

*정우영^{1,2}, 김민성^{1,2}, 김형우², 서길수², 김남균², 김영희¹

1. 국립 창원 대학교 전자공학과

2. 한국 전기연구원

e-mail : wooyoung@changwon.ac.kr, minsungkim@changwon.ac.kr,
hwkim@keri.re.kr, ksseo@keri.re.kr, nkkim@keri.re.kr, youngkim@changwon.ac.kr

Design of Current Controlled Oscillator for Resonant converter control IC

*Woo-Young Jeong, Min-Sung Kim, Hyung-Woo Kim,

Kil-Soo Seo, Nam-Kyun Kim, Young-Hee Kim

1. Changwon National University

2. Korea Electrotechnology Research Institute

Abstract

In this paper, we designed and implemented the current controlled oscillator for resonant converter control IC. The designed current controlled oscillator is composed of output signal generation circuit and operating frequency control circuit.

The maximum or minimum frequency is adjust by external connected resistor. The frequency changes linearly according to the varied load change in the output of the resonant converter, hence the efficiency of the resonant converter can improve. Operating frequency range of the designed current controlled oscillator varied from 27 kHz to 400 kHz. Circuit simulation is performed to verify the design circuit. And designed oscillator is implemented in X-Fab 1.0 μ m 650V DIMOS process. Experimental results of the designed oscillator also described and compared with simulation results.

I. 서론

공진형 전원장치 제어 IC는 전원장치 출력단에서의

부하량을 모니터링한 값을 피드백 받아 IC에서 파워 스위치 소자를 구동하는 신호의 구동 주파수를 조절함으로써 전원장치가 안정된 출력을 가지도록 하는 역할을 한다.[1]

또한 최근 이슈가 되고 있는 에너지 절감 추세에 따라 전원장치에서 대기모드 상태에서 소비하는 대기전력을 절감하는 역할도 수행한다.

본 논문에서 설계한 주파수 가변 오실레이터는 공진형 전원장치 출력단에서의 부하량에 따라 파워 스위치 소자 구동 신호의 구동주파수가 가변되도록 하는 PFM(Pulse Frequency Modulation) 방식을 구현하도록 설계하였다. 일반적으로 PFM 방식은 경부하 상태에서의 효율을 개선하기 위해 DC/DC 컨버터에서 많이 사용되는 스위칭 방법으로 경부하에서 컨버터의 전력 소모를 줄여주기 위한 것이다.[2]

본 논문에서 설계한 주파수 가변 오실레이터는 전원장치 출력단에서의 부하량 변동을 모니터링한 값을 이용해 오실레이터의 구동주파수가 선형적으로 가변되도록 함으로써 공진형 전원장치의 효율을 향상시키고 경부하 및 무부하 상태에서의 전력 소모를 줄일 수 있도록 설계하였다.

설계된 전류 제어형 주파수 가변 오실레이터는 외부에 연결된 저항에 따라 최소 27kHz에서 최대 400kHz 까지 구동주파수를 변경할 수 있도록 되어 있으며, X-Fab 1.0 μ m 650V DIMOS 공정을 이용해 설계 및

검증하였다.

II. 본론

그림 1은 설계된 주파수 가변 오실레이터의 회로도이다. 설계된 오실레이터는 전원장치의 파워 스위치 소자 구동 신호 생성에 사용되는 출력신호를 생성하는 부분과 외부 커패시터 및 저항을 이용하여 커패시터에 충·방전되는 전류의 양을 조절함으로써 오실레이터 구동 주파수를 제어하는 부분으로 이루어져 있다.

스위치 소자 구동 신호 생성에 사용되는 출력신호를 만들어 주기 위한 부분은 2개의 비교기와 1개 RS 래치로 구성되어 있으며, 충·방전되는 전류의 양을 조절하기 위한 부분은 1개의 OP-Amp와 Current mirror로 구성되어 있다.

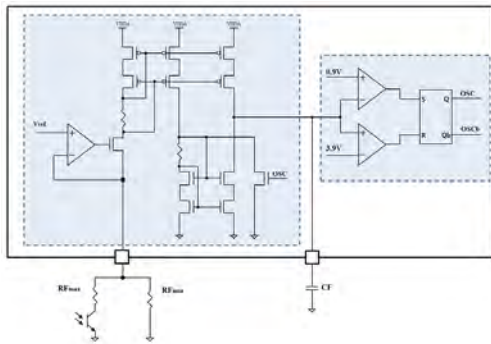


그림 1. 주파수 가변 oscillator 회로도.

충·방전 전류를 조절하는 회로는 전원장치 출력부에서의 부하량 변동을 모니터링한 신호를 옴토커플러를 통해 피드백 받아 오실레이터의 주파수 조절에 사용되는 커패시터로의 충·방전 전류를 조절하여 오실레이터 신호 생성에 필요한 톱니파의 주기를 변동시키는 역할을 한다.

출력신호 생성회로는 충·방전 전류 조절 회로에 의해 변동되는 톱니파 신호를 받아 0.9V 및 3.9V의 기준전압을 가지는 비교기를 이용해 IC 구동에 필요한 오실레이터 출력신호를 생성한다.

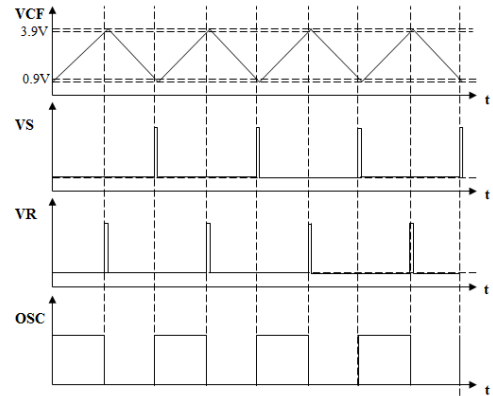


그림 2. 충·방전 전류에 의한 주파수 생성 파형.

CF는 오실레이터 외부에 연결되는 커패시터이며, RF_{min} , RF_{max} 는 각각 오실레이터 외부 연결되는 저항을 나타낸다. 외부에 연결되는 각각의 저항은 오실레이터의 최대 및 주파수 값을 설정하는 역할을 하며 각각의 저항 값은 아래의 식 (1)과 (2)를 이용해 결정할 수 있다.

$$f_{osc,min} = \frac{1}{3 \times CF \times RF_{min}} \quad (1)$$

$$f_{osc,max} = \frac{1}{3 \times CF \times (RF_{min} \parallel RF_{max})} \quad (2)$$

설계된 주파수 가변 오실레이터의 출력 주파수 듀티비는 50%이고 주파수 조절을 위해 연결된 RF_{min} 값이 2.7kΩ인 경우 250 kHz가 되도록 설계되었다. 설계된 주파수 가변 오실레이터의 구동주파수는 전원장치의 출력부에의 부하량이 증가할수록 증가하게 된다.

III. 시뮬레이션 결과

그림 3은 RF_{min} 값을 100kΩ에서 0.5kΩ까지 변화에 대한 주파수 가변 특성이다. RF_{min} 값이 2.7kΩ일 때 구동 주파수는 250kHz가 되도록 설계되었으며 RF_{min} 값의 변화에 따라 선형적으로 변화하는 동작범위를 확인하였다.

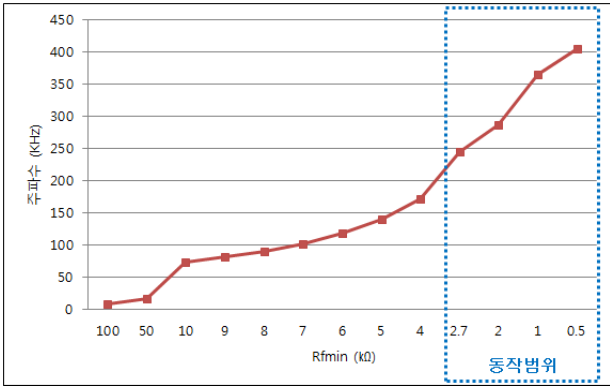
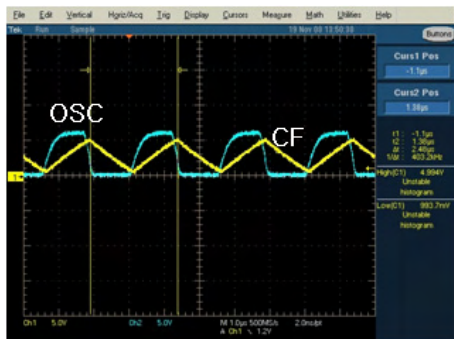


그림 3. RFmin 저항 값 변동에 따른 구동 주파수 특성.

실제 측정된 구동주파수는 RF_{min} 값이 2.7kΩ인 경우 206 kHz로써 설계된 값에 비해 다소 작게 나타난 것을 알 수 있다. 이것은 공정의 산포가 변경됨에 따라 오실레이터 구동 주파수 설정을 위한 커패시터로의 충전 전류 값이 다소 감소하였기 때문이며, 구동주파수 값은 RF_{min} 저항 값을 조정함에 따라 변경 가능하기 때문에 실제 컨버터의 구동에는 문제가 되지 않는다. 그림 4는 RF_{min} 값이 100kΩ일 때와 0.5kΩ인 경우에 오실레이터의 동작 파형 시험결과이다. RF_{min} 값이 100kΩ일 때 출력주파수는 8.27kHz, 0.5kΩ인 경우 403kHz 으로 측정되었다.



(a) $RF_{min} = 100k\Omega$



(b) $RF_{min} = 0.5k\Omega$

그림 4. RFmin 저항 값에 따른 oscillator 동작 파형 시험 결과.

IV. 결론

본 논문에서는 선형적으로 제어 가능한 전류제어형 주파수 가변 오실레이터를 설계하였다. 설계된 주파수 가변 오실레이터는 출력신호를 만들어주기 위한 부분과 외부 커패시터에 충·방전되는 전류의 양을 조절하기 위한 부분으로 이루어져 있다. 설계된 오실레이터는 외부에 연결되는 저항을 이용하여 외부 커패시터에 충·방전되는 전류의 양을 선형적으로 조절할 수 있도록 함으로써 최소, 최대 주파수를 설정할 수 있도록 설계하였다.

테스트 Chip을 이용하여 측정한 결과 RF_{min} 값이 100kΩ일 때 출력주파수는 8.27kHz, 0.5kΩ인 경우 403kHz 으로 측정되었다. 선형적인 주파수 변화를 가지는 것으로 확인 하였으며, 향후 설계된 전류제어형 주파수 가변 오실레이터는 공진형 컨버터를 제어하는 컨트롤 IC에 적용할 예정이다. 본 논문에서 구현된 전류제어형 주파수 가변 오실레이터는 X-FAB 1.0μm 650V DIMOS 공정을 이용하여 설계 및 검증하였다.

감사의 글

본 논문은 산업통상자원부 전력산업원천기술개발사업인 “디지털 가전기기용 전원 SoC 기술개발”사업의 일환으로 수행되었으며, 이에 감사드립니다.

참고문헌

- [1] MARIAN K. Kazimierczuk and CHUYUN Wu, “Frequency-controlled series-resonant converter with synchronous rectifier,” IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 33, no. 3, pp. 939-948, Jul. 1997.
- [2] 김태중 “스마트 가전의 대기전력 프로그램 및 기술 동향”. 2013 Electronics and Telecommunications Trends, pp. 86-96, 2013
- [3] High-voltage resonant controller L6599 datasheet, STMicroelectronics, www.stmicroelectronics.com

플라즈마 화학기상증착을 사용한 실리콘질화막 기반 저항메모리의 양극성저항스위칭 특성에 대한 연구

김성준, 정성현, *박병국
서울대학교 전기·정보공학부, 서울대학교 반도체공동연구소
*e-mail : bgpark@snu.ac.kr

Bipolar Resistive Switching Characteristics of Si₃N₄-based Resistive Random Access Memory Using PECVD

Sungjun Kim, Sunghun Jung, and *Byung-Gook Park
School of Electrical Engineering and Computer Science,
Inter-university Semiconductor Research Center,
Seoul National University

Abstract

In this paper, Ti/Si₃N₄/p⁺-Si stacked RRAM (Resistive Random Access Memory) memory where Si₃N₄ film was deposited using PECVD (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition) was fabricated. And its resistive switching characteristics was shown by measuring in voltage sweep mode and the conduction mechanism was also analyzed by *I-V* fitting.

I. 서론

최근에 DRAM과 NAND flash memory 같은 집적도의 한계에 직면한 기존 메모리의 대체를 위하여 저항을 기반으로 하는 새로운 메모리가 활발히 연구가 되고 있다. 특히, 저항스위칭 메모리 (RRAM: Resistive Random Access Memory) 은 간단한 금속-절연체-금속 (MIM: Metal-Insulator-Metal) 구조를 가지며, 스위칭 시간이 빠르고, 저전압 구동 가능성 및 고집적화 가능성을 보인다 [1]. 하지만, 다양한 물질이 저항변화층으로 사용되고 있고 물질에 따라 각자의 비교우위를 가진 특성을 보여주고 있다. 최근에 우수한 메모리 특성을 보이는 실리콘질화막 (Si₃N₄) 을 기반으로 하는 저항스위칭 메모리가 보고되고 있다 [2]. 이전 연구에서 저압 화학기상증착 (LPCVD:

Low Pressure Chemical Vapor Deposition) 을 사용하여 Si₃N₄을 증착을 하여 저항스위칭 메모리의 특성을 보고 하였다 [3, 4]. 하지만, LPCVD를 사용할 경우 단일 소자가 아닌 선택 소자를 가지고 있는 crossbar array 구조의 경우 높은 공정온도 (760 °C) 로 인한 열 예산 (thermal budget) 을 피할 수 없는 단점을 가지고 있다. 반면에 플라즈마 화학기상증착 (PECVD: Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition)를 이용하여 박막을 증착한 경우에는 비교적 낮은 온도 (385 °C) 에서 공정이 가능하다. 또한, LPCVD를 이용한 소자 대비 많은 트랩을 가지고 있어서 공정조건을 최적화 하여 트랩을 잘 조절을 하면 저항-스위칭에 유리한 점을 가질 수 있다.

II. 본론

2.1 실험 방법

그림 1은 제작 된 소자의 구조를 보여준다. 하부전극으로 사용 된 실리콘은 저항을 낮추기 위하여 BF₂를 40 keV의 에너지와 10¹⁵ cm⁻²의 단위주입량으로 주입하였다. 그 다음, PECVD 방식을 이용하여 저항변화층으로 사용 된 Si₃N₄ 박막을 8 nm 두께로 증착하였다. 증착 가스로는 (5 % SiH₄/N₂: 160 sccm, N₂O: 1500 sccm, N₂: 240 sccm) 이 사용되었고, 증착 압력은 550 mTorr, 증착온도는 385 °C 이다. 마지막으로

shadow mask를 이용하여 상부전극을 직경 100 μm 크기로 patterning 하였다. 여기서 상부전극으로 사용된 금속으로 Pt과 Ti은 e-beam evaporator를 이용해 두께 100 nm 증착 되었다.

2.2 실험 결과 및 분석

그림 2는 Ti/Si₃N₄/p⁺-Si 적층 소자의 DC sweep mode에서 전형적인 bipolar resistive switching을 보이는 전류-전압 그래프이다. 양의 전압에서 trap을 통해 국부적인 전자밀도의 증가로 인하여 높은 저항상태 (HRS: High Resistance State) 에서 낮은 저항상태 (LRS: Low Resistance State) 로 바뀐다. 반대로 음의 전압에서는 trap에 채워진 전자들이 detrapping이 진행되면서 LRS에서 HRS로 다시 돌아간다.

상부전극을 Ti 대신에 Pt을 사용하였을 경우 상부전극과 저항변화층 사이의 반응성의 감소로 인하여 endurance 가 증가하는 경향을 보이는 것으로 판단된다. 반면에 forming voltage와 set voltage가 증가하는 경향을 보인다.

그림 3은 Ti/Si₃N₄/p⁺-Si 적층소자의 LRS에서 log-log plot을 통한 전류-전압 그래프이다. 이번 실험에서 제작된 Si₃N₄ 기반의 RRAM 소자의 경우 저전압일 경우에는 fitting의 기울기가 1인 경우를 따르고, 전압이 더 증가함에 따라 기울기가 2로 바뀌는 trap에 의해 전류가 조절되는 SCLC 메커니즘을 따른다. 또한 본 논문에서는 보이지 않았지만 HRS에서도 LRS와 마찬가지로 SCLC (Space Charge Limited Conduction) 메커니즘을 따르는 것으로 판단된다. 이는 LPCVD로 증착한 Si₃N₄의 경우와 비교했을 때 [3, 4] PECVD로 증착한 박막이 더 많은 trap으로 인하여 스위칭 전에 전자의 trap과 detrapping을 반복하면서 불안정한 전류-전압 곡선의 거동을 보인다.

III. 결론

본 논문에서 PECVD를 사용하여 증착한 Si₃N₄ 기반으로 하는 RRAM을 제작하였고, 특성에 대한 이해와 메커니즘에 대한 분석을 하였다.

참고문헌

[1] M.-J. Lee, *et al.*, Nature Mater, 10, pp. 625-630, 2011.
 [2] H.-D. Kim, *et al.*, IEEE TED, Vol. 58, No. 10, 2011.
 [3] S. Kim *et al.*, IEEE INEC, pp. 325-327, 2013.
 [4] S. Jung *et al.*, IEEE INEC, pp. 97-99, 2013.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by Samsung Electronics Corporation under a project entitled "Development of 3-dimensional NAND Flash Memory"

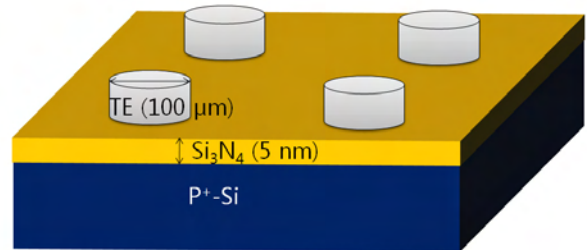


그림 1. 제작된 Si₃N₄의 RRAM 구조.

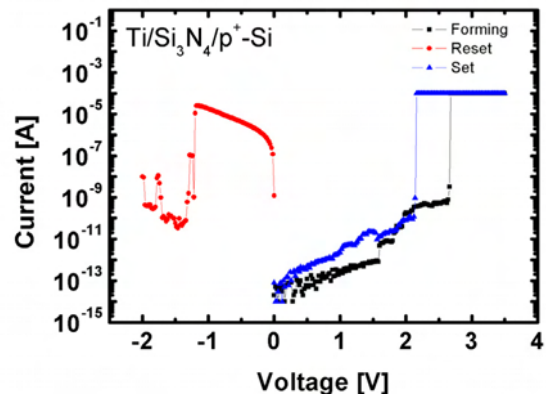


그림 2. Ti/Si₃N₄/p⁺-Si 적층소자의 forming, reset, set을 보이는 전류-전압 그래프.

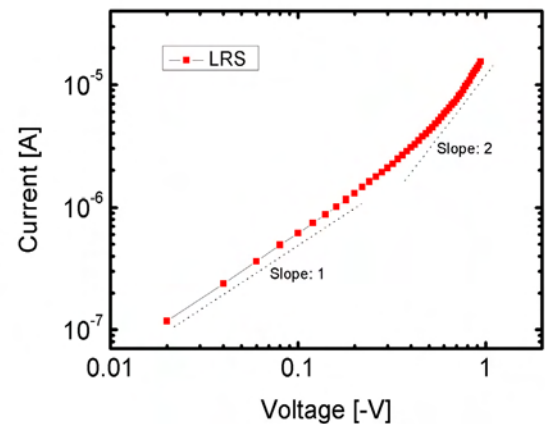


그림 3. Ti/Si₃N₄/p⁺-Si 적층소자의 LRS에서의 전류-전압의 log-log 그래프.

350mA급 LED 구동을 위한 HBLED 구동 IC 설계

*김형우¹⁾, 김기현¹⁾, 김민성^{1,2)}, 정우영^{1,2)}, 김영희²⁾

1. 한국전기연구원

2. 국립 창원대학교 전자공학과

e-mail : hwkim@keri.re.kr, kihyun@keri.re.kr, minsungkim@changwon.ac.kr

wooyoung@changwon.ac.kr, youngkim@changwon.ac.kr

Design of HBLED driver IC for 350mA LED

*Hyoung Woo Kim, Ki Hyun Kim, Min Sung Kim, Woo Young Jeong,
Young Hee Kim

1. Korea Electrotechnology Research Institute

2. Department of Electronic Engineering, Changwon National University

Abstract

This paper discusses the design and implementation of a monolithic HBLED(High Brightness LED) driver for 350mA LED. The objective of this work is to design and implement monolithic HBLED driver IC with efficient protection functions in a high voltage(650V) 1.0 μ m DIMOS process. The HBLED driver IC is designed for high brightness LED applications such as automotive and maring lighting, general illimination system, etc.

Operating frequency and output driving current of the designed IC is up to 250kHz and 1.5A. To protect the designed IC, over voltage protection, thermal shutdown protection and peak current limitation circuit is included.

The HBLED driver IC is designed and implemented in X-Fab 1.0 μ m 650V DIMOS process.

I. 서론

최근 전세계적인 환경보호 및 에너지절감 추세에 따라 소비전력이 낮고, 환경친화적이며 반영구적인 수명을 가지면서도 안정성과 효율이 높은 LED 조명의 사

용이 점차 증가하고 있다. 또한 LED 사용량이 증가함에 따라 LED를 안정적으로 구동할 수 있는 구동 IC의 개발에 대한 요구가 증가하고 있다[1,2,4].

특히 최근 일반조명이나 자동차용 조명과 같은 HBLED(High Brightness LED)의 사용량이 증가함에 따라 LED 구동 IC의 전압 및 LED 구동을 위한 출력 전류의 양도 점차 증가하고 있는 추세이다.

일반조명 등에 주로 사용되는 350mA급 HBLED의 경우 소형 기기에 주로 사용되는 20mA급 LED 구동 IC와는 달리 IC의 출력전류량이 수백 mA이상으로 커야 하고 20V이상의 높은 전압에서도 안정적으로 동작해야 하는 특징을 가지고 있다.

본 논문에서는 이러한 350mA급 고전압 HBLED를 안정적으로 구동할 수 있는 구동 IC를 설계하였다 설계된 IC의 구동 주파수 및 출력전류량은 각각 최대 250 kHz 및 1.5A이며, 20V의 고전압에서도 동작이 가능하며 X-Fab 1.0 μ m 650V DIMOS 공정을 이용해 설계 및 검증하였다. 또한 IC의 보호를 위해 내부에 피크 전류 제한, 과전압 보호 및 과열 보호회로를 내장하였다.

II. 본론

2.1 회로 설계

그림 1에 본 논문에서 설계한 HBLED 구동 IC의 block diagram을 나타내었다. 설계한 HBLED 구동 IC는 크게 5개의 기능 블록으로 나눌 수 있다.

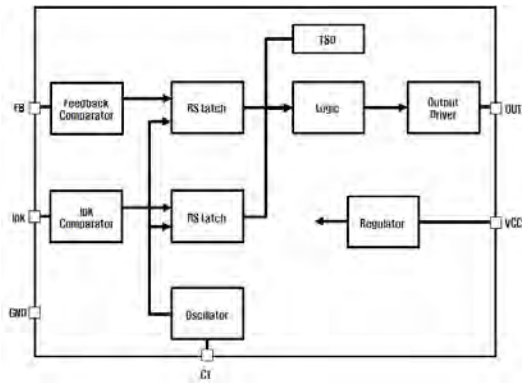


그림 1. HBLED 기능 block diagram

(1) Output driver 블록

LED 구동에 필요한 전류를 안정적으로 내보내기 위한 block

(2) TSD 블록

과열 방지를 위한 보호회로 block.

(3) Bias & Oscillator 블록

IC 내부에 필요한 구동전압 및 기준전압을 공급하는 regulator 및 driver 구동에 필요한 주파수를 생성하는 oscillator를 포함하는 block

(4) Feedback 블록

LED 구동 전압을 감지하여 output 신호의 on/off 제어를 담당하는 block. 전압의 수준이 IC 내부에서 설정된 전압이 되면 output 신호는 off 되며 설정된 전압 이하가 되면 다시 on 시키는 역할을 한다.

(5) Peak current detector 블록

LED 구동에 필요한 전류의 peak값을 제한하는 역할을 하는 block. LED 구동 전류의 수준이 설정된 값 이상이 되면 IC의 출력을 off한다.

표 1은 본 논문에서 설계한 HBLED 구동 IC의 기본 사양을 나타낸 것이다. 설계에는 X-Fab 1.0 μm 650V DIMOS 공정을 사용하였으며, IC의 입력전압은 6 ~ 20V로 고전압에서의 동작이 가능하도록 하였다. 출력전류는 350mA급 LED의 구동이 가능하도록 최대 1.5A까지 가능하며 외부에서 peak 전류의 크기를 프로그래밍할 수 있도록 설

계하였다. 내장된 oscillator의 구동 주파수는 외부에 연결된 커패시터의 조절을 통해 최대 250kHz 까지 변동이 되도록 되어 있으며, IC의 보호를 위해 내부에 과열 및 과전압 보호회로와 peak 전류 제한 기능이 내장되어 있다.

표 1. 설계된 HBLED 기본 사양

Item	Main features
Process	XFAB 1.0um 650V DIMOS Process
Input voltage	6V ~ 20V
Output Current	1.5A(max.)
Operation frequency	250KHz(adjustable)
Temperature	-40~150°C
Protection circuits	TSD, OVP, Peak current limitation

그림 2에 설계된 HBLED 구동 IC의 TOP schematic을 나타내었다.

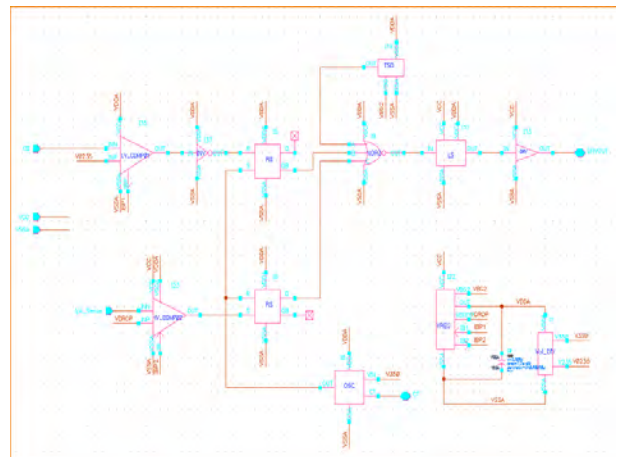


그림 2. 설계한 HBLED 구동 IC TOP 회로도

설계된 HBLED 구동 IC는 앞서 설명한 것과 같이 크게 5개의 기능 블록으로 이루어져 있다.

Output driver 블록은 LED 구동에 필요한 전류를 내보내기 위한 블록으로 Level shifter와 driver 블록을 포함하고 있다. Level shifter는 logic 블록으로부터 받은 신호의 크기를 증가시키는 역할을 하며 driver 블록은 level shifter로부터 입력받은 신호를 이용해 LED 구동에 필요한 신호를 내보내는 역할을 한다.

TSD 블록은 IC를 과열로부터 방지하기 위한 역할을 하는 블록으로 160℃에서 동작하도록 되어 있으며 20℃의 hysteresis 특성을 가진다.

Bias & oscillator 블록은 IC 내부에 필요한 구동전압 및 기준전압 공급을 위한 bandgap reference, voltage regulator 및 voltage divider 회로와 타이밍 커패시터를 이용해 최대 250kHz까지 구동 주파수 조절이 가능한 oscillator로 구성되어 있다.

Feedback 블록은 LED의 구동전압을 감지하여 IC 구동 신호를 on/off 시키는 역할을 하는 블록으로 235mV의 내부 기준전압과 LED 구동전압을 감지한 feedback 전압을 비교하기 위한 비교기와 RS latch를 이용해 구현되어 있다.

마지막으로 peak current detector 블록은 LED 구동에 필요한 전류의 peak 값을 제한하기 위한 블록으로 peak 전류 감지기 및 peak 전류 제한 비교기로 구성되어 있다.

2.2 Simulation 결과

그림 3에 설계된 HBLED 구동 IC의 simulation 결과를 나타내었다. 그림의 파형은 위에서부터 순서대로 LED 구동신호, 커패시터 충전방전 신호, VCC 공급전압, peak 전류 감지 신호, feedback 신호, 소비전류, voltage regulator 출력전압, low voltage 비교기 공급 전류, high voltage 비교기 공급전류 및 과열방지회로 출력신호이다.

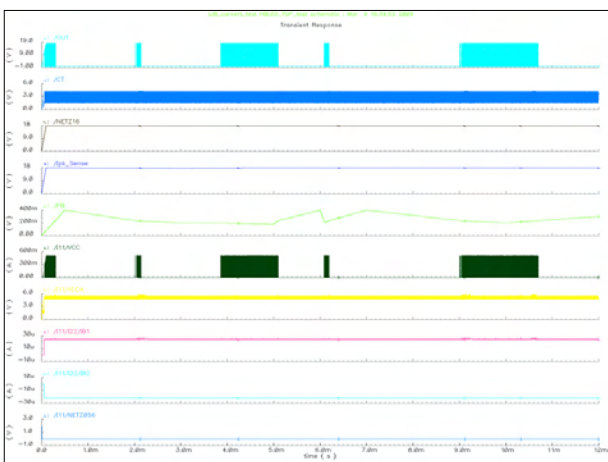
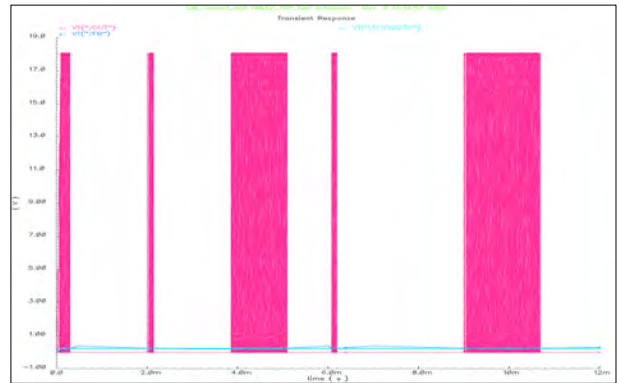
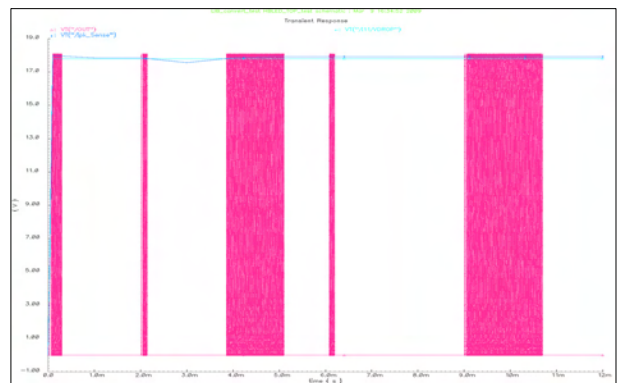


그림 3. 설계된 HBLED 구동 IC simulation 결과

보다 상세하게 simulation 결과를 확인하기 위해 그림 4-(a)와 (b)에 각각 feedback 전압에 대한 출력신호와 peak 전류 감지 신호 변동에 대한 출력신호의 결과를 나타내었다.



(a) Feedback 전압에 대한 출력신호



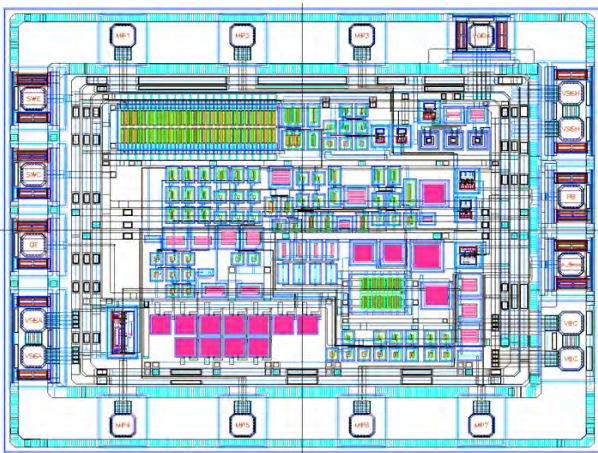
(b) Peak 전류 감지신호에 대한 출력신호
그림 4. Feedback 전압 및 peak 전류 감지 신호에 따른 출력신호 simulation 결과

그림 4-(a)에서 알 수 있듯이 LED 구동을 위한 출력신호는 feedback 전압이 IC 내부에 설정한 비교전압인 235mV보다 높아지면 off되며 235mV이하로 낮아지면 on이 되도록 되어 있으며, 이를 통해 LED 구동 전압이 과도하게 증가하는 것을 방지하는 역할을 한다. 또한 그림 4-(b)의 결과를 보면 peak 전류 감지 신호의 값이 VCC 전압에 비해 200mV이상 낮아지게 되면 peak 전류 제한 비교기가 동작하여 IC의 출력신호를 off시키고, peak 전류 감지 신호의 크기와 VCC 전압의 차이가 200mV이내로 회복되면 다시 IC의 출력을 on 시키는 것을 확인할 수 있다. 설계된

HBLED 구동 IC는 이러한 동작을 통해 LED 구동을 위한 전류가 지나치게 높아짐으로써 IC가 손상되는 것을 방지하게 되어 있다.

2.3 HBLED layout

그림 5에 설계한 HBLED 구동 IC의 layout을 나타내었다. 본 논문에서는 X-Fab 1.0 μ m 650V DIMOS 공정을 이용해 IC를 설계하였으며, 설계된 IC의 크기는 2,500 μ m \times 2,000 μ m이다.



III. 결론

본 논문에서는 350mA급 HBLED 구동을 위한 구동 IC를 X-Fab 1.0 μ m 650V DIMOS 공정을 이용해 설계하고 simulation 통해 특성을 검증하였다. 설계한 HBLED 구동 IC는 최대 250kHz의 구동 주파수를 가지며 HBLED의 안정적인 구동을 위해 최대 20V에서 1.5A의 출력을 가질 수 있도록 설계하였다. 또한 IC의 보호를 위해 20 $^{\circ}$ C의 hysteresis를 가지고 160 $^{\circ}$ C에서 동작하는 과열 방지회로와 feedback 전압 및 peak 전류 감지기를 이용한 과전압 및 peak 전류 제한 회로가 내장되어 있다.

본 논문에서 설계한 HBLED 구동 IC는 향후 X-Fab 1.0 μ m 650V DIMOS 공정을 이용해 제작하여 application 적용 평가를 진행할 예정이다.

감사의 글

본 논문은 산업통상자원부 에너지자원기술개발사업인 “대기전력 100mW, 전력밀도 25W/in³, 효율 80%인 20W급 초소형 고밀도 전원장치 기술개발”사업의 일환으로 수행되었으며, 이에 감사드립니다.

참고문헌

- [1] Gilbert Held, “Introduction to Light Emitting Diode Technology and Applications”, CRC Press, 2009.
- [2] Steve Winder, “Power Supplies for LED Driving”, Elsevier Inc., 2008
- [3] Danica Stefanovic and Maher Kaya, “Structured Analog CMOS Design”, Springer Science, 2008.
- [4] Cliff Keys, “Lighting Leads the Way”, PCIM Europe, 2007.

베버의 법칙을 적용한 조도센서 설계

*문호준, 이홍주, 김정석, 김석기
고려대학교 전기전자공학과
e-mail : hjmoon@ulsi.korea.ac.kr, hjlee@ulsi.korea.ac.kr,
jskim@ulsi.korea.ac.kr, skkim@korea.ac.kr

Design a Ambient Light Sensor Using Weber's law

*Ho-Jun Moon, Hong-Ju Lee, Jeong-Seok Kim, Suki Kim
School of Electrical Engineering
Korea University

Abstract

This paper presents an ambient light sensor(ALS) for portable electronic devices. ALS is one of the most important component in portable devices to control backlight unit and save battery life. The size of portable devices decreases, the size of the components used must also be small. Therefore, ALS must be designed in small size. By using enhanced adaptive resolution adjustment technique, it is possible without loss for the resolution of the human eyes, and reduce the counter area by 98.4%. The proposed system can convert illuminance of up to 65Klx to digital and simulated in 0.18um CMOS process.

I. 서론

조도센서는 빛의 세기를 전기신호로 바꾸어 주는 장치이며, 스마트 폰, 휴대 정보 단말기, 자동차 네비게이션 등의 많은 전자기기에 사용된다. 최근 전자기기는 휴대성, 소형화를 강조하기 때문에, 조도센서 역시 성능은 유지하되, 크기를 줄이는 방향으로 연구되고 있다.

기본적으로 조도센서는 빛의 세기에 반응하여 전기적 신호를 생성하는 광 검출기와 이 신호를 디지털 코드로 변환해주는 변환회로로 나뉘어 있다. 조도센서에서 대부분의 면적은 광 검출기가 차지하는데, 이 면적을 줄이게 되면 잡음, 감도 등 전체적인 조도센서의 성능이 저하된다. 성능의 변화 없이 조도센서의 면적을 감소시키기 위해서는 변환회로의 면적을 줄여야 하고 이를 위해 새로운 변환 알고리즘의 개발이 요구된다.

기존의 조도센서는 1lx당 디지털 값을 1씩 증가시키는 구조기 때문에 절대적인 조도 값을 측정할 수 있다는 장점이 있지만, 실제로 사람 눈은 조도 값이 커질수록 조도 값의 변화량이 커야 반응하기 때문에 기존의 조도센서의 면적대비 효율은 떨어지게 된다. 따라서 이를 보완하는 새로운 변환회로의 도입이 필요하다.

본 논문에서는 새로운 광 검출기나 공정을 이용하지 않고 조도 값의 구간을 만들어 각 구간별로 전류증가량의 차이를 베버의 법칙을 따라가도록 설계한 향상된 조도센서 회로를 기술하고 분석하였다.

II. 본론

2.1 기존의 조도 센서

그림 1은 조도센서의 블록선도다. 그림에서 보이는 조도센서는 빛을 주파수로 변환하여 조도를 측정한다.

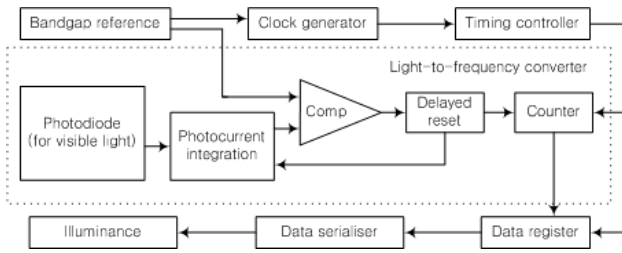


그림 1 조도센서의 블록선도

빛을 주파수로 변환하게 되면 공급 전압의 크기와 영향을 받지 않고, 비교적 동작영역을 쉽게 넓힐 수 있어 넓은 동작 영역을 가져야 하는 조도센서에 적합하다 [1].

2.2 베버의 법칙을 적용한 전류 미러 회로가 추가된 조도센서

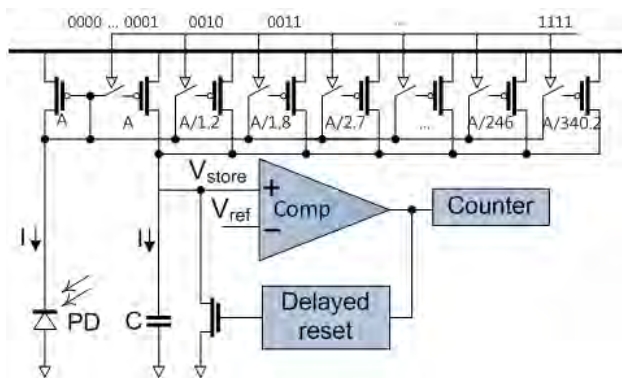


그림 2 빛-주파수 변환 회로

그림 2는 빛-주파수 변환 회로이다. PD에서 조도에 의해 만들어진 전류가 복사되어 커패시터(C)에 축적되고, 비교기를 거쳐 카운터까지 전달된다[2]. 일반적인 조도센서의 경우 16-bit 카운터를 이용하여 1lx씩 증가하게 설계함으로써 65Klx까지 측정한다. 하지만 PD에서 만들어진 광전류를 미러링하는 PMOS의 크기를 베버의 법칙에 맞게 그림 2의 MOSFET처럼 여러 단계로 나누어 설계한다면 10-bit 카운터 만으로도 65Klx까지 측정 가능함과 동시에 사람의 눈이 반응할 수 있는 조도 단계와 매우 흡사하게 가져갈 수 있다.

2.3 조도센서 알고리즘

광 검출기에서 측정된 전류를 이용하여 조도를 구하는 방법은 다음과 같다. V_{store} 값이 비교기를 통해 6-bit 카운터를 증가시킨다. 카운터의 값이 '11111'이 된다면, 상위의 4-bit coarse bit을 1 증가시키고, 6-bit 카

운터는 다시 '00000'이 되면서, 계속 동작하게 된다. 최종적으로는 4-bit, 6-bit 카운터를 합한 10-bit 디지털 코드를 통해서 현재의 조도를 구할 수 있다[2].

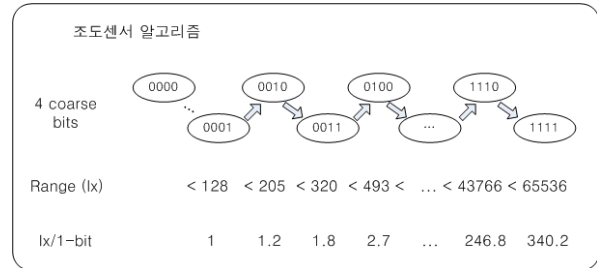


그림 3 조도센서 알고리즘

보다 자세한 조도센서의 알고리즘은 그림 3에 나타나 있다. 처음에 4 coarse bit은 '0000'부터 시작하며, 이때는 fine bit이 1-bit 이 올라갈 때마다 1lx씩 증가함을 뜻한다, 6-bit 카운터가 '11111'을 넘어선다면 '00000'으로 초기화되면서 상위 4 coarse bit을 1 증가시킨다. 4 coarse bit이 증가하게 된다면, fine bit의 1-bit당 조도량이 달라지며, coarse bit이 '1111'을 가질 때, 6-bit 카운터는 1-bit당 약 340lx씩 증가하게 되는 알고리즘이다. 최종적으로 2가지의 카운터의 값이 '1111' '11111'을 갖게 되면, 이 조도센서의 최대 조도량을 측정하게 되며 그 값은 약 65Klx이다. 예를 들어 4-bit coarse bit이 '0011' 이라고 하면, 6-bit 카운터는 1-bit당 1.8lx씩 증가하며, 320lx부터 493lx의 범위를 측정하게 된다.

III. 시뮬레이션 결과

그림 4는 이상적인 베버의 법칙, 기존의 조도센서, Adaptive resolution adjustment technique이 적용된 조도센서[2] 그리고 제안하는 조도센서의 조도-반응 그래프이다. 그래프만 보게 된다면 녹색의 Adaptive resolution adjustment technique이 적용된 곡선이 이상적인 곡선과 가깝다고 생각할 수 있지만, 이 경우 같은 10-bit 카운터로는 35000lx 정도까지밖에 측정할 수 없다는 단점이 있다. 하지만 제안하는 조도센서의 경우 같은 비트로도 기존 조도센서가 측정할 수 있는 최대 조도인 65Klx까지 켈 수 있다. 또한 이 곡선은 이상적인 곡선과 비교했을 때 기울기의 큰 차이가 나지 않기 때문에 사람의 눈과 같은 반응 곡선을 그릴 수 있다.

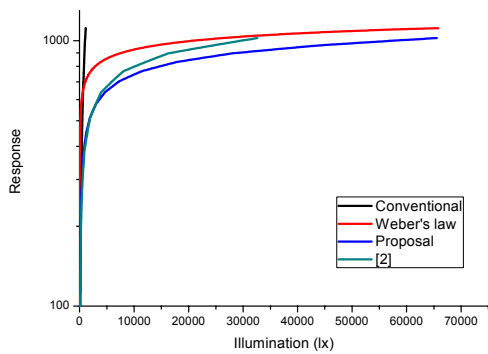


그림 4 조도-반응 그래프

그림 5는 위의 내용을 보다 직관적으로 볼 수 있는 그래프이다. 이 그래프의 가로축은 조도이며, 세로축은 기존과 제안하는 조도센서의 측정치가 베버의 법칙곡선과 비교했을 때 얼마만큼 벗어났는지 그 오차율을 보여준다. 위는 기존의 조도센서, 아래는 제안하는 조도센서의 조도-오차율 그래프이다.

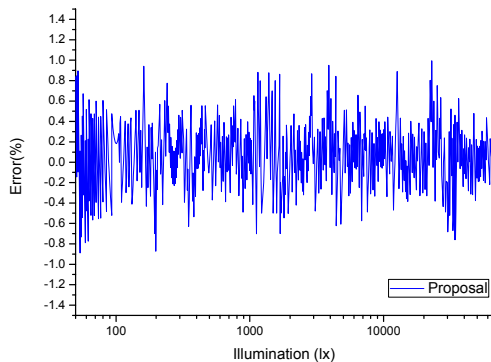
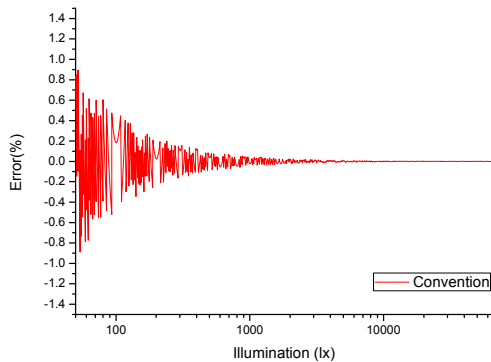


그림 5 조도-오차율 그래프

예를 들면 베버의 법칙에 따르면 사람 눈은 1000lx를 감지했을 때, 1010lx까지 조도가 증가되어야 그 차이를 감지하게 된다. 기존의 조도센서의 경우 1lx단위로 측정하기 때문에, 1000lx와 1010lx를 정확히 잴수 있지만, 제안하는 구조는 1000lx다음에는 1007lx를 재기 때문에 이 부분에서 약간의 오차가 발생하게 된다. 따라서 이 차이를 세로축에 계속해서 표현하게 되면 다음과 같은 그래프가 완성된다. 전 구간에서 제안하는 구조의 오차율이 1%이내에 있기 때문에, 기존 조도센서와 비교했을 때 크게 성능이 떨어지지 않는다고 할 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 베버의 법칙을 따라가는 개선된 조도센서 회로를 기술하였고, 이를 시뮬레이션 하여 확인하였다. 제안한 회로에서는 카운터의 면적을 줄이는 부분이 주된 이슈였으며, 16-bit 카운터가 쓰이는 기존 조도센서 대비 제안된 회로에서는 10-bit 카운터를 쓰기 때문에 조도센서 전체면적이 11.5% 줄지만, 감도는 전 구간에서 이상적인 베버의 곡선과 비교했을 때 오차율이 1%내에 위치함을 확인하였다. 따라서 소형화, 높은 분해능을 필요로 하는 스마트 폰, 네비게이션 등의 전자기기에는 본 논문에서 제안된 회로가 적합하다고 할 수 있다.

감사의 글

본 연구는 반도체 설계 교육 센터(IDECE)의 지원을 받아 수행되었습니다.

참고문헌

[1] S.-I. Cho, et al. "An ultra low-power ambient light sensor for portable devices," in Proc. Photonics West, pp. 72190U-1-72190U-9, 2009.

[2] S.-I. Cho, et al. "A low-power temperature independent ambient light sensor," IET Electronic Letters, vol.47, pp.981-983, Aug. 2011.

Low side application을 위한 700V double-RESURF nch-JFET 소자 개발

*이창준, 문남칠, 권경욱, 이창준, 성근식, 편명범, 손웅비, 김범석, 박홍수
동부하이텍
e-mail : *changjun.lee@dongbuhitek.com*

700V double-RESURF nch-JFET devices developed for the Low side application

*Chang-Jun Lee, Nam-Chil Moon, Kyung-Wook Kwon, Kun-Sik Sung, Myeong-Bum Pyun, Ung-Bi Son, Bum-Seok Kim, Seung-Soo Park
Dongbu Hitek

Abstract

In this paper, 700V double-RESURF(Reduced Surface Field) nch-JFET(Junction Field Effect Transistor) using 0.35um 700V BCD(Bipolar-CMOS-DMOS) technology have been developed without additional mask and process. The breakdown voltage of developed JFET is over 790V. And we achieved that the variable pinch-off voltage(V_p) by sizing of the HVPWELL width was used as Gate layer of the JFET. Also we optimized the saturation V_p by controlling the number of the HVPWELL.

I. 서론

최근 Smart Power IC market의 급속한 성장으로 HVIC (High Voltage Integrated Circuit)에 대한 개발이 가속화 되고 있다. HVIC 란 고전압 소자와 저전압의 제어 회로가 동일한 silicon위에 구현된 것으로써, off-line AC(Alternating Current) 110V와 220V 전원을 사용하여 LED lighting IC, motor 구동을 위한 IGBT의 gate drive IC를 구현하기 위해서는 450V ~

700V 소자를 필요로 한다. 이런 광범위한 application에도 불구하고 지난 수십 년간 HVIC 발전이 예상보다 느린 이유는 반도체 기술 발전에 따른 discrete power device의 cost down에 의한 discrete solution을 이용하는 것 보다 가격 경쟁력이 없었기 때문이다. 하지만 RESURF(Reduced Surface Field) 기술을 이용한 BCD(Bipolar-CMOS-DMOS) 기술이 발전함으로써 가격 경쟁력이 있는 HVIC 실현이 가능해졌으며[1-6], 본 논문에서는 LED lighting ICs와 같은 low side application product 설계를 위해 0.35um 700V BCD 공정을 이용하여[7], 추가적인 mask와 공정이 필요 없는 700V double-RESURF nch-JFET 소자를 개발하였다.

II. 본론

2.1 공정 설계

SLow side application을 위한 0.35um 700V BCD 공정은 power 소자로 사용되는 700V LDMOS와 start-up 및 chip 내부 power supply로 사용되는 700V JFET, 그리고 control circuit에 사용되는 analog

CMOS, BJT(Bipolar Junction Transistor) 및 DEMOS(Drain-extended MOSFET) 소자 등으로 구성되어 있다.

고전압(700V) 소자를 위한 공정은 control circuit에 사용되는 저전압 소자가 형성되기 이전에 진행하여, 저전압 소자의 특성에 영향을 주지 않고, 고전압 소자에서 요구되는 높은 항복전압(breakdown voltage), 낮은 on-저항 등의 특성을 제어 가능하도록 설계되었다. Cost effective한 공정을 위해서 epitaxial wafer 대신 높은 비저항을 가지는 P-type bulk wafer(100)를 starting material로 사용하였다. 제안한 700V nch-JFET의 process flow는 conventional BCD공정과 동일하게 진행하였다[8].

2.2 소자 구조 및 실험결과

고전압 JFET 소자는 외부의 AC 220V 전원에 직결되므로, DC(Direct Current) 700V 이상의 항복전압과 control circuit이 최대로 동작 가능한 전압 이하의 V_p 가 요구된다. 하지만 conventional process의 경우 저전압 소자에 사용된 PWELL을 nch-JFET의 Gate로 사용하면 V_p 가 100V 수준으로써, V_p 를 낮추기 위해서는 추가적인 mask와 공정을 사용하여 V_p 를 제어해야 한다.

그림 1은 본 논문에서 제안한 700V nch-JFET의 단면구조를 나타낸 것으로 HVPWELL의 width(A2)에 따른 HVPWELL의 junction depth(A1) 차이를 이용하여 추가적인 mask와 공정 없이 V_p 를 제어하였다.

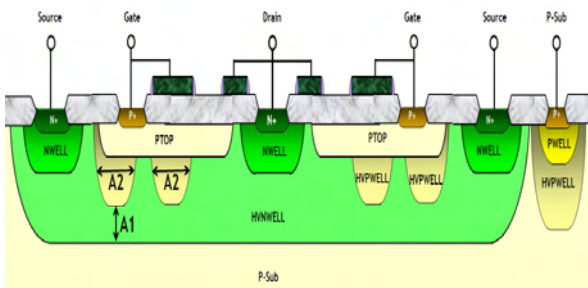


그림 1. nch-JFET의 단면구조

A2를 제어할 통해 V_p 를 15V에서 28V까지 제어 가능함을 그림 3에 나타내었으며, 항복 전압의 제어를 위한 drift length의 변화에 대해서도 V_p 의 유의차가 없음을 확인하였다. 또한 그림 4과 같이 HVPWELL의 개수를 제어하여 HVPWELL의 개수가 6개인 조건에서, linear $V_p(V_{pl})$ 와 Saturation $V_p(V_{ps})$ 의 차이를 0.3mV/V 이하로 최적화 하였다. HVPWELL

width(A2) 2.0um에서 22V의 V_p 및 870V의 항복전압을 얻었으며, 그 I-V 특성을 그림 5, 6, 7에 나타내었다.

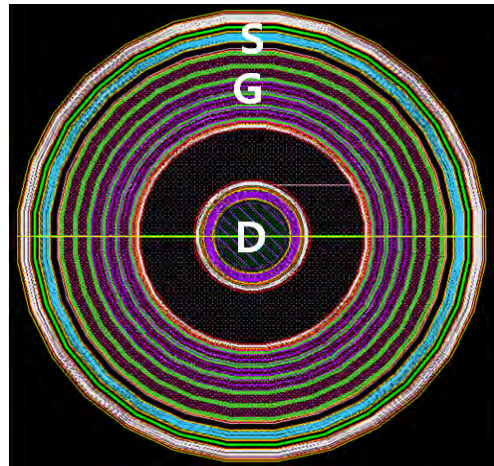


그림 2. nch-JFET의 Drawing Layout

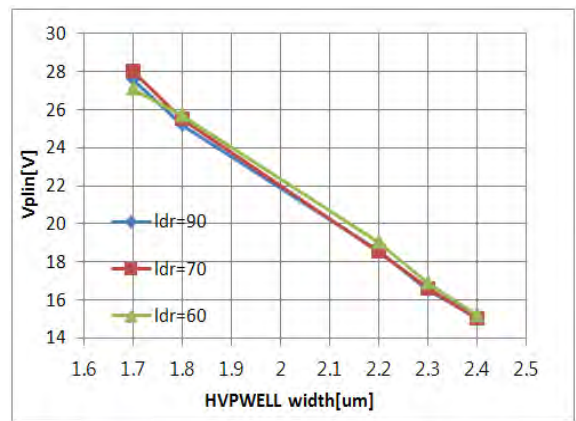


그림 3. HVPWELL(A2) width에 따른 V_{pinch}

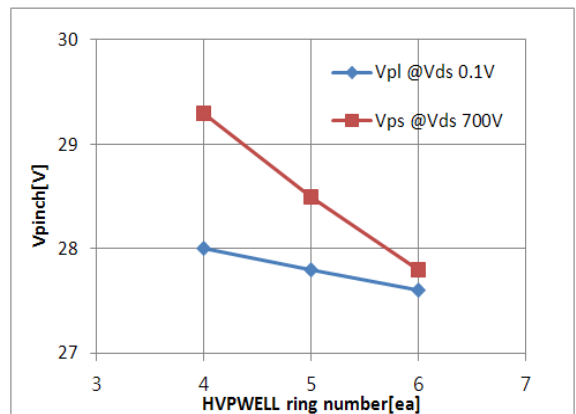


그림 4. HVPWELL 개수에 따른 V_{pl} , V_{ps} 특성 (HVPWELL width=1.7um)

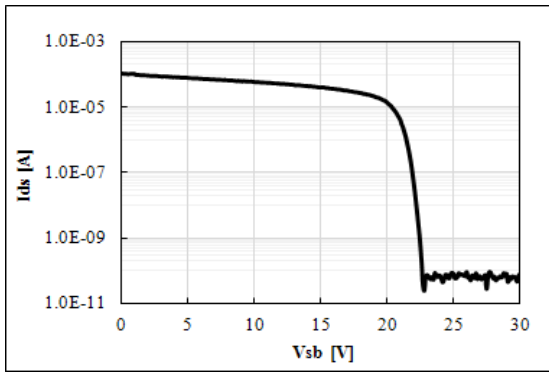


그림 5. nch-JFET의 Vpinch graph
(HVPWELL width=2.0um)

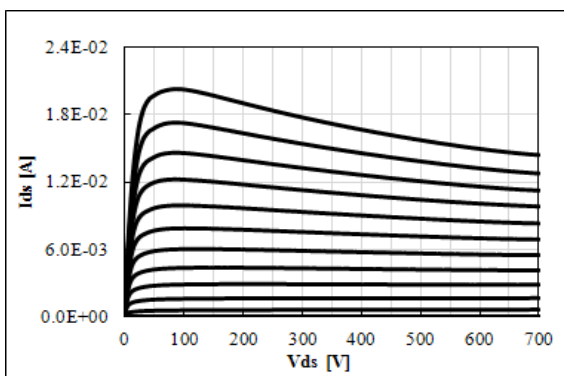


그림 6. nch-JFET의 I-V graph
(HVPWELL width=2.0um)

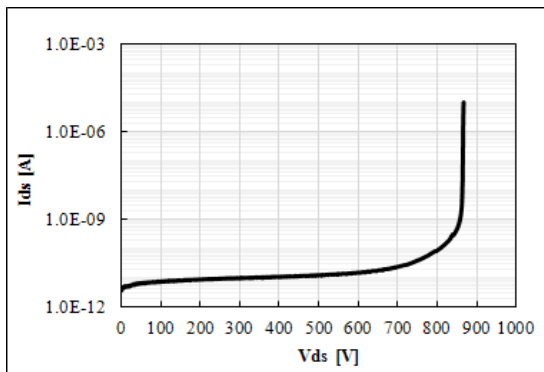


그림 7. nch-JFET의 BVdss graph
(HVPWELL width=2.0um)

III. 결론

본 논문에서는 Low side application을 위한 0.35um 700V BCD 공정을 이용하여, 추가적인 mask와 공정 없이 700V double-RESURF nch-JFET 소자를 개발하였다. Gate로 사용된 HVPWELL의 width 제어를 통해 790V 이상의 항복전압을 달성하면서, 15V에서 28V 구간의 V_p 제어를 가능하게 하였다. 또한, HVPWELL

의 개수를 제어하여 V_{pl} 과 V_{ps} 의 차이를 0.3mV/V 이하로 최적화 가능하도록 개발하였다.

참고문헌

- [1] J. Appels, H. Vaes, and J. Verhoeven, "High voltage thin layer devices(RESURF DEVICES)," in IEDM Tech. Dig., 1979, p. 238.
- [2] J. Appels, M. Collet, P. Hart, H. Vaes, and J. Verhoeven, "Thin layer high voltage devices (RESURF DEVICES)," Philips J. Res., vol. 35, p.1, 1980.
- [3] H. Vaes and J. Appels, "High voltage, high current lateral devices," in IEDM Tech. Dig., 1980, p. 87.
- [4] A. Ludikhuizen, "A review of RESURF technology," in Proc. Int. ISPSD Conf., 2000, p.11.
- [5] Murari B. Smart power technologies evolution .Industry Applications Conf., 2000.10215.
- [6] S.H. Lee. 700V Lateral DMOS with New Source Fingertip Design, Proc. Int. ISPSD Conf., 2000, p.11 B. Jeon and J. Jeong, "Blocking artifacts reduction in image compression with block boundary discontinuity criterion," IEEE Trans. Circuits and Systems for Video Tech., Vol. 8, no. 3, pp. 345-357, June 1998.
- [7] Nam-Chil Moon, Bon-Keun Jun, Kyoung-Wook Kwon, et al, "Design Optimization of two kinds of robust 700V DR-LDMOS using a thin epitaxial layer," PCIM presentation (Nuremberg, Germany)May 8, 2012
- [8] Namchil Moon, Bon-Keun Jun, Kyung-Wook Kwon, Chang-Jun Lee, Jong-Min Kim, Hee-dae Kim, Joo-Won Park, Nam-Joo Kim, Kwang-Dong Yoo, Lou Hutter, " Implementation of 700V LDMOS with the Design and Optimization in Source Corner Region", PCIM, 19 May 2011, PP03

자동차용 제동 시스템의 솔레노이드 코일 드라이버 IC 설계 시 주요 고려사항

*이창우, 유민혜, 김관식, 양만영
(주)만도

e-mail : *lcw@mando.com, mine@mando.com, goodlook@mando.com, pcsquare@mando.com*

Consideration of Design factors for Solenoid Coil Driver of Automotive Braking System

*Chang-woo Lee, Min-hye Yu, Kwan-sik Kim, Man-young Yang

Advanced Electronics Development Team III, Electronics R&D Center; 619 Sampyeong-Dong, Bundang-Gu,
Seongnam-Si, Gyeonggi-Do, Korea 463-400

Abstract

This paper presents a consideration of design factors for solenoid coil driver IC of Automotive Braking System. It is important to control solenoid coil and valve linearly in automotive braking system. For this, solenoid coil driver IC has to control the current flowing through the solenoid coil accurately. The current measurement concept is crucial for controlling current accurately. There are two current measurement concepts. First concept measures the current in FET turn on state. Second concept measure the current in FET turn on and off state. The first concept is cheaper and lower accuracy than the other concept. The first concept has RMS value of 29.2mA deviation under various operating conditions. The second concept has RMS value of 3mA deviation under various operating conditions.

로 개발이 진행되고 있으며 이런 개발 추세에 동조하여 자동차의 사시 시스템(현가, 제동, 조향)도 꾸준히 기술개발이 이뤄지고 있다[1].

능동 안전 시스템을 구축하기 위해서는 필수적으로 사시 시스템과의 연동이 필요하다. 최근 에어백, SCC (Smart Cruise Control), 카메라 등과 같은 시스템과 제동 시스템 등이 연동되어 능동 안전 시스템을 구축하고 있다[2].

제동 시스템은 펌프 모터와 솔레노이드 코일과 밸브로 이루어진 HCU 와 이들을 제어하여 어떤 환경에서도 최적의 제동력을 발휘할 수 있도록 제어하는 ECU 로 구성된다. 제동 시스템이 환경에 따른 최적의 제동력을 발휘하기 위해서는 솔레노이드 코일과 밸브의 정밀한 유압 제어가 필요하다. 솔레노이드 밸브는 코일에 흐르는 전류에 의해 제어되므로 정밀한 유압제어는 결국 솔레노이드 코일 드라이버 IC 의 선형 전류제어가 하게 된다[3].

본 논문에서는 이러한 솔레노이드 코일의 전류제어를 위한 드라이버 IC 를 설계 할 때, 고려해야 하는 주요 요인에 대해서 다룬다.

II. 본 론

I. 서 론

최근 몇 년 간 자동차의 안전에 관련된 기술은 많이 진화되어 왔다. 수동 안전 시스템에서 능동 안전 시스템으로, 다시 사고 회피 또는 예방 시스템으

2.1 솔레노이드 코일 드라이버 IC 의 구성

그림 1. 은 일반적인 솔레노이드 코일 드라이버 IC 의 구성도이다.

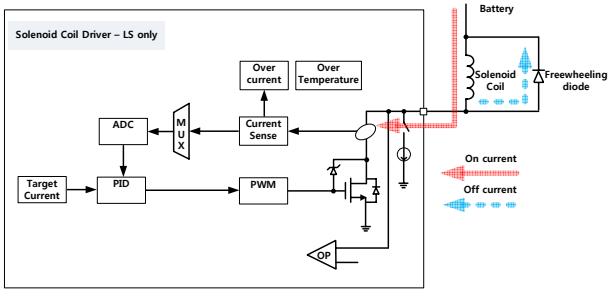


그림 1. 솔레노이드 코일 드라이버 IC

MCU 는 자동차 엔진의 동작상태에 따라서 솔레노이드 밸브와 펌프 모터를 제어하여 제동에 필요한 유압을 얻게 된다.

MCU 는 프로그래밍 된 제어 로직에 따라 솔레노이드 코일에 원하는 전류를 흘리기 위해서 MOSFET 를 Turn On 한다. 솔레노이드 코일 드라이버의 MOSFET 에 흐르는 전류는 내부 전류 미러 회로를 통해 스케일링 되어 감지된다. 감지된 전류는 내부 저항을 통해 전압으로 변환되고, ADC 를 통해 Digital 신호로 변환된다. MCU 가 원하는 전류 값과 변환된 Digital 신호의 차 값은 비례적분 제어기를 통해 연산되고, 연산된 값은 내부 Oscillator 로부터 발생하는 삼각파와 비교기를 통해 Pulse Width Modulation (PWM) 신호를 발생시킨다. PWM 신호는 Gate Driver 를 통해 솔레노이드 코일 드라이버를 구동시킨다[2][4].

2.2 전류 정밀도

솔레노이드 코일에 흐르는 전류는 미세한 변화로도 유압의 변화가 발생할 수 있으므로, 전류 정밀도는 매우 중요한 설계 고려사항이다. 그림 1. 과 같은 컨셉은 그림 2. 와 같이 솔레노이드 코일 드라이버의 MOSFET 이 Turn On 시에 $T_{on}/2$ 지점의 전류를 측정하는 방식이다.

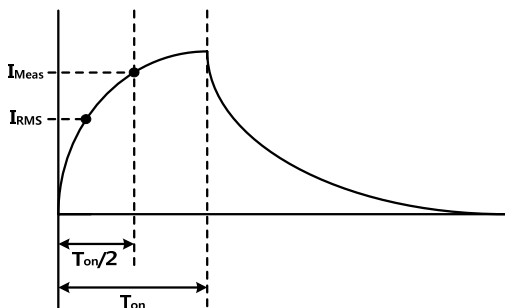


그림 2. 솔레노이드 코일 전류 파형

그림 2. 와 같이 실제 전류 측정 지점과 RMS 값이 다른 것을 알 수 있다. 이와 같은 이유로 MCU 에서 외부 환경 조건 (전압, 온도에 따른 부

하조건) 에 따라 전류값을 보상해주는 제어 로직이 없으면, 솔레노이드 코일의 저항 변화나 전원의 변동이 있는 경우 코일에 흐르는 전류 파형에 변화가 일어나게 되어 RMS 값의 변동이 발생한다. 측정결과는 다음과 같다.

표 1. 전압 별 측정 전류 (On 전류 측정)

Target Current	BAT	Measured Current	
		Ton/2	RMS
100mA	10V	102.31mA	59.09mA
	14V	104.16mA	54.96mA
	16V	108.52mA	53.56mA
200mA	10V	208mA	161.1mA
	14V	214.4mA	153.1mA
	16V	214.4mA	150.5mA
300mA	10V	320mA	263.1mA
	14V	320mA	250.3mA
	16V	323.4mA	247.7mA
1A	10V	1.0657A	1.0186A
	14V	1.0624A	989.4mA
	16V	1.0624A	974.9mA

표 2. 온도 별 측정 전류(On 전류 측정)

Target Current	Ambient Temperature	BAT 12V
200mA	50℃	161.2mA
	85℃	158.9mA
300mA	50℃	249.9mA
	85℃	253.4mA
700mA	50℃	663.5mA
	85℃	674.4mA

측정결과를 보면 알 수 있듯이, 전류 측정 지점은 변화하지 않지만, RMS 값은 최대 29.2mA 까지 변동되고 있다는 것을 알 수 있다.

이를 해결하기 위한 첫 번째 방법은 S/W 로 보상하는 방법이다. 이는 제동 시스템이 동작 가능한 전압, 온도 범위 내의 모든 코일 전류를 측정하여 보상 로직을 구성, MCU 가 전류를 제어하는 것이다. 하지만 제동 시스템에서 사용하는 코일의 종류는 4 가지이고, 하이브리드 자동차에 들어가는 제동 시스템에서 사용하는 코일의 종류는 6가지 이상이다. 이러한 코일들을 모든 환경조건에서 측정하는 것은 물적, 인적 리소스를 많이 필요로 하게 된다.

두 번째 방법은 H/W 로 보상하는 방법이다. Turn On 시 뿐만 아니라 Turn Off 시 전류를 측정하는 방법으로 보상한다. 이러한 방법은 크게 두 가지로 나뉜다. 정밀 Shunt 저항을 사용하는 방법과 IC 내부에 High side driver 를 추가하는 방법이다. 정밀 Shunt 저항을 사용하는 방법은 아래의 그림 3. 와 같다.

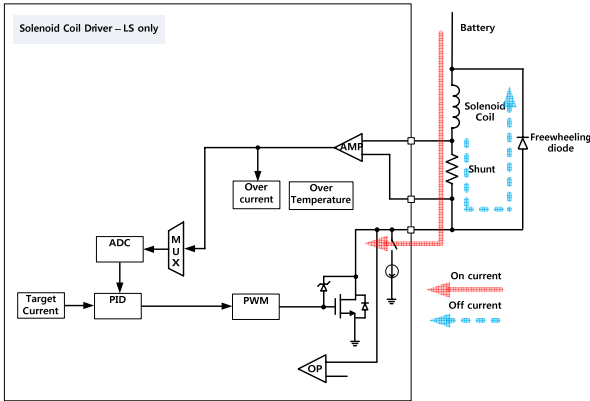


그림 3. Shunt 전류 측정 방식

그림 3. 와 같이 MOSFET Turn Off 시 Shunt 저항을 통해 흐르는 Freewheeling 전류를 OPamp 를 통해 측정한다. 이와 같은 Shunt 저항을 사용하는 방법은 구성이 간단하지만, 가격 및 PCB 사이즈 적인 측면에서 단점이 있다.

그림 4. 는 High side driver 를 사용한 컨셉이다.

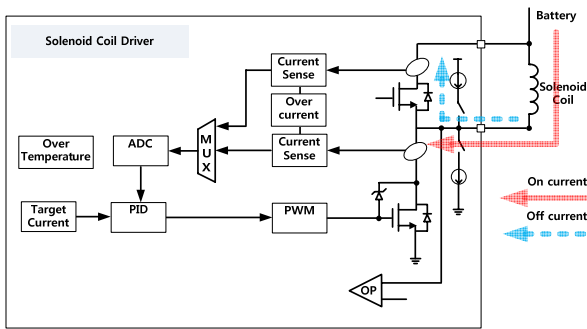


그림 4. High side driver 전류 측정 방식

그림 4. 에서 알 수 있듯이, Low side driver 가 Off 됐을 때, Off 전류는 IC 내부 High side driver 를 통해 흐르는 것을 알 수 있다. 이때 흐르는 전류를 전류 미러를 통해 측정하여 제어한다. 이러한 컨셉은 Shunt 방식의 컨셉과 비교했을 때, IC 의 핀 개수를 줄일 수 있고, 저항 및 Freewheeling diode 를 사용하지 않아도 되기 때문에 가격 및 PCB 사이즈를 현격하게 줄일 수 있다. 이러한 컨셉의 IC 의 측정결과는 다음과 같다.

표 3. 전압 별 측정 전류 (On/Off 전류 측정)

Target	VPWR	Measured Current (RMS)
100mA	10V	120.3mA
	14V	122mA
	16V	122.7mA
200mA	10V	223.9mA
	14V	224.4mA
	16V	224.3mA
300mA	10V	332.4mA
	14V	333.5mA
	16V	333.3mA
1A	10V	1.0807A

	14V	1.09A
	16V	1.0803A

표 4. 온도 별 측정 전류 (On/Off 전류 측정)

Target Current	Ambient Temperature	12V
200mA	50℃	121mA
	85℃	122.3mA
300mA	50℃	325.1mA
	85℃	328.2mA
700mA	50℃	720.5mA
	85℃	722.5mA

측정 결과 Turn On 구간만 측정하는 방식과 비교하여 상당히 높은 전류 정밀도 값을 얻을 수 있었다.

하지만, 이러한 컨셉의 전류 측정 방식도 한가지 문제가 있는데, 그것은 IC 내부의 방열 문제이다. Turn On 시에는 Low side driver 로 전류가 흐르고, Turn Off 시에는 High side driver 로 전류가 흐르기 때문에 IC 의 방열 설계가 제대로 되어 있지 않으면 자동차용 제동 시스템에서는 사용하기 힘들다. 시스템 및 솔레노이드 밸브 설계에 따라 다르겠지만, 보통 제동 시스템의 솔레노이드 코일에 흐르는 전류는 Max 2.25A 로 PWM 스위칭 손실과 전도 손실을 계산하면 상당히 큰 전력 손실이 발생할 수 있다. 이를 해결하기 위해서는 IC 및 PCB 의 방열 설계와 솔레노이드 코일 드라이버의 Rds(on) 값을 고려해야 한다.

2.3 Rds(on)

Rds(on) 값은 FET 가 On 시에 생기는 저항값으로 이 값이 얼마냐에 따라 손실이 결정된다. 또한 솔레노이드 코일 드라이버 IC 의 대부분의 면적을 차지하는 부분이기도 하다. 그러므로 Rds(on) 값을 선정하는 것은 성능과 가격에 영향을 크게 미친다고 할 수 있다.

보통 제동 시스템에서 솔레노이드 코일 IC 의 Rds(on) 값을 선정하기 위해서는 제동 시스템이 Ambient 온도 125℃ (최근에는 150℃ 로, Grade 0 추세) 에서 Worst case 로 동작하는 제어 패턴을 알아야 한다. (Worst case 제어 패턴은 Tier 1 의 고유 자산이므로 공개 불가) Worst case 제어 패턴의 소모 전력을 계산하고, Die 와 Package 에서 발생하는 열 저항 값 그리고 Package 와 PCB 방열 설계에서 발생하는 열저항 값을 시뮬레이션 및 측정을 통해 구해야 한다. 이러한 계산 및 측정 등을 통해 Worst case 제어 패턴 동작 시 얼마만큼의 Rds(on) 값을 선정해야 열적 마진을 가질 수 있는지 알 수 있다.

부하저항은 아래와 같은 식으로 계산될 수 있고,

$$R_{LOAD} = R_{dson} + R_{COIL} (125^\circ C)$$

듀티사이클은 코일에 흐르는 전류와 전압, 부하 저항을 알면 다음과 같이 구할 수 있다.

$$DC = \frac{R_{LOAD} \times I_{COIL}}{V_{BAT}}$$

Low side driver 의 스위칭 손실은 다음과 같다.

$$P_{SWLSD} = \frac{V_{BAT} \times I_{COIL} \times (r_t + f_t)}{T_{SW}}$$

여기서, r_t , f_t 는 Low side driver 의 rising/falling time 이고, T_{SW} 는 PWM 스위칭 주기이다.

High side driver 의 스위칭 손실은 다음과 같다.

$$P_{SWHSD} = \frac{V_{BAT} \times I_{COIL} (1 - DC) \times (r_t + f_t)}{T_{SW}}$$

Low/High side driver 의 전도 손실은 다음과 같다.

$$P_{CONDLSD} = R_{dson} \times (I_{COIL})^2 \times DC$$

$$P_{CONDHSD} = R_{dson} \times \{I_{COIL} (1 - DC)\}^2 \times DC$$

위의 스위칭 및 전도 손실을 합하면 아래와 같이 전체 전력 손실을 계산 할 수 있다.

$$P_{TOT} = P_{SWLSD} + P_{CONDLSD} + P_{SWHSD} + P_{CONDHSD}$$

계산된 전체 전력 손실과 Worst case 패턴의 Cycle 로 부터 평균 전력을 구하고 열 저항 값과의 곱으로 Die 의 Junction temperature 를 구할 수 있다.

최근 반도체 제품은 180℃ 까지 동작이 가능하므로, 외부 PCB 의 방열 설계가 잘 되어 있다면, IC 의 Rds(on) 값을 높임으로써 Die size 를 최소화하여 시스템 가격을 절감시킬 수 있다.

III. 결 론

본 논문에서는 자동차용 제동 시스템에서 솔레노이드 코일 구동을 위한 솔레노이드 코일 드라이버 IC 설계 시 주요 고려사항에 대하여 다뤘다.

첫 번째 고려사항은 전류 정밀도를 위한 솔레노이드 코일에 흐르는 전류를 측정하기 위한 방식이다. 솔레노이드 코일에 흐르는 전류를 측정하기 위한 방식은 크게 두 가지로 나뉜다. MOSFET Turn On 시에 전류를 측정하는 컨셉, Turn On 과 Off 시에 전류를 측정하는 컨셉이다.

Turn On 시에 전류를 측정하는 컨셉은 가격은 가장 저렴하지만, 전류 정밀도 성능 향상을 위해 모든 동작

조건에 대한 성능 분석을 통한 보상 제어 로직이 필요하다.

Turn On 과 Off 시에 전류를 측정하는 컨셉은 가격은 전자보다 높지만, 전류 정밀도 성능은 탁월했다.

두 번째 고려사항은 Rds(on) 값을 선정하는 것이다. Rds(on) 값은 성능과 가격에 중요한 영향을 끼치는 요인이다. 선정 기준은 Ambient 온도 125℃ 에서 Worst case 제어 패턴 동작 시 IC 의 동작 가능 온도를 넘어서지 않아야 한다.

참고문헌

- [1] 김주곤, 김명준, 전재형, 김광일, “하이브리드 제동 시스템의 ABS/ESC/EPB 제어”, 학술대회 논문, 자료집 2009년 4월 - 부문종합 학술대회 659 - 664
- [2] 이창우, 김관식, 유민혜, “자동차용 선형 솔레노이드 밸브구동을 위한 전류제어 IC 개발, 학술대회 논문, 자료집 2011년 11월 - (정기)학술대회 및 전시회 1671 - 1674
- [3] 정규홍, 이교일, "디지털 전류제어를 이용한 자동 변속기용 비례제어 솔레노이드 밸브의 성능향상 연구", 학술대회 논문, 자료집 1999년 6월 - 춘계학술대회 논문집 2호 707 - 712
- [4] Scott Beversdorf, Chuck Whiting, "Current Measurement in Solenoids for Automotive Control Systems" Analog Dialogue 38-04, April (2004)

초광대역 임펄스 라디오를 위한 CMOS 펄스발생기

김원중, 권익진
아주대학교 전자공학과

e-mail : kwj601@ajou.ac.kr, ijkwon@ajou.ac.kr

CMOS Pulse Generator for UWB Impulse Radio

Wonjong Kim, Ickjin Kwon

Department of Electrical and Computer Engineering
Ajou University

Abstract

The pulse generator is based on an on/off switched LC oscillator with the trapezoid switching pulse. By using trapezoid pulse for on/off switching signal of the oscillator, better output spectral characteristic can be achieved due to the more symmetric triangular envelope of the output pulse. Output pulse spectrum shows more than 30 dB of sideband rejection without additional filtering. The pulse generator dissipates only 10 pJ per pulse from 1.2 V supply.

I. 서론

Impulse Radio(IR) UWB 펄스발생기는 전력소모를 줄이면서, 인접채널에 영향을 주는 sidelobe를 제거하는 것이 주된 이슈이다. 이전에 발표된 논문들 중 하나는 디지털 딜레이 회로와 가중 합을 이용하여 가우시안 모양으로 sidelobe를 제거하는 것인데[1], 이는 복잡한 회로와 미세한 조정이 필요하다는 단점이 있다. 다른 방법으로는 gated oscillator를 이용하여 펄스를 생성하는 경우[2], 생성된 펄스가 사각펄스이므로

충분한 sidelobe rejection 성능을 얻지 못한다. 삼각펄스와 국부발진기 신호를 곱하여 펄스를 생성하는 방법은 20dB정도의 side lobe rejection 성능을 얻을 수 있지만, 복잡한 회로와 전력소모가 크다는 단점이 있다. LC VCO의 start-up time을 이용하여 triangular-enveloped 펄스를 생성하는 방법[3]은 적은 전력으로 높은 sidelobe rejection 성능을 얻을 수 있는 장점이 있다. 그러나 생성된 펄스가 비대칭이어서 sidelobe rejection 성능이 떨어지는데, 본 논문에서 이를 보완하여 더 좋은 sidelobe rejection 성능을 얻을 수 있도록 연구하였다.

II. 본론

그림 1은 본 논문에서 발진기의 on/off 스위칭을 이용한 구조로 설계한 펄스발생기를 나타낸다. 이 회로도는 크게 두 부분으로 나누어지는데 LC VCO와 Trapezoid pulse shaper이다. LC VCO의 tail current source의 on/off 스위칭을 통해 펄스가 생성되며, tail current source가 off일 때에는 전력이 소모되지 않기 때문에 저 전력으로 동작이 가능하다. 또한 varactor를 이용하여 UWB low-band의 3.4 GHz, 4 GHz, 4.6 GHz에 각각 중심주파수를 갖고 600 MHz의 대역폭을 가지는 sub-band를 지원한다. Trapezoid pulse

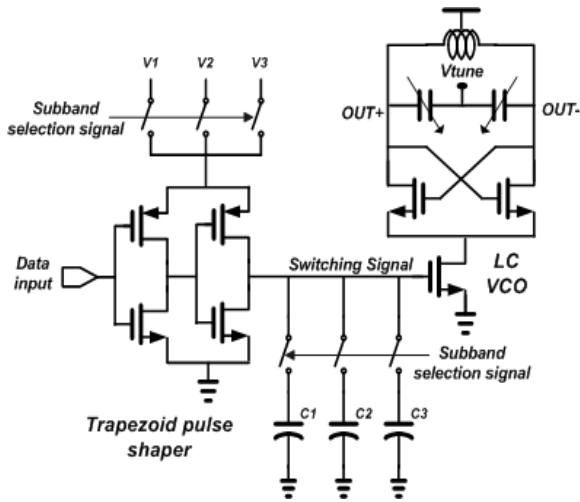


그림 1. 설계된 펄스 generator 회로도

shaper단은 송신단의 sidelobe 제거 특성을 향상시키기 위한 용도로 설계되었다. 시간 도메인에서 생성된 펄스의 대칭성이 좋을수록 주파수 도메인의 sidelobe가 감소하는 특성이 있다. 따라서 Trapezoid pulse shaper의 asymmetric inverter cell과 커패시터로 인한 RC딜레이 특성을 이용해 기존의 사각파형대신 사다리꼴파형을 스위칭 신호로 tail current source에 가하면 생성되는 펄스의 대칭성이 좋아져 sidelobe 제거 특성이 향상되는 이점이 있다.

III. 시뮬레이션 결과

그림 2는 LC VCO의 tail current source에 가하는 스위칭 신호의 파형에 따른 출력펄스 파형을 나타낸다. 점선으로 표시된 스위칭 신호가 그림 2(a)는 사각펄스, 그림 2(b)는 제안하는 회로에서 생성된 사다리꼴 펄스이다. 그림 2(b)의 파형이 2(a)의 파형보다 대칭성이 향상된 것을 볼 수 있으며, 이는 주파수 도메인에서의 sidelobe 성능을 향상시킨다. 또한 Trapezoid pulse shaper의 switched capacitor를 이용하여 각각의 중심 주파수에서 높은 대칭성을 갖는 출력펄스 파형이 생성될 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 on/off 스위칭에 기반을 둔 IR-UWB 펄스발생기를 나타내었다. 발진기의 스위칭 신호를 기존의 사각펄스에서 사다리꼴 모양의 펄스로 대체하여 추가필터 없이도 multiband의 각 중심주파수에서 향상

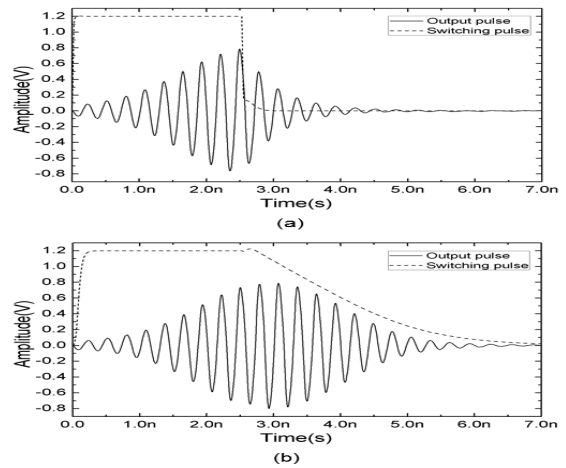


그림 2. (a)square, (b)trapezoid 스위칭 신호에 따른 출력파형

표 1. 펄스 generator의 시뮬레이션 결과

항목	시뮬레이션
대역폭	600 MHz
sidelobe 제거	> 30 dB
펄스폭	3.5 ns
전력소모	10 pJ/pulse
공급전압	1.2 V
공정	CMOS 0.11 um

된 sidelobe rejection 특성을 얻을 수 있다. 또한 10 pJ/pulse의 저 전력으로 동작한다.

이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (No. 2011-0013744), 본 연구는 IDEC의 지원으로 수행되었음.

참고문헌

- [1] T. Norimatsu, R. Fujiwara, M. Kokubo, and K. Sakamura, "A UWB-IR Transmitter With Digitally Controlled Pulse Generator", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 6, pp. 1300-1309, Jun. 2007.
- [2] Y. H. Choi, "Gated UWB pulse signal generation", in *Proc. IEEE Joint Int. Workshop UWBST IWUWBS*, May 2004, pp. 122-124.
- [3] A. T. Phan, J. Lee, V. Krizhanovskii, and S. G. Lee, "Energy-Efficient Low-Complexity CMOS Pulse Generator for Multiband UWB Impulse Radio", *IEEE trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 55, no. 11, pp. 3552-3563, Dec. 2008.

Single-ended Gm-C 대역통과 필터의 선형성 보정 기법

*이홍주, 양상혁, 김정석, 문호준, 김석기
고려대학교 전기전자공학과

e-mail : hjlee@ulsi.korea.ac.kr, belief82@naver.com
jskim@ulsi.korea.ac.kr, hjmoon@ulsi.korea.ac.kr, skkim@korea.ac.kr

A Linearization Technique for single-ended Gm-C band-pass filter

*Hong-Ju Lee, Sang-Hyeok Yang, Jeong-Seok Kim
Ho-Jun Moon, Su-ki Kim
School of Electrical Engineering
Korea University

Abstract

A new linearity improvement technique is proposed to implement a single-ended Gm-C band-pass filter in small input signal. By adding amplifiers and recovery circuit on input/output of Gm-C band-pass filter, using Variable Gain Amplifier and peak detector, improving linearity in small input signal. Proposed band-pass filter structure can maintain linearity at 0.8mVpp input signal range. This band-pass filter was implemented with a 0.5um CMOS technology. Working at center frequency of 1MHz and Q-factor was 11 at 5V supply voltage.

I. 서론

신호를 변조하여 송신 후, 수신단에서 신호를 복원할 때 일반적으로 대역통과 필터가 사용된다. Gm-C Type의 대역통과 필터는 작은 면적, 높은 동작 주파수의 장점으로 널리 쓰이고 있다. 하지만 Gm-C 대역통과 필터는 입력 전압의 크기와 필터 이득 간에 비선형 특성이 있다.[1] 이 비선형 특성을 보정하기 위해 몇

가지 방법들이 제시되었다. Source degeneration 방식 [2]은 간단하고 제일 잘 알려진 방식이다. 그리고 Cross-coupling[3] 방식은 높은 선형성을 만족하지만 대역폭이 제한되는 단점이 존재한다. Active biasing Feedback[4] 방법 또한 bias feedback을 이용하여 선형성을 높였지만 작은 입력 전압에 대한 선형성은 제한된다. 본 논문에서는 기존 Gm-C 대역통과 필터의 작은 입력 전압에 대한 비선형 특성을 자동 이득 조절기와 가변 이득 증폭기를 이용하여 개선한 회로를 제안한다.

II. 본론

2.1 보편적인 Single-ended Gm-C 대역통과 필터

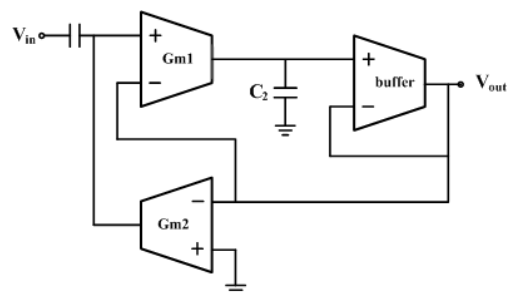


그림 1. 보편적인 Single-ended Gm-C 대역통과 필터

그림 1은 2차 Gm-C 대역통과 필터이다. 총 2개의 Gm셀과 2개의 C1, C2 캐패시터로 구성되어 있다. 이 구조는 Single-ended 2차 Gm-C 대역통과 필터 구조 중에서 가장 보편적인 구조이다. 2차 대역통과 필터의 전달함수는 식 1과 같다.

$$H(s) = \frac{G \cdot \frac{\omega_0}{Q} \cdot s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} \cdot s + \omega_0^2} \quad (1)$$

설계된 2차 대역통과 필터의 전달함수를 Gm과 Capacitance로 풀어쓰면 식 2로 나타난다.

$$H(s) = \frac{\frac{Gm1}{C2} \cdot s}{s^2 + \frac{Gm1}{C2} \cdot s + \frac{Gm1 \cdot Gm2}{C1 \cdot C2}} \quad (2)$$

그림 2는 보편적인 Single-ended Gm-C 대역통과 필터의 입력 전압 대비 전압 이득 그래프이다. 보편적인 Gm-C 대역통과 필터는 Gm셀에 DC offset 전압으로 인해 낮은 입력 전압 구간에서는 선형성이 떨어진다.

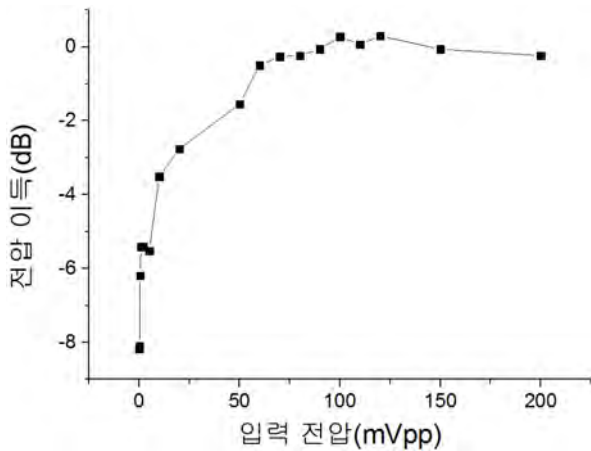


그림 2. 보편적인 Singled-Ended Gm-C 대역통과 필터의 입력 전압 대비 전압 이득

2.2 제안하는 Gm-C 대역통과 필터 선형화 기법

낮은 입력 전압 구간에서 기존 Gm-C 대역통과 필터의 선형성을 늘리기 위한 기법을 그림 3에 도시하였다. 기존 Gm-C 대역통과 필터의 비선형 특성을 띄는 약 100mV이하의 입력 전압을 자동 이득 조절기(AGC)로 검출하여 가변 이득 증폭기를 통해 선형성이 보장되는 입력 전압 구간인 100mV~200mV의 구간으로 증폭시켜 대역통과 필터 입력으로 인가된다. 대역통과

필터의 출력을 기존 신호 레벨로 맞추기 위해 대역통과 필터 입력 전에 증폭시킨 만큼 가변 이득 증폭기를 통해 감소시켜 신호를 출력한다. 이 기법을 이용하여 낮은 입력 전압 구간에서도 선형성을 유지할 수 있다.

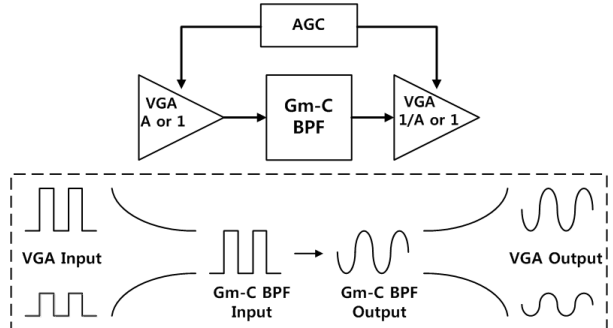


그림 3. 제안하는 Single-ended Gm-C 대역통과 필터 개요

2.3 제안된 기법을 이용한 Gm-C 대역통과 필터

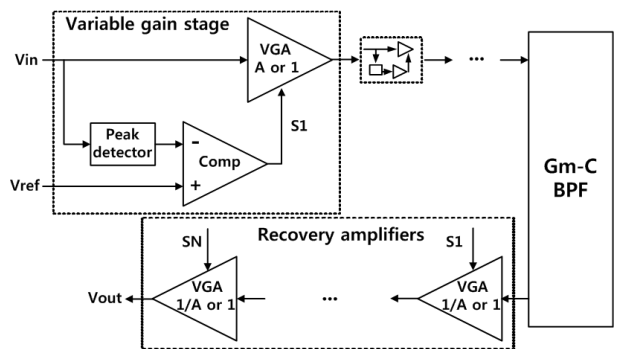


그림 4. 제안된 기법을 이용한 Gm-C 대역통과 필터

그림 4는 그림 3의 기법을 이용한 Gm-C 대역통과 필터이다. 가변 이득단(Variable gain stage)에서 입력 전압을 Peak detector로 검출하고 비교기로 Vref와 비교하여 S1의 신호로 입력 전압의 증폭 여부를 결정한다. 이때 Vref는 Gm-C 대역통과 필터의 선형성이 보장되는 최소 전압이다. 이러한 가변 이득단들을 거쳐 낮은 입력 전압은 증폭시키고 선형성이 보장되는 구간의 입력 전압은 증폭 없이 바로 Gm-C 대역통과 필터 입력단으로 인가된다. 회복 증폭단(Recovery amplifier)에서는 대역통과 필터의 출력 신호를 가변 이득단에서 증폭된 만큼 S1~SN의 신호로 감소시켜 원래의 신호 레벨로 되돌려 주게 된다. 이로써 기존의 Gm-C 대역통과 필터의 문제점인 낮은 입력 신호의 선형성 문제를 해결할 수 있다.

III. 시뮬레이션 결과

본 논문에 제안된 기법을 이용하여 설계한 Gm-C 대역통과 필터의 시뮬레이션 결과이다. 7개의 가변 이득단과 회복 증폭단을 사용하여 총 가변 이득단과 회복 증폭단의 이득이 128, 1/128이 되어 약 0.8mV의 입력 전압도 Gm-C 대역통과 필터의 선형구간인 100mV~200mV구간으로 증폭시켜 선형성을 높일 수 있다. 그림 5는 대역통과 필터의 주파수 특성이다. 시뮬레이션 결과 중심 주파수가 1MHz, Q=11로 측정되었다.

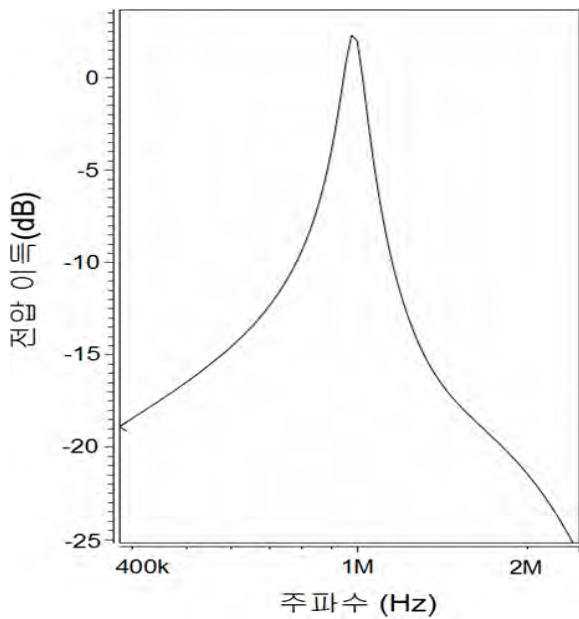


그림 5. 제안된 기법을 이용한 Gm-C 대역통과 필터 주파수 특성

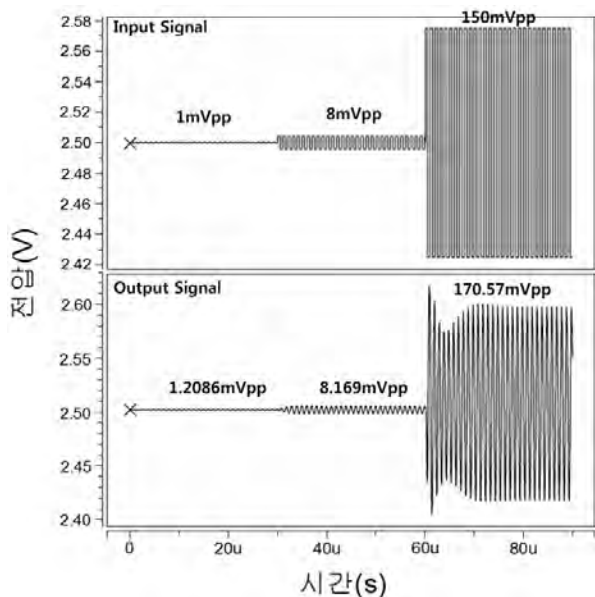


그림 6. 입력 신호 대비 출력 신호 시뮬레이션 결과

그림 6은 다양한 입력 전압 별 출력 전압의 과도 응답을 알아보기 위한 시뮬레이션 결과이다. 입력 전압 크기를 1mVpp, 8mVpp, 150mVpp로 변화시켰을 때 출력 전압은 1.2086mVpp, 8.169mVpp, 170.57mVpp로 측정되어 1mVpp나 8mVpp와 같이 낮은 입력 전압 레벨에서도 대역통과 필터의 선형성이 유지되는 것을 알 수 있다.

기존 Gm-C 대역통과 필터와 선형성 정도를 비교한 것이 그림 7에 나타나 있다. 기존 대역통과 필터의 경우 약 60mVpp이하의 입력 전압에서는 선형성이 확연히 떨어지지만 제안된 기법을 이용한 필터는 60mVpp 이하의 입력 전압에서 선형성이 유지되는 것을 알 수 있다.

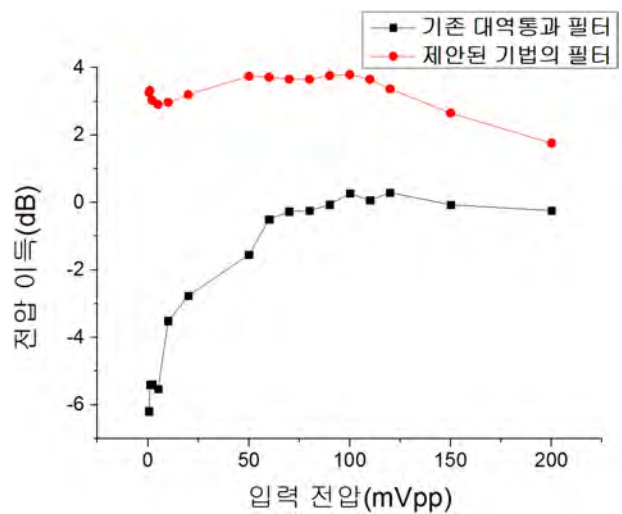


그림 7. 기존 vs 제안 대역통과 필터의 입력 전압 대비 전압이득

IV. 결론

본 논문에서는 낮은 입력 전압구간에서 대역통과 필터의 선형성을 높이는 기법을 제안하였다. 0.5um 공정을 이용하여 제안된 기법의 대역통과 필터를 설계하였으며 공급전원은 5V이고, 0.8mVpp 정도의 낮은 입력 전압에서도 선형성을 유지한다.

V. 감사의 글

본 연구는 IDEC에서 CAD Tool 및 Simulation Tool 을 지원 받았습니다. 이에 감사드립니다.

참고문헌

- [1] Ha Le-Thai, Huy-Hieu Nguyen, Hoai-Nam Nguyen, Hong-So Cho, Jeong-Seon Lee and Sang-Gug Lee, "A new low-distortion transconductor applied in a flat band-pass filter", *Solid-State Circuits Conference, 2009 A-SSCC 2009*. IEEE Asian, On page(s): 37-40
- [2] Krummenacher, F.; Joehl, N., "A 4-MHz CMOS continuous-time filter with on-chip automatic tuning" *Solid-State Circuits, IEEE Journal of Volume 22, Issue 3, Jun 1987* Page(s):335-342
- [3] Silva-Martinez, J.; Steyaert, M.S.J.; Sansen, W.M.C, "A large-signal very low-distortion transconductor for high-frequency continuous-time filters" *Solid-State Circuits, IEEE Journal of Volume 26, Issue 7, July 1991* Page(s):946-955
- [4] Kim, C.S.; Kim, Y.H.; Park, S.B., "New CMOS linear transconductor" *Electronics Letters, Volume 28, Issue 21, 8Oct. 1992* Page(s):1962-1964.

멤리스터-CMOS 기반의 재구성 가능한 곱셈기 설계

*박병석, 이상진, 안연규, Kamran Eshraghian, 조경록
 충북대학교 정보통신공학과

e-mail : bspark@hbt.cbnu.ac.kr, ygahn@hbt.cbnu.ac.kr, sjlee@hbt.cbnu.ac.kr,
 kamran.eshraghian@gmail.com, krcho@cbnu.ac.kr

Design of a reconfigurable multiplier based on Memristor-CMOS

*Byung-Suk Park, Sang-Jin Lee, Yeon-Gyu Ahn, Kamran Eshraghian,
 Kyoungrok Cho

Dept. of Information and Communication Engineering
 Chungbuk National University

Abstract

Multiplication is the most crucial operation in digital signal processing (DSP). Multiplications for inner product is needed to be sufficiently flexible in terms of bit_widths to utilize hardware resources efficiently. This paper proposes a Memristor-CMOS based reconfigurable multiplier. The designed multiplier is simulated using CMOS 0.18 μm technology and 1.8V supply. The Memristor-CMOS based reconfigurable multiplier reduces cell area of 39% and delay time of 10% compare with the conventional multiplier.

I. 서론

최근에 하나의 하드웨어 자원으로 다양한 DSP 알고리즘을 수행할 재구성 가능한 하드웨어 구조에 대한 연구가 크게 증가하고 있다. DSP 알고리즘에 적용되는 곱셈의 경우 다양한 입력 비트 크기를 가지게 되고 복잡한 연산과 큰 하드웨어 자원을 필요로 한다. 그러므로 내적 연산을 위한 곱셈기는 다양한 입력 비트 크기를 지원하기 위한 충분한 유연성을 가지고 있어야 한다 [1]. 기존의 대부분의 곱셈기는 주로 연산 속도를 증가시키는 것에 중점을 두고 있다. 그러나 DSP 알고

리즘에 적용되는 곱셈기의 경우 큰 하드웨어 자원을 필요로 하지만 면적을 감소시키는 것에 대한 연구는 상대적으로 미흡하다 [2].

본 논문에서는 다양한 크기를 갖는 입력 비트를 유연하게 처리하면서 회로의 면적을 줄이기 위하여 멤리스터-CMOS 기반의 재구성 가능한 곱셈기를 제안한다.

II. 재구성 가능한 곱셈기

현재 곱셈기에 대한 연구는 상당히 많이 진행되어 왔으며 여러 가지 구조로 만들어져 있다. 대표적인 곱셈기의 회로는 ripple carry adder (RCA), carry save adder (CSA) 기반의 곱셈기다 [3]. RCA의 경우 회로의 구조는 간단하지만 캐리가 많아 속도가 느린 단점

표 1. 4-bit 곱셈기의 컨트롤 신호 on-off

비트연산	cntrh0	cntrh1	cntrh2	cntrh3
1	on	off	off	off
2	off	on	off	off
3	off	off	on	off
4	off	off	off	on

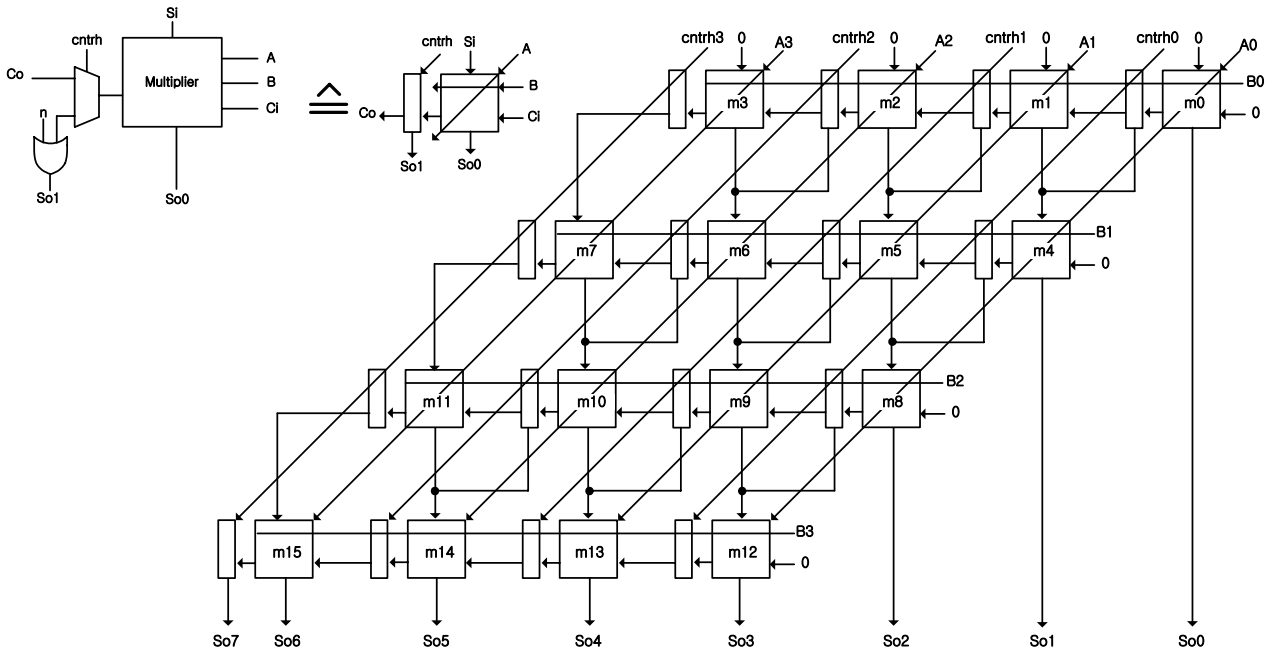


그림 1. 재구성 가능한 4-bit 곱셈기

이 있다. CSA의 경우 캐리를 줄여 속도를 높였지만 회로가 추가되어 면적이 늘었다. 앞서 연구되었던 곱셈기들의 단점을 보완하면서 입력되는 비트 크기에 따라 유연하게 연산을 하는 곱셈기가 필요하다.

그림 1은 제안하는 재구성 가능한 곱셈기의 회로다. 1-bit 곱셈기에 multiplexer와 OR 게이트가 각각 1개씩 연결되어있다. multiplexer는 입력되는 비트수에 따라 제어신호로 on-off 되어 1-bit 곱셈기에서 발생하는 캐리의 경로를 지정한다. 표 1은 4-bit 곱셈기의 컨트롤 신호 on-off다. 예를 들어 그림 1과 같은 4-bit 곱셈기에서 2-bit 연산을 할 때 cntrh1이 on이 되면 m1에서 발생한 캐리는 m2를 거치지 않고 m5로 전달되어 빠르게 출력을 얻는다. 따라서 제안하는 재구성 가능한 곱셈기는 입력되는 비트수에 따라 제어 신호를 통해 빠른 출력 경로를 지정한다. 그러나 곱셈기 회로에 multiplexer와 OR 게이트가 추가되어 회로의 면적이 증가하였다. 이러한 면적의 단점을 해결하기 위해 제안하는 재구성 가능한 곱셈기를 멤리스터-CMOS 기반의 로직으로 구성한다.

III. 멤리스터-CMOS 기반의 재구성 가능한 곱셈기

멤리스터는 메모리 (memory)와 저항 (resistor)의 합

성어로, 두 개의 금속과 그 사이에 전기적인 스위칭이 가능한 binary 산화물로 구성된다 [4]. 멤리스터는 짧은 시간 동안 인가하는 전압 크기에 따라 아날로그 또는 디지털적인 특성을 갖는다 [5],[6]. 이 특성을 바탕으로 두 멤리스터의 양극을 연결하여 AND 게이트를, 음극을 연결하여 OR 게이트를 구성 할 수 있다 [7].

그림 2는 멤리스터-CMOS 곱셈기다. 멤리스터-CMOS NAND 게이트로 1-bit 곱셈기를 구성하면 CMOS 기반으로 같은 회로를 구성했을 때 보다 트랜지스터의 개수가 약 절반으로 줄어 대략 30% 면적이득을 갖는다. 이는 멤리스터-CMOS 기반의 로직으로

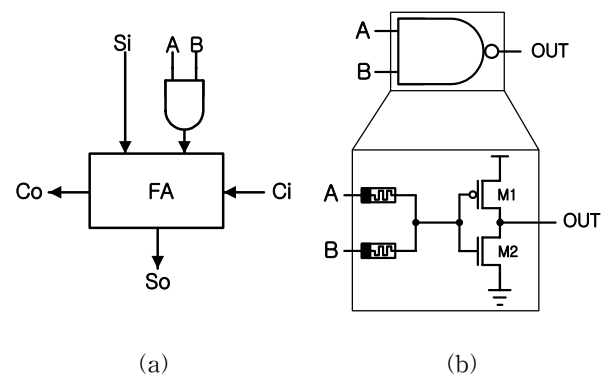


그림 2. 멤리스터-CMOS 곱셈기 (a) 1-bit 곱셈기 (b) 멤리스터-CMOS 기반의 NAND 게이트

표 2. RCA와 재구성 가능한 2-bit 곱셈기 성능비교

	RCA	CMOS기반의 제안하는 회로	멤리스터-CMOS 기반의 제안하는 회로
공정	0.18 μm	0.18 μm	0.18 μm
동작 전압	1.8 V	1.8 V	1.8 V
면적	332 μm^2	466 μm^2	208 μm^2
지연시간	466 ps	423 ps	425 ps

회로를 구성하면 상당한 면적이득이 얻어짐을 의미한다.

표 2는 RCA와 제안하는 회로를 CMOS, 멤리스터-CMOS 기반으로 2-bit씩 각각 구성했을 때 성능비교 분석이다. RCA에 비하여 멤리스터-CMOS 기반의 제안하는 회로는 면적에서 약 38% 감소되었다. 이것은 CMOS 기반인 경우 1-bit 전가산기를 구성하는 트랜지스터의 개수가 50개인 반면, 멤리스터-CMOS 기반의 1-bit 전가산기는 15개의 트랜지스터로 구성되기 때문이다. 2-bit 곱셈기에서 1-bit 연산을 할 때의 최종 출력까지 지연시간이 RCA에 비하여 멤리스터-CMOS 기반의 재구성 가능한 곱셈기가 10% 감소되었다.

시뮬레이션은 1.8V VDD, 0.18 μm CMOS 공정과 멤리스터 SPICE 모델을 통해 검증했다.

IV. 결론

본 논문에서는 멤리스터-CMOS 기반의 재구성 가능한 곱셈기를 제안하였다. 회로는 0.18 μm CMOS 공정과 멤리스터 SPICE 모델을 시뮬레이션 툴을 통해 검증했다. 멤리스터-CMOS 기반 재구성 가능한 2-bit 곱셈기는 2-bit RCA에 비하여 38%의 면적 이득과 10% 더 빠른 지연시간을 보였다. 제안하는 멤리스터-CMOS 기반의 재구성 가능한 곱셈기는 고집적화가 요구되는 차세대 DSP 시스템의 핵심소자로 충분한 가능성을 보인다.

Acknowledgement

본 논문은 지식경제부 지식경제부 출연금으로 수행한 ETRI SW-SoC융합 R&BD센터의 연구결과입니다

참고문헌

- [1] D. Madhuria, R. Kumarc and M. Lathad, "Analysis of reconfigurable multipliers for integer and galois field multiplication based on high speed adder", *Procedia Technology*, vol. 6, pp. 90-97, 2012.
- [2] 소광섭, 김진상, 조경원, "재구성 가능한 벡터 곱셈기 구조", *대한전자공학회 추계종합학술대회 제29권, 제2호*, 2006.
- [3] H. Hinkelmann, P. Zipf, J. Li, G. Liu and M. Glesner, "On the design of reconfigurable multipliers for integer and galois field multiplication", *Microprocessors and Microsystems*, vol. 33, pp. 2-12, 2009.
- [4] 조병진, 김태욱, 이택희, "하이브리드 유기 저항 변화 메모리", *물리학과 첨단기술*, July/August, 2010.
- [5] J. Borghetti et al, "A hybrid nanomemristor/transistor logic circuit capable of self-programming", *Proceedings of the National Academy of Sciences*, vol. 106, no. 6, pp. 1699-1703, 2009.
- [6] J. Borghetti, G. S. Snider, P. J. Kuekes, J. J. Yang, D. R. Stewart, and R. S. Williams, "Memristive switches enable stateful logic operations via material implication", *Nature*, vol. 464, pp. 873-876, 2010.
- [7] 한가람, 이상진, K. Eshraghian, 조경록, "멤리스터-CMOS 회로구조 기반의 프리미티브 IP 설계," *전자공학회논문지*, 제50권, 제4호, pp. 825-832, 2013.

2mm × 2mm 초소형 실리콘 압저항형 가속도 센서의 설계 및 제작

*전연화, *박기웅, *김현철, **김태호, **이태훈, **정재민
*울산대학교 전기공학부, **지이센싱코리아(주)

e-mail : *christina29@mail.ulsan.ac.kr, kiwoong00@mail.ulsan.ac.kr, hckim08@ulsan.ac.kr
**tae-ho.kim@ge.com, tae-hun.lee@ge.com, jae-min.jeong@ge.com

Design and Fabrication of 2mm×2mm Silicon Piezoresistive Accelerometer

*Yeon-Hwa Jeon, Ki-Woong Park, Hyeon-Cheol Kim,
**Tae-Ho Kim, Tae-Hun Lee, Jae-Min Jeong
*School of Information and Communication Engineering
Ulsan University, **GE sensing Korea

Abstract

In this paper, the analysis of the frequency characteristics of silicon micro-structures for an accelerometer was performed using ANSYS program. The 2mm×2mm sized piezo-resistive micro accelerometer was designed in three different forms.

The sensor size is 2mm×2mm and the mass size is 960μm×960μm. The accelerometer was fabricated using the bulk micromachining and the electrochemical etch stop technique. The designed beam thickness was 5.6μm.

The three forms were proposed in a different manner for each beam shape, the beam size, and the position of the beam. The designed silicon piezo-resistive accelerometers were under testing.

I. 서론

가속도 센서는 산업용 자동제어 분야, 지진측정, 자동차, 국방산업 등과 같이 넓은 분야에 많이 적용되고 있다. 가속도 측정에 있어 센서의 나쁜 작업환경과 비교했을 때, 가속도 센서는 높은 측정범위, 센서의 신뢰도 그리고 높은 공진주파수를 요구한다.[1]

기존의 가속도 센서 기술은 기본적으로 한계에 도달했으며, 성능에 향상에 있어 높은 충격 시험 요구 사항을 충족시키는 것이 곤란하다. 그래서 대부분의 고밀도의 가속도 센서는 미세 가공 기술을 채용하고 있다.[2-3]

본 논문에서는 2mm×2mm의 작은 크기를 갖는 3가지 형태의 가속도 센서를 제안하고, ANSYS Program을 이용하여 모의실험하고, 각각의 공진 특성을 비교 분석하였다.

II. 가속도 센서의 설계

압저항형 가속도 센서는 소형화, 전력소모, 경제성, 교정력 등의 많은 이점을 가지고 있다.



(a)스프링 구조, (b)4빔 구조, (c)8빔 구조

그림 1. 설계할 가속도 센서의 설계도

그림 1은 가속도 센서의 설계도를 보인다. 질량을 가

진 가속도센서를 각각 빔의 형태를 다르게 설계하여 특성을 비교 하였다.

가속도 센서의 설계는 ANSYS를 이용하였다. 정확한 주파수 해석을 위해 센서의 3차원 구조를 그림 2의 이론을 바탕으로 계산하여 모델링 하였다.

센서의 사이즈는 2mm×2mm이고, 두께는 400μm이고, mass구조의 크기는 960μm×960μm이다. 각각의 형태에서 빔의 모양은 (a)30μm×100μm×5.6μm, (b)30μm×100μm×5.6μm, (c) 15μm× 100μm×5.6μm 으로 설계하였다.

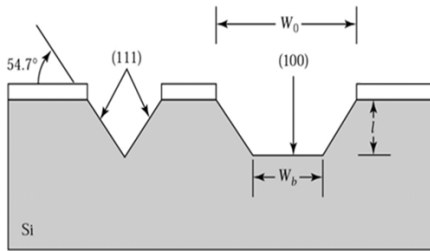
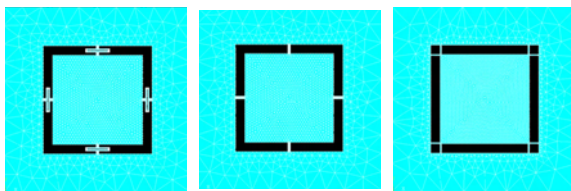


그림 2. 이방성 실리콘 식각

설계된 가속도 센서의 ANSYS 모델이 그림 3에 보이고 있다.



(a)스프링 구조, (b)4빔 구조, (c)8빔 구조

그림 3. 가속도 센서의 모델링

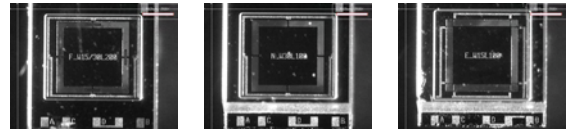
III. 시뮬레이션 결과

표 1은 공진주파수에 대한 시뮬레이션 결과를 보인다. 1st 공진주파수는 각각 5.9kHz, 12.18kHz, 12.2kHz로 보였으며, (a)타입이 (b)와 (c)타입보다 더 낮은 공진주파수를 보이고 있으며 이는 낮은 스프링 상수를 의미한다. 그리고 2nd, 3rd 공진주파수는 (a)보다 (b)가, (b)보다 (c)가 크게 나타났으며, 타축감도 특성과 관련하여 (c)가 더 우수하다는 결과를 알 수 있다.

표 1. 세 가지 형태의 가속도 센서에 대한 공진주파수

		(a)	(b)	(c)
resonant frequencies (Hz)	f_0	5,979	12,186	12,250
	f_1	7,819	15,982	21,436
	f_2	7,831	15,994	21,451

그림 4는 벌크 마이크로머시닝 기술과 전기화학적 식각특성 특성을 이용하여 제작된 초소형 가속도 센서의 광학현미경 사진이다. 공정 후 패키지 과정에서 (a)타입과 (c)타입은 (b)타입에 비해 깨지기 쉬웠지만, yield가 50%이상을 보였다.



(a)스프링 구조, (b)4빔 구조, (c)8빔 구조

그림 4. 제작된 가속도 센서 이미지

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 2mm×2mm 초소형 실리콘 압저항형 가속도 센서를 설계하여 제작하였다. 3가지 구조를 제안하였으며 센서의 주파수 특성과 출력 특성을 ANSYS 프로그램을 이용하여 분석하였다.

가속도 센서의 공진특성을 해석한 결과 (a)타입이 5.9 kHz로 spring 상수가 가장 낮았고 (c)구조가 타축 감도 특성이 가장 좋았다. 그리고 제작에 있어서 (a)와 (c)타입이 yield가 50%정도 보였다.

향후 센서의 감도 측정과 출력특성 실험이 진행되어 질 것이다.

참고문헌

- [1] Zhang jjanbi, "MEMS-based Micro-silicon piezoresistive accelerometer design", Electronic Sci. &tech. Vol. 15, pp. 40-42, 2009.
- [2] Van Kampen R. P., "Modeling The Mechanical Behavior of Bulk-Micromachined Silicon Acceterometers", Sensors and actuators, Vol. 64, pp. 137-150, 1998.
- [3] Lishuang Liu, Hanchang Zhou, Wei Li, Hualing Guo, "Structure Design and Optimization of High-g Piezoresistive Accelerometer", International Conference on Electronic & Mechanical Engineering and Information Technology of the IEEE, Vol. 12, pp. 4508-4509, 2011.
- [4] 황호정, "반도체 공정기술", 도서출판생능, pp. 352-353, 1998.

높은 홀딩 전압을 갖는 SCR 기반 ESD 보호 회로

*한정우, 송보배, 남중호, 최용남, ★구용서
*단국대학교 전자전기 공학부, ★교신저자(Corresponding Author)
e-mail : teaend@nate.com

SCR-based ESD Protection Circuit with High Holding Voltage

*Jung-Woo Han, Bo-Bae Song, Jong-Ho Nam, Yong-Nam Choi,
★Yong-Seo Koo

*Department of Electronics and Electrical Engineering, Dankook University

Abstract

In this paper, An SCR-based ESD protection circuit with high holding voltage is proposed. In varying the length of the P+ diffusion region in the P-well and the length of the N+ diffusion region in between the P-well and the N-well, electronic characteristics are compared. By using the TCAD simulation, it was confirmed the electrical characteristics depending on the design variable.

I. 서론

최근 반도체 공정의 발전에 따라 반도체 소자들은 점차 고 집적화되고 있다. 그에 따른 반도체 설계에 있어 정전기 방전(ESD : Electrostatic Discharge) 현상에 의한 회로의 오작동 및 파괴는 점점 심각한 문제로 인식되고 있다[1]. ESD/EOS에 의한 손상은 전체 반도체 집적회로 파괴의 70% 이상을 차지하고 있으며, 이러한 이유 때문에 ESD는 반도체 집적회로의 안전성 문제와 신뢰성 문제에서 가장 중요한 항목 중 하나이다. 반도체에서 이러한 ESD 문제를 해결하기 위한 일반적인 소자로는 SCR(Silicon Controlled

Rectifier)이 있다.

SCR은 N-웰/P-웰 사이에서의 애벌런치 항복전압에 의해 높은 트리거 전압을 갖고, NPN/PNP 바이폴라의 턴-온 전압인 2V의 낮은 홀딩 전압을 가지고 있다. 이러한 낮은 홀딩 전압에 의한 래치-업 발생시 ESD 보호회로의 동작으로 인해 내부회로의 동작이 중단되고, 큰 전류로 인해 집적회로의 파괴가 유발 될 수 있다[2-3].

본 논문에서 기존 SCR 구조에서 N+ 플로팅 영역과 게이트를 추가하여 트리거 전압을 낮춘 구조를 사용하였고, 낮은 홀딩 전압으로 인한 래치-업 문제를 해결하기 위해서 설계 변수 중 기생 바이폴라의 베이스 길이를 변화 시켰고, 이 변수들을 Synopsis사의 TCAD를 사용하여 전기적 특성을 분석 하였다.

II. 본론

2.1 제안된 ESD 보호 소자 구조.

제안된 SCR 기반 ESD 보호소자의 단면도를 그림1에 나타내었다. 일반적으로 SCR은 횡형 NPN과 PNP트랜지스터가 연결된 PNPN 구조로 구성되어 있다. N-웰 영역에 존재하는 SCR의 P+ 확산영역은 애노드단을 P-

웰 안의 N+ 확산영역은 SCR의 캐소드단을 형성하고 있다.

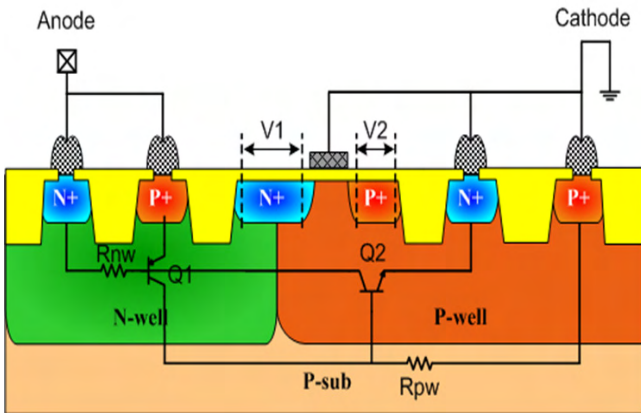


그림 1. 제안된 SCR기반 ESD 보호소자의 단면도.

기존 SCR과 달리 제안된 ESD 보호소자의 특징은 N-웰과 P-웰 사이에 N+확산영역이 포함되어 있고, P-웰 영역에 게이트가 포함된 구조이다. N-웰과 P-웰 사이에 위치한 N+확산영역은 기생 PNP바이폴라(Q1)의 베이스 폭을 증가시키게 되고, P+확산영역은 기생 NPN 바이폴라(Q2)의 베이스 폭을 증가시킨다. N+/P+ 확산 영역의 길이를 증가시키면 기생 PNP(Q1)/NPN(Q2) 바이폴라의 베이스 폭이 증가하게 되어 베이스 영역에서의 재결합율을 증가시키게 된다. 재결합율이 증가하게 되면 기생 PNP(Q1)/NPN(Q2) 바이폴라의 전류이득이 감소하게 되고 이로 인해 홀딩 전압이 증가하게 된다. 제안된 소자의 홀딩 전압 특성을 분석하기 위해 설계 변수 V1, V2를 설정하였다. 각각의 설계 변수는 홀딩 전압과 관계가 있으며, PNP 바이폴라의 베이스 폭과 관련된 N-웰과 P-웰 사이의 N+확산영역의 길이(V1), NPN바이폴라의 베이스 폭과 관련된 플로팅 P+ 확산 영역의 거리(V2)이다.

2.2 제안된 소자의 시뮬레이션 및 동작 원리

애노드 단으로 부터 유입된 ESD 전류에 의하여 애노드 단의 전압이 증가하면 N-웰과 P-웰 사이에 위치한 N+ 확산영역의 전위가 상승하게 된다. 역방향 바이어스 상태인 N+확산영역과 P-웰 접합사이의 전계가 임계값에 도달하게 되면 애벌런치 항복이 일어나게 된다. 애벌런치 항복에 의해 전자-정공 쌍(Electron-Hole Pair)이 생성되는데 홀(Hole)전류는 P+ 확산영역으로 이동하게 되어 P-웰의 전위가 상승하며 기생 NPN 바이폴라(Q2)가 턴-온 된다. 기생 NPN 바이폴라(Q2)가 턴-온 될 때, 기생 NPN 바이폴라(Q2)의 전류는 Rnw

를 통해 흐르게 되고, Rnw에 전압강하에 의해 PNP 바이폴라(Q1)이 턴-온 된다. PNP 바이폴라(Q1)의 전류는 Rpw 로 흐르게 되고, Rpw 사이에서 전압강하가 생기게 되고 이는 NPN 바이폴라(Q2)의 턴-온 상태가 유지되도록 돕는다. PNP 바이폴라(Q1)의 전류에 의해 NPN 바이폴라(Q2)에 더 이상 바이어스를 공급할 필요가 없는 래치 동작을 하게 되고 이로 인해 대부분의 ESD 전류를 방전한다. 이와는 대조적으로, negative bias가 애노드 단에 유입될 시 기생적으로 존재하는 다이오드(N+/P-웰)가 순방향 되어 ESD 전류를 방전한다.

TCAD를 통하여 제안된 ESD 보호소자의 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 2는 P-웰의 P+ 확산영역의 길이를 1.5um으로 고정하고 P-웰과 N-웰사이의 N+ 확산영역의 길이(V1)를 변화시켜 제안된 구조의 홀딩 전압 변화를 I-V 특성 곡선으로 나타낸 것이다. 설계 변수 V1이 늘어남에 따라 기생 PNP 바이폴라(Q1)의 베이스 길이가 늘어나게 되고, 베이스 영역에서 재결합되는 양이 많아지면 전류이득이 감소하여 홀딩 전압이 증가한다. N+ 확산영역의 길이(V1)가 1.5um, 4.5um, 7.5um으로 증가함에 따라 홀딩 전압은 2.18V, 2.8V, 3.42V로 증가하는 것을 표 1을 통해 확인 할 수 있다.

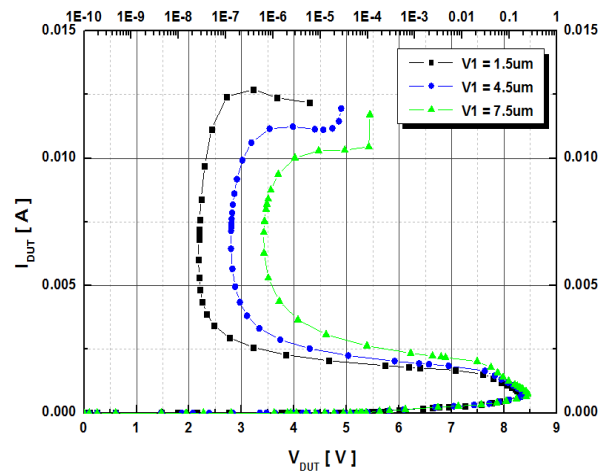


그림 2. N+확산영역의 길이 변화에 따른 I-V특성곡선

표 1. N+확산영역의 길이에 따른 시뮬레이션 결과

Variation Factor[um]	Holding Voltage[V]
V1 = 1.5	2.18
V1 = 4.5	2.8
V1 = 7.5	3.42

그림 3은 N-웰과 P-웰 사이의 N+ 확산영역의 길이를 1.5um으로 고정하고, P-웰의 P+ 확산영역의 길이 (V2)를 변화시켜 제안된 구조의 홀딩 전압의 변화를 I-V 특성 곡선으로 나타낸 것이다. 설계 변수 V2가 늘어나게 되면 기생 NPN 바이폴라(Q2)의 베이스 영역이 늘어나게 되고 전류이득은 감소하게 된다. 이로 인해 홀딩 전압은 상승하게 된다. P+확산영역의 길이가 1.5um, 4.5um, 7.5um으로 증가함에 따라 홀딩 전압은 2.18V, 2.69V, 3.15V로 증가하는 것을 표 2를 통해 확인 할 수 있다.

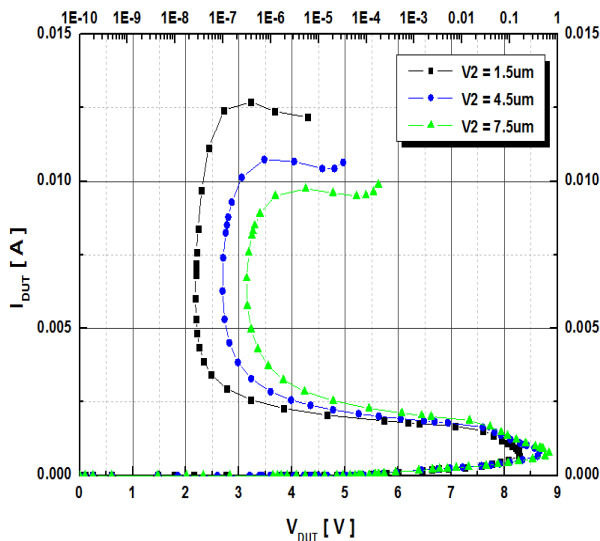


그림 3. P+ 확산영역의 길이 변화에 따른 I-V특성곡선

표 2. P+ 확산영역의 길이에 따른 시뮬레이션 결과

Variation Factor[um]	Holding Voltage[V]
V2 = 1.5	2.18
V2 = 4.5	2.69
V2 = 7.5	3.15

III. 결론

본 논문에서는 전류 구동능력이 우수한 SCR 기반의 ESD 보호소자의 구조적 변경을 통하여 기존의 SCR의 문제점인 낮은 홀딩 전압을 높여 래치-업 문제를 개선하였다. 낮은 홀딩 전압을 높이기 위해서 설계 변수 V1과 V2를 각각 1.5um, 3.5um, 7.5um씩 변화를 주었다. 먼저 V2의 길이를 1.5um으로 고정하고 V1의 길이를 1.5um, 3.5um, 7.5um으로 변화를 주었을 때, 홀딩 전압이 2.18V, 2.8V, 3.42V로 증가하는 것을 시

뮬레이션을 통해서 확인 할 수 있었고, V1을 1.5um으로 고정하고 V2를 1.5um, 4.5um, 7.5um으로 변화를 주었을 경우 홀딩 전압은 2.18V, 2.69V, 3.15V로 증가 하는 것을 시뮬레이션을 통하여 확인 할 수 있었다.

같은 길이로 V1과 V2를 변화 시켰을 때, V1에 의해서 홀딩 전압이 더 크게 증가하는 것을 볼 수 있었고, 이로 인해 N-웰과 P-웰 사이의 N+ 확산영역의 길이가 제안된 SCR구조의 홀딩전압에 많은 영향을 주는 것을 확인 할 수 있다.

IV. 감사의 글

본 논문은 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 시스템반도체상용화 기술 개발사업 [10041135, 스마트 모바일 기기용 다기능 파워 매니지먼트 IC 개발], 한국 전자통신연구원의 융합부품소재 연구부문 개방형 연구 협력체계 활성화 사업의 Si 화합물 반도체 기반 전력반도체 기술 개발 [Si/화합물 반도체 기반 전력반도체 원천기술 개발], 지식경제부와 한국산업기술진흥원의 지역산업기술개발사업, [70011347, 실리콘 반도체기반 고전압, 고속스위칭 파워 MOSFET에 관한 기술/구동 회로 모듈 개발]의 일환으로 수행하였음

참고문헌

- [1] R.G Wagner, J. Soden and C.F. Hawkins "Extend and Cost of EOS/ESD Damage in an IC Manufacturing Process", in Proc. of the 15th EOS/ESD Symp., pp.49-55, 1993
- [2] G. Motermans, F. Kuper, and J.-M. Luchies, "Using an SCR as ESD protection without latch-up danger," Microelectronics Reliability, vol. 37, no. 10/11, pp. 1457-1460, 1997.
- [3] G. Meneghesso, A. Tazzoli, F.A. Marino, M. Cordonni, and P. Colombo, "Development of a new high holding voltage SCR-based ESD protection structure," in Proc. of IEEE Int. Reliability Physics Symp., 2008, pp.3-8

플로팅 영역을 삽입한 SCR의 설계 변화에 따른 전기적 특성에 관한 연구

*남종호, 이병석, 정진우, **김현영, 구용서*
*단국대학교 전기전자공학부, **서경대학교 전자공학과, 교신저자*
e-mail : jonghonam@dankook.ac.kr

A study on the electrical characteristics of SCR insertig floating region due to design changes

*Jong-ho Nam, Byung-seok Lee, Jin-woo Jung, **Hyun-young Kim
*Department of Electronics and Electrical Engeering Dankook University
**Department of Electronic Engineering, Seokyeong University

Abstract

In this study, the electrical characteristics of New SCR were analyzed according to the design parameters of the New SCR. The design parameters are the length of N+/P+ floating region and length of between N-well and N+ floating region and between P-well and P+floating region. The holding voltage was increased by lengthening the length of the N+ floating and P+floating. And the trigger voltage was increased by lengthening the length of between N-well and N+floating region and between P-well and P+ floating region. It is proved through TCAD simulations of SYNOPSIS.

I. 서론

정전기(ElectroStatic Discharge : ESD)는 IC의 제조 공정에서 동작 순간까지 언제나 IC의 손상을 입힐 수 있다. 특히 반도체 공정 기술이 나노 급으로 발전하면서 ESD에 의한 IC의 파괴가 점점 취약해지고 있어 ESD 방지 대책은 반도체의 품질 및 신뢰성에 관련해 중요한 해결 과제로 인식 되고 있다.[1]

ESD보호를 위한 대표적인 소자로써 ggNMOS(gate

ground-NMOS), SCR(Silicon Controlled Rectifier) 등이 있다. ggNMOS의 경우 낮은 트리거 전압과 높은 홀딩 전압을 가지고 있지만 표면에서 높은 전류 밀집 현상으로 인해 열적파괴에 취약한 문제점을 가지고 있어 높은 감내특성을 요구하는 IC에 사용하기 적합하지 않다.

SCR의 경우 다른 ESD보호소자들에 비해 작은 면적에 비해 높은 ESD보호 능력을 가지고 있고 ggNMOS에 비해 높은 감내특성을 가지고 있다.[2] 하지만 트리거 전압이 20V이상이고 홀딩 전압은 2V이하의 특성을 가지고 있어 낮은 홀딩전압으로 Latch-up 특성에 취약한 단점을 가지고 있다.

본 논문에서는 낮은 홀딩전압으로 인한 Latch-up특성에 취약한 SCR의 단점을 보완하기 위해 N-well과 P-well에 N+플로팅 확산영역과 P+확산영역을 추가 시켜 홀딩 전압을 높인 New SCR의 설계 변수에 따른 전기적 특성 변화를 분석하였다. 제안된 소자의 전기적 특성은 Synopsys사의 TCAD 시뮬레이션을 통해 분석 및 검증 하였다.

II. 본론

2.1 New SCR의 구조

본 논문에서는 일반적인 SCR 소자의 단점인 낮은 홀딩전압을 개선 하기 위해 N+/P+ Floating Region을 삽입한 SCR 구조(New SCR)와 등가회로를 그림 1.에 나타내었다.

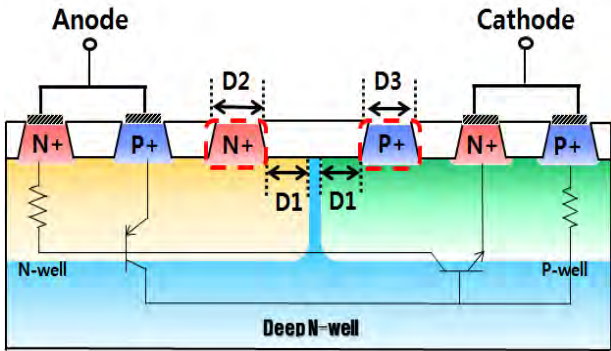


그림 1. New SCR의 구조 및 등가회로

제안된 New SCR의 구조는 다음과 같다. 일반적인 SCR의 경우 N-well에 존재하는 P+확산영역을 Anode 단에 연결하고 P-well에 존재하는 N+확산영역을 Cathode단에 연결한다. 제안된 New SCR의 구조는 기존의 SCR의 구조와 달리 P+ Anode와 N-well사이에 N+ 플로팅 확산영역과 N+ Cathode와 P-well 사이에 P+ 플로팅 확산영역을 포함시키는 구조이다.

일반적인 SCR의 경우 높은 트리거 전압을 가지는 대신 낮은 홀딩전압으로 인해 Latch-up 현상에 취약한 단점이 있다. New SCR은 이런 SCR의 단점을 보완하기 위해 N-well에 P+확산영역을 삽입 하였고 P-well에 N+확산영역을 삽입 하였다. 삽입된 N+확산영역은 Parastic PNP bipolar transistor의 베이스 쪽을 넓히고 P+확산 영역은 Parastic NPN bipolar transistor의 베이스쪽을 넓히게 되어 이미터에서 주입되는 캐리어의 재결합 비율을 높혀 낮아진 이미터 주입효율로 인해 전류이득을 감소 시키게 된다. 이에 따라 홀딩 전압이 증가하게 된다.

2.2 설계 변수에 따른 시뮬레이션 결과

첫째 N-well과 N+ 플로팅 확산영역의 거리 및 P-well 과 P+ 플로팅 확산영역의 거리에 따른 트리거 전압 및 홀딩 전압의 변화(D1)를 그림 2에 나타내었다.

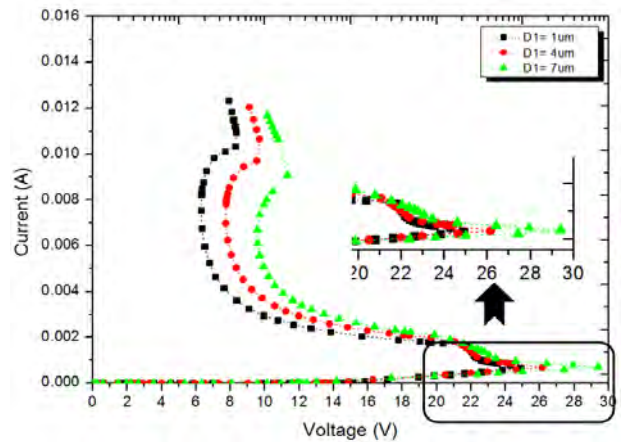


그림 2. D1 길이에 따른 I-V 특성 곡선

D1의 거리는 1 μ m, 4 μ m, 7 μ m 씩 변화를 주었다. 각 변수에 따라 트리거 전압은 24.87V에서 29.39V로 약 5V 증가 하였으며 홀딩전압은 6.3V에서 9.5V로 약 3V 증가 하였다. D1이 길어짐에 따라 트리거 전압이 증가하는 이유는 Anode단과 Cathode단 사이의 방전경로가 길어졌기 때문이고 홀딩 전압이 증가하는 이유는 Parastic NPN/PNP bipolar transistor의 베이스폭이 증가하였기 때문이다.

표 1. D1 길이 변화에 따른 시뮬레이션 결과

D1	트리거전압(V)	홀딩 전압(V)
1 μ m	24.87	6.3
4 μ m	26.11	7.73
7 μ m	29.39	9.57

두 번째로 N+확산영역(D2) 및 P+확산영역(D3)의 길이에 따른 시뮬레이션 결과를 그림 2에 나타내었다.

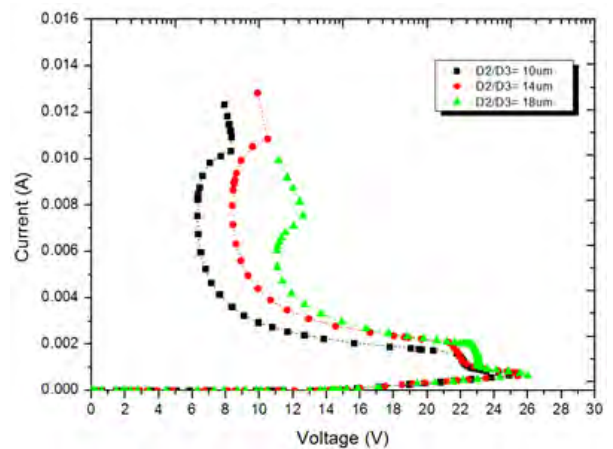


그림 3. D2, D3의 길이에 따른 I-V 특성 곡선

설계 변수 D2, D3의 거리는 각각 10 μ m, 14 μ m, 18 μ m로 설정하였다. D2, D3가 증가 함에 따라 홀딩전압은 6.4V에서 11.07V로 약 4.5V증가하였다. 이러한 특성을 갖는 이유는 D2가 증가할수록 parastic PNP bipolar transistor의 전류이득이 감소하게 되고 D3가 증가할수록 parastic NPN bipolar transistor의 전류이득이 감소하였기 때문이다.

표 2. D2 및 D3의 길이 변화에 따른 시뮬레이션 결과

D2/D3	트리거전압(V)	홀딩 전압(V)
10 μ m	24.87	6.3
14 μ m	25.41	8.6
18 μ m	25.99	11.07

III. 결 론

본 논문에서는 기존 SCR구조의 낮은 홀딩 전압에 의한 Latch-up 문제를 개선하기 위한 New SCR 구조의 N+플로팅 확산 영역(D2) 및 P+ 플로팅 확산영역의 길이(D3) 변화를 통해 홀딩 전압을 높이는 특성을 확인 하고 N-well 과 N+플로팅확산영역 및 P-well과 P+플로팅 확산영역의 길이 변화(D1)를 통해 트리거 전압이 증가되는 것을 확인 하였다.

첫째 N-well 과 N+플로팅확산영역 및 P-well과 P+플로팅 확산영역의 길이 변화(D1)를 1 μ m, 4 μ m, 7 μ m 만큼 주었다. 트리거 전압은 각각 24.87V, 26.11V, 29.39V 로 트리거 전압이 증가 되고 홀딩 전압 또한 각각 6.3V, 7.73V, 9.57V로 증가 되었다. 확산영역 및 P-well 과 P+확산영역의 길이가 길어짐에 따라 트리거 전압과 홀딩전압이 높아 지는 것을 확인하였다.

두 번째로 N+/P+플로팅 확산 영역의 길이 변화(D2,D3)를 10 μ m, 14 μ m, 18 μ m 만큼 길이 변화를 주어 홀딩 전압이 각각 6.3V, 8.6V, 11.07V 만큼 나오는 것을 확인 함으로써 N+/P+ 플로팅 확산 영역이 길어 짐에 따라 홀딩 전압이 증가되는 것을 확인하였다.

감사의 글

본 논문은 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 “산업원천기술개발사업(정보통신) [10035171, BLDC 모터용 고전압/대전류 파워모듈 및 ESD 기술 개발], 지식경제부와 한국산업기술진흥원의 지역산업기술개발사업, [70011347, 실리콘 반도체기반

고전압, 고속스위칭 파워 MOSFET에 관한 기술/구동회로 모듈 개발], (주)동부하이텍의 [0.18 μ m BCD공정의 경쟁력 있는 HBM 8KV ESD 소자 연구개발] 지원사업의 연구결과로 수행 되었음.

참고문헌

- [1] C. Duvvury and A. Amerasekera, “ESD: A pervasive reliability concern for IC technologies,” in Proc. Of IEEE, vol.81, no.5, pp.690-702, May 1993.
- [2] M. -D. Ker; C. -Y. Wu, T. Cheng, M. J. -N. Wu, T. -L. Yu, and A.C. Wang, “Whole-chip ESD protection for CMOS 피냐/UFSI with multiple power pins,” Proc. of the Int. Integrated Reliability Workshop, pp. 124-128, 1994.

척수 신경 신호 측정용 시브형 MEMS 신경 전극

*^{1,2}정진우, ¹김세환, ²정규환, ²김태형, ²김진석, ¹전국진
¹서울대학교 전기정보공학부, ²한국과학기술연구원 바이오닉스연구단
e-mail : jinwoo@kist.re.kr, jinseok@kist.re.kr, kchun@snu.ac.kr

Sieve Type MEMS Neural Electrode for Signal Recording of Spinal Cord

*^{1,2}Jinwoo Jeong, ¹Sehwan Kim, ²Kyuhwan Jung, ²Taehyung Kim, ²Jinseok Kim,
¹Kukjin Chun

¹Department of Electrical and Computer Engineering, Seoul National University
²Center for Bionics, Korea Institute of Science and Technology

Abstract

Sieve type MEMS neural electrode for signal recording of rat spinal cord is suggested and fabricated successfully. The suggested device has 6 ring-shape platinum electrodes with a inner diameter of 200 μ m to acquire spinal cord signals. The fabricated device based on Polyimide thick film is characterized by measuring the electrochemical impedance. The obtained value is 17.9k Ω at 1kHz, that is sufficient for neural electrodes.

I. 서론

MEMS 기술을 이용한 신경 전극 기술의 개발은 뇌를 중심으로 하여 말초신경에 이르기까지 신경 신호의 획득을 위해 널리 이루어져 왔다 [1-2]. 그럼에도 불구하고, 중추 신경계에 속하는 척수로부터의 신경 신호 획득은 아직까지 많은 개발이 이루어지지 않은 상태이다. 척수 신경의 손상은 감각 기능 및 운동 기능에 치명적 손상을 불러일으키기 때문에 신경 손상의 치료 및 기능 복원을 위한 재생용 약물 및 폴리머 유도체 등이 개발되어 왔다 [3]. 하지만 그 효과가 임상 수준에서 제한적인 것으로 보고되고 있다.

이러한 한계를 극복하기 위하여 본 논문에서는 장기

적 척수 신호 획득을 통하여 손상된 신경 기능을 보완하고자, MEMS 기술을 이용한 이식형 연성 신경 전극을 제안, 연구하였다. 제안한 신경 전극은 추후 척수 신경 재생을 돕는 지지체에 매몰되어 보다 신경 신호 획득이 용이할 수 있도록 설계되었다 [4].

II. 본론

2.1 신경 전극의 설계

제안한 신경 전극은 쥐(rat)의 척수에 이식 후 정상 척수와 전극이 이식된 척수를 비교할 수 있도록, 쥐 척수의 절반에만 이식 가능한 크기에 맞게 전극을 배치하였다. 시브형(sieve type) 전극은 관통 홀의 지름이 200 μ m, 각 전극간의 피치가 600 μ m이 되도록 설계하였다 (그림 1). 신경 전극의 두께는 30 μ m가 되도록 제작하여 충분한 기계적 강도를 획득함으로써 이식 후에 체내에서 파손되지 않도록 하였다. 또한 신경 전극으로부터의 신경 신호 획득이 용이할 수 있도록 아가로즈 기반의 지지체 내부에 매몰될 수 있도록 전극의 구조를 최적화 하였다.

2.2 신경 전극의 제작 공정

제안한 신경 전극은 폴리이미드에 기반하여, MEMS 공정을 이용하여 제작하였다. 폴리이미드(polyimide)를 기판 물질로 사용한 이유는 연성이어서 척수 조직에 가해지는 기계적 손상을 최소화 할 수 있고, 생체 적

합성을 가지고 있으며, MEMS 식각을 이용한 가공이 쉬운 장점을 가지고 있기 때문이다. 폴리이미드 후막은 액상의 폴리이미드를 실리콘 웨이퍼 위에 스핀 코팅한 후 소결(curing)하여 건조하는 방법으로 형성하였으며, 6000Å 두께의 알루미늄 마스크를 이용하여 플라즈마 건식 식각으로 패터닝 하였다. 전극 물질로는 3000Å 두께의 스퍼터(sputter) 백금을 사용하였으며, 폴리이미드와의 접착력을 좋게 하기 위하여 증착 전에 산소 플라즈마 처리를 수행하였다.

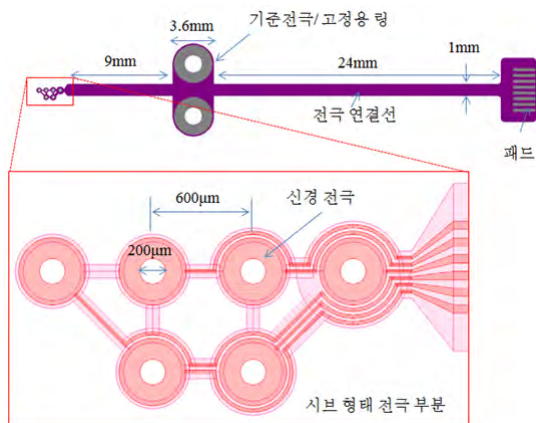


그림 1. 제안한 신경 전극의 구조

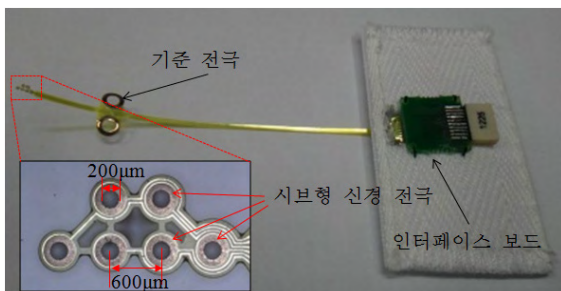


그림 2. 제작한 신경 전극 및 신경 전극을 측정용 인터페이스 보드에 조립한 사진

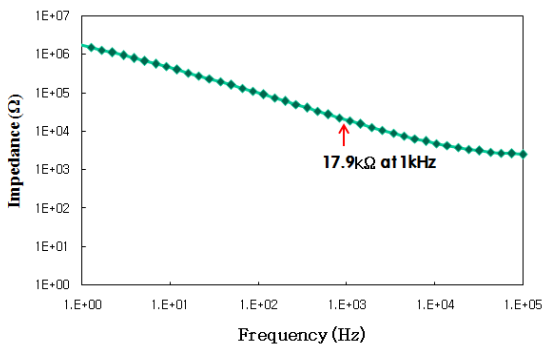


그림 3. 제작한 신경 전극의 임피던스 특성 측정 결과.

III. 결과

제작한 신경 전극은 신경 신호의 측정이 가능하도록 인터페이스 보드에 결합되었다 (그림 2). 폴리이미드 내부의 잔류 응력이 최소화 될 수 있도록 제작 과정에서 소결 조건을 조절하여, 제작된 전극의 휨 수준이 감소되도록 하였다. 그림에 도시된 고리 모양의 기준 전극은 추후 쥐의 척수에 신경전극이 이식될 때 쥐의 체내에 고정되어, 척수에 삽입된 신경 전극이 외부의 힘에 의해 움직이지 않도록 하는 역할을 수행하도록 하였다.

신경 전극의 특성을 in-vitro 상에서 확인하기 위하여 삼전극법을 이용하여 전기화학적 임피던스를 측정하였다. 신경 세포와 전극 간의 전기적 임피던스의 수준은 신경 신호 획득 특성을 결정하며, 통상 1MΩ 이하여야 한다. 측정 결과 1kHz에서 17.9kΩ 수준의 양호한 임피던스 특성을 얻을 수 있었다 (그림 3).

IV. 결론 및 향후 연구 방향

척수 신경으로부터 신경 신호를 획득하기 위한 시브형의 MEMS 신경 전극을 제안하고, 성공적으로 제작하였다. 측정용 인터페이스에 연결된 신경 전극은 in-vitro 상에서 전기화학적 임피던스 측정 평가 결과 1kHz에서 17.9kΩ의 결과를 얻었다. 향후 본 논문에서 제안한 신경 전극을 신경 재생 유도를 돕는 지지체와 결합하여, 동물 실험을 통해 척수 신경 신호 획득 성능을 지속적으로 평가할 예정이다.

참고문헌

- [1] L. R. Hochberg, et. al., "Neuronal Ensemble Control of Prosthetic Devices by a Human with Tetraplegia", Nature 442, pp. 164-171, 2006.
- [2] T. Stieglitz, et. al., "A Biohybrid System to Interface Peripheral Nerves after Traumatic Lesions: Design of a High Channel Sieve Electrode, Biosensors and Bioelectronics 17, pp. 685-696, 2002.
- [3] S. Stokols, et. al., "Templated Agarose Scaffolds Support Linear Axonal Regeneration", Tissue Engineering 12, pp. 2777-2787, 2006.
- [4] 정진우, 김진석, 전국진, "수화젤에 매몰된 척수 신경용 신경전극의 제작", 대한전자공학회 하계학술대회, 제35권 1호, pp. 1497-1498, 2012.

Two-Way Merging Min-Max Architecture for QC-NB-LDPC Code

*최창석, 이한호

인하대학교 정보통신공학과

e-mail : *tristan0078@naver.com, hhlee@inha.ac.kr*

Two-Way Merging Min-Max Architecture for QC-NB-LDPC Code

*Chang-Seok Choi, Hanho Lee

Dept. of Information and Communication Engr.

Inha University

Abstract

This paper presents a two-way merging Min-Max architecture and its efficient design techniques for quasi-cyclic nonbinary low-density parity-check (QC-NB-LDPC) codes. A novel two-way merging Min-Max algorithm, which significantly reduces the decoding latency, is proposed for check node processing. The QC-NB-LDPC decoder using the proposed algorithm can provide a considerably higher throughput rate than that using a conventional Min-Max algorithm.

I. Introduction

Recently, NB-LDPC codes [1] have attracted a tremendous amount of research interest owing to their excellent error correction capabilities. However, the significant improvement in error correction capabilities introduces a penalty of high decoding complexity. For this reason, some NB-LDPC decoder architectures based on the Min-Max algorithm were proposed in [2]. Although the past few years have

shown a significant growth in research on the NB-LDPC codes and its decoding algorithm, there have been very few publications on NB-LDPC decoder implementations.

In this paper, an efficient block-layered decoder architecture for quasi-cyclic NB-LDPC (QC-NB-LDPC) codes is presented. A novel two-way merging Min-Max algorithm, which significantly reduces the decoding latency, is proposed for check node processing. A new check node unit (CNU) architecture using a two-way merging Min-Max algorithm is then proposed to improve the throughput.

II. NB-LDPC Decoding Algorithm

Fig. 1 shows the dataflow of the layered NB-LDPC decoding. The initialization of the decoder is achieved using soft values from the channel LLRs in the bit update block and the decoder starts updating messages with the initial channel message $y_n^{(j)}(a)$ and the variable node message $\beta_{m,n}^{(j)}(a)$, where m is check node degree and n is variable node degree. The check node message $a_{m,n}(a)$ are

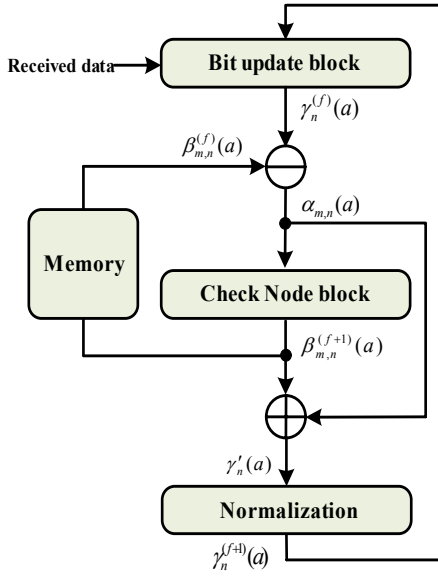


Fig. 1. Dataflow of block-layered NB-LDPC decoding.

used to compute the check node update, and as a result, $\beta_{m,n}^{(f+1)}(a)$ are stored in the memory. At the same time, the updated posterior messages are computed by adding $\beta_{m,n}^{(f+1)}(a)$ and $\alpha_{m,n}(a)$. Then $\gamma_n^{(f+1)}(a)$ are passed through the normalization block, and finally $\gamma_n^{(f+1)}(a)$ are used to compute the bit update block again. The proposed block-layered decoding algorithm is given as follows:

Block-layered decoding algorithm

Initialization :

$$\gamma_n(a) = \ln(\Pr(x_n = s_n | \text{channel}) / \Pr(x_n = a | \text{channel}))$$

where s_n is the most likely symbol for x_n

for $f = 0$ until $f = I_{max}$ or Parity check = 0
begin

for all m in subset k of the rows,

begin

Step 1 : $\alpha_{m,n}(a) = \gamma_n^{(f)}(a) - \beta_{m,n}^{(f)}(a)$

Step 2 : Check node processing

$$\beta_{m,n}^{(f+1)}(a) = \min_{(a_n, n) \in H(m)} \left(\max_{n' \in H(m) \setminus \{n\}} \alpha_{m,n'}(a) \right)$$

Step 3 : $\gamma_n^{(f+1)}(a) = \alpha_{m,n}(a) + \beta_{m,n}^{(f+1)}(a)$

Normalization

$$\gamma_n' = \min_{a \in GF(q)} \gamma_n'(a)$$

$$\gamma_n^{(f+1)}(a) = \gamma_n'(a) - \gamma_n'$$

end

end

III. Two-Way Merging Min-Max CNPU Architecture

The conventional min-max decoding architecture generally requires three check node units (CNUs) for the forward, backward, and merging steps [3]. If one more CNU is added for the merging step, the merging computation can be divided into right-merging and left-merging computations, which are referred to as a two-way merging step. In a two-way merging scheme for check node processing, the right and left-merging computations for the same check node are independent, and can be carried out in parallel. The proposed two-way merging Min-Max algorithm provides a reduced latency compared to that of a conventional Min-Max algorithm. The two-way merging Min-Max algorithm is described as follows:

Two-way merging Min-Max algorithm

Let m be a check node and $\mathbf{H}(m) = \{n_1, n_2, n_3, \dots, n_d\}$, be the set of variable nodes connected to m in Tanner graph.

Then $(F_i)_{i=1,d-1}$ and $(B_i)_{i=2,d}$ are computed sequentially.

Forward metrics :

$$F_1(a) = \alpha_{m,n_1}(h_{m,n_1}^{-1} a)$$

$$F_i(a) = \min_{\substack{a', a'' \in GF(q) \\ a' + h_{m,n_i} a'' = a}} (\max(F_{i-1}(a'), \alpha_{m,n_i}(a'')))$$

Backward metrics :

$$B_d(a) = \alpha_{m,n_d}(h_{m,n_d}^{-1} a)$$

$$B_i(a) = \min_{\substack{a', a'' \in GF(q) \\ a' + h_{m,n_i} a'' = a}} (\max(B_{i+1}(a'), \alpha_{m,n_i}(a'')))$$

Two-way merging step :

$$\beta_{m,n_1}(a) = B_2(a) \quad \text{and} \quad \beta_{m,n_d}(a) = F_{d-1}(a)$$

Left-merging step :

$$k = \lfloor d/2 \rfloor \quad \text{to} \quad k = 2$$

$$\beta_{m,n_k}(a) = \min_{\substack{a', a'' \in GF(q) \\ a' + a'' = -h_{m,n_k} a}} (\max(F_{k-1}(a'), B_{k+1}(a'')))$$

Right-merging step :

$$j = \lfloor d/2 \rfloor + 1 \quad \text{to} \quad j = d - 1$$

$$\beta_{m,n_j}(a) = \min_{\substack{a', a'' \in GF(q) \\ a' + a'' = -h_{m,n_j} a}} (\max(F_{j-1}(a'), B_{j+1}(a'')))$$

Fig. 2 shows the proposed check node processing unit (CNPU) architecture, which employs the two-way merging Min-Max algorithm. A total of four CNUs (*i.e.*, two CNUs for the

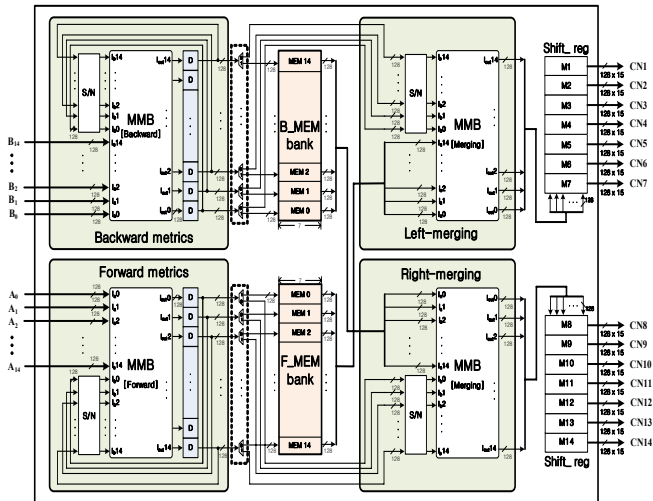


Fig. 2. Proposed two-way merging CNPU architecture.

forward-backward metrics and two CNUs for the two-way merging step) are used to implement the proposed CNPU architecture. The two-way merging CNPU architecture has a latency of $(d_c - 1) T_{MMB}$ cycles, which is a significant reduction. Thus, using the proposed two-way merging Min-Max algorithm, the NB-LDPC decoder can improve the throughput significantly.

IV. Conclusion

This paper presents a two-way merging Min-Max architecture and its efficient design techniques for QC-NB-LDPC codes. A hardware-friendly block-layered decoding algorithm was applied for a fast convergence of the decoder. In addition, a novel two-way merging Min-Max algorithm for check node processing was proposed to provide a much higher throughput rate compared to the existing Min-Max algorithms. The proposed method can be used to design the powerful NB-LDPC decoder for next generation communication systems and memory systems.

Acknowledgement

This research was supported by the IT R&D program of MOTIE/KEI [10044092].

References

- [1] A. Voicila, D. Declercq, F. Verdier, M. Fossorier, and P. Urard, "Low-complexity Decoding for Non-binary LDPC Codes in High Order Fields," *IEEE Tran. Communications*, vol. 58, no.5, pp.1365-1375, May 2010.
- [2] J. Lin, J. Sha, Z. Wang and L. Li, "Efficient Decoder Design for Nonbinary Quasi Cyclic LDPC Codes," *IEEE Tran. Circuits and Syst. I*, vol.57, no. 5, pp. 1071-1082, May 2010.
- [3] V. Savin, "Min-Max decoding for nonbinary LDPC codes," In *Proc. IEEE. Int. Symp. Inf. Theory*, Toronto Canada, pp. 960-964. Jul. 2008,

고감내 ESD 보호 소자를 탑재한 DTMOS 스위치 DC-DC boost Converter 설계

유대열, 박준수, 송보배, 최용남, 어진우, 구용서

단국대학교 전자전기공학부, 교신저자

e-mail : daeyul7@gmail.com

A Design of The DC-DC boost Converter using DTMOS switch with ESD Protection Devices

Daeyeol Yoo, Junsoo Park, Bobae Song, Yongnam Choi, Yongseo Koo

*Department of Electronics and Electrical Engineering, Dankook University

Abstract

In this paper, the DC-DC boost converter using DTMOS(Dynamic Threshold voltage MOSFET) switching device is proposed. The DC-DC boost converter is controlled with PWM control methode in order to have high power efficiency at high current level. The Saw-tooth generator is made to have 1.2 MHz oscillation frequency. The comparator is designed with two stage OP amplifier. And the error amplifier has 70dB DC gain and 64° phase margin. The DC-DC boost converter, based on Voltage-mode PWM control circuits and low on-resistance switching device, achieved the high efficiency 92.7% at 100mA output current.

I. 서론

최근의 스마트폰, 태블릿, 노트북 등 다양한 휴대용 멀티미디어 기기의 사용이 급증함에 따라 고효율, 소형화를 위해 기존의 Linear 방식의 전원장치에서 SMPS 방식으로 빠르게 대체되고 있다.

SMPS(Switching Mode Power Supply)는 스위칭

주파수를 높여 에너지 축적용 소자의 소형화를 이룰 수 있으나, 스위칭 주파수의 고주파화로 인해 생기는 스위칭 손실, 인덕터 손실, 전도 손실 등에 대한 대책을 강구하여야 한다.

본 논문에서는 기존 DC-DC boost converter의 CMOS 스위칭 소자를 대신하여 전도 손실이 작은 DTMOS를 스위칭 소자로 사용하고, 인터리브 방식을 이용하여 출력단의 전류 리플을 줄여 전압 잡음을 줄인다. 또한 ESD 보호회로와 RCP(Reverse current protection) 회로를 설계하여 DC-DC boost converter의 신뢰성을 향상 시켰다. 본 논문에서 제안한 boost converter는 0.18um CMOS 공정 파라미터를 이용하여 시뮬레이션 한다.

II. 본론

2.1 DTMOS

DTMOS는 게이트와 몸체를 연결시켜 문턱전압이 낮아지도록 한다 [1]. 낮아진 문턱전압으로 인해 동일한 면적과 게이트 전압에서 CMOS보다 더 많은 전류를 흘릴 수 있게 되지만, 이 경우 몸체로 흐르는 누설전류가 커지게 된다. 몸체로 흐르는 전류를 제어하기 위해 그림 1의 회로를 사용한다. 그림 1의 메인 스위치는 스위치가 온 되었을 때, 다이오드 연결된 NMOS에 의해 문턱전압이 낮아지고, 스위치가 오프 되었을 때, 메인 스위치의 몸통 전압을 접지로 만들어 문턱전압을 높임으로서 몸통으로 흐르는 누설전류를 제어한다.

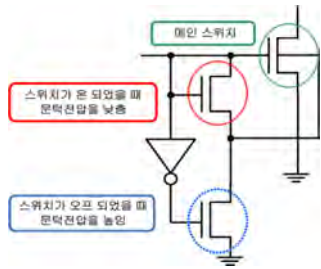


그림 1. DT MOS에서 누설전류 제어기법

2.2 DT MOS 스위치의 특성 분석

본 논문에서 제안한 DT MOS 스위치와 CMOS 스위치의 문턱 전압과 I-V 특성을 비교해 보았다.

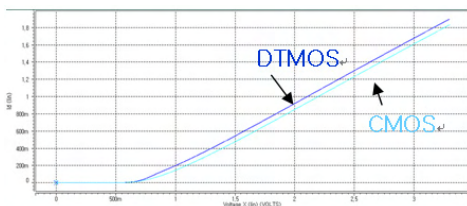


그림 2. DT MOS와 CMOS의 문턱전압 비교

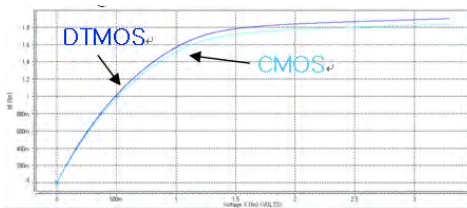


그림 3. DT MOS와 CMOS의 I-V 특성

그림 2와 그림 3에서 보듯이 DT MOS가 CMOS보다 문턱전압이 낮아짐으로써 같은 전압에서 더 많은 전류의 도통이 가능함을 확인 할 수 있다.

2.3. DT MOS 스위치의 효율 분석

기본적인 boost converter 회로를 시뮬레이션 하여 DT MOS와 일반적인 CMOS 스위치의 효율을 비교해 보았다.

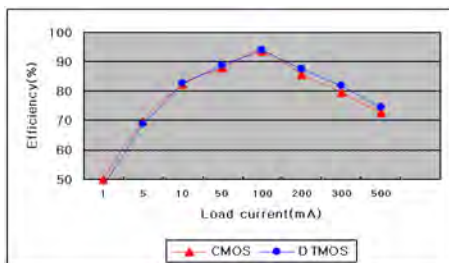


그림 4. DT MOS와 CMOS 스위치를 이용한 Boost 컨버터의 로드 에 따른 효율 변화

로드 전류를 최소 1mA부터 최대 500mA로 변화를 시켰을 때, 5mA 까지는 CMOS의 효율이 높지만, 10mA를 넘어서게 되면서 DT MOS의 효율이 더 높아 지는 것을 그림 4를 통해 알 수 있다.

2.4 PWM (Pulse Width Modulation) 설계

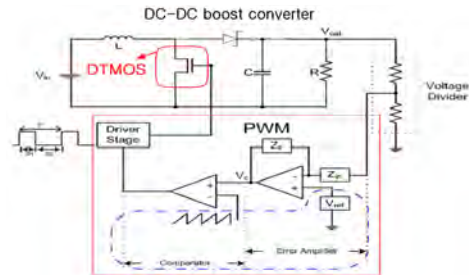


그림 5. DC-DC boost converter 전체 블록도

그림 5는 PWM 제어 회로를 포함하는 DC-DC boost converter의 전체 블록도를 나타낸다. PWM 제어 회로는 출력 전압과 기준 전압(Vref)를 비교하여 생긴 오차를 오차 증폭기(Error Amp)로 증폭하고, 이 증폭된 전압은 비교기(comparator)에서 톱니파(saw tooth wave)와 비교되어 오차에 상응한 구형파 펄스를 생성하여 DC-DC boost converter의 스위치를 구동시켜 출력 전압을 안정화 시킨다 [2], [3]. 그림 6은 그림 5의 시뮬레이션 결과이다.

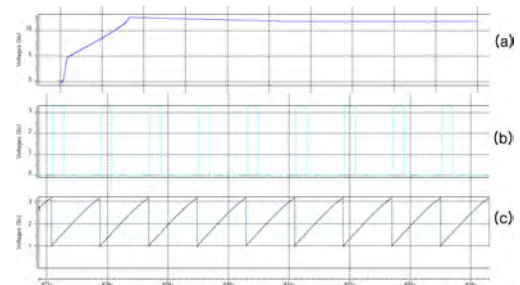


그림 6. 출력 전압 12V시에 Boost Converter 시뮬레이션 (a) 출력 전압 (b) DT MOS 게이트 전압 (c) 삼각파 전압

2.5 과전압 및 역전류 보호회로

가. OVP(Over Voltage Protection)

DC-DC Converter는 배터리 또는 정류된 DC 전압과 같은 전원전압을 이용하여 MP3, PDA, 노트북 등과 같은 전자제품의 구동을 위한 전압으로 변환하여 준다. 즉, 기기의 구동에 필요한 특정 전압을 제공하는 역할을 하는데 DC-DC Converter 제작 시 발생하는 회로의 특성 변화 또는 피드백 시스템의 오동작으로 인해 DC-DC Converter의 출력전압이 변하게 되어, 해당 시스템이 오동작하거나 해당 소자 및 회로의 최대 허용 범위 전압보다 높아질 경우에는 해당 전자 부품이나 반도체 소자를 파괴시킨다.

OVP 블록은 DC-DC Converter 의 출력전압이 정해진 출력 전압 범위보다 높게 출력되는 경우 이를 감지하여 스위치를 차단시킨다.

동작 방식은 그림 7과 같이 피드백 전압과 기준전압을 비교하여 DC-DC Converter 출력전압이 증가할 경우 비교기를 통해 OVP 전압이 low 가 발생하여 그림 8와 같이 스위치 Enable 핀을 통해 스위치를 차단한다. 비교기 설계 시 Hysteresis 성분을 이용하여 차단 후 정상 동작 시 전압 여유를 주어 IC 의 원활한 동작이 이루어지도록 설계하였다.

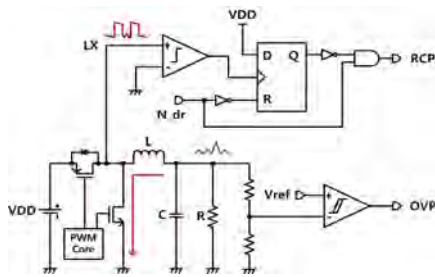


그림 7. 과전압 및 역전류 보호회로 블록도

나. RCP(Reverse current protection)

Light Load 조건일 경우 동기식 DC-DC Converter 는 CCM(continuous conduction mode)에서 FCCM(forced continuous conduction mode)로 전환되어 동작하게 된다. 환류 다이오드를 사용한 비동기식 Converter의 경우에는 다이오드의 역전압으로 인하여 역전류가 흐르지 않게 되어 DCM(discontinuous conduction mode)으로 동작하게 되지만, 동기식 스위치를 사용할 경우에는 NMOS 스위치에 의해 역전류가 발생할 경우에도 부하로부터 전류가 흘러 들어와 전류가 흐르게 된다. 이로 인하여 DCM에서 NMOS 스위치의 도통 및 high-side 스위치의 Body diode를 통한 전류 흐름으로 인해 전력 소비가 증가하게 된다.

역전류 방지 회로의 동작 방식은 그림 18과 같이 LX 노드와 VSS 노드를 비교하여 역전류가 흐를 경우 LX 노드의 (+)전압으로 인해 RCP 값이 low 가 발생하여 그림 8와 같이 스위치 Enable 핀을 통해 스위치를 차단한다. LX 노드의 변화는 기울기가 완만하게 발생하기 때문에 일반적인 비교기를 사용할 경우 역전류의 감지가 어렵고 NMOS 스위치의 차단 속도가 느려 전도 손실이 발생한다. 따라서 고성능 비교기를 설계하여 역전류의 감지를 가능하게 하고 NMOS의 차단 속도를 증가하여 전도 손실을 막을 수 있게 설계하였다.

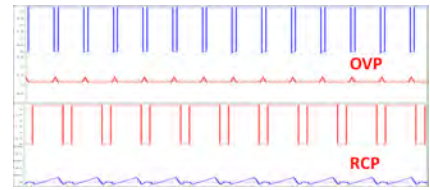


그림 8. OVP, RCP Block 시뮬레이션 결과

2.6 ESD 보호회로 설계

가. 일반적인 ggNMOS의 동작방식

ggNMOS는 일반적인 MOS 구조를 이용한 보호 소자로서 제작이 용이하고 제어가 쉽기 때문에 가장 널리 사용되고 있는 소자로서 ggNMOS의 구조는 게이트(Gate)와 소스(Source) 및 기판(Body)을 접지에 연결하고 드레인(Drain)단만 입력 패드에 연결한 구조를 갖는다.

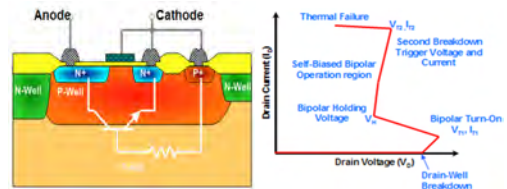


그림 9. ggNMOS 소자의 구조 및 ggNMOS 소자의 I-V 특성 곡선

그림 9는 ggNMOS의 단면도와 전형적인 I-V특성 곡선을 보여주고 있다. ggNMOS의 동작원리는 자기 바이어스된 (Self 바이어스) 횡형 BJT (Lateral BJT)의 동작으로 설명할 수 있으며 드레인 단에 ESD 전류가 유입되면 드레인과 기판 사이의 애벌런치 항복에 의해서 베이스 전류가 형성되고 기판 전압을 상승시킨다. 기판의 상승된 전압이 기판과 소스의 P/N 접합의 내부 전계(Built in potential) 보다 높아지게 되면 접합은 순방향 바이어스가 되어 드레인 단에서 유입된 ESD 전류를 소스로 방출 하게 된다.

나. 고안된 ESD 보호회로의 동작방식

본 논문에서는 Deep-submicron 공정에서 ESD 보호회로를 구현하기 위한 방법으로 ggNMOS구조를 개선하여, 낮은 트리거링 특성을 갖는 구조의 ESD 보호회로를 고안하고 Synopsys 사의 TCAD를 이용하여 검증하였다. 일반적인 ggNMOS는 NMOS의 드레인과 p-well 사이의 항복현상에 의해 트리거링 동작을 함으로써 높은 트리거링 전압을 갖는다. 이를 개선하기 위한 그림 10은 설계된 ESD 보호회로로서, 동작방식은 다음과 같이 ESD 전류가 없는 정상상태 동작과 ESD 전류가 주입되는 ESD 현상 동작으로 나눌 수 있다. 먼저 정상상태 일 때, ESD 보호회로 M1, M2 그리고

M3의 MOS 트랜지스터는 동작하지 않고 전류를 내부 회로로 흘려보낸다. 반면에 ESD 현상 동작 일 때, 트리거 소자로서 게이트 길이가 메인 ESD 보호회로 M2에 비해 짧은 보조 M1과 M3 MOS가 먼저 동작을 한다. 먼저 동작된 M1과 M3에 의해 M2의 게이트와 기판에 작은 전압이 공급되고, 이로 인해 주 ESD 보호회로인 M2의 트리거 전압이 낮아지게 되면서 ESD 전류를 접지단으로 빠지게 한다.

게이트와 기판에 적은 양의 바이어스를 가함으로써 트리거 전압을 낮추는 메커니즘을 살펴보면, 트리거 소자 M1과 M3에 의해 게이트와 기판에 바이어스가 가해진 M2는 내부의 기생 바이폴라 트랜지스터의 베이스-이미터 접합에 더 많은 순방향 바이어스를 제공한다. 이로 인해 바이폴라 트랜지스터는 더 작은 드레인 전압에서 턴-온 되고, 결국 주 ESD 보호회로 M2의 트리거 전압은 낮아진다.

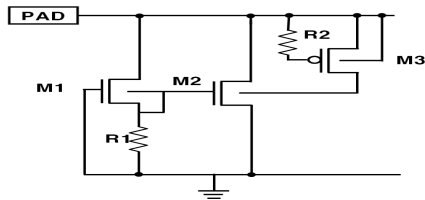


그림 10. 제안된 ESD 보호회로의 구조

나. 고안된 회로의 시뮬레이션 및 결과

그림 11은 고안된 ESD 보호회로와 일반적인 ggNMOS의 디바이스 시뮬레이션 결과이다. 그림 11에서 나타내는 것처럼 일반적인 ggNMOS의 트리거 전압은 8.2V인데 반해, 기판 트리거 기술을 사용한 M2와 M3소자의 트리거 전압은 5.6V로 트리거 전압이 낮아진다. 고안된 ESD 보호회로는 게이트와 기판에 동시에 트리거링을 시킴으로서 이보다 더 낮은 4.1V의 트리거 전압 특성을 나타낸다.

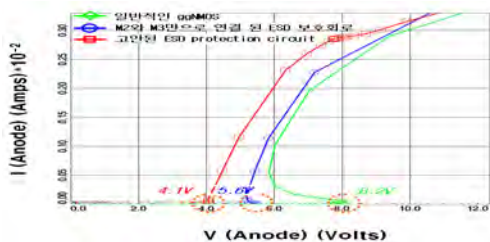


그림 11. 새로운 구조의 ESD 보호소자

IV. 결론

본 논문에서는 기존의 CMOS 스위치 대신 낮은 온 저항을 갖는 DTMOS 스위치를 사용하여 동일 면적대비 고효율을 구현하였다. DC-DC boost converter는 입력전압 3.3V 출력전압 12V 최대 출력전류 500mA, 스위칭 주파수 1.2MHz, 리플전압은 12mV를 가진다.[4] DTMOS를 사용한 DC-DC boost converter의 효율은 부하 전류가 100mA, 인덕터와 캐패시터의 ESR(Equivalent Series Resistance)를 100mΩ으로 하여 시뮬레이션 했을 시 최대 92.7%이었다. CMOS 스위치를 사용할 때 보다 약 1%의 효율이 개선되었고 부하 전류가 커질수록 더욱 높은 효율을 도출하였다. 또한 과전압 및 역전류 보호회로를 이용해 신뢰성과 안정성을 향상 시켰고, 고안된 ESD 보호 소자를 설계하여 정전기 방지로 인해 IC의 손상을 방지하고 기존의 ggNMOS의 높은 트리거 전압을 개선하여, 낮은 트리거링 특성을 갖는 ESD 보호회로를 제안 및 설계하였다. 시뮬레이션 결과 일반적인 ggNMOS의 트리거 전압이 8V내외인 것에 반해 고안된 소자의 트리거 전압은 4V 내외로 더 낮은 트리거 전압 특성을 나타냈다.

감사의 글

본 논문은 지식경제부 및 한국 산업기술평가관리원의 시스템반도체상용화 기술개발사업,[10041135, 스마트 모바일 기기용 다기능 파워 매니지먼트 IC 개발], 지식경제부가 지원하는 산업융합원천기술개발사업,[10039145, 융복합혁신 반도체 기술 개발], 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음.(NIPA-2013-H0301-13-1007)

참고문헌

- [1] Fariborz Assaderaghi, "A Dynamic Threshold Voltage MOSFET for Ultra Low Voltage Operation", IEEE, 33.1.1p
- [2] 김희준, "스위치 모드 파워 서플라이" 성인당, 3p-61p
- [3] Baker, "CMOS Circuit Design and layout", Wiley, 900p

구두

통신 소사이어티

통신 1
통신 2
통신 3
통신 4
통신 5
통신 6

SUMMER

모바일 직접통신을 위한 도심지역 Path Loss 전파측정 소고(小考)

*정현규, 김명돈, 이주열
한국전자통신연구원

e-mail : hkchung@etri.re.kr, mdkim@etri.re.kr, juyul@etri.re.kr

Path Loss Measurement for Mobile Peer to Peer Direct Communications in High-rise Urban Environment

*Hyun Kyu Chung, Myung Don Kim, Juyul Lee
Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

In order to explore wireless channel characteristics for mobile peer to peer communications at 3.7 GHz, measurement campaign was conducted in urban high-rise environment at Kangnam and compared with the result at low-rise Ilsan area. It was observed that high-rise urban environment provided better propagation than low-rise urban environment up to 10 dB in path loss prediction, since the canyon structure played a role of wave guide and vertical plane diffraction could be negligible due to building heights.

I. 서론

차세대 이동통신의 향후 연구 추세중 주목할 만한 내용은 무선 통신구간의 전송속도 향상을 포함하여 다양한 형태의 응용 서비스 및 통신 시나리오에 대한 수용이라 할 수 있다. 예를들어 천재지변에 따른 단말기간 긴급통신과 같은 공공안전용 직접 통신 뿐 만아니라 상용 목적의 직접통신 서비스(Proximity Commuication based Service)의 출현은 고정 기지국과 이동국 무선 통신과는 다른 새로운 영역의 전파환경 연구를 필요로 한다[1].

본고에서는 3.7GHz 대역에서 높은 빌딩으로 구성된

서울시내 도심환경(High rise urban environment)에서 단말기간 직접통신 환경을 고려한다. 이 경우 격자구조의 빌딩 Canyon 전파 환경에서 LOS(Line of Sight) 및 NOLS (Non LOS) 루트에서 코너 효과를 포함한 Path loss 특성을 고찰하며 자유공간 손실을 제외한 Excess Path Loss를 중심으로 필드 측정결과를 소개한다..

II. Channel Sounding Campaign

2.1 Channel Sounder Setup

ETRI에서 개발한 광대역 MIMO Channel Sounder bBECS (bidirectional Band Exploration and Channel Sounding System)는 송수신기 모두 동시 이동중 실시간 채널 측정이 가능한 광대역 MIMO 무선채널 측정 장비로서[2] 주요 구성은 <그림 1>과 같고 성능 규격은 <표 >1과 같다.



그림 1. ETRI Channel Sounder bBECS

표 1. bBECS 성능 규격

Item	Specification
Sounder mode	BS/RS/MS
Center Frequency	3.705GHz
Bandwidth	100MHz
Chip rate	max. 100Mcps
PN Length	31 ~ 4095 chips
Number of Antenna	TX : 8, RX : 16
RX ADC	Sampling : 400MSa/s Resolution : 12 bits
TX Output Power (max.)	+36dBm
RF attenuation range	30dB (TX), 60dB (RX)
Receiver NF	<7 dB

2.2 측정 Site 및 시나리오

측정 사이트 선정에서 주요 특징은 단말기간 직접통신의 주요 Target 환경인 실외 Hot-Spot 지역으로 10층 이상의 현대식 빌딩이 격자 구조로 늘어선 <그림 2>와 같은 강남 지역 빌딩 밀집지역을 선택하였다. 또한 평균 3층인 상가가 격자구조로 구성된 일산지역을 측정하여 두 결과를 비교한다.

송신기는 1.9m 높이의 고정된 위치에서 최대 38dBm 송신전력을 Dipole 안테나로 송신한다. 수신기는 이동차량에 부착된 1m이내 간격으로 분리된 4개의 Dipole 안테나를 통하여 송수신기간 거리가 수 백 미터 이내인 환경에서 20MHz 대역폭의 채널 충격응답(CIR : Channel Impuse Response)을 수신한다. 수신 정보는 GPS를 이용한 수신지점 위치정보와 함께 자동으로 실시간 저장한다. 저속 이동차량은 정해진 루트를 따라 측정을 진행하며, 측정이 완료되면 저장된 CIR을 Post-Processing S/W를 이용하여 위치별 Sector Average 수신전력을 계산한다[3].

측정 시나리오는 도심환경 감쇄에 따른 송신전력의 한계를 고려하여 최대 1km 거리내에서 one-turn 코너 감쇄와 two-turn 코너 감쇄 효과를 포함한 NLOS 루트를 선정하여 측정한다. 또한 송신기의 위치를 바꾸어 다양한 측정 루트를 반복 측정하여 도심환경에서 단말기간 직접 통신시 Path Loss를 결정하는 주요 인인을 분석한다.



그림 2. 강남지역 채널 측정 Site 및 루트

2.3 Path Loss vs Excess Path Loss

측정된 Path Loss 값은 자유공간손실을 포함하여 전파환경의 물리적 특징(빌딩구조, LOS/NLOS 구성비, Scatterer 재질등)에 따라 발생하는 추가적인 Path Loss 의 합으로 나타낼 경우, 후자를 Excess Path Loss(EPL)로 정의하고자 한다[3]. EPL을 계산하기 위하여 측정된 Path Loss 값에서 Traveling distance 에 따른 자유공간손실 값을 뺀 나머지 손실을 EPL로 정의하며, EPL은 루트의 특성에 따라 - 예를 들어, 코너링 및 스캐터링등 - 추가적으로 발생하는 전력 감쇄로 볼 수 있다. 또한 EPL의 dB값이 음수인 경우는, 다중경로의 합이 constructive 한 경우로 신호의 세기가 자유공간보다 더 강하게 나타남을 의미한다.

III. 측정결과 분석

2.1 LOS(Line of Sight) Path Loss

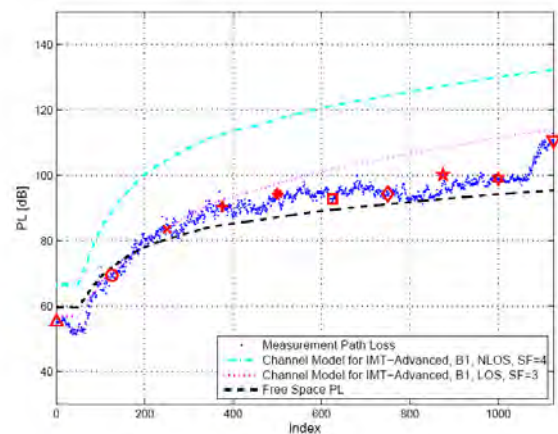


그림 3-1 일산지역 LOS 루트 Path Loss 비교

측정구간 길이가 400m인 일산지역 LOS 직선루트에서의 Path Loss 특성은 <그림 3-1>와 같다. 송신기 위치는 폭 9 m인 도로변에 위치하고 수신기는 평균 3층 높이(10m)의 빌딩숲에 둘러싸인 직선 도로를 저속으로 주행하며 수신 전력을 측정한다. LOS 구간에서 거리에 따른 EPL 경향은 50m 이내에서는 Constructive 및 Destructive 간섭으로 EPL의 크기가 0을 중심으로 random 분포하고, 이후 거리에서는 EPL이 5dB 내외의 비교적 일정한 경향을 나타낸다. 측정 Path Loss를 ITU-R M.2135에서 제시한 IMT-Advanced 채널 모델(B1 : Dense Urban Model)[4]과 비교하면, 측정된 LOS 루트에서의 감쇄 정도는 자유공간 손실 및 ITU-R LOS 모델 사이에 위치하여 ITU-R LOS 모델이 Path Loss를 과대평가한 경향을 알 수 있다.

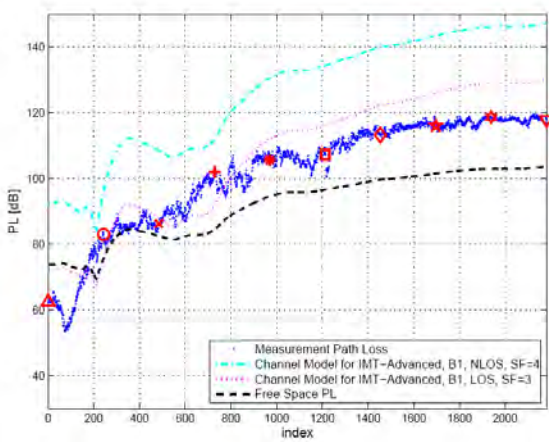


그림 3-2 강남역 주변 LOS 루트 Path Loss 비교

측정구간 길이가 1000 m인 강남역 주변 LOS 직선루트에서의 Path Loss 특성은 <그림 3-2>와 같다. 송신기 위치는 폭 27 m인 도로변에 위치하고 수신기는 평균 20층 이상 높이(60m)의 빌딩숲에 둘러싸인 직선 도로를 저속으로 주행하며 수신 전력을 측정한다. LOS 구간에서 거리에 따른 EPL 경향은 200m 이내에서는 EPL의 크기가 0을 중심으로 random 분포하고, 이후 거리에서는 EPL 이 10dB 내외로 비교적 일정하다. 일산지역과 비교하면 Free Space Path Loss 와 일치하는 구간길이와 이후 구간에서의 EPL 편차가 크다. 또한 ITU LOS 모델은 여전히 LOS Path Loss를 과대평가한 경향을 알수 있다.

2.1 NLOS(Non-LOS) Path Loss

일산지역 NLOS측정 루트는 <그림 4-1> 과 같으며 Travelling distance 에 따른 Path Loss 결과는 <그림 4-2>와 같다.

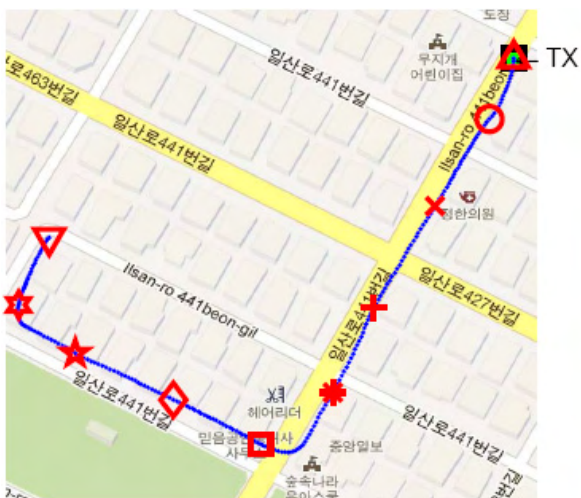


그림 4-1 일산지역 채널 측정 Site 및 루트

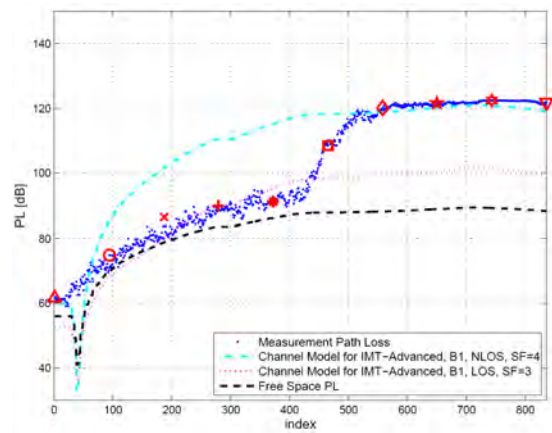


그림 4-2 일산 지역 Path Loss 비교

주요특징으로는 총측정 거리 220m에서 LOS/NLOS의 감쇄현상이 명확이 구분되며 측정 거리내에서의 EPL 은 30dB 이상의 높은 감쇄를 보인다. 또한 코너 효과는 25dB 이상의 편차가 있고, ITU 모델과는 비교적 정확히 일치함을 알수 있다. <그림 2>루트에 대한 강남지역의 Path Loss 측정결과는 <그림 4-3> 과 같다.

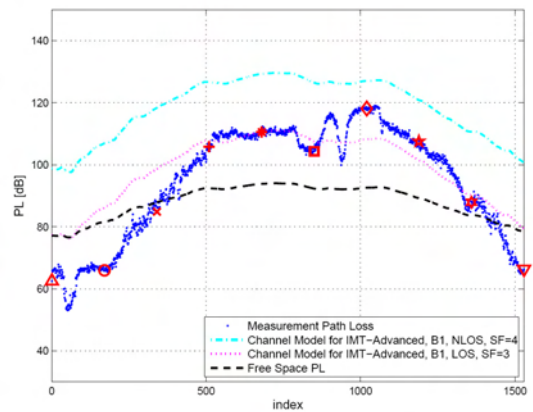


그림 4-3 강남 지역 Path Loss 비교

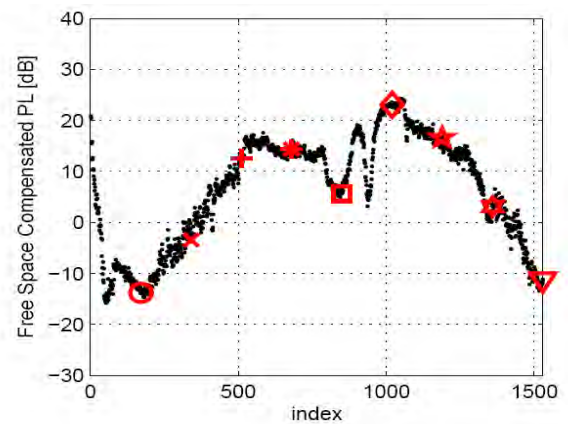


그림 4-4 강남 지역 Excess Path Loss(EPL)

최대 측정거리가 일산지역의 3배(600m)임과 주변 고층빌딩의 큰 규모(60m 이상 빌딩)를 고려할 때, 오히려 EPL은 강남지역이 20dB 이내로 낮으며, 이를 총체적으로 반영한 결과인 ITU 모델과 비교하면, LOS/NLOS구간 모두 ITU 모델에 비하여 Path Loss 측정 결과가 현저히 낮음을 알수 있다. 이것은 빌딩 Canyon 으로 둘러싸인 도심 전파환경은 Wave Guide 효과로 일산과 같은 낮은 빌딩으로 둘러싸인 환경보다 오히려 전파 감쇄가 작아 P2P 통신에 더욱 적합하다는 사실을 암시한다. 일반적으로 격자구조의 그리드 Canyon내의 도로위 임의의 위치에서의 수신 전력은 One-Corner 감쇄 효과와 Two-Corner 감쇄 효과의 분석으로 규정 지을 수 있는데[5], 강남지역에서의 One-Corner 감쇄 효과는 분별이 가능한 반면 Two-Corner 감쇄 효과는 분별이 가능하지 않을 정도로 코너 효과가 분명치 않다. 이것은 Two-Corner 효과를 측정하는 지점이 여러 경로의 Two-Corner 감쇄 경로의 합으로 이루어져, 실제 수신 전력이 이들의 합으로 증가함에 따라 코너 효과의 감쇄정도가 미미한 것으로 예상된다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

3.7GHz 대역에서 Mobile P2P(Peer to Peer) 직접통신 저층빌딩의 격자형 도심(일산)과 고층 빌딩의 도심(강남) 전파환경에서 수신전력을 비교한 결과를 요약하면 다음과 같다.

첫째, 동일 송수신 조건에서 일산지역이 더 많은 감쇄를 보이며, 오히려 강남과 같은 높은 빌딩숲에서 mobile P2P 통신이 더욱 원활할 수 있다. 이것은 빌딩 열(Row)이 Wave Guide 역할을 하여 오히려 회절 및 분산으로 전력 손실이 큰 저층구조의 일산 지역보다 전력 손실을 줄일 수 있는 전파 환경 구조에 기인하는 것으로 예상된다. 또한 기존 IMT-Advanced 에 활용되는 ITU-R M.2135 모델의 경우 빌딩 Canyon 환경에서는 맞지 않으며 mobile P2P 응용을 위한 새로운 감쇄 예측모델이 필요하다[6].

둘째, 격자 구조의 도심환경에서 수신전력 감쇄는 도로위 임의의 위치에서 전파가 도달하기까지의 One-Corner 감쇄 효과와 Two-Corner 감쇄 효과의 분석으로 규정지을 수 있다. 일산의 경우는 One-Corner 감쇄 효과가 상대적으로 큰데 비하여, 강남의 경우 One-Corner 감쇄 이후 NLOS 경로의 수신전력 감쇄 현상이 Two-Corner 효과와 더불어 나타난다. 즉 그리드 임의의 위치에서의 수신 전력은 다중경로의 One/Two-Corner 감쇄 전력의 합으로 계산

될 수 있으므로, 측정 결과는 코너 효과를 반영한 감쇄 예측 모델로 발전이 가능하다.

셋째, High-rise 고층 빌딩으로 구성된 전파환경에서 Mobile P2P 직접 통신을 위한 Path Loss 예측 모델에서는 Vertical Plane 의 영향이 극히 미미할 것으로 예상되며, 이 현상은 UHF 이상 주파수 대역에서 더욱 분명히 드러날 것으로 예상된다. 따라서 High-rise 고층 빌딩으로 구성된 전파환경에서는 Horizontal Plane 에서의 전파 다중경로 모델만으로도 합리적인 수신 전력 예측 모델 개발이 가능하다.

참고문헌

- [1] ITU-R SG3 Doc 3K/12, Germany (Federal Republic of), Propagation data required for the design of land-mobile to land-mobile telecommunication systems
- [2] Jae-Joon Park, Heon-Kook Kwon, Hyun-Kyu Chung, ISAP 2011, "Indoor Office Wideband MIMO Channel Characteristics at 3.7 GHz"
- [3] Henry L. Bertoni, Radio Propagation for Modern Wireless Systems, Prentice Hall, 2000
- [4] Report ITU-R M.2135-1(12/2009) Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-Advanced
- [5] JS Lu, HL Bertoni, C Chrysanthou, Sarnoff Symposium, 2010 IEEE, "Simplified path gain model for mobile-to-mobile communications in an urban high-rise environment"
- [6] Report ITU-R P.1411-6(2/2012) Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz

수정된 반복적 물리 광학법을 이용한 공동 구조 차폐 효과 예측

*진희철, 이용희, 김효태, 김경태
포항공과대학교 전자전기공학과

e-mail : *bbagssige@postech.ac.kr*, *darklyh@postech.ac.kr*, *htkim@postech.ac.kr*,
kkt@postech.ac.kr

Prediction of the Shielding Effectiveness of an Open-Ended Cavity Using Modified Iterative Physical Optics

*Huicheol Chin, Hyo-Tae Kim, Kyung-Tae Kim
Department of Electrical Engineering
POSTECH

Abstract

We propose a modified method of iterative physical optics (IPO) to calculate fields penetrating in the arbitrarily open-ended cavity. The proposed method in the study is the short version of the traditional IPO calculating the scattered fields and analyzes shielding effectiveness of the cavity for a wide-band signal and specified incident angle of plane wave.

I. 서론

반복적 물리 광학법(iterative physical optics: IPO)은 한 쪽은 뚫려있고 다른 한 쪽은 막힌 공동 구조의 다중 반사에 의한 산란 해석을 하기 위해 개발되었다 [1,2]. 기존의 IPO 방법은 shooting and bouncing rays (SBR) [3] 방법과 달리 공동 구조 내부 구조에서 발생하는 다중 반사 효과 계산시 원거리 필드 근사가 적용되지 않고 근거리 필드 식을 활용한다. 따라서 SBR에 비해 좀 더 정확한 산란 해석이 가능하다.

본 논문에서는 산란 해석에 적용되던 IPO 방법을 수

정하여 임의의 공동 구조 내에 유입되는 필드를 예측하는 용도로 활용하고자 한다. 이는 광대역 신호를 포함한 외부 신호 등이 임의의 공동 구조를 향해 입사될 때 구조 내부에 침투한 필드의 양을 계산하여 구조 자체의 차폐율(shielding effectiveness: SE) 또는 침투 효과를 예측할 수 있게 된다. 이를 위해 산란 해석에 활용되는 기존 IPO 방법에 대해 살펴본 후 공동 구조 내부에 유입되는 필드를 예측하기 위해 수정된 IPO를 살펴본다. 그 후 수정된 IPO를 활용하여 계산한 필드 값의 정확도를 확인하기 위해 유한차분시간영역법(finite-difference time-domain: FDTD)[4] 또는 모멘트법(Method of Moments)[5]을 이용해 계산한 값과 비교해본다.

II. 본론

2.1 IPO

기존 IPO 방법은 자계 적분 방정식에 기반한 식으로부터 출발한다. 한 쪽 면만 뚫린 임의의 공동 구조(그림 1)가 있을 때 뚫린 방향을 향해 입사하는 입사파에 의해 개구부에 유기된 등가 전류를 계산하고 Kirchhoff 근사를 사용하여 공동 구조 내부에 입사하는 자기장을 구한다. 내부에 유입되는 자기장(\vec{H}_i)에

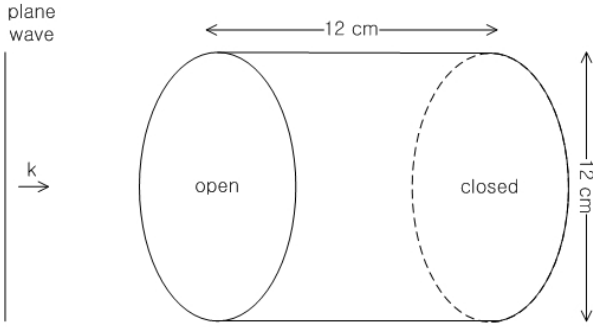


그림 1. 임의의 공동 구조에 입사하는 평면파

의해 공동 구조 벽면에 유기된 전류(\overline{J}_{PO})는 다음과 같은 자계 적분 방정식으로 표현되며 이 식은 양변에 미지의 전류 변수를 포함한다.

$$\overline{J}(\vec{r}) = 2\hat{n} \times \overline{H}(\vec{r}) - 2\hat{n} \times \oint_{S_c} \overline{J}(\vec{r}') \times \nabla G(\vec{r} - \vec{r}') dS_c \quad (1)$$

$$\nabla G(\vec{R}) = -\hat{R} \left(jk + \frac{1}{R} \right) \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \quad (2)$$

이때 \hat{n} 은 공동 구조 내부 벽면의 법선 벡터이고, $\overline{H}(\vec{r})$ 는 공동 구조 내부에 생성된 자기장이며, k 는 파수, R 은 $|\vec{r} - \vec{r}'|$ 을 의미한다. 식 (1)의 양변에 미지수가 있기 때문에 초기값을 이용하여 반복적으로 미지의 전류 값을 계산한다. 이 때 초기값은 PO 전류값을 이용하는데 완전 도체에 유기된 PO 전류는 입사 자기장 (\overline{H}_i)과 완전 도체의 법선 벡터(\hat{n})의 외적한 결과의 두 배의 값으로 표현된다. 이를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\overline{J}_{PO} = 2\hat{n} \times \overline{H}_i \quad (3)$$

이때 \overline{H}_i 는 구조 내부에 입사된 자기장이다. 따라서 이 방법의 이름이 반복적 물리 광학법이라 일컬어진다.

2.2 수정된 IPO

기존 방법은 임의의 공동 구조에 의한 산란 해석에 초점을 맞추었다면 본 논문에서는 임의의 공동 구조 내부에 침투한 효과 해석에 초점을 맞춘다. 이를 위해 기존 방법의 수정이 필요하다. 기존 방법은 식 (1)을 통해 계산된 전류가 만든 산란 필드를 원거리에서 계산하여 산란 해석에 활용된다. 수정된 IPO 방법은 원거리 필드를 계산하기에 앞서 내부 근거리 필드를 계산한다. 임의의 공동 구조 내부 근거리 필드 계산은 다음 식으로 표현된다.

$$\overline{E}(\vec{r}) = -\frac{1}{jkY_0} \nabla \times \int_{S_c} \overline{J}(\vec{r}') \times \nabla G(\vec{r} - \vec{r}') dS_c \quad (4)$$

이때 Y_0 는 어드미턴스이고, r_c 는 공동 구조 내부 벽면의 위치, r 은 관측점이다.

III. 전산 해석

앞 절에서 언급한 수정된 IPO를 이용하여 그림 1과 같은 공동 구조 내부에 침투한 필드를 계산하고자 한다. 전산 해석에 사용된 주파수 범위는 7 ~ 16 GHz이다. 평면파의 입사는 개구부 기준으로 정면 입사만 적용하였다. 공동 구조는 원형 실린더 형태이며 길이 및 개구부 지름은 모두 12 cm가 적용되었다. 내부 필드는 구조의 정 중앙에서 계산하였다. 수정된 IPO를 이용하여 계산한 결과는 그림 2와 같으며 FDTD 기반의 CST MWS[6]를 활용하여 계산한 값과 비교한다.

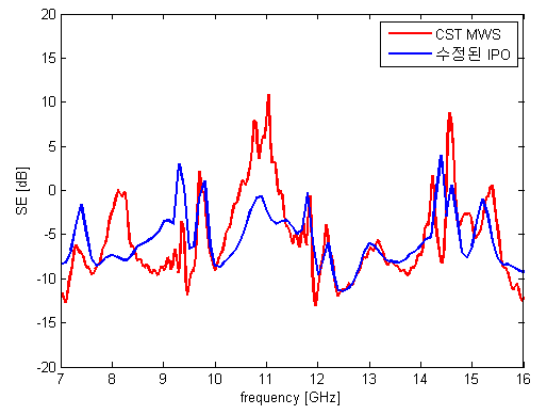


그림 2. 공동 구조 내부에 유입된 필드

FDTD 기반의 CST MWS는 시간 영역에서 필드 유입량을 계산한 후 푸리에 변환을 통해 SE를 계산하였다. 반면 수정된 IPO는 처음부터 주파수 영역에서 바로 필드 유입량을 계산하여 SE를 계산하였기 때문에 FDTD 방법에 비해 과정이 한 단계 적다. 두 방법의 결과값은 서로 약간의 차이를 보이지만 패턴은 잘 따라간다고 볼 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서 제안한 수정된 IPO 방법은 기존 IPO 방법을 크게 수정하지 않고 오히려 단계를 줄여 좀 더 간단한 IPO가 되었다. 기존 IPO 방법이 임의의 공동 구조의 산란 해석에 초점을 맞추었다면 수정된 IPO는 임의의 공동 구조 내부에 유입되는 필드량 또는 구조 자체의 SE를 계산하는데 초점을 맞추었다. 또한 FDTD 기반의 CST MWS는 광대역 신호에 대한 계산을 한 번에 할 수 있다는 장점이 있지만 임의의 공동 구조의 SE 계산을 위해서는 시간 영역에서 계산한 후 푸리에 변환을 통해 SE를 계산해야 한다는 단점이 있

다. 반면 본 논문에서 제안하는 수정된 IPO 방법은 바로 주파수 영역에서 계산하므로 한 단계 과정이 줄어들어 장점이 있다.

본 논문에서 제안된 수정된 IPO 방법은 그림 2에서 볼 수 있듯이 CST MWS를 활용한 결과값과 차이를 보인다. 이는 향후 수정된 IPO 방법의 개선의 여지가 있다는 것을 의미한다. 따라서 향후 임의의 공동 구조의 SE 계산을 위해 수정된 IPO 방법의 정확도를 지속적으로 개선하고자 한다.

참고문헌

- [1] F. O. Basteiro, J. L. Rodriguez and R. J. Burkholder, "An Iterative Physical Optics Approach for Analyzing the Electromagnetic Scattering by Large Open-Ended Cavities," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 43, No. 4, pp. 365-361, April 1995.
- [2] H. Chin, J.-H. Yeom, H.-T. Kim, and K.-T. Kim, "Improvement of Iterative Physical Optics Using Previous Information to Guide Initial Guess," *Progress in Electromagnetics Research*, Vol. 124, pp. 473-486, 2012.
- [3] H. Ling, R.-C. Chou, and S.-W. Lee, "Shooting and Bouncing Rays: Calculating the RCS of an Arbitrarily Shaped Cavity," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 37, No. 2, 194-205, Feb. 1989.
- [4] A. Taflove and S. C. Hagness, *Computational Electrodynamics: the finite-difference time-domain method*, Artech House, 2000.
- [5] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*, Macmillan, 1968.
- [6] CST Microwave Studio (MWS), CST Corporation, <http://www.cst.com/>.

Fisher Score를 이용한 수중 과도신호의 유사도 분석

이재일*, 배진호*, 이종현*, 이승우**, 김성일**

*제주대학교 해양시스템공학과, **국방과학연구소 제6기술연구본부

e-mail : jlee@jejunu.ac.kr

Similarity Analysis of Underwater Transient Signals using Fisher Score

*Jaeil Lee, *Jinho Bea, *Chong Hyun Lee, **Seung Woo Lee, **Seongil Kim

*Department of Ocean System Engineering Jeju National University

**Agency for Defense Development

Abstract

Similarity analysis on timbre and statistical features using Fisher score is recommended in this paper for efficient classification of underwater transient signal. In order to maximize distinction among groups, Fisher scores are calculated and their similarities are evaluated by Multidimensional Scaling(MDS). The similarity of each class is more increased when some parts of features are used by recommended method than all feature vectors are used.

I. 서론

수중 환경에서 발생하는 천이 신호는 생물이 내는 과도소음, 선박과 잠수함 등 인위적인 과도소음, 그리고 자연적인 과도소음이 존재한다. 일반적으로 수중 과도소음은 수십ms~수백ms의 짧은 지속성과 비정상성(Non-stationary) 등의 성질로 인해 탐지와 식별에 어려움이 따른다[1]. 이러한 수중 과도소음의 짧은 지속성과 강한 비정상성 특성에 의해 소음원의 분석과 식별을 위해 일반적으로 시공간적 분석 기법인 STFT(Shot-Time Fourier Transform), Wavelet 변환, MFCC(Mel Frequency Cepstral Coefficient) 등

이 사용되고 있다[1,2,3]. 또한, 음성인식 분야에서 짧은 과도신호 특성을 갖는 음소인식에서 사용되어온 지각적인(Perceptual) 음색(Timbre) 특징과 시간, 주파수, 그리고 전력의 통계적 특징 등을 이용하여 각 과도소음원의 유클리디안 거리(Euclidean Distance)를 계산한 후 다차원 척도법(MDS: Multidimensional Scaling)에 의한 유사도를 분석하여 식별에 적용하는 연구가 진행되고 있다[4,5,6]. 이러한 지각적인 특징을 이용한 과도소음원의 식별은 유사도 분석을 위한 특징의 선택과 각 특징의 가중치 선택이 중요하다.

본 논문에서는 수중 과도소음원의 음색과 통계적 특징을 이용하여 각 과도소음원의 유클리디안 거리를 계산하여 계량적인 다차원 척도법(Metric MDS)으로 공간적 배치에 의한 유사도를 분석하였다. 또한 각 과도소음원간 분별 정보를 최대로 표현하기 위한 특징을 Fisher score로 계산하여 특징을 선택한 후 유사도를 분석하였다. 유사도 분석 결과 전체 특징을 사용할 때보다 축소된 특징을 사용하는 경우 동일한 소음원간 거리는 줄어들고 각 소음원간 거리는 증가하여 유사도가 개선된 결과를 확인하였다.

II. 본론

2.1 수중 과도소음원의 특징

수중 과도소음원의 특징을 추출하기 위해 지각적 특

정인 음색 특징과 시간, 주파수, 그리고 전력의 통계적 특징을 추출하였다[4,6]. 음색 특징은 ‘Spectral flux’, ‘Frequency of the lowest peak’, ‘Temporal centroid’, ‘Spectral centroid’, 그리고 ‘Log attack time’ 등 5가지 특징[4,6]을 추출하였고 통계적 특징은 ‘최대전력’, ‘평균전력’, ‘주파수축 왜도의 평균’, ‘주파수축 첨도의 평균’, ‘공간적 왜도의 평균’, ‘공간적 첨도의 평균’ 등 23가지의 특징[6]을 추출하여 총 28가지의 특징을 과도소음원의 유사도 분석에 사용하였다. 짧은 과도소음원의 특징 추출을 위해 일반적으로 10ms이하의 프레임 단위로 신호처리를 수행하며 본 논문에서는 5.8ms의 프레임 단위를 사용하였다[6].

2.2 특징 선택

Fisher score는 하나의 과도소음원 군(Class)이 다른 나머지 과도소음원 군과 얼마나 잘 분류되는지를 나타내는 판별력 측정치로 특징 벡터의 차원을 축소하는 기법이며 각 과도소음원 간의 분산(Between-class scatter) S_B 와 과도소음원 내의 분산(Within-class scatter) S_W 의 비율을 의미한다[7]. 본 논문에서는 각 소음원간의 분별 정보를 최대한 유지하는 특징의 판별치를 계산하여 특징을 선택하였다.

2.3 유사도 분석

과도소음원의 유사도 분석은 다차원 척도법(MDS: Multidimensional Scaling)을 이용하여 각 특징으로 계산된 과도소음원간의 유클리디안 거리로 표현한다. 다차원 척도법은 객체간의 유사성, 거리 또는 근접성 데이터를 이용하여 공간적인 유사도를 표현하는 기법이다[4].

과도소음원의 특징을 표현하는 특징벡터로부터 각 과도소음원간의 거리 행렬을 계산하여 각 과도소음원간의 유사도를 표현한다. 또한 유사도(거리) 행렬로부터 식(1)과 같이 Scalar product 행렬을 계산한다.

$$\delta_{ij}^* = -0.5(\delta_{ij}^2 - (\mu_r)^2 - (\mu_c)^2 + \mu^2) \quad \text{식(1)}$$

여기서, μ_r 는 행 평균, μ_c 는 열 평균 그리고 μ 는 전체 평균을 의미한다. Scalar product 행렬을 고유값 분해하여 고유값과 고유벡터 계산한다. 여기서 음의 고유값을 갖는 고유벡터는 허구의 차원이므로 양의 고유값 중 큰 값의 고유벡터로 차원을 축소하여 과도소음원의 배치도를 표현할 수 있다.

III. 실험 및 결과

수중 과도소음원의 유사도 분석을 위해 표1과 같이 생물, 능동, 기계, 그리고 자연적인 23가지의 과도소음원을 인터넷 웹 사이트를 통해 수집하여 특징추출, Fisher score에 의한 특징 선택 그리고 다차원 척도법에 의한 유사도 분석을 수행하였다. 과도소음원의 특징을 추출하기 위해 모든 과도소음원의 표본화 주파수를 44.1kHz로 변환한 후 프레임의 크기를 256개(5.8ms)로 고정하여 프레임 크기의 반을 중첩하면서 시간, 주파수 그리고 전력의 통계적 특징과 음색 특징 등 28가지 특징을 추출하였다. 추출된 특징은 개별적인 과도소음원간의 공간적 거리를 계산하기 위해 각 특징의 최대값으로 정규화 한다. 추출된 28가지의 특징으로부터 23가지의 과도소음원을 최적으로 표현하기 위한 Fisher score를 계산하였다.

표1 수중 과도소음원

Type	No	Name	# Data	Symbol	Type	No	Name	# Data	Symbol
Biological	B1	Bar Jack	10	■	Biological	B13	Searobin	5	▶
	B2	Barred Grunt	11	◆		B14	Snapping Shrimp	11	◀
	B3	Bigeye Scad	10	▽		B15	Spiny Lobster	6	★
	B4	Black Drum	10	▲	Active	A1	Ping 1	6	■
	B5	Bluestriped Grunt	10	▶		A2	Ping 2	4	★
	B6	Catfish 1	11	◀		A3	SONAR	2	◆
	B7	Catfish 2	9	★	Mechanical	M1	Torpedo	8	■
	B8	Dusky Damsalfish	8	★		M2	Buoy	11	◆
	B9	Garibaldi	14	■		M3	Chain	14	★
	B10	Haddock	12	◆	Natural	N1	Hydrothermal Vents	20	■
	B11	Longhorn Sculpin	7	▽		N2	Ice Cracking	13	◆
	B12	Oyster Toadfish	6	▲					

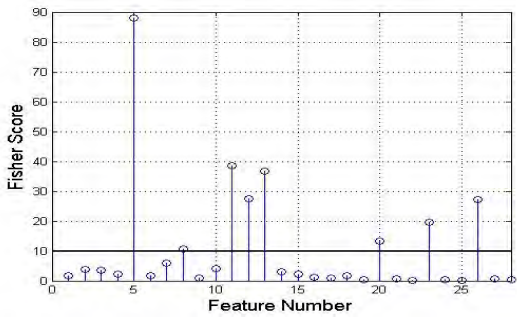


그림 1. 특징의 Fisher Score

그림 1은 Fisher score계산 결과를 보이며 10이상의 score값을 갖는 8가지 특징은 음색 특징 중 ‘Spectral centroid’(#5) 그리고 통계적 특징 중 ‘평균 전력’(#8), ‘RMS 대역폭’(#11), ‘주파수 왜도의 평균’(#12), ‘주파수 첨도의 평균’(#13), ‘주파수축 전력의 표준편차’(20), ‘주파수축 전력의 왜도’(#23), ‘주파수축 전력의 첨도’(#26)이다.

Fisher score 10이상의 값을 갖는 8가지의 특징과

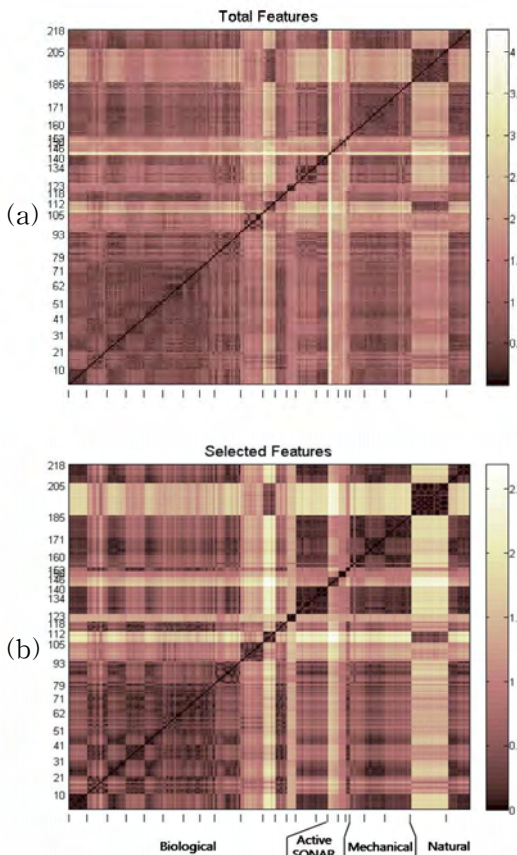


그림 2. 특징 선택에 의한 과도신호의 유사도 비교
(a) 전체 특징, (b) Fisher score로 축소된 특징

전체 28가지 특징을 이용하여 각 과도소음원간의 거리를 계산하여 계량적 다차원 척도법을 이용하여 그림 2와 같이 유사도를 분석하였다.

여기서, 어두운 색일수록 소음원간 상대적 거리가 가깝고 밝은 색일수록 소음원간 상대적 거리가 멀게 표현되어 유사성의 결과를 공간적으로 표현한다. 전체 특징을 사용한 결과보다 8가지의 특징을 선택한 결과에서 더욱 선명한 유사도 결과를 확인 할 수 있다. 예를 들어 B13 군인 ‘Searobin’은 특징 축소된 결과에서 선명도가 증가하여 이웃한 생물 소음과의 구분이 명확해졌다. 또한 특징 축소된 결과에서 동일한 과도소음원 군들의 유사도가 증가하여 군집화된 결과를 보인다.

그림 3은 유사도 분석 결과로부터 각 과도소음원의 군집화 정도를 확인하기 위한 배치도를 보이며 특징 축소된 결과에서 ‘Ping 2’(▲)과 ‘Hydrothermal Vents’(■) 등 전반적인 소음원군의 군집화 성능이 개선된 결과를 확인 할 수 있다. 또한 ‘Searobin’(▷)의 경우 그림 2의 유사도 분석 결과와 같이 이웃한 생물적인 소음원과의 거리가 증가된 결과를 보인다.

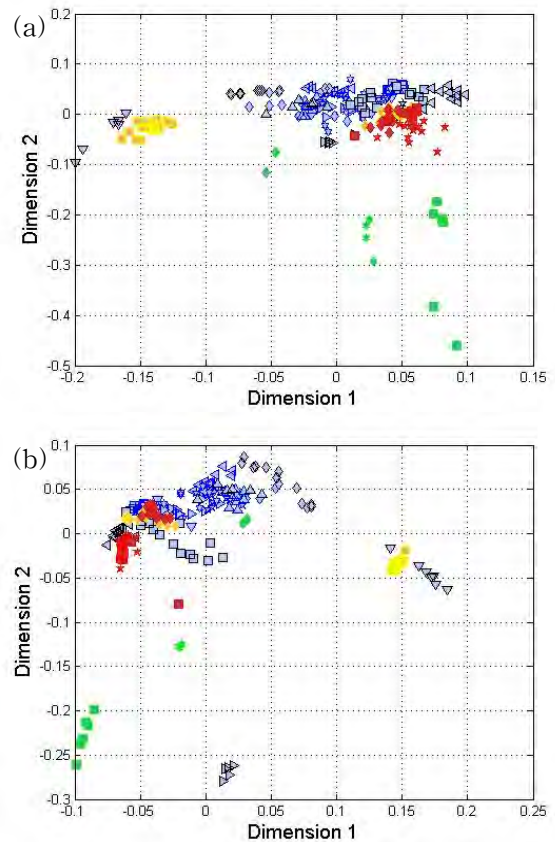


그림 3. 특징 선택에 의한 과도신호의 배치도 비교
(a) 전체 특징, (b) Fisher score로 축소된 특징

IV. 결론

본 논문에서는 수중 과도소음원의 유사도 분석을 위해 인터넷 웹 사이트를 통해 생물, 능동, 기계, 그리고 자연적 과도소음원 23가지를 수집한 후 각 소음원의 음색 특징과 통계적 특징 등 28가지의 다양한 특징을 추출하여 유사도를 분석하였다. 유사도 분석을 위해 각 과도소음원간 유클리디안 거리를 계산하여 다차원 척도법으로 표현하였다. 또한 28가지 다양한 특징 중 각 소음원간 분별 정보를 최대로 표현하기 위한 Fisher score를 계산하여 특징을 축소하여 유사도를 분석하였다. 유사도 분석 결과 특징 축소된 결과에서 각 유사도가 증가되어 개선된 군집결과를 확인 하였다.

감사의 글

본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소의 지원으로 수행되었으며, 이에 대해 깊이 감사를 드립니다. (계약 번호 UD130009DD)

참고문헌

- [1] 임태군 외, “위그너-빌 분포 함수 기반의 고유치 분해를 이용한 수중 천이 신호 식별,” 한국음향학회지, 제26권, 제3호, pp. 123-128, 2007.
- [2] 황도진, 김재수, “힐버트-후앙 변환을 이용한 수중 소음원의 식별,” 한국해양공학회지, 제22권, 제1호, pp. 30-36, 2008.
- [3] 황도진, 김재수, “MFCC를 이용한 수중소음원의 식별,” 한국해양공학회 2006년도 추계학술대회, pp. 307-310, 2006.
- [4] S. Mcadams, “Perspectives on the Contribution of Timbre to Musical Structure,” J. Computer Music Journal, Vol. 23, pp. 85-102, 1999
- [5] S. Philips, J. Pitton, L. Atlas, “Perceptual Feature Identification for Active Sonar Echoes,” IEEE conference OCEANS 2006, pp. 1-6, 2006.
- [6] S. Tucker, G. J. Brown, “Classification of Transient Sonar Sounds Using Perceptually Motivated Features,” IEEE J. Oceanic Eng. Vol. 30, No. 3, pp. 588-600, 2005.
- [7] 한학용, 패턴인식 개론, 한빛미디어, 2009.

Leaky Wave Antenna Based on ACPS B-CLRH Transmission Line

*Roy Simorangkir, Yongshik Lee

School of Electrical and Electronic Engineering

e-mail : *roy.bvbs@yonsei.ac.kr, yongshik.lee@yonsei.ac.kr*

Abstract

This paper presents a via-free leaky wave antenna (LWA) based on bridge composite right/left handed (B-CRLH) transmission line. It consists of 13 balanced B-CRLH unit cells designed on asymmetric coplanar stripline structure (ACPS) which allows low profile and easy to fabricate LWA. The unit cell provides not only left-handed (LH) and right-handed (RH) wave propagation with seamless transition at desired frequency of 3 GHz, but also all pass behavior from dc frequency. Through full wave simulations, in its radiation range of frequency, 2.7 GHz to 3.4 GHz, the antenna exhibits a continuous backward to forward scanning capability in horizontal plane with approximately 120° scanning range of angles.

I. Introduction

Due to its ability to overcome several drawbacks shown by the conventional one, the leaky wave antenna (LWA) based on composite right/left handed (CRLH) transmission line has been generating considerable interest in the past

few years. Typically, conventional LWAs can only provide frequency dependent beam-scanning property on certain restricted range of forward or backward angle, but not broadside [1]. Moreover, the need of complex and inefficient feeding structure to selectively excite the mode of interest is often inevitable [2]. CRLH transmission line based LWA firstly introduced in [3] presents significant advantages over conventional LWA. By taking the advantages of CRLH dispersion characteristic which always penetrates in the radiation region, CRLH transmission line can always be implemented as LWA even with simple microstrip line feeding system. If the CRLH structure is in balanced condition at left handed (LH) to right handed (RH) transition frequency, the LWA will provide continuous beam-scanning property from backfire to endfire directions. Moreover, the generalized CRLH concept has been clearly explained in [4] which enables us to characterize and design practical CRLH transmission line.

With its advantage of superior scanning performance, CRLH based LWA is worthy of further consideration for applications as an integrated antenna. Therefore, easy to fabricate and low profile implementation of CRLH

transmission line is needed. Typically microstrip CRLH transmission line requires via penetrating a substrate to the ground which requires an extra fabrication process. So that the structure with no via would be an advantage. In this paper, a low profile via-free LWA is proposed. By considering suitability for integrated design emphasized in [5], asymmetric coplanar stripline (ACPS) structure is selected over the coplanar waveguide (CPW) in [6] or virtual ground plane configuration in [7] to solve the via problem. Recently proposed bridge composite right left handed (B-CRLH) concept in [8] is adopted to provide the balanced unit cell on ACPS structure without the need of via which is still indicated in [5]. The LWA is then obtained by cascading 13 ACPS B-CRLH unit cells. The proposed structure is investigated through full wave and circuit simulations and the results are shown in terms of dispersion diagram, S-parameters, and radiation pattern.

II. Antenna Design

The proposed B-CRLH unit cell is designed on 50Ω ACPS structure. The ACPS works just as conventional CPW with one lateral ground plane only. This structure accommodates the unit cell without having via connection because the ground conductor is in the same plane as that in the signal line. It also gives an advantage in terms of dimension compare to CPW-based CRLH unit cell because of having only one lateral ground plane. To obtain APCS with 50Ω impedance characteristic, 50Ω conventional CPW is designed first and one of its ground plane is removed. But as the consequence, the impedance characteristic would be increased. In order to lower it to desired impedance value, conventional method such as increasing the strip width, decreasing the gap width, using dielectric with high permittivity could be used. By considering manufacture limitations, in this design the coplanar gap width is chosen to be 0.3 mm which then leads to 3 mm line of width. CER-10 Taconic with relative permittivity of 10, thickness of 0.76 mm and a

loss tangent of 0.0035 is used as the substrate.

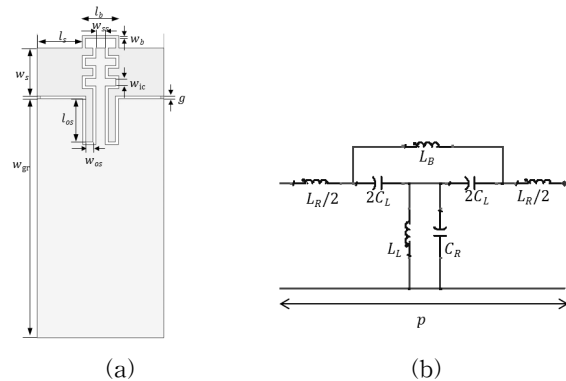


Fig. 1 Proposed B-CRLH unit cell: (a) Physical configuration ($w_s = 5$ mm, $l_s = 4.7$ mm, $w_{gr} = 25$ mm, $l_b = 3.8$ mm, $w_b = 0.3$ mm, $w_{ss} = 1$ mm, $w_{os} = 0.76$ mm, $l_{os} = 4.5$ mm, $w_{ic} = 0.76$ mm, $g = 0.3$ mm). (b) Equivalent circuit model of the unit cell at 3 GHz ($L_R = 5.4$ nH, $C_L = 0.8$ pF, $L_L = 0.77$ nH, $C_R = 3.7$ pF, $L_B = 9.9$ nH, $p = 13.2$ mm)

The geometric of the unit cell is shown in Fig. 1(a). The interdigital capacitor on each side provides series capacitance C_L and parasitic series inductance L_R , whilst the shorted-shunt inductor provides a shunt inductance L_L and parasitic capacitance C_R . Unfortunately the existing components are not enough to obtain the balanced condition between LH and RH components. So that, an additional open stub is added on each sides of the shunt inductor to increase parasitic effects of C_R . Bridge high impedance line cross connecting both sides of the unit cells on the tip of interdigital capacitor is also adopted from [8] to give additional inductance to the unit cell. By using full-wave simulator HFSS (High Frequency Structure Simulator), the optimum dimension of balanced unit cell with 3 GHz transition frequency is obtained. It is shown that the length of the unit cell is smaller than the guided wavelength which means the homogeneity condition has been satisfied. Fig. 1(b) shows equivalent circuit model of the balanced unit cell along with per-unit-length extracted parameters at transition frequency obtained by applying existing extracting method in [4],[6]. The LWA is then designed by cascading 13 balanced unit cells as shown in Fig

2. The overall dimension of the proposed design is 186.8 mm x 23.3 mm with no via needed.

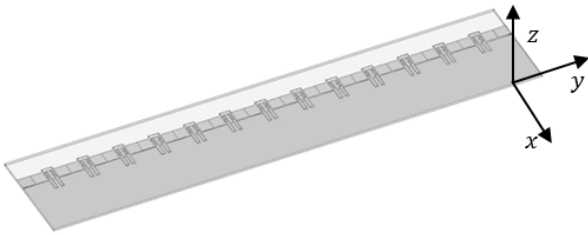


Fig. 2 The proposed ACPS B-CRLH LWA

III. Simulation Results

Fig. 3 shows the S-parameters of the proposed B-CRLH unit cell obtained from both full-wave and circuit simulation. Full wave simulations are done by using HFSS while the circuit simulations are done using ADS (Advanced Design Software). It is shown in Fig. 3 the uniqueness of B-CRLH unit cell as propounded in [8]. It provides all-pass characteristic up to 4.5 GHz with seamless transition from LH to RH band at desired frequency of 3 GHz and also additional non-linear RH band with starting from dc frequency to 1.8 GHz. The leaky-mode of the proposed unit cell lies on 2.7 GHz to 3.46 GHz.

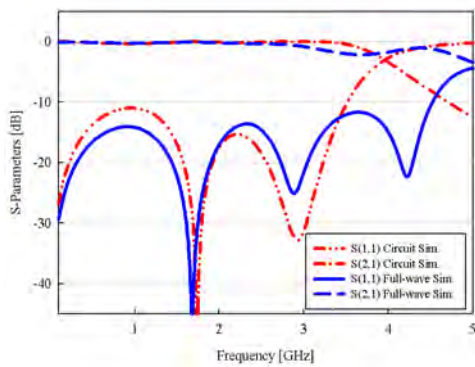


Fig. 3 Simulated S-parameters of proposed unit cell.

In Fig. 4 the dispersion characteristic of the unit cell is provided for full-wave and circuit simulation. It reveals seamless transition from LH to RH band at desired frequency of 3 GHz and also additional non-linear RH band with starting from dc frequency to 1.8 GHz. The leaky-mode of the proposed unit cell lies on 2.7 GHz to 3.46 GHz.

GHz range of frequency where the wave propagation constant of the proposed unit cell is smaller than the wave propagation constant of free-space. This is the requirement of having the wave propagates through the structure in fast-wave mode so that the leakage phenomenon which the LWA works based on would happen.

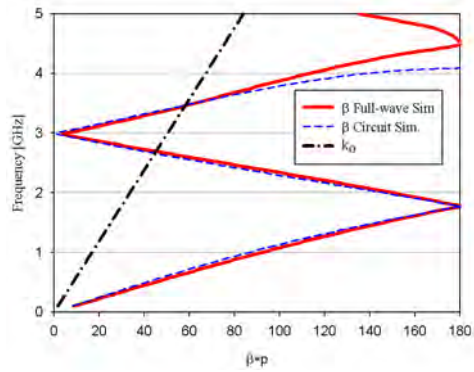


Fig.4 Simulated dispersion characteristic of proposed unit cell

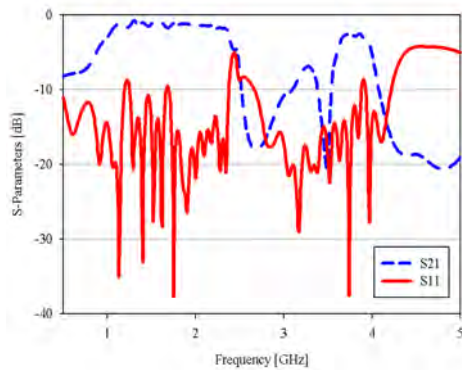


Fig.5 Simulated S-parameters of proposed LWA

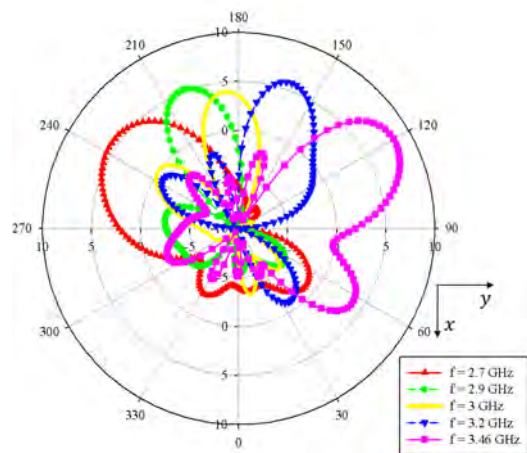


Fig.6 Simulated radiation pattern of proposed LWA

Fig. 5 shows the full-wave simulated S-parameters of LWA composed of 13 ACPS B-CRLH unit cells. The LWA is well matched in very large bandwidth starting from dc frequency. Especially in leaky-mode region, the maximum return loss is 11.2 dB at 2.7 GHz.

Lastly, radiation pattern of LWA is depicted in Fig. 6 at azimuth plane of observation. Frequency-dependent beam-scanning property of the LWA is revealed from 2.7 GHz to 3.46 GHz as previously predicted with the direction parallel to the antenna due to ACPS structure. It verifies that in those frequencies the wave is leaked out as it propagates from one unit cell to another. It is corresponding with the information provided by dispersion diagram of the unit cell. Approximately 120° scanning range angle is obtained with 4 dB level of maximum gain at broadside direction.

IV. Conclusion

A low profile and easy to fabricate LWA has been presented. It is constructed by cascading 13 balanced B-CRLH unit cells implemented in different way using ACPS structure. No via is needed for each unit cell yet seamless transition at desired frequency plus all pass behavior starting from very low frequency is provided. The LWA itself shows horizontal beam scanning property varying with the operational frequency within the leaky-mode region.

Acknowledgment

This research was funded by the MSIP (Ministry of Science, ICT & Future Planning), Korea in the ICT R&D Program 2013.

References

- [1] S. Lim, C. Caloz, and T. Itoh, "Metamaterial-based electronically-controlled transmission line structure as a novel leaky-wave antenna with tunable radiation angle and beamwidth," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 1, pp. 161 - 173, Nov. 2005.
- [2] Oliner, A., "Leakage from higher modes on microstrip line with application to antennas," *Radio Scienze*, Vol. 22, 907-912, 1987.
- [3] L. Liu, C. Caloz and T. Itoh. "Dominant mode (DM) leakywave antenna with backfire-to-endfire scanning capability," *Electron. Lett.*, vol. 38, no. 23, pp. 1414 - 1416, Nov. 2002.
- [4] C. Caloz and T. Itoh, "Transmission line approach of left-handed (LH) materials and microstrip implementation of an artificial LH transmission line," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 5, pp. 1159 - 1166, May 2004.
- [5] Y.-J. Chi and F.-C. Chen, "CRLH Leaky-Wave Antenna Based on ACPS Technology with 180° Horizontal Plane Scanning Capability," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 2, pp. 571 - 577, Feb 2013.
- [6] S.-G. Mao, M.-S. Wu, Y.-S. Chueh and C. H. Chen, "Modeling of Symmetric Composite Right/Left-Handed Coplanar Waveguides With Applications to Compact Bandpass Filter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 11, pp. 3460 - 3466, Nov. 2005.
- [7] A. Sanada, K. Murakami, S. Aso, H. Kubo, and I. Awai, "A via-free microstrip left-handed transmission line," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Jun. 2004, pp. 301 - 304.
- [8] D. E. Senior and Y.-K. Yoon, "Bridged Composite Right/Left Handed Unit Cell With All-Pass and Triple Band Response," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 22, no. 11, pp. 568-570, Nov. 2012.

캐패시터를 활용한 소형화 $\lambda/4$ 전송선로의 성능 열화 감소 방안

임태준, 이용식
 연세대학교 전기전자공학과
 e-mail : yongshik.lee@yonsei.ac.kr

Minimizing Deterioration in Miniaturized Quarter-wavelength Transmission line Loading Shunt Capacitors

Taejun Im, Yongshik Lee
 Department of Electrical & Electronic Engineering
 Yonsei University

Abstract

A transmission line can be miniaturized by loading shunt capacitors but there is degradation in performance except for target frequency. In this work, we find the number of loaded capacitors and loading location can effect on performance of miniaturized transmission line and propose the possibility of minimizing degradation. This result is similar with result about miniaturized transmission line loaded series-inductively. Therefore, the optimal loading location for reactive loaded transmission line exist maybe.

I. 서론

전기적 길이가 90° 인 전송선로는 임피던스 매칭, 윌킨슨 전력분배기 등의 마이크로파 회로에서 중요하게 쓰이는 소자이다. 그러나 이것의 길이가 90° 로 고정되어 있고, 낮은 주파수에서는 매우 길기 때문에 전송선로의 소형화에 대한 연구가 많이 진행되어 왔다. 이러한 전송선로 소형화 방식 중에 하나는 양 끝에 병렬 캐패시터 또는 직렬 인덕터를 로딩 하는 것이다[1, 2]. 그러

나 이 방식을 통하여 소형화를 했을 시, 목표 주파수를 제외한 다른 주파수 영역에서 소형화 전과 성능이 달라지는 단점이 있다. 이러한 단점을 보완하기 위하여 [3]에서 로딩 위치와 로딩 하는 인덕터 개수가 소형화 전송선로에 미치는 영향을 살펴보았다.

이 논문에서는 병렬 캐패시터를 사용하는 리액티브 로딩(reactive loading) 방식을 통하여 소형화 된 전송선로의 성능 변화를 알아보고, 성능 최소화 방안을 알아보았다.

II. 소형화 전송선로 제안

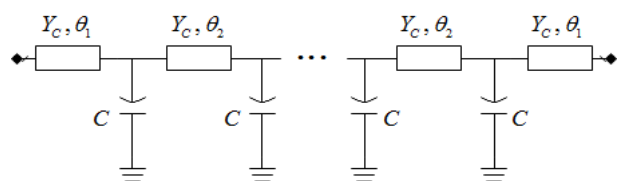


그림 1. 제안한 병렬 캐패시터를 로딩한 전송선로

그림 1은 임의의 개수의 병렬 캐패시터를 로딩한 전송선로의 회로도이다. 이 소형화 전송선로를 이루는 각 전송선로의 특성 어드미턴스는 모두 Y_c 로 같게 구성되어 있으며 전기적 길이는 양 끝 전송선로의 경우 θ_1 , 나머지 전송선로는 θ_2 로 되어 있다. 따라서 n 개의

캐패시터가 로딩된 소형화 전송선로의 총 길이는 $2\theta_1 + (n-1)\theta_2$ 이며, 이 값이 90° 보다 작으면 소형화된 상태이다.

이 소형화 전송선로와 특성 임피던스가 Y_0 인 90° 전송선로가 중심 주파수에서 같은 특성을 가지기 위해서는 두 회로의 우기 모드 (even-/odd-mode) 해석을 기반으로 하여 중심주파수에서 Y-파라미터의 값을 같게 만드는 Y_c 와 C 값을 구할 수 있다.

III. 로딩위치에 따른 소형화 전송선로의 성능 변화

앞서 제시한 소형화 전송선로의 경우, 그 성능이 소형화전의 90° 전송선로와 중심 주파수에서 성능이 같도록 설계하였다. 따라서 그 이외의 주파수 영역에 대하여 소형화 전후의 성능은 고려되어 있지 않으며, 이로 인해 설계 주파수 이외의 주파수에서 둘의 성능은 다르게 나타난다. 이때 전송선로에 같은 개수의 캐패시터를 로딩 하여 특정 길이($2\theta_1 + (n-1)\theta_2$)로 소형화 했다고 하더라도 θ_1 과 θ_2 의 비율에 따라 전체 회로의 모양이 달라지며 이로 인해 주파수 대역에서 성능 또한 달라진다. 따라서 로딩위치(R)을

$$R = \frac{\theta_2}{\theta_1 + \theta_2} \times 100(\%)$$

와 같이 정의하면 R 에 따라 회로의 성능은 변할 것이다.

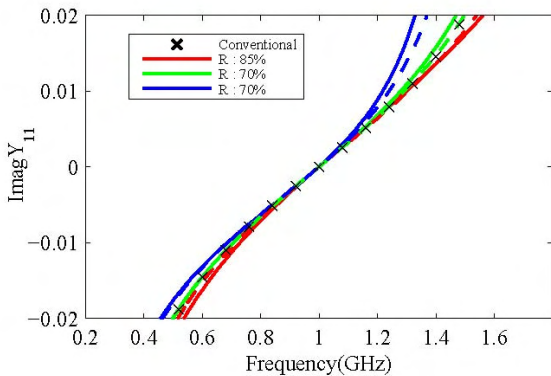


그림 2. 50Ω 4분의 1 파장 전송선로와 직렬 인덕터 2개(-) 또는 4개(-)를 각 위치(30%, 70%, 85%)에 로딩 하여 45° 로 소형화된 전송선로(45°)의 Y_{11} 의 허수부

그림 2는 특성 임피던스가 50Ω , 전기적 길이가 1 GHz 에서 90° 인 전송선로와 그것을 각각 캐패시터 2개,

4개를 이용하여 소형화 한 전송선로의 Y_{11} 을 나타낸 그래프이다. 이를 보면 소형화 한 전송선로와 소형화전의 전송선로는 모두 중심 주파수인 1 GHz 에서 같으나 그 이외의 주파수에서는 성능이 다를 것을 보인다. 이때 각 소형화 전송선로는 로딩위치를 나타내는 R 값의 변화에 따라 성능이 변하며 $R=70\%$ 일 때 Y_{11} 이 소형화전의 전송선로의 Y_{11} 과 가장 유사함을 알 수 있다. 또한 캐패시터를 2개 로딩 하였을 때보다 4개를 로딩 하였을 때 성능이 더 좋아짐을 알 수 있다. 이 결과는 [3]의 논문에서 인덕터를 이용하여 소형화를 했을 때와 유사한 결과이다.

IV. 결론

본 논문에서는 병렬 캐패시터를 이용하여 90° 전송선로를 소형화 할 때 일어나는 성능 열화를 살펴보고 이를 로딩하는 캐패시터의 개수와 로딩위치를 통하여 최소화 할 수 있는 방법을 제시하였다. 이 두 가지 변수는 소형화된 전송선로의 성능에 충분한 영향을 미치는 변수였으며, 인덕터를 이용하여 소형화 했을 때와 매우 유사한 결과를 얻을 수 있었다. 이를 통하여 로딩하는 소자에 상관없이 소형화전의 전송선로와 가장 유사한 성능을 가지는 특정한 로딩위치가 존재할 것으로 예상된다.

감사의 글

“본 연구는 미래부가 지원한 2013년 정보통신·방송(ICT) 연구개발사업의 연구결과로 수행되었음”

참고문헌

- [1] T. Hirota, A. Minakawa, and M. Muraguchi, “Reduced-size branch-line and rat-race hybrids for uniplanar MMIC’s,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 38, no. 3, pp. 270-275, Mar. 1990.
- [2] K. Hettak, G. A. Morin, and M. G. Stubbs, “The Integration of Thin-Film Microstrip and Coplanar Technologies for Reduced-Size MMIC’s” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, no. 1, pp. 283-291, Jan. 2005.
- [3] 임태준, 이용식, “인덕터로 로딩된 전송선로의 성능 저하 최소화 방안”, 2012 대한전자공학회 추계학술대회 논문집, pp. 389-391.

밀리미터파를 이용한 칩 간 통신용 OOK 16Gbps 고속 변조기

*윤종현, 박철순

한국과학기술원 전기 및 전자공학과

e-mail : *chyoon6453@kaist.ac.kr, parkcs@ee.kaist.ac.kr*

A 16-Gbps High-speed OOK Modulator for Millimeter-wave Chip-to-Chip Communications

*Chong Hyun Yoon, Chul Soon Park

Department of Electrical Engineering

Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST)

Abstract

A great deal of attention has been focused on the chip-to-chip communication. The communication speed among the chip components is increasing resulting in a need for high data rate communication solution. Wireless millimeter-wave (mmW) transceiver is one approach. A modulator is a key component in a mmW on-off keying (OOK) transceiver system. In order for this modulator to be competitive compared with wired communication system, it needs to be operate with low power consumption, high data rate, and high on/off isolation.

I. 서론

칩 간 통신의 데이터 통신 속도가 비약적으로 증가하고 있는 것이 현 추세이며, 이에 대한 여러 가지 솔루션이 연구, 제시되고 있다. 현재 가장 대중화 되어 있는 칩 간 통신은 wire로 연결되어 있으며, 병렬로 연결이 이루어져 통신 속도를 높이고 있다. Wire 연결의 단점을 극복하고자 무선으로 고속 데이터를 칩 간

에 송신, 수신하는 시스템을 연구 중에 있으며, 특히 OOK 변조 방식을 사용한 시스템의 핵심 회로인 변조기를 설계하였다. 가장 큰 이슈는 wire 통신과 비교하여 경쟁력을 지닐 수 있는 회로를 설계하는 것이고, 이는 크게 두 가지 특성으로 비교할 수 있다. 전력 소모를 최소화 하는 것과 높은 통신 속도를 소화할 수 있는지의 여부가 그 것이다.

본 논문에서 제시한 구조는 RF 출력단에 PMOS를 추가로 연결하여 회로가 동작하지 않는 시간 동안 확실히 출력을 차단시킴과 동시에 data rate를 높였다. 또한 본 구조는 회로가 동작하는 시간 동안에 출력이 전원 전압 측으로 새어나가지 않도록 작용하여, 출력이 출력단으로 온전히 전해지도록 한다.

II. 본론

2.1 Conventional Architecture

OOK 변조 방식의 변조를 하는 여러 방식들 중 amplifier를 switching 하는 방식[1]은 다른 방식에 비해 많은 장점을 지닌다. 다른 방식들에 비해 data rate 향상에 용이하고, 변조와 동시에 conversion gain을 가질 수 있다. 또한 변조기가 switching 될 때, 꺼져있는 상태에서는 전력 소모를 하지 않기에 저전력

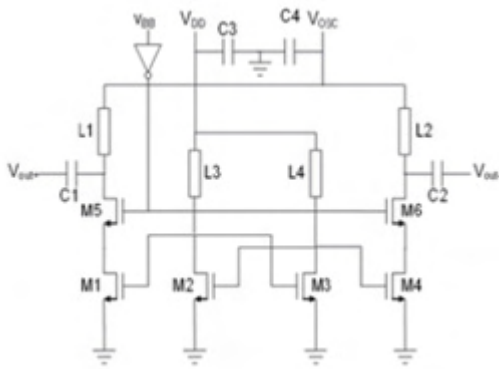


그림 1. Conventional mmW OOK modulator

구조를 구현하는데 매우 적합하다. 그림 1의 회로가 이러한 switching amplifier의 구조를 나타낸다. M5, M6의 트랜지스터가 디지털 신호에 따라 켜지고 꺼지면서 OOK 변조를 수행하며, 꺼진 상태에서는 전력 소모를 하지 않고 켜진 상태에서만 신호가 출력되는 구조이다. 그러나 본 구조는 수신단에서 SNR에 영향을 미치는 on/off ratio가 20dB 미만으로 작다는 단점을 지닌다. 또한 data rate가 여타 구조들에 비하면 향상되었지만 칩 간 통신에 이용하기에는 무리가 있는 1~2Gbps의 특성을 보인다. 전력 소모 측면에서 보면 wire 연결을 이용한 칩 간 통신이 2.5pJ/bit의 energy efficiency 특성을 보이는 것[2]과 비교했을 때, 본 구조는 13.2pJ/bit의 energy efficiency 특성을 나타내기에 적합하지 못하다. 이 구조는 1.2V의 전원에서 작동하며 21.9mA의 전류를 소모한다.

2.2 Proposed Architecture

2.1절에서 다룬 그림 1의 구조의 단점을 보완하는 회로를 그림 2와 같이 제안하였다. 전력 소모를 줄이기 위해 differential 구조를 single-ended 구조로 전환하였으며, 변조기가 꺼진 상태에서는 전력 소모를 하지 않도록 switching amplifier 구조를 선택하였다. 그림 1과 비교했을 때 차이점은 출력단에 PMOS를 부착하여 성능을 향상시켰다는 점이다. 이 때, PMOS와 cascode 회로의 CG amp 단에 입력으로 들어가는 디지털 입력 신호(BB input)의 위상은 동일하다. 변조기가 켜져 있는 시간, 즉 디지털 입력 신호의 레벨이 'high'일 때, PMOS는 꺼지게 되고 이는 capacitance로 보이기 때문에 matching inductor와 함께 대역 저지 필터로 작동한다. 따라서 변조된 RF 신호는 전원 전압 측으로 흐르지 않고 온전히 출력단으로 이동하게 된다. 반대로 변조기가 꺼져 있는 시간, 즉 디지털 입력

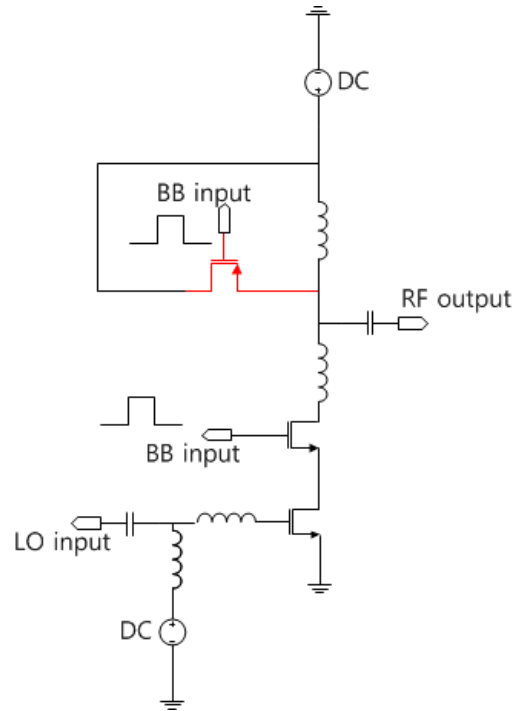


그림 2. Proposed mmW OOK modulator

신호의 레벨이 'low'일 때, PMOS는 켜지게 되고 출력단은 소신호 측면에서 볼 때 접지가 된다. 따라서 cascode 단에서 발생한 leakage에 의한 on/off ratio의 열화를 막을 수 있고, 출력 신호가 빠른 속도로 '0'에 도달함으로써 data rate를 향상시킬 수 있다.

III. 시뮬레이션 결과

그림 2에서 나타낸 회로의 LO input에는 77GHz, -10dBm LO 신호를 인가하였다. 전원 전압은 저전력 구동을 위해 1V를 인가하고 cascode의 CS amp 단에는 0.7V를 인가하여 구동하였다. Cascode의 CG amp와 출력단의 PMOS 게이트에는 0V, 1V를 각 'low', 'high' 신호로 하는 디지털 입력 신호를 인가하였다. 이 디지털 입력 신호는 16Gbps의 pseudo random binary sequency (PRBS) 신호이다. 입력 신호 대비 출력 신호, 즉 gain을 그림 3에 도시하였다. 그림 3의 노란색 선은 변조기가 켜져 있을 때의 gain으로 77GHz에서 6dB의 peak를 보이고 21.5GHz의 3dB bandwidth 특성을 보인다. 16Gbps의 data rate를 OOK 변조로 구현하려면 32GHz의 0.7배인 약 22GHz의 bandwidth[3] 특성을 가져야 하는데, 제안된 회로는 이에 근접한 특성을 보이는 것을 확인할 수 있다. 그림 3의 청색 선은 변조기가 꺼져 있을 때의 gain으로 노란 색 선과 비교



그림 3. Gain and on/off ratio

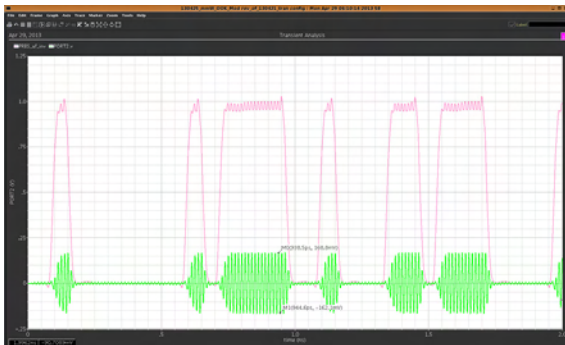


그림 4. Transient simulation result

시, on/off ratio가 31.5dB에 달함을 알 수 있다. 그림 4는 16Gbps의 디지털 입력 신호(적색 선)에 대해 변조된 출력 신호(녹색 선)를 도시한 것이다. 이 때 인가된 LO 신호는 -10dBm의 크기에 77GHz의 주파수를 지니며 출력 신호는 -5.5dBm의 신호 크기를 보이므로 4.5dB의 gain을 확인할 수 있다. 그림 3의 gain인 6dB와 차이를 보이는 것은 제안된 회로의 IP1dB가 약 -10dBm이기 때문이다. 마지막으로 소비 전력은 1V의 전원 전압에서 5.3mA의 전류를 소모함으로써 5.3mW를 소비한다. 이는 제안된 회로의 energy efficiency가 0.33pJ/bit임을 의미하며, state-of-the-art wired 칩 간 통신에서 2.5pJ/bit의 특성을 보이는 것에 비추어 볼 때, 매우 경쟁력이 있음을 보여준다.

IV. 결론

Wired 칩 간 통신의 data rate 한계로 인한 대안 중 하나로 주목받는 wireless 칩 간 통신용 OOK 변조기를 구현하였다. 제안된 구조의 변조기는 높은 data rate를 소화해냄과 동시에 wire 통신에서 소모하는 전력 이하의 저전력 구동으로 큰 경쟁력을 지닌다. 또한 여타의 switching amplifier를 기본으로 한 OOK 변조기에서 문제가 되었던 낮은 on/off ratio의 문제 또한 해결하였다. 16Gbps의 data rate를 지닌 디지털 입력

신호를 OOK 변조한 것을 시뮬레이션으로 확인하였고, 낮은 on/off ratio를 PMOS를 이용한 새로운 구조를 제안함으로써 해결하였다. 소모 전력은 5.3mW로써 0.33pJ/bit의 energy efficiency로 전력 측면에서 매우 효율적임을 증명하였고 이로써 칩 간 통신의 새로운 패러다임으로 wireless 통신의 가능성을 열었다는 데에 의의가 있다.

참고문헌

- [1] F. Lin, J. Brinkhoff, "A low power 60GHz OOK transceiver system in 90nm CMOS with innovative on-chip AMC antenna," IEEE ASSCC, pp.349-352, Nov, 2009
- [2] G. Byun, Y. Kim, J. Kim, "An 8.4Gb/s 2.5pJ/b mobile memory I/O interface using simultaneous bidirectional dual (base+RF) band signaling," IEEE ISSCC, pp.488-490, Feb, 2011
- [3] B. Razavi, RF Microelectronics, Prentice Hall, 2011

감사의글

본 연구는 2013년 교육과학기술부의 재원으로 스마트 IT 융합 시스템 연구단의 지원을 받아 글로벌 프론티어 프로젝트 사업으로 수행된 연구임. (SICSR-2012-054191)

다양한 커플링으로 설계 가능한 소형화 전방향 결합기

하정제, 이용식
 연세대학교 전기전자공학과
 e-mail : *yongshik.lee@yonsei.ac.kr*

Miniaturized Forward-Wave Coupled-Line Coupler With Arbitrary Coupling

Jungje Ha, Yongshik Lee
 Department of Electrical and Electronic Engineering
 Yonsei University

Abstract

A design method is demonstrated for quasi-asymmetric forward-wave coupled-line couplers. By loading capacitors asymmetrically to a asymmetric coupled line, a miniaturized forward wave coupler is constructed with an arbitrary maximum coupling level. Most importantly, elimination of lengthy impedance transformers makes the method the most effective miniaturization method. Experimental results are provided for a 3-dB coupler at 5 GHz.

I. 서론

일반적으로 마이크로스트립 구현되는 결합선로는 준 TEM 모드로 동작하므로 even mode와 odd mode의 차이가 매우 작아서 전방향 결합기는 매우 큰 것으로 매우 유명하다. 초고주파 회로의 소형화는 매우 중요한 이슈로 전방향 결합기의 소형화도 많이 연구가 진행되고 있다. 대표적으로 주기적으로 캐패시터를 결합선로에 로딩함으로써 소형화 효과를 얻을 수 있다 [1-2].

[1]는 최초로 주기적으로 캐패시터 로딩을 최초로 전방향 결합기에 적용하였다. 하지만 정확한 수식으로 분석하지 않았기 때문에 정합을 위해서 임피던스 정합기를 이용해 정합하였다. 부가적인 임피던스 정합회로는 회로의 소형화 효과를 떨어뜨린다. [2]에서는 이러한 단점을 극복하여 임피던스 정합기 없이 설계할 수 있었지만 평평한 커플링 특성에서는 항상 0 dB만 설계가 가능했다.

따라서 본 논문에서는 다양한 커플링을 얻기 위하여 비대칭 결합 선로에 주기적 캐패시터를 비대칭적으로 로딩하여 다양한 커플링뿐만 아니라 임의의 포트 임피던스에 정합할 수 있도록 수학적으로 분석하였다. 또한, 제안된 이론은 전자기 시뮬레이션으로 검증하였다.

II. 본론

2.1 주기적 로딩된 결합 선로

그림 1은 제안된 커플러의 구조이다. 제안된 커플러는 비대칭 결합 선로에 주기적으로 비대칭적으로 캐패시터를 로딩한 구조이다. 일반적으로 비대칭 결합 선로는 normal-mode 이론으로 분석한다 [4]. 로딩될 보상 캐패시터는 아래 식을 동시에 풀면 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} Z_{01} &= f(C_a, C_b) \\ Z_{02} &= g(C_a, C_b) \end{aligned}$$

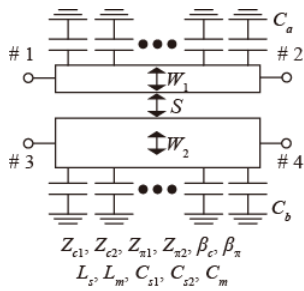


그림 1. 주기적 로딩된 비대칭 결합 선로

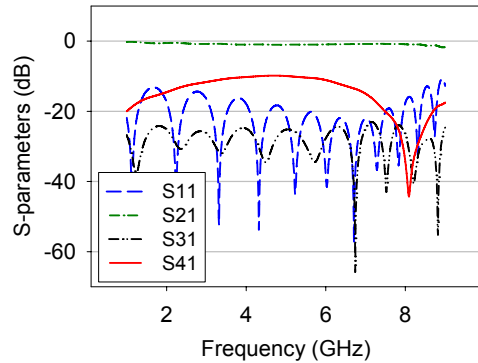


그림 4. 전자기 시뮬레이션 결과

2.2 설계 과정

기존의 전방향 결합기는 특성화되지 않은 구조를 활용하거나 정확한 수학적 해석을 기반으로 하지 않기 때문에 비교적 복잡한 과정 통해 설계되었다. 제안된 커플러는 매우 쉬운 설계 과정으로 설계가능하다. 그 과정은 그림 2를 통해 확인할 수 있다.

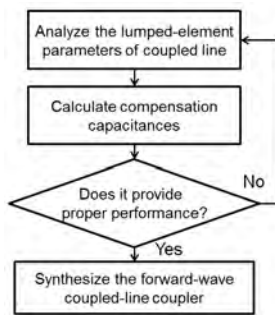


그림 2. 설계 방법

IV. 결론 및 향후 연구 방향

소형화된 전방향 결합기를 제안하였다. 또한 수학적으로 엄격히 풀었기 때문에 매우 쉬운 설계가 가능하다. 하지만 지금까지의 전방향 결합기는 물리적 파라미터를 기반으로 설계되기 때문에 다양한 기판에 적용이 힘들다. 따라서 다양한 기판에 적용할 수 있는 해석 방법에 대한 연구가 필요하다.

감사의 글

“본 연구는 미래부가 지원한 2013년 정보통신·방송 (ICT) 연구개발사업의 연구결과로 수행되었음.”

참고문헌

III. 실험 결과

제안된 이론을 검증하기 위해서 5 GHz에서 동작하는 소형화된 10-dB 전방향 결합기를 설계하였다. W1=0.2 mm, W2=0.8 mm, S=0.8mm의 비대칭 결합 선로에 Ca=127.1 pF/m와 Cb=115.121 pF/m를 로딩함으로써 커플링이 10 dB인 커플러를 설계 하였다. 로딩되는 캐패시터는 이론적으로 무한히 구현되어야 하지만 실제적인 구현을 위해 이론에 가깝도록 많은 수의 스텝으로 구현된다. 그림 3은 설계된 소형화 전방향 결합기 이고 그림 4는 전자기 시뮬레이션 결과이다.

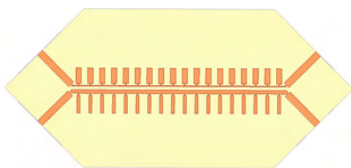


그림 3. 제안된 전방향 결합기 레이아웃

- [1] T. Fujii and I. Ohta, “Size-reduction of coupled-microstrip 3 dB forward couplers by loading with periodic shunt capacitive stubs”, 2005 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.1213-1221, June 2005.
- [2] J.-H Park and Y. Lee, “Improve capacitive loading method for miniaturization of 0 dB forward-wave directional couplers”, IEEE Microw Wireless Compon. Lett., vol. 21, no. 4, pp. 191-193, April 2011.
- [3] V. K Tripathi, “Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium”, IEEE Trans. Microw Theory and Tech., vol. 23, no. 9, pp. 794-739, September 1975.
- [4] R. Mongia, I. Bahl, P. Bhartia, and J. Hong, RF and Microwave Coupled-Line Circuits. Boston, MA: Atrech House, 2007.

ISM 대역을 위한 소형화된 인공자기도체 (AMC) 설계

*전우형, 이용식

연세대학교 전기전자공학부

e-mail : *woohyung.jeon@yonsei.ac.kr, yongshik.lee@yonsei.ac.kr*

Miniaturized Artificial Magnetic Conductor (AMC) Design for ISM Band Application

*Woohyung Jeon, Yongshik Lee

School of Electrical and Electronic Engineering
Yonsei University

Abstract

The design proposed in this paper is based on Industrial, Scientific, and Medical (ISM) 2.45 GHz band. This paper presents a new smaller uniplanar Artificial Magnetic Conductor (AMC) for improving the antenna performance used in ISM band. The proposed AMC design is incorporated with triangular-shaped slot with Jerusalem cross. The modified structure enhances the capacitance and inductance in a slot shape to design reduced size of unit cells.

I. 서론

인공 자기 도체 (AMC) 는 자연계에 존재하지 않는 완전 자기 도체 (PMC) 의 성능을 구현하여 사용하기 위해 연구되고 있다. 완전 도체의 경우, 영상 이론에 따라서 무한한 완전 도체 평면과 위쪽에 존재하는 진하 구성요소는 그 자체와 이들의 영상, 등전위면으로 대체할 수 있다. 이를 안테나에 적용해 보면, 완전 도체 접지면 위에 수평으로 놓인 안테나의 경우, 안테나

의 전류와 영상에 의한 전류가 접지면 부근에서 상쇄되어 실수부 임피던스를 0 옴으로 떨어지게 한다. 곧 안테나와 접지면 사이에 상당량의 전자기 에너지가 갇히게 되어 안테나의 효율을 떨어뜨린다. 하지만 인공 자기 도체를 이용하면, 정반대의 결과를 얻게 된다. 인공 자기 도체 위에 놓인 전류는 그 자체의 영상도 원래와 동일한 위상을 갖는다. 인공 자기 도체를 접지면으로 사용할 때, 모노폴 안테나의 이득을 향상시킬 수 있다[2]. 인공 자기 도체를 구현하기 위하여 예루살렘 십자가 모양에 대한 연구가 많이 진행되고 있다[3-4]. 완전 자기 도체의 설계 시, 반사파가 입사파와 같은 위상을 갖는 주파수에서 공진 특성을 나타내므로 반사계수의 위상을 고려하여 설계를 진행한다. 본 논문에서는 일반적인 예루살렘 십자가 구조에서 시작하여 여러 변형 구조의 공진주파수 특성을 비교하고 제안한 구조를 사용하여 소형화된 결과를 상용 3차원 고주파 해석 툴을 이용해 기술한다.

II. 본론

2.1 Jerusalem Cross AMC

예루살렘 십자가 구조는 서로 다른 입사각에 대하여 반사계수 특성이 많이 변화하지 않고 안정적이어서[3]

다른 구조에 비하여 장점을 가진다. 또한 주파수 선택적 표면으로 동작하여 비아홀이 없는 단일 평면 구조로 제작이 가능하다. 일반적인 예루살렘 십자가 구조의 LC 등가회로는 그림 1, 2와 같이 나타낼 수 있다.

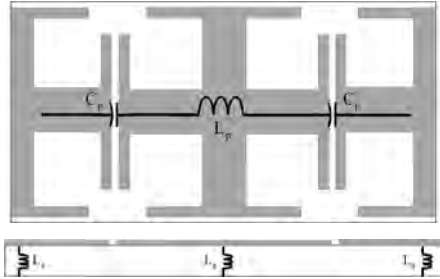


그림 1. 예루살렘 십자가 구조의 LC 등가구조

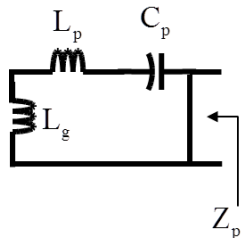


그림 2. 예루살렘 십자가 구조의 등가회로

패턴의 인덕턴스(Lp)와 커패시턴스(Cp), 접지면과의 인덕턴스(Lg) 성분을 위와 같이 나타낼 수 있다. 이때, 표면 임피던스는 다음의 식처럼 구할 수 있다[5].

$$Z_p(\omega) = j\omega L_g \frac{1 - \omega^2 L_p C_p}{1 - \omega^2 (L_p + L_g) C_p} \quad (1)$$

이를 통해 설계 구조가 갖는 공진주파수를 구할 수 있다.

$$Z_{s,im}(\omega) = 0 \rightarrow f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_p + L_g) C_p}} \quad (2)$$

인공 자기 도체는 단위 셀이 무한히 반복된다는 가정을 바탕으로 설계를 진행한다. 하지만 실제로는 제한된 공간 안에서 유한한 크기의 패턴을 제작하므로 설계한 결과와 차이가 발생한다. 따라서 단위 셀을 소형화하도록 설계하고 같은 접지면 크기 내에서 더욱 여러 개의 셀을 배열하면 원래 동작하도록 의도한 공진주파수를 가지도록 제작할 수 있다. 또한 이를 소형화된 안테나와 함께 이용하여 휴대용 안테나를 설계하기에 용이하다. 단위 셀을 소형화하기 위해서는 크기가 작으면서도 낮은 공진주파수를 갖도록 설계하여야

하므로, 인덕턴스 성분과 커패시턴스 성분이 높아지도록 구조를 변경해야 한다. 예루살렘 십자가를 기반으로 가능한 방법들은 그림 3과 같이 설명할 수 있다.

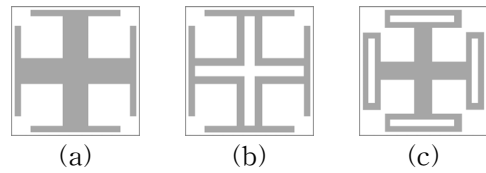


그림 3. 예루살렘 십자가 구조의 패턴 변경

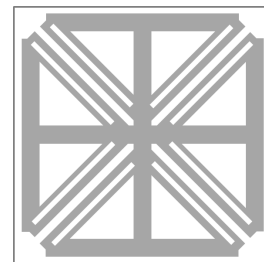


그림 4. 제안하는 구조

제안하는 구조는 기존에 언급되어 있는 예루살렘 십자가 구조의 변형으로서 도체 형상에 슬롯을 만들어 전기적 길이를 늘이고 인덕턴스 성분을 증가시켰다. 각 패턴의 반사 위상 그래프를 비교하면 그림 5와 같다. 그림 5를 통해 공진주파수 (반사 위상이 0도가 되는 지점) 를 비교할 수 있는데 제안하는 구조의 경우, 패턴의 변형을 통하여 낮은 공진주파수를 갖도록 설계하였다.

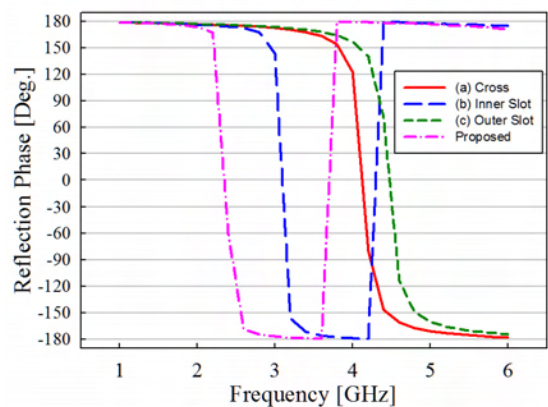


그림 5. 패턴 변경에 따른 반사 위상 그래프

III. 설계

설계에 사용된 유전체는 FR-4로 유전율은 4.4, 손실 특성($\tan\delta$)은 0.02이다. 두께는 1 mm 이고, 상용 EM Simulator인 HFSS를 사용하여 설계하였다. 유전체의 두께가 두꺼워질수록 접지면과의 인덕턴스(Lg) 성분이 증가하므로 단위 셀의 크기를 소형화할 수 있지만, 비교적 얇은 기판에서의 소형화 효과를 검증하기 위해 1 mm의 유전체 두께를 사용하였다. 제안하는 구조의 단위 셀 크기는 12.4 x 12.4 mm로 ISM 2.45 GHz 대역의 파장을 기준으로 하면 0.099 λ 수준이 된다. 기존에 언급된 구조[1]에서 0.27 λ 수준의 크기를 가지고 있고, 일반적으로 0.2~0.4 λ 수준의 크기로 소형화한 결과들이 언급되어 있다[6].

제안한 구조의 전류 분포를 확인하면 그림 6과 같이 나타난다.

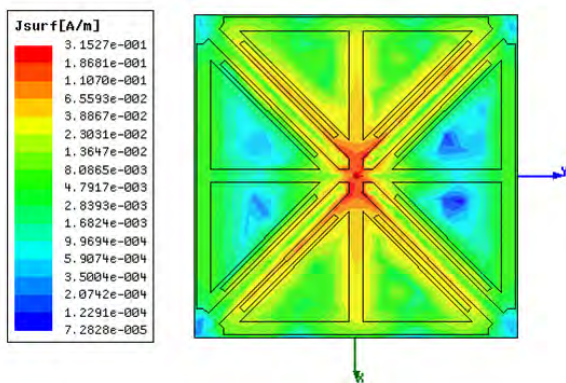


그림 6. 제안한 구조의 전류 분포

IV. 결론 및 향후 연구 방향

ISM 2.45 GHz 대역에서 동작하는 안테나를 설계하여 제안한 인공자기도체 (AMC) 가 안테나 성능 향상에 나타내는 영향을 분석하여야 한다. 이를 통해 얇은 두께의 유전체에 안테나 및 인공자기도체를 설계하고 측정하여 ISM 대역에서 집적이 가능한 안테나 패키지를 만들어 실제 통신 환경에 적용가능한지를 검증해야 한다.

Acknowledgment

본 연구는 미래부가 지원한 2013년 정보통신·방송 (ICT) 연구개발사업의 연구결과로 수행되었음

참고문헌

- [1] H. R. Raad, A. I. Abbosh, H. M. Al-Rizzo, and D. G. Rucker, "Flexible and compact AMC based antenna for telemedicine applications", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 61, no. 2, pp. 524 - 531, Feb. 2013.
- [2] A. Vallecchi, J. De Luis, F. Capolino, and F. De Flaviis, "Low profile fully planar folded dipole antenna on a high impedance surface," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 60, no. 1, pp. 51 - 62, Jan. 2012.
- [3] M. Hosseini, A. Pirhadi, and M. Hakkak, "A novel AMC with little sensitivity to the angle of incidence using 2-layer Jerusalem cross FSS", Progress In Electromagnetics Research, PIER 64, pp. 43 - 51, 2006.
- [4] R. Dickie, R. Cahill, N. Mitchell, H. Gamble, V. Fusco, Y. Munro and S. Rea, "664 GHz dual polarisation frequency selective surface", Electronics Letters, vol. 46, no. 7, April 2010.
- [5] M. Hosseini, A. Pirhadi, and M. Hakkak, "Design of an AMC with little sensitivity to angle of incidence using an optimized jerusalem cross FSS," in Proc. IEEE Int. Workshop Antenna Technology: Small Antennas Novel Metamat., New York, pp. 245 - 248, 2006.
- [6] A. Foroozesh, and L. Shafai, "Investigation Into the Application of Artificial Magnetic Conductors to Bandwidth Broadening, Gain Enhancement and Beam Shaping of Low Profile and Conventional Monopole Antennas", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 59, no. 1, pp. 4 - 20, Jan. 2011.

2.6GHz대 LTE와 신규서비스 시스템 간 인접채널 양립성 분석에 관한 연구

*임현준, 이민호, 박정옥, 노지철
한국방송통신전파진흥원

e-mail : {hylim, ammi, koraman, jcnoh}@kca.kr

A Study on Compatibility between LTE and New Service Systems in the 2.6GHz band

*Hyun-Jun Lim, Min-Ho Lee, Jung-Ok Park, Ji-Chul Noh
Radio Regulation Research Department
Communications Policy Research & Development Bureau
Korea Communications Agency

Abstract

This paper assumed that the LTE spectrum of FDD method and new spectrum of TDD method are allocated to the adjacent channel, and by the results of interference analysis using a monte-carlo based SEAMCAT (Spectrum Engineering Advanced Monte Carlo Analysis Tool), we suggested proper isolation distance and optimal protection band between LTE system and new service system. Also we suggested the necessity of ACLR(Adjacent Channel Leakage Ratio) measurement item in technical requirements for radio station inspection.

I. 서론

스마트폰 도입과 더불어 이동통신 데이터 트래픽이 급증하였고 가까운 미래에 LTE 주파수 부족현상을 겪을 것으로 예상됨에 따라 국내에서는 LTE 주파수 확보와 글로벌 호환성을 위해 전 세계 39개 사업자가 LTE 서비스 중인 2.6GHz 대역 가운데 80MHz 대역폭을 LTE 용으로 할당할 예정이다. 이와같이 FDD 방식의

LTE가 하향대역에서 2.62~2.66GHz 대역을 사용하고 신규 서비스가 2.58~2.62GHz를 사용한다고 가정하면 인접채널 간 간섭문제가 발생할 것으로 예상된다. 따라서 본 논문에서는 2.62GHz 주파수대에서 LTE와 신규서비스 간의 인접채널 간섭과 두 서비스의 양립성을 분석하기 위해 SEAMCAT을 사용하여 Vr(Victim receiver)과 It(Interfering transmitter)간의 거리와 보호대역 변화에 따른 간섭확률을 산출 하였다[1]. 마지막으로 본 논문에서는 인접채널 간섭 시나리오에 따른 간섭 분석 시뮬레이션과 관련문헌 등을 통해 무선국 검사 기술기준에 인접채널 측정 항목이 포함되어야 함을 제시 하였다.

II. LTE와 신규서비스 간섭 분석

본 논문에서는 2.6GHz 대역에서 FDD 방식의 LTE 하향링크와 신규서비스 간 인접채널을 가정하여 상호 간섭을 분석 하였다[2~3]. 인접채널 간섭은 송수신 필터가 완벽하지 않아 원하지 않는 신호가 인접대역으로 누설됨으로써 발생하며 ACLR로 나타내어진다. 그림 1은 국내의 2.6GHz 주파수대에서 신규서비스와 LTE 시스템의 주파수 할당을 가정하여 나타낸 것으로 본 논문에서는 보호대역폭(GB)에 따른 최대허용 간섭출력 레벨과 보호대역폭과 시스템간 거리에 따른 간섭 확률을 분석 하였다. 간섭 평가 모델로는 그림 2와 같이 첫째,

신규서비스 BS가 LTE MS에 간섭하는 경우와 둘째, LTE BS가 신규 서비스 MS에 간섭하는 경우로 구분하여 분석을 수행 하였고[4], 보호대역은 각각의 시스템 채널 대역에 가감하여 시뮬레이션 하였다.

신규 서비스 (TDD)	GB	GB	LTE Down Link (FDD)
2.58 ~ 2.62 GHz			2.62 ~ 2.66 GHz

그림 1. 2.6GHz 대역 주파수 할당(가정)

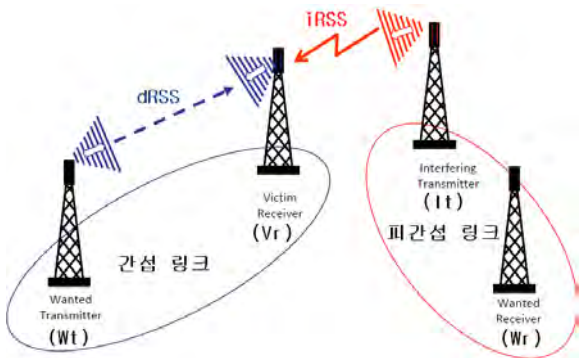


그림 2. 간섭평가를 위한 시스템 모델

표 1~2은 신규서비스와 LTE 시스템 간섭분석에 사용되어진 주요 파라미터 설정 값들을 나타낸 것이고, 표 3은 시뮬레이션에 사용된 간섭 기지국의 스펙트럼 마스크 특성을 나타낸다[2].

표 1. 신규서비스 시스템 주요 파라미터

파라미터	설정 값(BS/MS)	Units
동작주파수	2,615	MHz
대역 폭	10	MHz
송신전력	33/25	dBm
안테나 높이	30/1.5	m
안테나 이득	15/0	dBi
수신 감도	-90.6	dBm

표 2. LTE 시스템 주요 파라미터

파라미터 (BS/MS)	설정 값(BS/MS)	단위
동작주파수	2,625	MHz
대역 폭	10	MHz
송신 전력	43/24	dBm
안테나 높이	32/1.5	m
안테나 이득	15/0	dBi
수신 감도	-101.5/-94	dBm

표 3. 기지국 스펙트럼 마스크 설정

	중심주파수 오프셋	허용방사테벨	측정대역폭
신규 서비스	$\pm 5 \leq \Delta f < \pm 6 \text{MHz}$	-13dBm	100KHz
	$\pm 6 \leq \Delta f < \pm 25 \text{MHz}$	-13dBm	1MHz
	$\pm 25 \leq \Delta f < \pm 70 \text{MHz}$	-28dBm	1MHz
LTE	$\pm 5 \leq \Delta f < \pm 5.1 \text{MHz}$	-14dBm	30KHz
	$\pm 5.5 \leq \Delta f < \pm 10 \text{MHz}$	-13dBm	1MHz
	$\pm 10 \leq \Delta f < \pm 17.5 \text{MHz}$	-15dBm	1MHz

간섭분석 시 그림 2의 Wt와 Vr 사이의 거리는 2Km로 가정하였고, dRSS(desired Received Signal Strength)는 한국형 도심공간에 대한 분석을 진행하기 위해 Extended Hata 채널 모델에 의해 계산 하였다. 그림 3은 유럽에서의 이중시스템 간 동일채널 및 인접채널의 공용을 위한 기준치인 5% 이내의 상호간섭 확률조건에서 보호대역 변동 시 서비스 간 이격거리가 0.5Km, 1Km, 1.5Km 일 경우에 각각의 최대허용 간섭출력 레벨을 구한 것이고, 그림 1에서와 같이 신규서비스와의 인접 대역에 보호대역을 두는 것으로 가정하여 주파수 대역을 설정한 후 시뮬레이션을 수행 하였다.

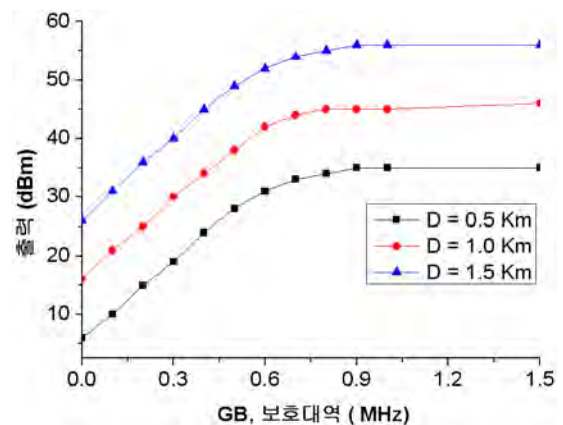


그림 3. 보호대역 변화에 따른 최대 허용 간섭출력 레벨

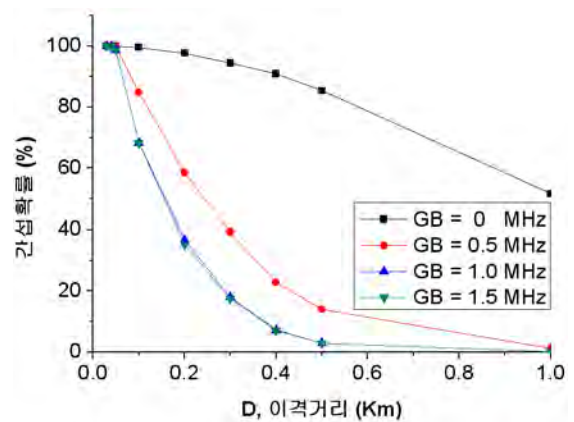


그림 4. 보호대역 변화에 따른 신규서비스 BS로부터 LTE MS로의 간섭 확률

참고문헌

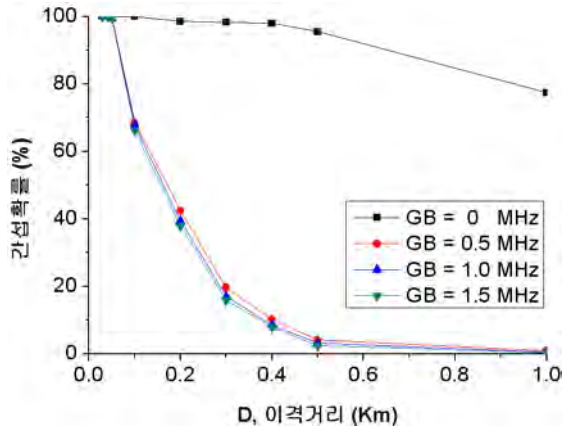


그림 5. 보호대역 변화에 따른 LTE BS로부터 신규서비스 MS로의 간섭 확률

Ofcom의 인접채널간섭 연구에 의하면 2.6GHz대역에서 43dBm의 고출력 매크로 TDD BS와 저전력 FDD AP사이의 트루풋 감소가 50%에서 20%로 바뀌기 위해서는 2Km의 이격거리가 필요한 것으로 나와 있다[5]. 이와같이 간섭에 의한 트루풋 감소를 최소화하고 통화품질 개선을 위해서는 이격거리 확보와 무선국 출력특성에 대해 정확한 검사를 통한 관리가 필요하다

그림 4와 5에서는 LTE와 신규서비스가 피간섭(Vr) 시스템 일 경우 각각에 대해 거리 변화에 따른 간섭확률을 나타낸 것으로 그림에서 보인바와 같이 1MHz와 1.5MHz 보호대역 일때의 간섭확률의 차이가 거의 없으므로 간섭영향을 받지 않기 위해서는 최소 1MHz 이상의 보호대역 설정이 필요함을 알 수 있다.

III. 결론

본 논문은 2.6GHz 대역에서 LTE 채널과 신규서비스 채널간의 간섭 영향을 SEAMCAT 툴을 사용하여 분석하였다. 신규서비스 BS로부터 LTE MS로의 간섭과 LTE BS로부터 신규서비스 MS로의 간섭의 2가지 시나리오를 설정한 후, Urban 지역을 기준으로 간섭 분석을 수행함으로써 최소 1MHz 이상의 보호대역이 필요함을 알 수 있었다. 또한 보호대역 산출을 위해 간섭확률 5% 이하를 만족하는 보호대역에 따른 최대 허용 출력을 시뮬레이션 하였다. 위에서 분석한 결과와 같이 출력변화에 따른 인접채널간의 적절한 보호대역과 송수신 필터 및 보호거리의 설정에 따른 ACLR 특성은 통화품질에 지대한 영향을 미치며 이에 대한 지속적인 관리가 필요하므로 무선국검사 기술기준에 송신 출력에 대하여 대역외 뿐만 아니라 대역내 채널의 ACLR 측정항목이 필수적으로 요구되어 진다고 하겠다.

[1] SEAMCAT Handbook, ECO, January 2010.
 [2] Cho I. K., Lee I. K., Park Y. O., "Study on Coexistence between Long Term Evolution and Digital Broadcasting Services," International Journal of Advanced Science and Technology, vol. 38., January, 2012.
 [3] CEPT, Compatibility study for LTE and WiMAX operating within the bands 880-915MHz/925-960 Mhz and 1710-1785MHz/1805-1880MHz(900/1800 MHz bands), pp.50-51 and, pp.61~62, CEPT Report41, November, 2010.
 [4] Real wireless Ltd., "Adjacent Channel interference scenarios," 2011.
 [5] <http://stakeholders.ofcom.org.uk/binaries/foi/2011/june/1-179876451-Adjacent-channel.pdf>

3-레벨 EDSM 송신 구조에서 DSM 회로의 입력 신호 처리 방법

*이성준, 조영균, 정재호, 이광천
한국전자통신연구원 이동RF연구실
e-mail : sea0310@etri.re.kr

Driving Method of a DSM Circuit in a 3-level EDSM Transmitter

*Sung Jun Lee, Young-Kyun Cho, Jae Ho Jung, and Kwang Chun Lee
Mobile RF Research Section
Electronics and Telecommunications Research Institute (ETRI)

Abstract

In a 3-level envelope delta-sigma modulation (EDSM) transmitter, a delta-sigma modulator (DSM) block is employed for the process of an envelope signal. For a good performance in a circuit level implementation, a differential signal is used for the input of a DSM circuit. In this work, a proper driving method of the DSM circuit is proposed, and verified through a simulation.

I. 서론

현대의 통신 시스템은 에너지 절약 뿐 아니라 RRH (remote radio head)와 같이 소형 방열 장치가 필수적인 기지국 구현을 위해서도, 반드시 고효율로 동작하는 전력 증폭기를 필요로 한다. 하지만, LTE (long term evolution)와 같은 현대 통신 규격의 신호는, 제한된 주파수 자원 내에서 보다 높은 전송 속도 획득을 위한 복잡한 변조 방법의 사용으로 인해, 높은 PAPR (peak-to-average power ratio)을 갖게 되는데 이는 전력 증폭기가 고효율로 동작하는데 불리한 조건이 된다. 또한, 복잡한 변조 방법으로 인해 송신 신호가 만

족 시켜야 하는 최소 신호 품질 사양은 엄격해졌다. 따라서 그 어느 때보다도 높은 효율과 우수한 선형성을 갖는 전력 증폭기가 요구된다.

높은 효율과 우수한 선형성을 동시에 획득하려는 시도들 중에 class-S 전력 증폭 구조 (class-S family)가 있다 [1-4]. 그 세세한 동작 원리는 조금씩 다르지만, 기본 개념은 입력 신호 변환부의 사용을 통해 전력 증폭기를 구동하는 입력 레벨을 ('on', 'off')의 두 개로 제한하고, 'on' 레벨에 비선형 증폭기의 효율 특성을 최적화함으로써 전체적인 효율 향상을 도모하는 것이다. 이때, 전력 증폭기는 그 입력이 없거나 있는 경우에는 항상 일정한 레벨로 구동되기에 비선형 전력 증폭기 사용으로 인한 선형성 훼손은 문제되지 않는다.

Class-S 전력 증폭 구조 중에 입력 신호 변환부에 크기 성분 처리를 위한 DSM (delta-sigma modulator) 블록이 있는 경우, 이를 EDSM (envelope delta-sigma modulation) 송신 구조라 한다. 이 구조는 다시 변환된 신호 자체가 2-레벨을 갖는 경우와 [4], 변환된 신호의 크기 성분이 2-레벨을 갖는 경우로 나눌 수 있다 [1]. 후자의 경우, PAPR이 큰 신호에 대한 낮은 변환 효율 (coding efficiency)이 효율 개선을 방해하는 직접적인 원인이 된다. 이에 변환 효율 개선을 위해, 변환 후 신호의 크기 성분이 3-레벨을 갖는, 3-레벨 EDSM 송신 구조가 제안되었다 [5].

EDSM 송신 구조를 실제 회로 레벨에서 구현할 때

좋은 성능을 얻기 위해서는, DSM 회로의 입력으로 차동 신호를 사용해야 한다. 본 연구에서는 이를 위한 DSM 회로의 입력 신호 처리 방법을, 3-레벨 EDSM 송신 구조를 기준하여, 논의한다.

II. 본론

2.1 기저대역 신호와 반송 주파수

LTE 기저국 송신 신호를 논의의 위한 기저대역 신호로 사용하였고, 반송 주파수로 2600 MHz를 고려하였다. 표 1에 그 사양이 정리되어 있다.

표 1. 사용 신호의 사양

Parameters	Values	Note
Modulation	OFDM (64-QAM)	
PAPR	8.7 dB	w/ CFR
EVM	2.86 %	
Channel BW	10 MHz	
RF Carrier	2600 MHz	

2.2 입력 신호 변환부

논의 대상인 3-레벨 EDSM 송신 구조의 입력 신호 변환부는 그림 1과 같고, 그 동작은 다음과 같다.

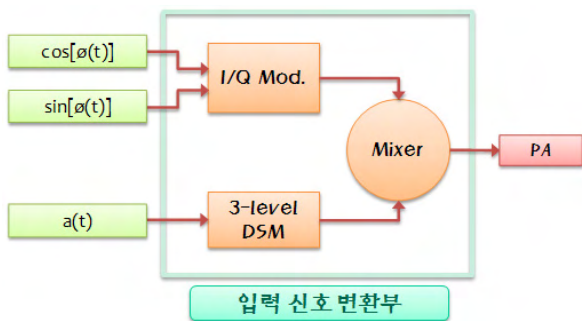


그림 1. 3-레벨 EDSM 송신 구조의 입력 신호 변환부

우선 기저 대역 신호의 크기 성분 $a(t)$ 가 3-레벨 DSM을 통과하면서 3-레벨 신호로 변조된다. 그리고 기저 대역 신호의 위상 성분 $\phi(t)$ 가 $\cos[\phi(t)]$ 와 $\sin[\phi(t)]$ 형태로 I/Q modulator에 입력되어 반송 주파수로 상향 주파수 변환된 위상 신호가 출력된다. 마지막으로 위의 두 신호가 복원 믹서 (restoration mixer)에서 결합된다.

이를 통해, 그림 2와 같이, 그 크기가 3-레벨 ('0', '1', '2')로 한정된 신호로 전력 증폭기를 구동할 수 있게 된다. 그 대가는, 그림 3과 같은, 광대역 스펙트럼

을 수용해야 하는 것이다. 여기서, 약 520 MHz로 동작하는 DSM을 가정하였다.

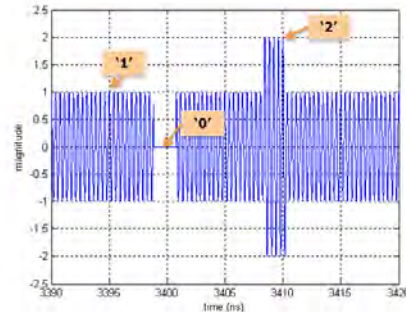


그림 2. 입력 신호 변환부의 출력 파형

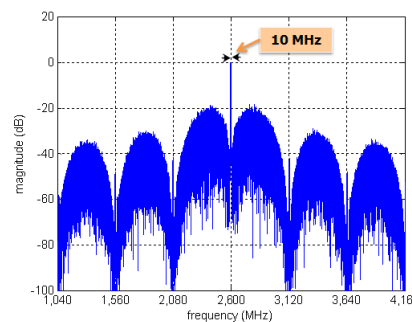


그림 3. 입력 신호 변환부의 정규화된 출력 스펙트럼

2.3 DSM 회로의 입력 신호 처리 방법

위 파형과 스펙트럼은 MATLAB 시뮬레이션을 통해 확인된 것으로, 이때 DSM 출력은 [6]에서 제공되는 'Delta-Sigma Toolbox'을 이용하여 생성하였다.

시스템 측면에서의 의미를 확인하는 경우에는, 기저 대역 신호의 크기 성분 자체가 DSM을 통과한다고 생각할 수 있다. 즉, 그림 4와 같은 상황을 가정하는 것으로, 이후 논의의 위해 이를 '방법 1'이라 부르기로 한다.

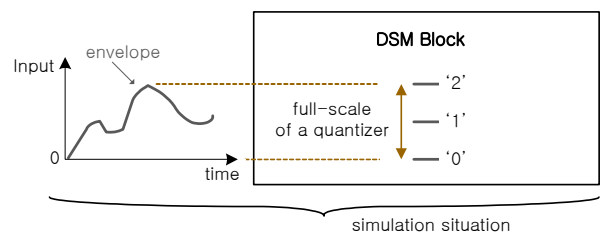


그림 4. 크기 성분 자체의 DSM ('방법 1')

EDSM 송신 구조를 실제 회로 레벨에서 구현할 때 좋은 성능을 얻기 위해서는, DSM 회로의 입력으로 차동 신호를 사용해야 한다. 차동 입력에 대해 DSM 회로 내부의 양자화기의 역량을 최대한 활용하는 동시

에, 크기 성분을 변조한다는 DSM 회로의 본래 사용 목적을 유지하기 위해서는 그림 5와 같은 방법이 필요하다. 즉, 크기 신호를 레벨 쉬프트(level shift)하여 DSM 회로에 입력함으로써 차동 입력에 대해 양자화기의 역량을 최대한으로 활용하고, DSM 회로의 출력에서는 입력에서 쉬프트 한 레벨을 역으로 보상할 수 있도록 회로를 구성하여 크기 신호에 대한 DSM 변조라는 의미를 유지하는 것이다. 이는 회로 레벨로 구현될 EDSM 송신 구조의 입력 신호 변환부 동작을 모사하는 것이기도 하다. 이후 논의를 위해 이를 ‘방법 2’라 부르기로 한다.

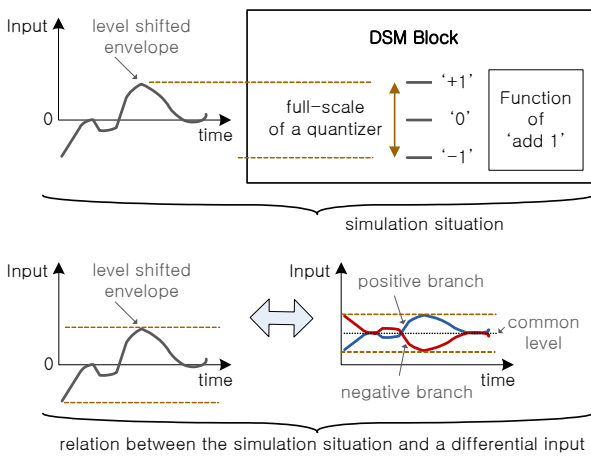


그림 5. 레벨 쉬프트 한 크기 성분의 DSM (‘방법 2’)

그림 4와 그림 5는 DSM 블록에 입력되는 입력 신호가 양자화기의 전체 영역(FS; full-scale)을 다 채우는 경우에 해당한다. 이 경우 ‘방법 2’에서 쉬프트 할 레벨은 DSM으로 변조할 크기 신호의 최댓값과 최솟값의 중간 값으로 결정된다고 생각할 수 있다. 하지만, 입력 신호가 양자화기의 전체 영역을 다 채우지 못하는 상황을 고려하면, 최댓값과 최솟값에 대해 보다 명확한 정의가 필요함을 알 수 있다.

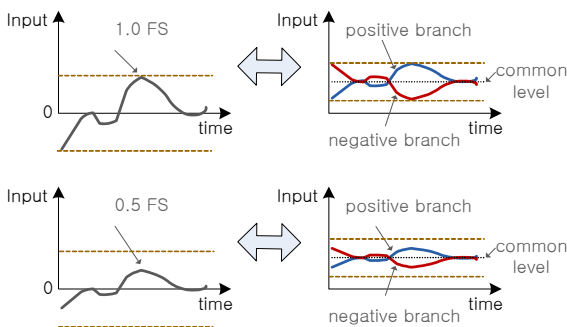


그림 6. 적절하지 못한 ‘방법 2’의 일반화

언뜻 그림 6의 상황을 ‘방법 2’의 일반화로 생각할 수 있는데, 이는 입력 신호를 구간별로 다르게 레벨 쉬프트 하는 것이라는 것을 알 수 있다. 따라서 구간을 어떻게 나눌 것인가에 대한 모호성이 존재한다. 또한 모호성을 차치하더라도, 이런 입력 신호 처리 방법은 파형 또는 신호 품질 측면에서 적절하지 못한 결과를 야기한다.

그림 6의 입력 상황에서, 구간에 따라 다르게 쉬프트 된 레벨만큼을 DSM 회로의 출력에서 보상하는 경우를 가정해 보자. 이러한 DSM 회로 출력부의 구현 가능성은 감안하지 않는다 할지라도, 양자화기의 출력은 (-1, 0, 1)로 고정된 상태에서 출력에서 보상하는 레벨은 입력 크기에 따라 변하기에, 입력 신호 변환부의 출력 파형은 그 크기가 3-레벨 (0, 1, 2)로 한정된 신호가 아니게 될 것임을 알 수 있다. 시뮬레이션을 통해 이러한 ‘부적절한 파형’을 확인하였다.

이와 달리 그림 6의 입력 상황에서, DSM 회로의 출력에서 보상하는 레벨이 고정된 경우를 가정해 보자. 이 경우 입력에서 쉬프트 한 레벨은 변하는데 반해 출력에서 보상하는 레벨은 고정되어 있기에, 입력 신호 변환부의 출력 신호가 ‘부적절한 신호 품질’을 갖게 될 것이라 예상할 수 있다. 시뮬레이션을 통해 이러한 ‘부적절한 신호 품질’을 확인하였다.

이로부터 적절한 파형과 적절한 신호 품질을 유지하기 위해, 그림 7과 같은 입력 신호 처리 방법이 필요함을 알 수 있다. 여기서 최솟값은 0으로 정의되고 최댓값은 통계적으로 결정되는 고정된 값이다.

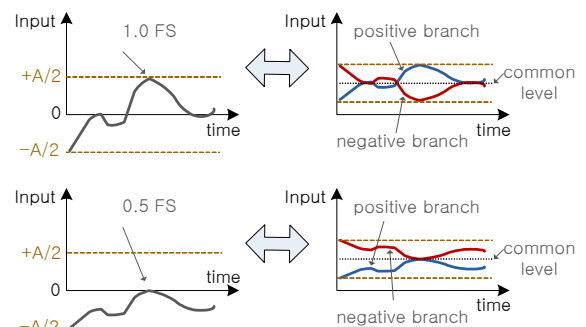


그림 7. 적절한 ‘방법 2’의 일반화 (제안 방법)

즉, 운용될 통신 신호의 확률 분포로부터 시스템에서 허용할 최대 크기 ‘A’가 결정되면 DSM 회로의 입력에서는 항상 ‘A/2’ 만큼만을 레벨 쉬프트 하여 입력하고, 그 출력에서는 항상 ‘A/2’ 만큼만 보상한다. 여기서, 양자화기를 다 채우는 입력 범위는 ‘-A/2~A/2’ 이다.

이때 입력 신호 변환부의 출력은 언제나 그 크기가

3-레벨 ('0', '1', '2')로 한정된 적절한 파형을 갖게 될 것이다. 또한, 입력에서 쉬프트 한 'A/2' 만큼 출력에서 보상하기에 출력은 적절한 신호 품질을 갖게 될 것이다. 구현 가능성 측면에서 보아도, 입력과 출력에서 쉬프트 할 레벨이 고정되어 있기에 별도로 고려할 사항이 없음을 알 수 있다. 이후 논의에서는, 제안한 그림 7과 같은 입력 신호 처리 방법만을 '방법 2'라 부른다.

III. 시뮬레이션 결과

그림 8과 표 2는, 제안한 '방법 2'에 따른 DSM 회로의 출력 파형과 입력 신호 변환부 출력의 EVM (error vector magnitude) 시뮬레이션 결과를 나타낸 것이다.

DSM 회로의 출력이 입력 신호 변환부 출력의 포락선이 되는 것이기에, 그림 8은 DSM 회로의 입력 크기에 무관하게 입력 신호 변환부의 출력 파형 크기가 3-레벨 ('0', '1', '2')로 한정됨을 보여주는 것이다.

EVM 시뮬레이션의 경우, 시스템적인 의미만을 고려하는 '방법 1'의 결과를 대조군으로 함께 나타내었으며 표 2에서 두 방법의 결과가 유사함을 볼 수 있다.

이로부터, 본 연구에서 제안한 방법의 적용이 파형과 신호 품질 측면에서 적절함을 확인할 수 있다.

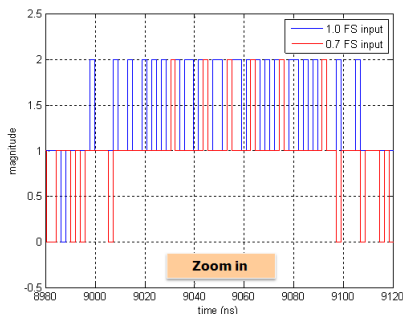


그림 8. DSM 회로의 출력 파형의 예 ('방법 2')

표 2. 입력 신호 범위에 따른 EVM 시뮬레이션 결과

DSM input signal range	EVM (%)	
	'방법 2' (실험군)	'방법 1' (대조군)
1.0 FS	4.16	4.16
0.9 FS	4.21	4.21
0.8 FS	4.33	4.26
0.7 FS	4.39	4.41
0.6 FS	4.59	4.61
0.5 FS	4.88	4.84
0.4 FS	5.17	5.39
0.3 FS	5.82	5.89
0.2 FS	7.35	7.18
0.1 FS	12.81	12.52

IV. 결론

본 연구에서는, 실제 회로 레벨로 구현될 EDSM 송신 구조에 적용할, DSM 회로의 입력 신호 처리 방법을 제안하였다. 이는 회로의 입력과 출력에서 고정된 레벨을 쉬프트 하는 것이기에 구현 가능성 측면에서 아무런 문제가 없으며, 그 파형과 신호 품질의 적절성은 시뮬레이션을 통해 검증되었다. 3-레벨 EDSM 송신 구조를 기준하여 논의가 이루어졌으나, 제안한 방법은 임의의 EDSM 송신 구조의 입력 신호 변환부에 적용될 수 있다.

Acknowledgement

본 연구는 지식경제부의 정부출연금 연구사업의 일환으로 수행하였음. [10035173, 차세대 이동통신 기저국용 Class-S 전력증폭기 기술연구]

참고문헌

- [1] Y. Wang, "An Improved Kahn Transmitter Architecture Based on Delta-Sigma Modulation," IEEE Int. Microwave Symp., vol. 2, pp. 1327-1330, June 2003.
- [2] T. Johnson and S. Stapleton, "RF Class-D Amplification With Bandpass Sigma-Delta Modulator Drive Signals," IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 53, no. 12, pp. 2507-2520, December 2006.
- [3] M. Nielsen and T. Larsen, "A 2-GHz GaAs HBT RF Pulsewidth Modulator," IEEE Trans. Microw. Theory & Tech., vol. 56, no. 2, pp. 300-304, February 2008.
- [4] M. Nielsen and T. Larsen, "A Transmitter Architecture Based on Delta-Sigma Modulation and Switch-Mode Power Amplification," IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol. 54, no. 8, pp. 735-739, August 2007.
- [5] J. H. Kim, S. J. Lee, J. H. Jung, and C. S. Park, "60% High-Efficiency 3G LTE Power Amplifier with Three-level Delta Sigma Modulation Assisted By Dual Supply Injection," IEEE Int. Microwave Symp., June 2011.
- [6] R. Schreier, and G. C. Temes, Understanding Delta-Sigma Data converters, IEEE Press, 2005.

광대역 동작을 위한 고효율 포화전력증폭기

*손정환, 박윤식, 김석현, 김범만
포항공과대학교 전자전기공학과

e-mail : jhson@postech.ac.kr, bmkim@postech.ac.kr

Highly efficient saturated power amplifier for broadband operation

*Junghwan Son, Yunsik Park, Seokhyeon Kim, and Bumman Kim
Department of Electrical Engineering
Pohang University of Science and Technology (POSTECH)

Abstract

This paper presents a broadband saturated power amplifier (PA) using the harmonic control circuits for base station application. The saturated PA has advantages for broadband operation with high efficiency due to the large tolerance of the second harmonic tuning. However, it is difficult to simultaneously achieve the fundamental and second harmonic impedance matching across a wide bandwidth. To solve the problem, the harmonic control circuits are placed at the input and output of the device's die. The saturated PA with the harmonic control circuit is designed using 120W GaN device, achieving a high efficiency and wide bandwidth characteristics simultaneously. The measured output power, drain efficiency, and gain are at least 71.0%, 51.0 dBm, and 8.22 dB at the saturation across the 1.75GHz to 2.17GHz (21% relative bandwidth). These results show that the broadband saturated PA with the harmonic control circuit is suitable to wide bandwidth multimode/multiband applications.

I. 서론

3G, 4G 로 이어지는 무선 통신 시스템이 진화함에 따라, 통신 시스템은 문자나 음성 이외에 다양한 콘텐츠를 전송하는 서비스를 제공한다. 따라서, 많은 정보를 한번에 제공하기 위해 전력증폭기에서는 높은 peak-to-average power ratio (PAPR) 의 특성을 갖는 변조신호와 더불어 광대역 한 신호를 선형적으로 증폭하여야 한다. 높은 PAPR 신호에 대해서 전력증폭기는 낮은 효율 영역에서 동작한다. 이로 인해 전력증폭기는 부가적으로 냉각 시스템을 요구하게 되고, 이는 송신기의 크기를 키울 뿐만 아니라, 생산 단가를 높게 된다. 또한 열에 의하여 송신기가 안정적으로 동작을 하지 않을 수 있기 때문에 이를 보상하기 위한 부가적인 회로를 요구하게 된다[1-3]. 또한, 3G 에서 4G 로 넘어감에 따라 다중대역 다중모드를 지원하는 전력증폭기에 대한 수요가 증가 하고 있지만 이에 대한 연구 진행은 미비하다. 최근에 낮은 Q 정합(low-Q matching)을 통해 광대역 대역에서 동작 할 수 있는 전력증폭기에 대한 연구성과가 발표 되고 있지만 이러한 전력증폭기의 경우 고효율 특성을 갖기가 쉽지 않다[4]. 기본 임피던스 정합 (fundamental impedance matching) 외 고조파 임피던스 정합 (harmonic impedance matching) 을 추가적으로 수행 하여야만

고효율 특성을 갖는 전력증폭기를 구현 할 수 있다. 최근 기지국에 사용 되고 있는 일반적인 전력증폭기의 경우 전력증폭기의 낮은 정합 임피던스를 50ohm 으로 쉽게 정합시키기 위해 패키지 내부에 boosting 회로를 사용한다. 이 boosting 회로와 낮은 Q 정합 회로를 이용하여 광대역에서 대해서 동작 할 수 있는 전력증폭기의 구현은 가능하지만 효율적인 측면을 고려하여 고조파 성분의 정합을 동시에 이루기에는 구현의 어려움이 존재한다. 본 연구 목적은 광대역 전력증폭기의 효율을 높이기 위한 것으로서, 고조파 제어 회로를 임출력 단에 추가하여 제 2 고조파에 대해 패키지 외부 임피던스에 영향을 받지 않는 구조로 (그림 1) 광대역에 대해 효율을 증가시키는데 그 목적이 있다.

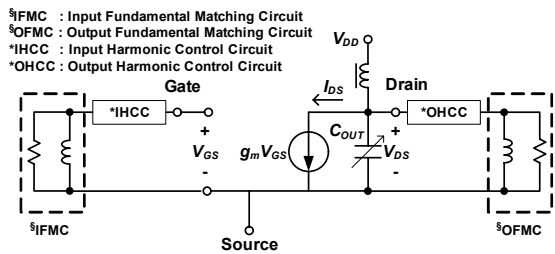


그림 1. 고조파 제어 회로가 추가된 전력증폭기 구조

II. 본론

2.1 Source & load pull simulation results

본 절에서는 Cree GaN HEMT 소자인 CGH60120 model 의 optimum impedance region 을 찾기 위한 source & load-pull simulation 에 대하여 살펴본다. Simulation 결과들은 모두 1.8~2.2GHz 의 주파수 대역에서 얻은 결과이고, device model 은 위에서 밝힌 것과 같이 CGH60120 die model 을 사용하였다. Bias condition 은 $V_{DS}=40V$ & $I_{DQ}=600mA$ 로 맞추고 simulation 하였다. 그리고 input power 는 38dBm 으로 설정하여 simulation 을 진행 하였다. 그림 2 은 fundamental load-pull simulation 을 수행 한 결과이다. 나머지 source 및 load harmonic impedance 는 optimum impedance 에 matching 한 채로 simulation 하였다. 그림에서 표시된 효율 contour 는 최대 효율을 갖는 impedance 에서 10%만큼 떨어지는 효율을 갖는 impedance 를 이은 contour 를 나타내었다. 최대 효율은 주어진 주파수에서 85%정도를 갖는다. Contour 를 확인 해보면 frequency 가 증가할수록 matching tolerance 가 줄어드는 것을 볼 수 있다. 또한 큰

120W급 소자들은 해당하는 output power 를 내기 위해서 작은 크기의 R_{OPT} 를 가져야 하기 때문에 optimum impedance 가 작은 impedance영역에 위치하고 있고, 10% contour 임에도 불구하고 contour 의 크기가 다소 작은 것을 확인 할 수 있다. 하지만, Optimum impedance 는 frequency 에 따라서 크게 변하지 않는 것을 알 수 있다. 우선적으로 주어진 주파수 대역에서 효율 75% 이상의 contour 안으로 matching 하는 것을 목표로 한다.

Second harmonic load impedance 는 포화전력증폭기의 동작에 중요한 역할을 한다. Second harmonic impedance 가 inductive 혹은 충분히 큰 impedance 가 가져야 포화전력증폭기의 half-sine drain voltage waveform 을 갖게 되어 높은 효율로 동작 할 수 있게 된다. 그림 3 를 보면 해당하는 impedance inductive 영역에서 고효율로 동작 하고 있음을 알 수 있다. 그에 반해 short 근처의 impedance 로 second harmonic impedance 가 matching 되었을 경우에는 고효율을 갖는 half-sine drain voltage waveform 을 갖지 못하게 되어 낮은 효율을 갖게 된다. Second harmonic source impedance 도 포화전력증폭기의 동작에 중요한 역할을 한다. Second harmonic impedance 가 short impedance 가져야 포화전력증폭기의 current conduction angle 이 작아져서 높은 효율로 동작 할 수 있게 된다. 임출력 단에 제 2 고조파 제어 회로를 추가하여 이러한 효율이 좋은 영역을 원하는 frequency 대역에서 넓은 범위를 가질 수 있도록 구현 하면 고효율의 광대역 특성을 얻을 수 있을 것이다.

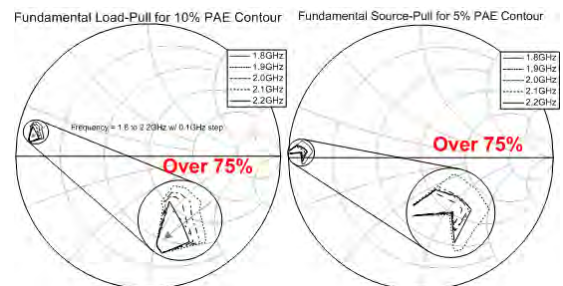


그림 2. Fundamental simulation results

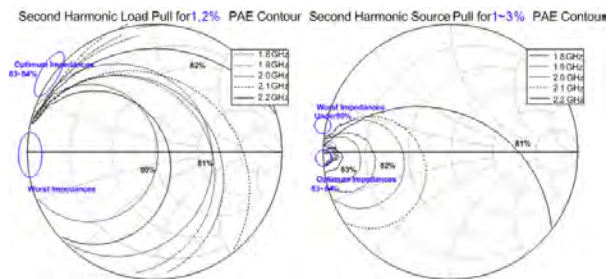


그림 3. Second harmonic simulation results

2.2 제 2 고조파 제어 회로

출력 단의 제 2 고조파 제어 회로는 그림 3에서 결과를 바탕으로 die cell 바로 앞에서의 효율 및 출력전력이 최대영역이 되는 inductive 영역으로 항상 정합 되도록 출력 제어 회로를 구성한다. 그 후 입력 단의 고조파 제어 회로의 경우 출력단 과 유사하게 그림 3에서 결과를 바탕으로 제 2 고조파 입력 신호가 die cell 바로 앞에서의 효율 및 출력전력의 최대영역인 단락 (short) 으로 항상 정합 되도록 입력 제어 회로를 구성한다. 제어 회로는 인덕터와 커패시터의 직병렬 조합으로 구성 될 수 있으며 최적화 지점에 따라 다양한 조합으로 구성 될 수 있다. 본 연구에서는 입력단의 경우는 큰 커패시터를 이용하였으며 출력단의 경우 큰 커패시터와 큰 인덕터를 사용하여 최적화 하였다. 그림 4의 결과는 제 2 고조파 회로를 추가하였을 때 최적화 효율 범위 확대를 보여 주는 결과로 제 2 고조파 제어 회로로 인해 아주 넓은 범위에서 fundamental 정합회로에 영향을 받지 않는 상태로 고효율 특성을 갖는 것을 확인 할 수 있다.

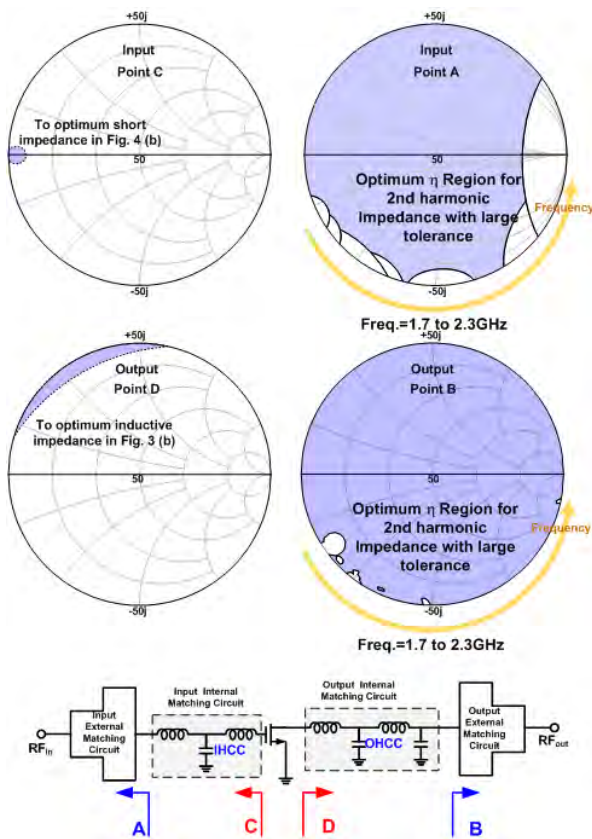


그림 4. 제 2 고조파 제어 회로에 의한 영향

III. Experiment

앞절에서 설명한 광대역에 적합한 포화전력기의 실험 결과에 대해 설명한다. 그림 5는 1.85GHz 대역에서 CW 신호를 인가 했을 때의 결과이다. 최대출력이 100W 이상의 큰 출력을 가지므로 CW 신호를 인가한 경우 thermal effect 에 의해 최대출력 및 파워를 검출하는 것에 대해 어려움이 있다. 그리하여 낮은 출력 까지 실험을 진행한 경우 시뮬레이션과 유사한 성능을 보이는 것을 확인 할 수 있었다. 이러한 thermal effect 를 줄이기 위해 pulse 신호를 인가하여 최종적인 결과를 그림 6에서와 같이 얻을 수 있었다. 설계된 광대역 포화전력증폭기는 1.75GHz에서 2.17GHz 까지 최대출력 51.0~52.3 dBm & 최대 효율 71.0%~84.4% 및 gain 8.22~11.6 dB 의 특성을 확인 할 수 있었다. 또한 시뮬레이션 결과와 비교 하였을 때에도 유사한 성능을 확인 할 수 있어 제 2 고조파 제어 회로로 인해 광대역에 걸쳐 고효율 특성을 갖는 것을 증명하였다.

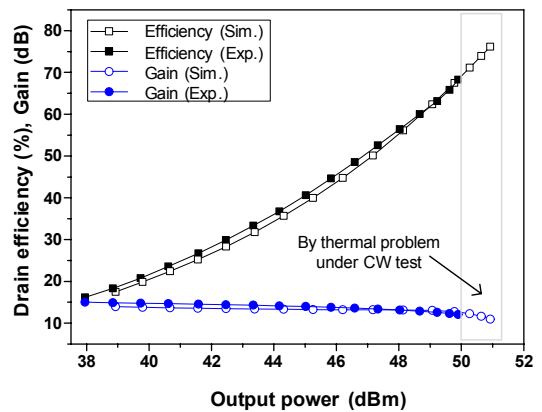


그림 5. 1.85GHz 에서의 CW 실험결과

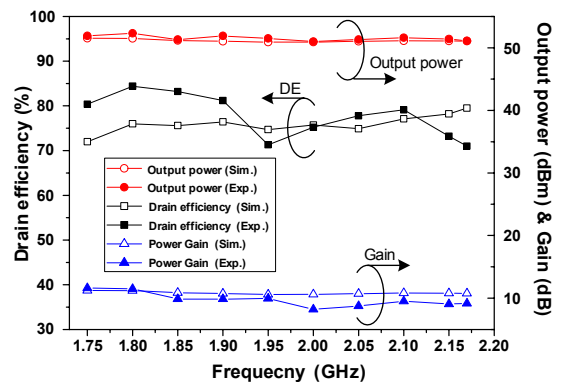


그림 6. 광대역 포화전력증폭기의 pulse 실험결과

IV. 결론

본 연구에서는 고효율 전력 증폭기의 성능에 있어서 넓은 주파수 영역의 효율 개선 방법에 관한 것으로, 더욱 상세하게는 고조파를 쉽게 정합하는 회로를 포함하는 전력증폭기 구현에 관한 것이다. 특히 전력증폭기의 효율의 영향을 많이 주는 제2고조파에 대해 제어 회로를 이용하여 외부에서 고조파 임피던스에 대해 영향을 덜 받는 구조 (large tolerance)를 갖는다. 이를 통해 넓은 주파수 영역에서 전력 증폭기의 효율을 향상 시킬 수 있었다.

참고문헌

- [1] S. C. Cripps, RF Power Amplifiers for Wireless Communications. Nor-wood, MA: Artech House, 2006.
- [2] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N.Pothecary, J. F. Sevic, and N. O. Sokal, "Power amplifiers and transmitters for RF and microwave," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 3, pp. 814-826, Mar. 2002.
- [3] J. Choi, D. Kang, D. Kim, J. Park, B. Jin, and B. Kim, "Power amplifiers and transmitters for next generation mobile handset," *J. Semicond. Technol. Sci.*, vol. 9, no. 4, pp. 249 - 256, Dec. 2009.
- [4] J. Moon, J. Son, J. Lee, and B. Kim, "A multimode/multiband envelope tracking transmitter with broadband saturated amplifier," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 12, pp. 3463-3473, Dec. 2011.

ACKNOWLEDGEMENT

This research was supported by the MKE (The Ministry of Knowledge Economy), Korea, under the ITRC (Information Technology Research Center) support program supervised by the NIPA (National IT Industry Promotion Agency)(NIPA-2012-(C1090-1211-0011))

소 동물용 1.5T MRI 시스템용 새로운 구조의 Birdcage형 RF 코일

*김정민, Sheikh Faisal Ahmad, 최익창, 김영철, 김현덕
경북대학교 전자공학부
e-mail : hyundkim@ee.knu.ac.kr

A New Designing Method of Birdcage Type RF Coil for Small Animal at 1.5T MRI System

*Jung-Min Kim, Sheikh Faisal Ahmad, Ick Chang Choi, Young Cheol Kim,
and Hyun deok Kim
School of Electronics Engineering
Kyungpook National University

Abstract

In this paper we are demonstrating a novel method of designing and implementing a modified birdcage type Radio Frequency (RF) coil for small animal Nuclear Magnetic Resonance (NMR) imaging. This RF coil is basically a band pass type birdcage coil which is specifically designed to perform the whole body NMR imaging of small animal at 1.5T MRI systems. The simulation results verified that the return loss and the magnetic field of the designed birdcage type RF coil is better than the conventional birdcage type RF coil.

I. 서론

NMR(Nuclear Magnetic Resonance) 신호를 수신하기 위한 RF 코일은 MRI 시스템에서 매우 중요한 역할을 한다. 약한 NMR 신호는 매우 짧은 시간 동안만 생성되기 때문에 RF 코일은 신호를 민감하게 감지할 수 있는 코일을 필요로 한다. 최근에 NMR 신호를 수신할 수 있는 RF 코일에 관해 많은 연구가 수행되고 있다[1-2]. 그 중에서 birdcage 코일은 내부에 강한 자

기장을 생성하기 때문에 입상의 MRI 시스템에서 사람과 동물의 NMR 영상을 얻기 위한 후보로 각광받고 있다[3-4].

본 논문에서는 birdcage형 RF 코일을 바탕으로 새롭게 설계한 코일을 나타내었다. 이 코일은 대역통과형 birdcage RF 코일과 유사한 구조로 설계하였다. 그리고 1.5T MRI 시스템의 공진 주파수인 63.85MHz에서 NMR 신호를 검출할 수 있도록 설계하였다.

II. 설계

본 논문에서 설계된 RF 코일은 기존의 birdcage RF 코일에서 leg의 모양을 톱니모양으로 변형시켜 설계한 코일이다. 제안된 톱니모양의 leg를 가지는 birdcage형 RF 코일은 전파 3차원 전자기 시뮬레이션 소프트웨어인 HFSS를 사용하여 만들었다. 시뮬레이션 상에서 만들어진 RF 코일의 구조를 그림 1에 나타내었다.

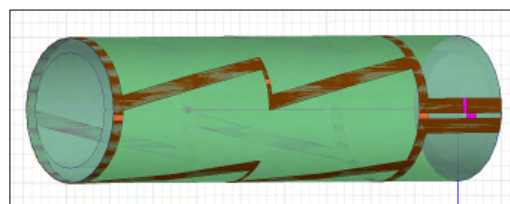


그림 1. 설계된 RF 코일

시뮬레이션상의 모델은 내부 지름은 20mm, 총 길이는 212.5mm이고 5mm의 두께를 가지는 중공 원통 위에 FR4-epoxy의 유전체를 가지는 0.2mm의 FPCB를 에칭하였다.

시뮬레이션에서 사용된 코일의 구리 도체 폭은 leg 부분에서 중앙의 가로 방향 부분만 2mm로 하고 나머지는 모두 5mm로 사용하였다. 급전 선로의 길이는 40mm로 설정하였고 끝부분에 포트를 달아 소 동물로부터 받은 NMR 신호를 MRI 시스템으로 전송하여 영상을 만들 수 있게 하였다. 그리고 급전 선로 부분에 직렬 및 병렬 커패시터를 달아 임피던스 매칭을 할 수 있게 하였다. 모든 커패시터들의 간격은 SMT 타입의 커패시터를 사용하기 위해 2mm로 설정하였다.

III. 시뮬레이션

본 논문에서는 1.5T MRI 시스템에서 1H NMR 신호를 얻기 위한 공진 주파수인 63.85MHz에서 최적화되도록 설계하였다. 그리고 제작된 새로운 구조의 birdcage형 RF 코일의 시뮬레이션 측정값을 나타내었다. 모든 결과 그래프들은 코일 내부에 바닷물을 넣고 시뮬레이션하였다. 그 이유는 소 동물이나 신체는 내부에 다양한 유전 상수를 가지고 있는데 그와 가장 유사한 물질이 많은 미네랄을 포함하여 내부에 다양한 유전 상수를 가지는 바닷물이기 때문이다.

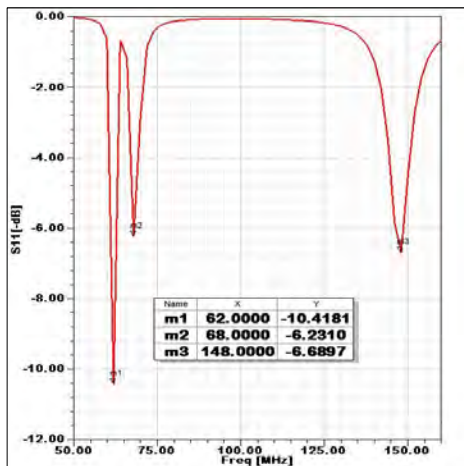


그림 2. 설계된 코일의 반사손실

그림 2는 설계된 코일에 대해 측정된 반사 손실 그래프이다. 설계된 코일은 1.5T MRI 시스템의 공진 주파수인 63.85MHz 근처에서 일반적인 birdcage 코일보다 더 날카롭고 좋은 특성을 나타내고 있는 것을 볼 수 있다.

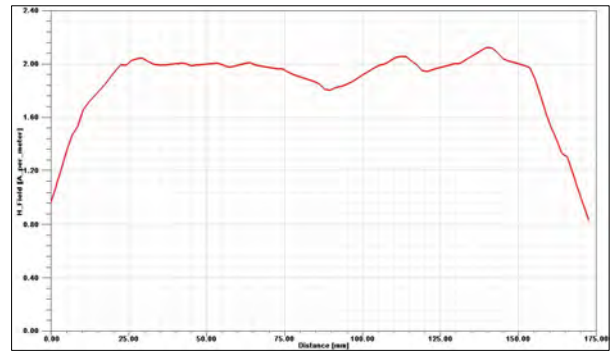


그림 3. 코일 중심축에서의 자기장 분포

그림 3은 시뮬레이션 한 내부 자기장의 분포를 보여주고 있다. 그림에서 볼 수 있듯이 코일 내부에 강하고 균일한 자기장이 나타나는 것을 볼 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 1.5T MRI 시스템에서 소 동물의 NMR 영상을 얻기 위해 기존의 대역통과 형 birdcage RF 코일의 leg 부분을 톱니 모양으로 새롭게 설계하였다. 새로운 구조의 RF 코일을 통해 전보다 좋은 반사 손실과 함께 강하고 균일한 자기장의 특성을 보여주는 것을 결과를 통해 볼 수 있었다. 이 코일을 이용하면 더 좋은 NMR 영상을 얻을 수 있을 것으로 기대된다.

참고문헌

- [1] P. B. Roemer, W. A. Wldestine, C. E. Hayes, S. T. Souza, and O. M. Mueller, "The NMR phased array", *Magn. Reson Med*, vol. 16, no. 2, pp. 192-225, 1990.
- [2] F. D. Doty, G. Entzminger, J. Kulkarni, K.Pamarthy, and J. P. Staab, "RF coil technology for small animal", *NMR Biomed.*, vol. 20, no.3, pp.304-325, 2007.
- [3] C. E. Hayes, W. A. Edelstein, J. F. Schenck, O. M. Muller and M. Eash, "An efficient highly homogeneous radiofrequency coil for whole-body NMR imaging at 1.5T", *J. Magn. Reson.*, vol. 63, pp. 622-628, 1985.
- [4] C. E. Hayes, "The development of the birdcage resonator: a historical perspective" *NMR Biomed.*, vol. 22, no. 9, pp. 908-918, 2009.

안테나 극성에 따른 자동차 전자파 방사의 대한 고찰

*이재훈, 강진주, 안재성, 김성범, 배중호, 이종현
 교통안전공단 자동차안전연구원
 e-mail : myitstory@gmail.com

A Study on Electro-Magnetic Emission of Vehicle as Polarity antenna

*Jae-Hun Lee, Jinju Kang, Jaesung An, Sungbum Kim,
 Joongho Bae, Jonghyun Lee
 Korea Automobile Testing and Research Institute

Abstract

Currently the electronic device of the vehicle have increased. The automobile electrical components in vehicle account for about 20%. The electric and electronic components are increasing an important in the vehicle. Accordingly, electromagnetic waves generated from automobiles is increasing. In particular, the electromagnetic wave varies depending on the location of the electronic device. This paper focuses on the measurement results about polarity antenna.

I. 서론

최근 디지털 기기의 급속한 발전으로 자동차 분야에서도 전자 기기들의 점점 늘어나고 있는 추세이다. 전자 부품이 자동차 총 제조원가에서 차지하는 비율이 약 20%가 될 정도로 비중이 점점 더 커지고 있다.

전자기기의 적용 비율 확대에 따른 자동차에서 발생하는 전자파도 증가될 것으로 사료되며 자동차에 장착된 전자 기기 및 배선 등을 통하여 각기 다른 방향의 전자파를 방사한다. 따라서 자동차에서 발생하는 전자파가 수신안테나의 수직 및 수평 극성에 차이점을 확인하고자 3개 시험 차종에 대한 측정 및 결과 분석을 제시하였다.

II. 본론

2.1 이론 설명

전자파 적합성이란 어떤 기기, 장치 또는 시스템의 기능이 그것의 전자파 환경에서 정상적으로 동작하고 또한 그 환경에 있는 다른 기기들이 감당할 수 없는 전자파 장애를 만들지 않도록 하는 허용기준을 초과하지 않는 능력을 의미한다.

이러한 전자파적합성(Electromagnetic Compatibility, EMC)를 의미하는 전자파 방사와 전자파감응성(Electromagnetic Susceptibility, EMS)과 관련한 전자파 내성으로 나뉘어진다.

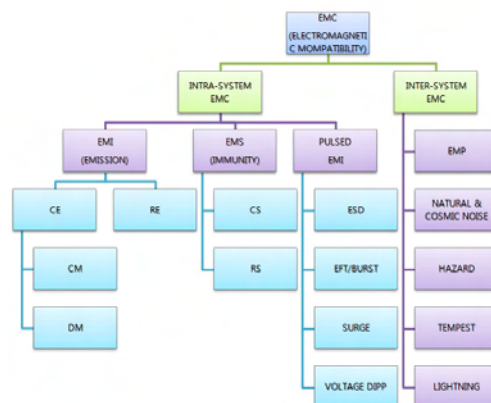


그림 1. EMC 개념도

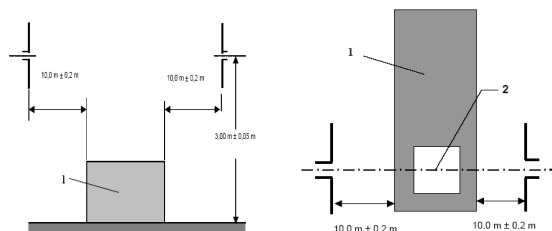
2.2 시험 방법

일반적으로 자동차의 전자파 평가에는 방사 및 내성시험이 있으며 국제규격으로는 방사시험의 경우 국제무선장해특별위원회(CISPR)에서 내성시험은 주로 국제표준화기구(ISO)에서 다루고 있다.[1][2][3] 본 연구에서의 시험방법은 국내 자동차안전기준 및 국제규격의 협대역 시험을 기준으로 평가하였다. 협대역 방사시험은 자동차에 장착된 전자제어장치의 마이크로프로세서 시스템 또는 다른 협대역 발생원으로부터 방사되는 전자파를 측정하는 것이다.[4]



그림 2. 자동차 협대역 시험 장면

측정 장비는 국제 무선장해 특별위원회의 규격 조건에 준하는 것을 사용하였으며, 120KHz 대역폭에 평균치 검파기로 측정한다. 자동차는 이그니션 작동 상태이며, 원동기는 정지 상태이어야 한다. 장치의 전자시스템은 자동차가 정지한 상태에서 정상 작동 상태이어야 한다. 9KHz 이상의 내부 발진기 또는 반복적인 신호를 운전자나 승객이 지속적으로 작동할 수 있는 것은 정상적으로 동작하여야 한다.[5] 안테나와 자동차의 수평거리는 10미터로 자동차 길이방향으로 원동기의 중앙을 기준으로 자동차의 왼쪽과 오른쪽에 위치하고, 각 측정위치에서 공중선의 극성을 수평과 수직으로 변경하면서 시험을 실시하여야 한다. 측정 데이터는 30MHz ~ 1000MHz 범위에서 수직 및 수평극성 값을 비교하였다.



1. 시험 자동차 2. 원동기 중심

그림 3. 자동차와 공중선 배치

Ⅲ. 분석

3.1 시험 시설 및 장비

전자파를 측정하기 위하여 수신 안테나를 사용하였고 수신안테나의 극성을 변화시켜 주는 안테나 조절 장치 (Antenna master controller) 및 수신된 전계 강도를 측정하는 전계강도 측정기(EMI Receiver) 등을 사용하였다.

3.2 시험 자동차

현재 양산되어 시판중인 소형, 중형, 대형 승용차 총 3대를 수평 및 수직 극성에 따라 전자파 방사시험을 실시하였으며 자동차의 주요 제원은 표 1과 같다.

차 명	배기량	연 식	시험모드 (안테나 모드)	사 진
A	1,598CC	2012	Horizontal & Vertical	
B	3,498CC	2012	Horizontal & Vertical	
C	1,968CC	2012	Horizontal & Vertical	

표 1. 시험자동차 제원

Ⅳ. 시험 결과

시험결과는 각 차종별로 정리하였고 [그림 4~9]에서 측정 결과를 분석하였다.

4.1 안테나 극성별 전자파 측정 결과

가. Vehicle A 시험결과

그림 4는 하늘색이 수직극성이며 검정색이 수평극성의 측정 결과이다. 시험결과를 분석하면 시험주파수 252MHz의 경우 수평극성은 16.96dBμV/m, 수직극성은 12.59dBμV/m로 측정되어 4.37dBμV/m 수평극성이 높게 측정 되었으나 대부분 주파수에서는 수직극성 모드에서 전자파가 높게 측정되었다.

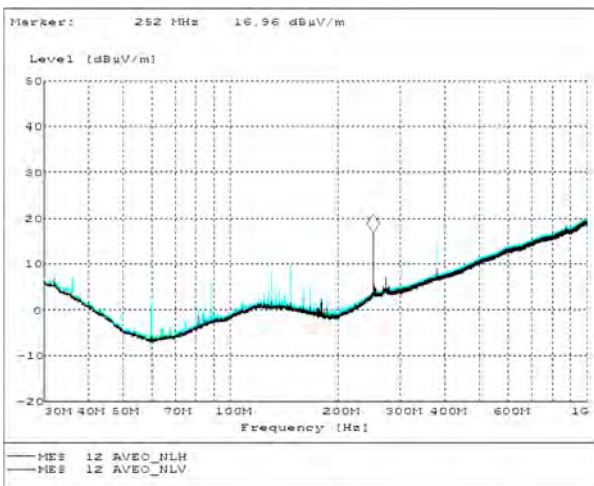


그림 4. Vehicle A 시험 결과

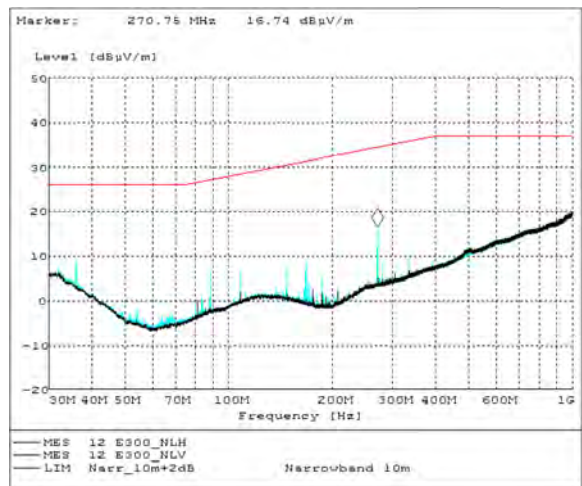


그림 6. Vehicle B 시험 결과

그림 5는 수직 및 수평 모드에서 측정된 결과 중 차이가 큰 주파수에 대한 세기를 비교한 그래프로 약 8.39 ~ 5.24dBµV/m의 차이를 보였으며, 이는 모두 수직극성 모드 일 때가 수평극성 모드보다 높게 측정되는 경향을 나타냈다.

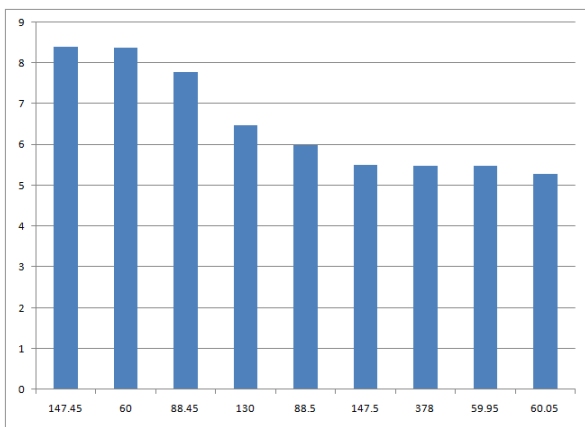


그림 5. Vehicle A 안테나 극성별 차이

그림 7은 시험 주파수 270.75MHz에서 13.04dBµV/m로 수평과 수직의 측정값이 가장 큰 차이를 보인 주파수이며 각 시험자동차에 따라 편차가 있음을 알 수 있었다.

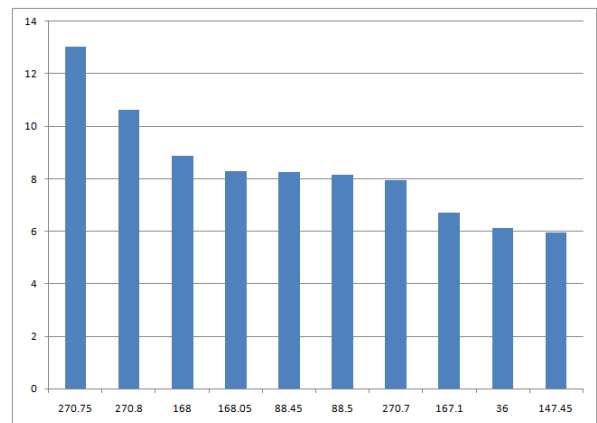


그림 7. Vehicle B 안테나 극성별 차이

나. Vehicle B 시험결과

Vehicle B는 수직극성 모드에서 가장 큰 값이(16.74dBµV/m, 270.75MHz) 측정되었다. 이는 수평극성 모드에서 측정된 값 13.04dBµV/m보다 3.7dBµV/m 높은 값이었다.

그림 6의 그래프를 분석해본 결과 Vehicle B는 수평극성 전자파의 방사가 낮으며 대부분의 전자파가 수직극성 모드에서 높게 측정됨을 알 수 있었다.

다. Vehicle C 시험결과

Vehicle C도 전반적으로 수평보다 수직극성 모드에서 높게 전자파가 측정되었으며 일부 60, 88.45, 130 MHz 등 주파수에서 전자파가 높게 측정되었다.

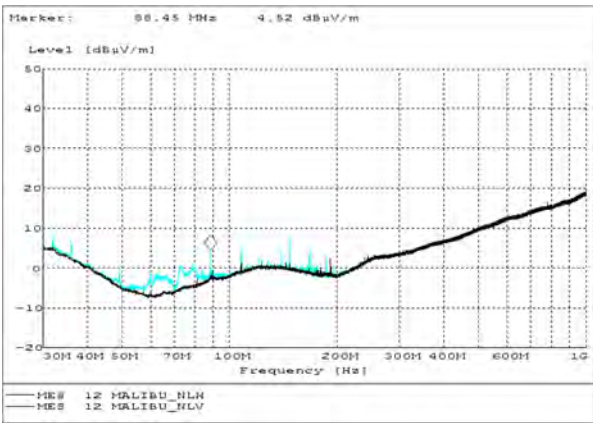


그림 8. Vehicle C 시험 결과

Vehicle C는 147.4MHz에서 수직극성 모드일 때 7.3dB μ V/m가 측정되고 수평극성 모드에서는 0.68dB μ V/m가 측정되어 6.62dB μ V/m의 차이를 보였다.

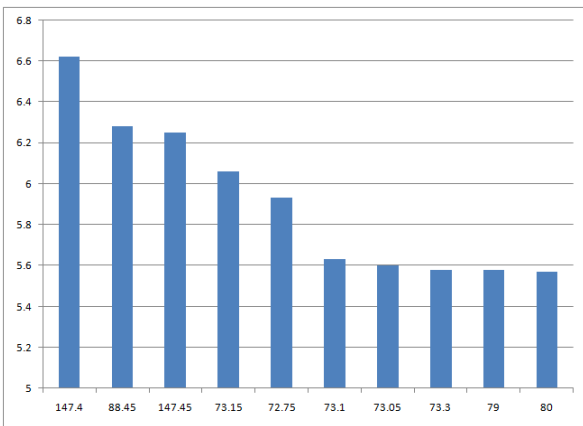


그림 9. Vehicle C 안테나 극성별 차이

V. 결론

자동차의 전자파 협대역 방사시험에 대한 수신 안테나 극성별로 차이점을 분석하였다. 시험 차종 A에서와 같이 특정 주파수에서는 수평극성모드에서 전자파가 높게 측정되는 경향도 있으나 대부분의 자동차에서는 수평극성보다 수직극성에서 전자파가 높게 평가되었다. 이러한 차이는 자동차에 장치된 전장품 및 배선 등의 장착 위치 영향으로 판단되며 향후 보다 다양한 차종의 평가 및 분석을 통하여 일반적인 자동차 전자파 방사 특성에 대한 검토가 요구된다.

참고문헌

- [1] IEC, CISPR 12 Ed. 5 "Vehicle, boats, and internal combustion engine driven devices - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of receivers except those installed in the vehicle/boat/device itself or in adjacent vehicles/boats/devices" 2001
- [2] IEC, CISPR 25 Ed. 3 "Vehicle, boats, and internal combustion engines - Radio disturbance characteristic - Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers", 2000
- [3] SAE J551/2 "The limit and methods of measurement of radio disturbance characteristics of vehicles, Motor boat and spark-ignited engine driven devices", 2008
- [4] "자동차관련 고시집 : 자동차안전기준 시행세칙", 국토해양부, 2012
- [5] Jae-Sung, An et al, "A study on testing of radiated broadband electromagnetic emission from diesel engine vehicle", 2009

자동차 및 부품의 EMI 규격 국제동향

*강진주, 안재성, 김성범, 배중호, 이종현
교통안전공단 자동차안전연구원
e-mail : flypearl@ts2020.kr

A Study on International Trends in Elector-magnetic Interference About Automobile and component

*Jin-ju Kang, Jae-sung An, Sung-Bum Kim, Joong-ho Bae, Jong-Hyun Lee
Korea Automobile Testing and Research Institute

Abstract

The electromagnetic compatibility test of the vehicle and its component is largely composed with emission and immunity. The international standards about electromagnetic emission are the CISPR 12 and 25. Recently these standards are under discussion about measurement uncertainties, electric vehicle's charging mode, test frequency expansion, etc in internation expert meeting. For that reason the research is conducted to survey main difference and new test items compared to existing standard. Through the analysis with the latest standard trends, shows the necessity to apply in domestic vehicle standards.

DMB, 각종 단말기, AVN(Audio Video Navigation)등 그 종류가 다양화 되고 있다. 또한 하이브리드 자동차나 전기자동차와 같은 친환경자동차의 시장이 점차 확대되면서 기존 내연기관 자동차와 비교하여 불 때 전자시스템의 비중이 커지고 있는 추세이다. 그러므로 자동차 부품 및 장치 등의 국제규격 변화에 대한 새로운 평가 방안에 대해서도 지속적인 연구가 요구된다.

본 논문에서는 자동차 및 부품의 전자파 평가 방안에 대한 기존 규격과 최근 국제적으로 논의되고 있는 국제규격 동향을 분석하여 향후 전자파 평가방법에 대해 제시하고자 한다.

I. 서론

최근 자동차는 단순교통수단에서 편의성을 갖춘 최신 IT기술의 집합체로서 진화하고 있다. 자동차에 적용되어 있는 전자장치의 경우에 자동차의 베이스를 구성하는 데에서 비롯해 자동차의 전반적인 부분으로 확대되어 가고 있는 추세다. 특히 운전자의 안전과 정보전달과 관련되는 자동차의 각종 센서, 전자제어장치 및

II. 본론

2.1 자동차 전자파 적합성 시험

전자파 적합성(Electromagnetic Compatibility, EMC) 시험은 전자파 방해(Electromagnetic Interference)와 전자파 내성(Electromagnetic Susceptibility)으로 구분된다. 전자파 방해는 광대역과 협대역으로 구분되는데 광대역 방사 시험은 자동차의 점화장치, 모터 등과 같이 전기·전자 시스템에서 발생하는 전자파를 측정하며, 협대역 방사시험은 자동차에 장착되어 있는 각종

전자제어장치에서 발생하는 전자파를 측정하는 것이다. 전자파 내성은 외부에서 방사된 전자파로 인한 자동차 또는 전기·전자부품 등의 성능저하나 변화 여부를 확인하는 시험이다. 여기서 전기·전자장치 부품은 자동차의 일부를 구성하는 전기 배선으로 연결되어 있는 장치를 말한다. [1]

2.2 방사시험 국제동향

국제적으로 자동차 및 부품과 관련한 방사시험(EMI)의 규격은 국제무선장해특별위원회(CISPR) D분과에서 제정하고 있으며 자동차는 CISPR 12, 전장품은 CISPR 25에서 다루어지고 있다. CISPR 12는 2009년 6.1판, CISPR 25는 2008년 3판이 최종 개정되었다.[2],[3] 최근 CISPR 12의 7판을 2014년 개정 목표로 논의 중에 있으며 CISPR 25도 4판으로 개정하기 위하여 현재 활발하게 논의중에 있으며 기존 규격과의 주요 차이점에 대하여 논의하고자 한다.

2.2.1 CISPR 12 추가 검토 사항

자동차에서 발생하는 전자파로부터 주거 환경내에 각종 무선장치 또는 주변기기를 보호할 목적으로 제정된 CISPR 12는 자동차에 대한 전자파 방사시험에 대한 기준 및 시험방법 등을 명시하고 있다. 현재 국제적으로 논의되고 있는 주요 사항은 다음과 같다.

1. 측정 불확도

기존 안테나, 전송선, 측정기기를 구성하는 측정장치에 대해 30MHz~1000MHz 범위에서 ±3dB의 정확도(Accuracy)로 전계강도를 측정해야 한다는 부분에 계측장비의 특성과 영향 등을 고려한 측정 불확도(Measurement Uncertainties, MU)가 추가 및 수정되어야 한다는 내용이 논의중에 있다. 실질적으로 시험 결과의 측정기기 자체의 MU와 시험 방법에 대한 차이가 있으므로 기준치(Limit Value) 설정 시 MU를 고려해야 할 필요성이 제기되고 있다. MU에 대한 상세 내용은 추후 국제전문가 회의에서 논의될 예정이다.[4][5]

2. 모의회로와 임피던스 안정화

하이브리드 또는 전기자동차의 배터리 충전시 방사 시험방법과 관련된 전원선 등의 안정화 회로망에 대한 요구사항으로 모의회로(Artificial Networks, AN), 임피던스안정화회로(Impedance stabilization networks, IS)에 관한 내용들을 부록 H에 추가하는 내용으로 진행중에 있다. 현재는 전원 공급 장치와 전원공급 케이블이 서로 다른 유형으로 자동차 전장품에 사용되고 있으므로 모의회로(AN)가 필요시 된다. 모의회로는 접

지면에 설치하되 낮은 유도계수로 연결되어야 한다. 모의회로망의 미사용되는 측정 단자에 대해서는 50Ω의 부하로 종단되어야 한다. CISPR 16-1-2의 4.3절에 명시되어 있는 바와 같이 차량에 전원을 공급하는 장치는 공급전압에 관계없이 5μH/50Ω-AN을 통해 제공되며, 측정주파수 0.1~100MHz 범위에서 AN임피던스 Z_{PB}(오차 20%)는 그림1과 같다. [6][7]

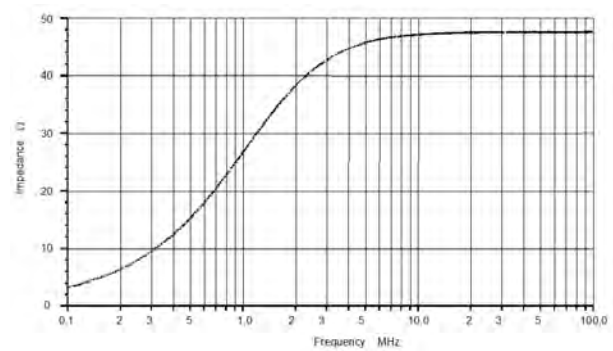


그림1. Characteristics of the AN impedance

Z_{PB}는 그림2의 A와B 단자를 단락시키고 측정단자에 50Ω의 부하를 건 후 단자P와B를 측정할 값이다.

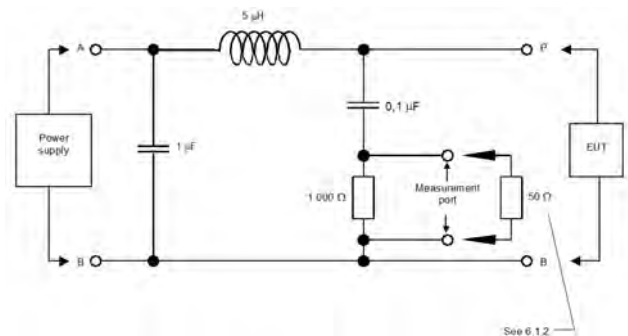


그림2. Example of 5mH AN schematic

임피던스안정화회로(IS)에 관한 내용으로는 현재 다양한 통신시스템과 케이블이 충전기와 차량에 사용이 혼재되고 있으므로 특정 케이블 또는 작동유형간의 구분이 요구되고 있는 실정이다. CAN통신과 같은 대칭통신라인과 같은 경우에 IS를 차량과 충전기에 각각 연결되어야 하며, 통신시뮬레이션에 관해서는 CISPR 22와 Annex D에 명시되어 있으며 그림3에 예를 제시하였다. IS의 공통모드임피던스 값은 150이며, 임피던스 Z_{cat}은 종방향변환손실(LCL)로써 케이블 및 연결되어 있는 주변 장치들의 대칭을 조정한다. LCL값은 측정 시 일정해야 하며, 충전시스템 또는 충전케이블의 제작사들에 의해 정의되어야 한다는 내용 등이 다루어

지고 있으며 추가될 예정이다.[8]

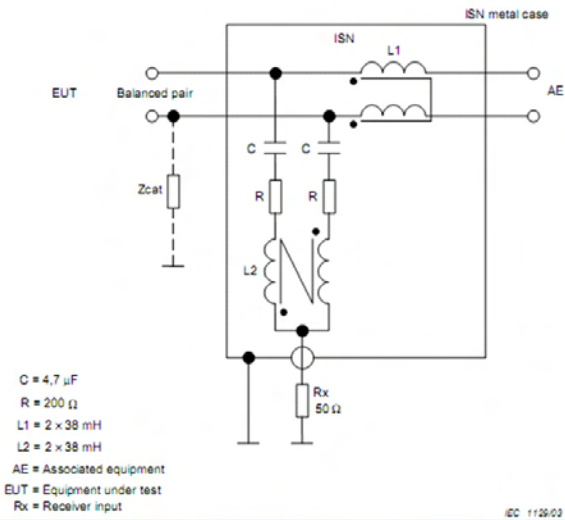


그림3. Example of an impedance stabilization network for symmetric communication lines

2.2.2 CISPR 25 주파 검토 사항

자동차로부터 발생하는 전자파로 인한 자동차내부의 각종 무선 및 전자기기를 보호할 목적으로 제정된 CISPR 25는 주로 자동차 부품에 대한 전자파 방사시험에 대한 기준 및 시험방법 등을 명시하고 있으며 주파수 확장, 충전시 전기자동차, 고전압 평가방법 등에 대하여 국제적으로 논의되고 있는 주요 사항은 다음과 같다.

1. 주파수 확장

현재 국제기준은 150kHz~2500 MHz 주파수 범위의 무선장해에 관한 측정을 위한 한계와 절차에 대한 내용을 규정하고 있다. 하지만 최근 모바일 폰의 4G(4세대 이동통신)와 3.9세대적인 LTE(Long Term Evolution)등과 같은 진화된 무선이동통신 서비스 제공을 위해 주파수 할당이 확대되고 있는 추세이다. 이에 따라 고주파 영역대의 무선장해에 관한 규격을 보완하기 위해서 주파수 범위 확장에 대한 필요성이 제기되었다. Annex A의 범위에 있는 주파수 규격에 대한 내용은 향후 국제전문가 회의에서 확장 범위에 대하여 구체적으로 논의 될 예정이다.[8]

2. 전기자동차 충전시 전자파 방사 측정 방법

전기자동차 충전시 평가 기준의 필요성으로 AC/DC 완속 충전인 시험방법에 대해 논의되고 있다. 시험 형태는 충전을 위한 통신을 하지 않는 경우의 충전시와 통신을 통한 충전시 측정 방법으로 나누어 진다. 주전원 충전구의 설치 위치에 대한 항목, 모의통신

(AN), 충전케이블, 시스템 측정을 위한 배치에 대해 제시하고 있다. 그림4는 충전시 통신을 통하지 않는 경우로써 자동차의 좌·우에 충전구가 있는 측정 시험으로 구성은 다음과 같다.

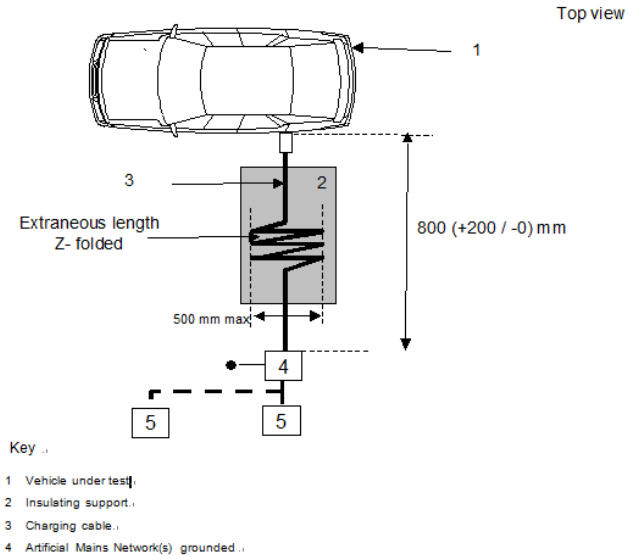


그림4. Example of test setup for vehicle with plug located on vehicle side (AC powered without communication)

그림5는 통신을 통하지 않고 충전할 경우 전자파 측정을 위한 시험 구성도로 시험차의 충전구 앞·뒤에서 측정되어지며 시험조건 및 배치는 다음과 같다.

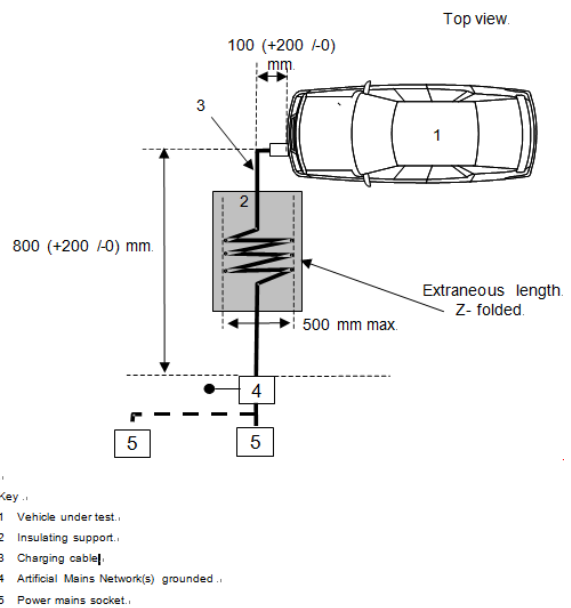


그림5. Example of test setup for vehicle with plug located front / rear of vehicle (AC powered without communication)

통신을 통한 충전시의 경우 충전스테이션과 전원, 모의전원통신과 모의통신, 임피던스안정화, 전원충전 충전과 통신 및 신호케이블에 관한 규격 설정에 대해 진행 중에 있다. 또한 자동차의 좌·우에 충전구가 있는 시험은 그림6과 같으며, 자동차의 충전구가 앞·뒤에 있는 경우의 측정을 위한 배치는 그림7과 같다.[9]

III. 결 론

본 논문에서는 자동차 및 부품의 전자파 방사시험에 대한 국제적으로 활발하게 논의중인 신규 평가방법에 대하여 언급하였다. 측정 신뢰도 향상을 위한 불확도 계수 산출, 전기자동차의 충전시 평가방법 및 측정 주변장치(AN, IS)의 파라미터, 무선이동통신 사용주파수 확장에 따른 기준, 고전압 부품의 평가방법 등이 신규 시험 기준 및 항목들이 향후 신규 추가될 예정이다. 지속적인 국제규격 개정 상황을 파악하여 국내도 적용 가능하도록 대응할 필요가 있다고 사료된다.

참고문헌

- [1] “자동차관련 고시집 : 자동차안전기준 시행세칙”, 국토해양부, 2012
- [2] IEC, CISPR 12 Ed. 6.1 “Vehicle, boats, and internal combustion engine - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of off-board receivers, Mar, 2009
- [3] IEC, CISPR 25 Ed. 3 “Vehicle, boats, and internal combustion engines - Radio disturbance characteristic - Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers”, Mar, 2008
- [4] CSIPR/D/WG1 N404 “US Proposal for Uncertainty CISPR 12 7th, 2012
- [5] CISPR/D/WG1 N346 “French Comment on measurement uncertainties”, 2006
- [6] IEC, CISPR 16-1-2 Ed. 1.1 “Radio disturbance and immunity measuring apparatus-Ancillary equipment-Conducted disturbances”, Jun, 2004
- [7] CISPR/D/WG1 N408 “Annex H Artificial Networks and Impedance Stabilization”, 2013
- [8] CISPR/D/WG2 N262 “CC CIS D 400 obs sec chair” 2012
- [9] CSIPR/D/WG2 N269 “working draft CISPR 25 4th edition V8 after Bangkok” 2012

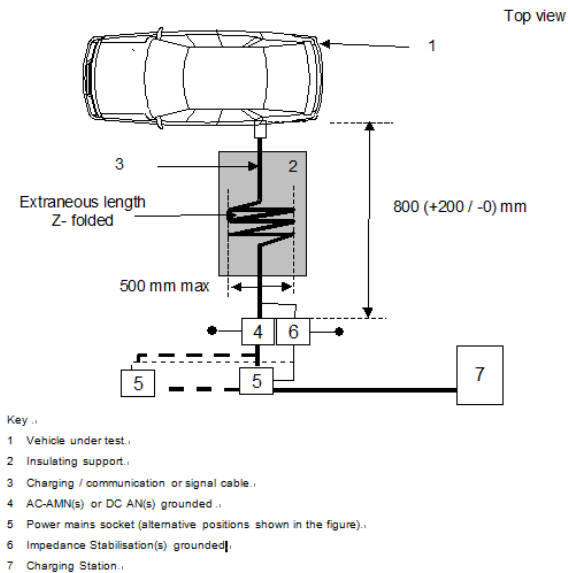


그림6. Example of test setup for vehicle with plug located on vehicle side (AC or DC powered with communication)

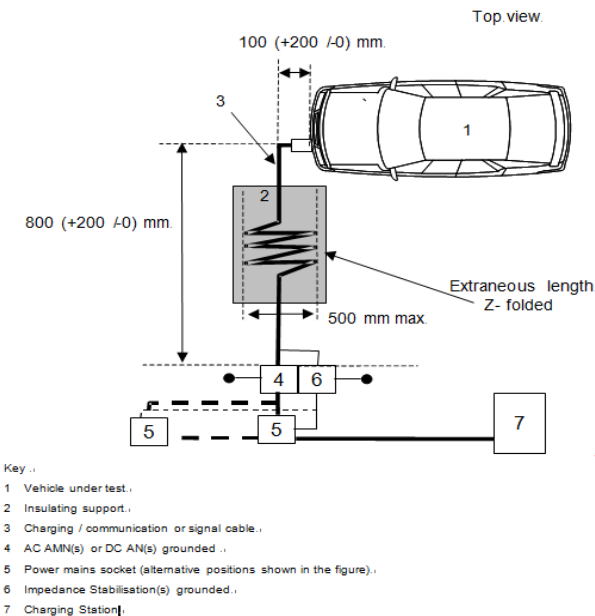


그림7. Example of test setup for vehicle with plug located front /rear of vehicle (AC or DC powered with communication)

Software-Defined-Radio 기반 수중 음파 통신 시스템

하태진, 김용강, 정치욱, 임 혁
광주과학기술원 정보통신공학부
E-mail: hlim@gist.ac.kr

Software-defined-radio Based Underwater Acoustic Communication System

Taejin Ha, Yonggang Kim, Chiwook Jeong, Hyuk Lim
School of Information and Communications
Gwangju Institute of Science and Technology (GIST)

Abstract

This paper considers the development of software-defined-radio (SDR) based underwater acoustic communication system. The underwater communication systems consists of RESON TC 4013 hydrophones and Ettus USRP N210 SDR devices. The generation and analyze of acoustic signals are performed by Matlab/Simulink directly connected to SDR devices through Ethernet. This configuration enables us to easily set up and perform various underwater acoustic communication experiments.

I. 서론

최근 해양 관측, 심해 탐사, 쓰나미 예측 등 해양 정보 수집에 대한 요구가 점차 높아짐에 따라, 다양한 해양/수중 관측 시스템 개발이 개발되고 있다. 해양/수중 측정 시스템으로부터 확보된 정보를 수상 및 해안의 정보망과 연결하기 위한 수중 음파 통신에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 수중 통신 채널은 지상 통신 채널과 달리 신호 감쇄 및 산란이 심해 채널 대역폭이 제한되고, 지연시간이 길며, 잦은 연결성 손실 발생 등의 특성을 가진다. RF 신호는 수중에서 전송거리가 매우 짧기 때문에 수중 통신은 신호 감쇄를 최소화되는 낮은 주파수 대역(10 Hz - 1MHz)에서 음파를 통한 압력 변화로 통신을 한다 [2-3].

수중 통신 연구를 위한 수중 채널 모델링 및 수중 통신 방식 연구에는 음파 신호의 생성과 수신 및 분석을 위한 실험 환경 구축이 반드시 필요하다. 본 논문은 수중 음파 통신 실험을 위한 해외 연구자들의 테스트베드 구축 연구를 간략히 2장에서 정리하며, 3장과 4장에서 각각 Agilent 사의 측정 장비와 Ettus 사의 SDR 장비를 사용한 실험환경에 대해서 논한다.

II. 관련 연구

수중·해양 통신 시스템 구축에 대한 연구가 활발히 진행되고 있으며, 특히 수중 통신 방식을 소프트웨어적으로 자유롭게 변경할 수 있는 SDR 기반의 실험 환경 구축 사례가 해외에서 많이 보고되고 있다.

Jones는 수중 통신 시스템 연구를 위해 RF 통신에서 사용되는 SDR 기술과 CR (Cognitive Radio)기술의 적용을 제안하고, 이를 구현한 COFDM을 소개하였다 [4]. Gomes와 Barroso는 FPGA를 이용한 수중통신용 SDR 모델을 설계하였다. 아날로그 신호 처리 방법, 데이터 처리 구조 등 모델의 하드웨어 구성 및 소프트웨어 구성 및 구현을 [5]에 소개했다. Torres는 수중 통신 물리계층과 MAC 프로토콜을 SDR 기반으로 구현하기 위한 UANT (software defined Underwater Acoustic Networking platform)을 제안하였다 [6]. UANT은 SDR 장비인 Ettus사의 USRP와 Tiny OS를 사용하여, 사용자가 각 통신 및 네트워크 계층 소프트웨어 모듈을 수정하여 실험에 활용할 수 있도록 했다.

본 논문은 수중 음파 통신을 위한 기존 연구들을 바

탕으로 RESON TC 4013 hydrophones과 Ettus USRP N210 SDR 하드웨어 구성과 Python과 Mathworks 사의 Matlab/Simulink [7] 소프트웨어를 이용한 SDR 기반의 수중 음파 통신 실험 환경을 구성했다.

III. 수중 통신을 위한 음파 트랜스듀서 특성

수중 통신을 위해 사용한 트랜스듀서는 RESON 사의 TC 4013 트랜스듀서이다. TC 4013의 사용가능한 주파수는 1Hz to 170kHz이며, 송신 및 수신 감도는 각각 130dB re 1μPa/V과 -211dB re V/1μPa이다. 수신부에서는 수중 통신 채널의 높은 신호 감쇄 및 산란을 고려하여 RESON 社의 pre-amplifier VP1000 를 이용해 수신된 신호를 증폭한다. 이때, pre-amplifier는 신호를 최대 32dB까지 증폭할 수 있으며, 고역통과필터를 탑재하고 있어 수중 통신에서 상대적으로 수중 전파 특성이 좋은 저대역 노이즈를 거를 수 있다.

음파 트랜스듀서의 특성 측정을 위한 실험을 위해 상기 트랜스듀서를 송신 및 수신단에 활용하였다. 송신단은 Agilent 사의 N5182A 벡터 신호 생성기를 통해 신호를 생성하여 트랜스듀서를 통해 전송하고, 수신단은 Agilent 사의 N9010A 신호 분석기를 사용하여 트랜스듀서를 통해 수신된 신호를 분석하였다.

실험은 50cm×35cm×30cm의 수조에서 트랜스듀서 간의 거리를 25cm로 설정하고, 송신 신호의 전송 주파수를 100-170kHz로 변화시키며 수신 신호의 세기를 측정하였다. 주파수 별 신호 특성 결과는 그림 1과 같다.

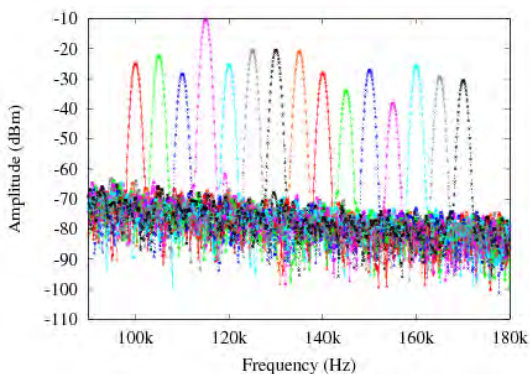


그림 1 주파수에 따른 수신 신호의 세기

IV. SDR 기반의 수중 음파 통신 시스템

수중 통신 실험을 위한 SDR 기반의 수중 음파 통신 시스템은 그림 2와 같이 구성되어 있으며, 신호의 송수신에 사용된 하드웨어는 다음과 같다.

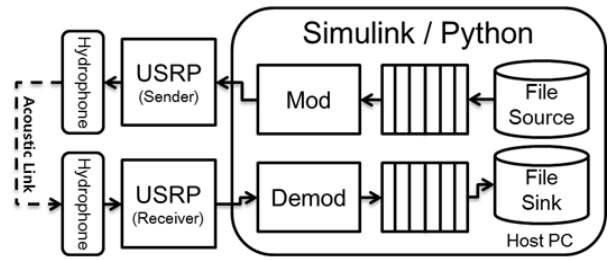


그림 2 SDR 기반 수중 음파 통신 시스템의 구성도

송신단에서는 SDR 장비인 Ettus 사의 USRP N210 과 저주파 대역(0-30MHz) 송신용 daughter board (Ettus 사의 LFTX)를 사용하여 신호를 생성한다. 생성된 신호는 3장에서 사용된 트랜스듀서를 이용해 전송한다. 수신단에서는 트랜스듀서와 pre-amplifier를 이용하여 수중 채널을 통과한 신호를 수신 및 증폭하고, 저주파 대역(0-30MHz) 수신용 daughter board (Ettus 사의 LFRX)를 통해 USRP N210으로 보내진다. USRP N210은 인터넷 통신을 통해 호스트 PC와 연결되어 C, C++, Python, Matlab/Simulink, LabVIEW 등으로 제어 가능하며, 본 논문에서는 Python과 Matlab/Simulink 소프트웨어로 수중 음파 통신 시스템을 구성했다.



그림 3 SDR 기반의 수중 통신 테스트베드

본 통신 시스템을 이용하여 그림3과 같이 광주과학기술원 내의 연못(수온 21℃, 수심 0.5m, 폭 1.5m)에서 수중 음파 통신 실험을 진행하였다. 트랜스듀서 간의 거리는 7m이다. 통신 시스템의 제어는 Python을 통해 진행되었으며, 송신된 신호는 BPSK 신호로 송신 신호의 세기를 -12dBm부터 9dBm까지 변화시키며 BER을 측정하였다. 송신 신호 세기에 따른 BER 그래프는 그림 4와 같다.

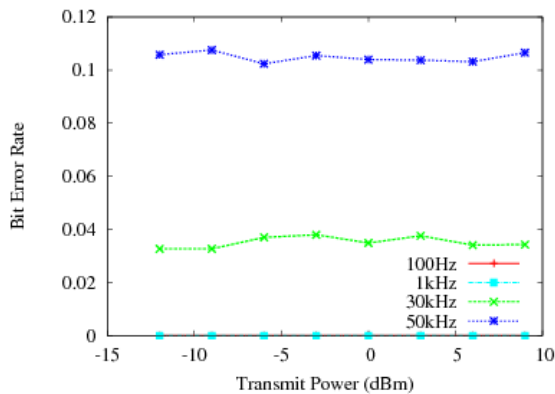


그림 4 신호 세기에 따른 BER 값

V. 결론

본 논문은 수중 음파 통신 연구를 위해 SDR 기반의 수중 음파 통신 시스템의 구축을 소개하였다. 구현된 시스템은 RESON 사의 TC 4013 하이드로폰과 Ettus 사의 USRP N210 SDR 장치로 하드웨어가 구성되어 있으며, 음파신호의 생성과 수신된 신호의 분석은 음파 통신을 위한 하드웨어 장비와 이더넷으로 연결된 호스트 PC상에서 Python과 Matlab/Simulink로 수행되었다. 제한된 음파 통신 실험 환경은 음파 통신을 위한 물리 계층 및 링크 계층을 소프트웨어적으로 쉽게 구현할 수 있기 때문에, 수중 음파 통신 채널의 모델링 및 음파 통신 방식 개발 및 실험에 기여할 것으로 기대된다.

ACKNOWLEDGEMENT

이 논문은 2009년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 해외우수연구기관유치사업 연구임(K20901002277-12E0100-06010).

참고문헌

[1] Akyildiz, I. F., Pompili, D., and Melodia, T., "Underwater Acoustic Sensor Networks: Research Challenges," Elsevier Ad Hoc Networks, vol. 3, no. 3, pp. 257-279, May 2005.

[2] Wikipedia – Transducer (<http://en.wikipedia.org/wiki/Transducer>)

[3] Ismail, N. -S. N., Hussein, L. A., Ariffin, S. H S, "Analyzing the Performance of Acoustic Channel in Underwater Wireless Sensor

Network (UWSN)," Fourth Asia International Conference on Mathematical/Analytical Modelling and Computer Simulation (AMS), pp. 550-555, May 26-28, 2010.

[4] Jones, E., "The Application of Software Radio Techniques to Underwater Acoustic Communications," OCEANS 2007 - Europe, pp.1-6, June 18-21, 2007.

[5] Gomes, J. P., and Barroso, V., "SDR Underwater Acoustic Modem," Final technical report for project FUP-MDN 199-2000, 2005.

[6] Torres, E., Friedman, J., Schmid, T., and Srivastava, M., "Software-defined underwater acoustic networking platform," In Proceedings of the Fourth ACM International Workshop on UnderWater Networks (WUWNet '09), pp. 7-8, 2009.

[7] Mathwork – Simulink® (<http://www.mathworks.com/products/simulink/>)

Half 하이퍼큐브(Hypercube)의 효율적인 라우팅

김환웅*, 이형옥**

순천대학교 컴퓨터교육과

e-mail : sky7069@scnu.ac.kr, oklee@scnu.ac.kr

Efficient routing of Half Hypercube

*Hwan-Woonge Kim, **Hyeng-Ok Lee

† Dept. of Computer Education, Sunchon National University

**교신저자

요약

최근에 하이퍼큐브의 분지수를 대략 $n/2$ 로 개선한 Half Hypercube(HHn)이 제안되었다. 본 논문에서는 Half Hypercube(HHn)에서 제안된 라우팅 알고리즘을 개선한 새로운 라우팅 방법을 제시한다.

I. 서론

상호연결망(interconnection network) G 는 각 프로세서들을 노드(node)로, 프로세서들 사이에 통신 채널을 에지(edge)로 나타내는 무방향 그래프(undirected graph) $G=(V,E)$ 로 표현 할 수 있다. 상호 연결망을 평가하는 망척도는 분지수(degree), 연결도(connectivity), 지름(diameter), 망비용(network cost), 방송(broadcasting) 등이 있다[1]. 상호연결망에서 하드웨어의 비용과 관련된 분지수(degree)와 메시지의 전송시간과 관련된 지름(diameter)은 상호간에 상관관계를 갖고 있다. 일반적으로 연결망의 분지수를 늘리면 지름을 줄이게 되어 그 연결망에서의 처리량(throughput)을 높일 수 있는 장점이 있지만, 병렬컴퓨터를 설계할 때 처리기의 핀(pin) 수가 늘어나게 되어 하드웨어의 비용이 증가하는 단점이 있다. 분지수가 작은 상호연결망은 하드웨어 비용은 줄어드는 반면 메시지 전송시

간이 늘어나게 되어 상호연결망의 지연시간(latency)이나 처리량(throughput)이 나빠지는 단점이 있다. 이러한 특성 때문에 상호연결망을 비교 평가하기 위해 대표적으로 사용되는 망척도는 상호연결망의 분지수(degree) \times 지름(diameter) 값으로 정의되는 망비용(network cost)이다.

상호연결망의 대표적인 위상으로는 하이퍼큐브 연결망이 있다. 하이퍼큐브 연결망은 각종 응용 분야에서 요구하는 통신망 구조를 쉽게 제공할 수 있는 장점이 있어 기존의 연구용 및 상용 시스템에 널리 사용되고 있는 대표적인 상호 연결망이다. 하이퍼큐브는 노드 및 에지 대칭이고 간단한 라우팅 알고리즘과 최대 고장 허용도와 단순한 재귀적 구조를 가지고 있으며, 기존에 제안된 다양한 상호 연결망과 쉽게 임베딩 가능하다는 장점을 가지고 있다[2].

n 차 하이퍼큐브 Q_n 은 다음과 같이 귀납적으로 정의할 수 있다. 먼저 1차 하이퍼큐브 Q_1 은 두 개의 정점과 한 개의 에지를 갖는 그래프이다. 다음으로 $n \geq 2$ 일 때에는, n 차 하이퍼큐브 $Q_n = Q_{n-1} \times Q_1$ 와 같이 귀납적으로 정의되는 그래프이다. Cartesian product를 이용한 정의로부터 위상적 구조를 유추해낼 수 있다. n 차 하이퍼큐브의 노드는 0과 1로 이루어진 n 차원 벡터로 생각할 수 있다. 그리고 벡터의 성분이 하나 다른 노드 사이에 연결 되어있다. 이로부터 Q_n 의 크기, 분지수, 지름이 각각 $2^n, n, n$ 임을 쉽게 파악할 수 있다.

그렇지만 노드 개수의 증가에 따른 분지수의 증가로 인해 네트워크의 망비용이 증가하는 단점이 있다. 이

러한 단점을 개선하고자 Twisted Cube, Folded Hypercube[3], HCN, Extended Hypercube[4], Half Hypercube[5] 등이 제안되었다.

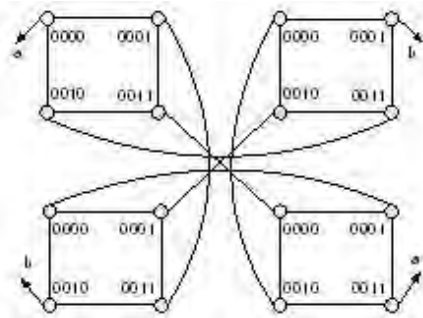
Half Hypercube[5]는 하이퍼큐브와 동일한 노드 개수를 갖지만 하이퍼큐브의 분지수를 대략 $n/2$ 로 개선한 새로운 상호연결망이고, 연결도, 라우팅, 지름, 방송 등이 연구되었다. 2장에서는 HH_n 의 정의와 성질을 알아보고, 3장에서는 개선된 라우팅 알고리즘을 제시하고 마지막으로 결론을 맺겠다.

II. Half Hypercube 그래프 정의와 성질

n -차원 Half Hypercube HH_n 의 노드는 이진수 n 개 비트로 표현하고, 노드 S 의 주소를 $s_n s_{n-1} s_{n-2} \dots s_h \dots s_3 s_2 s_1$ 라 하자($n \geq 3$). 노드를 연결하는 에지는 2가지로 구성되어 있다.

첫째, 노드 $S(=s_n s_{n-1} s_{n-2} \dots s_h \dots s_3 s_2 s_1)$ 의 주소에서 1비트가 보수인 노드 $s_n s_{n-1} s_{n-2} \dots s_h \dots s_3 s_2 s_1$ 를 연결하는 h -에지($1 \leq h \leq \lfloor n/2 \rfloor$)이다.

둘째, 노드 $S(=s_n s_{n-1} s_{n-2} \dots s_h \dots s_3 s_2 s_1)$ 의 주소에서 $\lfloor n/2 \rfloor$ 개 비트가 서로 교환된 노드 $s_h \dots s_3 s_2 s_1 s_n s_{n-1} s_{n-2} \dots s_{h+1}$ 를 연결하는 sw -에지이다($h = \lfloor n/2 \rfloor$).



(그림1) HH_4

HH_n 그래프의 분지수는 h -에지($1 \leq h \leq \lfloor n/2 \rfloor$)의 개수와 sw -에지의 개수 1을 더한 것으로 $\lfloor n/2 \rfloor + 1$ 이다. Half Hypercube HH_n 에서 n 이 짝수이면 sw -에지에 의해 $\lfloor n/2 \rfloor$ 개 비트를 교환하고, n 이 홀수이면 $\lfloor n/2 \rfloor - 1$ 개 비트를 서로 교환한다. 만약 노드 S 에서 sw -에지에 의해 교환하는 $\lfloor n/2 \rfloor$ 개 비트가 서로 동일한 값을 갖는 경우 교환하는 $\lfloor n/2 \rfloor$ 개 비트에 대해 보수

(complement)를 갖는 $\overline{s_n s_{n-1} s_{n-2} \dots s_h \dots s_3 s_2 s_1}$ 와 연결한다. (그림1)는 HH_4 을 나타낸다.

Half Hypercube HH_n 의 노드 $S(=s_n s_{n-1} s_{n-2} \dots s_{\lfloor n/2 \rfloor + 1} s_{\lfloor n/2 \rfloor} s_{\lfloor n/2 \rfloor - 1} s_{\lfloor n/2 \rfloor - 2} \dots s_3 s_2 s_1)$ 에서 sw -에지에 의해 인접한 노드의 주소는 n 이 짝수인 경우와 홀수인 경우로 나누어진다. n 이 짝수인 경우 $(s_n s_{n-1} s_{n-2} \dots s_{\lfloor n/2 \rfloor + 1})$ 과 $(s_{\lfloor n/2 \rfloor} s_{\lfloor n/2 \rfloor - 1} s_{\lfloor n/2 \rfloor - 2} \dots s_3 s_2 s_1)$ 을 교환한 노드 $(s_{\lfloor n/2 \rfloor} s_{\lfloor n/2 \rfloor - 1} \dots s_3 s_2 s_1 s_n s_{n-1} s_{n-2} \dots s_{\lfloor n/2 \rfloor + 1})$ 이다. n 이 홀수인 경우 $(s_n s_{n-1} s_{n-2} \dots s_{\lfloor n/2 \rfloor + 1})$ 과 $(s_{\lfloor n/2 \rfloor} s_{\lfloor n/2 \rfloor - 1} s_{\lfloor n/2 \rfloor - 2} \dots s_3 s_2)$ 을 교환한 노드 $(s_{\lfloor n/2 \rfloor} s_{\lfloor n/2 \rfloor - 1} \dots s_3 s_2 s_n s_{n-1} s_{n-2} \dots s_{\lfloor n/2 \rfloor + 1})$ 이다. HH_n 그래프의 분지수는 h -에지($1 \leq h \leq \lfloor n/2 \rfloor$)의 개수와 sw -에지의 개수 1을 더한 것으로 $\lfloor n/2 \rfloor + 1$ 이다.

III. 새로운 라우팅 방법 제시

본 장에서는 HH_n 의 기존[5]의 간단한 라우팅 알고리즘을 개선한 새로운 라우팅 방법을 소개한다. 출발 노드를 $S(=s_n s_{n-1} s_{n-2} \dots s_{n/2} \dots s_3 s_2 s_1)$ 라고 하고, 목적 노드를 $T(=t_n t_{n-1} t_{n-2} \dots t_{n/2} \dots t_3 t_2 t_1)$ 라고 하자. 간단한 라우팅 방법은 n 이 홀수인지 짝수인지에 따라 2가지 경우로 나눌 수 있다. 본 논문에서는 짝수인 경우만 고려한다.

(경우1) n 이 짝수인 경우

출발 노드 $S(=s_n s_{n-1} s_{n-2} \dots s_{n/2} \dots s_3 s_2 s_1)$ 를 $\lfloor n/2 \rfloor$ 개 비트스트링을 갖는 A 와 B 로 표현하면 $S(=AB)$ 로 나타낼 수 있다. 목적 노드 $T(=t_n t_{n-1} t_{n-2} \dots t_{n/2} \dots t_3 t_2 t_1)$ 를 $\lfloor n/2 \rfloor$ 개 비트스트링을 갖는 C 와 D 로 표현하면 $T(=CD)$ 로 나타낼 수 있다.

[간단한 라우팅 알고리즘-짝수][5]

1. 노드 $S(=AB)$ 에서 h -에지($1 \leq h \leq \lfloor n/2 \rfloor$)를 이용하여 B 의 비트스트링을 노드 $T(=CD)$ 의 C 로 변환한다.
2. 노드 $S(=AC)$ 에서 sw -에지를 이용하여 비트스트링 A 와 C 를 교환한다.
3. 노드 $S(=CA)$ 에서 h -에지($1 \leq h \leq \lfloor n/2 \rfloor$)를 이

용하여 A의 비트스트링을 노드 T(=CD)의 D로 변환한다.

본 논문에서 제안하는 개선된 라우팅 알고리즘은 출발노드와 목적노드의 부분적인 비트스트링을 분석하여 3가지 경우로 나누었다.

[개선된 라우팅 알고리즘- 짝수]

(경우1) A=C인 경우

1. 노드 S(=AB)에서 h-에지($1 \leq h \leq \lceil n/2 \rceil$)를 이용하여 B의 비트스트링을 노드 T(=CD)의 D로 변환한다.

예를 들어 6차원 Half Hypercube S=000000, T=000110인 경우 라우팅 과정은 다음과 같다. S(=AB)에서 A=000, B=000이고, T(=CD)에서 C=000, D=110이다. S에서 T까지 라우팅 경로: S=000000 → 000100 → 000110(=T)

(경우2) B=D AND A≠B인 경우

1. 노드 S(=AB)에서 sw-에지를 이용하여 비트스트링 A와 B를 교환한다.
2. 노드 S(=BA)에서 h-에지($1 \leq h \leq \lceil n/2 \rceil$)를 이용하여 A의 비트스트링을 노드 T(=CD)의 C로 변환한다.
3. 노드 S(=BC)에서 sw-에지를 이용하여 비트스트링 B와 C를 교환한다.

예를 들어 6차원 Half Hypercube S=001000, T=110000인 경우 라우팅 과정은 다음과 같다. S(=AB)에서 A=001, B=000이고, T(=CD)에서 C=110, D=000이다. S에서 T까지 라우팅 경로: S=001000 → 000001 → 000000 → 000010 → 000110 → 110000(=T)

(경우3) A≠C AND B≠D

1. 노드 S(=AB)에서 h-에지($1 \leq h \leq \lceil n/2 \rceil$)를 이용하여 B의 비트스트링을 노드 T(=CD)의 C로 변환한다.
2. 노드 S(=AC)에서 sw-에지를 이용하여 비트스

트링 A와 C를 교환한다.

3. 노드 S(=CA)에서 h-에지($1 \leq h \leq \lceil n/2 \rceil$)를 이용하여 A의 비트스트링을 노드 T(=CD)의 D로 변환한다.

예를 들어 6차원 Half Hypercube S=000000, T=101011인 경우 라우팅 과정은 다음과 같다. S(=AB)에서 A=000, B=000이고, T(=CD)에서 C=101, D=011이다. S에서 T까지 라우팅 경로: S=000000 → 000001 → 000101 → 101000 → 101001 → 101011(=T)

IV. 결론

본 논문에서는 하이퍼큐브와 동일한 노드 개수를 갖지만 하이퍼큐브의 분지수를 대략 n/2로 개선한 새로운 상호연결망 Half Hypercube의 개선된 라우팅 알고리즘을 제안했다. 본 연구의 결과는 Half Hypercube의 최적라우팅 알고리즘을 보장하지는 않지만 기존의 라우팅 경로 길이보다는 개선된 결과이다. 향후에는 Half Hypercube(HHn)의 최단 경로 라우팅을 보장하는 최적 라우팅 알고리즘에 대한 연구가 필요하다.

참고문헌

- [1] F. T. Leighton, Introduction to Parallel Algorithms and Architectures : Arrays, Hypercubes, Morgan Kaufmann Publishers, 1992.
- [2] Y. Saad and M. H. Schultz, "Topological Properties of Hypercubes," IEEE Trans. Comput., Vol. 37, No. 7, pp. 867-872, 1988.
- [3] A. EI-Amawy and S. Latifi, "Properties and Performances of Folded Hypercubes," IEEE Trans. Parallel and Distributed Systems, Vol. 2, No. 1, pp. 31-42, 1991.
- [4] J. M. Kumar and M. Patnaik, "Extended Hypercube: A Hierarchical Interconnection Network of Hypercubes," IEEE Trans. Parallel and Distributed Systems, Vol. 3, No. 1, pp. 45-57, 1992.

- [5] J-S Kim, M-H Kim and H-O Lee,
"Analysis and Design of a Half Hypercube
Interconnection Network", ATACS
2013.(accepted)

이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재
원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받
아 수행된 것임(2012R1A1A4A01014439)

모바일 애드혹 네트워크 (MANET)를 위한 개미 군락 최적화 기반 라우팅 프로토콜 조사

*레이사 듀이, 김태형, 신수용
금오공과대학교

e-mail : reisadewi@gmail.com, taehyong@kumoh.ac.kr, wdragon@kumoh.ac.kr

Ant Colony Optimization based Routing Algorithms for Mobile Ad hoc Networks (MANET): A Survey

*Reisa Rahmatu Dewi, Tae-Hyong Kim, Soo-Young Shin
Network and Protocol Engineering Laboratory
Department of IT Convergence
Kumoh National Institute of Technology

Abstract

In this paper we present an overview and comparison of ant colony optimization based routing algorithms in wireless mobile ad hoc networks (MANET). Ant based routing has the capability of self-organization, self-healing, robustness, adaptation and local decision making which can overcome the frequently changing network topology, limited bandwidth, energy issue and overhead problem in MANET. After reviewing three main algorithms, AntNET, Ant-OR and HOPNET, related open issues are also introduced.

I. Introduction

Mobile ad hoc network (MANET) is a self-configuring infrastructure-less network of mobile devices [1]. Topology in MANET may change quickly and without warning. As a result, error in the transmission are unpredictable. Nodes in MANET have limited power and memory. Each node in MANET function like a host and a router. The nodes used in forwarding/receiving their own

packet and also take part in forwarding other's node packet.

The routing protocols based in MANET can be classified into three categories: proactive, reactive and hybrid. Proactive routing protocols determine path in advance and periodically exchange routing data to maintain the path. In proactive routing protocols, every node has correct and updated information in real time. Reactive routing protocols determine a route to some destination nodes only when it is required to send some data. If at any time a path fails, an alternative path is determined again. The advantages of reactive routing protocols are routing tables not updated continuously, saving time in route discovery process, reduce latency and avoid maintenance of routes to produce long delay.

Hybrid routing takes the advantages of both proactive and reactive algorithms.

The rest of this paper is structured as follows. In section 2 we explain the concept of ant based routing. In section 3 we describe the routing algorithms based on ant colonies (ACO). In section 4 we provide a summary table to compare all the algorithms. Finally in section 5 we provide the

conclusion.

II. The concept of Ant Based Routing

Ant algorithms are multi-agents systems, with consist of agents with behaviour of individual ants. The basic idea of the ants colony optimization (ACO) is taken from the food searching behaviour of real ants [2]. Ants deposit a pheromone on the ground when they are on the way to search for food. They start from their nest and walk towards the food. The concentration of pheromone on a certain part is an indication of its usage. Ants smell the presence of pheromone and tend to choose paths where pheromone concentration is higher. The pheromone deposited on the ground forms a pheromone trail, which allows the ants to find good sources of food that have been previously identified by other ants. Thus, the ant's collective behavior leads to global intelligent behavior and helps in optimizing the path to the food..

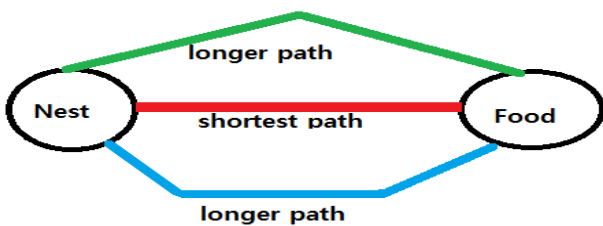


Figure 1: Ants take the shortest path after the initial search

The routing algorithms based on ant, mimic this very nature in order to provide an efficient routing mechanism. The properties of ant based algorithm which make them suitable for MANET routing are [8] [9]:

- **Dynamic Topology:** Ant algorithm is based on autonomous agent system imitating individual ants. It is adaptive because it adapts to traffic condition and networks.
- **Local Work:** The ant algorithm is based only on local information.
- **Link quality:** In the exploration process it is

possible to integrate the pheromone concentration and hop limit to improve the decision process.

- **Multipath:** Provides different routes to send information to the destination.

III. Routing Algorithms based on ACO

Ant routing algorithms can be classified in different ways, according to how the pheromone is updated, how routing table probability are calculated, how often and how many ants are send per request[3].

3.1 AntNET

AntNet is distributed routing algorithms for networks with irregular topology where nodes can send message just to each other without previous arrangement.

AntNet uses ant agents for routing in the network. Using AntNet, nodes in the networks frequently sent ant agents to randomly selected destination in the networks. After reaching the destination, the ant agents traverses the same path going back to the original source node. On the way back to the source node, the ant agents update the routing table of the node [4] [7].

Identification of crossed nodes and time elapsed between ant launch and arrival at each node are collected by forward ants. The information that used in choosing next hop is based on pheromone and queue length at current node. Amount of the pheromone deposited by backward ants are depending on the traffic in the node.

AntNet is a proactive algorithm which consumes more network resources and have larger routing overhead than other algorithms. On the other hand, AntNet shows good performance and better throughput. AntNet is suitable approach for networks with static network structure.

3.2 AntHocNet-based improved routing (AntOR)

AntHocNet combines the typical path sampling

behaviour of ACO algorithms with pheromone bootstrapping mechanism. AntHocNet is a hybrid algorithm. It is reactive in the sense that a node only starts gathering routing information for a specific destination. This protocol applied to multipath and dynamic networks, that is, creating multipath to transmit data from source to destination in the same data session.

Identification of the crossed nodes, hop counts and queuing delay are collected by forward ant and relay to all neighbours in choosing next hop. The amounts of pheromone deposit by backward ants.

Ant-OR routing improve the performance of AntHocNet protocol by demonstrate the disjoint link and disjoint node protocol, separation between the pheromone in diffusion proses and use distance metric in path exploration [5].

AntOR goals are to reduce the number of overhead bytes and increase the delivered packet ratio of AntHocNet. This algorithm provides a better packet traffic distribution.

3.3 Hybrid Ant Colony Optimization routing Algorithm for MANET (HOPNET)

A hybrid ant colony optimization routing for mobile ad hoc networks called HOPNET is an approach to reduce the overhead problem of routing in MANET. This algorithms is a hybrid protocol, based on ants hoping from one zone to the next. The size of the zone is not determine totally but the radius length measured in hops. Therefore, a routing zone consist of the nodes and all other nodes within the specific radius length. A node maybe within multiple overlapping zone and zones could vary in size [6].

HOPNET is highly scalable for the large network compare to the other hybrid protocols[10]. The HOPNET algorithms consist of the local proactive route discovery within a node's neighborhood and reactive communication between the neighborhood. Furthermore, HOPNET is reducing the overhead by updating the routing tables with forwards ants as well.

HOPNET is more stable in terms of high and low mobility and highly scalable for large network.

IV. COMPARISONS AND OPEN ISSUES

Comparison of the three selected ant algorithms for MANET is presented below, in the TABLE I.

TABLE I Comparison of Algorithms

	AntNet	AntOR	HOPNET
Algorithm type	Proactive (destination selected based on traffic pattern)	Hybrid	Hybrid
Multipath/Single path	Single	Multipath	Multipath
Type of tables maintained	Routing Tables	Regular and virtual pheromone table, Disjoint link and node table,	Intrazone and Interzone Routing Table
Information collected by forward ants	Identification of crossed nodes and time elapsed between send and arrival at each node	Identification of crossed nodes, hop counts, distance metric, queuing delay,	Identification of the crossed nodes and the zone of the node belongs.
Information used in choosing hops	Pheromone and queue length at current node	Pheromone, hop counts, distance metric, disjoint link and node.	Pheromone and hop counts
Amount of pheromone deposited by backwards ant	Depending on the traffic in the node	Function of different parameters (pheromone, hope, distance metric, disjoint)	Combination of delay and hop count
Performance compared to	Bellman-Ford, OSPF	AODV	AODV, ZRP

From the presented algorithms, it is clearly seen that significant efforts have been made in addressing the techniques to design a better optimization in MANET. There are several open issues for this topic research:

- Self healing in ant algorithms where detection of fault can be predicted by monitoring and analysing nodes and link states. Next, reconfiguration model action are proposed to repair the system based on the early fault detection.
- Further research would be needed to address

issues such as QoS priority for voice, video and background traffic in MANET. Currently, there is very little research that look at handling QoS requirements in emergency situation such as earth quake disaster.

V. CONCLUSION

This paper presents a survey on ant-based algorithms for dynamic networks e.g. MANET. Those algorithms perform the optimal routing for dynamic and distributed networks while maintaining the load's balance over multiple routing paths. Hence, they can reduce the end-to-end packet delays and route discovery latency.

While providing an overview, our survey also compares the existing ant based algorithms and presents several open issues in this area for future research.

REFERENCES

- [1] IETF Mobile ad-hoc networks (MANET) working group:
<http://www.ietf.org/html.charters/manet-charter.html>
- [2] G.A. Di Caro, F. Ducatelle, and L.M. Gambardella. "AntHocNet: an ant-based hybrid routing algorithm for mobile adhoc networks." In Proceedings of PPSNVIII, volume 32242 of LNCS, pages 461-470. Springer, 2004.
- [3] Kalaavathi, B.; Madhavi, S.; Vijayaragavan, S.; Duraiswamy, K., "Review of ant based routing protocols for MANET," Computing, Communication and Networking, 2008. ICCCN 2008. International Conference on , vol., no., pp.1,9, 18-20 Dec. 2008.
- [4] S.S. Dhillon, P. Van Mieghem, Performance analysis of the AntNet algorithm, Computer Networks, vol 51, 2007, pp. 2104-2125
- [5] Villalba, L. J G; Canas, D.R.; Orozco, A. L S, "Bio-inspired routing protocol for mobile ad hoc networks," *Communications, IET* , vol.4, no.18, pp.2187,2195, December 17 2010.
- [6] Jianping Wanga, Eseosa Osagiea, Parimala Thulasiraman, and Ruppia K. Thulasiram, HOPNET: A hybrid ant colony optimization routing algorithm for mobile ad hoc network, Elsevier 2008, June 2008.
- [7] Gianni Di Caro and Marco Dorigo, AntNet: distributed stigmergetic control for communication networks, Journal of Artificial Intelligence Research vol.9, 1998, p. 317-365.
- [8] Ruud Schoonderwoerd, Owen Holland, Janet Bruten, Ant like agents for load balancing in telecommunication networks, Proceedings of the First International Conference on Autonomous agents, 1997
- [9] M. Heusse, D. Snyers, S. Guerin and P. Kuntz, Adaptive agent-driven routing and load balancing in communication networks, Rapport technique de l'ENST de Brestagne, RR-98001-iasc, 1998
- [10] C. E. Perkins and E. M. Belding-Royer, "Ad-hoc on-demand distance vector routing." in Proc. of IEEE Workshop on Mobile Computer Systems and Applications (WMCSA), New Orleans, LA, February 1999, pp. 90.100.

함정 분산 제어망의 실시간 장애 복구 기법 및 성능 분석

*정용현, 이주원, 김동성
금오공과대학교 전자공학부

e-mail : {yonghyenjeong, juwonLarz, dskim}@kumoh.ac.kr

The Design and Performance Evaluation of Real Time Recovery Scheme in Distribution Control Networks for Naval Systems

*Yong-Hyen Jeong, Ju-Won Lee, Dong-Seong Kim
School of Electronic Engineering
Kumoh National Institute of Technology

Abstract

This paper proposes a real-time failure recovery method of distributed control networks for naval combat systems. For real-time recovery, we propose the ASPF (alternative port-switching and creating a path of fading) scheme for solving real-time recovery of naval combat systems. The alternative path is feasible and accessible for recovery in switches when the error occurs in NDCN (Naval Distributed Control Networks) such as a linkage broken, a switch broken. Simulation results show that the availability of our proposed method is outperformed in terms of the recovery time in NDCN.

I. 서론

최근 국방 분야의 연구개발 환경은 전장 환경의 정밀무기 중심의 복합무기체계화 되고 있다. 또한 네트워크 중심의 전쟁 양상으로서의 변화에 따라 첨단 군사 기술을 중심으로 미래지향적인 환경 변화가 이루어지고 있다 [1].

국내 함정 전투체계에 적용되는 네트워크는 외부 네트워크와 연결되지 않는 폐쇄형 네트워크로써 센서에서 수집된 전술 데이터 전송과 같은 네트워크 서비스

의 안전성, 신뢰성을 보장하는 고가용성 네트워크 구축을 위해 논리적 및 물리적 이중화 설계가 고려된다 [2][3]. 함정 제어망에서는 안전성, 신뢰성을 위해 이중화 구조와 함께 네트워크 장애 발생시 1초 미만의 장애 복구 시간이 요구된다.

이중화를 위한 가장 대표적인 방법으로는 랜 스위치 이중화 방법이 사용된다. 이 방식은 복수의 네트워크 경로 구성을 통해 주(主)경로에 장애 발생시 부(副)경로를 이용함으로써 서비스 중단 및 시스템 비가용 상태를 최소화하여 서비스의 손실을 줄일 수 있다는 장점이 있다. 이러한 랜 스위치 이중화에 따른 복수경로 관리 및 경로 변경은 STP (Spanning Tree Protocol), OSPF (Open Shortest Path First), VRRP (Virtual Router Redundancy Protocol), HSRP (Hot Standby Router Protocol)과 같은 네트워크 프로토콜에 의해 수행된다 [4][5].

하지만, 이와 같은 프로토콜들은 네트워크 장애 발생시 최소 1초에서 최대 30초의 경로 재설정 시간 (Convergence Time)을 요구하며, 네트워크가 정상 동작하기까지의 복구 시간(Recovery Time)이 따로 존재하여 실시간성을 만족하지 못한다는 단점이 있었다 [6][7][8].

이와 같은 문제점을 해결하기 위하여 본 논문에서는 RSTP (Rapid Spanning Tree Protocol)의 특성을 이용하여 수신되는 BPDU(Bridge Protocol Data Unit)를 통해 주경로와 부경로를 미리 정의하여 장애 발생시

경로 재설정 시간을 현저하게 낮추는 ASPF 기법을 제안한다.

II. 대체경로를 이용한 페이딩 경로 기법

네트워크 이중화 프로토콜 중의 하나인 RSTP는 링크 블록에 대한 무한 루프 방지를 위해 개발되었다. 하지만 이 기법은 앞서 언급한 바와 같이 네트워크 장애 발생시 실시간성을 만족하지 못한다는 단점이 존재하여 군사용 통신망에 사용이 불가능했다.

본 논문에서는 STP 및 RSTP 방식을 기반으로 루프 방지 및 빠른 경로 복구를 위한 ASPF 기법을 제안한다.

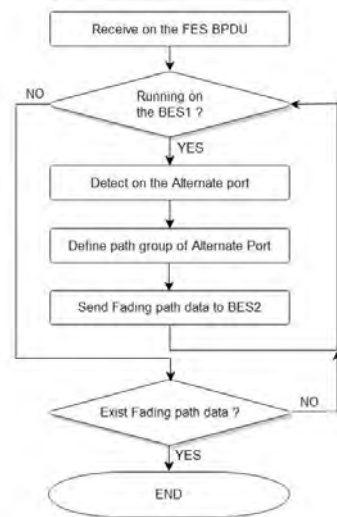


그림 1. ASPF 알고리즘 순서도

ASPF 방식은 그림 1와 같이 각각의 FES(Front End Switch)로부터 받은 BPDU를 통해 루트 스위치를 지정할 때 추가적으로 부경로를 계산해서 우선순위가 두 번째인 BES(Back End Switch)에 저장해놓는 방식으로 구성되었다. 만약 루트 스위치 및 주경로가 고장 및 작동불능 상태가 되었을 때 우선순위가 두 번째인 스위치가 이를 인식하여 저장되어 있던 부경로에 대한 정보를 이웃 스위치들에게 송신한다. 이를 통해 장애 발생시에 발생하는 대체 경로 탐색과 링크 간 우선순위 비교 과정에 소요되는 시간을 제거하여 즉각적인 경로변경이 가능하도록 한 것이다. 이를 통해 기존 RSTP의 단점이었던 경로 재설정 시간을 크게 단축시켜 군사용 통신망의 1초 이내의 실시간성과 신뢰성을 만족시켰다.

III. 모의실험 결과

제안한 알고리즘의 성능을 분석하기 위해 OPNET 16.0을 사용하였다. 스위치 모델로 FES에는 3560을 BES에는 6500을 사용하였다. 모의실험 환경은 그림 2와 같이 구성되었으며 노드와 FES 사이에는 1Gbps 케이블을 설정하고 그 외의 케이블에는 10Gbps를 적용하였다. 전송하는 임의의 핑 주기는 10ms 이며 패킷 사이즈는 2048byte 이다.

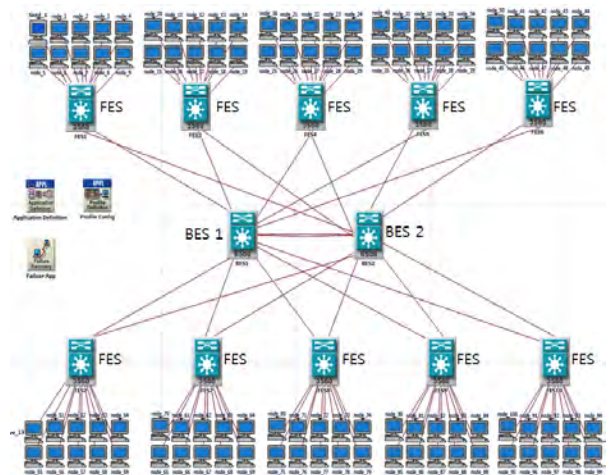


그림 2. 모의실험 제어망 구성도

그림 3은 경로 ASPF 방식을 적용 했을 때의 주경로 절체에 따른 경로 재설정 시간을 분석한 것이다.

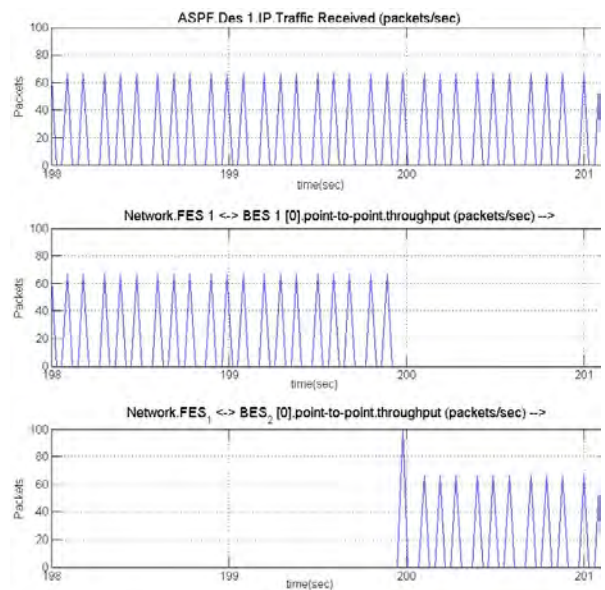


그림 3. ASPF의 경로 재설정 시간 비교

경로 재설정 시간을 FES1-BES1, FES1-BES2의 포트에서 분석한 결과, 장애가 발생하는 시점으로부터 장애 탐색 및 경로 재설정 기간은 360ms, 장애 탐지 시간은 80msec로 측정 되었다. 결과 그래프를 통해 장애가 발생하여도 수신되는 패킷에는 지연의 영향을 받지 않을 정도의 짧은 장애 복구시간이 소요되었음을 확인하였다.

그림 4는 ASPF와 RSTP의 경로 재설정 시간을 비교 및 분석한 그림이다. 합성 분산 제어망 운용중 95sec에서 주경로에 링크 절체 에러를 발생시켰을 때, ASPF 방식은 RSTP에 비하여 짧은 장애 탐지 시간을 가지는 것을 확인 할 수 있으며, 이를 통해 경로 재설정 시간 또한 감소하였음을 확인하였다. 결론적으로, ASPF를 적용하였을 장애 복구 시간이 1초 이내로 짧아져 실시간성을 만족하는 것을 확인하였다.

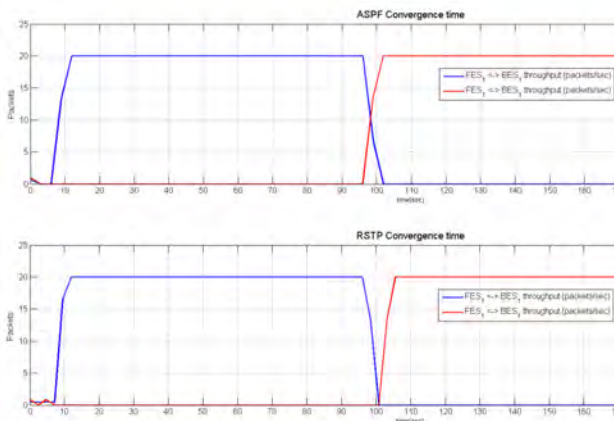


그림 4. ASPF와 RSTP의 경로 재설정 시간 비교

또한, 그림 2의 토폴로지에 노드 개수를 증가 시켜 동일한 실험을 진행한 결과 ASPF는 주기적으로 BES2와 BPDU를 공유함으로써 RSTP에 비해 송수신되는 BPDU 트래픽은 많지만, 전체 제어망에서의 운용 성능 및 장애 복구 시간에는 영향을 미치지 않으며, 과부하가 발생하지 않았다. 이를 통해 제안하는 ASPF 기법의 효율성을 확인하였다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문은 합성 분산 제어망에 이중화를 적용할 경우 군사용 통신망의 요구사항인 1초미만의 복구시간을 보장하기 위한 기법인 ASPF를 제안하였다. ASPF는 기존 범용적인 RSTP와는 다르게 대체포트를 초기에 지정하며, BPDU를 통해 실시간으로 스위치의 고장여부를 판단하여 장애 발생시 빠른 대처가 가능하다는 것을 확인하였다. 이를 통해 장애복구시간 관점에서

높은 활용성과 가용성을 이끌어 낼 수 있음을 확인하였다.

향후 연구로는 노드간의 특정 그룹을 형성시켜 특정 그룹에게만 데이터를 보낼 경우 장애 복구 시간을 측정하여 요구사항에 대한 결과를 분석하는 것이다.

IV. ACKNOWLEDGEMENT

본 연구는 2013년도 교육과학기술부와 한국연구재단의 지역혁신인력양성사업으로 수행된 연구결과임.

참고문헌

- [1] 송경섭, 임영규, 김동성 “합성 전투시스템 정보망을 위한 최적 전송 및 분석 기법” 대한전자공학회 하계학술대회, pp. 1668-1671, June, 2012
- [2] J Lee, JY Ha, J Jeon, DS Kim, WH Kwon “ECAP: A bursty traffic adaptation algorithm for IEEE 802.15. 4 Beacon-Enabled networks” Vehicular Technology Conference, 2007. VTC2007-Spring. IEEE 65th, 203-207
- [3] HS Park, YH Kim, DS Kim, WH Kwon “A scheduling method for network-based control systems” Control Systems Technology, IEEE Transactions on 10 (3), 318-330
- [4] 윤진식, 김윤섭, 김동성 “원전용 실시간 제어망을 위한 실시간 이더넷 기술의 마스터 이중화 기법” 전자공학회 논문지, pp. 71-79, 2011
- [5] Nakayama, K.; Shinomiya, N.; Watanabe, H., “An Autonomous Distributed Control Method for Link Failure Based on Tie-Set Graph Theory,” Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on , vol.59, no.11, pp.2727,2737, Nov. 2012
- [6] ALLAN D., BRAGG N., MCGUIRE A., REID A.: ‘Ethernet as carrier transport infrastructure’, IEEE Commun. Mag., pp. 95 - 101, 2006
- [7] HUYNH M., MOHAPATRA P.: ‘Metropolitan Ethernet network: a move from LAN to MAN’, Comput. Netw., pp. 4867 - 894, 2007
- [8] CHEN W.T., JIN D.P., ZENG L.G.: ‘Synchronous fine-adjustable rate control circuit for Ethernet congestion management’, Electron. Lett., pp. 325 - 326, 2008

에너지 수집이 가능한 인지 무선 통신에서 에너지 통계적 특성을 이용한 협력 센싱 기법

정원석*, 박성수, 김석중, 송권호, 홍대식†
연세대학교 전기전자공학과 정보통신연구실
e-mail : wsk1111@yonsei.ac.kr*, daesikh@yonsei.ac.kr†
homepage : http://mirinae.yonsei.ac.kr

Energy-Aware Cooperative Spectrum Sensing for Energy Harvesting Cognitive Radio Networks

Won suk Chung*, Sungsoo Park, Seokjung Kim, Kwonho Song, Daesik Hong†
Information and Telecommunication Lab(B715)
School of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University

Abstract

In this paper, we propose a new cooperative spectrum sensing technique using statistics of harvested energy for energy harvesting cognitive radio networks. From the energy constraint, the sensor nodes are not activated all the time, which causes reducing the number of cooperating sensors. In order to keep the number of cooperating sensors as much as possible in energy harvesting system, the sensing duration of each sensor needs to be determined individually corresponding to its own statistics of harvested energy. Numerical results shows the accuracy of proposed scheme is higher compared to that of the scheme that determines sensing duration of all sensors collectively.

I. 서론

태양열이나 진동 및 전파와 같은 주변 에너지로부터

에너지를 수집하는 기술은 별도의 유선 에너지 공급 없이 영구적으로 시스템 동작을 가능하게 하기 때문에 최근에 주목 받기 시작했다. 특히 이 에너지 수집 기술은 수많은 저전력 센서들로 구성된 무선 센서 네트워크에서 효과적으로 사용될 것을 기대하고 있다[1].

한편 무선 센서네트워크에서 수많은 센서들이 한정된 주파수 자원을 가지고 통신을 하기 위해서 인지무선 통신시스템이 필수적으로 도입되었다. 이러한 맥락에서 에너지 수집 기능이 도입된 인지무선 네트워크에 대한 연구가 최근에 시작되었다. 특히 에너지 수집으로 인해, 센서들이 스펙트럼 센싱(sensing)을 수행할 때 에너지의 제약으로 인한 시스템 비활성화가 센싱 성능에 미치는 영향을 분석하였다[2]. 또한 에너지 제약이 있는 센서들의 협력 스펙트럼 센싱에서 모든 센서들이 동일한 센싱 길이를 가지고 있다고 가정할 때, 성능을 최적화 하는 센싱 길이를 조사하였다[3]. 하지만 각 센서들의 에너지 수집 정도가 다를 때 모든 센서가 동일한 센싱 길이를 갖는다면, 에너지 부족으로 협력 센싱에 참여하는 센서의 수가 줄어들어 협력 센싱의 정확도가 떨어진다.

그러므로 본 논문에서는 에너지 수집이 가능한 협력 스펙트럼 센싱에서 에너지의 통계적인 특성을 이용하

1) 이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2012R1A2A1A05026315).

2) 이 논문은 서울시 산학연 협력사업(WR080951)의 지원을 받아 연구되었음.

여 협력 센싱에 참여하는 센서의 수를 최대한으로 늘려주는 방법을 조사한다. [4]에서는 하나의 센서가 스펙트럼 센싱할 때, 센싱 성능을 높이기 위해 평균 에너지 수집량에 따라 센싱 길이를 적응적으로 조절해주는 기법이 연구하였다. 이를 바탕으로 협력 스펙트럼 센싱에서 각 센서의 통계적 에너지 특성 따라 센서가 개별적으로 센싱 길이를 정하는 기법을 제안하고 에너지 정보가 협력 센싱 정확도에 미치는 영향을 분석한다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1과 같이 에너지 수집 기능이 있는 센서들이 주사용자의 스펙트럼을 협력 센싱한 후 이차 사용자의 융합센터(fusion center)에 보고(reporting)하는 시스템을 고려한다. 주사용자는 하나의 주파수 채널을 우선적으로 사용할 수 있도록 허가 받은 반면, 부사용자는 융합센터에 보고된 센싱 정보를 이용하여 주사용자가 채널을 사용하지 않았다고 판단할 때에만 채널을 사용한다고 가정한다. 협력 스펙트럼 센싱을 위한 센서는 총 N 개가 분포해 있고, 모든 센서는 ϵ 이라는 동일한 임계값을 가진 에너지 검출기를 이용하여 수신 신호의 에너지 값을 계산한다. 전체 슬롯 길이를 T 라고 표현 하며 이 중에 각 센서는 $\tau_s = \{\tau_s^1, \tau_s^2, \dots, \tau_s^N\}$ 의 길이동안 센싱을 수행한다. 이 때 t 번째 슬롯에서 i 번째 센서의 총 수신에너지 검출 값 $y_i(t)$ 는 다음과 같다.

$$y_i(t) = \begin{cases} \sum_{l=1}^{\tau_s^i} |n_i(t,l)|^2, & H_0 \\ \sum_{l=1}^{\tau_s^i} |s_i(t,l)|^2 + |n_i(t,l)|^2, & H_1 \end{cases} \quad (1)$$

여기서 $s_i(t,l)$, $n_i(t,l)$ 는 각각 t 번째 슬롯의 l 번째 샘플에서 i 번째 센서가 주사용자로부터 받는 신호 및 잡음이다.

이 때, $s_i(t,l)$ 는 평균이 0이고 분산이 $\sigma_{i,p}^2$ 인 복소수 값을 갖는 백색 가우시안 랜덤 프로세스이며, $n_i(t,l)$ 은 분산이 $\sigma_{i,n}^2$ 인 복소수 값을 갖는 백색 가우시안 잡음으로 표현할 수 있다[4]. 이 때, 모든 센서에는 동일한 평균 신호 대 잡음비 (signal to noise ratio) $\gamma = \sigma_{i,p}^2 / \sigma_{i,n}^2$ 를 갖는다고 가정한다[4]. H_0, H_1 은 각각 주사용자가 채널을 사용하지 않는 경우와 사용하는 경우를 나타내고, f_s 는 표본 추출 비율(sampling rate)을 나타낸다.

개별 센서들이 센싱을 수행 한 후, 각 센서는 그 결과를 융합센터에 보고하게 되는데, 이 때 전송에너지에 대해 효율적인 경관정(hard decision) 결합 기법을 적용한다[5]. 경관정 결합 기법은, 각 센서에서 주사용자 유무에 대한 결정을 내리면 융합센터에서 이 결정들을 결합하여 최종 판단을 내리는 기법이다. 하나의 센서가 센싱 결과를 보고하는 시간을 τ_r 라고 표현하며, 모든 보고채널은 이상적이라고 가정한다[5].

한편, 각 센서들은 고정된 전원공급 혹은 배터리 교체 없이 주변의 에너지를 매 슬롯마다 수집하여 배터리에 저장 후 그 에너지로 센싱을 수행한다[3]. 각 센서가 단위 슬롯 당 수집하는 에너지의 양은 포아송 랜덤 프로세스를 따른다고 가정하며, 각 센서의 평균 에너지 수집 양은 서로 독립적인 랜덤 값들인 $E_h = \{E_h^1, E_h^2, \dots, E_h^N\}$ 으로 표현한다[3]. 반면, 센서가 협력 스펙트럼 센싱에 참여하면서 소모하는 에너지는 센싱에 필요한 에너지와 보고에 필요한 에너지의 합으로 이루어진다. 센싱에 필요한 파워와 보고에 필요한 파워를 p_s, p_r 이라고 하면 i 번째 센서가 한 슬롯 당 소모하는 에너지의 양은 $p_s \tau_s^i + p_r \tau_r$ 이다.

III. 에너지 통계적 특성을 고려한 개별적 센싱 길이 결정 기법 제안

본 절에서는 수집되는 평균 에너지 수집량이 각 센서마다 다를 때, 협력 이득을 얻기 위해 어떻게 센싱 길이를 정해주는 지를 조사한다.

각 센서에 들어오는 에너지가 랜덤하기 때문에 배터리의 에너지 상태에 따라 센싱 수행 여부를 결정한다[2]. 만약 하나의 센서에서 현재 사용 가능한 에너지가 센싱 수행으로 소모될 에너지보다 많을 때, 이 센서는 활성화하여 협력 센싱에 참여한다. 하지만 현재 사용 가능한 에너지가 소모될 에너지보다 작으면, 이 센서는 센싱을 하지 않고 다음 슬롯까지 대기한다. 이 때,

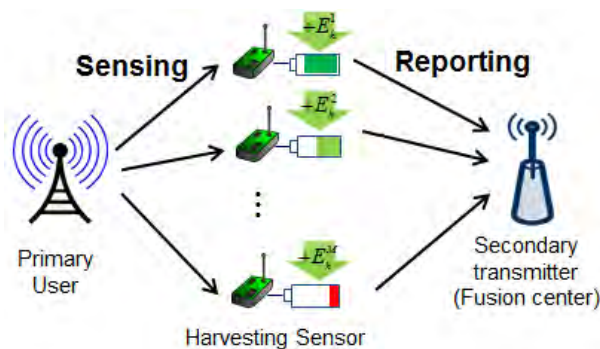


그림 1. 에너지 수집 기능이 있는 협력 스펙트럼 센싱 모델

i 번째 센서가 활성화하여 센싱을 수행할 확률은 에너지 소모와 수집 비율에 따라 다음과 같이 표현된다[2].

$$P_a^i = \min\left(1, \frac{E_h^i}{p_s \tau_s^i + p_r \tau_r}\right). \quad (2)$$

협력 스펙트럼 센싱의 목적은 여러 센서들로부터 센싱 정보를 다양하게 공유하여 센싱의 신뢰성 및 정확도를 높이는 것이다. 그렇기 때문에 센싱에 참여하는 센서들이 많아질수록, 협력 이득을 얻을 수 있어 센싱 정확도를 증대시킬 수 있다. 하지만 에너지를 수집하는 센서들은 사용 가능한 에너지량에 제한이 있기 때문에 모든 센서들이 항상 센싱에 참여하지 못하는 경우가 발생한다. 식 (2)에서 수집되는 평균 에너지가 한 슬롯 당 소모되는 에너지보다 작은 센서의 경우 매 슬롯마다 센싱을 수행하지 못 하게 된다. 이로 인해 센싱에 참여하는 센서의 수가 줄어들게 되고 협력 이득의 손실로 인한 센싱 정확도 감소를 초래한다.

그러므로, 에너지 제한으로 인한 센싱 참여 센서 수 감소를 방지하기 위해 본 논문에서는 평균 에너지 수집량에 따른 센싱 길이 조절 기법을 제안한다. 각 센서마다 평균 에너지 수집량이 다르기 때문에 각 센서들은 개별적으로 센싱 길이를 다음과 같이 정한다.

$$\tau_s^i = \min\left(\max\left(\frac{E_h^i - p_r \tau_r}{p_s}, \tau_s^{\min}\right), \tau_s^{\max}\right). \quad (3)$$

여기서 $\tau_s^{\min}, \tau_s^{\max}$ 는 각각 최소 및 최대의 센싱 길이를 나타낸다. τ_s^{\min} 는 센싱의 정확도를 어느 정도 보장해주는 최소의 센싱 길이를 의미하고, τ_s^{\max} 는 센싱 시간 때문에 발생하는 데이터 전송 시간의 손실이 크게 발생하지 않을 최대의 센싱 길이를 의미한다.

식 (3)에서의 i 번째 센서의 센싱 길이가 의미하는 것은 i 번째 센서의 활성화 확률 P_a^i 가 1이 되도록 하여 매번 센싱에 참여하도록 하는 것이다. 이렇게 각 센서들이 자신의 평균 에너지 수확률에 따라 개별적으로 센싱 길이를 정해줌으로써 스펙트럼 센싱에서의 협력 이득과 함께 개별적 센싱 정확도 역시 얻을 수 있다. 만약 평균 수집 에너지가 충분하지 않은 센서들의 경우에는 최대한 자주 협력 센싱에 참여할 수 있도록 센싱 길이를 줄여 주어, 협력 이득을 최대화시킬 수 있다. 반면 센서의 평균 수집 에너지가 충분하여 매번 센싱을 수행할 수 있는 센서들의 경우에는 에너지가 용 능력만큼 센싱 길이를 늘려주어, 개별적인 센싱의 정확도를 높여줄 수 있다. 이렇게 센서마다 각자의 평균 에너지 수집량에 따라 적절하게 센싱 길이를 결정해 주면, 협력 스펙트럼 센싱의 정확도를 높일 수 있다.

IV. 제안 기법의 성능 평가

센싱의 정확도를 나타내는 성능 메트릭으로 검출(detection) 확률 P_d 와 오경보(false alarm) 확률 P_{fa} 가 있다. [4]으로부터 i 번째 센서의 개별적 검출 및 오경보 확률은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$P_d^i(\tau_s^i) = Q\left(\left(\frac{\epsilon}{(\gamma+1)\sigma_n^2} - 1\right)\sqrt{\tau_s^i f_s}\right),$$

$$P_{fa}^i(\tau_s^i) = Q\left(\left(\frac{\epsilon}{\sigma_n^2} - 1\right)\sqrt{\tau_s^i f_s}\right). \quad (4)$$

융합센터에서는 센서들의 센싱 결과들을 모아 경관정 기법을 통해 최종 결정을 하며 본 논문에서는 여러 경관정 기법들 중에 Logic-And 법칙을 적용한다고 가정한다. 이 때, [4]으로부터 융합센터에서의 최종 협력 센싱 성능은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$P_d = 1 - \prod_{i=1}^{N_a(\tau_s)} (1 - P_d^i(\tau_s^i)),$$

$$P_{fa} = 1 - \prod_{i=1}^{N_a(\tau_s)} (1 - P_{fa}^i(\tau_s^i)). \quad (5)$$

식 (5)의 검출 확률과 오경보 확률은 센싱에 참여하는 센서의 개수 N_a 와 개별 센서의 센싱 성능에 영향을 받는다. 이 때 제안한 기법에서처럼 에너지의 통계적인 특성을 이용하여 센싱 길이를 조절하게 되면, 적은 에너지량을 수집하는 센서의 활성화 확률을 증가시켜 협력 이득을 증가시킬 수 있을 뿐만 아니라, 많은 에너지량을 수집하는 센서의 개별 센싱 정확도 역시 증가시킬 수 있다. 이렇게 제안된 기법은 위의 두 요인을 함께 조절하여 융합센터에서의 최종 센싱 정확도를 향상시킬 수 있다.

V. 실험 결과 및 결론

본 절에서는 에너지 수집을 고려한 협력 스펙트럼 센싱에서 에너지의 통계적 특성을 이용한 센싱 길이 조절 기법이 센싱 정확도를 얼마나 향상시키는지 모의 실험을 통해 평가한다.

각 실험에서는 [3][4]으로부터 $\gamma = -13\text{dB}$, $T = 100\text{ms}$, $\tau_r = 0.2\text{ms}$, $p_s = 110\text{mJ/s}$, $p_r = 50\text{mJ/s}$ 으로 설정한다. 또한 $\tau_s^{\min} = 1\text{ms}$, $\tau_s^{\max} = 2\text{ms}$ 로 설정한다. E_h 의 값들은 $E_h^m/2$ 과 $3E_h^m/2$ 사이에서 등분포로 발생한다. 각 실험에서는 모든 센서의 센싱 길이를 $\tau_s^{fix} = 1.5\text{ms}$ 로 동일하게 두었을 때의 성능을 대조군으로 비교한다.

그림 2는 하나의 센서에 평균적으로 수집되는 에너지

의 양 E_h^m 에 따른 오경보 확률 P_{fa} 를 나타낸다. 목표 검출 확률 \hat{P}_d 는 0.99로 설정하였고 에너지 검출기의 임계값 ϵ 는 목표 \hat{P}_d 를 만족시키는 최대 값으로 설정한다. 그림 2에서 실선이 에너지 통계적 특성을 고려한 각 센서의 센싱 길이 조절 기법에 대한 성능이고, 점선이 모든 센서의 센싱 길이가 동일한 기법에 대한 성능이다. 실험은 총 센서의 수 N 이 8일 때와 15일 때 두 가지 경우에 대해 수행하였다. 두 기법 모두 E_h^m 이 증가할수록 오경보 확률이 감소함을 볼 수 있다. 여기서 E_h^m 이 적정 수준(0.12mJ)보다 큰 경우에는 센싱 길이를 개별적으로 조절하여 센싱에 참여하는 센서 수를 늘리는 동시에 센싱 길이 역시 증가시킴으로써 센싱을 더 정확하게 할 수 있다. 하지만, E_h^m 이 적정 수준 아래로 떨어지게 되면, 센싱에 참여하는 센서의 수가 증가하는 효과와 센싱 길이가 짧아져서 개별

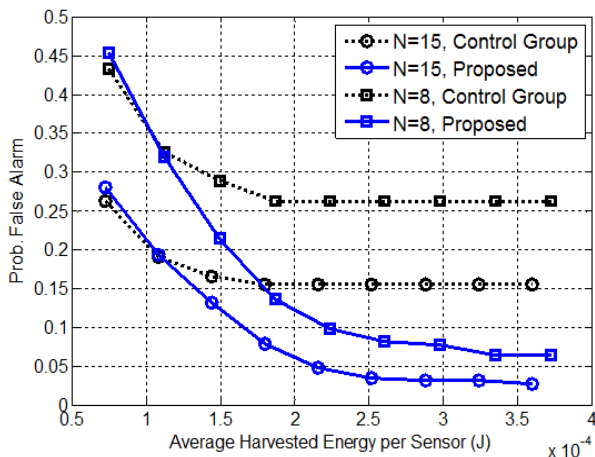


그림 2. 센서 하나당 들어오는 평균 에너지에 따른 오경보 확률

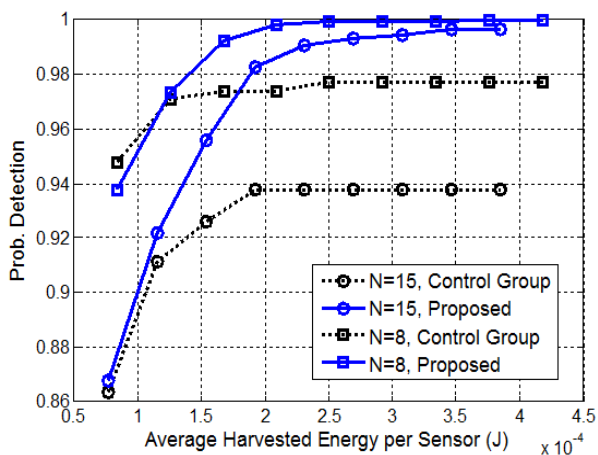


그림 3. 센서 하나당 들어오는 평균 에너지에 따른 검출 확률

센싱 성능이 줄어드는 효과가 상충되어 대조군과 거의 비슷한 센싱 정확도를 가짐을 볼 수가 있다. 또한 센서의 수가 많아질수록 두 기법 모두 센싱 정확도가 높아짐을 볼 수 있다.

그림 3는 하나의 센서에 평균적으로 수집되는 에너지의 양 E_h^m 에 따른 검출 확률 P_d 를 나타낸다. 목표 오경보 확률 \hat{P}_{fa} 는 0.1로 설정하였고 에너지 검출기의 임계값 ϵ 는 목표 \hat{P}_{fa} 를 만족시키는 최소값으로 설정한다. 이전 그래프와 마찬가지로 에너지가 적정수준보다 작으면 검출확률이 대조군과 거의 비슷하지만, 적정수준 이상부터는 제안한 기법의 센싱 정확도가 더 높아짐을 관찰할 수 있다.

본 논문에서는 에너지 수확이 가능한 협력 스펙트럼 센싱에서 에너지의 통계적 특성을 이용한 개별 센싱 길이 조절 기법을 제안하였다. 이 기법을 통해 에너지의 통계적 특성을 이용하여 센싱 정확도를 높일 수 있음을 보여주었다.

참고문헌

- [1] V. Raghunathan, S. Ganeriwal, M. Srivastava, "Emerging techniques for long lived wireless sensor networks," IEEE Comm. magazine, vol.44, pp.108-114, Apr. 2010.
- [2] S. Park, H. Kim, D. Hong, "Cognitive Radio Networks with Energy Harvesting," IEEE Trans. Wireless Commun., vol.12, no.3, pp.1386~1397, March 2013
- [3] X. Feng, X. Gan, X. Wang, "Energy-Constrained Cooperative Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks," IEEE GLOBECOM 2011, vol., no., pp.5-9 Dec. 2011
- [4] W. Chung, S. Park, D. Hong, "Adaptive Spectrum Sensing Policy for Energy-Harvesting Cognitive Radio Networks", submitted to IEEE Trans. Wireless Commun.
- [5] Y.-C Liang, Y. Zeng, E. Peh and A.T.Hoang, "Sensing-throughput tradeoff for cognitive radio networks," IEEE Trans. Wireless Commun., vol 7, no. 4, pp.1326-1337. Apr. 2008.
- [6] M. Najimi, A. Ebrahimzadeh, S.M.H. Andargoli, A. Fallahi, "A Novel Sensing Nodes and Decision Node Selection Method for Energy Efficiency of Cooperative Spectrum Sensing in Cognitive Sensor Networks," IEEE Sensors Journal, vol. 13, no. 5, pp.1610-1621, May 2013

직접 경로가 존재하는 양방향 OFDM 중계 네트워크를 위한 부반송파 치환 기법

*신한목, 이재홍
서울대학교 전기정보공학부 뉴미디어통신공동연구소
e-mail : hmshin@snu.ac.kr

Subcarrier permutation for two-way OFDM relay networks with direct path

*Hanmok Shin and Jae Hong Lee
Department of Electrical and Computer Engineering, INMC
Seoul National University

Abstract

In this paper, we propose a subcarrier permutation scheme for a two-way OFDM relay network with direct path. In the proposed scheme, to maximize the sum of the end-to-end SNRs the subcarrier permutation is performed in the order of the modified channel gain. A simulation result shows that the proposed scheme improves spectral efficiency.

I. 서론

양방향 중계 네트워크는 중계기에 중첩 부호화(superposition coding) 또는 네트워크 부호화(network coding)를 적용하여 단방향 중계 네트워크에 비해 향상된 주파수 효율을 제공한다[1]. 양방향 중계 네트워크는 크게 다중접속방송(multiple access broadcast)와 시분할방송(time division broadcasting)으로 나뉜다. 이 중 시분할방송은 두 사용자간 직접 경로를 통해 공간 다이버시티 이득을 얻는 장점이 있다.

OFDM(orthogonal frequency division multiplexing)은 주파수 선택적 페이딩을 극복하는 효과적인 방법

중 하나로 많은 연구가 이루어지고 있다. 부반송파 치환 기법은 중계기에서 특정 부반송파를 통해 수신된 정보를 다른 부반송파를 통해 재전송함으로써 OFDM 중계 네트워크의 주파수 효율을 향상시키는 기법이다. 단방향 OFDM 중계 네트워크를 위한 부반송파 치환 기법은 이미 연구되었으나[2], 양방향 OFDM 중계 네트워크를 위한 부반송파 치환 기법은 아직 연구가 미흡한 실정이다. 특히 직접 경로가 존재하는 시분할방송 기반 양방향 OFDM 중계 네트워크를 위한 부반송파 치환 기법은 아직 연구되지 않았다.

본 논문에서는 직접 경로가 존재하는 양방향 OFDM 중계 네트워크에서 두 사용자의 수신 SNR의 합을 최대화하는 부반송파 치환 기법을 제안한다. 먼저 각 사용자의 수신 SNR을 구한 후 이를 변형하여 수정된 채널 이득을 얻는다. 채널의 부반송파를 수정된 채널 이득이 높은 순서로 재배치하고, 재배치된 순서를 이용해 부반송파 치환을 수행한다. 모의실험을 통해 제안된 기법이 주파수 효율을 향상시킴을 확인한다.

II. 본론

본 논문에서는 두 명의 사용자와 한 개의 중계기가 존재하는 양방향 OFDM 중계 네트워크를 고려한다. 두 사용자는 시분할방송 프로토콜을 사용하여 두 사용

자 간 직접 경로와 중계기 R을 통한 중계 경로로 서로 정보를 교환한다. 중계기에서는 복호후재전송 방식을 사용하여 두 사용자의 정보를 중계한다. 두 사용자간 정보 교환은 세 단계에 걸쳐서 이루어진다. 첫 번째 단계에서 사용자 A는 자신의 정보를 사용자 B와 중계기 R로 전달하며, 중계기에서는 수신한 신호를 복호한다. 두 번째 단계에서 사용자 B는 자신의 정보를 사용자 B와 중계기 R로 전달하며, 중계기에서는 수신한 신호를 복호한다. 세 번째 단계에서 중계기는 이전 두 단계에서 복호한 두 신호를 각각 재부호화한 후 이들을 결합하여 두 사용자에게 동시에 전달한다. 각 사용자는 직접 경로와 중계 경로를 통해 수신한 상대 사용자의 신호를 최대비 결합(maximal ratio combining)을 통해 결합한 후 복호한다. 각 사용자는 자신이 전달한 신호를 알고 있으므로, 이 때 각 사용자는 자기간섭을 완벽하게 제거할 수 있다고 가정한다.

두 사용자가 부반송파 치환을 하지 않고 n 번째 부반송파를 통해 서로 정보를 교환할 경우, 각 사용자 A와 B에서의 수신 SNR은 각각 아래 수식과 같이 나타낼 수 있다.

$$SNR_A^{(n)} = \min\{p_B^{(n)}|g^{(n)}|, p_R^{(n)}|f^{(n)}| + p_B^{(n)}|h^{(n)}|\}, \quad (1)$$

$$SNR_B^{(n)} = \min\{p_A^{(n)}|f^{(n)}|, p_R^{(n)}|g^{(n)}| + p_A^{(n)}|h^{(n)}|\}. \quad (2)$$

여기에서 $p_A^{(n)}$, $p_B^{(n)}$, 그리고 $p_R^{(n)}$ 은 각각 사용자 A, B, 그리고 중계기 R의 송신 전력을 나타내며, $f^{(n)}$, $g^{(n)}$, 그리고 $h^{(n)}$ 은 각각 사용자 A와 중계기 R 사이의 채널 계수, 사용자 B와 중계기 R 사이의 채널 계수, 그리고 사용자 A와 사용자 B 사이의 채널 계수를 나타낸다. 잡음은 평균이 0이고 분산이 1인 가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN)을 가정한다.

전송 전력은 모두 p 로 동일하다고 가정한다. 그리고 첫 번째 단계에서 사용자 A가 i 번째 부반송파를 통해 정보를 전송하고, 두 번째 단계에서 사용자 B가 j 번째 부반송파를 통해 정보를 전송하며, 세 번째 단계에서 중계기 R이 k 번째 부반송파를 통해 정보를 중계하는 경우, 두 사용자의 수신 SNR은 각각 아래와 같이 변형하여 나타낼 수 있다.

$$SNR_A^{(i,j,k)} = \min\{px^{(j)}, p|f^{(k)}|\} + p|h^{(j)}|, \quad (3)$$

$$SNR_B^{(i,j,k)} = \min\{py^{(i)}, p|g^{(k)}|\} + p|h^{(k)}|. \quad (4)$$

$x^{(j)}$ 와 $y^{(i)}$ 는 수정된 채널 이득으로 각각 $|g^{(j)}| - |h^{(j)}|$ 와 $|f^{(i)}| - |h^{(i)}|$ 를 나타낸다.

두 사용자의 수신 SNR의 합을 최대화하는 부반송파 치환 기법을 아래와 같이 제안한다. 먼저 $SNR_A^{(i,j,k)}$ 에 대해 $x^{(n)}$ 와 $|f^{(n)}|$ 을 크기에 따라 각각 재배치하고 순서에 따라 부반송파 치환을 수행한다. 크기가 가장 큰 $x^{(n)}$ 를 크기가 가장 큰 $|f^{(n)}|$ 으로 치환하고, 크기가 두 번째 큰 $x^{(n)}$ 를 크기가 두 번째 큰 $|f^{(n)}|$ 로 치환한다. 크기가 t 번째 큰 $x^{(n)}$ 를 크기가 t 번째 큰 $|f^{(n)}|$ 로 치환한다. $SNR_B^{(i,j,k)}$ 에 대해서도 동일한 방식으로 수행한다. 그 후 세 번째 단계에서 동일한 부반송파로 치환되는 첫 번째 단계와 두 번째 단계에서의 부반송파를 찾는다. 그리고 이들 두 부반송파를 통해 전달된 신호를 중계기에서 결합하여 두 사용자에게 동시에 전달한다. 예를 들어 $SNR_A^{(i,j,k)}$ 에 대한 부반송파 치환에서 i 번째 부반송파가 k 번째 부반송파로 치환되고, $SNR_B^{(i,j,k)}$ 에 대한 부반송파 치환에서 j 번째 부반송파가 k 번째 부반송파로 치환되는 경우, 중계기에서는 첫 번째 단계에서 i 번째 부반송파를 통해 수신된 신호와 두 번째 단계에서 j 번째 부반송파를 통해 수신된 신호를 결합하여 세 번째 단계에서 k 번째 부반송파를 통해 두 사용자에게 동시에 전달한다.

III. 모의실험

두 사용자는 서로 1 km 거리를 두고 고정되어 있으며, 중계기는 두 사용자의 중간 지점에 위치한다고 가정하였다. 채널환경은 레일리(Rayleigh) 페이딩 및 가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN)을 가정하였다.

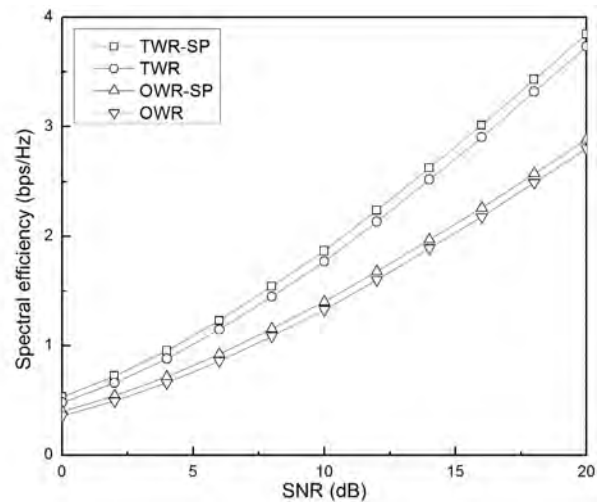


그림 1. 제안된 기법의 주파수 효율

그림 1은 제안된 기법의 주파수 효율을 나타낸다. 그림 1을 통해 양방향 중계 네트워크가 단방향 중계 네트워크에 비해 향상된 주파수 효율을 제공함을 알 수 있다. 또한 부반송파 치환을 수행할 경우, 수행하지 않는 경우보다 주파수 효율이 향상됨을 알 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 직접 경로가 존재하는 양방향 OFDM 중계 네트워크를 위한 부반송파 치환 기법을 제안하였다. 제안된 기법에서는 두 사용자의 수신 SNR의 합을 최대화하는 것을 목적으로 한다. 먼저 각 사용자의 수신 SNR을 구한 후 이를 변형하여 수정된 채널 이득을 얻는다. 그 후 수정된 채널 이득을 이용하여 부반송파를 재배치하며, 재배치된 순서에 따라 중계기에서 부반송파 치환을 수행한다. 모의실험을 통해 부반송파 치환을 수행할 경우, 수행하지 않는 경우보다 주파수 효율이 향상됨을 확인하였다.

V. 감사의 글

이 논문은 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2009-0083495, 2011-0017437).

참고문헌

- [1] S. J. Kim, P. Mitran, and V. Tarokh, "Performance bounds for bidirectional coded cooperation protocols," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 54, no. 11, pp. 5235-5341, Nov. 2008.
- [2] Y. Li, W. Wang, J. Kong, and M. Peng, "Subcarrier pairing for amplify-and-forward and decode-and-forward OFDM relay links," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 13, no. 4, pp. 209-211, Apr. 2009.

무선 센서 네트워크를 위한 에너지 기반 토폴로지 구성 기법

*팜 퉁 린, 김동성
IT융복합공학과 - 금오공과대학교
e-mail : {linhft, dskim}@kumoh.ac.kr

Energy-Based Topology Configuration Scheme for Wireless Sensor Networks

Tung-Linh Pham, Dong-Seong Kim
Department of IT Convergence Engineering
Kumoh National Institute of Technology

Abstract

In this paper, a new topology control scheme is proposed that enhances the network lifetime by saving the energy consumption of sensor nodes in wireless sensor networks (WSNs). The network topology is first modeled as a directed graph. According to a residual energy and a packet reception rate (PRR) of the next hop, packets are forwarded through the optimal path to guarantee an energy balance among sensor nodes. Simulation results show that the proposed scheme is fully effective for extending network lifetime in WSNs.

Keywords - Topology control; Wireless sensor networks (WSNs); Network lifetime; Energy consumption;

I. Introduction

In WSNs, the energy consumption at node level is an important factor to extend the network lifetime. In traditional approaches of topology control, WSNs are modeled as a deterministic network model which assigns a critical transmitting range (CTR) T_R for each node relying on its transmission power. A pair of nodes only can be connected and conveyed packets each other within CTR. When the network is fully connected, an interesting research focuses on minimizing value of T_R while guaranteeing certain

properties which are motivated by energy consumption and network capacity concerns [1][2].

For large-scale WSNs, topology control has to provide the connectivity of network to forward the sensory data from source nodes to the sink. In fact, the full connectivity is almost unnecessary; moreover, it causes a depletion rapidly for the network lifetime. The direct forwarding (DF) scheme shows advantages with respect to the network latency and the energy consumption in small-scale networks. Besides, the multi-hop forwarding (MF) scheme balances both the traffic load and the energy efficiency [3][4][5].

Motivated by the energy efficiency problem in WSNs, a distributed topology control algorithm is proposed by considering both metrics: residual energy of neighbor nodes and packet reception rate (PRR) of links. The rest of this paper is organized as follows. Section II introduces the system model with a network structure and an energy model. Section III presents our proposed algorithm that take into account the energy efficiency in WSNs. Finally, a conclusion is made in Section IV.

II. System Model

2.1 Assumptions

In this paper, we assume that all sensor nodes in

the network are static. Each node know its neighbors' location as well as the position of the sink; for example by using "Hello" message. The link quality PRR and the residual energy of nodes also can be obtained periodically owing to this broadcast message.

2.2 Network model

We model the WSNs as a directed graph $G(V, E)$, where V is the set of nodes and E is the set of directed links. All nodes are distributed over a two-dimensional plane. In the event-triggered network, the nodes detect events becoming the source nodes and then generate packets that have to be delivered to the sink. A set of source nodes denotes as S , and a number of sources is $|S|$.

Denote that d_{ij} indicates the Euclidean distance between node i and j ; besides d_{i0} is the distance between i and the sink. Each node is characterized by a maximum transmission range T_R that accordingly defines the set N_i of neighbors for the node i .

The PRR value for link (i, j) is expressed through the probability p_{ij} that node j can receive successfully the packet transmitted from the node i . The model is based on the log-normal shadowing path loss model in [6][7]. The PRR value between i and j is given by:

$$p_{ij} = \left[1 - 0.5 \times e^{\left(-\frac{\gamma_{ij}}{2} \frac{1}{0.64} \right)} \right]^{8f}, \quad (1)$$

where γ_{ij} is the SNR value of link (i, j) , f denotes the frame size which consists of preamble, network payload (packet) and CRC.

2.3 Energy model

The total energy consumption E_{ij} of link (i, j) consists of two parts, the transmitting cost $E_{tx}(ij)$ at node i and the receiving cost $E_{rx}(ij)$ at node j . Assuming that the major contributions to energy consumption are the radio propagation and the circuit operation. Denote that $P_{tx}(d_{ij})$ is a required power for radio transmission from i to j . It depends on the distance d_{ij} and the packet loss rate objective; P_{elec} means consumed power for operation

in each node circuit (a constant). Finally, the total energy consumption for each time transmitting from source node i to j can be expressed as:

$$E_{ij}(i, j) = E_{tx}(i, j) + E_{rx}(i, j) = \frac{P_{tx}(d_{ij}) + P_{elec}}{R} + \frac{P_{elec}}{R}, \quad (2)$$

where R is the transmission rate of network. $P_{tx} = \{P_0, P_1, \dots, P_{max}\}$ is a set of transmission power level for the sensor nodes.

III. Proposed Algorithm with Energy Efficiency Topology

3.1 Directed graph with energy saving orientation

In this section, a scheme for routing and scheduling are introduced to minimize the energy consumption. The network is first modeled to the directed graph $G(V, E)$, then the graph G^e is built based on $G(V, E)$ with respect to energy efficiency.

To determine the connectivity of network, we assume that node i, j lie on the connected range if the PRR of link (i, j) is greater than 0.9 [6][8]. Hence, from Eq. 1, the SNR values for the connected region can be expressed as follows:

$$\gamma(d_c) = 10 \lg(-1.28 \ln(2(1 - 0.9^{1/8f}))) [dB]. \quad (3)$$

Finally, the radius d_c of the connected region are obtained as follows:

$$d_c = 10^{\frac{P_n + \gamma(d_c) - P_t + PL(d_0) + 2\sigma}{-10\eta}}, \quad (4)$$

where η denotes the path loss exponent and σ is the log-normal shadowing variability of the environment. $P_n [dB], P_t [dB], PL(d_0)$ are the noise floor, the transmitting power, and the path loss at the reference distance d_0 , respectively.

In the scheme for G^e , each node first selects its one-hop neighbors which locate within the connected range d_c . An underlying idea of this scheme aims to the energy consumption gain; therefore, source node would like to choose a next destination to convey data among the neighbors in such a way that the next node has the highest residual energy. The algorithm 1 illustrates the construction of G^e . Fig. 1 is an example for the

network topology construction based on G^e . The red nodes denote the selected ones for transmitting packets among candidates which lie inside the connected range. Because G^e is updated after each event, transmitting on such links gains good energy performance.

Algorithm 1: Energy-base Topology Construction G^e

```

1:  procedure:  $G^e$  GRAPH
2:  Input:  $d_c$ ; // Connected radius.
3:  Output:  $G^e$ ; // Topology Construction.

4:  for  $i, j \in V$  do
5:    Define neighbor nodes
6:    if  $d_{i0} > d_{j0}$  then
7:      for  $j \in V$  do
8:        if  $d_{ij} < d_c$  then  $j \in N_i$ 
9:        else  $j \notin N_i$ ;
10:       end for
11:      else  $j \notin N_i$ 
12:      end if
13:    end for
14:    Return:  $N_i$ ; // The set of neighbor nodes.
15:    for  $j \in N_i$  do
16:      Calculate the residual energy  $E_{res}^j$ ;
17:      Find  $E_{res}^k = \max_{j \in N_i} E_{res}^j$ ;
18:    end for
19:    Return: Selected node  $k$ ;
20:  end procedure

```

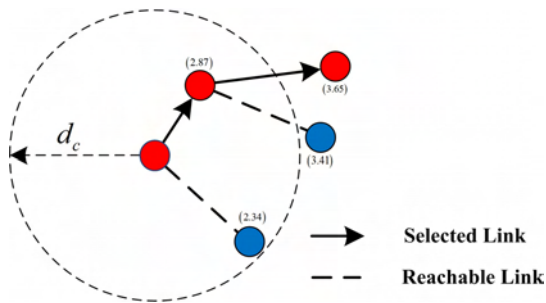


Fig. 1: Topology construction process based G^e .

3.2 Scheduling Algorithm

In this section, a scheduling algorithm for G^e graphs to minimize latency with energy efficiency is presented. The proposed graphs above give the blacklist of links; therefore N_i is updated after each time slot so reducing the volume of memory needed

to store the information of neighbor nodes.

Fig. 2 depicts an overall procedure of routing and scheduling for the graph G^e . The maximum latency for each event is first assigned to T_o with the assumption that $T_o = H_{max}$, where H_{max} is the maximum number of hops of a node apart from the sink.

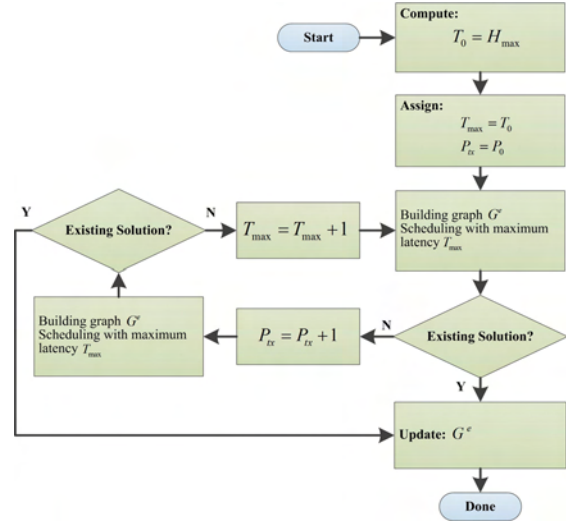


Fig. 2: Flowchart of scheduling algorithm for G^e .

3.3 Performance evaluation

The performance of topology control algorithm is evaluated for the graph G^e by using OPNET modeler 16.0. We build a

random topology in a coverage of $100m \times 100m$ with maximum 200 nodes. The IEEE 802.15.4 standard is used at the MAC and PHY layers.

To evaluate the performance of the proposed schemes G^e , we compare the proposed scheme with RaS-EO scheme in the previous work [6] regarding network lifetime and energy efficiency. In this simulation scenario, the percentage of source nodes are adjusted at 2%.

Fig. 3 shows the total number of time-slots during the activities period of network. In general, the network lifetime of both schemes increases when the number of nodes varies from 20 to 200. Because of the balanced mechanism between the residual energy and the network connectivity of G^e , it is slightly gains better performance than RaS-EO does regarding network lifetime; especially in dense

networks.

Fig. 4 demonstrate the mean energy consumption for each event. Since transmission power is adjusted appropriately in each event, the proposed scheme consume less energy than the related one.

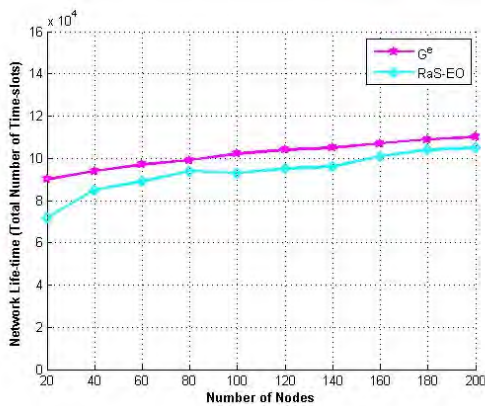


Fig. 3: Network lifetime versus the number of nodes.

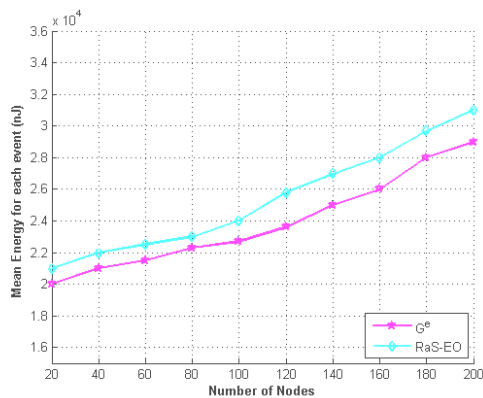


Fig. 4: Energy efficiency of proposed scheme.

IV. Conclusion

In this paper, a topology control algorithm for the WSNs is presented in order to enhance the energy efficiency and the network lifetime. The proposed algorithm routes packets from sources to the sink through multi-hop in the mesh topology network based on the balance between the remaining energy and the network connectivity. The WSNs are first modeled by using the optimal graphs G^e to deal with the energy consumption. Following this, the scheduling algorithm for this graph based on the maximum latency for each event. The power

transmission is fine-tuned in each event to saving energy at node level. To address practical concerns, the proposed scheme can be easily implemented on existing devices without major changes.

As a future direction of this paper, we will investigate a topology control algorithm for the WSNs with consideration into the network latency and the deadline constraints.

ACKNOWLEDGEMENT

This research was financially supported by the Ministry of Education, Science Technology (MEST) and through the Human Resource Training Project for Regional Innovation 2013.

REFERENCES

- [1] Y. Liu, L. Ni, and C. Hu, "A generalized probabilistic topology control for wireless sensor networks," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 30, no. 9, pp. 1780 - 1788, Oct. 2012.
- [2] P. T. A. Quang and D.-S. Kim, "Enhancing real-time delivery of gradient routing for industrial wireless sensor networks," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 8, no. 1, pp. 61 - 68, 2012.
- [3] A. Aziz, Y. Sekercioglu, P. Fitzpatrick, and M. Ivanovich, "A survey on distributed topology control techniques for extending the lifetime of battery powered wireless sensor networks," *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 15, no. 1, pp. 121 - 144, 2013.
- [4] N. Q. Dinh and D.-S. Kim, "Performance evaluation of priority CSMA-CA mechanism on ISA100.11a wireless network," *Computer Standards & Interfaces*, vol. 34, no. 1, pp. 117 - 123, Jan. 2012.
- [5] T. Chiwewe and G. Hancke, "A distributed topology control technique for low interference and energy efficiency in wireless sensor networks," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 8, no. 1, pp. 11 - 19, Feb. 2012.
- [6] M. Zuniga and B. Krishnamachari, "Analyzing the transitional region in low power wireless links," in *First Annual IEEE Communications Society Conference on Sensor and Ad Hoc Communications and Networks*, Oct. 2004, pp. 517 - 526.
- [7] M. Borghini, F. Cuomo, T. Melodia, U. Monaco, and F. Ricciato, "Optimal data delivery in wireless sensor networks in the energy and latency domains," in *First International Conference on Wireless Internet*, July. 2005, pp. 138 - 145.
- [8] T. D. Hoa and D.-S. Kim, "Minimum latency and energy efficiency routing with lossy link awareness in wireless sensor networks," in *9th IEEE International Workshop on Factory Communication Systems (WFCS)*, May. 2012, pp. 75 - 78.

비동기 스펙트럼 공유 무선 인지 네트워크의 이중 홉 통신 성능 분석

*장철희, 이재홍
서울대학교 전기정보공학부
e-mail : *jangch@snu.ac.kr*

Performance analysis of dual-hop communications
in asynchronous spectrum sharing cognitive radio networks

Chulhee Jang and Jae Hong Lee
Department of Electrical and Computer Engineering
Seoul National University

Abstract

In this paper, we analyze the outage probability of dual-hop communications in cognitive radio networks where the secondary network is asynchronous with the primary network. Numerical results verify the validity of theoretical analysis by comparison with Monte Carlo simulation results.

I. 서론

무선 자원은 한정되어 있고, 많은 대역폭은 이미 할당되어 있으나, 기존에 할당된 무선 자원의 이용 효율은 굉장히 낮다[1]. 그러나 최근 스마트폰 증가 및 대용량 서비스 증가 등으로 무선 자원 사용 요구가 나날이 증대되고 있다. 이에 따라 무선 자원의 비효율적 사용을 해결할 필요성이 제기되고 있으며, 이에 따라 허가되지 않은 이차네트워크(secondary network)가 허가가 필요한 일차네트워크(primary network)의 무선 자원을 사용할 수 있도록 하는 무선 인지 네트워크(cognitive radio network) 시스템이 제안되었다[2].

무선 인지 네트워크는 동작 방식에 따라 스펙트럼 공유(spectrum sharing) 무선 인지 네트워크와 스펙트럼 센싱(spectrum sensing) 무선 인지 네트워크로 구

분된다. 이 중 스펙트럼 공유 무선 인지 네트워크는 일차사용자(primary user)가 일차네트워크에 존재하더라도, QoS(quality of service)가 만족이 되면 같은 무선자원을 사용하는 이차네트워크가 구성되어 이차사용자(secondary user)가 접속할 수 있는 네트워크를 일컫는다. 일차사용자와 이차사용자는 서로 간섭 신호를 주게 되는데, 무선 자원 사용의 우선권이 일차사용자에게 있기 때문에 일차사용자의 QoS를 고려하여 이차사용자의 무선 자원 사용이 이루어져야 한다. 즉, 일차네트워크보다 이차네트워크에서 간섭에 의한 성능 열화가 심하다. 이에 따라 중계기를 사용하여 이러한 성능 열화를 극복한 시스템에 대한 연구가 진행되어 왔다[3]-[5].

기존의 연구에서는 일차사용자의 QoS를 고려한 이차 사용자의 무선 자원 사용을 위해 일차네트워크와 이차네트워크가 동기화된 상황이 가정되었다. 그러나 일차네트워크와 이차네트워크는 서로 독립적으로 운용되어 하나의 central unit에 동시에 제어되지 않으므로, 정확히 동기화되기 힘들다. 이에 본 논문에서는 이차네트워크가 일차네트워크와 동기화되지 않았을 때의 성능을 분석한다.

II. System model

2.1 Network model

일차네트워크와 이차네트워크가 혼재하는 스펙트럼 공유 무선 인지 네트워크를 고려한다. 그림 1과 같이 일차네트워크는 m 개의 송신기-수신기 쌍($PS_m - PD_m$)으로 구성되며, 이차네트워크는 송신기 S , 중계기 R 및 수신기 D 로 구성된다. 그림 1에서 실선은 정보 전송, 점선은 간섭을 나타낸다.

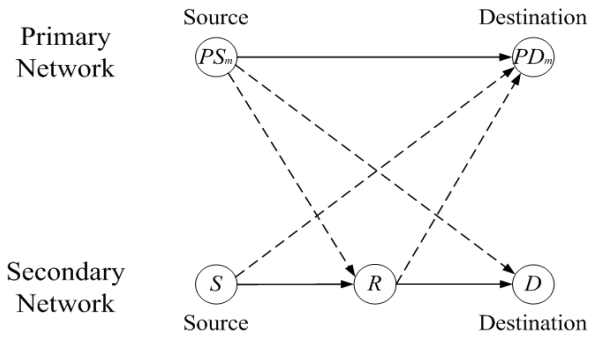


그림 1. Network model.

채널 이득(channel gain)을 $g_{i,j}$ 라 하며, 평균이 $\lambda_{i,j}$ 인 exponential distribution으로 가정한다. 기기 i 와 j 사이의 거리를 $d_{i,j}$, 경로 감쇄 지수(path-loss exponent)를 α 라 할 때, 채널 이득의 평균은

$$\lambda_{i,j} = (d_{i,j})^{-\alpha} \quad (1)$$

와 같이 주어진다. 이차사용자들의 관점에서 일차사용자들이 비교적 가깝게 위치한다고 가정한다. 그러면,

$$\begin{aligned} \lambda_{S,PD_m} &= \lambda_{S,PD}, \quad \lambda_{R,PD_m} = \lambda_{R,PD}, \\ \lambda_{PS_m,R} &= \lambda_{PS,R}, \quad \lambda_{PS_m,D} = \lambda_{PS,D} \end{aligned} \quad (2)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 각 이차사용자는 자신과 다른 이차사용자 사이의 channel gain은 정확히 알지만, 자신과 일차사용자 사이의 channel gain은 평균만 알 수 있다고 가정한다. 또한 AWGN의 분산은 $N_0 = 1$ 로 가정한다.

일차네트워크와 이차네트워크는 동기화되어 있지 않다고 가정한다. 따라서 이차네트워크에서 신호가 한 프레임 전송될 때, 일차네트워크에서는 그림 2와 같이 사용자가 바뀌게 된다. (2)에 의해 일반성을 잃지 않고 PS_1 과 PS_2 만으로 표현 가능하며, PS_1 과 공유하는 시간 fraction을 β 라 한다. 이차네트워크의 신호 전송은 두 개의 phases를 통해 이루어지며, 첫 번째 phase에서는 S 가 R 로 신호를 전송하고, 두 번째 phase에서는 R 이 D 로 신호를 전송한다. 중계방식은 복호후재전송

(DF : decode-and-forward)방식을 가정하며, S 와 D 사이의 direct link는 없다고 가정한다.

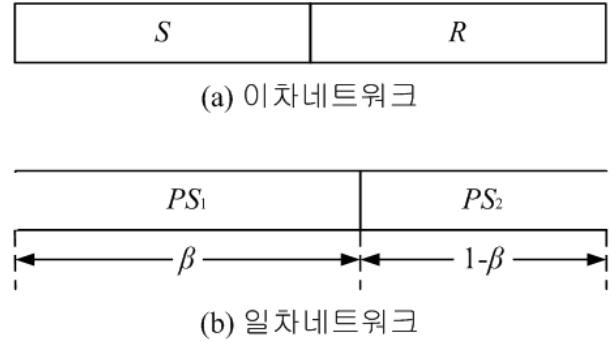


그림 2. Transmission protocol.

2.2 Transmission power

일차네트워크의 최대 허용 가능 간섭량을 I , 기기 i 의 전송 전력을 P_i , 기기 i 의 최대 전송 전력을 P_i^{\max} 라고 하자. 이차네트워크의 전송전력은 두 가지 제한 조건인 최대 전송 전력 제한조건과 간섭 제한조건에 의해 결정된다. 최대 전송 전력 제한조건은

$$P_i \leq P_i^{\max} \quad (3)$$

와 같이 주어진다. Tolerable probability threshold가 ϵ 일 때, 간섭 제한조건은

$$\Pr[P_i g_{i,PD_m} \geq \bar{I}] \leq \epsilon \quad (4)$$

와 같이 주어지며, 이를 정리하면

$$P_i \leq \frac{-\bar{I}}{\lambda_{i,PD} \ln \epsilon} \quad (5)$$

가 된다. (3), (5)로부터 전송 전력은

$$P_i = \min \left\{ P_i^{\max}, \frac{-\bar{I}}{\lambda_{i,PD} \ln \epsilon} \right\} \quad (6)$$

와 같이 주어진다.

III. Outage probability

불능사건(outage event)은 S 와 R 사이의 신호대간섭 및잡음비(SINR : signal to interference and noise ratio) 또는 R 과 D 사이의 SINR 이 target SINR γ_{th} 보다 작을 때 발생한다. 따라서 불능확률(outage probability)은

$$P_{out} = 1 - \Pr[\gamma_{S,R} \geq \gamma_{th}] \Pr[\gamma_{R,D} \geq \gamma_{th}] \quad (7)$$

와 같이 주어지며, 이 때, $\gamma_{i,j}$ 는 기기 i 와 j 사이의 SINR 이다.

Theorem 1. $0 < \beta < 1/2$ 일 때, 불능확률은

$$P_{out} = 1 - \eta_1 \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{P_R \lambda_{R,D}}\right) \left(\frac{P_{PS} \lambda_{PS,D}}{P_R \lambda_{R,D}} \gamma_{th} + 1\right)^{-1} \quad (8)$$

와 같이 주어지며, $\beta \neq 1/4$ 일 때,

$$\eta_1 = \frac{1}{(4\beta-1)P_{PS}\lambda_{PS,R}} \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{P_S \lambda_{S,R}}\right) \times \left\{ \left(\frac{\gamma_{th}}{P_S \lambda_{S,R}} + \frac{1}{2\beta P_{PS}\lambda_{PS,R}}\right)^{-1} - \left(\frac{\gamma_{th}}{P_S \lambda_{S,R}} + \frac{1}{(1-2\beta)P_{PS}\lambda_{PS,R}}\right)^{-1} \right\} \quad (9)$$

$\beta = 1/4$ 일 때,

$$\eta_1 = \frac{4}{(P_{PS}\lambda_{PS,R})^2} \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{P_S \lambda_{S,R}}\right) \times \left(\frac{\gamma_{th}}{P_S \lambda_{S,R}} + \frac{2}{P_{PS}\lambda_{PS,R}}\right)^{-2} \quad (10)$$

와 같이 주어진다.

Proof. 먼저 $\beta \neq 1/4$ 을 가정하자. $X_{i,j} = g_{i,j}P_i$, $Y = 2\beta X_{PS,R} + (1-2\beta)X_{PS,R}$ 라 하면, $X_{i,j}$ 의 CDF(cumulative distribution function)과 Y 의 PDF(probability density function)는 각각

$$F_{X_{i,j}}(x) = 1 - \exp\left(-\frac{x}{P_i \lambda_{i,j}}\right) \quad (11)$$

$$f_Y(y) = \frac{1}{(4\beta-1)P_{PS}\lambda_{PS,R}} \times \left\{ \exp\left(-\frac{y}{2\beta P_{PS}\lambda_{PS,R}}\right) - \exp\left(-\frac{y}{(1-2\beta)P_{PS}\lambda_{PS,R}}\right) \right\} \quad (12)$$

와 같이 주어진다[6]. S 와 R 사이의 SINR은

$$\gamma_{SR} = \frac{g_{S,R}P_S}{2\beta g_{PS,R}P_{PS} + (1-2\beta)g_{PS,R}P_{PS} + 1} = \frac{X_{S,R}}{Y+1} \quad (13)$$

과 같이 주어지고,

$$\Pr[\gamma_{SR} \geq \gamma_{th}] = \Pr\left[\frac{X_{S,R}}{Y+1} \geq \gamma_{th}\right] = \int_0^\infty \{1 - F_{X_{S,R}}(\gamma_{th}(\gamma+1))\} f_Y(\gamma) d\gamma = \frac{1}{(4\beta-1)P_{PS}\lambda_{PS,R}} \exp\left(-\frac{\lambda_{th}}{P_S \lambda_{S,R}}\right) \times \left\{ \left(\frac{\gamma_{th}}{P_S \lambda_{S,R}} + \frac{1}{2\beta P_{PS}\lambda_{PS,R}}\right)^{-1} - \left(\frac{\gamma_{th}}{P_S \lambda_{S,R}} + \frac{1}{(1-2\beta)P_{PS}\lambda_{PS,R}}\right)^{-1} \right\} = \eta_1 \quad (14)$$

가 된다. R 과 D 사이의 SINR은

$$\gamma_{SR} = \frac{X_{R,D}}{X_{PS,D} + 1} \quad (15)$$

이므로

$$\Pr[\gamma_{R,D} \geq \gamma_{th}] = \Pr\left[\frac{X_{R,D}}{X_{PS,D} + 1} \geq \gamma_{th}\right] = \int_0^\infty \{1 - F_{X_{S,R}}(\gamma_{th}(\gamma+1))\} f_{X_{PS,D}}(\gamma) d\gamma = \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{P_R \lambda_{R,D}}\right) \left(\frac{P_{PS}\lambda_{PS,D}}{P_R \lambda_{R,D}} \gamma_{th} + 1\right)^{-1} \quad (16)$$

가 된다. 식 (14), (16)을 (7)에 대입하면, 식 (8)이 된다. $\beta = 1/4$ 일 때도 같은 방법으로 증명한다. ■

위 Theorem 1과 마찬가지로 방법으로 다음을 얻는다.

Theorem 2. $1/2 < \beta < 1$ 일 때, 불능확률은

$$P_{out} = 1 - \eta_2 \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{P_S \lambda_{S,R}}\right) \left(\frac{P_{PS}\lambda_{PS,R}}{P_S \lambda_{S,R}} \gamma_{th} + 1\right)^{-1} \quad (17)$$

와 같이 주어지며, $\beta \neq 3/4$ 일 때,

$$\eta_2 = \frac{1}{(4\beta-4)P_{PS}\lambda_{PS,D}} \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{P_R \lambda_{R,D}}\right) \times \left\{ \left(\frac{\gamma_{th}}{P_R \lambda_{R,D}} + \frac{1}{(2\beta-1)P_{PS}\lambda_{PS,D}}\right)^{-1} - \left(\frac{\gamma_{th}}{P_R \lambda_{R,D}} + \frac{1}{2(1-\beta)P_{PS}\lambda_{PS,D}}\right)^{-1} \right\} \quad (18)$$

$\beta = 3/4$ 일 때,

$$\eta_2 = \frac{4}{(P_{PS}\lambda_{PS,D})^2} \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{P_R \lambda_{R,D}}\right) \times \left(\frac{\gamma_{th}}{P_R \lambda_{R,D}} + \frac{2}{P_{PS}\lambda_{PS,D}}\right)^{-2} \quad (19)$$

와 같이 주어진다.

Theorem 3. $\beta = 1/2$ 혹은 $\beta = 1$ 일 때, 불능확률은

$$P_{out} = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{P_S \lambda_{S,R}} - \frac{\gamma_{th}}{P_R \lambda_{R,D}}\right) \times \left(\frac{P_{PS}\lambda_{PS,R}}{P_S \lambda_{S,R}} \gamma_{th} + 1\right)^{-1} \left(\frac{P_{PS}\lambda_{PS,D}}{P_R \lambda_{R,D}} \gamma_{th} + 1\right)^{-1} \quad (20)$$

와 같이 주어진다.

IV. Numerical results

그림 3에 $d_{S,PD_m} = d_{R,PD_m} = d_{PS_n,R} = d_{PS_n,D} = 3$, $d_{S,R} = d_{R,D} = 1$, $\bar{I}/N_0 = 5dB$, $P_{PS}/N_0 = 20dB$, $\epsilon = 0.1$, $P_S^{\max}/N_0 = P_R^{\max}/N_0 = 20dB$ 일 때의 이차네트워크 불능확률의 모의실험 결과와 분석 결과의 그래프를 보인다. 두 가지가 완벽히 일치함을 확인할 수 있다. $\beta = 0.5$ 혹은 $\beta = 1$ 일 때, 즉 동기화가 되었을 때 가장 성능이 좋으며, 동기가 어긋날수록 성능 열화가 발생함을 알 수 있다. 그러나 그 차는 약 0.1%이다.

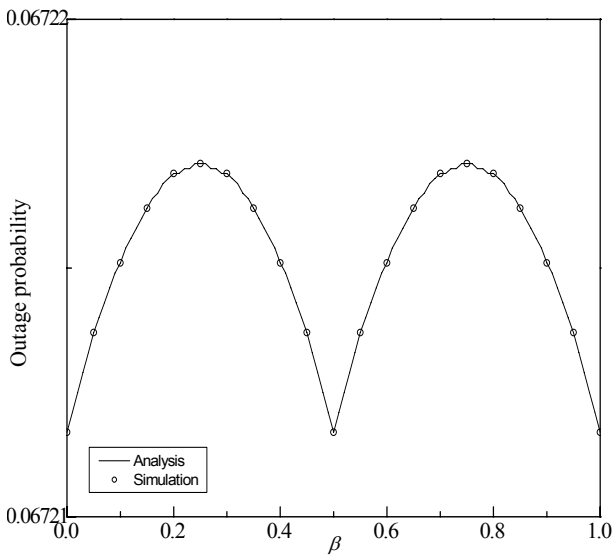


그림 3. Outage probability vs. β .

그림 4에 $d_{S,PD_m} = d_{R,PD_m} = d_{PS_m,R} = d_{PS_m,D} = d$, $d_{S,R} = d_{R,D} = 1$, $\bar{I}/N_0 = 5dB$, $P_{PS}/N_0 = 20dB$, $\epsilon = 0.1$, $P_S^{max} = P_R^{max}$ 일 때, $\beta = 0.25$, 1과 다양한 d 에 대한 이차네트워크 불능확률의 모의실험 결과와 분석 결과의 그래프를 보인다. 두 가지가 완벽히 일치함을 확인할 수 있다. 두 가지가 완벽히 일치함을 확인할 수 있다. P_S^{max} 가 증가하더라도 (4)에 의해 전송전력이 제한되어 floor가 생긴다. 그림 3에서와 마찬가지로 $\beta = 0.25$ 일 때 $\beta = 1$ 일 때보다 성능열화가 발생하지만 그 차이는 미미하다. d 가 증가할수록 불능확률이 낮아지며, $d = 10$ 일 때는 일차사용자가 존재하지 않는 경우인 $d = \infty$ 와 거의 일치한다.

감사의 글

이 논문은 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2009-0083495, 2011-0017437).

V. 결론

일차네트워크와 이차네트워크가 비동기된 스펙트럼 공유 무선 인지 네트워크에서 이중 홉 통신을 사용하는 이차네트워크의 불능 확률을 분석하였다. 모의실험을 통해 분석의 유효성을 입증하였으며, 일차네트워크와 이차네트워크간의 거리가 성능에 미치는 영향을 확인하였다.

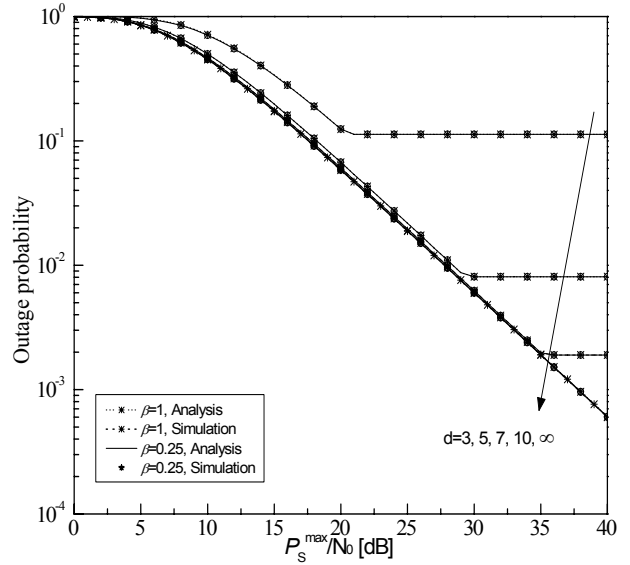


그림 4. Outage probability for various distances between the primary and secondary networks.

참고문헌

- [1] M. McHenry, *NSF spectrum occupancy measurements project summary*, Shared Spectrum Company Rep., Aug. 2005.
- [2] J. Mitola and G. Q. Maguire, Jr., "Cognitive radio: Making software radios more personal," *IEEE Personal Commun.*, vol. 6, no. 4, pp. 13-18, Aug. 1999.
- [3] Y. Zou, Y.-D. Yao, and B. Zheng, "Outage probability analysis of cognitive transmissions: Impact of spectrum sensing overhead," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, no. 8, pp. 2676-2688, Aug. 2010.
- [4] J. Lee, H. Wang, J. G. Andrews, and D. Hong, "Outage probability of cognitive relay networks with interference constraints," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 10, no. 2, pp. 390-395, Feb. 2011.
- [5] W. Xu, Z. Zhang, P. Zhang, and C. Tellambura, "Outage probability of decode-and-forward cognitive relay in presence of primary user's interference," *IEEE Comm. Lett.*, vol. 16, no. 8, pp. 1252-1255, Aug. 2012.
- [6] A. Bletsas, H. Shin, and M. Z. Win, "Cooperative communications with outage-optimal opportunistic relaying," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 9, pp. 3450-3460, Sep. 2007.

주파수 공유 무선 인지 네트워크에서 사용자 선택 및 전력 할당 기법

*김동근, 이재홍

서울대학교 전기정보공학부

e-mail : dongkeun@snu.ac.kr, jhlee@snu.ac.kr

Joint User Selection and Power Allocation in Spectrum Sharing Cognitive Radio Networks

*Dongkeun Kim, Jae Hong Lee

Department of Electrical and Computer Engineering, INMC
Seoul National University

Abstract

In this paper, we investigate joint secondary user selection and power allocation to maximize the achievable rate of secondary user in spectrum sharing network. The corresponding optimization problem is formulated and optimal approach based on the Lagrangian method is proposed. Simulation results show that the proposed method outperforms the random user selection with optimal power allocation (OPA).

I. 서론

무선 통신 시스템의 발전 및 서비스의 급격한 증가에 따라 새로운 무선 자원 사용에 대한 요구가 늘어나고 있으나, 한정된 주파수 대역은 대부분 이미 할당되어 있다. 또, 기존에 할당된 무선 자원은 낮은 이용 효율을 보인다. 이러한 문제를 해결하기 위한 방법의 하나로 허가되지 않은 사용자도 허가된 주파수 대역을 사용할 수 있도록 하는 무선 인지 기술이 제안되었고 이에 대한 활발한 논의가 이루어지고 있다 [1]. 주 사용자와 부 사용자가 혼재하는 무선 인지 네트워크 유

형을 주파수 공유 모델이라 하며, 이 때 주 사용자와 부 사용자는 서로에게 간섭을 준다. 그러나 주 사용자에게 주파수 사용에 대한 우선권이 있기 때문에 부 사용자의 주파수 사용은 주 사용자의 성능에 해를 끼치지 않는 선에서 이루어져야 한다 [2]. 이러한 간섭을 고려한 상황에서 성능 열화를 개선하기 위해 협력 통신이 적용되었고 관련된 연구가 진행되어 왔다 [3]-[4]. 다수의 부 사용자 송신기가 주파수를 사용하기 위해 주 사용자 시스템의 중계 역할을 해 주는 복호 후 재전송 중계 방식 기반의 주파수 공유 프로토콜이 제안되었다 [3]. 또, 부 사용자 네트워크에 다수의 중계기를 두어 부 네트워크 전송률을 높이기 위한 중계기 선택 및 전력 할당 기법에 대한 연구가 있었다 [4].

이 논문에서는 다수의 부 사용자 송신기가 존재하는 무선 인지 네트워크에서 주 사용자의 중계 역할을 통해 주파수 사용의 기회를 얻고 부 네트워크 통신을 하는 시스템에 대한 사용자 선택 및 전력 할당 기법을 제안한다.

II. 시스템 모델

2.1 시스템 모델

이 논문에서는 주 네트워크와 부 네트워크가 혼재하

는 무선 인지 네트워크를 고려한다. 주 네트워크는 하나의 송신기 PT 와 하나의 수신기 PR 로 구성되며, 부 네트워크는 K 개의 송신기 $ST_k, k=1,2,\dots,K$ 와 하나의 수신기 SR 로 구성된다. 주 네트워크에서의 신호 전송은 두 단계로 이루어지며, 부 네트워크의 송신기 중 하나가 중계기로서의 역할을 수행한다. 첫 번째 단계에서 PT 가 ST_k 에게 신호를 전송하고, 두 번째 단계에서 선택된 중계기 ST_r 이 PR 로 신호를 전송한다. 두 번째 단계에서 주 네트워크의 신호 전송이 일어나는 동시에 부 네트워크에서도 선택된 송신기 ST_s 가 SR 로 신호를 전송한다. 이 때 ST_s 로부터 전송되는 신호는 PR 에게 간섭으로 작용하며, ST_r 로부터 전송되는 신호는 SR 에게 간섭으로 작용한다.

부 네트워크의 송신기 ST_k 와 수신기 SR 사이의 채널 계수를 h_{ks} 라 하고, ST_k 와 주 네트워크의 수신기 PR 사이의 채널 계수를 h_{kp} 라 한다.

2.2 사용자 선택 및 전력 할당 문제

이 논문에서 우선 고려할 문제는 중계기로 선택된 부 네트워크의 송신기를 제외한 나머지 송신기 중에서 부 네트워크 통신을 하게 될 사용자 선택에 대한 것이다. 또한, 주 네트워크의 성능에 해를 미치지 않는 선에서 자원을 사용하기 위해 부 네트워크의 전송 전력 결정 문제도 고려해야 한다. 이러한 점을 복합적으로 고려할 때 다음과 같은 문제를 형성할 수 있다.

ST_r 과 ST_k 의 전송 전력을 각각 P_1, P_2 라 할 때, 부 네트워크에서의 달성 가능 전송률은

$$R_k(P_1, P_2) = \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{P_2 |h_{ks}|^2}{P_1 |h_{rs}|^2 + N_0} \right) \quad (1)$$

과 같이 표현된다. 이 때 N_0 는 가산 백색 잡음 성분의 분이고 $|h_{rs}|^2$ 은 선택된 중계기 ST_r 과 수신기 SR 사이의 채널 이득을 의미한다. 달성 가능 전송률을 높이기 위해 부 사용자 선택과 전송 전력을 조절하는 최적화 문제는

$$(P_1^*, P_2^*) = \arg \max_{P_1, P_2} R_k(P_1, P_2) \quad (2)$$

$$s = \arg \max_k R_k(P_1^*, P_2^*) \quad (3)$$

$$P_2 |h_{kp}|^2 \leq I_{th} \quad (4)$$

$$0 \leq P_1 \leq P_m \quad (5)$$

$$0 \leq P_2 \leq P_m \quad (6)$$

와 같이 표현된다. 여기서 I_{th} 는 주 네트워크의 최대 허용 가능한 간섭량이고, P_m 은 부 사용자 송신기에서의 최대 전송 전력이다.

ST_k 의 달성 가능 전송률 $R_k(P_1, P_2)$ 가 P_2 에 대하여

증가함수이고 조건식 (4)를 고려할 때, $P_2^* = \min \left\{ \frac{I_{th}}{|h_{kp}|^2}, P_m \right\}$ 이 된다. Lagrangian method를 사용하여 P_1^* 에 대한 식과 관련된 Lagrangian multiplier 변수를 구한다. Lagrangian method에서의 조건에 맞는 최적의 Lagrangian multiplier 값과 P_1^* 를 numerical method를 통해 구할 수 있으며, 최종적으로 최적의 부 사용자를 선택하고 그에 따른 최대 전송률을 얻을 수 있다.

III. 컴퓨터 모의실험

부 네트워크에 존재하는 송신기의 수 $K=5$, 최대 허용 가능 간섭량 대 잡음비 $I_{th}/N_0 = 5dB$ 에 대한 주파수 공유 시스템에서 부 네트워크의 전송률은 그림 1과 같다. 각 채널은 서로 독립적이고 레일레이 분산을 따른다고 가정하였다. 부 사용자 송신기의 최대 전송 전력 P_m 이 커질수록 달성 가능한 부 사용자의 전송률이 증가하고 있다. 이 논문에서 제시한 최적화 기법 (Optimal approach)이 전송 전력의 최적화만을 고려한 기법(Random user with OPA)에 비해 전송률 측면에서 더 높은 성능을 나타내고 있음을 확인할 수 있다.

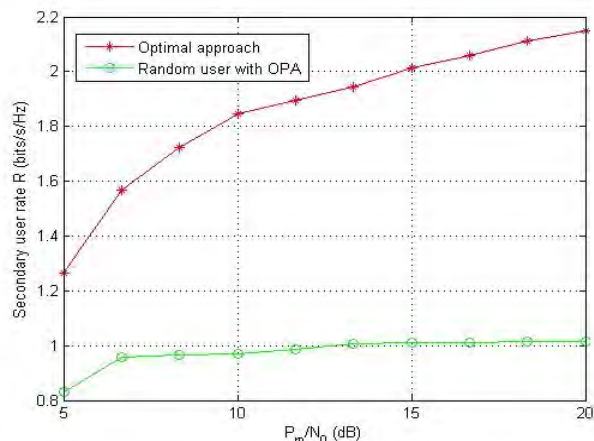


그림 1. 부 네트워크의 전송률

IV. 결론

본 논문에서는 주 네트워크와 부 네트워크가 혼재하는 무선 인지 네트워크에서 사용자 선택 및 전력 할당 기법을 제안하였다. 모의실험을 통해 제안된 기법이 부 사용자의 달성 가능한 전송률 측면에서 우수함을 확인하였다. 제안된 기법에 대한 복잡도 분석과 사용

자의 공정성을 고려한 문제에 대하여 향후 연구를 진행할 예정이다.

감사의 글

이 논문은 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. 2009-0083495, 2011-0017437)

참고문헌

- [1] A. Goldsmith, S. A. Jafar, I. Maric, and S. Srinivasa, "Breaking spectrum gridlock with cognitive radios: an information theoretic perspective," *Proc. IEEE*, vol. 97, no. 5, pp. 894-914, May 2009.
- [2] A. Ghasemi and E. S. Sousa, "Fundamental limits of spectrum-sharing in fading environments," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 6, no. 2, pp. 649-658, Feb. 2007.
- [3] Y. Han, S. H. Ting, and A. Pandharipande, "Cooperative spectrum sharing protocol with secondary user selection," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, no. 9, pp. 2914-2923, Sept. 2010.
- [4] L. Li, X. Zhou, H. Xu, G. Y. Li, D. Wang, and A. Soong, "Simplified relay selection and power allocation in cooperative cognitive radio systems," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 10, no. 1, pp. 33-36, Jan. 2011.

애드혹 네트워크에서 노출 노드 문제 해결을 위한 능동적인 노드 전력 제어 알고리즘

*박명철, 한동석

경북대학교 IT대학 전자공학부

e-mail : wndcalm@gmail.com, dshan@knu.ac.kr

Dynamic Power Control Algorithm to Overcome the Exposed Terminal Problem in Ad Hoc Networks

*Myung-Chul Park, Dong Seog Han

School of Electronics Engineering

Kyungbuk National University

Abstract

In this paper, a power control algorithm is proposed for ad hoc networks to improve the overall throughput by solving exposed terminal problem. The IEEE 802.11 media access control (MAC) protocol has a disadvantage of the reduced throughput because of the exposed terminal problem. To solve this problem, the proposed power control algorithm adds the transmitted power information in the request-to-send/clear-to-send (RTS/CTS) packets. Then, the exposed terminal controls its power to avoid the interference to the terminals transmitted the RTS and CTS packets. The performance of the proposed algorithm is evaluated with the NS-3 simulator.

은닉 노드와 노출 노드에 따른 불공평성 문제를 해결하기 위하여 현재까지 많은 연구들이 있었다[1]-[5]. 기존 RTS/CTS/DATA/ACK (request to send/clear to send/ DATA/ acknowledgement)의 4-단계 핸드셰이킹 방법을 탈피한 새로운 제안들이 있었다[1]-[3]. 한편으로, 기존의 방법을 따르면서 전송 범위나 패킷 헤더에 특수한 정보를 추가하여 문제를 해결하고자 하는 연구도 있었다[4]-[5].

본 논문에서는 기존 RTS/CTS/DATA/ACK를 따름과 동시에 패킷 안에 정보를 추가하여 노출 노드 문제를 해결하는 알고리즘을 제안한다. 제안하는 알고리즘은 RTS와 CTS를 송신할 때의 전력 정보를 패킷에 추가하고 간섭의 영향을 주지 않는 송신 커버리지를 능동적으로 판단하여 노출 노드 상황에서의 불공평성 문제를 해결한다.

I. 서론

IEEE 802.11 표준에서 채택한 CSMA/CA(carrier sensing multiple access with collision avoidance) MAC(media access control) 프로토콜은 무선랜과 애드혹 네트워크에서 주로 사용된다. 현재 표준에서는 신호의 충돌을 피하기 위하여 캐리어 센싱 범위를 송신 범위의 2배로 정하였다. 이로 인하여 은닉 노드(hidden terminal)와 노출 노드(exposed terminal) 문제가 발생하여 노드마다 불공평한 전송의 기회가 주어진다[1].

II. 제안 노드 전력제어 알고리즘

노출 노드 상황은 캐리어 센싱 범위가 실제 송신 범위보다 넓게 설정이 되어서 발생한다. 그림 1에 대표적인 노출 노드 상황을 나타내었고, 송신기 S1이 수신기 R1과 통신을 하는 도중에 송신기 S2가 수신기 R2와 통신을 시도함을 나타낸다. 그러나 R1에서 송신된 CTS 패킷이 S2의 캐리어 센싱 범위 내에서 감지되어 S2는 R2와의 통신이 불가능하다. S2와 R2 사이의 거리는 S2와 R1 사이의 거리보다 짧기 때문에 S2가 R2에게 정보를 송신하여도 R1에게 미치는 간섭은 매우 작다. 그러므로 기존의 IEEE 802.11 MAC 방식을 따

를 경우, S2는 R2와의 통신이 가능한 상황이지만 이것이 허용되지 않기 때문에 전체 전송량의 감소를 초래한다[5].

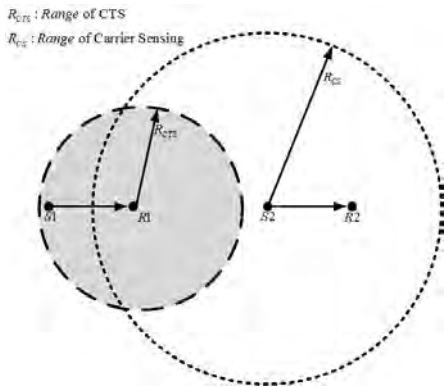


그림 1. 노출 노드 상황

이 문제를 해결하기 위하여 S2는 R1에게 간섭을 주지 않고 R2와 통신을 하기 위한 송출전력의 판단이 필요하다. 그러므로 제안하는 알고리즘은 그림 2와 같이 RTS와 CTS 기존 패킷에 송신 전력 정보를 추가하고, Friis 송신 방정식을 통하여 R1에게 간섭을 주지 않는 송출전력을 S2에서 판단한다. 그러므로 S2는 판단된 커버리지 안에 있는 R2와 통신이 가능하기 때문에 기존의 방법보다 전송량과 채널 효율이 높아진다.

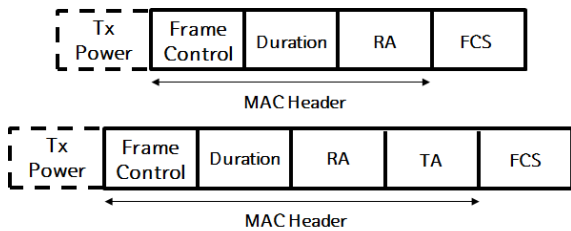


그림 2. 제안하는 CTS(위) 와 RTS(아래) 프레임

III. 구현 및 성능 평가

제안한 MAC 프로토콜의 성능분석을 위하여 NS-3.16 시뮬레이터를 사용하였다[6]. 그리고 제안한 방법은 RTS/CTS의 패킷 정보를 수정하였고, 송출전력을 이용하여 송신 커버리지를 판단하는 구간을 추가하였다.

컴퓨터 모의실험에서는 그림 1과 같은 환경을 고려하였으며, S1과 R1 사이는 100m, S2와 R2 사이의 거리는 80m로 하였다. 그리고 S2와 R1 사이의 거리는 120m, S2의 캐리어 센싱 범위는 160m로 하였다. 통신 방식으로 NS-3.16에서 제공하는 IEEE 802.11a OFDM 6Mbps 전송 모드로 설정하였고, S1과 S2는 각각 3Mbps의 트래픽을 보낸다. 그림 3은 실험 결과로서 기존의 IEEE 802.11 MAC에서는 S2의 전송량이 약

0.2Mbps이고 S1의 전송량이 약 3Mbps가 할당되어 총 전송량은 3.2Mbps이다. 그러나 제안한 방법에서는 S1의 전송량이 약 3Mbps로 동일하지만, S2의 전송량이 약 1.2Mbps로 증가하여 총 4.2Mbps로 전송량이 증가함을 보인다.

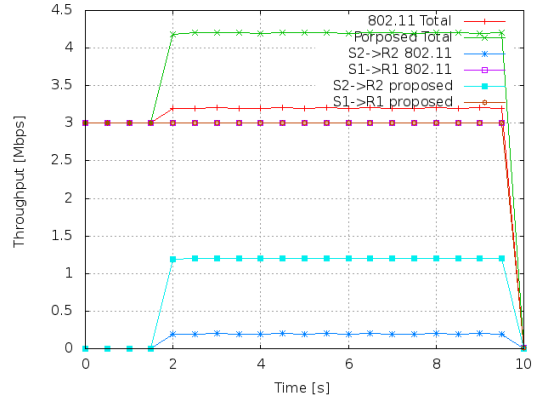


그림 3. 기존의 방법과 제안된 방법의 성능 비교

IV. 결론 및 향후 연구 방향

에드혹 환경에서 발생하는 전송량 감소와 불공평성 문제를 해결하기 위한 연구가 활발히 되고 있다. 본 논문에서는 기존의 RTS/CTS에 송신 전력 정보를 추가하여 전체 전송량을 높이고 공평성을 확보하는 방법을 제안하였다. 제안된 알고리즘은 에드혹 환경을 활용하는 무선 랜과 차량 통신 환경에서의 통신 성능 향상에 도움이 된다.

참고문헌

- [1] K. Xu, M. Gerla, and S. Bae, "How effective is the IEEE802.11 RTS/CTS handshake in ad hoc networks?", in *GlobeCom*, 2002, vol.1, pp. 72-76.
- [2] F. Talucci, M. Gerla, L. Fratta, and D. di Elettronica, "MACA-BI(MACA by invitation): A receiver oriented access protocol for wireless multihop networks", in *PIMRC97*.
- [3] H. Zhai and Y. Fang, "Physical carrier sensing and spatial reuse in multirate and multihop wireless ad hoc networks", in *Proc.IEEE infocom*, 2006.
- [4] J. Zhu, X. Guo, L. Yang, and W. Conner, "Leveraging spatial reuse in 802.11 mesh networks with enhanced physical carrier sensing", in *IEEE ICC*, 2004.
- [5] C. Huang, L. Chin-Tau, and A. Wong, "On Fairness Enhancement for CSMA/CA Wireless Networks", in *IEEE Systems Journal*, vol. 4, No. 4, December 2010.
- [6] <http://www.nsnam.org/>

IEEE 802.15.4에 MIMO Spatial Multiplexing 성능 분석

Isnan Arif Wicaksono, 신수용
금오공과대학교
e-mail : isnan@kumoh.ac.kr, wdragon@kumoh.ac.kr

Performance Analysis of MIMO Spatial Multiplexing on IEEE 802.15.4

Isnan Arif Wicaksono, Soo Young Shin
Wireless Embedded and Networked System Lab
School of Electronic Engineering, Kumoh National Institute of Technology

Abstract

In this paper, we apply MIMO spatial multiplexing scheme on IEEE 802.15.4 physical layer to increase the data rate. In our proposed system, zero forcing method is used as MIMO decoding scheme. Based on simulation result, BER performance of 802.15.4 with MIMO spatial multiplexing is better compare to the conventional 802.15.4.

I. INTRODUCTION

IEEE 802.15.4 [1] is widely used as physical layer and media access control standard for low-rate wireless personal area networks (LR-WPANs) like ZigBee, S100.11a, WirelessHART and etc. For the future, WPAN is expected to have higher data rate than previous version. One of technique to increase data rate of WPAN is using multiple antenna in transmitter and receiver as showed in fig. 1. This technique is called Multiple Input Multiple Output (MIMO).

There are two gain that can be achieved by using MIMO : diversity gain and multiplexing gain [2]. Diversity gain can increase link reliability and can be achieved by using space time coding [3]. In the other hand, multiplexing gain can increase the

data rate and can be achieved by using spatial multiplexing scheme [7]. Higher data rate can be achieved by spatial multiplexing without additional bandwidth or transmission power.

In this paper we extend the IEEE 802.15.4 protocol with spatial multiplexing scheme to increase transmission rate. Then, we analyze the BER performance of our proposed system and compare with conventional 802.15.4.

This paper organized as follows, in section II we will describe the system model of our simulation system. Simulation result will be showed in section III. Finally, we conclude our research in section IV.

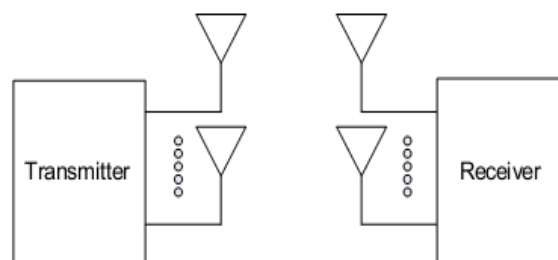


Figure 1. Multiple Input Multiple Output

II. MIMO SPATIAL MULTIPLEXING

In spatial multiplexing, information signal is split into multiple streams and each stream is transmitted from a different transmit antenna in the same frequency channel. If these signals arrive at the receiver antenna array with sufficiently different spatial signatures and the receiver has accurate CSI, it can separate these streams into (almost) parallel channels. Spatial multiplexing is a very powerful technique for increasing channel capacity at higher signal-to-noise ratios (SNR).

Now, we illustrate how the receiver can separate the multiple transmit information from transmitter. Received signal on receiver at each time slot is

$$Y = HX + N \dots\dots\dots(1)$$

where Y is received signal, H is transmission channel, X is information signal that is output of modulation mapper (complex constellation symbol) and N is noise at receiver's antenna. Spatial Multiplexing technique will sent 2 symbol at each time slot, so it can increase the data rate. In this paper, we use 2x2 antenna configuration. So

$$Y = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2)$$

To get X on receiver we need to find W that satisfies WH = I. This method is called Zero Forcing, where W is pseudo inverse matrices of H and given by

$$W = (H^H H)^{-1} H^H \dots\dots\dots(3)$$

Then we can get

$$\hat{X} = (H^H H)^{-1} H^H Y \dots\dots\dots(4)$$

$$\hat{X} = (H^H H)^{-1} H^H \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + (H^H H)^{-1} H^H \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \dots\dots(5)$$

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + (H^H H)^{-1} H^H \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots(6)$$

III. SIMULATION RESULT

In this section, we provide simulation result of our proposed system. System model of our simulation can be seen in fig. 2. We extend the IEEE 802.15.4 with spatial multiplexer on transmitter and zero forcing decoder on receiver.

The specification of IEEE 802.15.4 that used in this paper is described at tabel 1. We choose IEEE 802.15.4 that works in 2.4 GHz carrier frequency that used OQPSK as modulation and 32 chips/4 bits pseudonoise code as spreader.

Tabel 1. IEEE 802.15.4 specification

Parameter	Value
Spreading technique	DSSS
PN code length	32 chips / 4 bits
FEC	No
Modulation	OQPSK

We compare transmitted bits on transmitter with received bits on receiver to get bit error rate (BER). BER performance of our proposed system is compared with conventional 802.15.4 and 802.15.4 with MIMO Alamouti [5]. The result can be seen in fig. 3.

Based on simulation result, BER performance of our proposed system is better compare to conventional 802.15.4 that only use single antenna on transmitter and receiver, but worse than 802.15.4 that use Alamouti 2x2.

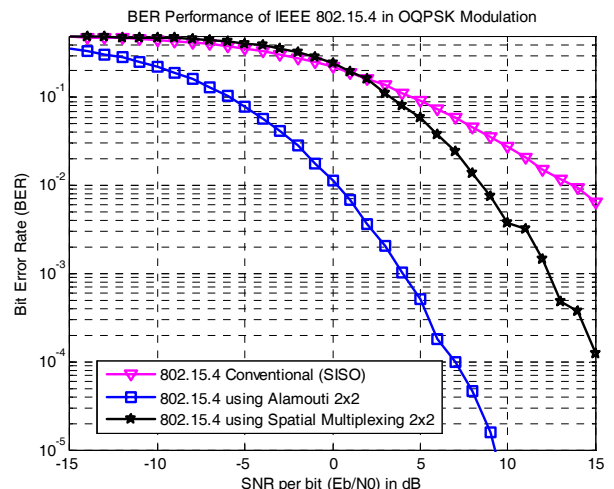


Figure 3. Comparison of BER performance at various SNR

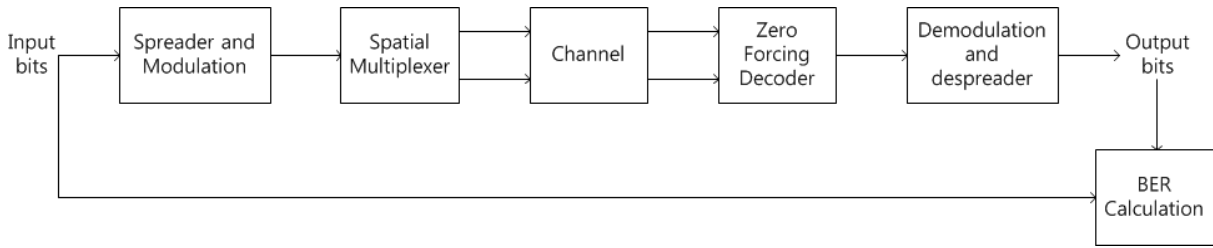


Figure 2. System model of IEEE 802.15.4 with MIMO spatial Multiplexing

Performance metric ρ is defined in this paper. Let's say T is denoted the average time required for transmitting 1 packet. Let's assume that N packets can be transmitted for a given time. Then, ρ is defined as the ratio of the time for successful packet transmission over the total time. For SISO and Alamouti scheme ρ is given by

$$\rho_{SISO,Alamouti} = \frac{NT(1-PER(SNR))}{NT} \dots\dots\dots(7)$$

and for spatial multiplexing, it transmit 2 symbol at each time slot, so, ρ for spatial multiplexing is twice than SISO and alamouti

$$\rho_{SM} = \frac{(2N)T(1-PER(SNR))}{NT} \dots\dots\dots(8)$$

where PER is packet error ratio at a given SNR and defined by

$$PER(SNR) = 1 - (1 - BER(SNR))^L \dots\dots\dots(9)$$

L is length of 802.15.4 packet in bits. L can be calculated from PHY header(6 bytes), MAC header(25 bytes) and payload(102 bytes). ACK is assumed to be error-free.

Based on simulation result that can be seen in fig. 4, for E_b/N_0 more than 10 dB, ρ of spatial multiplexing is higher compare to the alamouti and SISO scheme. It will make the data rate of spatial multiplexing also higher.

IV. CONCLUSION

In this paper we considered the problem how to increase the data rate of WPAN without additional

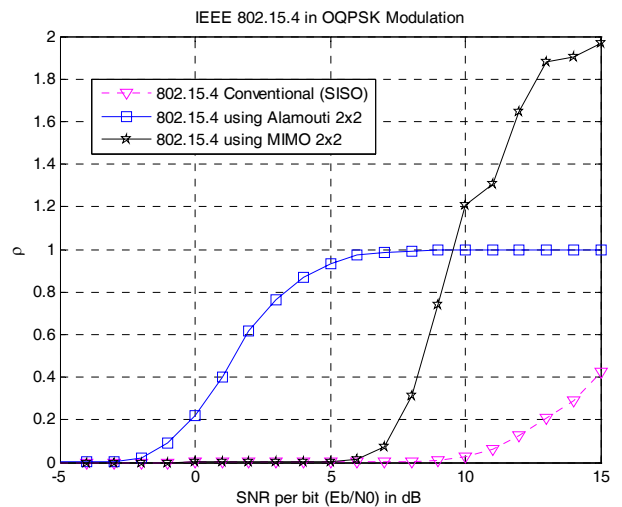


Figure 4. Comparison of ρ at various SNR

bandwidth or power transmission. We extend conventional IEEE 802.15.4 with MIMO spatial multiplexing system and analyze the BER performance. Based on simulation result, BER performance of our proposed system is better compare to the conventional 802.15.4.

V. ACKNOWLEDGEMENT

This research was financially supported by the Ministry of Education, Science Technology (MEST) and National Research Foundation of Korea(NRF) through the Human Resource Training Project for Regional Innovation (2012-03-A-01-015-12-010100).

REFERENCES

[1] "IEEE standard for information technology- local and metropolitan area networks- specific

requirements- part 15.4: Wireless medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications for low rate wireless personal area networks (WPANs)," IEEE Std 802.15.4-2006 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2003), no. 7, pp.1{320, 2006.

- [2] Alamouti, Siavash. 1998. Paper : A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communication. IEEE Jurnal on select areas in communications, Vol.16, No.8.
- [3] Vucetic, Branka and Jinhong Yuan. "Space Time Coding", Book of John Willey and Sons, 2003.
- [4] S. Cui, A. Goldsmith, and A. Bahai, "Energy-eciency of MIMO and cooperative MIMO techniques in sensor networks," Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, vol.22, no.6, pp.1089 - 1098, aug. 2004.
- [5] Eddy Hartono Halim and Soo Young Shin, "Performance evaluation of applied alamouti scheme on iee 802.15.4 network,"IEICE TRANS. COMMUNICATIONS, 2012.
- [6] L.M.C. Pena : MIMO Space-Time Block Coding (STBC): Simulations and Results. In: Personal and Mobile Communicatons conference, 2009.
- [7] George Tsoulos: MIMO system technology for wireless communications. Taylor and Francis group(2008).
- [8] Mathworks Forum,<http://www.mathworks.com>

이동 작은 세포 네트워크의 성능 분석

Toha Ardi Nugraha, 신수용
금오공과대학교

e-mail : toha.ardi@kumoh.ac.kr, wdragon@kumoh.ac.kr

Performance Analysis of Mobility Small Cell Networks

Toha Ardi Nugraha, Soo Young Shin
School of Electronic Engineering
Kumoh National Institute of Technology

Abstract

This paper investigates the Wideband-CDMA small cell networks mobility and defines the minimum distance where two small cells are deployed. In this paper, the simulation uses four different distance and also investigate different Pilot Tx Power. Based on the simulation, it shows that the minimum distance of mobility between two small cells have to more than 150 meters.

I. INTRODUCTION

The growth of mobile subscribers increase the number of data traffic. Consequently, cellular operators must manage their data communication everywhere. However, currently there are still many weak network signal in the building (indoor areas). Indoor signals are often weak because of several obstacles such as concretes and the walls.

In these days, small cells are categorized as femtocells or metrocells. Small cell is one of the solution to improve coverage in indoor areas. However, a small cell can not cover a large building, for example office areas so the additional of small cell is used to extend the

coverage. Because of that, the mobility is supported for small cell networks. In [1], the handover measurement of WCDMA femtocells was conducted. The contributions of that paper was just to show the handover measurement and did not included the simulation. The performances of mobility femtocell investigate on [2]. The handover between macrocell and femtocell is investigated on [3]. In this paper, our contribution is to make a model of small cell networks by using OPNET Modeler. In OPNET, there is no small cell model (femtocell and metrocell) until this paper wrote. This propose model is used to simulate the minimum distance between two small cells.

This paper is organized as follows. The system models is described in the next section. Section 3 evaluates the result based on the our simulations. Finally, we show our conclusions in Section 4.

II. SYSTEM MODEL

System layout consists of two small cells that have configurations placed as example on Fig.1. Our simulation consists of two small cells that is connected to the small cell gateway and then

connect to core networks. For getting the results, we simulate some distances between two small cells and also simulate the different of Pilot Tx Power to get the impact of the them. The simulation parameters are described on Table 1.

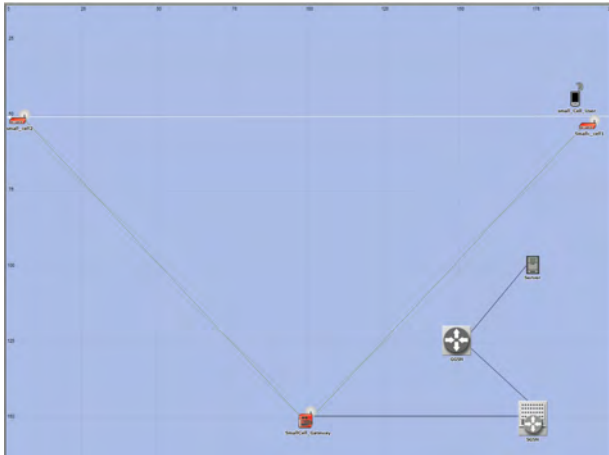


Figure 1: Small Cell Configurations, Scenario 4

Tabel III: Simulation Parameters

Parameters	Values
Number of Small Cells	two
Small Cell Antenna Type	Omni-Directional
Frequency	2100 Mhz
Small cell Pilot Tx Power	1,5,10 mW
User's speed	~1 m/s
Hysteresis Margin (HM)	2 dB
Pathloss Model	Indoor propagation model ($38.5+20*\log(d) + 10$)
Inter-small cell distance	50m, 100m, 150m, and 200m
Small cell hight	2 m
User Equipment hight	1,5 m

III. SIMULATION RESULT

In this section, we present the result of the

simulation. The scenarios are scenario 1 for different small cell (SC) distance with 50 meters, scenario 2 for 100 meters, scenario 3 for 150 meters, and scenario 4 for 200 meters.

Fig 2. shows the impact of the distance between two small cells. If two small cells are placed with the range distance is 50 until 150 meters, there is no handover action. However, mobility is occurred when the distance between two small cells is about 200 meters. The place of handover is on about 50 meters from SC1 when user moves from SC1 to SC2.

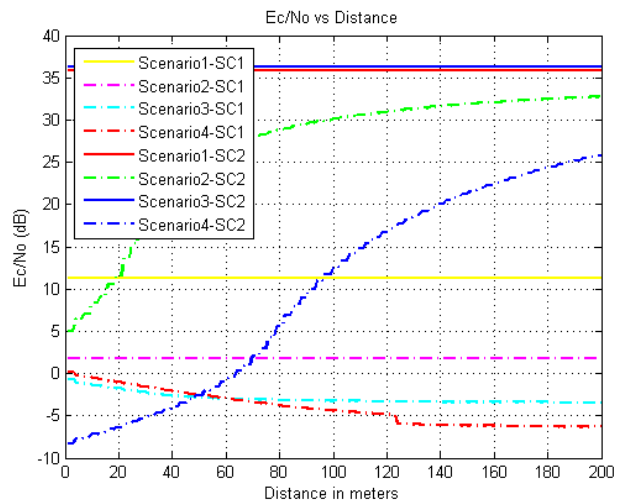


Figure 2 : The impact signal level of small cell with distances

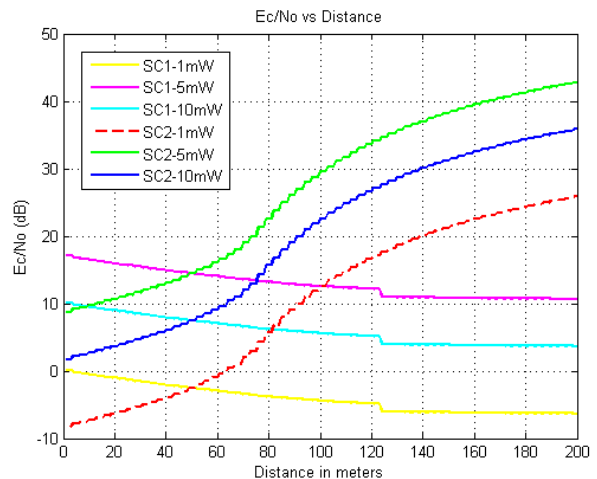


Figure 3 : The impact of Pilot Tx Power

In Fig.3, the result shows that when the two SCs are used with the same of Pilot Tx Power, so

there is no impact of the handover zones because they interfere each others.

IV. CONCLUSION

This paper shows the small cell mobility and defines the minimum distance where two small cells. We simulate four scenarios and also different small cell Pilot Tx Power. The results show that there is no mobility when two small cells is placed no more 150 meters and the same Pilot Tx Power between two small cells is not impact the handover zones. For the future study, the impact of hysteresis margin have to investigate and also the power adjustment of the small cells. By using this reference models, our future research will move to LTE System.

V. ACKNOWLEDGEMENT

This research was financially supported by the Ministry of Education, Science Technology (MEST) and National Research Foundation of Korea(NRF) through the Human Resource Training Project for Regional Innovation 2012-03-A-01-015-12-010100).

REFERENCES

- [1] Hariyanto. H, Wulansari R, Nugraha T.A, Ahmadi H, Widiawan A.K (TELK), Stphan. J, Corre. Y, Cordonnier. A, Charbonnier. R (SIR), "D62 Trial Report," ICT-248891 STP FREEDOM (see: <http://www.ict-freedom.eu/>) Document Deliverable, March 2012
- [2] Meshkati, F.; Yi Jiang; Grokop, L.; Nagaraja, S.; Yavuz, M.; Nanda, S. "Mobility and Femtocell Discovery in 3G UMTS Networks" Qualcomm 2010.
- [3] Razari, R.; Androne, C; Claussen, H.; Nagaraja, S.; Yavuz, M.; Nanda, S. "Handover Optimiation for Co-Channel WCDMA Heterogeneous Network" Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), IEEE 23rd International Symposium on, 2012.
- [4] Small Cell Forum, www.smallcellforum.org

셀룰러 시스템에서의 동적 커버리지 제어

김준수, 김지민, 김혜성, 김성륜*

연세대학교 전기전자공학부

e-mail : {jskim, jmkim, hskim, slkim*}@ramo.yonsei.ac.kr

Flexible Cell Management in Cellular Systems

Joon-Soo Kim, Jee-Min Kim, Hye-Sung Kim, Seong-Lyun Kim*

School of Electrical & Electronic Engineering

Yonsei University

Abstract

We investigate how base stations (BS) should control their coverages by proposing a dynamic downlink power control algorithm. The proposed algorithm is to make individual BSs interact with each other in a distributed and unselfish fashion. Our algorithm provides fast convergence and improves energy-based system performance.

I. 서론

효율적인 네트워크 관리를 위해서는 네트워크 구성 요소들과 이와 관련된 파라미터들의 설정이 중요하다. 기존의 2G/3G 무선 네트워크에서는 다양한 파라미터들이 수동으로 설정되었다[1]. 하지만 파라미터 조정에는 전문적인 수작업이 필요하여 그 과정에 시간이 많이 걸리고 오류 발생 가능성이 있다. 또한 대부분의 네트워크 환경이 빠르게 변화하여, 수동 조정을 통해서 완벽히 최적화된 결과를 얻을 수 없다[1]. 이에 관련하여 차세대 이동통신 시스템에서 자가 구성 네트워크 (Self-Organizing Network)가 필수적인 기술로

식되고 있다. 자가 구성 네트워크는 어떠한 외부의 제어 없이 분산적이고 지역적으로 구성되는 시스템을 의미한다[2]. 데이터 트래픽이 기하급수적으로 증가함에 따라 펌토셀 (Femto Cell)이나 피코셀 (Pico Cell)과 같은 작은 규모의 셀이 설치될 것으로 예상된다[3]. 이러한 소형 기지국들은 사용자에 의해 설치되기 때문에, 기지국의 자가 설정을 위한 기술이 필요하다. 이 때 SON 기술을 이용하여 최적화된 자가 설정을 할 수 있다.

본 논문에서는 새로운 동적 하향링크 전송 전력 제어 알고리즘 (Dynamic Downlink Power Control Algorithm)을 제시하고 성능을 분석한다. 제안한 알고리즘은 인접셀에서 오는 간섭을 기반으로 하향 전송 전력을 분산적으로 조절하며, 전송 전력 대비 평균 SINR (Signal to Interference-plus-Noise Ratio)을 최대화한다. 또한, 알고리즘이 빠르게 수렴하므로 시간에 따라 변하는 통신 환경에 대처할 수 있다.

II. 본론

2.1 알고리즘

본 논문에서 제안하는 알고리즘은 인접 셀에서 발생하는 간섭 총량의 변화에 따라 이타적으로 전송 전력을 조절하는 알고리즘이다. 기존의 알고리즘은 인접 셀로부터의 간섭이 심해지면 자신의 신호가 성공적으로 전달되도록 자신의 전송 전력을 높인다. 하지만 이는 총체적 간섭 증가를 야기하고 다른 기지국들의 전송 전력도 높이게 된다. 하지만 본 알고리즘은 총체적 간섭량이 증가하면 자신의 전송 전력을 낮추고 반대의 경우 자신의 전송 전력을 늘리는 이타적인 알고리즘이다. 이를 식으로 나타내면

$$P_i^{(n+1)} = \frac{P_i^{(n)}}{1 + \sum_{j \neq i} g_{ji} \Delta P_j}$$

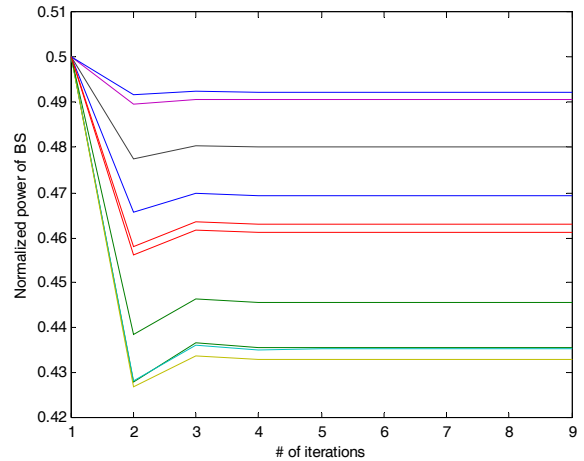
($\Delta P_j = P_j^{(n)} - P_j^{(n-1)}$, $0 \leq P_i \leq 1$)이 된다. 위 식에서 $P_i^{(n)}$ 이란 i 번 기지국이 n 번째 iteration 때 전송하는 전력 세기를 의미한다. 또한 g_{ij} 는 i 번 기지국과 j 번 기지국 사이 채널 이득을 의미한다.

- 또한 송수신단의 거리에 따른 감쇠 (path loss)만을 고려하였다. 거리에 따른 감쇠 인수 (path loss factor)는 4로 가정하였다. 알고리즘에서 전송 전력의 최댓값은 1이라 가정한다. 이는 알고리즘의 분모가 음수가 되는 것을 방지해준다.
- Simulation은 MATLAB을 사용하여 수행하였다.
- 10 x 10의 일반화된 평면에 10 ~ 20개의 기지국들을 임의로 배치하였다.
- 모든 기지국의 초기 전송전력은 0.5이다.
- 잡음은 10^{-6} 이다.
- 10 x 10의 일반화된 평면에 균일하게 분포된 100만 개의 점에서 구한 SINR 값의 합을 총 SINR 값이라 하였다.
- 총 SINR 수치를 power 합으로 나눈 단위가 성능 측정 지표이다.
- Jacobi iteration 방법을 사용하여 동시에 업데이트하는 방식을 선택하였다.

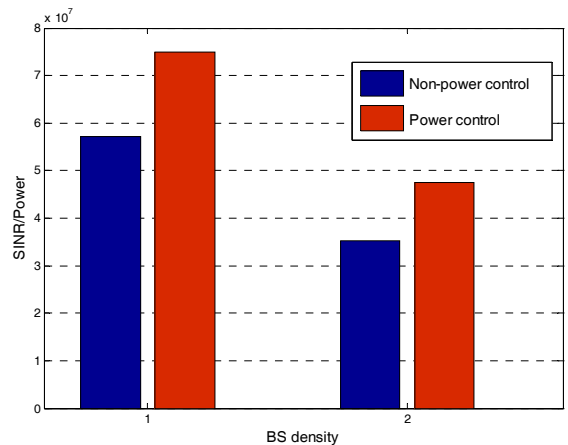
2.2 성능 분석

그림 1은 제안된 알고리즘을 적용했을 때, 기지국의 전송 전력이 iteration에 따라 수렴하는 정도를 나타내는 그림이다. 본 시뮬레이션에서는 기지국이 10개가 존재한다고 가정했고, 각 기지국의 초기 전송 전력을

0.5로 설정하였다. 이 때, 제안하는 전송 전력 제어 알고리즘에 의해 기지국의 전송 전력이 점차 수렴하는 것을 볼 수 있다. 또한 수렴이 끝나는 iteration 수가 매우 적기 때문에 특정 변화가 있을 시 빠르게 정상 상태 (Steady State)에 도달할 수 있다.



[그림 1] Simulation을 통한 전송 전력의 수렴성



[그림 2] 전력 제어에 의한 성능 증가

그림 2는 제안된 알고리즘의 성능을 보여주는 그림으로, 성능 측정 지표는 전송 전력 대비 SINR (Signal to Interference-plus-Noise Ratio)이다. 알고리즘을 적용할 경우 적용하지 않았을 때보다 대략 35%의 성능 증가를 보이는 것을 알 수 있다. 전송 전력 대비 SINR이 높다는 것은 동일한 SINR을 내기 위해 필요한 전송 전력이 낮은 것을 의미한다. 이는 전력 소모 관점에서 제안된 알고리즘이 시스템의 성능을 증가시킨다는 것을 보여주고 있다.

Ⅲ. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 기지국의 하향 전송 전력을 분산적으로 조절하는 알고리즘을 제시하고 성능을 분석하였다. 제안된 알고리즘은 한 기지국이 주변 기지국의 전송 전력을 듣고 이타적으로 전송 전력을 조절하여 전체 시스템에서의 성능을 높이는 알고리즘이다. 본 논문에서 제안한 알고리즘을 적용할 경우 기지국 전송 전력의 변화에 빠르게 대처할 수 있고, 특히 새로운 기지국 설치 시 간단하게 전송 전력을 설정할 수 있다. 또한 제안한 알고리즘 적용 시 적용하지 않았을 때보다 전송 전력 대비 SINR이 증가하게 되어 전력 소모 관점에서 본 시스템 성능을 향상시키게 된다.

향후 제안한 알고리즘을 발전시켜 차세대 네트워크의 성능을 높일 수 있는 방안에 대해 연구를 진행할 것이다. 특히 이종 네트워크 (Heterogeneous-Network)에서 소형 기지국 설치 시 전송 전력 설정 및 제어에 대한 연구를 한다면 실제 상황에 적용할 수 있는 흥미로운 결과를 얻을 수 있을 것이다.

ACKNOWLEDGMENT

“본 연구는 미래창조과학부의 방송통신정책연구센터운영지원사업의 연구결과로 수행되었음”(KCA-2013-001)

참고문헌

- [1] 김홍수, 이찬용, 박남훈, “LTE SON 기술 동향 분석,” 전자통신동향분석 제25권 제6호, 2010. 12
- [2] C. Prehofer and C. Bettstetter, “Self-organization in communication networks: Principles and design paradigms,” *IEEE Communications Magazine*, Vol. 43, No. 7. 2005.
- [3] M. Reardon, “Cisco predicts wireless data explosion,” Press release, 9th Feb 2010, online available

Handover Comparison for Voice Service In LTE

*조세현

에릭슨-LG

e-mail : ray.sehyun.cho@ericssonlg.com

Handover Comparison For Voice Service In LTE

*Ray Sehyun Cho

Core s/w 2 team

Ericsson-LG

Abstract

People want to connect to the internet, have the seamless service anywhere and even have the faster connection. LTE(Long Term Evolution) meets the need of people. In LTE technology voice service is still core service in the telecommunication sector even though internet is significant. The telecommunication could not transfer the technology from legacy system to LTE system at once. LTE also also must support the handover technology. There are two essential handover technologies in LTE. These are SRVCC(Single Radio voice call continuity) and CSFB(Circuit-Switched Fall Back). In this paper we compare SRVCC and CSFB in the view of technologies and the view of the performance in MME

I. introduction

As social service such as kakaotalk and facebook and internet service are increasing in

use, internet users on the mobile phone are booming and expect that 85 percent of world's population will be covered by 2017[1]. By the end of 2012, around 16 countries already have been launched[1]. LTE(Long Term Evolution), called 3.9G, provides much faster to connect to the internet. 3G is not adequate to the streaming services. One of the reasons is that it is hard for the telecommunication provider to change from legacy system such as 3G like WCDMA, GSM and so on to LTE at once. The telecommunication provider needs another way to support the voice data in LTE. The voice service is still one of the key services. The solution is that using 3G systems for voice data and using 4G systems for the packet data. It makes a sense for the telecommunication provider not to purchase more resource for the voice service. It has been several technologies in that manner. SRVCC and CSFB are fit. The method

between SRVCC and CSFB is different to support this function. We will go detail in this paper. In section 2, overall structure about LTE will be deal with. Nodes and the interfaces in LTE will be explained. We explain two handover handling with legacy nodes which are SRVCC and CSFB in section 3 and section 4. In section 5, we will compare the performance in the view of MME. Finally, we will conclude with section 6.

II. Architecture of LTE[2]

LTE which also is called as EPS(Evolved Packet System) consists of two concepts. One is E-UTRAN and another is EPC(Evolved Packet Core). EUTRAN which is called as eNodeB is the point to transfer the data from wired to wireless. Figure 2 shows general LTE structure. EPC is consists of several nodes such as MME(Mobility Management Entity), SGW(Serving Gateway), PGW(Packet Data Network Gateway), HSS(Home Subscriber Server) , PCRF(Policy and Charging rules function), and so on. The functions of E-UTRAN are header compression and user plane ciphering, MME selection, uplink scheduling, Uplink and Downlink bearer level admission control.

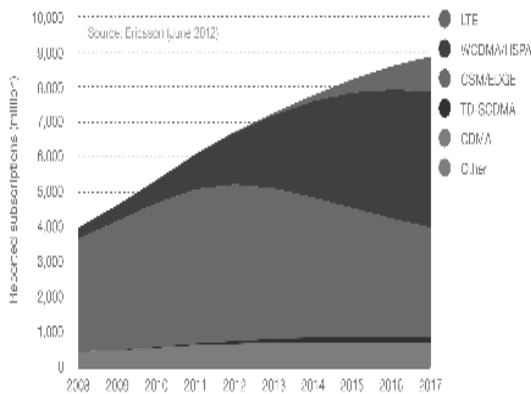


Figure 1. the expectancy of subscriber in the future

The functions of MME are NAS signaling, NAS signaling security, Tracking Area List Management, MME selection for handovers with MME Change, Roaming, Authentication, and so on. The serving GW is the gateway which terminates the interface towards E-UTRAN. The functions of Serving GW are the local mobility Anchor point for inter-eNodeB handover, Mobility anchoring for inter-3GPP mobility, and so on. The PDN GW is the gateway which terminates the SG Interface towards the PDN Network. The functions of PDN GW are per-user based packet filtering, UE IP address allocation, accounting for inter-operator charging, Downlink service level gating control, Uplink and Downlink service level rate enforcement and so on. PCRF is the policy and charging control element.

III. CSFB(Call Setup Fall Back)

CSFB is for the voice service not to serve in LTE while user in the LTE coverage. When UE receive the call or make call while UE connects to the LTE, the LTE connection is dropped to connect to 3G WCDMA or 2G GSM to fall back for CS domain. It doesn't need to have complex structure or solution for IMS services. It needs additional components for the signaling message when UE connects to LTE. In the initial stage of making a session, UE must be capable of CSFB function. CSFB is applicable for the initial state of deployment for LTE. It takes lots of costs to deploy the LTE infrastructure. In the view of the mobile phone, it just needs one modem chip. It just communicates the 4G or 3G at one

time. There are several drawbacks to use CSFB.

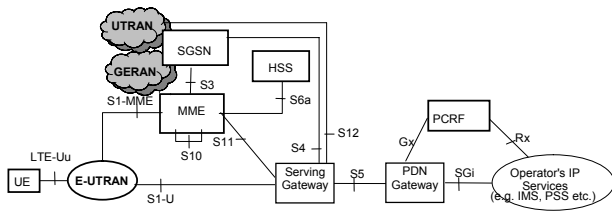


Figure 2 the structure of EPS system

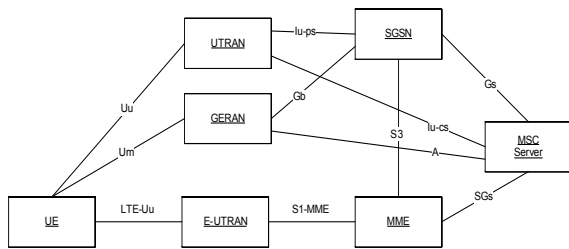


Figure 3 the elements of CSFB

Firstly, only connection is served at the one time. It means the 4g connection is dropped when the call is received. For example, someone can't have streaming service while he receives the voice call. Secondly, retrieve of CS domain causes the significant delay. It causes the significant delay when it is connected for call-setup. Figure 3 shows the elements of CSFB between LTE and WCDMA. CSFB uses the SGs interface between MME and MSC Server. It uses the SGSAP protocol to exchange the signaling messages.

IV. SRVCC(Single Radio Voice Call Continuty)

One main reason for the deployment of LTE/EPC has been developed a radio and PS network which is optimized as a common technology for packet data and VoIP. VoLTE(Voice over LTE SRVCC) is consequently a telephony evolution step moving the CS voice services into on common PS

based system with the services handled in IMS. The telecommunication industry has aligned requirements for VoLTE and defined a minimum set of features required to guarantee and interoperable, high quality IMS-based telephony service over LTE in GSM. Still, for some legacy GERAN and UTRAN networks will coexist overlapping with LTE radio. The concept of SRVSS uses only single radio for voice continuity. When UE is away from LTE coverage, It can continuously support the voice call outside of LTE coverage. Outside of LTE coverage is 3G or 2G. It needs special technology to support the continuity. It is different from CSFB. SRVCC can prevent dropping call in order for the nature. For SRVCC, MME needs to have Sv Interface with MSC. There are several nodes to support SRVCC. Anchor MSC is the MSC supporting the Sv interface to an MME. The MSC can be in a pool configuration. It requires all configurations to reach the target RNC/BSC. Target MSC is the node serving the target RAN. When UE want to use SRVCC function, some information should already provision

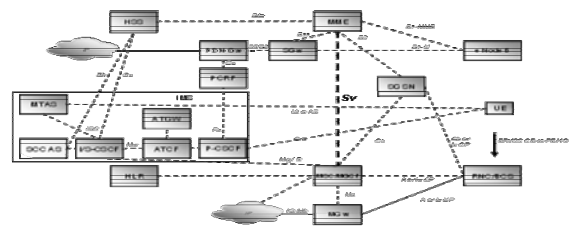


Figure 4 the elements of SRVCC

in the HSS/HLR such as STN-SR(Session Transfer Number) and C-MSISDN. This number is for the communication between MME and MSC. Figure 4 shows the structure of SRVCC.

V. Performance comparison by Test

The performance comparison is taken by the real MME device with simulator DCT2000 by catapult LTD. DCT2000 acts as other related Nodes

such as SGW, PGW, eNB. It generates signaling messages for Attach, Detach, Handover and so on. It consists of two parts. One is hardware and another is software. We have tested for 1 hour to check how much load is generated between SRVCC and CSFB. At first it needs to be attached for this test. We will check 500,000 and 1,000,000 subscribers to have SRVCC and CSFB. The load is almost 0~1 % when there is no subscriber in MME. When 500,000 subscribers are in the state of attach, 30% of load are occurred. It is the twice loads(almost 57%) when 1,000,000 subscribers are in the state of attach. It comes different when the handover for data service support

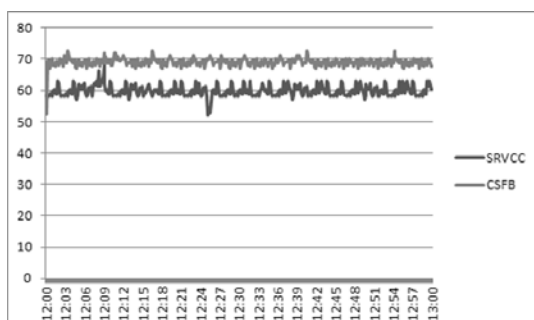


Figure 5 the comparison between SRVCC and CSFB

VI. Conclusion

LTE will be the cash cow in the telecommunication company near future. From younger generation to the elder, they are willing to use LTE service because of the speed. The current LTE is not 4G. The

requirement from current telecommunication doesn't meet the requirement of 3GPP organization. LTE Provides variable bandwidth from 1.25MHz to 20MHz. When the network architecture of LTE is flatter than of the WCDMA. CS core network part of WCDMA, which includes the PS Core nodes of WCDMA that consists of GSSN and SGSN are replaced by the SGW and MME. LTE topology is much more flexible and scalable than WCDMA due to the nature of architecture[4].

This is the bridge to enter the real 4G gate. ALL IP based network will be served for the voice and data services. There are two outstanding handover for the legacy system to communicate. It is SRVCC and CSFB. As we see in section 7, SRVCC is less complex. It has less signaling messages to communicate between nodes. It means that less delay is caused by SRVCC. It affect less burden for the telecommunication devices(MME). Load is crucial in the telecommunication devices because of the limited resource in MME. The less load is, the better performance is.

The technology of SRVCC and CSFB will still need to support that. Even though SRVCC is the more attractive technology, there still need CSFB in the condition of subscription provider.

Reference

- [1] Albata, S. "Toward LTE Commercial Launch and future plan for LTE enhancements," Communication System (ICCS), 2010.
- [2] the article, 5th Jun.2012 Ericsson:85percentoftheworld'spopulationcoveredby2017.
- [3] 3GPP TS 23.401 "General Packet Radio Service(GPRS) Enhancements for Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network(E-UTRAN) Access," Sep.2009.
- [4] 3GPP TS 36.300 "Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRAN); Overall description; Stage 2," Sep.2009
- [5]<http://www.differencebetween.com/difference-between-wcdma-and-vs-lte/> Difference Between WCDMA and LTE
- [6] Paisal, V. "Seamless Voice over LTE," International Multimedia Services Architecture and Application (IMSAA), 15-17, Dec ,2010.

스몰셀 네트워크에서 연속 간섭제거 기술을 이용한 비직교 다중접속 기법

김현수*, 김범주, 김형중, 임성묵, 최수용, 이상훈, 이충용, 홍대식†
연세대학교 전기전자공학과

e-mail : hyunsookim@yonsei.ac.kr*, daesikh@yonsei.ac.kr†

homepage : <http://mirinae.yonsei.ac.kr>

Non-Orthogonal Multiple Access with Successive Interference Cancellation in the Small Cell Networks

Hyunsoo Kim*, Beomju Kim, Hyungjong Kim, Sungmook Lim,
Sooyong Choi, Sanghoon Lee, Chungyong Lee, Daesik Hong†

School of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University

Abstract

This paper investigates the performance of non-orthogonal multiple access (NOMA) with a successive interference cancellation (SIC) in the cellular networks, compared to orthogonal multiple access (OMA). We evaluate the system performance in terms of sum rate with changing parameters, such as cell radius, transmission power, and the number of serving users. Simulation results confirm that NOMA remarkably enhances the sum rate performance in the small cell networks.

I. 서론

급증하는 모바일 트래픽을 감당하기 위해 시스템의 데이터 전송률을 향상시키고자 많은 연구들이 이루어지고 있다. 특히, 스몰셀(Small Cell)을 통해 근거리 사용자에게 고속의 데이터 서비스를 제공하는 구조가 주목받고 있다. 한편, 사용자마다 주파수 자원을 나누어 사용하는 직교 다중접속 기법(Orthogonal Multiple Access, OMA) 달리, 모든 사용자가 동일한 주파수 자원을 사용함으로써 주파수 효율을 향상시키는 비직교 다중접속 기법 (Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)에 대한 관심이 높아지고 있으며, 연속 간섭제거 (Successive Interference Cancellation, SIC)와 같은

향상된 수신기법 (Advanced Reception Techniques)을 사용한 NOMA 기법이 활발히 연구되고 있다 [1]-[2]. 하지만, 기존의 NOMA 성능을 분석한 논문들은 셀 반경과 기지국의 송신전력을 고정시키고 한정된 사용자만을 서비스하는 등 특정한 실험환경을 다루고 있어서 시스템 성능에 영향을 줄 수 있는 여러 요인에 대한 고찰이 부족하다. [3]-[5].

본 논문에서는 다양한 환경 하에서 NOMA와 OMA의 성능을 총 데이터 전송률(Sum Rate)을 측면에서 비교 분석한다. 특히, 서비스 반경이 작은 스몰셀 환경에 NOMA기법을 적용하였을 때의 성능을 모의실험을 통해 확인한다.

II. 시스템 모델

본 논문은 셀 반경이 R 인 기지국과 K 명의 사용자가 존재 하는 하향링크 셀룰러 네트워크를 고려한다. 기지국과 사용자는 각각 하나의 안테나를 가지고 있으며, k 번째 사용자와 기지국 링크간의 채널계수(Channel Coefficient)는 h_k 라고 정의한다. 채널정보는 송수신단에서 완벽하게 추정가능하며 주파수 재사용을 통해 셀 간 간섭은 없다고 가정한다. 기지국의 송신전력을 P 로 정의하고 송신전력 밀도는 P/W 로 제한하였다. 여기서 W 는 시스템의 대역폭을 의미한다.

A. 직교 다중접속 기법 [4]

사용자들에게 서로 다른 직교하는 주파수 자원을 할당하기 때문에 서로간의 간섭을 주지 않는다. OMA를 적용했을 때 총 데이터 전송률은 다음과 같다.

$$R_O = \sum_{k=1}^K \beta_k W \log_2 \left(1 + \frac{|h_k|^2 P}{WN_o} \right) \quad (1)$$

여기서, $\beta_k \in [0, 1]$ 는 전체 주파수 자원 중에 k번째 사용자가 할당받은 비율이며 N_o 는 열잡음의 전력 스펙트럼 밀도이다.

B. 비직교 다중접속 기법 (NOMA) [4]

NOMA는 OMA와 달리 모든 사용자가 동일한 주파수를 사용한다. 기지국은 각 사용자에게 보내는 데이터를 중첩하여 전송하고 (Superposition Coding), 사용자는 수신신호에서 자신의 신호보다 큰 전력을 가지는 간섭신호들을 복조한 후 추정된 채널을 바탕으로 수신신호로부터 제거한다. 이때, 사용자가 SIC 연산을 수행해야 하는 횟수는 기지국으로부터 전송받는다.

수신단에서 효과적으로 SIC를 수행하기 위해서는 기지국에서의 전력할당기법이 필수적이다. 기지국은 원근문제 (Near-Far Problem)를 고려하여 전력을 다음과 같이 할당한다.

$$P_i = \frac{|h_{K-i+1}|^2 P}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + \dots + |h_K|^2},$$

$$\text{where } |h_1|^2 > |h_2|^2 > \dots > |h_K|^2. \quad (2)$$

채널상태에 따라 사용자를 오더링 (Ordering)하고 기지국으로부터의 거리가 먼 사용자에게 더 많은 전력을 할당한다 [6]. 결과적으로, k번째 사용자는 자신의 데이터보다 송신전력이 큰 'k+1'번째부터 K번째 사용자의 데이터를 SIC를 통해 제거할 수 있고, 나머지 신호는 사용자간 간섭 (Inter-user Interference)으로 남게 된다. NOMA 기법을 적용했을 때의 총 데이터 전송률은 다음과 같다.

$$R_N = \sum_{k=1}^K W \log_2 \left(1 + \frac{|h_k|^2 P_k}{\sum_{i < k} |h_k|^2 P_i + WN_o} \right) \quad (3)$$

III. 실험 결과 및 시스템 성능분석

본 논문의 모의실험에서는 표 1과 같이 셀 반경, 송신전력, 사용자수를 변화시키며 OMA, NOMA 시스템의 총 데이터 전송률을 비교 분석한다.

표 1. 실험 주요 파라미터^[7]

	매크로셀	스몰셀
R(셀 반경)	500m	50m
P(송신전력)	46, 43, 40 dBm	26, 23, 20 dBm
K(사용자수)	1~100명	
Path Loss (경로손실)	128.1 + 37.6log ₁₀ (r) dB, where r: distance (km)	
Instantaneous Fading	Rayleigh Fading	
N _o (열잡음)	-169 dBm/Hz	
W(대역폭)	20MHz	

그림 1은 셀 반경이 500m인 매크로셀(Macro Cell) 환경에서 사용자수와 송신전력의 변화에 따른 총 데이터 전송률을 나타낸 그래프이다. OMA 시스템에서 모든 사용자에게 동일한 대역폭($\beta_k = 1/K$)을 할당하였으며, 그 결과 사용자수가 증가하여도 동일한 데이터 전송률을 보인다.

반면, NOMA의 경우 사용자가 동일한 주파수 대역을 사용하고, 기지국은 송신전력을 사용자의 채널정보를 바탕으로 할당한다. 사용자가 증가할수록 대역폭 공유로 인한 이득이 발생하나, 일정 사용자수를 넘어서면 SIC로 제거하지 못하는 사용자간 간섭이 증가하고, 각 사용자의 데이터 전송을 위해 할당되는 전력량이 감소하므로 잡음의 영향이 상대적으로 증가한다. 그 결과, NOMA의 성능이 OMA보다 열화되는 성능역전구간이 형성되며, 이 구간은 송신전력이 작을수록 더 적은 서비스 사용자수에서 시작된다.

그림 2는 스몰셀 환경에서 OMA와 NOMA의 성능을 비교한 그래프이다. 그림 1과 달리 사용자수가 증가하더라도 총 데이터 전송률은 감소하는 구간 없이 증가하는 결과를 보여준다. 스몰셀 환경에서는 사용자들과 기지국간의 거리가 대폭 줄어들기 때문에 사용자 데이터와 간섭의 신호세기가 동시에 증가하고, 이로 인해 상대적으로 잡음의 영향은 무시될 수 있을 정도로 작아진다.

$$R_N \approx \sum_{k=1}^K W \log_2 \left(1 + \frac{P_k}{\sum_{i < k} P_i} \right) \quad (4)$$

그러므로 총 데이터 전송률은 신호 대 간섭비 (Signal to Interference Ratio, SIR)에 의해서 결정되고 수식(4)와 같이 신호와 간섭신호의 전력비로 표현된다. 사용자수가 증가할수록 SIR은 감소하지만 그에 비해 사용

자수 증가로 인한 데이터 전송률의 증가가 더 우세하게 작용한다. 그 결과, SIR 감소효과로 성능 향상 폭이 다소 감소하나 매크로셀 환경과는 다르게 OMA와의 성능역전구간이 발생하지는 않는다. 특히, 매크로 셀과 동일하게 20명 미만인 구간에서의 성능향상 폭이 두드러지게 나타나는데, 송신전력을 20dBm으로 설정하고 11명을 서비스할 때 OMA 대비 NOMA가 45%의 성능향상을 보여준다. 일반적으로 동시에 다수의 사용자를 서비스하는 매크로 셀에 비하여 10명 내외의 사용자를 지원하는 스몰셀 환경이 NOMA 기법을 적용하는데 더 적합한 환경임을 알 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 다양한 환경에서 OMA와 NOMA의 총 데이터 전송률을 비교 분석하였다. 셀 반경이 큰 매크로 셀의 경우에는 사용자수에 따라 NOMA와 OMA의 성능 우열구간이 존재하고, 이 구간은 시스템 환경에 따라 결정된다. 반면, 스몰셀 환경에서는 송신전력과 사용자수에 관계없이 NOMA의 총 데이터 전송률이 OMA보다 우수한 것을 확인하였다.

ACKNOWLEDGMENT

이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2012R1A2A1A05026315). 또한, 이 논문은 서울시 산학연 협력사업(WR080951)의 지원을 받아 연구되었음.

참고문헌

[1] Sharp corporation, "Evolving RAN Towards Rel-12 and Beyond," RWS-120039, 3GPP Workshop on Release 12 Onward Ljubljana, Slovenia, June 11 - 12, 2012.

[2] NTT Docomo, "Requirements, Candidate Solutions and Technology Roadmap for LTE Rel-12 Onward," RWS-120010, 3GPP Workshop on Release 12 Onward Ljubljana, Slovenia, June 11 - 12, 2012.

[3] Otao, N.; Kishiyama, Y.; Higuchi, K., "Performance of non-orthogonal access with SIC in cellular downlink using proportional fair-based resource allocation," Wireless Communication Systems (ISWCS), 2012 International Symposium on , vol., no., pp.476,480, 28-31 Aug. 2012

[4] Tomida, S.; Higuchi, K., "Non-orthogonal access with SIC in cellular downlink for user fairness enhancement," Intelligent Signal Processing and Communications Systems (ISPACS), 2011 International Symposium on , vol., no., pp.1,6, 7-9

Dec. 2011

[5] Peng Wang; Jun Xiao; Li Ping, "Comparison of orthogonal and non-orthogonal approaches to future wireless cellular systems," Vehicular Technology Magazine, IEEE , vol.1, no.3, pp.4,11, Sept. 2006

[6] D. Tse and P. Viswanath, Fundamentals of Wireless Communication. Cambridge University Press, Cambridge, U.K., 2005.

[7] 3GPP TS36.300, Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN); Overall description.

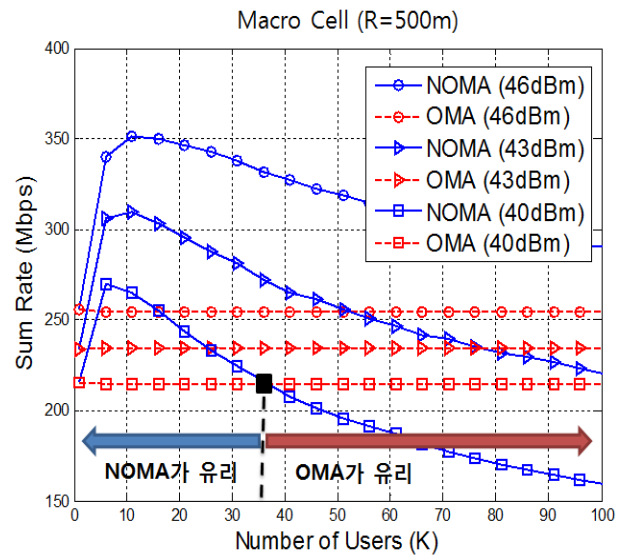


그림 1. 셀 반경이 500m인 매크로셀에서 송신전력과 사용자수에 따른 총 데이터 전송률

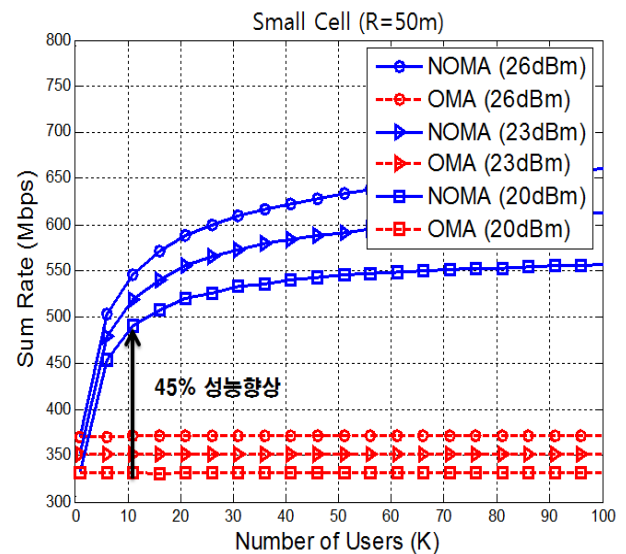


그림 2. 셀 반경이 50m인 스몰셀에서 송신전력과 사용자수에 따른 총 데이터 전송률

스몰 셀 네트워크에서 셀 외곽 사용자의 성능 향상을 위한 트래픽 기반의 사용자 접속 방식

박요섭*, 허지행, 이권종, 홍대식†
 연세대학교 전기전자공학과 정보통신연구실
 E-mail : *pyosub@yonsei.ac.kr**, *daesikh@yonsei.ac.kr†*
 Homepage : <http://mirinae.yonsei.ac.kr>

Traffic Aware Association for Improving Cell Edge Performance in Small Cell Networks

Yosub Park*, Jihaeng Heo, Kwonjong Lee, and Daesik Hong†
 Information and Telecommunication Lab(B715)
 School of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University

Abstract

This paper examines a user equipment (UE) association method in two-tier heterogeneous network. Specifically, to improve the QoS (Quality of Service) of cell edge users, the proposed traffic aware association scheme selects the serving base station (BS) with higher expected UE capacity, exploiting the number of UEs in adjacent cells.

According to the simulation results, 5%-tile, 50%-tile average UE capacity are improved by 450%, 170%, respectively, compared to the conventional received power based method, while satisfying the nearly same average UE capacity.

(Reference Signal Received Power, RSRP)을 가지는 기지국에 접속하는 방식이 제안되었다. 그러나 [3]의 방법은 매크로 셀과 스몰 셀 간의 송신 전력 차이로 인해 매크로 셀에 집중된 트래픽을 부담시키는 문제를 야기 시키었다. 매크로 셀의 부담을 경감하기 위해 [4]에서는 스몰 셀의 RSRP에 강제로 바이어스를 더해 주는 기법이 제안되었다. 그러나 [4]의 방법은 네트워크 전체의 평균 성능을 저하시켰다.

따라서, 본 논문에서는 네트워크 전체 평균 성능을 유지하면서 셀 외곽 사용자의 성능을 높일 수 있는 사용자 접속 방식을 고려한다. 또한, 본 논문에서는 셀 안에 사용자 기기의 수에 대한 정보를 기지국 간 교환하고 더 높은 기대 채널용량을 제공하는 기지국을 선택하는 알고리즘을 제시한다.

I. 서론

최근 폭증하는 데이터 트래픽을 감당하기 위한 대안으로 소몰 셀이 대두되고 있다. NTT Docomo의 연구 발표 결과에 따르면 스몰 셀이 매크로 셀의 트래픽 부담을 경감시키고, 국소영역의 데이터 용량을 끌어올릴 수 있다는 것을 알 수 있다 [1].

스몰 셀을 설치하면, 사용자 기기가 접속 (Association)할 수 있는 후보 소몰 셀의 개수가 증가하게 된다. 이에 따라, 각 사용자 기기가 어떤 기지국에 접속하는 지 여부는 사용자 개인의 성능과 네트워크 전체 성능에 큰 영향을 미치게 된다 [2].

이를 위해, [3]에서는 가장 높은 참조신호 수신전력

II. 시스템 모델

본 논문에서 고려하는 시스템은 그림 1과 같이 스몰 셀과 매크로 셀이 같은 주파수대역에서 공존하는 하향 링크 시스템이다. 특히, 사용자 기기, tm 물 기지국과 매크로 기지국은 공간적 밀도가 각각 λ_u , λ_s , λ_m 인 포아송 포인트 프로세스(Poisson Point Process)를 따르며, 임의로 추출된 사용자 기기와 기지국의 위치를 각각 X_u , Y_i 라 가정한다. 여기서, 각 사용자 기기는 각 스몰 기지국과 매크로 기지국이 전송하는 셀 특이적 참조신호(Cell Specific Reference Signal, CRS)를 통해 참조신호 수신전력을 측정하며, 사용자가 측정된 RSRP 값이 가장 큰 기지국을 차례대로 Y_1 , Y_2 라 한

다. Y_1 을 서빙 기지국, Y_2 를 부기지국이라 명명한다.

기준 사용자 기기 X_o 가 측정된 기지국 Y_1, Y_2 으로 부터의 신호 대 간섭비 및 잡음비(Signal to Interference and Noise Ratio, SINR)는 다음과 같다.

$$\gamma_1 = \frac{P_1 h_1 |Y_1 - X_o|^{-\alpha}}{\sum_{i \in \Pi/1} P_i h_i |Y_i - X_o|^{-\alpha} + N_o}, \quad (1)$$

$$\gamma_2 = \frac{P_2 h_2 |Y_2 - X_o|^{-\alpha}}{\sum_{i \in \Pi/2} P_i h_i |Y_i - X_o|^{-\alpha} + N_o}, \quad (2)$$

여기서, Π 는 매크로 기지국과 스몰 기지국의 위치를 나타내는 포아송 프로세스이고, P_i 는 i 번째 기지국의 송신 전력이며, h_i 는 i 번째 기지국에서 사용자 기기까지의 채널 전력이다. 또한, α 는 신호감쇄계수이고, N_o 는 열잡음(Thermal Noise)이다.

III. 제안하는 사용자 접속 방식

본 논문에서 제안하는 사용자 접속 방식은 각 셀이 현재 서빙하고 있는 사용자 기기의 수를 활용한 서빙 기지국 선택 기법이다. 제안하는 사용자 접속 알고리즘을 정리하면 표 1과 같다.

표 1에 요약된 알고리즘은 총 4단계로 구성된다. 첫 번째로 서빙 기지국과 부 기지국으로 부터의 SINR을 측정하고, 두 번째로 측정된 SINR을 변환하는 단계이다. 그 후, 서빙 기지국과 부 기지국이 사용자 기기 X_o 에 제공하는 채널용량을 비교하여 주 기지국을 선택한다. 서빙 기지국을 선택하는 기준은 다음과 같다.

$$\rho \frac{1}{k_1} \log_2(1 + SINR_1) \underset{BS2}{\overset{BS1}{\geq}} \frac{1}{k_2 + 1} \log_2(1 + SINR_2), \quad (3)$$

여기서, k_1, k_2 는 각각 서빙 기지국과 부 기지국에 접속한 사용자 기기의 수이며, ρ 는 채널용량 배수(Multiple)이다. 여기서, 채널용량 배수는 사용자 기기가 서빙 기지국으로부터 받는 채널용량이 부 기지국으로부터 받는 채널용량보다 ρ 배 만큼 클 때에 한해 기

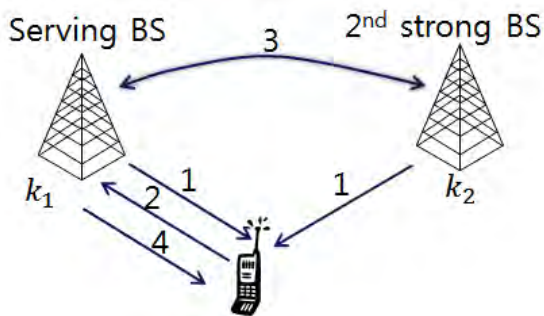


그림 1. 시스템 모델

표 1. 제안하는 사용자 접속 알고리즘

1. 사용자 기기는 CRS와 서빙 기지국 Y_1 과 부 기지국 Y_2 으로부터 오는 신호의 SINR γ_1, γ_2 를 측정한다.
2. 사용자 기기는 측정된 값 γ_1, γ_2 을 주 기지국에 변환한다.
3. 이와 동시에, 주 기지국은 부 기지국에 현재 지원하는 사용자 기기의 수를 요청하고 그 값을 수신한 후, 식 (3)과 같이 각 기지국의 기대 채널용량 C_u 을 비교한 후 주기지국을 선정한다.
4. 주 기지국이 변경된 경우, 주 기지국은 사용자 기기에게 새롭게 선택된 주기지국정보를 통보한다.

지국을 변경할 수 있도록 하여, 사용자 기기의 빈번한 기지국 변경을 방지하는 값이다. 마지막으로, 선택된 서빙 기지국 정보를 사용자 기기에게 통보한다.

본 논문에서는 제안하는 알고리즘의 성능을 평가하기 위해 사용자 기기의 평균 채널용량을 고려한다. 평균 채널용량은 시스템 전체에 있는 사용자 기기의 채널용량 평균이며 다음과 같이 정의된다.

$$C_u = E\left[\frac{1}{N} \log_2(1 + \gamma)\right], \quad (4)$$

여기서, N 은 사용자 기기가 속한 기지국이 현재 서빙하는 사용자 기기의 수이고, γ 는 사용자 기기가 해당 서빙 기지국으로 받는 SINR을 뜻한다.

IV. 실험 결과

본 장에서는 제안하는 사용자 접속 기법의 성능이 사용자 기기에 끼치는 영향을 살펴보고, 기존 기법 대비 성능향상의 정도를 살펴보도록 한다. 이를 위해, 매크로 셀과 스몰 셀은 같은 주파수 대역을 사용하고 대역폭은 10MHz라 가정한다. 그리고, 매크로 기지국, 스몰 기지국, 사용자 기기의 밀도를 각각 $\lambda_m = 10^{-6}$, $\lambda_s = (1 \sim 30) \times 10^{-6}$, $\lambda_u = 30 \times 10^{-6}$ 로 설정하고, 매크로 기지국과 스몰 기지국의 송신전력은 각각 $P_m = 46dBm$, $P_s = 30dBm$ 로 설정한다.

또한, 신호감쇄계수 α 는 4이고, 기지국에서 사용자 기기까지의 소규모 페이딩의 채널전력 h_i 는 평균이 1인 지수 분포를 따르며, 수신된 열잡음의 전력은 -104dBm이라 가정한다. 그리고, 서빙 기지국과 부 기지국 선택 시 사용되는 채널용량 배수 ρ 는 2라 가정한다.

본 논문에서는 제안하는 알고리즘의 성능을 평가하고 기존 기법들과 비교한다. 제안하는 기법의 성능을 객관적으로 평가하기 위해 최대 수신 전력기반 기법과 3dB, 6dB, 12dB 바이어스를 반영한 기법과 비교한다.

그림 2는 스몰 기지국의 밀도에 따른 하위 5% 및 하위 50% 사용자 기기의 평균 채널용량을 나타낸다. 여기에서 두 가지의 경향성을 확인할 수 있다. 먼저, 스몰 기지국의 밀도가 증가할수록 사용자의 평균 채널용량이 증가하는 데, 이는 사용자 기기와 서빙 기지국간 거리가 줄어들어 신호의 세기가 증가하였기 때문이다.

둘째로, 하위 50%와 하위 5% 사용자 기기의 평균 채널용량이 기존의 접속기법에 비해 성능 향상을 보이는데, 이는 제안하는 기법이 셀 간의 경계 및 그 근처에 있는 사용자 기기의 접속 상태를 인접 셀의 트래픽 상황에 따라 바꾸었기 때문이다. 특히, 하위 5%와 하위 50%의 기존 최대 수신 전력기반 기법 대비 각각 최대 450%, 170%의 성능을 얻을 수 있었다.

그림 3은 스몰 기지국의 밀도에 따른 사용자 기기의 평균 채널용량을 나타낸다. 먼저, 제안하는 접속 기법이 기존의 기법과 거의 동일한 성능 혹은 소폭 향상된 성능을 보인다. 이것을 그림 2의 결과와 같이 고려해보면, 제안하는 기법은 기존의 기법에 비해 소폭 상승된 평균 채널용량을 만족시키면서, 셀의 하위 5%, 50%의 성능을 향상시킬 수 있다.

V. 결론

본 논문은 매크로 셀과 스몰 셀이 공존하는 하향링크 환경에서 각 셀의 사용자 기기 수를 고려한 사용자의 접속 방식을 고려했다. 특히, 서빙 기지국과 부 기지국이 제공하는 기대 채널용량을 비교하여 주 기지국을 선택하는 알고리즘을 제시하였다. 마지막으로, 실험 결과를 통해 제안하는 기법이 셀의 하위 5%와 50% 사용자의 평균 채널용량이 각각 최대 450%, 170% 만큼 향상됨을 확인하였다.

ACKNOWLEDGMENT

이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2012R1A2A1A05026315). 또한, 이 논문은 서울시 산학연 협력사업(WR080951)의 지원을 받아 연구되었음.

참고문헌

[1] Kishiyama, Y.; Benjebbour, A.; Nakamura, T.; Ishii, H., "Future steps of LTE-A: evolution toward integration of local area and wide area systems," *Wireless Communications, IEEE*, vol.20, no.1, pp.12,18, February 2013

[2] Koizumi, T.; Higuchi, K., "A simple decentralized cell association method for heterogeneous networks," *Wireless Communication Systems (ISWCS), 2012 International Symposium on*, vol., no., pp.256,260, 28-31 Aug. 2012

[3] Holtzman, J.M.; Sampath, A., "Adaptive averaging methodology for handoffs in cellular systems," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol.44, no.1, pp.59,66, Feb 1995

[4] Han-Shin Jo; Young Jin Sang; Ping Xia; Andrews, J.G., "Heterogeneous Cellular Networks with Flexible Cell Association: A Comprehensive Downlink SINR Analysis," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol.11, no.10, pp.3484,3495, October 2012

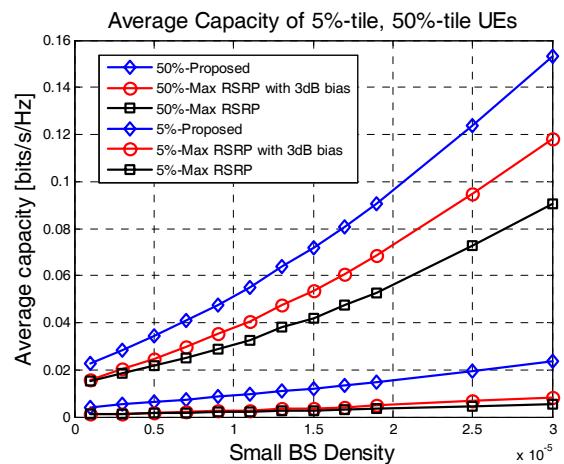


그림 2. 소형 기지국 밀도에 따른 하위 5%, 50% 사용자 기기의 평균 채널용량

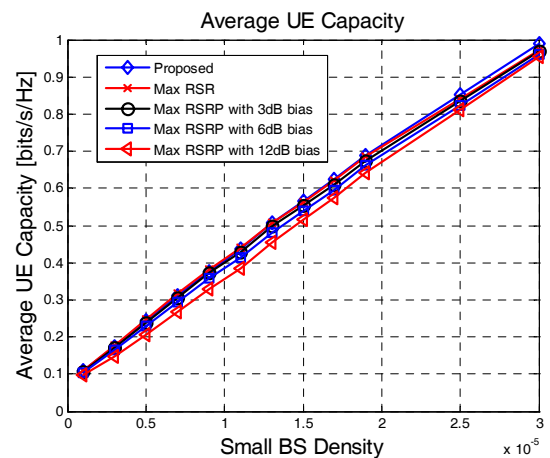


그림 3. 소형 기지국 밀도에 따른 사용자 기기의 평균 채널용량

WBAN 802.15.4에서의 에너지 효율적 간섭 회피 기법

원성우*, 이석원, 박요섭, 이해순, 홍대식†
연세대학교 전기전자공학과 정보통신연구실
e-mail : *again@yonsei.ac.kr**, *daesikh@yonsei.ac.kr†*
homepage : <http://mirinae.yonsei.ac.kr>

Energy Efficient Interference Avoidance Strategy in 802.15.4 Wireless Body Area Network

Sungwoo Weon*, Seokwon Lee, Yosub Park, Haesoon Lee, Daesik Hong†
Information and Telecommunication Lab(B715)
School of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University

Abstract

In this paper, we propose a energy efficient interference avoidance strategy for 802.15.4 based wireless body area network (WBAN) in an open spectrum. Low transmission power and simple communication protocol are significant obstacle for low-power WBAN to coexist with strong interferers such as wireless local area network (WLAN) in the open spectrum. In order to avoid the interference from the WLAN, we propose the channel hopping strategy that improves the energy efficiency of the low power WBAN. The simulation results show that the proposed strategy can achieve high data rate by securing the low interference channel with low average energy consumption.

I. 서론

최근 u-헬스케어가 각광을 받으면서 ECG(electro-cardiography) 또는 EEG(electroencephalograph) 센서 등을 이용한 인체 무선통신망(WBAN) 기술이 급속도로 발전하고 있다[1][2]. 외부 전력 공급원을 사용할 수 없는 WBAN에서는 에너지 효율적인 통신 기법을 통해 기대 수명 기간을 최대화 하는 것이 주요 이슈 중

하나이다.

WBAN은 ISM 대역과 같은 개방 스펙트럼에서 사용되기 때문에 WLAN과 같이 높은 송신 전력을 사용하는 간섭원과의 공존이 주요 문제점이다. 특히 낮은 송신 전력을 사용하는 WBAN은 공존 시스템으로부터의 간섭에 의해 패킷 오류율이 급증하여 허브사이의 통신이 불가능해질 수 있으며 이로 인해 전력효율이 감소될 수 있다.

개방 스펙트럼에서 공존을 위해 저전력 시스템에서는 주파수 도약을 통해 간섭을 회피하는 기법이 연구되고 있다[3]. 하지만 빈번한 동작 주파수 변경 시 발생하는 전력 소모는 낮은 소비전력이 요구되는 저전력 WBAN에서는 간과할 수 없다. 따라서 본 논문에서는 주파수 변경에 소비되는 에너지를 고려하여 간섭이 적은 대역을 확보할 수 있는 에너지 효율적인 주파수 도약 간섭 회피기법을 제시한다. 그리고 실험을 통해 제안한 간섭 회피기법을 적용할 경우 802.15.4 기반 저전력 WBAN 시스템의 에너지 효율을 향상시킬 수 있음을 보인다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1과 같이 다수의 저전력 센서와 하나의 WBAN 허브가 존재하는 WBAN를 가정한다. 센서 네트워크 구성 노드들은 모두 802.15.4 PHY/MAC 표준을 따르며 개방 스펙트럼인 2.4GHz ISM대역을 이용한다고 가정한다. 센서 네트워크가 사용하는 ISM 대역에는 WLAN 간섭원과 같이 강한 간섭을 제공하는 다수의 간섭원이 있어 센서 네트워크에 항상 간섭을 제공한다고 가정한다. 본 논문에서는 센서 노드에서 허브로의 상향 링크를 고려하며 이때

1) 이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2012R1A2A1A05026315).

2) 이 논문은 서울시 산학연 협력사업(WR080951)의 지원을 받아 연구되었음.

802.15.4 MAC에서 정의하는 Guaranteed Time Slot(GTS)을 활성구간(Active period)의 다중접속방식으로 사용하는 것을 가정한다[4].

일반적으로 802.15.4에서 패킷 송수신에 사용되는 활성구간의 간격은 WLAN 등의 간섭 시스템에 비하여 매우 작으므로 (수 msec) 이기종 간섭원의 간섭 유무 상태는 활성구간동안 바뀌지 않는다. 반면에 비콘 간격(beacon interval)은 이에 비하여 (약 980 msec) 상당히 크기 때문에 그 기간 동안 간섭시스템의 동작이 바뀔 수 있다. 따라서 간섭 시스템의 유무 상태를 그림 2와 같이 이산 마르코프 모델로 모델링 할 수 있다 [5]. 여기에서 p 는 현재 활성 구간에 간섭이 없는 상태 (Idle)에서 다음 활성 구간에서도 간섭이 없을 확률을 의미하고, q 는 현재 활성 구간에 간섭이 존재하는 상태(Busy)에서, 다음 활성 구간에서도 간섭이 존재할 확률을 의미한다.

ISM 대역에서 WLAN의 채널 선택은 일반적으로 European non-overlapping 기법이 사용되므로 그림 1과 같이 다수의 간섭 시스템이 1, 7, 13번 채널을 선택적으로 사용하며 이때 각 채널에서의 간섭시스템의 그림 2의 마르코프 모델을 독립적으로 따른다. WBAN의 허브는 자신이 사용할 수 있는 각 채널의 간섭의 특성을 추정하여[6], 즉 마르코프 모델의 p 값과 q 값을 알고 있다고 가정한다.

III. 에너지 효율적 간섭회피 기법

본 절에서는 개방 스펙트럼에 저전력 WBAN 시스템이 이기종 간섭 시스템과 공존할 때, 에너지 효율적인 간섭회피 기법을 제안한다. 그림 3과 같이 WBAN 시스템은 802.15.4에서 정한 MAC 프레임 구조를 따른다. 이때 제안하는 간섭회피 기법에서는 비콘을 송신

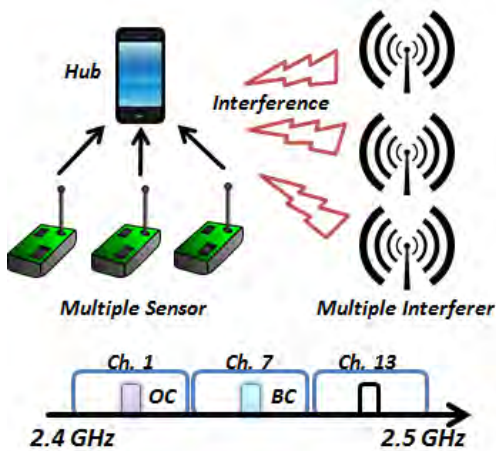


그림 1. WBAN 시스템 모델

하기 이전에 허브가 Clear Channel Assessment(CCA)를 사용하여 주변의 간섭원 존재 유무를 확인한 후 에너지 효율을 최대화 할 수 있는 사용 채널 변경 유무, 즉 주파수 도약 유무를 결정하며 이때 사용되는 에너지 효율 척도는 다음과 같이 정의한다.

$$R = \frac{\text{기대 전송량 [bits/sec]}}{\text{총 소모된 에너지 [Joule]}} \quad (1)$$

제안하는 기법은 구체적으로 다음과 같은 순서로 동작한다.

1) 스펙트럼 센싱

각 비콘 전송 전 WBAN이 현재 사용하고 있는 동작 채널(Operating Channel, OC)을 센싱한다. OC에 간섭이 있어 다른 채널로 사용하고 있는 채널을 변경해야 할 경우를 대비해서 채널 변경 시 사용할 후보 채널(Backup Channel, BC)을 순차적으로 센싱한다. BC는 OC와 서로 다른 채널로 선택되며, 이 두 개의 채널에 미치는 간섭이 서로 독립적으로 작용하게끔 선택된다. WBAN 허브는 위 과정을 통해 패킷 송수신 이전에 OC와 BC에 간섭의 유무를 CCA를 이용한 스펙트럼 센싱을 통해 파악한다.

2) 채널 변경 여부 결정

허브에서는 센싱 결과를 바탕으로 WBAN이 사용하는 채널의 변경 유무를 결정한다. OC를 센싱한 결과 WBAN의 동작 채널에 간섭이 없다고 판단될 때 불필요한 채널 변경의 에너지를 절약하기 위해 현재 채널을 지속적으로 사용한다. 반면 OC에 간섭이 있다고 판단될 경우에는 해당 활성 구간에서 패킷 송수신을 수행하지 않으며 다음 활성 구간에서 사용할 채널을 결정한다. 허브에서 간섭 시스템의 마르코프 확률 모델을 이용하여 전력 효율 현재 채널을 지속적으로 사용하는 것과 백업채널로 변경하는 것의 전력 효율을 비교한다. 이 가정 하에 (1)의 식을 고려하여 다음의

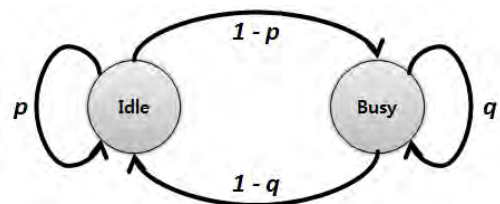


그림 2. WLAN 간섭시스템의 마르코프 모델

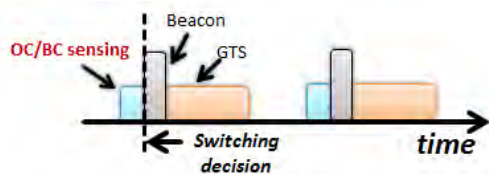


그림 3. 수정된 MAC 프레임 구조

채널 변경 판단 기준을 정의한다.

$$\frac{\mathbb{E}[Thru_{OC}]}{E_{sensing} + E_{Tx}} \underset{hop}{\overset{stay}{\gtrless}} \frac{\mathbb{E}[Thru_{BC}]}{E_{sensing} + E_{Tx} + E_{hopping}} \quad (2)$$

여기에서 $\mathbb{E}[Thru_{OC}]$ 는 채널을 변경하지 않았을 때 다음 활성구간에서 얻을 수 있는 스루풋의 기댓값이며 $\mathbb{E}[Thru_{BC}]$ 는 채널을 변경하였을 때 다음 활성구간에서 얻을 수 있는 스루풋의 기댓값을 의미한다. $E_{sensing}$ 과 E_{Tx} , $E_{hopping}$ 은 각각 채널 센싱, 패킷 송신, 채널 변경에 소모되는 에너지를 의미한다.

본 논문에서 제시하는 채널 변경 판단 기준은 채널 변경 시에 추가적으로 소모되는 에너지를 고려하여 에너지 효율과 스루풋을 최대화할 수 있는 채널로의 변경을 목적으로 한다. 802.15.4 특성상 주변 환경에 따른 전송률 조절 기술 등이 사용되지 않는다. 이러한 특성과 본 논문에서 제시한 간섭 모델을 고려하였을 때 (2)식의 스루풋 기댓값은 다음과 같이 바꿔 쓸 수 있다.

$$\mathbb{E}[Thru_{OC}] = \begin{cases} p_{OC} \cdot C_{OC} & ,if OC \text{ is idle} \\ (1 - q_{OC}) \cdot C_{OC} & ,if OC \text{ is busy} \end{cases}$$

$$\mathbb{E}[Thru_{BC}] = \begin{cases} p_{BC} \cdot C_{BC} & ,if BC \text{ is idle} \\ (1 - q_{BC}) \cdot C_{BC} & ,if BC \text{ is busy} \end{cases} \quad (3)$$

여기에서 p_{OC} 및 q_{OC} , p_{BC} , q_{BC} 는 OC와 BC에서의 p 와 q 값을 의미하고, C_{OC} 와 C_{BC} 는 각각 OC와 BC에서 간섭이 존재하지 않을 때 얻을 수 있는 스루풋이다.

본 논문에서 제안하는 기법은 현재 동작 대역의 간섭 유무를 판단하고 간섭 시스템의 확률 모델을 이용하여 능동적으로 채널을 바꾸어 간섭을 효율적으로 회피할 수 있게 한다. 즉, 본 기법은 얻을 수 있는 스루풋의 기댓값을 최대화 하는 채널을 선택하게 된다. 또한 채널 변경에 소모되는 에너지를 고려하기 때문에 불필요한 에너지 소모를 막을 수 있으므로 에너지 효율을 최대화 할 수 있게 된다.

IV. 실험 결과

본 절에서는 모의실험을 통해 제안하는 간섭회피 기법의 에너지 효율성을 기존의 802.15.4 시스템과 비교 평가한다. 본 실험에서는 ISM 대역에 3개의 독립적인 WLAN 간섭원이 각각 1, 7, 13번 논리 채널을 사용하여 non-overlapping하게 스펙트럼을 사용한다고 설정하였다. 본 실험에서는 1번, 7번, 13번에 미치는 간섭원의 (p, q) 값은 각각 $(0.7, 0.9)$, $(0.8, 0.2)$, $(0.9, 0.3)$ 으로 설정하였다. 채널 모델은 802.15.6 BAN에 제시된 경로손실모델[7]을 사용하였다. 스펙트럼 센싱에 사용되는 CCA의 문턱값(threshold)을 조절하여 오경보확률

(false alarm probability)이 0.1이 되도록 설정하였다. 총 500,000개의 비콘 기간 동안 실험을 하였으며 이때의 각 활성 구간 당 전송 패킷의 총 크기는 3,072 bits 이다.

그림 4는 채널 변경 시에 소모되는 제안 기법의 소모 전력을 비교한 그래프이다. 제안한 기법과 대조군으로서 가장 간섭이 적은 채널에서만 채널 변경 없이 통신하는 모델과 비교하였다. 대조군 모델은 OC의 간섭 유무만 판단하며 간섭이 없을 경우에만 통신하도록 설정하였다.

간섭원의 거리가 가까울 때, 센서 노드들은 센싱 성능이 완벽에 가까워지므로 능동적으로 간섭을 회피할 수 있지만 $E_{hopping}$ 이 크에 따라 소모되는 전력이 많아진다. 간섭원의 거리가 충분히 멀 경우에는 센서들이 간섭원의 존재를 인지하지 못하게 되어 간섭 유무에 상관없이 지속적으로 패킷을 송신하게 되고 간섭 회피를 위한 채널 변경을 하지 않게 된다.

그림 5는 같은 실험 환경에서 센서 노드가 보낸 패킷을 허브에서 성공적으로 수신한 스루풋을 나타낸다. 본 논문에서 제시한 기법을 사용한 센서 노드들은 능동적으로 간섭을 회피하기 때문에 채널을 변경하지 않는 센서 노드들보다 많은 스루풋을 얻는다. $E_{hopping}$ 이 작을수록 보다 능동적으로 채널을 변경하여 더 많은 스루풋을 얻는다는 사실을 그림 5에서 확인할 수 있다. 반면, 간섭원의 거리가 멀게 되면 간섭원의 존재를 인식하지 못하여 간섭을 회피하지 못하게 되어 스루풋이 낮아지게 된다.

그림 6은 같은 실험 환경에서 센서 노드들의 에너지 효율을 나타낸다. 이는 센서 노드에서 사용된 소모 전력을 송수신에 성공한 스루풋으로 정규화한 것이며 R 값의 역수를 나타낸다. $E_{hopping} = 0$ 일 때에는 채널을 변경하지 않는 센서노드들과의 동작 방식에는 차이가

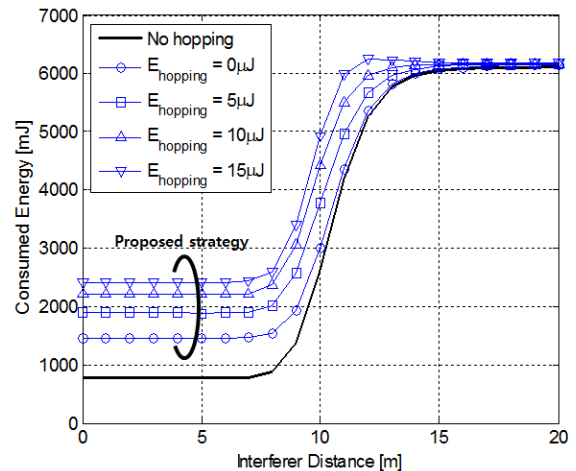


그림 4. 간섭원의 거리에 따른 총 소모 전력

없기 때문에 이 둘의 에너지 효율은 동일하다. 그러나 동일한 에너지 효율임에도 제시한 기법을 사용한 센서 노드들이 간섭원의 확률 모델을 사용하여 채널 변경을 통해 간섭을 효과적으로 회피할 수 있으므로 보다 많은 스루풋을 얻는다는 점을 그림 5에서 확인할 수 있다. $E_{hopping} > 0$ 일 경우에는 제시한 기법이 보다 에너지 효율이 떨어지지만 간섭원의 거리가 어느 정도 멀어져 센싱 성능이 떨어질 경우에는 채널을 변경하지 않는 센서노드들의 에너지 효율이 확연히 감소한다는 사실을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문은 802.15.4 WBAN에서의 에너지 효율적 간섭 회피 기법을 제시하였다. 제안한 기법은 간섭 회피

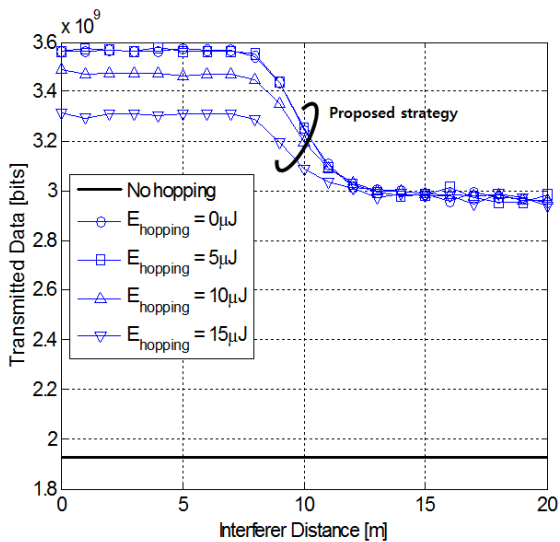


그림 5. 간섭원의 거리에 따른 송수신 성공 스루풋

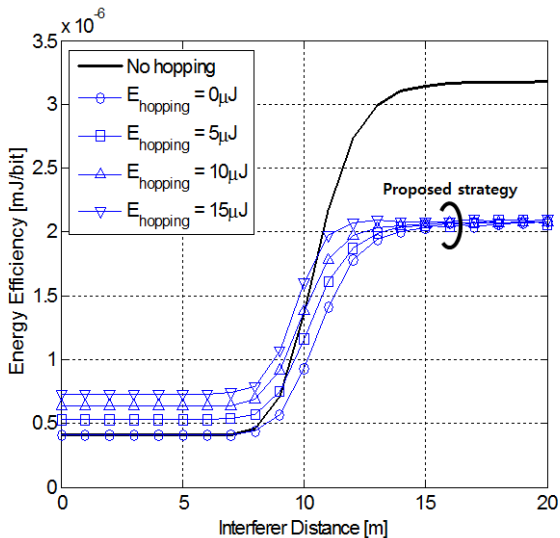


그림 6. 간섭원의 거리에 따른 에너지 효율

하기 위해 사용되는 채널 변경 에너지를 고려하여 능동적 간섭 회피를 수행한다. 모의실험을 통해 제안한 기법이 채널 변경이 없는 기존의 WBAN모델에 비해 에너지 효율적으로 높은 스루풋을 얻을 수 있다는 점을 확인하였다.

참고문헌

- [1] R.S.H. Istepanian, E. Jovanov, Y.T. Zhang, "Guest Editorial Introduction to the Special Section on M-Health: Beyond Seamless Mobility and Global Wireless Health-Care Connectivity," *IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine*, Dec. 2004, 8(4): 405 - 414.
- [2] D. Raskovic, T. Martin, E. Jovanov, "Medical Monitoring Applications for Wearable Computing," *The Computer Journal*, July 2004, 47(4): 495-504.
- [3] Seokwon Lee; Sungsoo Park; Gosan Noh; Yosub Park; Daesik Hong, "Energy-efficient spectrum access for ultra low power sensor networks," *MILITARY COMMUNICATIONS CONFERENCE, 2012 - MILCOM 2012*, vol., no., pp.1,6, Oct. 29 2012-Nov. 1 2012
- [4] IEEE Standard for Local and metropolitan area networks--Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs)," *IEEE Std 802.15.4-2011 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2006)*, vol., no., pp.1,314, Sept. 5 2011
- [5] Stefan Geirhofer, Lang Tong, and Brian M. Sadler. 2006. Dynamic spectrum access in WLAN channels: empirical model and its stochastic analysis. In *Proceedings of the first international workshop on Technology and policy for accessing spectrum (TAPAS '06)*. ACM, New York, NY, USA, , Article 14
- [6] Cali, F.; Conti, M.; Gregori, Enrico, "IEEE 802.11 protocol: design and performance evaluation of an adaptive backoff mechanism," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol.18, no.9, pp.1774,1786, Sept. 2000
- [7] IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 15.6: Wireless Body Area Networks," *IEEE Std 802.15.6-2012*, vol., no., pp.1,271, Feb. 29 2012

채널의 상관관계가 있는 협력 스펙트럼 센싱에서 리포팅 시간을 줄이기 위한 랜덤 접근 조정 기법

서승대*, 노고산, 이석원, 방중현, 김동규 홍대식†
연세대학교 전기전자공학과 정보통신연구실
e-mail : yeskyo@yonsei.ac.kr*, daesikh@yonsei.ac.kr†
homepage : http://mirinae.yonsei.ac.kr

Adaptive Random Access Control for Reporting Time Reduction in Cooperative Spectrum Sensing with Correlated Channels

Seungdae Seo*, Gosan Noh, Seokwon Lee, Jonghyun Bang, Dongkyu Kim and Daesik Hong†
Information and Telecommunication Lab(B715)
School of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University

Abstract

This paper proposes a adaptive random access control scheme in cooperative spectrum sensing where the sensing channels are correlated. In order to avoid reporting redundant local test statistics from highly correlated secondary users (SUs), the proposed scheme allocates different access probabilities across the SUs according to correlation coefficients, thus reducing the overall reporting time. According to the simulation result, the proposed scheme decreases the reporting time by up to 30 % when compared with the conventional equal probability access control scheme.

I. INTRODUCTION

Although Cooperative spectrum sensing (CSS) greatly improves sensing performance, it requires a

longer time to report all the local test statistics to the fusion center (FC), especially when the number of cooperating SUs is large [1]. In order to reduce this reporting time, Noh *et al.* proposed a reporting order control that allocates different access probabilities based on the signal strength of each SU, thereby reducing the reporting time [3].

Another approach for reducing reporting time is to downsize the number of cooperating SUs. This is particularly effective when some of the sensing channels among the SUs are spatially correlated. In this situation, reporting only the local test statistics of the uncorrelated SUs will be sufficient to achieve spatial diversity gain [3], while reducing the reporting time. In this regard, Cacciapuoti *et al.* developed a solution for the problem of uncorrelated SU selection using local test statistics in mobile cognitive radio [4]. However, this scheme requires additional initial configuration time to calculate the correlation coefficients among the SUs.

Therefore, in this paper, we are proposing new adaptive random access control scheme. The

1) 이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2012R1A2A1A05026315).

2) 이 논문은 서울시 산학연 협력사업(WR080951)의 지원을 받아 연되었다.

proposed scheme reports only the uncorrelated local test statistics to the FC without any initial correlation coefficient calculation by allocating different access probabilities across the SUs.

II. SYSTEM MODEL

Let us consider a cooperative sensing system with M SUs. Each SU receives the signal $x_i(n)$ through the sensing channel from the PU as follows:

$$\begin{aligned} H_0 : x_i(n) &= v_i(n), & i &= 1, 2, \dots, M, \\ H_1 : x_i(n) &= h_i(n)s(n) + v_i(n), & i &= 1, 2, \dots, M, \end{aligned} \quad (1)$$

where H_0 and H_1 are the hypotheses corresponding to the absence and presence of the PU, respectively [2]. $s(n)$ is the transmitted signal from the PU and $h_i(n)$ is the channel gain between the PU and i -th SU. Let us suppose that $s(n)$ is the phase-shift keying modulated signal with unit power and $h_i(n)$ is characterized by a correlated sensing channel, $v_i(n)$ indicates the additive white gaussian noise, i.e., $v_i(n) \sim CN(0, \delta_v^2)$.

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} e^{-\epsilon d_{11}} & \dots & e^{-\epsilon d_{1M}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-\epsilon d_{M1}} & \dots & e^{-\epsilon d_{MM}} \end{pmatrix}, \quad (2)$$

where $d_{ij} = |l_i - l_j|$ represents the distance between the location of the i -th SU l_i and that of the j -th SU l_j [4], [5]. ϵ is an environment-dependent

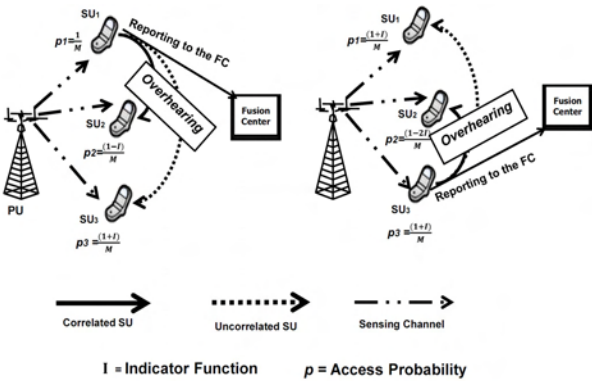


Fig.1 Proposed scheme based on CoB for adaptive probability control.

constant such as $\epsilon \approx 0.12$ in urban environments and $\epsilon \approx 0.002$ in suburban environments [4], [5]. Hence, where $\bar{h} = [\hat{h}_1, \dots, \hat{h}_M]^T$ can be written as

$$\mathbf{h} = \mathbf{C} \times \hat{\mathbf{h}}, \quad (3)$$

where $\bar{h} = [\hat{h}_1, \dots, \hat{h}_M]^T$ is an independent fading channel from the PU to each SU at one single sample time. The covariance matrix \mathbf{C} represents the distance between the SUs. By combining \mathbf{C} and \bar{h} , the sensing channel \bar{h} now contains the correlation effect of each SU. We assume the slow-changing model for the location of each SU [4].

We adopt a random access model when reporting individually obtained local test statistics to the FC. At each time slot, the reporting of each SU is randomly determined according to its own access probability.

An energy detector is adopted for the purpose of detecting PU signals without prior information [2]. The energy measured at time n is given by

$$y(n) = |x(n)|^2. \quad (4)$$

At the FC, the global test statistic is calculated using the local test statistics from the SUs. In order to quickly detect the presence of the PU, we adopt a sequential probability ratio test (SPRT) method [6]. Once a local test statistic is successfully reported, the FC calculates the log-likelihood ratio (LLR) for the reported local test statistic and updates the global LLR as follows:

$$LLR_n = LLR_{n-1} + \ln \left(\frac{p_1(y(n))}{p_0(y(n))} \right), \quad (5)$$

where $p_1(y(n))$ and $p_2(y(n))$ are probability density functions (PDF) of the PU signal under H_0 and H_1 , respectively [6]. These PDFs are characterized by the exponential distribution PDF. The SPRT thresholds depends on the target probabilities of false alarm and mis detection. The local test statistics are no longer reported once the global test statistic has exceeded the SPRT threshold as follows:

$$A = \ln\left(\frac{1-b}{a}\right), B = \ln\left(\frac{b}{1-a}\right), \quad (6)$$

$$\begin{aligned} & \text{Accept } H_1 \text{ and terminate if } LLR_n \geq A \\ & \text{Accept } H_0 \text{ and terminate if } LLR_n \leq B \\ & \text{Take continuation if } B < LLR_n < A \end{aligned} \quad (7)$$

where a is a target false alarm probability and b presents a target mis detection probability and the SPRT thresholds A and B are predefined according to the target sensing performance in (6) [6]. The reporting process continues until the conditions are satisfied for threshold A or B , and then the access probabilities for each SU are updated.

III. PROPOSED ADAPTIVE RANDOM ACCESS CONTROL

In this section, we propose the correlation-based random access control scheme for reducing the reporting time while satisfying the target false alarm and mis detection probabilities. The key idea of the proposed scheme is to make only the uncorrelated SUs participate in the reporting procedure. This is effective because the local sensing information from the correlated SUs does not contribute to achieving the spatial diversity gain, but rather only increase the redundancy in the reporting procedure.

The CoB scheme is proposed here as an option to reduce the reporting time when GPS is not available. The CoB scheme allocates a different access probability to each SU by directly calculating the correlation coefficient among the SUs. The correlation coefficient of two local test statistics at time n is the ratio between their covariance at time n and the product of their standard deviations at time n [4]:

$$c_{ij}(n) = \frac{COV[x_i(n), x_j(n)]}{\sigma_{x_i}(n)\sigma_{x_j}(n)}, \quad (8)$$

so that by using the correlation coefficient of two local test statistics, we can estimate the correlation coefficient of the sensing channel $h_i(n)$ and $h_j(n)$ at time n [4]:

$$\rho_{ij}(n) = \frac{COV[h_i(n), h_j(n)]}{\sigma_{h_i}(n)\sigma_{h_j}(n)} \simeq c_{ij}(n), \quad (9)$$

where ρ_{ij} represents the correlation coefficient of the sensing channel of SU_i and SU_j at time n . This correlation coefficient calculation process is repeated until the reporting process terminates. The access probability for the remaining SUs is updated based on the calculated correlation coefficients as follows:

$$p_i(n) = p_i(n-1) + \alpha I(\rho_{ij}(n) > \eta) - \beta I(\rho_{ij}(n) \leq \eta), \quad (10)$$

for $i = 1, \dots, M, i \neq j$. Note that η is a correlation threshold, and ρ_{ij} represents the correlation coefficients with SU_i and SU_j at time n . If $\rho_{ij} \leq \eta$, the probability of the SU_i is increased by a factor of α . Otherwise, if $\rho_{ij} > \eta$, the probability of the SU_i is decreased by a factor of β . This process is repeated until the reporting process terminates. Eventually, the SU that is farthest away will have the highest access probability. The access probabilities are updated only when the existence of the PU is detected. Only noise information on the SUs is received at each SU, so that the exact correlation values based on the sensing channel cannot be calculated by each SU when the spectrum is not occupied by the PU. The access probability of each SU is adaptively updated based on the correlation coefficient. The uncorrelated SUs will eventually have high access probabilities.

IV. SIMULATION RESULT

For simulations, we assume that there are 5 SUs in cooperative sensing within the entire region of 70 m [13] and they are uniformly distributed from 1 m to 70 m. The false alarm and mis detection probabilities are assumed to be 0.1, which is considered sufficient to guarantee the target sensing performance of practical cognitive radio systems [7]. The adjustment factors α and β are set to 0.06, which is shown to provide fast convergence of the access probabilities while reflecting the characteristics of the correlated channels. We also

assume that the probability of the spectrum being occupied by the PU is set to $P(H_1) = 0.3$, which is based on an actual activity measurement [18]. Fig.2 shows the reporting time as a function of the SNR for the CoB scheme. "Equal" denotes the conventional scheme in which equal access probabilities are allocated for all SUs. We can see that the CoB scheme has less reporting time than the conventional equal access probability method. This is because the CoB scheme allocates access probabilities according to distances, so that the local test statistics more quickly accumulate to the global test statistic by avoiding reporting redundant local test statistics from the highly correlated SUs. As a result, the reporting time to exceed the SPRT threshold A or B is less than that with equal access probability.

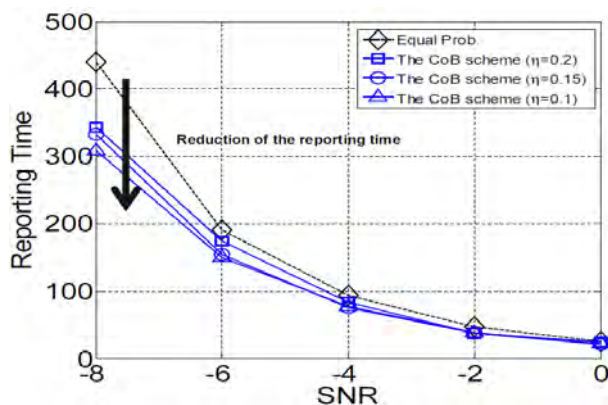


Fig.2. Reporting time versus SNR. The CoB scheme requires less reporting time than conventional equal probability transmission.

V. CONCLUSION

We proposed adaptive access control scheme for reducing reporting time with correlated channels. The proposed adaptive access control scheme allocate different access probabilities among the SUs so that only less correlated local test statistics are reported to the FC, reducing the reporting time and the overall sensing time. Simulation results have shown that the proposed access control scheme significantly reduce the reporting time.

REFERENCES

- [1] Ghasemi, A.; Sousa, E.S., "Collaborative spectrum sensing for opportunistic access in fading environments," *New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, 2005. DySPAN 2005. 2005 First IEEE International Symposium on , vol., no., pp.131,136, 8-11 Nov. 2005
- [2] Noh, G.; Hano Wang; Junho Jo; Byoung-Hoon Kim; Daesik Hong, "Reporting Order Control for Fast Primary Detection in Cooperative Spectrum Sensing," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* , vol.60, no.8, pp.4058,4063, Oct. 2011
- [3] Ghasemi, A.; Sousa, E.S., "Asymptotic performance of collaborative spectrum sensing under correlated log-normal shadowing," *Communications Letters, IEEE* , vol.11, no.1, pp.34,36, Jan. 2007
- [4] Cacciapuoti, A.S.; Akyildiz, I.F.; Paura, L., "Correlation-Aware User Selection for Cooperative Spectrum Sensing in Cognitive Radio Ad Hoc Networks," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on* , vol.30, no.2, pp.297,306, February 2012
- [5] Gudmundson, M., "Correlation model for shadow fading in mobile radio systems," *Electronics Letters* , vol.27, no.23, pp.2145,2146, 7 Nov. 1991
- [6] Qiyue Zou; Songfeng Zheng; Sayed, A.H., "Cooperative spectrum sensing via sequential detection for cognitive radio networks," *Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2009. SPAWC '09. IEEE 10th Workshop on* , vol., no., pp.121,125, 21-24 June 2009
- [7] Ying-Chang Liang; Yonghong Zeng; Peh, E.C.Y.; Anh Tuan Hoang, "Sensing-Throughput Tradeoff for Cognitive Radio Networks," *Wireless Communications, IEEE Transactions on* , vol.7, no.4, pp.1326,1337, April 2008

HTML5 기반 웹 TV 기술 및 시장동향

*박세환 *김정호 **박종규 ***유대상 ****최용수
한국과학기술정보연구원 ReSEAT프로그램
e-mail : world00117@reseat.re.kr

HTML5 based Web-TV Technologies and Market Trends

*Se-Hwan Park, Jung-Ho Kim, **Jong-Kyu Park,
Dae-Sang You, *Yong-Soo Choi

ReSEAT Program, Korea Institute of Science and Technology Information

Abstract

The web service companies develop the App support technique of the HTML5 base in the smart media system and smart TV competitively while the Web platform of the HTML5 base is legislated with the next generation national standard. It is essential to the Web kernel, that is the common library of the operating system including the file, window, resource and network management is provided in order to support the various app developments over the HTML5 base effectually. Additionally, the web application program can support UI/UX function of the desktop user using the web browser and Javascript drive and administration, window management function, and etc. is needed. Therefore,

it is the point of time when the support from the government which satisfies the customer's demand needs and can maintain the balance of the related market is needed.

I. 서론

HTML5 플랫폼이 차세대 웹 서비스 국제 공개기술로 표준화를 추진 중이다(ISO TC-W3C). 그러나 HTML5 규격만으로는 PC급의 다양한 기능을 지원할 수 없어 HTML5 기반 확장 기능에 관심이 집중되고 있다[1][2][3]. HTML5 기반 웹 브라우저에서 다양한 앱(App) 개발을 효과적으로 지원하기 위해서는 파일, 윈도우, 리소스 및 네트워크 관리 등 범용 운영체제(OS의 공통 라이브러리인 Web Kernel이 필수적이다[4][5].

기존의 스마트TV용 셋톱박스는 클라우드 및 SNS 서비스와 연계된 앱 제작에 한계가 있다. 이에 향후 스마트TV 플랫폼은 HTML5 기반 1GHz급의 고속 멀티미디어 프로세서를 기본적으로 지원할 것으로 예상된다. 스마트TV에서의 Web Kernel에 대한 개념도를

1) 이 논문은 미래창조과학부의 과학기술진흥기금과 복원기금 출연사업인 한국과학기술정보연구원이 수행하는 ReSEAT 프로그램의 지원으로 수행되었습니다.
* 한국과학기술정보연구원 전문연구위원
** 한국과학기술정보연구원 책임연구원
*** (주)엘컴텍 팀장
**** 성결대학교 조교수

그림 1에 나타낸다.

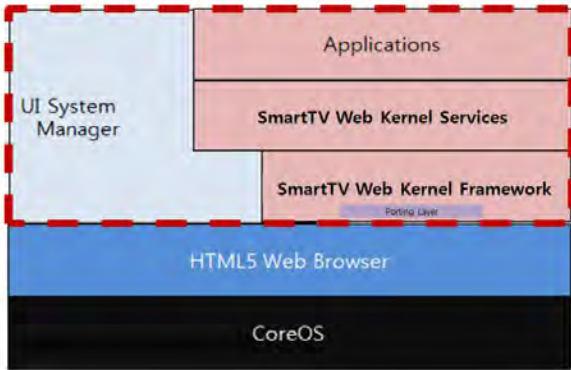


그림 1. 스마트TV의 Web Kernel 개념

II. 기술개발 동향

2.1 글로벌 동향

Web Kernel은 웹 브라우저나 클라이언트 앱에 내장되는 기술로서 이며, 다. 주요 글로벌 웹 데스크톱 개발 업체로는 오라클, VMWare, 마이크로소프트 및 구글 등에서 개발한 웹 데스크톱 솔루션이 글로벌 시장을 주도하고 있다. 주요 기술개발 사례는 다음과 같다[4][5][6].

- Bovington은 TTA(Three Tiered Architecture) 기능을 갖춘 Tarantella 웹 톱을 개발하였으며, Sun은 이 기술을 이전받아 자사의 Sun Secure Global Desktop에 통합하여 제품을 출시한바 있다.
- Google은 온라인 웹 브라우저를 통해 MS워드/스프레드시트/프리젠테이션 문서 등을 작성하여 어디서든지 이를 편집/활용할 수 있는 '구글 닥스'라는 웹 앱을 개발하였다.
- MS는 사무용 오피스 솔루션을 개발하여 글로벌 오피스 시장의 80% 이상을 점유하고 있다. 최근에는 MS-오피스 기능을 별도의 프로그램 설치 없이 웹 브라우저에서 직접 편집할 수 있는 웹 오피스를 출시하였다.
- HP는 웹 OS용 자바스크립트 애플리케이션 프레임워크를 개발하여 웹OS를 다양한 플랫폼에 맞춘 개발도구를 지원하고 있다.

2.2 향후 기술전망

N-스크린 및 클라우드 서비스가 활성화되면서 다양한 단말 기능을 운영체제마다 별도로 개발함으로써 중복투자가 우려되고 있다. HTML5 웹 플랫폼은 이에

대한 해결책을 제시하고 있다. 즉, 웹 브라우저만 있으면 모바일/스마트TV/자동차 등 어떤 환경에서든 하나의 솔루션으로 다양한 단말을 지원할 수 있는 것이다. 향후 HTML5 기반 Web Kernel 기술은 이러한 문제점을 극복하는 방향으로 발전될 것이다.

이러한 업계의 요구에 부응하기 위해서는 종래의 플래시 또는 액티브X 기반의 웹 브라우저 확장방식을 탈피하여 웹 브라우저 간 호환성이 보장되는 HTML5 기반의 Web Kernel 기술이 필요하다. 아울러 Web Kernel 기술을 정착하기 위해서는 산업현장의 다양한 요구를 반영한 공통 라이브러리를 제공할 수 있어야 한다. 이를 위해서는 필수적인 라이브러리들을 표준화할 필요가 있다.

III. 시장성 분석

3.1 스마트TV 시장 분석

2011년 글로벌 스마트TV 판매량은 약 8,000만대를 기록하면서 고성장을 지속하고 있다. 가장 선호하는 엔터테인먼트 매체라는 점이 관련 업체의 스마트TV 시장성을 입증해주고 있다[7][8][9]. 2011년 글로벌 스마트TV 시장규모를 표 1에 나타낸다.

표 1. 2011년 글로벌 스마트TV 시장규모

판매량 [백만 대]	방송업체 스마트TV	제조업체 TV형 스마트TV	계
	2,307	80	
매출액 [천만 원]	1,153,500	40,000	1,193,500

※ 매출액은 제품 당 ₩5000의 런닝 로열티를 적용한 수치임

* 자료: “스마트TV 시장보고서”, AT&T 자체조사 (2011) 등 재구성.

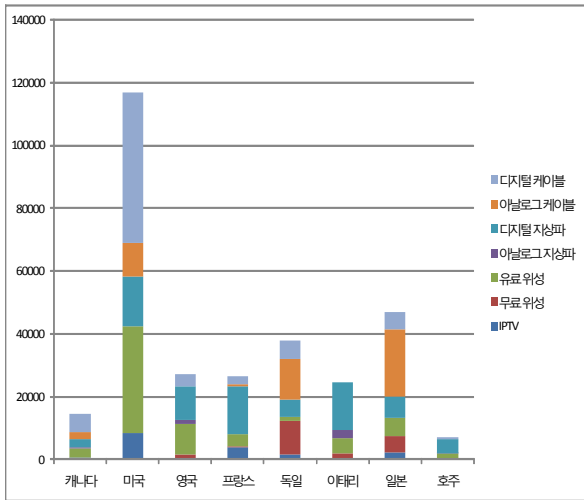
3.2 글로벌 TV방송 가입자 현황

미국은 2011년 현재 1억4,000 명의 TV방송 가입자를 보유하고 있다. 이중 디지털 지상파 방송 2,542만 명, 디지털 케이블 방송 5,902만 명, IPTV 방송 642만 명, 디지털 유료 위성방송 2,987만 명이 가입되어 있다. 특히 IPTV 시장이 급성장하고 있는 것으로 분석된다[10]. (그림 2 참조)

독일은 2011년 현재 3,800만 명의 TV방송 가입자를 보유하고 있다. 이중 디지털 지상파 방송 5,526만 명, 디지털 케이블 방송 6,047만 명, IPTV 방송 1,638

만 명, 디지털 유료 위성방송 1,392만 명이 가입되어 있다[10]. (그림 2 참조)

일본은 2011년 현재 4,700만 명의 TV방송 가입자를 보유하고 있다. 이중 디지털 지상파 방송 6,729만 명, 디지털 케이블 방송 5,382만 명, IPTV 방송 2,345만 명, 디지털 유료 위성방송 5,922만 명이 가입되어 있다[10]. (그림 2 참조)



* 자료 : “TV Market Analysis”, Infoma Telecoms & Media(2012) 등 재구성.

그림 2. 주요국의 TV방송 시청방식

3.3 글로벌 스마트TV 시장성 분석

2011년 스마트TV 총 가입자 수 23억700만명, 2007~2010년까지 연평균 21%의 스마트TV 출하량 증가율을 적용한 유료 방송사업자의 글로벌 스마트TV 시장규모는 다음과 같다. 2013년 TV형 스마트TV 판매량은 1억35만2,000대에서 스마트TV 보급완료 시기로 예상되는 2017년에는 1억5,790만5,800대로 예상된다 [10][11][12].

스마트TV 전방 산업인 인터넷 서비스 및 소프트웨어 산업은 스마트TV용 앱 스토어 도입으로 인해 애플리케이션 시장이 크게 성장할 것으로 전망된다. 특히 미국시장에서 인터넷을 지원하는 스마트TV 판매대수가 2014년 8,000만대 이상 증가할 것으로 예상되어 스마트TV용 앱 스토어 시장이 연간 17억 달러 규모의 시장으로 성장할 것으로 예상된다[10][11][12].

미국 시청자의 90%가 스마트TV용 앱에 관심을 보이고 있어 App 콘텐츠는 고객유치를 위한 주요 수단으로 인식되고 있다.

3.4 국내 스마트TV 시장동향

국내 방송업체 주도의 스마트TV용 앱은 국제 데이터방송 표준인 MHP/ACAP/OCAP 등을 탑재하고 있어 수입의존도가 높은 편이다. 특히 TV형 스마트TV의 경우 제조업체가 자체 개발한 소프트웨어 플랫폼(삼성의 BADA 플랫폼 등)을 사용하고 있는 추세이다. 전반적으로는 구글의 안드로이드 플랫폼을 탑재한 구글TV가 시장점유율을 높여가고 있다.

내 스마트TV 시장은 2010년 초반부터 본격적으로 판매되기 시작하여 2011년 상반기까지 전체 신규 TV 수요 중 약 10%를 점유하는 수준이었다. 이후 국내 TV제조사들의 적극적인 마케팅을 통해 2011년 하반기부터는 평판TV 판매량의 40%이상을 스마트TV가 점유한 것으로 나타났다. 국내 스마트TV 판매량은 2009년 29만대에서 2011년까지 59만대가 판매되어 총 88만대의 누적판매량을 기록하고 있다[8][9].

유료방송사업자의 스마트TV의 애플리케이션 실행 플랫폼은 기존 자바 기반의 표준 미들웨어를 채택하던 것에서 웹 기반으로 빠르게 재편되고 있다. 웹 기반의 스마트TV라고 함은 TV에 웹 브라우저를 띄워서 인터넷 콘텐츠를 TV 상에서 소비하는 수준이 아니라 다양한 웹 애플리케이션을 다운로드 받아 실행하는 미들웨어 성격의 환경을 의미한다.

- 구글은 안드로이드 스마트TV 플랫폼을 무료로 제공하고 다양한 제품군을 출시하면서 시장점유율을 높여나가고 있다. 아울러 삼성전자 및 LG전자와 공동으로 ‘CES 2012’에서 새로운 구글TV를 선보이면서 안드로이드 스마트폰과 유사한 확산효과를 기대하고 있다.
- (주)알티캐스트는 자바 기반의 표준 미들웨어 개발에 주력하여 국내 유료방송사업자 기반 스마트TV 시장에서 90%의 점유율을 기록하고 있다. 최근에는 HTML5 웹 플랫폼을 지원하는 웹 미들웨어를 출시하였다. 이는 방송 미들웨어, 수신제한 시스템(CAS) 및 디지털 저작권 관리(DRM), 광고, 향상된 사용자 경험 등 다양한 기술을 통합한 솔루션으로 가치를 인정받고 있다.

IV. 결론

TV방송 사업자(지상파TV/IPTV/CATV/위성TV 등)와 스마트TV 제조사 간에 특정 OS에 종속되지 않으면서 앱(App) 호환성이 있는 ‘HTML5기반 스마트TV 플랫폼 국가표준(TTAK.KO.07-0111)’이 제정되었다[13]. (한국정보통신기술협회, 2013. 3월) 아울러 TV

시청 환경이 디지털화되면서 스마트 미디어기기의 방송 시청 플랫폼이 HTML5 기반 웹 플랫폼으로 통합되는 추세로 발전하고 있다. 국내에서는 시장 지배력이 강한 TV제조사 및 TV방송 콘텐츠 업체 등을 중심으로 상용서비스가 실행되고 있다.

HTML5 기반의 스마트TV 플랫폼 시장은 유료 방송사업자와 TV제조사가 유통하는 시장에 직접적인 영향력을 시사하고 있다. 2012년 현재 국내는 약 6백억원, 글로벌 시장은 약 10조 원대의 대규모 시장이 형성되어 있다. 이후 10%대의 성장을 지속하면서 2017년 글로벌 시장규모는 30조 원을 상회할 것으로 예상된다. 이처럼 잠재적 시장성이 매우 낙관적이며, 주변 산업에 파급효과 역시 매우 클 것으로 예상된다.

국제공개 표준인 HTML5 기술이 웹 TV 플랫폼으로 정착되면 방송장비 및 핵심 소프트웨어를 교체하는데 거대한 투자비용이 소요될 것이다. 따라서 고객의 수요니즈를 충족하면서 관련 시장의 균형을 유지할 수 있는 정책적 지원이 필요한 시점이다.

참고문헌

- [1] 전근표 외, “국내 방송장비산업 활성화 방안 연구”, 2010 한국방송공학회 하계학술대회, 2010. 7.
- [2] 김성민 외, “방송장비산업의 현황 및 전망”, 전자통신동향분석제26권3호, 한국전자통신연구원, 2011.6.
- [3] “2012년 방송통신 시장 전망”, 방송통신위원회, 2011.
- [4] “HTML5기반 Smart TV OS기술 개발”, 2012년 하반기 중소기업 R&D 기획지원사업 최종보고서, 중소기업기술정보진흥원, 2012. 12.
- [5] “셋톱박스의 시장 기술 보고서”, 중소기업청, 2009.
- [6] http://kr.renesas.com/applications/consumer/audio_visual/stb/index.jsp
- [7] “스마트TV 시장보고서”, AT&T 자체조사, 2011.
- [8] “스마트TV 시장분석”, KT경제경영연구소, 2011.
- [9] “2012년 방송통신 시장 전망”, KT경제경영연구소, 2011.
- [10] “TV Market Analysis”, Infoma Telecoms & Media, 2012.
- [11] http://kr.renesas.com/applications/consumer/audio_visual/stb/index.jsp
- [12] <http://3sun.tistory.com/1187>
- [13] “HTML5기반 스마트TV 플랫폼 표준 제정”, 한국정보통신기술협회 보도자료, 2013. 3. 28.

AMI 데이터 관리 시스템의 이상치 탐지 기법

황유진 , 이광휘

창원대학교 컴퓨터공학과

e-mail : hhd0011@changwon.ac.kr, khlee@changwon.ac.kr

Anomaly Detection in AMI Data Management System

Yu-Jin Hwang, Kwang-Hui Lee

Dept. of Computer Engineering

Changwon National University

Abstract

Information obtained from AMI may be the data which include the error by several causes. Detecting and managing these data in management system is important in whole smart grid system. anomaly detection of AMI data management system distinguish between a normal data and anomaly detection data with power data of ten minutes cycle on a one data basis at the specific point. Therefore, we assume that anomaly detection has low occurrence number than normal data statistically. Then we propose the statistics based anomaly detection method that gets the average value of cumulative electricity and calculates the optimal threshold value.

I. 서론

스마트 그리드의 핵심 인프라인 AMI (advanced metering infrastructure) 시스템은 전력량 관련 정보가

스마트 미터를 통하여 미터 데이터 관리 시스템에 원격으로 전송된다^[1]. 미터 데이터 관리 시스템은 스마트 미터 데이터가 홈 게이트웨이를 통하여 정상적으로 들어온 데이터가 이상치 데이터로 분류될 수 있으므로 이상치를 탐지하여 정상적인 데이터로 판단할 수 있는 이상치 기법이 필요하다. 본 논문에서 정상적인 데이터는 정상치라 표현하고 비 정상적인 데이터는 이상치라 표현한다.

AMI 데이터 관리 시스템에서의 이상치 탐지는 전력 데이터가 10분 주기로 일정하게 들어오면서 어느 시점 하나의 데이터를 기준으로 해서 정상적인 데이터인지 이상치 데이터인지를 구별한다.

본 논문에서 제안하는 이상치 탐지 기법은 다음과 같은 가정을 기반으로 한다. 첫 번째, 도전 또는 피크 값 이상의 전력을 소비하는 과부하와 같은 이상 반응을 나타낼 때 이상치로 간주한다. 두 번째, AMI 시스템에서의 이상치 데이터는 정상적인 데이터보다 통계적으로 발생하는 횟수가 적다고 가정한다. 따라서 측정된 변동에 따라 누적 전력량의 가중 평균 값을 구한다. 그리고 이상치 알고리즘을 적용한 후 데이터를 각각 정상적인 데이터와 이상치 데이터를 구별하여 통계 기반의 이상치 탐지 기법^[2]을 제안한다.

II. 통계 기반의 이상치 탐지 기법 설계

1. 제안하는 이상치 탐지 기법

본 논문에서 AMI 데이터 관리 시스템의 전력 데이터는 시간별로 거의 일정하게 데이터가 들어오는 네트워크의 특징을 가진다. 따라서 미터 데이터 관리 시스템으로부터 수집된 데이터를 트래픽 표본으로 만들어서 정상적인 데이터와 이상치를 식별하기 위한 모델^[3]을 만든다. 그리고 전력 데이터가 일정 주기로 계속해서 들어오다가 도전 또는 피크 값 이상의 전력을 소비하는 과부하와 같은 이상 반응을 나타낼 수 있다. 따라서 이들 데이터에 대한 이상치들을 탐지하기 위한 알고리즘을 제안한다. 이상치 탐지 알고리즘은 통계적 방법을 사용하여 가설조건에 따라서 가중 평균에 대해 다음과 같은 식 (1)을 만족하는 경우 이상치로 간주한다.

$$|X - \bar{X}| < 1.96\sigma \quad \text{이상치} \quad \text{식 (1)}$$

그림 1과 같이 전력 데이터는 시간에 따라 일정한 주기로 들어오는 어느 시점에 하나의 데이터를 기준으로 시간별 소비 전력량을 측정할 수 있다. 이때 이 데이터는 정규 분포를 따른다는 가정 하에 가중 평균 값을 구할 수 있다. 시간별 소비 전력량을 알 수 있으므로 일별, 월별 각각의 가중 평균 값을 알 수 있고, 가중 평균 값을 이용하여 데이터들은 통계 기반 이상치 탐지 알고리즘을 적용하여 이상 특성을 갖는 데이터를 구별한다.

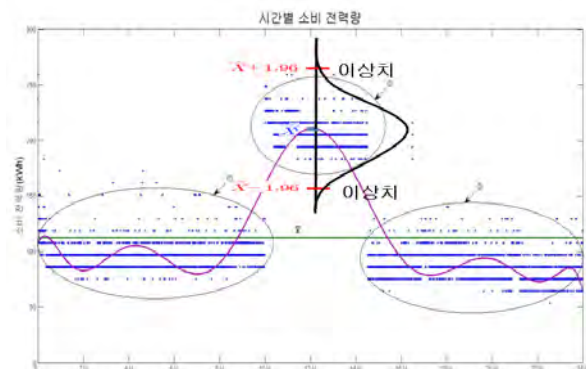


그림 1. 시간별 소비 전력량
Fig.1. Power consumption of time

본 논문에서 유의수준 α 에 대한 기준은 전력 데이터의 이상치 값이 통계적으로 발생할 수 있는 횟수가 적다고 가정하여 $\alpha=0.025$ 로 정하고 신뢰구간의 범위를 $-1.96 < \sigma < 1.96$ 로 하였다.

2. 이상치 동작 과정

본 논문에서 제안하는 이상 탐지 기법은 훈련 단계(training phase)와 적용 단계(testing phase)로 구성되며 그림 2와 같다.

훈련 단계는 AMI 데이터 관리 시스템의 데이터로부터 수집된 데이터를 트래픽 표본으로 만들어 정상적인 데이터와 이상치 데이터를 분류한다. 수집된 데이터는 데이터를 분석하며 트래픽 표본을 이용하여 임계 값을 구하는 과정을 수행한다.

임계 값은 미터 데이터가 시간에 따라 주기적으로 들어오는 어느 시점을 관측해서 평균 값을 찾는다. 그 후 평균 값을 기준으로 데이터들의 범위는 정규분포를 따른다는 가정 하에 임계 값을 구한다. 본 논문에서 임계 값의 분류 영역은 오분류확률(정상적으로 들어온 데이터가 이상치 데이터로 분류될 확률)과 오분류비용(잘 들어온 데이터를 잘못 들어왔다고 판단하는 비용)을 고려하여 최적의 임계 값을 구한다^[4].

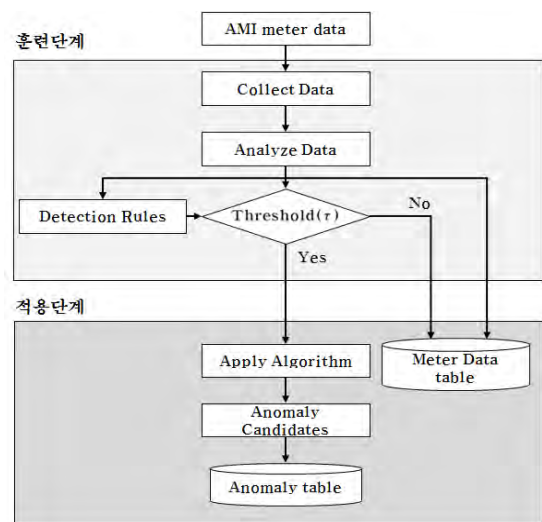


그림 2. 제안 모델의 동작 과정
Fig. 2. Workflow of anomaly detection

오분류확률에 따른 최적의 임계 값을 구하는 설명은 그림 3과 같다^[4].

어느 관측치가 이상치들의 집단 g_1 과 정상적인 집단 g_2 에 속하게 되는 사전확률을 각각 $P(g_1)=p_1$ 과 $P(g_2)=p_2$ 라고 가정한다. 그러면 각 집단에 속할 사전확률의 합은 $p_1 + p_2 = 1$ 이 성립된다. 따라서 두 집단에 대한 이상치로 분류될 확률을 포함한 전체오분류확률(TPM: Total Probability of Misclassification)은 식 (2)와 같이 구해진다.

$$TPM = P(2|1)p_1 + P(1|2)p_2 \quad \text{식 (2)}$$

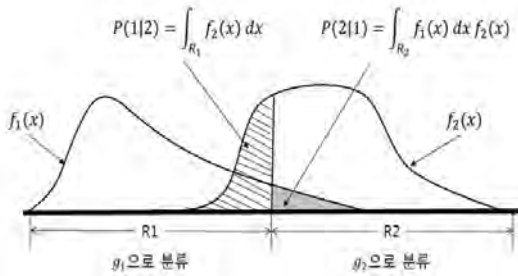


그림 3. 최적의 임계값 구하기

Fig. 3. Finding of the optimal threshold

적용 단계에서는 정상적인 데이터 또는 이상치를 판단하며 적용 단계 알고리즘을 적용한 후 주어진 데이터에 대하여 임계 값 τ 보다 먼 거리에 있는 데이터를 이상치로 판단한다. 이 단계는 앞 단계인 훈련 단계에서 구한 임계 값을 이용한다. 이 단계에서 이상치로 판단된 데이터는 이상치 후보로 분류되고 이상치 후보 데이터 테이블에 저장된다. 즉, 이상치 후보 데이터와 미터 데이터 테이블에 저장된 데이터를 비교하여 일치하면 정상적인 데이터로 분류하고 불일치할 경우는 이상치 데이터로 최종 판단한다.

III. 결론 및 향후 연구

본 논문에서 이상치 탐지 성능 평가는 그림 1과 같이 24시간 동안의 시간별 데이터의 소비 전력량을 가지고 이상치를 탐지 하였다. 그 결과 시간별, 일별, 월별 소비 전력량에 따른 결과를 알수 있었고 현재 시간의 전력 데이터가 가장 중요하므로 시간에 따른 가중 평 균을 더 주었다. 본 논문에서는 AMI 데이터 관리 시스템의 데이터 특성을 고려하여 이상치 집단 g_1 과 정상적인 집단 g_2 의 과거 경험치에 의한 표본 각각 100개의 데이터를 가지고 분류함수에 의한 분류행렬로 탐지률과 오탐률(전체오분류율)을 알아보았다.

탐지율은 정확하게 탐지된 데이터의 비율을 의미하므로 전체 데이터의 총합계와 정확하게 탐지한 데이터 개수의 비율을 나타낸다. 그리고 오탐율은 정상적인 관찰 값이 이상치로 잘못 탐지되는 비율을 의미하므로 이상치를 정상치로 잘못 분류된 개수와 정상치를 잘못 탐지하여 이상치로 잘못 분류된 개수를 전체 데이터 수로 나눈 값을 의미한다.

분류 결과 이상치 집단 g_1 에 속하는 관측치 100개 중 7%가 정상으로 잘못 분류 되었고, 정상적인 집단 g_2 에

속하는 관측치 100개 중 5%가 이상치로 잘못 분류 되었다. 이상치 집단의 오분류율이 크고 정상치 집단의 오분류율이 작은 것으로 나타났다. 또한 사전 확률이 $p_1 = 0.025$, $p_2 = 0.975$ 로 전체 자료에서 $\alpha = 0.025$ 일 때 정상치의 신뢰구간은 $\bar{X} - 1.96\sigma < \mu < \bar{X} + 1.96\sigma$ 이고 위 자료에 의하면 이상치에 대한 오탐률(전체오분류율)은 $0.025 \times \frac{5}{100} + 0.975 \times \frac{7}{100} = 0.069$ 이며,

그리고 탐지율은 $0.025 \times \frac{93}{100} + 0.975 \times \frac{95}{100} = 0.949$ 의 비율을 보였다.

본 논문에서 제안하는 통계 기반의 이상치 탐지 기법은 $\alpha = 0.025$ 일 때 이상 탐지 후보군을 만든다. 여기서 만들어진 이상 탐지 후보군은 과거 경험치를 표본으로 분석한 결과 오탐률이 6.9%일 때 탐지율은 94.9%의 비율을 보여준다. 제안된 이상치 탐지 기법은 AMI 데이터가 일정하게 전달되는 시간에 따라 어느 한 시점을 기준으로 해서 최적의 임계값을 구해서 데이터의 오탐률을 구할 수 있었다. 그러므로 제안된 통계 기반의 이상치 탐지 기법은 이상적인 이상 탐지 기법임을 나타낸다.

향후 연구 과제로는 다양한 이상치 탐지 기법을 분석하여 AMI 시스템에서 효율적인 이상치 탐지 방법에 대하여 연구한다. 그리고 전력망 네트워크 트래픽분석에 관한 이상 탐지에 관해서도 추후 연구하고자 한다.

참고문헌

[1] M.Arian, V.Soleimani, B.Abasgholi, H.Modaghegh, N.S.Gilani, "Advanced Metering Infrastructure System Architecture", Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), Exposition: Asia and Pacific, 2011 Digital Object Identifier: 10.1109/APPEEC.2011.5749031, Publication Year: 2011, Page(s):1-6

[2] V. Chandola, A. Banerjee, and V. Kumar, "Anomaly Detection: A Survey," ACM Computing Surveys, Volume. 41, No. 3, 2009.

[3] Aurobindo Sundaram, "An Introduction to Intrusion Detection," 2000.

[4] 성웅현, "응용 다변량 분석", 2005. 8. pp 274-283

VoIP 시스템에서 MOS 기반 패킷 결합 기법

정소이, 김진기, 이규환, 이성형, 김재현
아주대학교 전자공학과

e-mail : {sogloomy, kjkcop, lovejiyoon7, xaviersr and jkim}@ajou.ac.kr

Packet Aggregation Scheme considering MOS in VoIP Systems

So-Yi Jung, Jin-Ki Kim, Kyu-Hwan Lee, Sung-Hyung Lee and Jae-Hyun
Kim

School of Electrical and Computer Engineering
Ajou University

I. 서론

Abstract

This paper proposes a scheme for aggregating voice frames to reduce the VoIP overhead. To guarantee the voice quality of the aggregated voice frames, the proposed scheme considers aggregation delay and packet loss caused by the overflow of Jitter buffer. Performance analysis results show that the proposed scheme can improve the bandwidth efficiency because of the reduced VoIP overhead. The number of users that can be supported is increased by 351.36% when the VoIP system uses G.729a with 200ms of the Jitter buffer. Furthermore, the survey result shows that the voice quality in the VoIP system with the proposed scheme satisfies the recommended quality requirement defined in ITU-T. Therefore, the proposed scheme can efficiently reduce VoIP overheads without the degradation of the voice service quality.

※ 본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2013-(H0301-13-2003))

최근 Voice over Internet Protocol(VoIP)이 통신에서 중요한 서비스로 각광받고 있다. VoIP 시스템에서 기기들은 인터넷에 연결되어 음성 통화를 제공할 뿐만 아니라 문자 메시지나 파일 공유와 같은 서비스 이용이 가능하기 때문에 기존의 음성 전화 시스템을 빠르게 대체하고 있다[1]. 그러나 VoIP 시스템에서 음성 패킷의 경우 데이터의 크기가 상대적으로 프로토콜 헤더의 크기보다 작기 때문에 오버헤드로 인한 응용계층에서 대역폭 사용률이 낮다[2].

오버헤드를 줄이기 위해서는 두 가지 해결 방안이 있다. 하나는 헤더 압축이고 다른 하나는 응용계층에서의 음성 프레임 결합이다. Robust Header Compression(ROHC)과 같은 헤더 압축 기법은 프로토콜 헤더의 크기를 줄여준다[3]. 예를 들어 Internet protocol version 4(IPv4)의 경우 40 bytes의 Internet Protocol(IP)/User Datagram Protocol(UDP)/Real-time Transport Protocol(RTP) 헤더를 2 bytes로 압축해 수신측에 전달한다. 그러나 ROHC는 Media Access Control(MAC) 프로토콜 헤더를 압축하지 않기 때문에 응용계층에서의 패킷 결합이 ROHC보다 전체 헤더의 오버헤드를 더 많이 줄일 수 있다.

기본적인 패킷 결합은 몇 개의 음성 패킷들이 aggregator에서 결합되고 결합된 패킷에 하나의 헤더

손실은 음성품질에 영향을 주기 때문에 결합 지연과 결합에 의한 패킷 손실을 고려하는 것이 중요하다. 그러므로 본 논문에서는 결합 지연과 jitter 버퍼의 overflow에 의한 패킷 손실을 고려하여 음성 품질 저하 없이 VoIP의 오버 헤드를 줄이는 응용계층에서의 음성 패킷 결합 기법을 제안한다.

II. 본론

본 장에서는 음성 서비스의 품질 측정을 위한 E-model과 제시된 E-model을 사용하여 VoIP 트래픽의 오버헤드를 줄이기 위한 패킷 결합 기법을 제시하고 이를 위한 시스템 구조를 제안한다.

2.1 E-model

ITU-T P.800에 규정된 Mean Opinion Score(MOS)는 음성서비스 품질을 측정하는 대표적인 방법이다[6]. MOS는 1부터 5까지의 점수로 음성품질 만족도를 측정하는 방법으로, 1은 가장 낮은 품질을 5는 가장 높은 품질을 나타낸다. MOS 값 3.1은 최소 음성품질 요구값으로 3.1 이하로 값이 내려가면 많은 사용자들이 서비스에 불만을 느낀다. MOS를 직접 실험자로부터 측정하는 일은 복잡하고 시간과 비용이 많이 요구되기 때문에 음성 서비스 품질을 계산하는 방법으로 E-model이 제안되었다[7]. E-model 기반의 MOS 측정을 제대로 활용하기 위해서는 전송 품질인 R-factor 값이 필요하다. R-factor 값을 구하는 공식은 다음과 같이 표현된다[7].

$$R(I_s, I_d) = R_0 - I_s - I_c - I_d + A, \quad (1)$$

R_0 는 통화자가 있는 방안의 잡음 및 전화기 회선 잡음을 감안한 기본적인 신호 대 잡음 비를 나타내고, I_s 는 일반적인 회선 교환 네트워크에서 음성 신호 전송 경로 상에서 발생할 수 있는 모든 신호 손상을 포함한다. I_d 는 전송 경로 상의 단방향 지연에 의한 감쇄 요인을 의미하고, I_c 는 낮은 전송율을 가지는 코덱에 의한 손실과 전송 과정에서의 패킷 손실에 의한 감쇄를 말하고, A 는 보상값이다.

R-factor는 품질이 가장 나쁜 0부터 품질이 가장 좋은 100 사이의 값을 갖게 되고 60이 최소 음성품질 보장값이 된다. 산출된 R값을 이용해서 MOS를 추정하기 위해서는 다음의 식을 사용한다[7].

$$MOS = 1 + 0.035R + R(R - 60)(100 - R)7 \times 10^{-6}. \quad (2)$$

알고리즘 1. 최적의 패킷 결합 개수를 찾기 위한 로직

```

NAG = NM = J/T
LJ = (NAG - NM)/NI
DA = NI * T
Calculate R(LJ+LN, DA+DN)
If ( R(LJ+LN, DA+DN) ≥ Rmin ) then
    While ( R(LJ+LN, DA+DN) < Rmin)
        NAG = NAG+1
        Calculate LJ and DA
    end
    NAG = NAG-1
else
    While ( R(LJ+LN, DA+DN) < Rmin)
        NAG = NAG - 1
        Calculate LJ and DA
    end
    NAG = NAG
end if
    
```

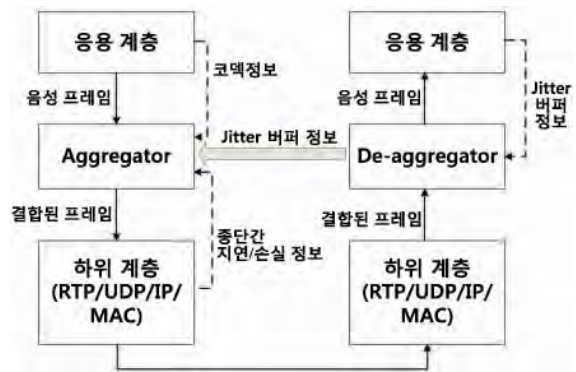


그림 1. 시스템 구조

2.2 제안하는 기법

알고리즘 1은 음성 프레임 결합 시 최적의 패킷 결합 개수를 찾기 위한 방법이다. Aggregator는 양단의 코덱, jitter 버퍼의 크기, 중단 간 지연시간, 손실에 관한 정보를 아래 계층으로부터 받아 알고 있다고 가정한다. 알고리즘 1에서 J 는 jitter 버퍼의 크기, T 는 패킷 생성 간격, L_J 는 jitter 버퍼에서 발생한 패킷 손실, L_N 은 네트워크에서 발생한 패킷 손실, D_A 는 결합 지연, D_N 은 네트워크 지연, R 은 R-factor에 대한 함수, R_{min} 은 R-factor의 최소 요구 값, N_M 은 jitter 버퍼에서 패킷 손실이 발생하지 않는 최대 패킷 결합 개수, N_{AG} 는 최적의 패킷 결합 개수를 나타낸다. 제안된 알고리즘에서 먼저 jitter 버퍼 크기와 패킷 생성 간격을 통해 N_M 을 얻게 되고 이때의 N_M 을 초기 N_{AG} 로

표 1. 성능 평가 환경

종류	실험환경
코덱	G.729a
VoIP 소프트웨어	OpenPhone
네트워크 시뮬레이터	OPNET SITL module
중단 간 지연	20ms
중단 간 손실	0%

설정한다. 그리고 L_j 와 D_A 를 계산해 이를 이용해 손실율과 지연에 관련된 R-factor값을 구하게 된다. 만약 R-factor가 R_{min} 보다 크면 R-factor가 R_{min} 보다 작아질 때까지 N_{AG} 를 증가시킨다. 반대로 R-factor가 R_{min} 보다 작으면 R-factor가 R_{min} 보다 커질 때까지 N_{AG} 를 감소시킨다.

2.3 시스템 구조

시스템 구조는 그림 1과 같다. 우선 송신 쪽의 aggregator는 응용 계층으로부터 자신이 가지고 있는 버퍼가 수용할 수 있을 만큼의 음성 프레임들을 받는다. Aggregator는 이렇게 받은 음성 프레임들을 하나의 결합된 프레임으로 전송하게 되는데, 이 때 결합한 개수를 N_{AG} 라고 정의한다. 수신 쪽에 있는 de-aggregator는 aggregator가 전송한 결합된 프레임들을 수신해서 원래의 음성 프레임으로 분해하는 역할을 한다. 음성품질은 주로 중단 간 지연과 패킷 손실에 의해 영향을 받는데, 이는 결합하는 개수에 따라 달라진다. 그러므로 de-aggregator는 aggregator에 응용 계층의 jitter 버퍼 정보를 보내준다. 또한 aggregator는 코덱과 중단 간 지연, 손실 정보가 필요한데 코덱 정보는 응용 계층으로부터 얻고, 중단 간 지연, 손실 정보는 하위 계층으로부터 얻는다.

III. 성능 평가

본 장에서는 제한한 패킷 결합 기법의 성능 평가를 위해, 실제 VoIP 트래픽을 생성하여 모의 실험을 수행한다.

3.1 성능 평가 환경

제안한 알고리즘의 성능을 평가를 위해 표 1과 같은 환경을 설정한다. 네트워크 시뮬레이터는 OPNET System-in-the-Loop(SITL) 모듈을 사용하고, 코덱은 G.729a, VoIP 소프트웨어는 OpenPhone을 사용한다. 또한 중단 간 지연을 20ms로 설정하고, 패킷 손실은 없다고 가정한다.

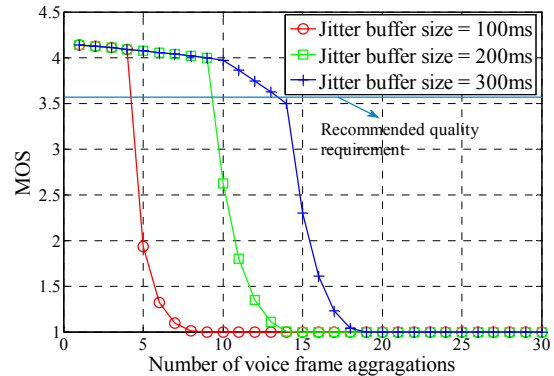


그림 2. jitter 버퍼 크기와 결합 개수에 따른 MOS

표 2. 각 방식의 필요 전송속도

환경	필요 전송속도(kbps)
기존의 VoIP 시스템	46.4
ROHC	31.2
결합방식	11.84
결합방식과 ROHC	10.28

3.2 최대 패킷 결합 개수

그림 2는 음성 패킷 결합 개수와 jitter 버퍼 크기에 따른 MOS 값을 나타낸다. jitter 버퍼 크기가 각각 100, 200, 300ms일 때 MOS 3.6을 만족하는 최대 패킷 결합 개수는 4, 9, 13이 된다. MOS 3.6은 ITU-T에서 권고한 음성 품질 값이다. 결과적으로 적은 수의 패킷 손실은 음성품질에 크게 영향을 주지 않기 때문에 최대 패킷 결합 개수는 N_M 과 거의 같아지게 된다.

3.3 감소된 오버헤드

n 개의 패킷 전송시, 패킷 결합이 없을 때는 n 개의 헤더와 n 개의 음성 프레임을 전송하게 되지만 패킷 결합을 하면 1개의 헤더에 n 개의 음성 프레임을 전송하게 된다. 그러므로 패킷 결합을 통해 음성 프레임을 전송하면 패킷 결합이 없는 경우와 비교해서 오버헤드가 감소된다. O_R 은 식 (3)과 같이 기존 패킷 크기와 비교해서 감소된 오버헤드 크기의 비율로 정의된다.

$$O_R = \frac{(N_{AG}-1)H}{N_{AG}(H+P)} \tag{3}$$

H 는 RTP, UDP, IP, 그리고 MAC 계층 헤더의 크기를 나타내고 P 는 음성 프레임의 페이로드 크기를 나타낸다. jitter 버퍼의 크기가 100, 200, 300ms일 때 O_R 은 각각 62.07%, 73.56%, 76.39%가 된다.

시스템 용량에 따른 사용자 수를 계산하기 위해서는 VoIP 사용자 1인당 필요한 전송속도 T 를 알아야 하는

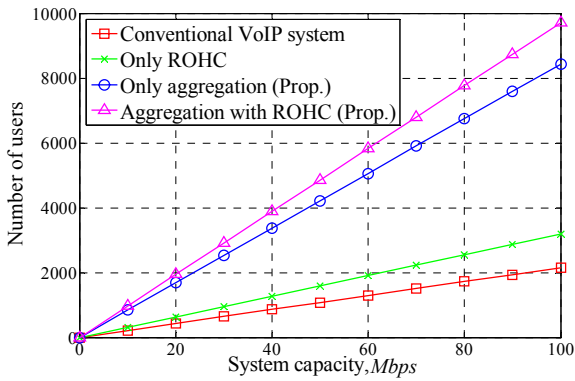


그림 3. 시스템 용량에 따른 사용자 수
(코덱 : G.729a, jitter 버퍼의 크기: 200ms)

표 3. 설문 결과

답변(MOS)	사람 수
매우 만족(4.3)	0
만족(4.0)	46
일부 사용자 불만족(3.6)	24
많은 사용자 불만족(3.1)	0
거의 모든 사용자 불만족(2.6)	0
평균 MOS	3.86

데, 이는 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$T = \frac{(H + P \times N_{AG}) \times 8}{I_F + N_{AG}} \quad (4)$$

I_F 는 음성 프레임의 발생 간격을 나타낸다. 표 2는 G.729a 코덱을 사용하고, jitter 버퍼의 크기가 200ms 일 때 필요 전송속도이다. 이를 이용해 시스템 용량 당 사용자 수를 나타내면 그림 3과 같은 그래프를 얻을 수 있다. ROHC 기법은 RTP, UDP, IP의 40 bytes 헤더를 2 bytes로 압축해주지만 MAC 헤더의 오버헤드는 압축하지 못한다. 반면에 제안된 패킷 결합 기법은 MAC 헤더까지 압축하기 때문에 VoIP 사용자 1인 당 필요 전송속도가 가장 낮은 것을 알 수 있다. 결과적으로 ROHC와 제안한 패킷 결합 기법을 동시에 사용하면 기존의 VoIP 시스템과 비교해서 약 351% 많은 사용자에게 서비스를 할 수 있다.

3.4 음성품질 입증

제안된 패킷 결합 기법이 음성 품질 저하를 초래하지 않음을 입증하기 위해서 직접 음성 품질 설문을 실시하였다. jitter 버퍼의 크기는 200ms를 사용하고 9개의 패킷을 결합해 전송한 음성을 수신 컴퓨터에서 녹음하여 아무런 정보가 없는 70명을 대상으로 실시하였다. 표 3은 설문 결과를 나타내며 평균 MOS 값은

3.86이 된다. 그러므로 본 논문에서 제안된 패킷 결합 기법은 음성 품질 기준을 만족하면서 VoIP 오버헤드를 감소하였다고 볼 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 VoIP 오버헤드를 줄이기 위한 음성 프레임 결합 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 결합 지연과 jitter 버퍼에서 발생하는 패킷 손실을 고려하였다. 성능 평가 결과 제안된 기법을 사용하면 VoIP의 오버헤드를 줄이는 동시에 동일한 시스템 용량에서 더 많은 수의 사용자를 지원할 수 있다. 뿐만 아니라 설문조사 결과에 의하면 제안된 기법의 음성 품질은 ITU-T의 권고 품질 요구에 만족함을 알 수 있다. 그러므로 제안된 패킷 결합 기법은 음성 품질의 저하 없이 VoIP의 헤더를 감소시켜 VoIP 서비스에 적합한 방식을 알 수 있다.

참고문헌

- [1] H. Kim and J. Lee, "Enhancing VoIP speech quality using combined playout control and signal reconstruction," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 58, pp. 562-569, 2012.
- [2] D. Niculescu, S. Ganguly, K. Kim, and R. Izmailov, "Performance of VoIP in a 802.11 Wireless Mesh Network," in *Proc. INFOCOM 2006*, Apr. 2006.
- [3] E. Piri, J. Pinola, F. Fitzek, and K. Pentikousis, "ROHC and aggregated VoIP over fixed WiMAX: An empirical evaluation," in *Proc. ISCC 2008*, Aug. 2008.
- [4] J. Hasegawa, H. Yomo, Y. Kondo, P. Davis, R. Suzuki, S. Obana, and K. Sakakibara, "Bidirectional Packet Aggregation and Coding for VoIP Transmission in Wireless Multi-Hop Networks," in *Proc. ICC 2009*, Jun. 2009.
- [5] A. Majeed and N. B. Abu-Ghazaleh, "Packet aggregation in multi-rate wireless LANs," in *Proc. SECON 2012*, Jun. 2012.
- [6] ITU-T Recommendation P.800, "Methods for subjective determination of transmission quality," 1998.
- [7] ITU-T Recommendation G.107, "The E-model: a computational model for use in transmission planning," 2012.

Low Complexity 및 Low Cost의 차량용 실시간 Ethernet 네트워크 제안 및 성능 분석

*황미나, 유인재, 정재환, 김수현, 박인철
KAIST 전기 및 전자공학과
e-mail : mnhwang.ics@gmail.com

Performance Evaluation of Low Complexity and Low Cost Automotive Real-Time Ethernet Network

*Mina Hwang, Injae Yoo, Jaehwan Jung, Suhyun Kim, In-Cheol Park
Department of Electrical Engineering
KAIST

Abstract

An automotive Ethernet network characterized by low complexity and low cost is proposed for an automotive control domain in this paper. Special topology is defined for low cost and the performance of this network is evaluated by conducting simulation. The characteristics of network are modeled on the CAN and FlexRay which are the widely used automotive networks. The performance related with the number of ECUs and the cycle time is evaluated by a real-time constraint of the control data in the car. In addition, the guideline is proposed for using the automotive Ethernet network.

I. 서론

차량 내 ECU(Electronic Control Unit)간의 통신을 위한 네트워크는 기능과 애플리케이션에 따라 구분되어 있다. 대표적인 차량용 네트워크로는 엔진 및 브레이크 등의 제어 및 control unit 사이의 데이터 전송을 위한 Control Area Network (CAN), FlexRay와 멀티

미디어 기기 간의 효율적인 통신을 위한 Media Oriented Systems Transport (MOST) 등이 있다. 따라서 현재 차량용 네트워크의 구성은 기능으로 구분된 네트워크들이 domain을 형성하며 gateway가 cross-domain 통신을 담당하는 heterogeneous network이다 [1].

현재 차량 내에 최대 70개의 ECU가 사용되며, 각 바퀴에 제어를 위한 ECU가 달려있는 In-wheel system과 같은 distributed embedded system로 바뀌는 경향에 따라 한 차량 내의 ECU의 수는 급격히 증가하는 추세이다 [2]. 하지만 기존의 차량용 네트워크는 이러한 경향에 비효율적이다. 왜냐하면 ECU의 수가 증가할수록 bandwidth 한계 때문에 불가피하게 네트워크 내의 domain 수와 함께 Gateway의 수도 증가하기 때문이다. 그 결과로 네트워크의 복잡성 및 비용 또한 증가할 것이다. 실제로 CAN의 경우 한 Domain을 형성하는데 사용 가능한 최대 노드 수는 16개, FlexRay의 경우 64개이다 [3]. 차량 내의 네트워크 복잡성으로 인한 wire의 무게, 네트워크 구성비용 등은 자동차의 무게 및 비용에 직결되는 사항이기 때문에 미래 자동차에 적합한 네트워크의 필요성이 대두되고 있다.

이에 대한 대안으로 모든 ECU 등의 장비를 하나로 통합할 수 있는 고속의 네트워크로써 Ethernet이 주목받고 있다. 이미 차량용 Ethernet 네트워크 연구 및 개발이 진행되고 있지만 대부분 high bandwidth traffic을 가정한 multimedia data을 위한 용도로 초점을 맞추고 있다 [4]. 하지만 control data는 안정성과

밀접한 연관이 있기 때문에 control domain을 위한 Ethernet 네트워크에 대한 연구 또한 중요하다.

따라서 본 논문에서는 CAN 및 FlexRay를 대체 가능한 control domain의 차량용 Ethernet 네트워크를 목적으로 한다. 또한 control data의 real-time constraint를 만족하며 최소한의 복잡성과 비용을 가지는 topology 제안하고 시뮬레이션 결과를 통해 성능을 분석하여 차량용 네트워크로써 사용을 위한 가이드 라인을 제시한다.

II. 본론

2.1 Simulation Assumption

시뮬레이션 결과에 앞서 차량 내 네트워크 modeling 위한 가정 및 data traffic의 특징들을 설명한다. Full-duplex switched Ethernet을 가정하고 있기 때문에 각 노드들이 virtually one-to-one mapping 되고 CSMA/CD 방식을 사용하지 않는다. 따라서 실시간성을 보장하기 위한 방법으로 적합하다. 또한 속도는 100Mbps Ethernet이다.

차량용 data traffic의 특징은 frame size와 각 ECU가 1초안에 얼마나 많은 traffic을 생성하는지에 대한 cycle time로 나타낼 수 있다. 이러한 특징들은 네트워크상의 traffic load와 밀접한 연관이 있기 때문에 네트워크 성능과도 큰 관련이 있다. 따라서 control data traffic을 modeling 하기 위해 기존 차량용 네트워크인 CAN과 FlexRay의 특징들을 시뮬레이션에 반영하였다. 먼저 control data traffic의 frame size는 high bandwidth를 특징으로 하는 multimedia data와 반대이다. CAN은 최대 8byte, FlexRay는 최대 256byte를 사이즈로 설정할 수 있지만 CAN data의 60%이상, FlexRay data의 77%이상이 8byte 이하의 frame size로 설정되어 있다 [5]. 따라서 시뮬레이션에선 Ethernet의 최소 frame size인 64byte로 설정하였다.

Cycle time의 경우 유동적인 값이지만 확률적으로 CAN은 전체 시뮬레이션 중 52% 이상, FlexRay는 82%이상이 100ms의 cycle time을 가지므로 시뮬레이션 또한 100ms(10packets/s)로 설정하였다 [5].

마지막으로 각 ECU가 생성한 frame의 목적지는 random하게 정해진다. 실제 차량 내의 ECU는 애플리케이션에 따라 한정된 목적지를 가질 것이다. 하지만 본 논문에선 Random한 목적지를 설정하여 가장 먼 거리의 ECU들의 통신도 가정한 worst case를 고려하였다.

2.2 Proposed Topology

가장 delay가 적은 네트워크 topology는 switch에 여러 노드들이 연결되어 있는 star topology라 예상해 볼 수 있다. 왜냐하면 switch가 가장 빠른 경로를 찾아 데이터를 보내주는 중재 역할을 하기 때문이다. 하지만 Ethernet의 경우 충분히 큰 bandwidth를 가지고 있고 control data traffic이 가장 최소한의 Ethernet frame size를 가지므로 ECU가 매우 많은 상황에서도 control data의 real-time constraint를 만족할 것이다. 따라서 이점을 이용하여 본 논문에서는 복잡성을 최소화 할 수 있는 가장 간단한 ring topology를 가정으로 차량용 Ethernet 네트워크 성능을 분석하였다. 추가로 비용을 최소화하기 위해 각 ECU에 연결되어야 할 switch를 없애고 그 기능을 MAC단에 추가 시키면서 가장 간단한 topology를 바탕으로 한 저비용의 네트워크를 구성하였다.

각 ECU는 2개의 port를 가지고 있으며 각 port는 바로 이웃한 ECU들과 연결 되어 있다. 이 때 입력 port와 출력 port는 정해져 있다. 입력 port로부터 frame을 받은 뒤 MAC단에서 frame의 destination address를 확인한 뒤 자신의 address와 다를 경우 출력 port로 해당 frame을 전송한다. 이웃한 ECU로부터 들어온 frame을 통과시키다가 destination address가 일치하는 frame만 상위 단으로 보낸다. frame이 항상 같은 방향으로 전송되므로 Unidirectional ring topology이다.

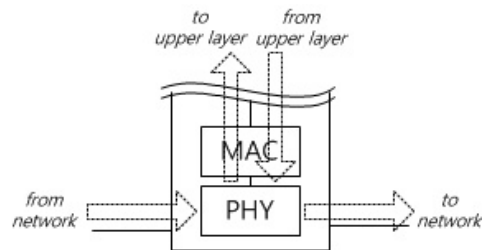


그림 1. Unidirectional Ring Topology 구현

III. 구현 및 시뮬레이션 결과

네트워크 시뮬레이터는 OMNeT++과 INET Framework 2.1을 사용하였다 [6]. 성능 분석의 metric은 차량 내 control data의 real-time constraint인 end-to-end delay이다. Control data는 반드시 특정 시간 내에 목적지 ECU로 전달되어야 안정성을 보장할 수 있기 때문에 end-to-end delay는 중요한 지표이다. 차량용 Ethernet 네트워크 관련 논문에서 control

data의 real-time constraint 기준을 10ms로 설정하므로 본 논문에서도 10ms의 end-to-end delay을 기준으로 성능을 평가하였다 [1]. Simulation assumption 및 제한한 topology를 바탕으로 한 시뮬레이션 시나리오와 결과는 아래와 같다.

3.1 Performance related with the number of ECUs

Unidirectional ring topology 상에서 ECU 수를 증가시키며 각 ECU의 max end-to-end delay 수치를 통해 경향을 분석하였다. 한 ECU에서 받은 frame들의 end-to-end delay 값 중 하나라도 10ms의 기준을 넘지 않아야 하기 때문에 max값을 고려하였다. 이를 통해 네트워크상의 ECU 수 증가에 따른 end-to-end delay 증가 경향과 10ms 기준을 만족하는 조건을 확인할 수 있다.

FlexRay의 최대 노드 수인 60부터 100, 120, 140, 150개의 ECU를 네트워크상에 연결하였다. 만약 100개의 ECU가 달린 경우라면 100개의 ECU에서 max end-to-end delay(총 100개)를 측정한 뒤 delay 값들의 분포를 확인하기 위해 평균 및 표준편차를 계산하였다. 그 결과는 아래의 표 1과 같다.

표 1. Max End-to-end Delay의 평균과 표준편차

	60 ECUs	80 ECUs	100 ECUs	120 ECUs	140 ECUs	150 ECUs
평균 (ms)	1.35	2.25	3.24	4.84	6.79	7.69
표준 편차 (ms)	0.19	0.43	0.61	0.85	1.11	1.56

그림 2의 분포를 살펴보면 ECU수가 증가할수록 max end-to-end delay의 평균과 표준편차가 동시에 증가하는 경향을 확인할 수 있다. 또한 normal distribution의 특성상 평균을 기준으로 3배의 표준편차의 범위의 값이 나올 확률이 99.7%이므로 이를 통해 ECU 수에 따른 max end-to-end delay의 수치적인 범위 또한 예상할 수 있다. 이는 표 2에 나타내었다. 140 개 이상의 ECU를 연결하면 10ms 기준을 만족하지 않는다는 것을 확인할 수 있다.

3.2 Performance related with the cycle time

Cycle time은 각 ECU가 frame을 전송하는 주기이며 cycle time이 짧을수록 네트워크상의 많은 frame으로 인해 end-to-end delay가 증가할 것이다. FlexRay의 최대 노드 수인 60개를 기준으로 cycle time을 증가에

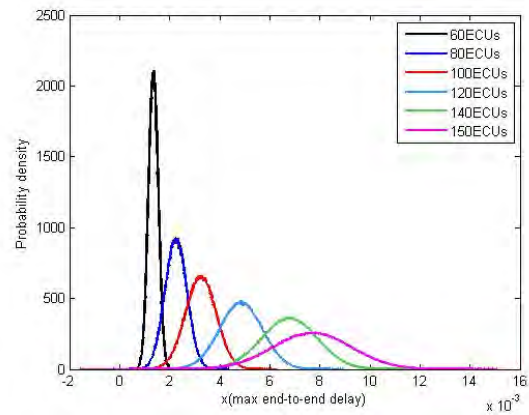


그림 2. Max End-to-end Delay의 Probability Density Function

표 2. Max End-to-end Delay Range

	Max End-to-end Delay Range
60 ECUs	(0.77ms,1.92ms)
80 ECUs	(0.95ms,3.55ms)
100 ECUs	(1.41ms,5.07ms)
120 ECUs	(2.29ms,7.39ms)
140 ECUs	(3.46ms,10.12ms)
150 ECUs	(3.01ms,12.37ms)

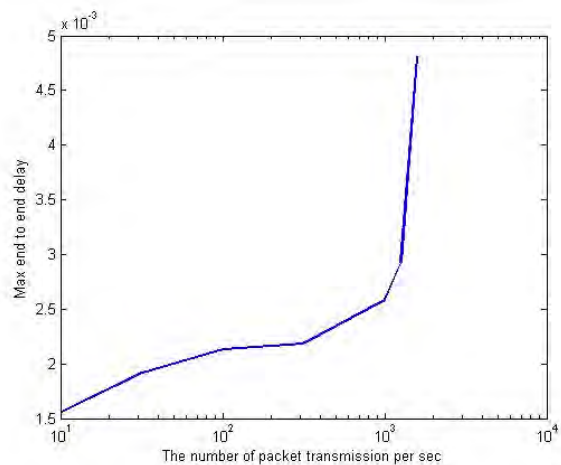


그림 3. Cycle time에 따른 Max End-to-end Delay 변화 (60 ECUs)

따른 max end-to-end delay를 통해 Ethernet 네트워크를 성능을 분석하였다. Cycle time은 100ms(10packets/s)부터 0.6ms(1585packets/s)까지 설정하였다. 결과는 그림 3과 같다.

1000packets/s 이상이 되면 max end-to-end delay가 급격히 증가한다. 1585packets/s의 경우

max end-to-end delay가 4.81ms로 10ms 기준을 만족한다. 하지만 급격히 변하는 경향으로 볼 때 이보다 짧은 cycle time은 10ms 기준을 만족한다는 보장이 없을 것이라 예상할 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

Control domain을 목적으로 한 차량용 Ethernet 네트워크를 시뮬레이션 결과를 통해 분석하였다. 통합된 고속의 Ethernet 네트워크를 이용하여 네트워크상의 복잡성을 줄일 수 있으며 뿐만 아니라 본 논문에선 하드웨어 비용을 최소화 할 수 있는 unidirectional ring topology을 제안하였다. 시뮬레이션 결과를 살펴보면 제안한 차량용 Ethernet 네트워크에서 ECU수는 140개 미만까지 control data의 real-time delay constraint 기준을 만족하였다. 이보다 더 큰 수의 ECU를 연결해야 할 경우 추가의 switch 등의 장치를 이용하여 hierarchical한 구조로 네트워크를 구성할 수 있을 것이다. 이는 여전히 control data의 real-time constraint를 만족하며 최소한의 장비를 이용한 네트워크이다. 또한 cycle time에 따른 성능을 제시하여 차량용 Ethernet 네트워크 구성 시 참고할 수 있는 가이드라인을 제시하였다.

본 논문의 결과를 바탕으로 복잡성과 하드웨어 비용을 최소화 한 unidirectional ring topology 지원할 수 있는 Ethernet MAC controller을 내장한 ECU 설계할 수 있다.

Acknowledgement

이 논문은 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. 2013006603)

참고문헌

- [1]J. Sommer, "Ethernet - A Survey on its Fields of Applications", in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, Vol. 12, NO. 2, Second Quarter 2010.
- [2]T. Steinbach, "Tomorrow's In-Car Interconnect? A Competitive Evaluation of IEEE 802.1 AVB and Time-Triggered Ethernet (AS6802)", in *VTC 2012-Fall*, 2012.
- [3]Fujitsu Microelectronics Co.,Ltd., "Next Generation Car Network-FlexRay", June 2006.

- [4]H. T. Lim, "Challenges in a Future IP/Ethernet-based In-Car Network for Real-Time Applications", in *Design Automation Conference(DAC)*, June 2011.
- [5]BMW Group, "Real-Time Communication in an IP/Ethernet-based In-Car Network", 2011.
- [6] www.omnetpp.org

전송 속도 향상을 위한 Log-Likelihood Ratio 압축 레벨 선택 알고리즘

*이해철, 강희구, 이재영, 이재학
 삼성전자 시스템 LSI Modem & Connectivity 개발팀
 e-mail : {haechul.lee, heegu.kang, jy07.lee, chaehag.yi}@samsung.com

Algorithm of Log-Likelihood Ratio Compression Level Selection to Improve Throughput

*Haechul Lee, Heegu Kang, Jaeyoung Lee, Chaehag Yi
 Modem & Connectivity Development Team, System LSI Business Division,
 Samsung Electronics Co.

Abstract

In Hybrid Automatic Repeat reQuest (HARQ) process for high data rate wireless communication system, Log Likelihood Ratio (LLR) data might be compressed due to HARQ memory limitation and this compression causes throughput degradation. To mitigate throughput degradation, we propose a LLR compression level selection algorithm. In the proposed algorithm, optimal LLR compression level is selected in order to maximize throughput and the final LLR compression level is decided by considering optimal and available LLR compression levels. Simulations based on an LTE system have shown that the proposed algorithm improves system throughput compared with the fixed LLR compression level method for various channel environment and scenarios.

I. 서론

Hybrid Automatic Repeat reQuest (HARQ)는 기존 ARQ에 오류 패킷을 활용하기 위한 채널 코딩을 추가하여 상위 계층의 시간지연 문제를 개선한 전송방식으로 HSPA 및 LTE 등의 이동 통신 표준에 사용된다 [1][2]. HARQ 동작시 이전에 수신한 오류 패킷을 Log Likelihood Ratio (LLR) 신호 형태로 저장해야 하며, 이동 통신의 전송 속도 증가에 따라 HARQ 메모리 크기가

가 증가하고 있다. HARQ 메모리의 증가를 최소화하기 위해 LLR 신호를 압축하여 HARQ 메모리에 저장한다.

LLR 압축에 의한 전송 속도 감소 등의 성능 열화를 최소화하면서 LLR bit수를 최소화하는 효율적인 LLR 압축 방법[3]에 대한 연구와, HARQ 메모리를 효율적으로 사용하기 위해 다양한 LLR 압축 레벨들 중에서 HARQ 메모리의 잔여 공간을 고려하여 LLR 압축 레벨을 결정하는 방법[4][5] 등에 대한 연구가 진행되었다.

본 논문에서는 LLR 압축에 의한 전송 속도 열화를 최소화하면서 HARQ 메모리를 효율적으로 사용하도록 하는 LLR 압축 레벨 선택 알고리즘을 제안한다.

2장에서는 최적의 LLR 압축 레벨을 결정하고 이를 가용 LLR 압축 레벨과 비교하여 최종 LLR 압축 레벨을 결정하는 알고리즘에 대해 설명한다. 3장에서는 제안한 알고리즘을 적용한 LTE 시뮬레이터를 구현하고, 시뮬레이션 결과를 고정 LLR 압축 레벨을 사용한 결과와 비교하여 제시한다. 4장에서는 결론과 향후 연구 방향에 대해 기술한다.

II. 본론

N개의 LLR 압축 레벨을 LLR 신호의 압축율이 높은 순으로 즉, 압축된 LLR 신호의 bit 수가 작은 순서대로 오름차순 정렬하고, k번째 LLR 압축 레벨을 CL_k 로 정의한다. 그리고 CL_k 의 값은 압축된 LLR 신호의 bit 수를 표현한다. CL_k 들의 집합을 S로 표현하면

$$S = \{CL_1, CL_2, \dots, CL_N\}$$

가 된다.

수신 신호의 Transport Block (TB) 크기, SNR, Channel Profile, Doppler Frequency 등에 따른 모델 성능으로 부터 전송 속도를 최대로 하는 LLR 압축 레벨들 중 최소의 LLR bit 수를 가지는 LLR 압축 레벨을 CL_{opt} 로 정의하고 다음과 같이 표현한다.

$$CL_{opt} = \min_{CL_k} (S_{MAX_Tput})$$

여기서, S_{MAX_Tput} 는 전송 속도를 최대로 하는 LLR 압축 레벨들의 집합으로 S 의 부분집합이다.

알고리즘 1은 최적의 LLR 압축 레벨 CL_{opt} 과 가용한 HARQ 메모리 용량을 고려하여 최종 LLR 압축 레벨 CL_{final} 을 결정하는 방법을 보여 준다. 최종 LLR 압축 레벨은 TB 단위로 결정된다.

알고리즘 1. 최종 LLR 압축 레벨 결정

Step 1. 현재 HARQ ID h 에서 가용한 HARQ 메모리 크기 (M_{avail})를 찾는다.

$$M_{avail} = M_{total} - \sum_{i=0}^{N_{HARQ_ID} - 1} \sum_{t=1}^{N_{TB}} (CL_{final}[i][t] \times N_{LLR}[i][t]) \quad (1)$$

여기서, i , t , M_{total} , N_{HARQ_ID} , N_{TB} , N_{LLR} 은 HARQ ID, TB index, 전체 HARQ 메모리 크기, 전체 HARQ ID 개수, TB 개수, LLR 개수를 나타낸다.

Step 2. 수신 신호의 TB 크기, SNR, Channel Profile, Doppler Frequency 등에 따른 모델 성능으로 부터 최적 LLR 압축 레벨 $CL_{opt}[h][t]$ 를 찾는다.

Step 3. M_{avail} 를 이용하여 가용 LLR 압축 레벨 $CL_{avail}[h]$ 를 찾는다.

$$CL_{avail}[h] = \max_{CL_k} \left(CL_k \leq \frac{M_{avail}}{\sum_{t=1}^{N_{TB}} N_{LLR}[h][t]} \right) \quad (2)$$

Step 4. $CL_{opt}[h][t]$ 와 $CL_{avail}[h]$ 를 이용하여 최종 LLR 압축 레벨인 $CL_{final}[h][t]$ 를 결정한다.

```

if  $\sum_{t=1}^{N_{TB}} CL_{opt}[h][t] \leq CL_{avail}[h]$ 
  for  $t = 1 : N_{TB}$ 
     $CL_{final}[h][t] = CL_{opt}[h][t]$ 
  end
else

```

$\sum_{t=1}^{N_{TB}} CL_{opt}[h][t] \leq CL_{avail}[h]$ 를 만족하도록 다음과 같이 $CL_{opt}[h][t]$ 를 조절한다.

- $N_{TB} = 1$ 인 경우, $CL_{final}[h][1] = CL_{avail}[h]$
- $N_{TB} \geq 2$ 인 경우,

```

while  $\left( \sum_{t=1}^{N_{TB}} CL_{opt}[h][t] > CL_{avail}[h] \right)$ 
  for  $t = 1 : N_{TB}$ 
    if  $CL_{opt}[h][t] \geq CL_1$ 

```

$CL_{opt}[h][t]$ 와 $CL_{opt-1}[h][t]$ 를 사용한 경우의 전송 속도 차이 $T_{diff}[t]$ 를 구한다.

```

end
end

```

$T_{diff}[t]$ 가 가장 작은 TB의 최적 LLR 압축 레벨 $CL_{opt}[h][t]$ 을 $CL_{opt-1}[h][t]$ 로 변경한다.

```

end
for  $t = 1 : N_{TB}$ 
   $CL_{final}[h][t] = CL_{opt}[h][t]$ 
end
end

```

end

식 (1)에서 M_{avail} 은 전체 HARQ 메모리 크기에서 현재 HARQ ID가 아닌 다른 HARQ ID들이 점유한 메모리 양을 차감한 값이 된다. 그리고 식 (2)의 CL_{avail} 은 M_{avail} 를 최대로 점유하는 가용 LLR 압축 레벨로, M_{avail} 를 전체 LLR 개수로 나눈 값 보다 작거나 같은 LLR 압축 레벨들 중 가장 큰 값이다. CL_{final} 은 Step 4에 의해 CL_{opt} 과 CL_{avail} 의 관계로부터 결정된 최종 LLR 압축 레벨이다.

제안한 알고리즘은 전송량을 근거로 하여 LLR 압축 레벨을 결정하므로 고정 LLR 압축 레벨을 사용하는 경우 보다 전송 속도를 향상시킬 수 있다. 예를 들어

$$\sum_{t=1}^{N_{TB}} CL_{final}[h][t] = \sum_{t=1}^{N_{TB}} CL_{opt}[h][t] < CL_{avail}[h]$$

를 만족하는 경우가 발생하면, 다음 HARQ ID에서 사용할 수 있는 HARQ 메모리 크기가 증가한다. 그 결과, 전송량을 최대로 하는 최적 LLR 압축 레벨을 최종 LLR 압축 레벨로 사용할 수 있는 가능성이 높아져서 전송 속도가 향상될 수 있다.

III. 구현

본 논문에서 제안하는 알고리즘의 효과를 보여주기 위하여, LTE 시뮬레이터를 구현하여 검증을 수행하였다. 구현한 시뮬레이터는 Modified Logarithmic 방법을 사용하여 LLR 신호를 2bit, 3bit, 4bit으로 압축하였고, 3bit의 LLR 압축 레벨을 기준으로 전체 HARQ 메모리 크기를 설정하였다.

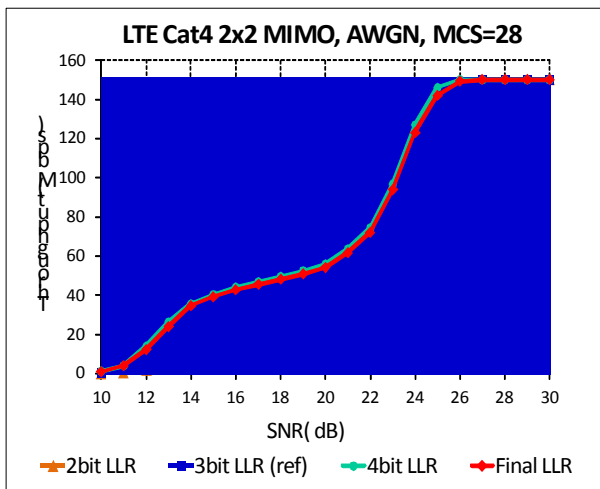


그림 1. AWGN 채널에서 LLR bit에 따른 전송 속도

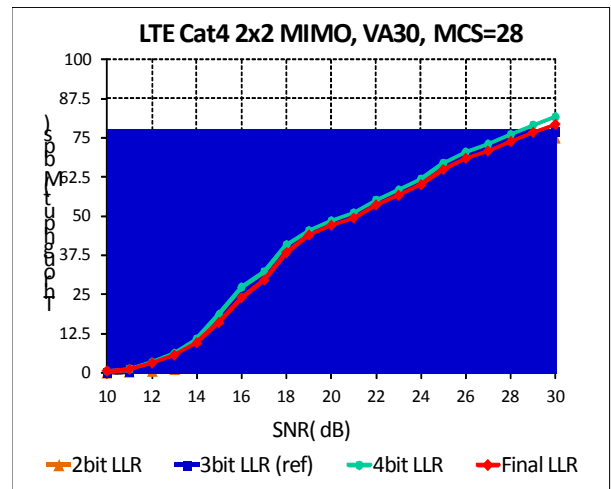


그림 3. VA30 채널에서 LLR bit에 따른 전송 속도

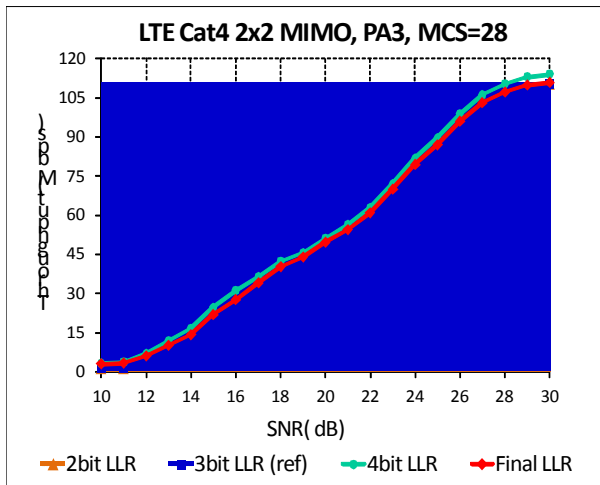


그림 2. PA3 채널에서 LLR bit에 따른 전송 속도

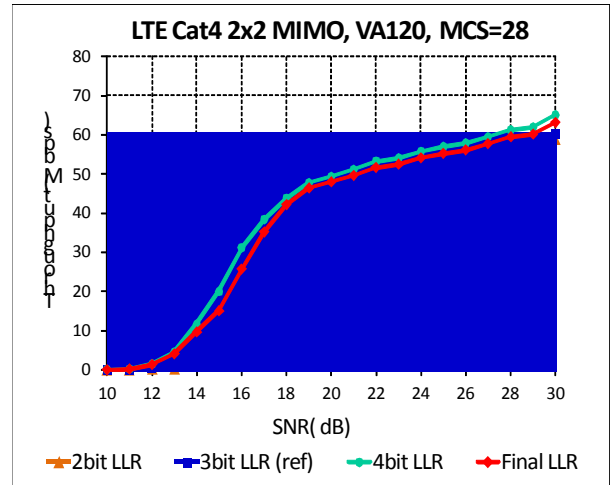


그림 4. VA120 채널에서 LLR bit에 따른 전송 속도

그리고 LTE Category4의 최대 Throughput인 150Mbps를 지원하도록 2x2 Open Loop Spatial Multiplexing MIMO 환경에서 Modulation Coding Scheme (MCS)를 28로 설정하였고 (TB size = 75376 bit), HARQ ID 개수는 8개, 최대 HARQ 재전송 회수를 4회로 설정하였다.

그림 1 ~ 그림 4는 각각 AWGN, PA3, VA30, VA120 채널 환경에서 LLR 압축 bit의 수가 2, 3, 4인 경우 SNR에 따른 평균 전송 속도를 보여준다. Final LLR은 최종 LLR 압축 레벨을 사용한 경우의 평균 전송 속도를 보여준다.

위의 결과로부터, 동일한 크기의 HARQ 메모리 사용시, Final LLR의 Throughput 성능이 3bit LLR의 Throughput 성능 보다 우수한 것을 확인할 수 있다. 하지만 HARQ 메모리를 추가적으로 사용하는 4bit LLR 성능 보다는 열세를 보인다.

그림 1 ~ 그림 4의 성능을 가지는 LTE 시뮬레이터를 이용하여 다양한 채널 환경에서 다음의 시나리오들로 시뮬레이션을 수행하였다. 그리고 3bit, 4bit의 고정 LLR 압축 레벨을 사용한 경우의 Throughput과 최종 LLR 압축 레벨을 사용한 경우의 Throughput을 비교하였다.

- ① 수신 신호의 SNR이 10dB에서 30dB로 증가하는 시나리오
- ② 수신 신호의 SNR이 평균 15dB, 분산 10dB의 Gaussian 분포를 가지는 시나리오
- ③ 수신 신호의 SNR이 평균 20dB, 분산 10dB의 Gaussian 분포를 가지는 시나리오

AWGN	Throughput (Mbps)		
	최종	3bit	4bit
①	75.84	72.33 (+4.85%)	76.03 (-0.25%)
②	34.44	31.77 (+8.40%)	34.50 (-0.17%)
③	66.68	62.58 (+6.55%)	66.75 (-0.10%)

표 1. AWGN 채널에서 시나리오에 따른 전송 속도

PA3	Throughput (Mbps)		
	최종	3bit	4bit
①	53.87	50.12 (+7.48%)	54.43 (-1.04%)
②	23.35	19.12 (+22.12%)	24.42 (-4.58%)
③	52.06	47.14 (+10.44%)	52.22 (-0.31%)

표 2. PA3 채널에서 시나리오에 따른 전송 속도

VA30	Throughput (Mbps)		
	최종	3bit	4bit
①	41.51	38.04 (+9.12%)	41.94 (-1.04%)
②	19.16	14.08 (+36.08%)	20.07 (-4.75%)
③	44.57	39.73 (+12.18%)	44.65 (-0.18%)

표 3. VA30 채널에서 시나리오에 따른 전송 속도

VA120	Throughput (Mbps)		
	최종	3bit	4bit
①	37.69	34.53 (+9.15%)	38.34 (-1.72%)
②	20.36	14.61 (+39.36%)	21.48 (-5.50%)
③	44.53	40.26 (+10.61%)	44.57 (-0.09%)

표 4. VA120 채널에서 시나리오에 따른 전송 속도

표 1 ~ 표 4의 시뮬레이션 결과, 최종 LLR 압축 레벨을 사용하면 3bit 고정 LLR 압축 레벨을 사용하는 경우 보다 전송 속도를 최소 7.48%에서 최대 39.36% 까지 향상시킬 수 있음을 확인하였다.

PA3, VA30, VA120의 Multi-Path Fading 환경은 AWGN 환경 보다 LLR 압축 레벨의 차이, 즉 LLR bit 수의 차이에 의한 전송 성능의 차이가 상대적으로 크게 발생한다. 이로 인해 제안한 알고리즘에 의한 전송 속도 향상이 AWGN 환경 보다 Multi-Path Fading 환경에서 상대적으로 높음을 확인할 수 있다.

최종 LLR 압축 레벨을 사용한 경우와 4bit 고정 LLR 압축 레벨을 사용하는 경우의 전송 속도를 비교하면, Multi-Path Fading 환경의 시나리오 ②에서 4.58%에서 5.50%까지의 전송 속도 열세가 나타나지만, 그 외의 시나리오에서는 1.72% 이하의 성능 열세만 발생

한다.

시뮬레이션 결과로부터 동일한 크기의 HARQ 메모리를 사용하여 본 논문에서 제시한 알고리즘을 적용하면 기존의 고정 LLR 압축 레벨을 사용하는 방식 보다 전송 속도를 향상시킬 수 있음을 확인하였다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 HARQ 메모리에 저장되는 LLR 신호의 압축에 의한 성능 열화를 최소화하는 LLR 압축 레벨 선택 알고리즘을 제안하였다. LTE 시뮬레이션을 통하여 HARQ 메모리가 동일한 경우 고정 LLR 압축 레벨을 사용하는 방법 보다 제안한 알고리즘을 적용하여 전송 속도를 향상시킬 수 있음을 확인하였다. 제안한 방법은 증가되는 성능 향상에 비하여 구현 복잡도가 낮고 추가되는 회로가 작은 경제적 기술로서, 상용 모델에 적용이 가능하다.

본 논문에서 제안한 알고리즘을 적용하여 고정 LLR 압축 레벨을 사용하는 방식의 성능을 유지하면서 HARQ 메모리 크기를 줄이는 방안에 대한 연구를 진행할 계획이다.

참고문헌

[1] 3GPP TS 25.211, "Physical Channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD)" (Rel.11), Dec. 2012.
 [2] 3GPP TS 36.211, "Physical Channels and Modulation" (Rel.11), Dec. 2012.
 [3] Matteo Danieli 외, "Maximum mutual information vector quantization of log-likelihood ratios for memory efficient HARQ implementations", IEEE Data Compression Conference, 2010
 [4] Hyun-Sang Cho 외, "Method and apparatus for combining hybrid automatic repeat request data in wireless communication system", US8291278 B2, Oct. 2012.
 [5] Kari Tapio Majonen 외, "Adaptive Control for efficient HARQ memory usage", US20120331241 A1, Dec. 2012.

Hadamard 변환을 이용한 IEEE 802.15.4 성능 개선

*Ifa Fatihah, Thomhert Suprpto Siadari, 신수용
금오공과대학교

e-mail : ifa_fatihah@kumoh.ac.kr, thomhert@kumoh.ac.kr, wdragon@kumoh.ac.kr

Performance Improvement of IEEE 802.15.4 using Hadamard Transform

*Thomhert Suprpto Siadari, Ifa Fatihah, Soo Young Shin
School of Electronic Engineering
Kumoh National Institute of Technology

Abstract

This paper proposed an applied Hadamard transform on IEEE 802.15.4 SISO (Single Input Single Output) system, for the purpose of improving the BER (Bit Error Rate) performance. This applied Hadamard transform is used to modify the output of OQPSK (Offset Quadrature Phase-shift Keying) modulation. The simulation result shows that applied Hadamard transform improves BER performance of IEEE 802.15.4.

I. INTRODUCTION

IEEE 802.15.4 Low Rate Wireless Personal Area Network (LR-WPAN) is a network designed for low-power, low-cost, and short-range wireless communications among inexpensive fixed, portable and moving devices [1], [2], [3]. This standard focuses on home and industrial automation and it is specified for high level communication protocols using low-power digital radios for LR-WPANs. One of the major problems of IEEE 802.15.4 is the error-prone performance in harsh environment such as industrial applications. Many techniques are used to

overcome this problem such as increasing the transmit power, however it cannot be a solution due to the limitation of maximum transmit power and power-hungry operation of transmission will shorten the battery lifetime.

The advance of hardware technology allows more signal processing functionality to be integrated into a single chip. It has made wireless sensor network devices become smaller and more complex, but still manage the ability to preserve low power consumption.

OQPSK (Offset Quadrature Phase-shift Keying) can be used to achieve high power efficiency, high data rate and low bit error rate (BER) performance [4], which is default modulation method for IEEE 802.15.4.

By the way, a well-known code used in communication system is Hadamard transform [5]. In [6], Hadamard codes improved BER performance by mapping a set of symbols with a Gaussian-like distribution to a 2-D constellation. Hence, the performance is improved when transmission occurs over Rayleigh fading channels. The proposed system in [6] provides excellent robustness to fading without the use of

common diversity schemes employed in M-ary signaling systems.

In this paper, we propose Hadamard transform on IEEE 802.15.4 SISO system under OQPSK modulation scheme to improve the BER performance. The BER performance of combining OQPSK and Hadamard transform is compared to original OQPSK. The Hadamard transform is aimed to modify the output of OQPSK modulation to obtain new constellation points. The new constellation points affect the real and imaginary value of the signal information. By doing so, we can combine two symbols of output modulation into one new symbol to be transmitted. In this case, the advantage is by using the same power, we could obtain better BER performance.

The rest of this paper is organized as follows: section II presents the system model, section III describes the simulation results and finally the conclusion is drawn in section IV.

II. MODELING

An output symbol of certain modulation is comprised by a complex signal $c = p + iq$, where p is real and q is imaginary value, respectively. This output modulation is the input of Hadamard transform since we add this block into the system as illustrated in Figure 1. The figure explains that there are spreader, modulator, Hadamard transform at transmitter. On the receiver side, the first is translated by the demodulator and then continuing to de-spreader.

2.1 System Model

Our proposed approach of applying Hadamard transform on IEEE 802.15.4 will be described in this subsection. Assume that a random integer generator generates a number of samples at transmitter. Those samples are processed as input to the spreader block, which is the requirement of PHY layer of IEEE 802.15.4. According to [7], it spreads every 4 bits data symbol into 32 sequences for the 2.4 GHz model

while for the 868/915 MHz model it spreads every 1 bit input into 16 sequences. Then those integers are taken as input to the OQPSK modulation block. The output is then encoded to be transmitted through antenna. For interference, we add additive Gaussian noise block to the encoded stream as interference that experienced while transmission on progress.

Considering the receiver side, OQPSK modulation supports both 16 and 32 sequences for the received data. Those sequences are sent to the de-spreader which is converted back to an integer, contain 4 bits symbol. Those 4 bits are compared with the original one and the BER is calculated.

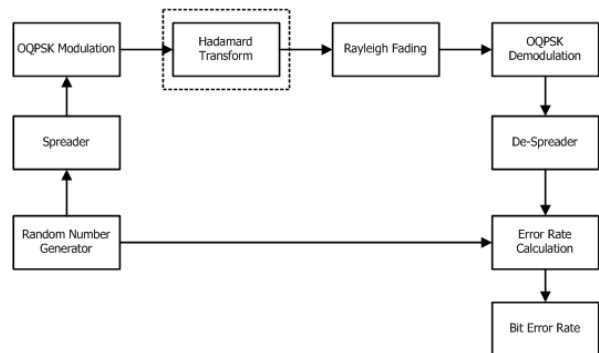


Figure 1: System Model

The received sequences data are de-spreading into 1 bit symbol. The result then is compared with the original one to calculate the BER.

2.3 Hadamard Transform

The Hadamard transform generally can be expressed as below:

$$y = Hx \leftrightarrow x = Hy, \quad (1)$$

where H is Hadamard matrix, \mathbf{x} and \mathbf{y} are input and output matrix, respectively. By multiplying a matrix \mathbf{x} into Hadamard matrix in Equation (1), matrix \mathbf{y} is yielded, and the recovery of the original matrix is possible if the matrix \mathbf{x} is multiplied back to Hadamard matrix. The

Hadamard matrix has mutually orthogonal in its rows meaning that every two different rows represents two perpendicular vectors. Hadamard transform employs $2n$ length code on its matrix where n is an integer value. The square form of Hadamard matrix could be formulated as below:

$$H_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, H_m = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} H_{m-1} & H_{m-1} \\ H_{m-1} & -H_{m-1} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

In this Hadamard transform, assuming we have \mathbf{c} as the signal points from the complex constellation such as PSK or QAM. Hence, the Hadamard transform yields in:

$$\bar{\mathbf{s}} = H_n \bar{\mathbf{c}}; \bar{\mathbf{c}} = [c_1 \quad c_2]^T \quad (3)$$

where H is the square Hadamard matrix.

2.4 System Integration

From Equation (2), if H and $\bar{\mathbf{c}}$ are given, the X_n that is a result of multiplying H and $\bar{\mathbf{c}}$ can be obtained as:

$$\begin{aligned} X_n &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} c_1 + c_2 \\ c_1 - c_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

Since in this paper we employ the OQPSK modulation, it is known that there are four possible yielded complex points. By processing those points using Hadamard transform as in Equation (4), combinations of new points in Table 1 could be obtained. Those new constellation points are transmitted through the antenna.

c_1	c_2	$c_1 + c_2$	$c_1 - c_2$
00	00	-1-i	0
00	01	-1	-i
00	11	-i	-1
00	10	-1	-i
01	00	-1	0

01	01	0	i
01	11	0	-1+i
01	10	1	-1
10	00	0	2+i
10	01	1	1
10	11	-i	0
10	10	1	-i
11	00	-1	1
11	01	0	1-i
11	11	1	-i
11	10	1-1	0

Table I: New Constellation Points

III. SIMULATION RESULT

The performance of the proposed scheme is evaluated via simulations using Matlab. Rayleigh fading channel is assumed in this paper. We consider BER performance as the performance metric and antenna configuration is assumed as conventional SISO IEEE 802.15.4 transceiver. For better explanation, the proposed scheme is the applied Hadamard transform on IEEE 802.15.4 while the original scheme is conventional SISO IEEE 802.15.4.

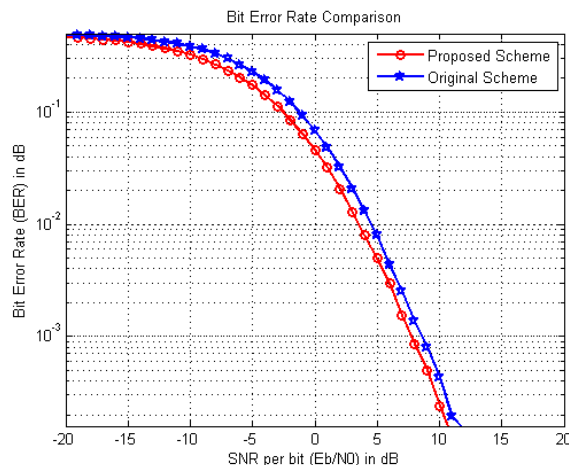


Figure 2: Bit Error Rate Comparison of SISO and Hadamard

Based on the simulation result in Figure 2, it can be seen that Hadamard transform improves the BER performance of OQPSK wireless transmission because it has lower BER compared to SISO system without applied Hadamard

transform. It is because the new constellation points affect the real and imaginary value of the signal information. The two symbols of output modulation are combined into one new symbol to be transmitted.

In details, at $E_b/N_0 = 10$ dB, SISO gives value of 8.0×10^{-4} while the proposed scheme yields 5.025×10^{-4} . The proposed scheme outperforms original scheme of IEEE 802.15.4 SISO system.

IV. CONCLUSION

This paper proposes a study to apply Hadamard transform on IEEE 802.15.4 SISO system, for the purpose of improving the BER performance. Simulation is conducted by using Matlab in the OQPSK modulation for the transmission of the SISO antenna system. The conventional approach of IEEE 802.15.4 SISO and Hadamard transform SISO are used as comparison. The simulation result shows that applied Hadamard transform on IEEE 802.15.4 with SISO system improves the BER performance of IEEE 802.15.4 with the same power.

V. ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by National Research Foundation of Korea (NRF) under grant No. 2012R1A1A1009442.

REFERENCES

- [1] J. Gutierrez, M. Naeve, E. Callaway, M. Bourgeois, V. Mitter, and B. Heile, "IEEE 802.15.4: a developing standard for low-power low-cost wireless personal area networks," *IEEE Network*, Vol. 15, no. 5, Sept. 2001, pp. 12-19.
- [2] "IEEE standard for information technology - local and metropolitan area networks-specific requirements- part 15.4: Wireless medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications for low rate wireless personal area networks (wpans)," IEEE Std 802.15.4-2006 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2003), Sept. 7 2006, pp. 1-320.
- [3] Rafidah, Othman, Wan and Shukri, "Implementation of IEEE 802.15.4-Based OQPSK-Pulse-Shaping Block on FPGA," in *ICCAIE 2011*, pp. 459-464.
- [4] K. Jain, E. Nagrath, A. Jaiswal, S. Mishra and S. Shukla, "Performance of OQPSK as A Modulation Scheme using AWGN Channel for CDMA System," in *VSRD-IJEECE*, Vol. 1 (2), 2011, pp. 72-82.
- [5] M. Alnuaimi, K. Shuaib, and I. Jawhar, "Performance evaluation of IEEE 802.15.4 physical layer using matlab/simulink," in *Innovations in Information Technology*, Nov. 2006, pp. 1-5.
- [6] M. Magana, W. Moranvil, and H. Liu, "A communication system based on walsh-hadamard codes and constellations for fading environments," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 3, pp. 1596-1605, may 2008.
- [7] A. Iossifides, "Optimum detection of walsh-hadamard multiplexed antipodal signals over rayleigh fading channels," in *Telecommunications (ICT), 2011 18th International Conference on*, May 2011, pp. 282-287.

이종 네트워크를 위한 셀간 간섭 조정 및 사용자 스케줄링의 결합 기법

*박진현, 이재홍
서울대학교 전기정보공학부
e-mail : jinhyunpark@snu.ac.kr, jhlee@snu.ac.kr

Joint Inter-cell Interference Coordination and User Scheduling for Heterogeneous Networks

*Jinhyun Park, Jae Hong Lee
Department of Electrical and Computer Engineering, INMC
Seoul National University

Abstract

Heterogeneous network (HetNet) is a network consisting of macrocells overlaid with small cells. In HetNet, the interference from macrocell to small cell users is a big problem and enhanced inter-cell interference coordination (eICIC) is needed to mitigate the interference. This paper proposes a joint eICIC and user scheduling algorithm for HetNet to maximize the total throughput. Simulation results show that the proposed algorithm achieves higher total throughput than the throughput with conventional algorithms.

I. 서론

매크로셀(macrocell)로 구성된 이동통신 네트워크의 데이터 전송률을 높이는 방법으로서 기존 네트워크에 소형셀을 추가하는 방법이 논의되고 있으며, 이와 같은 네트워크를 이종 네트워크(heterogeneous network)라고 한다. 이종 네트워크에서는 대형셀과 소형셀이 보통 동일한 주파수를 사용하며, 따라서 셀 경계에 위치한 소형셀 사용자는 대형셀 기지국(macrocell base station: MBS)으로부터 큰 간섭을 겪는다. 이러한 간섭을 줄이기 위해 3GPP에서

는 셀간 간섭 조정 기법(enhanced inter-cell interference coordination: eICIC)을 소개하였다 [1].

간섭 조정 기법에서는 대형 기지국이 프레임(frame)안의 특정 서브프레임(subframe)에서 데이터를 전송하지 않도록 하여 해당 서브프레임에서 소형셀 사용자가 받는 간섭의 크기를 줄인다. 이와 같은 서브프레임을 ABS(almost blank subframe)라고 부른다. 한 프레임 안에서 선택되는 ABS 수의 최적값은 해당 프레임에서 소형셀 기지국이 어떤 사용자를 스케줄링하는지에 따라 달라진다. 만일 특정 프레임에서 소형셀 기지국이 다수의 셀 경계 사용자를 스케줄링한다면 해당 프레임에서 ABS 수의 최적값은 클 것이다. 따라서 이종 네트워크에서는 ABS 지정과 사용자 스케줄링을 함께 다루는 것이 유리하지만, 기존의 이종 네트워크 관련 연구에서는 ABS 지정과 사용자 스케줄링을 독립적으로 다루어 왔다 [2], [3].

본 논문에서는 이종 네트워크에서 셀간 간섭 조정을 위해 ABS를 지정하는 동시에 각 셀의 사용자를 스케줄링하는 새로운 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘에서는 전체 처리율(total throughput)을 최대화시키기 위한 최적의 ABS 조건 및 각 서브프레임에 스케줄링할 사용자를 선택한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2 절에서는 시스템 모델을 설정하고 알고리즘을 제안한다. 3 절에서는 제안된 알고리즘의 성능을 컴퓨터 모의실험을 통해서 확인한다. 마지막으로 4절에서는 본 논문에 대한 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델 및 알고리즘

본 논문에서는 I 개의 매크로셀과 J 개의 피코셀(picocell)이 혼재되어 있는 하향링크(downlink) 이중 네트워크를 고려한다. 매크로셀과 피코셀 중앙에는 매크로셀 기지국과 피코셀 기지국(picocell base station: PBS)이 각각 존재한다. 모든 기지국은 서로 연결된 유선 백홀(backhaul)을 통해 서로 통신할 수 있다.

네트워크에 K 명의 사용자가 분포한다고 가정한다. 각 사용자는 각 기지국으로부터의 평균 수신 신호 세기(average received signal strength)를 측정 후 각 기지국별 고유의 바이어스(bias)를 더한다. 사용자는 바이어스가 더해진 평균 수신 신호 세기를 최대화하는 기지국과 결합(association)한다.

각 기지국은 프레임을 L 개의 서브프레임으로 나누고 각 서브프레임에 자신과 결합한 사용자의 데이터를 스케줄링한다. 네트워크의 주파수 재사용률이 1이라고 가정하면, 한 셀에서 스케줄된 사용자는 다른 셀의 기지국으로부터 동일 채널 간섭(co-channel interference)을 겪는다. 매크로셀 기지국은 이 간섭을 줄이기 위해 ABS를 지정한다. 프레임 내 ABS의 패턴은 각 매크로셀 기지국마다 다를 수 있다. 피코셀 기지국은 프레임 내에 ABS를 지정하지 않는다.

I 개의 이진 값을 성분으로 갖는 2^I 개의 벡터를 각각 $\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_{2^I}$ 로 표기하자. 이들 벡터를 ABS 후보 벡터(ABS candidate vector)로 명명한다. 각 서브프레임마다 ABS 후보 벡터 중 하나가 ABS 표시 벡터(ABS indicator vector)가 되며 이 벡터는 각 매크로셀 기지국이 해당 서브프레임을 ABS로 지정하였는지의 여부를 가리킨다. 서브프레임 l 의 ABS 표시 벡터를 $\delta^{(l)} = [\delta_1^{(l)}, \delta_2^{(l)}, \dots, \delta_{2^I}^{(l)}]$ 로 표기하자. 만일 $\delta_i^{(l)} = 1$ 이면, 매크로셀 기지국 i 는 서브프레임 l 을 ABS로 지정한다. 만일 $\delta_i^{(l)} = 0$ 이면, 매크로셀 기지국 i 는 서브프레임 l 을 ABS로 지정하지 않는다.

각 기지국은 스케줄된 사용자에게 데이터를 전송하기 위한 MCS(modulation and coding scheme) 단계를 정하는데, 이를 위해서는 스케줄된 사용자의 수신 SINR 값을 알아야 한다. 스케줄된 사용자의 모든 ABS 후보 벡터에 대한 수신 SINR 값은 모두 다르다고 가정하자. 현재의 eICIC 사양에서는 기지국에서 두 ABS 후보 벡터에 대한 수신 SINR 값만을 알며, 나머지 ABS 후보 벡터에 대한 수신 SINR 값은 알 수 없다 [4].

만일 기지국이 스케줄된 사용자 k 의 주어진 ABS 표시 벡터에 대한 수신 SINR 값을 모른다면, 기지국은 모든 MCS 단계에 대한 k 의 블록 오류(block error rate: BLER)를 계산한 뒤 BLER 목표치를 만족하는 최대 MCS 단계 m^* 로 데이터를 전송한다. 사용자 k 의 예상 처리율은 $\eta_k = \overline{P_{k,m^*}} R_{m^*}$ 로 주어지며, 여기서 $\overline{P_{k,m^*}}$ 은 계산된 블록 오류, R_{m^*} 는 MCS 단계 m^* 의 효율(efficiency)을 가리킨다.

제안된 알고리즘의 목적은 한 프레임에 스케줄된 모든 셀 사용자의 예상 처리율의 합을 최대화하는 것이다. 이를 위해, 우선 해당 프레임의 L 개의 서브프레임 각각에 대해 ABS 표시 벡터를 설정한다. 다음으로 각 기지국은 ABS로 표시되지 않은 서브프레임에 셀 예상 처리율의 합을 최대화하는 사용자를 헝가리안 알고리즘(Hungarian algorithm)을 통해 스케줄링한다. 위의 두 과정은 L 개의 서브프레임에 ABS 표시 벡터를 설정하는 가능한 모든 가짓수만큼 반복되어 예상 처리율의 합을 최대화하는 서브프레임별 ABS 표시 벡터 및 스케줄링될 사용자를 선택한다.

III. 컴퓨터 모의실험

컴퓨터 모의실험에서는 매크로셀의 수 $I=3$ 으로 설정하였다. 기지국과 사용자의 결합 시 사용되는 바이어스는 매크로셀 기지국에는 0 dB, 피코셀 기지국에는 16 dB로 설정하였다. 기지국과 단말기 간의 채널은 레일레이 페이딩 채널로 설정하였으며, 전송 전력, 기지국간 거리, 경로손실 계수는 3GPP에서 설정한 값을 사용하였다 [5].

그림 1에서는 네트워크의 평균 사용자 수에 대한 제안 기법과 기존 기법의 전체 처리율을 보인다. 제안된 기법이 기존 기법에 비해 더 높은 전체 처리율을 달성함을 확인한다. 또한 피코셀의 수 $J=3$ 일 때 제안된 기법과 기존 기법간의 처리율 격차보다 $J=12$ 일 때 처리율 격차가 더 큼을 확인한다.

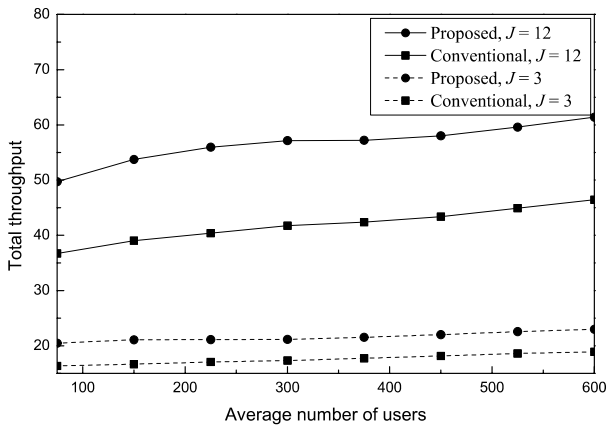


그림 1. 네트워크의 평균 사용자 수에 대한 전체 처리율

IV. 결론

본 논문에서는 이중 네트워크를 위한 셀간 간섭 조정 및 사용자 스케줄링의 결합 기법을 제안하였다. 제안된 기법에서는 전체 처리율을 최대화하기 위해 프레임별로 각 매크로셀 기지국의 ABS 조건 및 각 기지국이 스케줄링할 사용자를 설정한다. 컴퓨터 모의실험을 통해 제안된 기법이 기존 기법에 비해 전체 처리율 측면에서 우수함을 확인하였다.

감사의 글

이 논문은 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업 임 (No. 2009-0083495, 2011-0017437)

참고문헌

[1] 3GPP TS 36.300, “Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA) and evolved universal terrestrial radio access network (E-UTRAN); Overall description; Stage 2 (Release 10),” V10.9.0, Dec. 2012.

[2] A. Weber and O. Stanze, “Scheduling strategies for HetNets using eICIC,” in *Proc. IEEE ICC 2012*, Ottawa, Canada, June 2012.

[3] S. Deb, P. Monogioudis, J. Miernik, and J. P. Seymour, “Algorithms for enhanced inter-cell interference coordination (eICIC) in LTE HetNets,” *IEEE/ACM Trans. Netw.*, to be published.

[4] S. Sesia, I. Toufik, and M. Baker, *LTE-The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice*, 2/e. Wiley, 2011.

[5] 3GPP, “Evolved universal terrestrial radio access(E-UTRA); further advancements for E-UTRA physical layer aspects (TR 36.814),” Mar. 2010.

하이브리드 프로토콜을 이용한 양방향 중계 네트워크의 불능 확률 성능 분석

*권영훈, 이재홍
서울대학교 전기정보공학부 뉴미디어통신공동연구소
e-mail : yhkwon@snu.ac.kr

Outage probability analysis of two-way relay network By using hybrid protocol

*Younghoon Kwon, Jae Hong Lee
Department of Electrical and Computer Engineering, INMC,
Seoul National University

Abstract

In this paper, the outage performance for the two-way relay network by using hybrid protocol is analyzed. The relay uses amplify-and-forward or decode-and-forward protocol adaptively based on the channel condition. It is shown that proposed scheme improves the outage performance.

중계기가 존재할 때, 어떻게 중계기를 선택할 것인지와 이에 따른 성능분석은 이루어지지 않았다.

본 논문에서는 다이버시티 효과 증가를 위한 다중 중계기가 존재하는 양방향 중계 네트워크를 제안하고 이러한 환경에서의 불능 확률을 분석한다. 또한 모의 실험을 통하여 성능을 확인해본다.

I. 서론

단방향 중계네트워크에서 가지고 있는 효율성 문제를 해결하기 위하여, 중계기에서 중첩 부호화(superposition coding)를 적용하는 양방향 중계네트워크에 대한 연구가 최근에 많이 이루어지고 있다.

[1]에서는 양방향 중계네트워크에서의 증폭 후 전송(Amplify and forward)과 복호 후 전송(Decode and forward)에 대한 프로토콜을 중계기가 각각 사용할 때, 전송률이 분석되었다. [2]에서는 단방향 중계네트워크에서의 하이브리드 프로토콜이, [3]에서는 양방향 네트워크에서 채널 상황에 따른 하이브리드 중계 프로토콜이 소개되었고 이에 따른 불능확률 분석이 이루어졌다. 그러나 기존의 하이브리드 프로토콜에서는 다중

II. 본론

2.1 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1에서와 같이 다중 중계기가 존재하는 양방향 반 이중 방식(half duplex) 중계 네트워크를 고려한다. 두 사용자 S_1 과 S_2 는 전체 K 개의 중계기 가운데 오직 사전에 선택된 중계기 R^* 의 도움을 받은 채 서로의 정보를 교환한다. 이러한 정보 교환 단계는 두 단계로 이루어지는데, 첫 번째 단계에서 두 사용자는 R^* 에 각각 동시에 부호화된 정보를 보내고 두 번째 단계에서 중계기는 사전에 선택된 프로토콜을 이용하여 두 사용자에게 정보를 보낸다.

임의의 중계기 R 이 어느 프로토콜을 사용할지 결정하는 데 있어서, 실제 정보 교환 단계와 같이 두 단계로 결정 단계를 나누어 볼 수 있다.

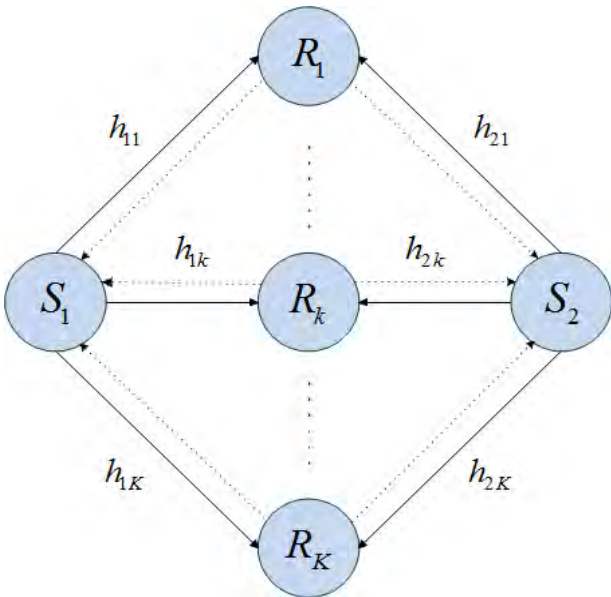


그림 1. 시스템 모델

첫 번째 단계에서 두 사용자로부터 임의의 중계기 R 에서 수신되는 신호는 아래와 같다.

$$y_R = \sqrt{P_{S_1}} h_{1R} x_{S_1} + \sqrt{P_{S_2}} h_{2R} x_{S_2} + n_R \quad (1)$$

여기에서 P_{S_1} 과 P_{S_2} 는 각 사용자의 송신 전력이며, h_{1R} 과 h_{2R} 은 각 사용자와 선택된 중계기 사이의 채널 계수이고, x_{S_1} 과 x_{S_2} 는 각 사용자로부터 단위 전력을 가지는 송신 신호이고, n_R 은 중계기 R 에서의 가산 백색 잡음(additive white Gaussian noise)이다.

두 번째 단계에서는 중계기가 두 사용자로부터의 신호의 복호에 성공하는 경우와 그렇지 않은 경우에 따라 사전에 선택된 프로토콜을 이용하여 신호를 전송한다. 중계기가 두 사용자의 신호의 복호에 성공하려면 아래의 조건들을 만족해야 한다.

$$R_0 \leq \frac{1}{2} \min \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{P_{S_1} |h_{1R}|^2}{N_0} \right), \log_2 \left(1 + \frac{P_{S_2} |h_{2R}|^2}{N_0} \right) \right\} \quad (2)$$

$$2R_0 \leq \frac{1}{2} \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{P_{S_1} |h_{1R}|^2}{N_0} + \frac{P_{S_2} |h_{2R}|^2}{N_0} \right) \right\} \quad (3)$$

여기에서 대칭적인 시스템 모델을 고려하였고 R_0 는 두 사용자의 문턱 전송률을 의미하며 N_0 는 잡음의 분산값이다.

위의 두 조건을 만족하는 경우, 중계기는 중첩 부호화를 이용한 복호 후 재전송 프로토콜, 혹은 증폭 후

재전송 프로토콜을 사용하여 신호를 전송하게 된다. 복호 후 재전송 프로토콜을 사용할 때, 두 사용자가 채널정보와 각 사용자의 송신 전력을 알고 있다하여 자기 간섭 제거(self-interference cancellation)를 수행한다고 가정할 때, 두 사용자의 전송률은 각각 아래와 같다.

$$R_1 = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{(1-\beta)P_R |h_{1R}|^2}{N_0} \right) \quad (4)$$

$$R_2 = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{\beta P_R |h_{2R}|^2}{N_0} \right) \quad (5)$$

여기에서 R_1 과 R_2 는 각각 중계기에서 사용자 S_1 과 S_2 로의 전송률을 의미하고, β ($0 < \beta < 1$)는 x_{S_1} 에 대한 중계기 전력 분배 계수이고 $1-\beta$ 는 x_{S_2} 에 대한 중계기 전력 분배 계수이다.

수식 (2), (3)의 조건들을 모두 만족하지 못하는 경우, 즉, 중계기가 두 사용자로부터의 신호를 모두 복호하지 못하거나 하나만 복호하는 경우, 그리고 (2), (3)을 만족하더라도 복호 후 전송 프로토콜과 비교하여 보다 나은 성능을 낼 수 있을 때, 중계기는 증폭 후 재전송 프로토콜을 사용하여 신호를 전송하게 된다.

앞선 경우의 가정과 더불어 증폭 후 재전송 프로토콜을 사용하였을 때의 두 사용자의 전송률은 각각 아래와 같다.

$$R_3 = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_{S_1} P_R |h_{1R}|^2 |h_{2R}|^2}{N_0 ((P_{S_2} + P_R) |h_{2R}|^2 + P_{S_1} |h_{1R}|^2 + N_0)} \right) \quad (6)$$

$$R_4 = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_{S_2} P_R |h_{1R}|^2 |h_{2R}|^2}{N_0 ((P_{S_1} + P_R) |h_{1R}|^2 + P_{S_2} |h_{2R}|^2 + N_0)} \right) \quad (7)$$

여기에서 R_3 와 R_4 는 각각 사용자 S_1 에서 S_2 로의 전송률과 S_2 에서 S_1 으로의 전송률을 의미한다.

2.2. 불능 확률(outage probability)

각 사용자 S_1 과 S_2 에 대한 전송률이 (4)-(7)과 같이 구해질 때, 중계기에서 복호 후 전송 프로토콜을 사용할 때의 불능확률을 정의하면 다음과 같다.

$$P_{out,DF} = \Pr \{ \min \{ R_1, R_2 \} < R_0 \} \quad (8)$$

이와 유사하게 증폭 후 전송 프로토콜을 사용할 때의 불능확률을 정의하면 다음과 같다.

$$P_{out,AF} = \Pr\{\min\{R_3, R_4\} < R_0\} \quad (9)$$

그리고 (2)와 (3)이 동시에 만족하는 경우를 $\Phi=1$, 그렇지 못한 경우를 $\Phi=0$ 라 할 때, 임의의 중계기 R 에 대한 시스템 불능 확률은 다음과 같다.

$$P_{out} = \Phi \times P_{out,DF} + (1-\Phi) \times P_{out,AF} \quad (10)$$

2.3. 중계기 선택기법(relay selection)

중계기 선택의 기준을 정의하면 다음과 같다.

$$R^* = \operatorname{argmin}_k(P_{out}) \quad (11)$$

여기에서 R^* 는 총 K 개의 relay 중 (10)에서 정의된 불능확률을 최소화하는 중계기이다.

III. 모의 실험

본 모의 실험에서는 $P_s = P_r = P_d = \frac{P_T}{3}$ 로, 전체 시스템 전력 P_T 를 두 사용자와 선택된 중계기가 동등하게 사용하는 것으로 설정하였다. 또한, 대칭적인 채널 조건을 가정하였고 R_0 를 1.6 bps/Hz로 설정하였다.

그림 2는 전송 신호 대 잡음비(SNR)가 증가함에 따른 불능확률의 변화를 보여준다. 단일 중계기와 비교 시 다중 중계기를 사용할 때, 불능확률이 낮아짐을 볼 수 있었다. 그리고 복호 후 전송 프로토콜, 증폭 후 전송 프로토콜과 비교할 때, 제안된 기법이 불능확률 측면에서 보다 우수함을 확인하였다.

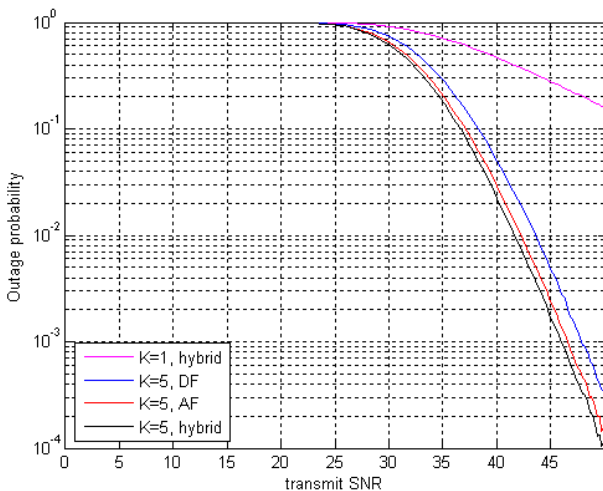


그림 2. 전송 SNR에 따른 불능 확률.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 다중 중계기가 존재하는 양방향 중계 네트워크에서 하이브리드 프로토콜을 이용할 때의 성능을 분석해 보았다. 중계기의 수가 늘어날수록 다양성(diversity) 효과를 얻을 수 있었고 모의실험을 통해 하이브리드 프로토콜에 비해 제안된 기법이 불능확률 성능면에서 우수함을 확인했다. 향후 연구에서는 불능확률 성능을 향상시키기 위하여 전체 시스템 전력의 할당을 어떻게 할 것인지에 대한 연구를 진행할 예정이다.

감사의 글

이 논문은 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2009-0083495, 2011-0017437).

참고문헌

- [1] B. Rankov and A. Wittneben, "Spectral efficient protocols for half-duplex fading relay channels," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 25, no. 2, pp. 379-389, Feb. 2007.
- [2] J. Ch. Fricke, M. M. Butt, and P. A. Hoher, "Quality-oriented adaptive forwarding for wireless relaying," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, no.3, pp. 200-202, Mar. 2008.
- [3] Q. Li, S. H. Ting, A. Pandharipande, and Y. Han, "Adaptive two-way relaying and outage analysis," *IEEE Trans Wireless commun.*, vol. 8, no. 6, pp. 3288-3299, June 2009.

이중 홉 무선 네트워크에서 Reactive 누적분포함수 기반 중계기 선택기법의 불능확률 분석 연구

*남웅국, 이재홍

서울대학교 전기컴퓨터공학부 뉴미디어통신공동연구소

e-mail : {eknam, jhlee}@snu.ac.kr

Outage Probability Analysis of Reactive CDF-based Relay Selection for a Dual-hop Wireless Network

*Eungkuk Nam, Jae Hong Lee

Department of Electrical and Computer Engineering, INMC
Seoul National University

Abstract

In this paper, we propose the reactive cumulative distribution function (CDF)-based relay selection for a dual-hop wireless network. A relay is selected based on the value of CDF of the received signal-to-noise ratio (SNR). We analyze the outage probability of a dual-hop wireless network using the proposed scheme. From computer simulations, It is shown that the proposed scheme achieves smaller outage probability than the round-robin relay selection scheme. Also, it is shown that the slope of the outage probability of the proposed scheme decreases as steep as the opportunistic relay selection scheme.

I. 서론

협력통신기법(cooperative diversity)은 중계기를 사용하여 발생할 수 있는 무선 장애(impairment)를 피하고, 공간 다이버시티(diversity)를 얻을 수 있는 기법이다 [1]-[4]. 다중 중계기가 존재하는 무선 네트워크에서는 다양한 중계기 선택 기법이 연구되고 성능 분

석되고 있다[2], [3].

협력통신에서는 고정된 기지국 뿐 아니라 제한된 배터리 용량을 가진 단말기 등도 중계기로 이용될 수 있다 [4]. 제한된 배터리 용량을 가진 단말기가 중계기로 사용되는 네트워크에서는 네트워크 수명을 최대한 길게 유지하기 위해 정보 전달의 신뢰도 뿐 아니라 중계기 공정성 (relay fairness)도 함께 고려한 필요가 있다. 그러나 대부분의 중계기 선택 기법들은 기회적 중계 기법(opportunistic relaying)을 기반으로 연구되었고, 수신자에서의 신뢰도 성능에 대부분 초점이 맞춰져 있다.

본 논문에서는 중계기 공정성을 보장하면서 기회적 중계기법과 동일한 다이버시티를 얻을 수 있는 누적분포함수(cumulative distribution function) 기반 중계기 선택기법을 제안한다. 제안된 기법은 신호의 수신 신호대잡음비의 누적분포함수 값을 통해 중계기를 선택한다. 컴퓨터 모의 실험에서는 순차적으로 중계기를 이용하는 round-robin 기법과 기회적 중계기법을 제안된 기법과 성능 비교를 한다.

II. 시스템 모델

단일 송신자와 단일 수신자가 존재하고 송신자와 수신자 사이에 K 개 중계기 $r_k, k=1,2,\dots,K$ 가 존재하는 이중 홉 무선 네트워크를 고려하자. 각 통신 단말

기들은 단일 안테나를 가졌고, 모든 단말기들은 송신과 수신을 동시에 할 수 없다고 가정한다. 또한 송신자와 수신자 사이에 직접적인 통신 경로는 없고 모든 채널은 레일리(Rayleigh) 페이딩 채널로 가정한다. 중계 방식은 복호후재전송(decode-and-forward) 기법을 사용한다고 가정한다.

III. 제안 기법

송신자는 두 단계를 통해 정보를 수신자에게 전달한다. 첫 번째 단계에서는 먼저 송신자가 정보를 모든 중계기에게 보낸다. 송신자로부터 온 신호를 받은 중계기들은 수신 신호의 복호화를 시도한다. 중계기들 중 수신 신호를 성공적으로 복호화한 중계기들의 집합을 R 로 놓자. 그리고 중계기 r_k 에서 수신자로 보낸 신호의 수신 신호대잡음비 $\Gamma_{r_k,D}$ 의 누적분포함수를 $F_{\Gamma_{r_k,D}}(\gamma)$ 로 놓자. 그러면, 각 중계기의 순간 수신 신호대잡음비가 $\gamma_{r_k,D}$ 를 가질 때, 중계기는 다음과 같이 선택된다.

$$r^* = \operatorname{argmax}_{r_k \in R} F_{\Gamma_{r_k,D}}(\gamma_{r_k,D}). \quad (1)$$

즉, 중계기 집합 R 에 속한 중계기 중, 중계기에서 수신자에 보낸 신호의 수신 신호대잡음비의 누적분포함수의 값이 가장 큰 중계기를 선택한다. 두 번째 단계에서 선택된 중계기는 수신한 신호를 재부호화를 한 후, 재부호화한 신호를 수신자에게 송신한다.

III. 불능확률 분석

복호화에 성공한 중계기가 하나도 없거나 중계기가 선택은 되었으나 수신자에 보낸 신호의 수신 신호대잡음비가 임계값 γ_{th} 보다 작은 경우에 불능(outage)이 발생한다. 이를 토대로 불능 확률을 구하면 다음과 같다.

$$P_{out} = \sum_{k=1}^K \sum_R \Pr(r_k \in R) \Pr(\Gamma_{r_k,D} < \gamma_{th} | r^* = r_k) \times \Pr(r^* = r_k) + P_e \quad (2)$$

여기서, P_e 는 모든 중계기들이 복호화에 실패할 확률을 말한다. 조건부 확률의 정의에 따라, 식 (2)를 다음과 같이 작성할 수 있다.

$$P_{out} = \sum_{k=1}^K \sum_R \Pr(r_k \in R) \Pr(\Gamma_{r_k,D} < \gamma_{th}, r^* = r_k) + P_e \quad (3)$$

$$= \sum_{k=1}^K \sum_R \Pr(r_k \in R) \times \int_0^{\gamma_{th}} \Pr(r^* = r_k | \Gamma_{r_k,D} = \gamma) f_{\Gamma_{r_k,D}}(\gamma) d\gamma + P_e$$

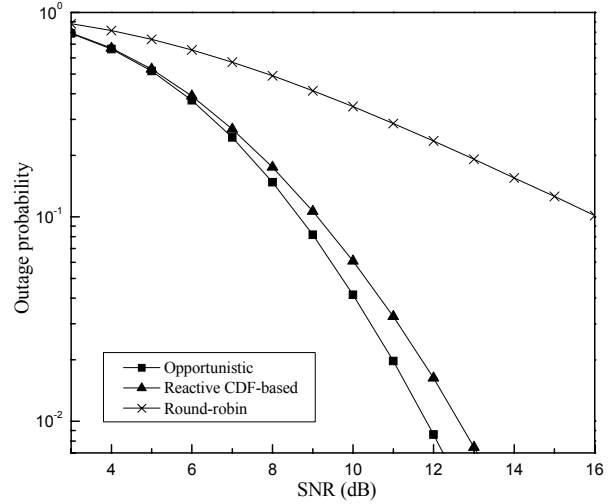


그림 1. 각 기법들에 대한 불능확률 비교

여기서 $f_{\Gamma_{r_k,D}}(\cdot)$ 는 $\Gamma_{r_k,D}$ 의 확률밀도함수를 말한다.

집합 R 중 집합 요소를 m 개 가진 부분집합을 R_m 로 놓자. 그러면 불능확률은 다음과 같다.

$$P_{out} = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^K \sum_{R_m} \Pr(r_k \in R) \times \int_0^{\gamma_{th}} \{F_{\Gamma_{r_k,D}}(\gamma)\}^{m-1} f_{\Gamma_{r_k,D}}(\gamma) d\gamma + P_e \quad (4)$$

중계기 r_k 가 집합 R 에 속할 확률은 다음과 같다.

$$\Pr(r_k \in R) = \exp\left(-\frac{1}{\lambda_{S r_k}} \gamma_{th}\right) \quad (5)$$

여기서 $\lambda_{S r_k}$ 는 송신자에서 중계기 r_k 에 보낸 신호의 수신 신호대잡음비 $\Gamma_{S r_k}$ 의 파라미터 값이다. 이를 토대로 불능확률 (4)를 다시 쓰면 다음과 같다.

$$P_{out} = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^K \sum_{R_m} \exp\left(-\frac{1}{\lambda_{S r_k}} \gamma_{th}\right) \frac{1}{m} \{F_{\Gamma_{r_k,D}}(\gamma)\}^m + P_e \quad (6)$$

IV. 모의 실험

송신자와 수신자 사이에 중계기는 총 5개가 있다고 가정한다. 그리고 송신자와 중계기 r_k ($k=1, 2, 3, 4, 5$) 사이의 채널 분산을 각각 0.2, 0.4, 0.6, 0.8, 1.0으로 설정, 중계기 r_k ($k=1, 2, 3, 4, 5$)와 수신자 사이의 채널 분산도 각각 0.2, 0.4, 0.6, 0.8, 1.0으로 설정하였다.

그림 1는 각 기법들에 대한 불능확률에 대한 성능을 보여준다. 여기서 기회적 중계 기법이 가장 좋은 성능을 보이고 있음을 볼 수 있다. 그리고 round-robin 기법이 가장 좋지 않은 성능을 가짐을 볼 수 있다. 반면에 제안된 기법은 round-robin 기법보다 더 좋은 성능을 달성하고, 비록 기회적 중계

기법보다는 성능이 약간 열악하지만 불능확률이 거의 동일한 기율기로 떨어지는 것을 볼 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 이중 홉 무선 네트워크에서 누적분포함수 기반 중계기 선택기법을 제안하였다. 송신자로부터 온 신호를 성공적으로 복호화한 중계기들 중 중계기에서 수신자로 보낸 신호의 수신 신호대잡음비의 누적분포함수 값 중 가장 큰 중계기를 선택해 수신자에게 신호를 전달한다. 그리고 제안 기법에 대한 불능확률을 분석하였다. 컴퓨터 모의 실험에서 round-robin 기법, 기회적 중계 기법과 불능확률을 비교하였다. 모의 실험에서 제안된 기법이 기회적 중계기법에 비해 불능확률 성능은 약간 열악하지만 거의 동일한 기율기로 떨어지는 것을 볼 수 있었다.

IV. 감사의 글

이 논문은 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2009-0083495, 2011-0017437)

참고문헌

- [1] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Effective protocols and outage behavior," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3062-3080, Dec. 2004.
- [2] A. Bletsas, A. Khisti, D. P. Reed, and A. Lippman, "A simple cooperative diversity method based on network path selection," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 24, no. 3, pp. 659-672, Mar. 2006.
- [3] A. Bletsas, H. Shin, and M. Z. Win, "Cooperative communications with outage-optimal opportunistic relaying," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 9, pp. 3450-3460, Sep. 2007.
- [4] D. Soldani and S. Dixit, "Wireless relays for broadband access," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 46, no. 3, pp. 58-66, Mar. 2008.

레이레이 페이딩 채널에서 전이중 양방향 중계 네트워크의 비트 오류 분석

최동욱, 이재홍
서울대학교 전기·정보공학부 뉴미디어통신공동연구소
e-mail : dongwook@snu.ac.kr

Bit Error Probability of a Two-Way Full-Duplex Relay Network over Rayleigh Fading Channels

Dongwook Choi and Jae Hong Lee
Department of Electrical and Computer Engineering, INMC,
Seoul National University

Abstract

In this paper, we analyze the bit error probability of a two-way full-duplex relay network. We study the impact of loop interference on the performance of the two-way full-duplex relay network. The validity of our analytical results is verified by comparing with the simulation results.

I. 서론

전이중(full-duplex) 양방향 중계 네트워크는 전이중 방식을 사용하는 중계기에서 물리 계층 네트워크 부호화(physical layer network coding) 혹은 중첩 부호화(superposition coding)을 사용하여 기존 반이중(half-duplex) 중계기를 사용하는 반이중 양방향 중계 네트워크에 비해 높은 주파수 효율을 제공한다 [1]-[2].

전이중 양방향 중계 네트워크의 성능 분석은 최근 활발하게 연구되고 있다 [3]-[5]. [3]에서는 전이중 양방향 중계 방식과 반이중 양방향 중계 방식의 기회적 선택을 통한 주파수 효율 향상 기법을 연구하였다. [4]에서는 전이중 양방향 MIMO-OFDMA(multiple input multiple output orthogonal frequency division multiple access)시스템에서의 데이터 레이트 증가를 위한 자원 할당 기법을 연구하였다. [5]에서는 전이중

양방향 인지 무선(cognitive radio) 시스템에서의 불능 확률을 분석하였다. 하지만 대부분의 최근 연구는 전이중 단방향 중계 네트워크 연구에 치중되어 전이중 양방향 중계 네트워크 연구는 미흡한 실정이다.

본 논문에서는 전이중 양방향 중계 네트워크를 고려하여 전이중 양방향 중계 네트워크의 통신 프로토콜을 제안하고 전이중 방식에서 필연적으로 발생하는 루프간섭(loop interference) 신호의 영향을 살펴보았다. 하지만 루프간섭 신호를 추정할 때 추정 오류가 발생하여 수신 신호에서 루프간섭 신호를 완벽하게 제거하기는 어렵다. 모의실험에서는 이로 인해 발생할 수 있는 성능 변이를 비트 오류(bit error probability)을 통해 분석하였다.

II. 본론

2.1. 시스템 모델

본 논문에서는 전이중 방식을 사용하는 사용자 a, b 및 중계기 r 로 구성된 전이중 양방향 중계 네트워크를 고려한다. 이때 두 사용자 a 와 b 간 직접 경로(direct link)는 없으며, 중계기 r 의 도움으로 서로의 정보를 주고받는 환경을 가정한다. 각 사용자 a, b 및 중계기 r 은 전이중 방식으로 신호를 송수신하기 위해 송신안테나와 수신안테나를 분리하여 사용한다.

두 사용자 간 정보교환은 총 세 단계에 걸쳐서

이루어진다.

첫 번째 단계에서 두 사용자 a, b 는 각각 자신의 정보를 중계기 r 에 전달한다. 이때 중계기 r 의 수신안테나에서 수신되는 신호는 다음과 같다.

$$y_r[i] = \sqrt{E_a} h_{a,r} x_a[i] + \sqrt{E_b} h_{b,r} x_b[i] + g_r t[i] + n_r[i] \quad (1)$$

여기에서 E_a 와 E_b 는 각각 사용자 a 와 b 의 송신전력이고, $h_{a,r}$ 와 $h_{b,r}$ 는 각각 사용자 a 와 중계기 r 사이의 채널, 사용자 b 와 중계기 r 사이의 채널이고, $x_a[i]$ 와 $x_b[i]$ 는 각각 사용자 a 와 b 에서 i 번째로 송신되는 신호이고, g_r 은 중계기 r 의 송신안테나와 수신 안테나 사이의 루프 간섭 채널을 나타내고, $t[i]$ 는 중계기 r 에서의 i 번째 전송 신호를 나타내고, $n_r[i]$ 은 중계기 r 에서의 i 번째 가산 백색 가우시안 잡음(additive white Gaussian noise)을 나타낸다.

두 번째 단계에서는 중계기 r 의 수신 신호에서 루프간섭 신호를 제거 한다. 이를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{y}_r[i] &= y_r[i] - \hat{g}_r t[i] \\ &= \sqrt{E_a} h_{a,r} x_a[i] + \sqrt{E_b} h_{b,r} x_b[i] + \Delta g_r t[i] + n_r[i] \end{aligned} \quad (2)$$

여기에서 \hat{g}_r 과 Δg_r 은 각각 루프간섭 채널 추정값과 루프간섭 채널 추정 오류를 나타내고, Δg_r 은 평균이 0 이고 분산이 v_r 인 CSCGRV(circularly symmetric complex Gaussian random variable)이다.

세 번째 단계에서는 중계기 r 에서 신호를 증폭 후 재전송(amplify-and-forward) 한다. 이때 중계기 r 에서 사용자 a 와 b 로 전송하는 신호는 다음과 같다.

$$t[i] = \alpha \sqrt{E_r} \tilde{y}_r[i-1] \quad (3)$$

여기에서 E_r 는 중계기 r 의 송신전력이고, α 는 증폭 계수이다.

이때 각 사용자 a 와 b 에 수신되는 신호는 다음과 같다.

$$y_a[i] = h_{r,a} t[i] + g_a x_a[i] + n_a[i] \quad (4)$$

$$y_b[i] = h_{r,b} t[i] + g_b x_b[i] + n_b[i] \quad (5)$$

여기에서 $h_{r,a}$ 와 $h_{r,b}$ 는 각각 중계기 r 과 사용자 a

사이의 채널, 중계기 r 과 사용자 b 사이의 채널을 나타내고, g_a 와 g_b 는 사용자 a 와 b 의 송신안테나와 수신 안테나 사이의 루프 간섭 채널을 나타내고, $n_a[i]$ 와 $n_b[i]$ 는 각각 사용자 a 와 b 에서의 가산 백색 가우시안 잡음을 나타낸다.

2.2. 비트 오류(bit error probability)

각 사용자 a 와 b 에서 자기간섭(self-interference) 신호 및 루프간섭 신호를 제거한 후, 사용자 a 와 b 의 신호 대 간섭 및 잡음비(SINR: signal to interference plus noise ratio)를 이용하여 사용자 a 와 b 에서의 불능 확률을 구하면 다음과 같다 [6].

$$P_a(e) = \frac{m}{2} \sqrt{\frac{n}{2\pi}} \int_0^\infty \frac{\exp(-\frac{n\gamma_a}{2})}{\sqrt{\gamma_a}} F_{\gamma_a}(\gamma) d\gamma \quad (6)$$

$$P_b(e) = \frac{m}{2} \sqrt{\frac{n}{2\pi}} \int_0^\infty \frac{\exp(-\frac{n\gamma_b}{2})}{\sqrt{\gamma_b}} F_{\gamma_b}(\gamma) d\gamma \quad (6)$$

여기에서 γ_a 와 γ_b 는 사용자 a 와 b 의 SINR을 나타내고, $F_{\gamma_a}(\gamma)$ 와 $F_{\gamma_b}(\gamma)$ 는 사용자 a 와 b 의 CDF(cumulative density function)을 나타내고, (m, n) 는 변조기법에 의해 결정된다. 예를 들어 (1,2)는 BPSK(binary phase shift keying)를 나타내고, (1,1)는 동기(coherent) BFSK(binary frequency shift keying)를 나타낸다.

III. 모의 실험

본 모의실험에서는 각 사용자 및 중계기의 전력은 같다고 가정하였다.

그림 1은 신호 대 잡음비에 따른 사용자 a 의 비트 오류율을 나타낸다. 여기에서 중계기 r 과 사용자 a 에서 루프간섭 채널 추정 오류의 분산 v_r 와 v_a 이 0, 0.001, 0.01, 0.1로 변경되었을 때 비트 오류율이 어떻게 변하는지 확인하였다. 그림에서 볼 수 있는 것처럼, 신호 대 잡음비가 증가할수록 비트 오류율이 낮아지고 루프간섭 채널 추정 오류의 분산이 증가할수록 비트 오류율이 높아지는 것을 확인하였다.

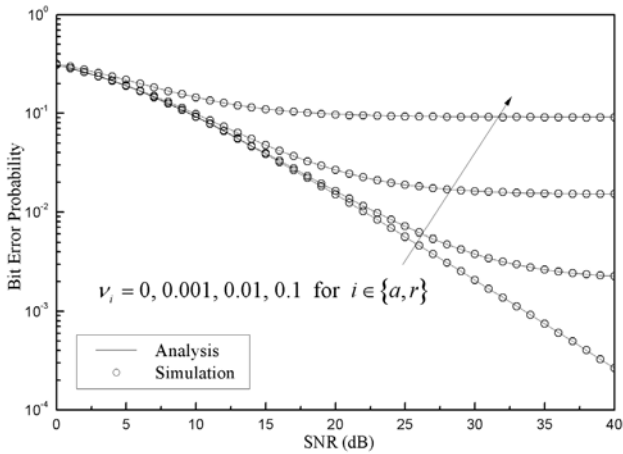


그림 1. SNR에 따른 비트 오류율.

IV. 감사의 글

이 논문은 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. 2009-0093574, 2011-0017437).

참고문헌

- [1] T. Riihonen, S. Werner, and R. Wichman, "Optimized gain control for single-frequency relaying with loop interference," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 8, no. 6, pp. 2801–2806, June 2009.
- [2] H. Ju, E. Oh, and D. Hong, "Catching resource-devouring worms in next-generation wireless relay systems: Two-way relay and full duplex relay," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 47, no. 9, pp. 58–65, Sept. 2009.
- [3] T. Riihonen, S. Werner, and R. Wichman, "Hybrid full-duplex/half-duplex relaying with transmit power adaptation," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 10, no. 9, pp. 3074–3085, Sep. 2011.
- [4] D. W. K. Ng, E. S. Lo, and R. Schober, "Dynamic resource allocation in MIMO-OFDMA systems with full-duplex and hybrid relaying," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 60, no. 5, pp. 1291–1304, May 2012.
- [5] H. Kim, S. Lim, H. Wang, and D. Hong, "Optimal power allocation and outage analysis for cognitive full duplex relay systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 11, no. 10, pp. 3754–3765, Oct. 2012.

- [6] Y. Chen and C. Tellambura, "Distribution functions of selection combiner output in equally correlated Rayleigh, Rician, and Nakagami- m fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, no. 11, pp. 1948–1956, Nov. 2004.

포스터

통신 소사이어티

통신 1
통신 2
통신 3
통신 4
통신 5
통신 6

SUMMER

온도 보상을 지원하는 다중 방식 전력증폭기

*이종현, 김범만

포항공과대학교 ITCE

e-mail : jhlee1098@postech.ac.kr, bmkim@postech.ac.kr

Multi-mode Power Amplifier with Temperature Compensation for Wireless Communication System

*Jonghyun Lee, and Bumman Kim

Department of ITCE

Pohang University of Science and Technology (POSTECH)

Abstract

This paper presents a multi-mode high power amplifier (HPA) with temperature compensation for base station application. The wireless system has FDD mode and TDD mode, but the multi-mode operation is a difficult task for PA circuit. Especially in TDD system, Tx to Rx isolation problem is critical issue. To solve the problem, a HPA controller is employed. The controller adjusts the gate bias on/off state in the HPA circuit. The HPA controller also generates a gate bias control signal and supply the temperature compensation level voltage to the gate bias circuit for the multi-mode operation with temperature compensation. The RF TDD switch is designed using a circulator and PIN diode, achieving a Tx to Rx isolation and Rx circuit protection simultaneously. The measured ACLR and constellation error in the high temperature, the values are approximately equal for all operation temperature level. These results show that the HPA controller using the gate bias control is suitable for the HPA temperature compensation applications.

I. 서론

무선 이동통신이 음성 서비스에서 점차 data 서비스로 발전함에 따라 기존 CDMA와 WCDMA에 이어 WiBro 및 LTE (Long Term Evolution) 등 고속 data 처리가 가능한 시스템이 등장하게 되었고 이러한 이유로 주파수 자원은 점점 부족하게 되어 TDD 시스템이 대안책으로 대두되게 되었다. 이로 인해 기존의 FDD 시스템에 신규로 도입된 TDD 시스템을 동시에 운용하고자 하는 사업자들이 등장하게 되었고 이러한 서비스들을 함께 지원 할 수 있는 시스템에 대한 연구도 이루어 지게 되었다. 본 연구는 이러한 FDD 시스템과 TDD 시스템을 하나의 HPA (High Power Amplifier)에서 지원 가능한 설계 방법에 대한 내용이며 이와 함께 온도 보상이 가능한 구조 (그림 1)를 연구하게 되었다[1-2]. 일반적인 FDD 시스템에서 HPA의 pre-drive amp, drive amp 및 main amp는 gate bias를 인가받아 증폭되며 이 gate bias는 시간에 관계없이 항상 인가되어 HPA를 계속적으로 동작시킨다. 이로써 Tx mode (송신 모드)에서 HPA는 끊임없이 신호를 증폭하며 이 증폭된 신호는 BPF (Band-Pass Filter)를 통과한 후 안테나로 송출된다. 이는 일반적인 FDD 통신시스템에서는 Tx mode 주파수 대역과 Rx mode 주파수 대역이 다르기 때문에 Tx 와 Rx 신호가

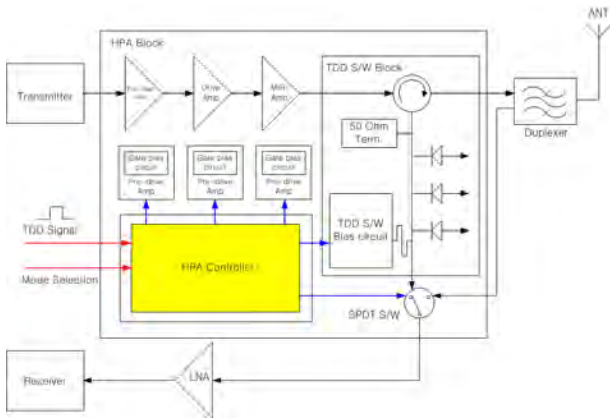


그림 1. 복수 방식을 지원하는 전력증폭기 구조

중첩될 수 없다. 하지만 WiMax 및 TD-LTE와 같은 TDD 시스템에서는 다르다. TDD 방식을 사용하는 통신에서는 Tx mode의 주파수 대역과 Rx mode 주파수 대역이 동일하기 때문에 TDD 통신에서 HPA가 항상 동작하게 되면 Tx leakage noise가 크게 발생하여 Rx mode시 수신 SNR (Signal-to-Noise Ratio: 신호 대 잡음 비)을 감소시키게 된다. 이러한 이유에서 HPA의 출력 중단에 비교적 큰 용량의 스위치를 사용하여 Tx 신호가 Rx path에 전달되지 않게 동작시킨다[3]. 하지만 이러한 고용량 RF S/W (무선 통신 스위치)는 가격이 매우 높으며 용량에도 한계가 있다. 따라서 간단하면서 큰 용량을 갖는 RF S/W는 매우 중요한 요구사항이다. 현재 운용중인 TDD 시스템에서는 HPA의 gate bias on/off 기술을 이용하여 Tx mode에서만 고출력 증폭기를 동작 시키고 Rx mode에서는 고출력 증폭기의 동작을 제한하고 있다. 이러한 방식을 사용하면 Rx mode시 Tx leakage noise level을 -100dBm 이하로 낮출 수 있으며 수신 SNR 특성 열화에 영향을 주지 않아 안정적으로 이동 시스템 통신을 할 수 있다. FDD 시스템용 HPA는 TDD 시스템에서는 사용하기가 어렵다. 반대로 TDD 시스템용 HPA는 FDD 시스템에서 사용할 수 없다. 하지만 최근 개발된 LTE 시스템 및 WiMax 시스템과 같이 FDD 시스템과 TDD 시스템이 공존하는 요즘의 시스템에서는 이 두 가지 모두가 사용된다. 현재 FDD 시스템의 개발과 TDD 시스템의 개발이 독립적으로 진행되어 개발비 및 인력소모가 배로 들고 있는 상황이다. 또한 사업자 요구에 의해 두 가지 모드를 함께 사용하는 시스템이 필요할 경우 두 종류의 HPA를 각각 삽입하여 사용해야 한다. 이러한 경우 시스템의 가격 경쟁력이 매우 취약해 질 뿐만 아니라 시스템의 공간적 측면에서도 큰 손실이다. 무엇보다 사업자의 요청에 대한 빠른 대응이 요구되는 지금 이러한 기존의 방식은 새로운 제

품을 다시 만들어야 하기 때문에 많은 시간과 노력이 필요하다. 본 연구 목적은 TDD 방식 및 FDD 방식 모두를 지원하며 온도 보상이 가능한 증폭기를 설계하는 것으로 TDD S/W 및 RF S/W를 이용하는 구조이며 이때 이러한 동작을 가능하게 하는 controller 및 control signal에 대하여 연구하는 데 그 목적이 있다.

II. 본론

2.1 HPA controller and Temp. compensation

본 절에서는 HPA controller의 기능 및 온도 보상에 대해 살펴보겠다. 그림 2에서 보는 바와 같이 HPA controller는 pre-drive, drive amp 및 main amp의 gate bias를 제어하며 TDD S/W를 동시에 제어하게 된다. 시스템으로 부터 인가받은 mode selection 신호는 HPA가 FDD로 동작할지 TDD로 동작 할지를 결정하게 된다. FDD로 동작할 경우 각 단의 amp들은 gate bias를 항상 on 상태로 유지하여 Tx 신호가 항상 증폭될 수 있도록 동작한다. 시스템으로 부터 인가받은 Mode selection 신호가 TDD 시스템으로 동작하라는 경우에는 각 단의 gate bias는 Tx mode에만 on 상태를 유지하고 Rx mode일 경우 off 상태를 유지하여 Tx mode 일때만 증폭 기능을 수행하게 된다. 이로써 Tx 신호가 Rx path로 인가되는 것을 막을 수 있다.

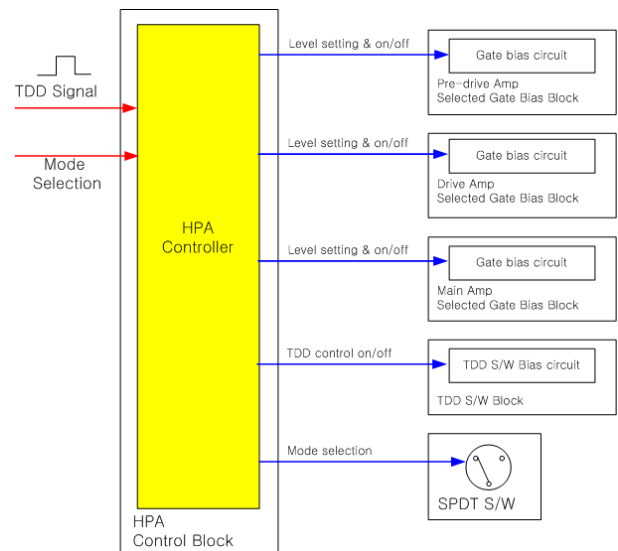


그림 2. HPA Control Block 구조

증폭기는 상온에서와 마찬가지로 저온과 고온에서도 동일한 특성을 내야한다. 하지만 상온에서의 bias값으로는 고온 및 저온에서 특성 열화가 발생하여 gain 및

ACLR 특성이 변화하게 되어 규격을 만족시키지 못하는 경우가 발생한다. 이를 방지하기 위해서는 온도 보상 회로가 별도로 필요하다. 일반적으로 저온에서는 상온보다 낮은 level의 gate bias가 필요하며 이와는 반대로 고온에서는 상온에서 최적화된 gate bias값 보다 높은 값을 갖아야 특성을 만족시킬 수 있다. 기존에는 온도보상 회로를 gate bias 회로에 추가로 구현하여 이와같은 동작을 수행하였는데 아날로그 회로에 의한 대략적인 제어만이 가능하여 보다 정확한 온도보상에는 한계가 있었다. 본 연구에서는 gate bias를 HPA controller에서 직접 제어하기 때문에 온도별로 보다 최적화된 gate bias level을 제공할 수 있어 HPA의 온도별 특성을 개선시킬 수 있다. 일반적으로 각 온도에 최적인 gate bias level은 실험을 통해 얻어지며 이렇게 결정된 값은 look-up table을 이용해 controller 내부에 저장하였다가 감지된 온도에 상응하는 gate bias값을 테이블에서 추출하여 이용하는 방식이다. 최적화된 특성 뿐 아니라 별도의 온도 보상 회로가 추가로 필요하지 않아 가격절감 효과 및 소형화에도 도움이 된다.

2.2 TDD Switch 회로

TDD Switch는 Tx mode일 때 Rx path에 Tx 신호가 인가되지 않도록 하는 것이 주요 기능이며 종단에 장착된 BPF 및 ANT의 부정합 혹은 파손에 의해 Tx 신호가 되돌아 올 경우 Rx path 회로에 손상을 주는 것을 방지하는 기능도 함께 수행하게 된다. 주요 구성으로는 circulator와 50 ohm termination을 비롯해 pin diode 및 TDD S/W bias circuit으로 구현 할 수 있다.

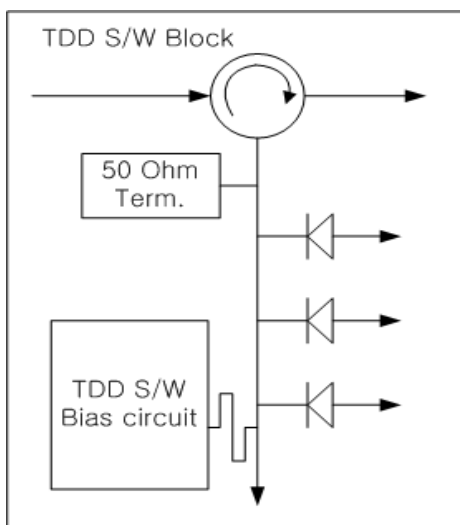


그림 3. TDD S/W Block 구조

Circulator는 일반적으로 0.3 dB 이하의 삽입 손실을 갖는다. HPA가 Tx mode로 동작 하고 있을 때 BPF 및 ANT의 부정합이나 파손으로 인하여 Tx 신호가 HPA로 되돌아 올 경우 HPA 회로는 소손 될 수 있으며 이러한 문제를 해결하기 위해 일반적으로 isolator를 사용하여왔다. 하지만 TDD S/W에도 circulator를 반드시 사용해야 하기 때문에 그림 3에서 보는 바와 같이 circulator와 50 ohm termination을 이용하여 isolator를 대체하는 회로를 구현함으로써 공간 및 회로 가격을 절감하였다. Pin diode는 isolation 기능을 수행하는 소자로 Tx mode에서 Tx 신호가 Rx path로 전달되지 못하도록 한다. 이러한 동작은 Tx mode에서만 이루어 지며 Rx mode에서는 pin diode의 bias를 off하여 Rx 신호가 LNA로 인가 될 수 있도록 한다. 이러한 pin diode 동작을 위해서는 bias circuit이 추가로 필요하며 주로 Tx mode와 Rx mode의 구분 및 pin diode를 on/off 시키는 동작을 수행한다.

III. Experiment

앞 절에서 설명한 HPA controller를 이용한 HPA의 특성 시험 결과에 대해 설명한다. 그림 4는 온도 보상이 없는 gate bias를 사용하는 HPA가 고온 (환경온도 50도)에서 동작 할 때의 ACLR 값을 나타낸 것이다. 상온에서 HPA가 갖는 ACLR 특성은 약 -41dB 수준으로 4dB 정도 특성 열화가 발생한 것을 볼 수 있다.

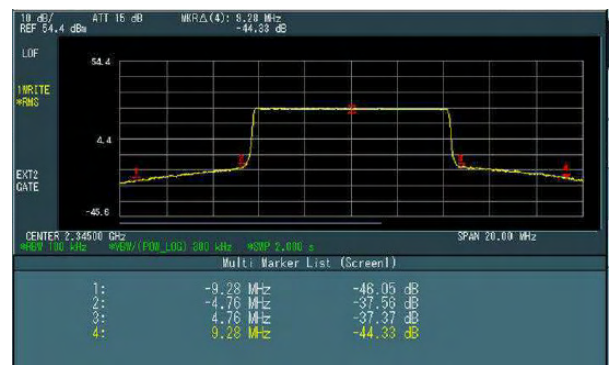


그림 4. 온도 보상 전 HPA의 고온 ACLR

ACLR 특성의 열화로 인해 HPA의 constellation error 특성도 열화가 발생한다. 그림 5는 온도 보상이 없는 HPA의 고온 constellation error 값을 나타낸 것이다. 상온에서의 값이 1.2% 수준임에 비해 고온에서의 값은 3.9%로 특성 열화가 발생 하였음을 알 수 있다. 이와 같은 특성은 온도 조건에서 모든 통신 규격을 만족해야 하는 시스템으로써는 반드시 해결해야 할 문제다.

IV. 결론

본 연구에서는 TDD 방식 및 FDD 방식 모두를 지원하는 증폭기 및 증폭 방법에 대한 것으로 HPA controller를 이용하여 다중 모드로 HPA를 동작시키면서 동시에 온도 보상 기능을 추가로 수행하는 방법에 대해 언급하였다. 시스템에 따라 각각 HPA를 개발하던 방식에 비해 비용적인 이득과 함께 개발 시간 및 사업자 대응 시간을 획기적으로 줄일 수 있으며 공용화를 통해 동일 모델로 여러 시스템을 지원할 수 있어 제품 단가를 절감할 수 있다. 또한 TDD 방식에서 본 발명에서 사용한 gate bias on/off 방식은 시스템 전체의 전력 사용량을 줄여 효율 측면에서 매우 높은 장점을 가지며 수신단의 수신 SNR (신호 대 잡음 비)을 향상시킬 뿐만 아니라 LNA 및 수신단 부품을 보호하는 역할까지 수행한다. 사용자의 요구사항이 매우 다양하고 빠른 대응이 필요한 현재의 시스템에서 본 연구와 같이 비교적 간단한 방법을 사용해 두 가지의 다중 모드 즉, FDD 및 TDD 시스템을 동시에 모두 만족하는 모듈의 개발은 매우 필요한 일이다.

참고문헌

- [1] S. C. Cripps, RF Power Amplifiers for Wireless Communications. Nor-wood, MA: Artech House, 2006.
- [2] V. Alleva and F. Di Paolo, "Temperature compensation circuit for linear microwave amplifier," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 6, pp.238 - 240, June 1996.
- [3] H. How, T. M. Fang and C. Vittoria, "Design of drop-in microstrip circulator," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 31, pp. 997 - 1002, March 1995.

ACKNOWLEDGEMENT

This research was supported by World Class University program funded by the Ministry of Education, Science and Technology through the National Research Foundation of Korea(R31-10100), and by the Brain Korea 21 Project in 2013.

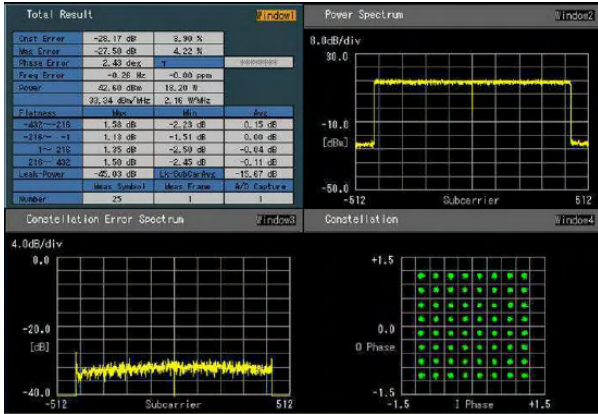


그림 5. 온도 보상 전 HPA의 고온 Constellation error 이러한 성능 열화를 해결하기 위해 HPA controller에서는 온도별 최적화된 gate bias값을 공급하여 온도 보상을 진행한다. 그림 6에서 보는 바와 같이 ACLR

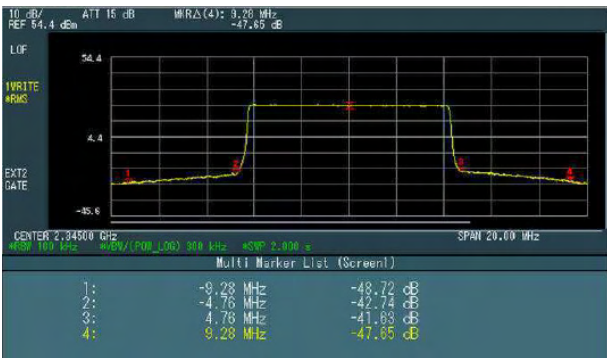


그림 6. 온도 보상 후 HPA의 고온 ACLR

특성은 상온에서의 ACLR 수준인 -41 dB 값으로 보상 되었으며 constellation error값도 그림 7에서 보는 바와 같이 약 1.3%로 상온에서의 값과 유사하게 보상된 것을 알 수 있다.

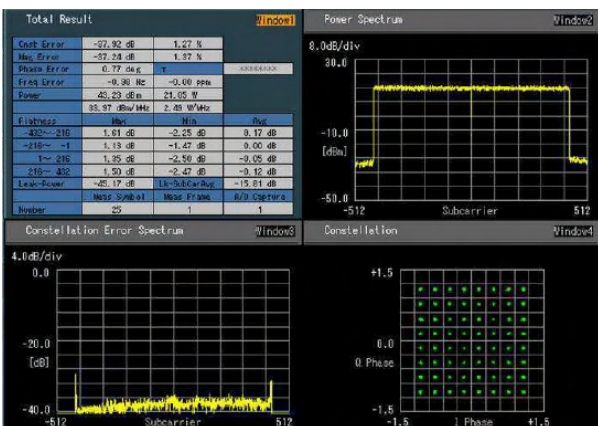


그림 7. 온도 보상 후 HPA의 고온 Constellation error

4-포트 TEM 셀을 이용한 근역장 환경 구현

*전상봉, *박승근, **김동호
*한국전자통신연구원, **세종대학교

e-mail : *sbjeon@etri.re.kr, seungkp@etri.re.kr, dongkim@sejong.ac.kr*

Implement of the near field environments
using 4-port TEM cell

*Sangbong Jeon, *Seungkeun Park, **Dongho Kim
*Electronics and Telecommunications Research Institute,
**Sejong University

Abstract

We propose a simple but efficient method to generate near field environments in a four-port TEM cell using controlled input signal, which presents both good impedance matching and the desired wave impedance. Each dominant E or dominant H mode is intended to present very high or very low impedance values. All experimental data show excellent agreement with theoretical prediction, which proves the validity and usefulness of our approach.

I. 서론

IT 기술의 급속한 발전과 더불어 기존 산업의 가치 확대를 위한 IT 융합기술에 대한 연구가 활발히 진행되는 추세에 따라서 전자파 적합성에 대한 중요성이 높아지고 있다. 국제 표준에서는 전자파 적합성 시험은 불요 전자파 영향이 적은 넓은 개활지의 야외시험장에서 이루어지는 것이 이상적이나, 이러한 시험장 건설에 필요한 넓은 부지 확보 및 소요 비용의 문제로 이를 대신할 수 있는 대응 시험 장치는 관련 분야에서

큰 주목을 받아 왔다. 특히, TEM 셀은 외부와 차단된 구조를 가진 도파관 형태로 내부의 전송선로를 이용하여 셀 내부에 원하는 형태의 전계와 자계를 평면파로 제공할 수 있다[1]. 또한 외부에 존재하는 전계와 자계 신호에 관계없이 원하는 신호의 세기의 전계와 자계 신호를 만들 수 있고, 쉽게 제어 가능하다[2].

하지만 기존의 TEM 셀은 원역장 환경에 대한 구현이 가능하고, 근역장 환경을 구현하기에는 많은 어려움이 있다[3]. 특히, 많은 전자기기가 밀집된 공간에서 동작되는 경우, 원역장 환경이 아닌 근역장 환경에서 기기들이 동작함에 따라 실제적인 환경에서의 EMC 시험이 중요하게 된다.

따라서 본 논문에서는 4 포트 TEM 셀을 이용하여 근역장 환경을 구현하기 위해, 파동 임피던스가 높은 우세 전기장 혹은 파동 임피던스가 낮은 우세 자기장 환경을 구현하였다.

II. 우세 전기장 및 우세 자기장

그림 1은 우세 전기장 및 우세 자기장 환경을 구현하기 위한 도식이다. 4개의 포트 중, 2번과 3번 포트는

50옴으로 종단하고, 두 개의 입력 신호 E_1 과 $E_4e^{j\theta}$ 는 1번 포트와 4번 포트에 각각 입력한다. 여기서 $E_{1,4}$ 는 크기를 나타내고, θ 는 두 입력 신호사이의 위상차를 나타낸다.

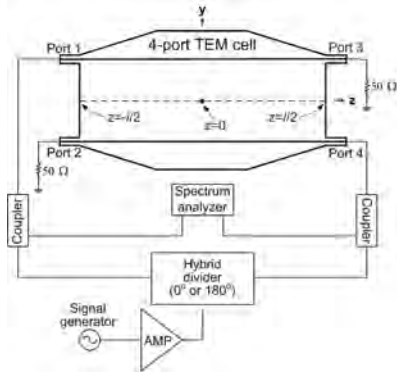


그림 1. 4-포트 TEM 셀에서 우세 모드 구현 도식도

셀 내부에서의 전자기 분포는 아래 식과 같다.

$$E_T(z, \theta) = E_1 e^{-j\beta(l/2+z)} - E_4 e^{-j\beta(l/2-z)} e^{j\theta} \quad (1)$$

$$H_T(z, \theta) = \frac{1}{\eta_0} [E_1 e^{-j\beta(l/2+z)} + E_4 e^{-j\beta(l/2-z)} e^{j\theta}] \quad (2)$$

여기서, l 은 셀의 전체 길이이고, β 는 위상상수이고, η_0 는 자유공간에서의 파동 임피던스(377Ω)이다. 위 식에서 관측점에서의 파동 임피던스는 아래와 같다.

$$Z(z_p, \theta) = \frac{E_T(z_p, \theta)}{H_T(z_p, \theta)} = \eta_0 \frac{E_1 - E_4 e^{j(2z_p\beta + \theta)}}{E_1 + E_4 e^{j(2z_p\beta + \theta)}} \quad (3)$$

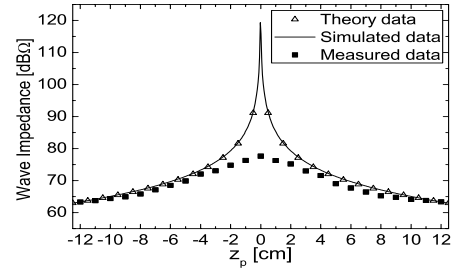
우세 전기장 환경을 구현하기 위해 $E_1 = E_4$, $\theta = 180^\circ$ 로 입력하면, 셀 중심에서 E_y 필드는 $2E_1$ 이 되며, H_x 필드는 상쇄된다. 따라서 파동 임피던스가 높은 근역장 환경이 된다. 우세 자기장 환경은 $E_1 = E_4$, $\theta = 0^\circ$ 로 입력하면, 셀 중심에서 H_x 필드는 $2H_1$ 가 되며, E_y 필드는 상쇄된다. 따라서 파동 임피던스가 낮은 근역장 환경이 된다.

III. 실험적 결과

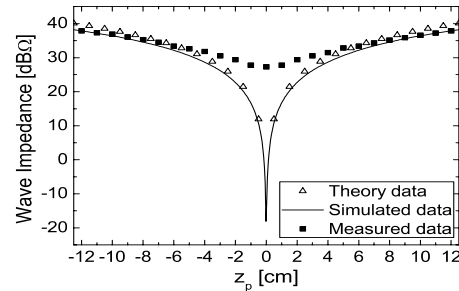
실험적 측정을 위하여 등방성 E-probe와 H-probe를 이용하여 셀 내부에서 측정을 하였으며, 하이브리드 분배기는 주파수 범위 100kHz - 250MHz 에서 위상 오차가 $180^\circ \pm 4^\circ$ 이다.

그림 2에서 근역장 환경에 대한 이론적인 파동 임피던스와 시뮬레이션, 측정 결과를 비교 제시하였다. 파동 임피던스 측정은 100 MHz에서 z-축을 따라 측정하였으며, 쉬운 비교를 위해 dBΩ으로 보였으며, 자유공간에서의 파동임피던스(η_0)가 51.5 dBΩ이다. 결과에

서 보면 이론, 시뮬레이션, 측정 결과가 거의 일치함을 알 수 있다. 셀 중심에서의 측정 결과가 차이가 있는 것은 프루브의 제한된 동적 범위에 의한 것이다.



(a) 우세 전기장



(b) 우세 자기장

그림 2. 관측점을 따른 파동 임피던스

IV. 결론

본 논문에서는 4-포트 TEM 셀을 이용하여 근역장 환경인 우세 전기장과 우세 자기장을 구현하는 환경을 제안하였다. 근역장 환경 구현은 EMC 시험 환경에서 근거리에서의 전계 발생원 혹은 자계 발생원에 대한 내성 평가를 가능하게 한다. 따라서 기기가 밀집된 공간에 대한 실환경에 가까운 내성평가를 통한 전자파 적합성을 확보가 가능하리라 사료된다.

참고문헌

- [1] *Testing and Measurement Techniques- Emission and Immunity Testing in Transverse Electromagnetic (TEM) Waveguides*, IEC61000-4-2) Ag 2010
- [2] S. B. Jeon, J. H. Yun and S. K. Park, "On the new design of a 4-port TEM waveguide with a higher cutoff frequency and wider test volume," ETRI J., vol. 34, no. 4, pp. 621-624, Aug. 2012
- [3] S. B. Jeon, S. K. Park and D. H. Kim "Simple method to generate dominant E- and H-field inside a four-port TEM cell," IEEE Trans. on EMC, to be published.

전력선 통신과 무선 통신 서비스간 간섭 거리 분석

*박승근, 심용섭, 전상봉

*한국전자통신연구원

e-mail : *seungkp@etri.re.kr, sys@etri.re.kr, sbjeon@etri.re.kr*

Analysis of Interference Distance between Power Line Communication and Wireless Communication services

*Seungkeun Park, Yongsup Shim, Sangbong Jeon

*Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

This paper describes interference analysis to protect radio service from power line telecommunication (PLT). The radiated interference level of PLT is measured and the interference distance is calculated with allowable interference level in receiver based on propagation model. It will be useful for guarantee compatibility between PLT and radio services.

I. 서론

전력선 통신은 전력을 전송하는 전송선을 이용하여 데이터를 전달하는 통신시스템으로 기존의 전력망을 이용하기 때문에 추가적인 시스템 구축 비용이 필요치 않는 장점을 가진다[1]. 그러나, 전력선 통신에 사용되는 전력선은 기본적으로 60 Hz의 전력을 전송하도록 설계되었기 때문에 이보다 높은 주파수를 전송하는 경우 원치 않는 신호가 누설되어 다른 무선 서비스에 간섭의 영향을 미칠 수 있다.

이와 관련하여 본 논문은 전력선 통신에서 방사되는 신호의 크기에 대한 실험을 수행하여 주파수에 따라 방사 수준을 측정하였으며, 이러한 간섭 신호를 자유 공간의 전파 모델에 적용하여 방사 되는 간섭 신호와 동 대역을 사용하는 무선 서비스와의 간섭 거리를 산출하였다.

도출된 간섭 거리는 전력선 통신과 무선 서비스와의 이격 거리로 고려되어 전력선 통신과 무선 서비스와의 양립성 확보 방안 마련에 기여할 것이다.

II. 측정 실험

2.1 측정 구성도

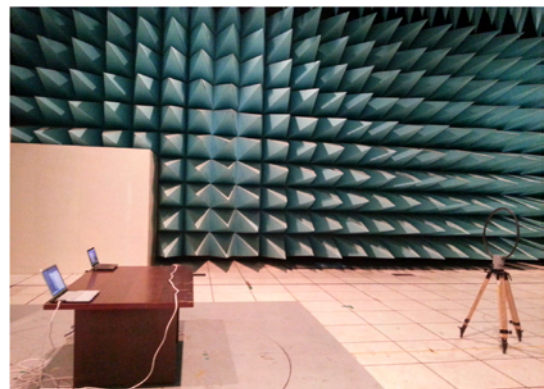


그림 1. 전자파무반사실에서의 실험 구성도

전력선 통신에서 방사되는 수준을 측정하기 위해 그림 1과 같이 외부로부터 유입되는 잡음을 차단한 전자파무반사실에서 실험을 수행하였다. 실험에서 루프 안테나와 전력선 통신 케이블의 이격 거리는 3 m이고 첩두치의 측정 모드에서 측정하였다.

2.2 측정 결과

전력선 통신은 A, B의 PC가 연결된 상태에서 데이터를 전송하는 Data mode와 전송하지 않는 Idle mode에서 각각 방사 수준을 측정하였으며 이를 배경 잡음 수준과 비교한 측정 결과를 그림 2에 나타내었다.

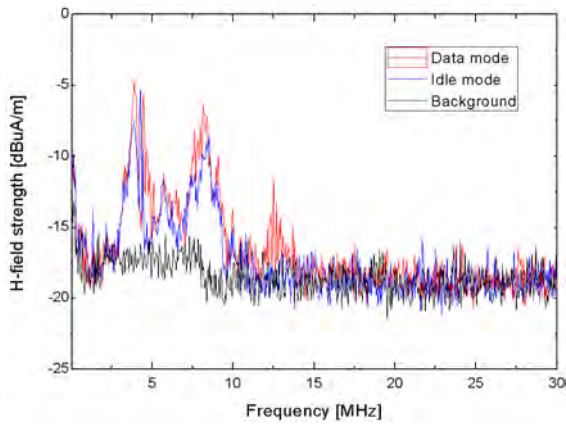


그림 2. 전력선 통신의 방사 측정 결과

측정 결과, 4 ~ 9 MHz 대역에 걸쳐 높은 수준의 방사가 관측되었으며 이는 동 대역을 사용하는 무선 서비스에 잠재적 간섭의 가능성이 높은 것으로 사료된다.

III. 간섭 거리 도출

그림 2에서 특정 주파수에서 측정된 자기 강도(Hm)는 식 1을 이용하여 자기 쌍극자 모멘트(m)로 변환된다.

$$m = |H_m| \frac{2\pi\lambda_r d^3}{\sqrt{\lambda_r^2 + d^2}} \quad (1)$$

식 1로부터 구해진 자기 쌍극자 모멘트는 식 2를 통해 유효방사 전력(ERP)로 환산된다.

$$ERP = \frac{1}{1000} \frac{20}{\lambda_r^2} m^2 \quad (2)$$

무선 서비스의 수신기의 허용 가능한 간섭은 식 3과 같이 구할 수 있다.

$$E_{limit} = E_{sensitivity} - SNR \quad (3)$$

식 3에서 구해진 허용 가능한 전계강도는 식 4를 이용하여 자기강도로 변환 할 수 있다.

$$H_{limit} = 10 \frac{E_{limit} - 120 - 51.5}{20} \quad (4)$$

앞서 구해진 전력선 통신의 간섭 신호와 무선서비스 수신기의 허용 가능한 간섭 신호를 자유 공간의 전파 모델에 적용하여 전력선 통신과 수신기 사이의 거리가

큰 경우에 따라서 식 5, 6, 7을 이용하여 간섭 거리를 계산한다[2].

$$r = 10^{\frac{120 + 49.5 + ERP_{dB} - E_{limit}}{20}} \quad (5)$$

$$r = \sqrt{\frac{m}{H_{limit} \lambda_r 2\pi}} \quad (6)$$

$$r = \sqrt[3]{\frac{m}{2\pi H_{limit}}} \quad (7)$$

무선 서비스의 사용 주파수에 따라 산출된 전력선 통신과 무선서비스의 간섭 거리를 표 1에 나타내었다 [3].

표 1. 전력선 통신과 무선서비스의 간섭 거리

Victim	Frequency	Interference	Protection distance
Aeronautical	3.8 MHz	-5 dBuA/m	15 m
Land mobile	4.8 MHz	-11 dBuA/m	12 m
Analog broadcasting	6.0 MHz	-13 dBuA/m	7 m
Digital broadcasting	7.2 MHz	-12 dBuA/m	20 m
Maritime mobile	8.1 MHz	-7 dBuA/m	58 m
Fixed	12.1 MHz	-8 dBuA/m	110 m
Radio astronomy	13.3 MHz	-16 dBuA/m	800 m

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문은 전력선 통신으로부터 방사되는 간섭 신호로부터 무선 서비스를 보호하기 위한 간섭 거리를 도출하였다. 이는 전력선 통신과 무선 서비스의 양립성 확보에 기여할 수 있으며 향후, 전력선 통신의 간섭 신호에 의한 무선 서비스의 성능 열화에 대한 연구가 필요할 것으로 사료된다.

참고문헌

[1] Niovi Pavlidou, A.J. Han Vinck, and Javad Yazdani, "Power Line Communication: State of the Art and Future Trends," IEEE Communication Magazine, pp.34-40, Apr, 2003.

[2] ITU-R, "Protection distance calculation between inductive systems and radiocommunication services using frequencies below 30 MHz," recommendation ITU-R SM.2028, Sep. 2012.

[3] ERC, "Compatibility study for generic limits for the emission levels of inductive SRDs below 30 MHz," ERC Report 67, Oct. 2005.

평행판 도파관 구조를 통한 메타물질 배열 구조의 해석 기법

*이해승¹, 고일석², 서일성³, 이용식¹

¹연세대학교 전기전자공학과

²인하대학교 전자공학부

³국방과학연구소 제 4 기술본부

e-mail : *yongshik.lee@yonsei.ac.kr*

Interpretation of Metamaterial Structure with Parallel Plate Waveguiding Structure

*Haeseung Lee¹, Il-suek Ko², Ilsung Seo³, Yongshik Lee¹

¹Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University

²Electronic Engineering, Inha University

³Agency for Defense Development

Abstract

By using parallel plate waveguiding structure, simulation model for metamaterial cell interpretation is introduced in this paper. The main theory of this model is based on TEM mode of parallel plate waveguiding structure. By using this model, electromagnetic wave characteristics of periodic structure is able to be simulated. 2-dimensional planar lens is designed by using this model.

I. 서론

메타물질 기술은 J. Pendry[1]와 D. Smith[2]가 첫 구현을 성공한 이래 전자기파 투명화 구조, 평면 렌즈, 고지향성 안테나 등 핵심 기술로써 다양한 응용 분야에서 연구가 활발히 진행되고 있다. 하지만 메타물질에 관련된 대부분의 연구는 주기 경계 조건(Periodic boundary condition)을 이용한 단위 셀 해석에 한정되고 있으며[3], 단위 셀 배열을 응용한 거대 구조의 경우 컴퓨터 메모리의 한계에 의해 전파 해

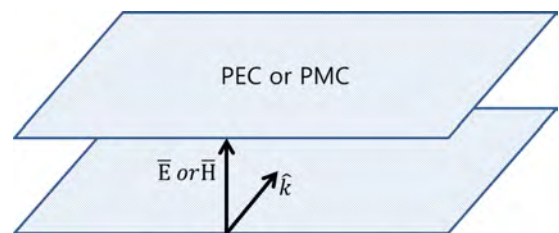


그림 1. 평행판 도파관 시뮬레이션 구조

석 툴을 이용한 해석은 거의 이루어지지 않고 있다.

따라서 본 논문에서는 메타물질의 단위 셀 배열을 해석하기 위한 평행판 도파관을 활용한 시뮬레이션 구조를 제안하였다. 또한 단위 셀 배열로 구현된 평면렌즈를 해석하여 셀의 등가 유전체를 활용한 결과와 비교하였다.

II. 이론

평행판 도파관은 TEM 모드가 가능한 가장 보편적인 구조 중 하나이다. 전기장의 방향이 평행판에 수직

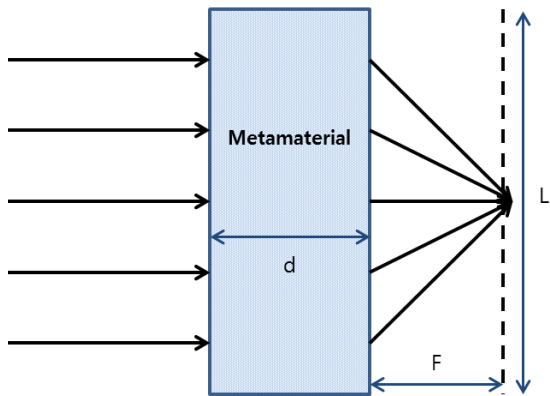


그림 2. 2차원 평면렌즈

주파수	셀크기	d	F	L
9 GHz	0.1λ	0.5λ	λ	2λ

표 1. 렌즈의 설계 조건

으로 인가될 때 평행판 도파관에서는 항상 TEM 모드가 나타나게 된다.[4] 이 때 자기장의 방향은 진행방향과 전기장의 방향에 동시에 수직인 방향으로 나타난다. 이 이론을 응용하여 구성한 시뮬레이션 구조는 그림 1과 같다.

메타물질의 단위 셀은 편파에 종속적이기 때문에 편파에 따라 TEM 모드를 위한 평행판을 구성하는 경계조건이 달라진다. 전기장이 평행판과 수직인 편파의 셀을 분석할 때는 평행판의 종류를 PEC(Perfect Electric Conductor)로 설정하면 TEM 모드가 발생한다. 또, 자기장이 평행판과 수직일 때는 전자기의 쌍대성(Duality)에 의해 평행판의 종류를 PMC(Perfect Electric Conductor)로 설정할 때 TEM 모드를 만족하게 된다.

해당 구조의 장점은 메타물질이 전자기파의 진행방향에 수직인 방향으로 같은 구조의 셀만 배열되어 있을 때 해당 위치에서는 한 개의 셀만 사용하여 구조를 설계할 수 있다는 것이다. 일반적으로 D. Smith가 제안한 구조의[2] 투명화 구조와 메타물질을 이용한 2차원 평면렌즈를 등 메타물질의 많은 응용분야에서 이 구조가 적용가능하다.

III. 시뮬레이션

본 논문에서는 평행판 도파관 구조를 활용하여 2차원 평면렌즈를 구현하였다. 평면렌즈의 성능은 그림 2와 표 1에 나타나 있다. 특정 위치의 초점에 전자기파를 모으도록 구성되어 있다. 본 논문에서는 메타 셀에

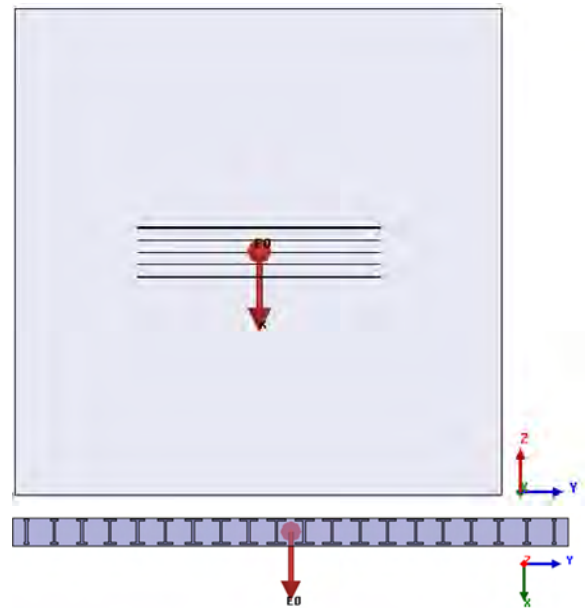


그림 3. PEC 평행판 시뮬레이션의 y-z 평면과 x-y 평면

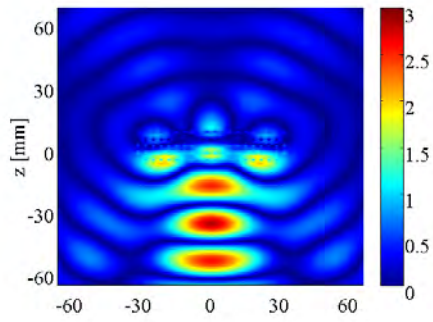
대의 두 가지 편파에 대해 각각 설계했다.

렌즈의 설계 조건은 표 1.과 같이 나타난다. 시뮬레이션은 X-band 대역 주파수 중 하나인 9 GHz를 사용했으며 이 때 파장 λ는 33.3 mm 이다. 또한 메타셀의 종류는 I-shaped 셀을 사용했고 크기는 λ/10인 3.33 mm이다. I-shaped 셀을 사용한 이유는 셀의 비공진 특성과 굴절률이 렌즈에 활용하기 좋은 범위인 1.2~2.5 정도를 갖기 때문이다. 표 1.의 설계 조건에 해당하는 렌즈의 굴절률의 관계식은 다음과 같다.

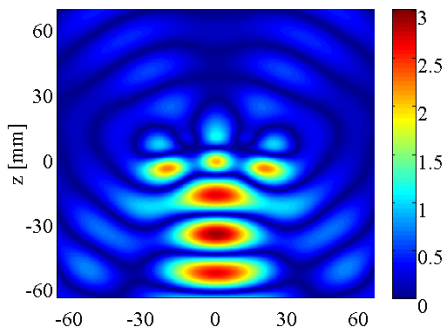
$$n(r) = n_0 + \frac{1}{d} (L - \sqrt{L^2 + r^2}) \quad (1)$$

그림 2.를 참고할 때 r은 L과 평행한 위치이고 원점은 렌즈의 중심이다. 또, n₀은 2.2로 설정했다. 위치에 따른 굴절률을 (1)의 식으로 구한 후 해당 위치에서 메타 셀의 규격을 정한 후 그림 3.과 같이 렌즈를 구현하였다.[5]

그림 3.처럼 구성된 렌즈에 평면파가 수직으로 입사하고 전기장의 방향은 I-shaped 셀과 나란한 방향을 갖는다. 그림 3.에서는 전기장이 평행판과 수직이므로 평행판의 종류는 PEC이다. 자기장이 평행판과 수직일 때는 평행판을 PMC로 구성하고 셀은 그 때의 전기장과 나란한 방향으로 배열하여 시뮬레이션을 진행하였다. 시뮬레이션 결과는 각각 그림 4와, 그림 5.처럼 나타난다.

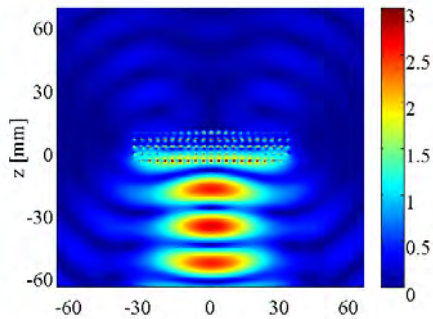


(a)

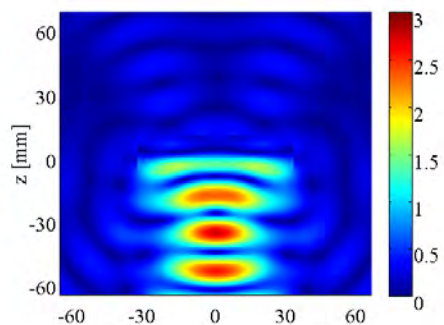


(b)

그림 4. PEC 평행판을 이용한 렌즈의 전기장 패턴 [V/m] (a) 메타 셀 (b) 등가유전체



(a)



(b)

그림 5. PMC 평행판을 이용한 렌즈의 전기장 패턴 [V/m] (a) 메타 셀 (b) 등가유전체

그림 4. (a)와 그림 5. (a)는 셀을 활용한 시뮬레이션 결과의 전기장 크기를 그린 그림이고 그림 4. (b)와 그림 5. (b)는 등가 유전체를 활용한 시뮬레이션 결과의 전기장 크기를 그린 것이다. 셀을 활용한 시뮬레이션이 등가 유전체 시뮬레이션과 일치할수록 이론에 가깝게 설계된 것이다.

그림 4.를 참고하면 PEC를 사용한 시뮬레이션은 둘의 패턴이 매우 유사하며 초점이 $z=-33.3$ mm, 즉, 1λ 에서 나타남을 확인할 수 있다. 하지만 그림 5.를 참고하면 PMC 평행판을 사용한 결과는 PEC 평행판을 사용할 때와는 달리 셀과 등가 유전체 시뮬레이션 결과가 약간 차이나는 것을 확인할 수 있다. 특히 셀을 활용할 때는 원하는 초점에 전자기파가 잘 모이지 않는 것을 알 수 있다. 이는 메타물질의 특성에 의한 것으로 특정 셀이 이웃한 셀과 다를 때, 커플링 특성이 달라져 굴절률이 바뀌기 때문이다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서 평행판 도파관 구조를 활용하면 등가 유전체뿐만 아니라 직접 셀을 설계하여 시뮬레이션이 가능한 것을 보였다. 또, 등가 유전체 시뮬레이션과 비교하여 결과를 검증했다. 이 시뮬레이션 구조의 장점은 하나의 모델을 셀의 배열로써 설계한 구조와 등가 유전체를 활용한 구조의 차이를 비교할 수 있다는 점이다. 둘의 차이를 근거리장(near-field) 및 원거리장(far-field)을 연구하면 셀을 등가 유전체와 더 가까운 결과를 갖도록 개선할 수 있어 메타물질을 활용한 구조의 성능향상 연구에 필요하다.

감사의 글

본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소가 지원하는 나노응용 특화 연구센터 사업의 일환으로 수행되었습니다.

참고문헌

- [1] J. Pendry 외, Controlling Electromagnetic Fields, Science, vol. 312, pp. 1780-1782, 2006
- [2] R. Liu 외, Broadband Ground-Plane Cloak, Science, vol. 323, pp. 366-369, 2009
- [3] D. Smith 외, Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients,

Physical Review B, vol. 65, p. 195104, 2002.

- [4] D. Pozar, Microwave Engineering 3rd edition, Wiley, 2005
- [5] Zsolt Szabó 외, A Unique Extraction of Metamaterial Parameters Based on Kramers - Kronig Relationship, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 58, pp. 2646-2653, 2010

이중 대역 부고조파 자가 발진 믹서 설계

*오택근, 이용식
연세대학교 전기전자공학과
e-mail : yongshik.lee@yonsei.ac.kr

A Dual-band Subharmonic Self-oscillating mixer

*Oh Taeck Keun, Yongshik Lee
Department of Electrical and Electronic Engineering
Yonsei University

Abstract

In this paper, a dual-band subharmonic self-oscillating mixer is designed. The designed self-oscillating mixer is comprised of oscillator and subharmonic drain mixer. We analyze the harmonic components of oscillated LO signal using the drain bias, and drain bias is selected for design of a dual-band subharmonic mixer. In design of oscillator, design of impedance matching circuit between resonator and negative resistance use Device-Line Measurement technique. The dual-band subharmonic self-oscillating mixer is designed with 1.2-GHz LO frequency, 2.19 ~ 2.61-GHz and 3.4 ~ 3.86-GHz RF frequencies. Simulation result, the designed mixer have a -1.3 dB and -6.7 dB maximum gain.

I. 서론

최근 한정된 주파수 자원에 대하여 이동통신 사용량의 증가로 인하여 다중 대역을 사용하는 시스템에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 다중 대역 또는 이중

대역 시스템을 구현하기 위한 소자에는 커플러[1], 필터[2] 등이 있다. 다중 대역 시스템에서 믹서를 설계하는 방법에는 2개의 LO 신호를 이용하는 방법, 하모닉 발진기가 포함된 Self-Oscillating Mixer (SOM)을 설계하는 방법 등이 있다 [3-4]. 2개의 LO 신호를 이용하는 방법은 외부에 1개 이상의 발진기가 필요하기 때문에 전체 시스템의 복잡도 및 가격이 증가하는 단점이 있고, 하모닉 발진기가 포함된 SOM의 경우에는 믹서 설계시 하모닉 발진기를 설계하는 기술이 추가로 필요하다는 단점이 있다.

본 논문에서는 SOM 형태의 이중 대역 믹서를 제안한다. 제안하는 이중 대역 믹서는 발진기에서 생성된 단일 주파수의 LO 신호를 사용하며, LO 신호의 2차, 3차 하모닉 성분과 RF 신호를 혼합하여 IF 신호를 생성한다. 이중 대역 믹서를 설계하기 위하여 Piece-wise Linear Transistor (PLT) 모델을 이용하여 드레인 믹서에서 LO 신호의 하모닉 성분을 분석하였다. SOM 설계시 바이어스는 LO 신호의 하모닉 성분을 분석한 결과를 바탕으로 선정하였다. 발진기에서 부성저항단과 공진단의 임피던스 매칭은 Device-Line Measurement technique (DLM)을 이용하여 진행하였다. 설계 결과 2 GHz 대역 (2.19 ~ 2.61 GHz), 3 GHz 대역 (3.4 ~ 3.57, 3.76 ~ 3.86 GHz)에서 -10 dB 이상의 변환이득을 얻을 수 있었다.

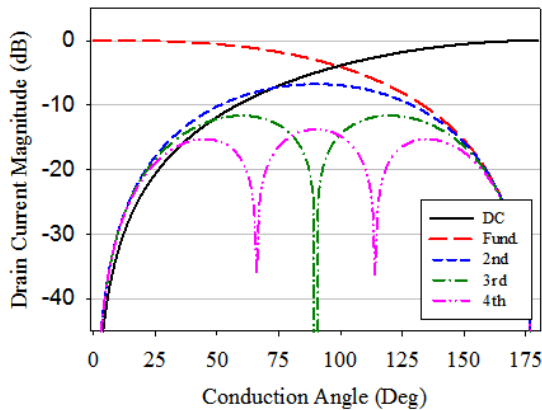


그림 1. 드레인 믹서에서 클리핑된 LO 신호의 하모닉 성분

II. 본론

2.1 드레인 믹서의 하모닉 분석

드레인 믹서는 대 신호인 LO 신호가 드레인 단으로, 소 신호인 RF 신호가 게이트 단으로 인가되어, 드레인 단으로 IF가 출력되는 구조를 가지고 있다. 드레인 단으로 인가된 LO 신호는 트랜지스터의 드레인 바이어스 V_{DS} 를 변하게 하여, 트랜지스터의 동작영역이 선형영역과 포화영역에서 스위칭을 하게 된다. 이 신호는 포화영역에 의하여 변형이 일어나게 된다. 포화영역에 의해서 변형이 된 V_{DS} 에 의하여 드레인 전류 I_{DS} 도 변형이 일어나게 된다.

PLT 모델은 트랜지스터의 동작을 이상적으로 가정하여 간단하게 표현한 모델이다 [5]. 트랜지스터의 특성을 PLT 모델로 가정했을 때의 포화영역에 의해서 변형이 일어난 LO 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$I_{DS} = \begin{cases} \cos\theta, & -\theta < x < \theta \\ \cos x, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (1)$$

위의 드레인 전류를 푸리에 급수를 이용하여 하모닉 성분 별로 분석하면 다음과 같다.

$$I_{DS} = \begin{cases} \frac{\theta \cos\theta - \sin\theta}{\pi} & n=0 \\ (1 - \frac{\theta}{\pi}) + \frac{1}{2} \sin 2\theta & n=1 \\ \frac{2 \sin n\theta \cos\theta - 2n \cos n\theta \sin\theta}{\pi n(n^2 - 1)} & n > 1 \end{cases} \quad (2)$$

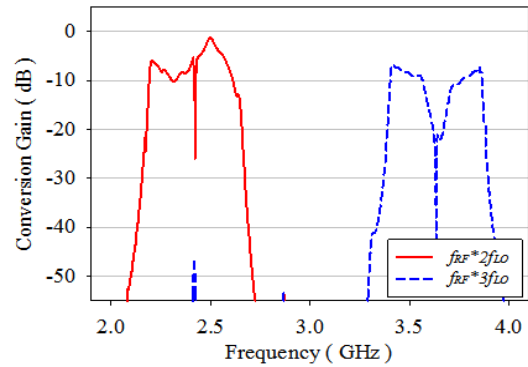


그림 3. 변환이득 모의실험 결과

θ 는 전도각이고, n 은 하모닉 차수 이다. 전도각 θ 는 드레인 바이어스를 통하여 선택할 수 있다. 그림 1은 푸리에 급수를 이용하여 분석한 드레인 전류의 하모닉 성분을 전도각에 대하여 나타낸 것이다. 2차 하모닉 성분은 전도각이 90도 일 때에, 3차 하모닉 성분은 전도각이 60, 120도 일 때에 최대가 된다. 또한, 전도각 90도에서 3차 하모닉 성분은, 60도, 120도에서 4차 하모닉 성분이 최소가 된다. 적절하게 드레인 바이어스를 선택함으로써 특정 하모닉 성분을 최대화/최소화 할 수 있다.

2.2 자가 발진 믹서 설계

자가 발진 믹서를 설계하기 위하여 앞에서 분석한 결과를 바탕으로 믹서단의 바이어스를 선정하였다. 모의 실험을 통하여 드레인 바이어스에 따른 LO 신호의 하모닉 성분을 분석한 후, 이중 대역 동작이 가능하도록 2차 하모닉 성분과 3차 하모닉 성분이 최대가 나올 수 있는 드레인 바이어스를 선정하였다.

발진단은 DLM 기법을 이용하여 설계를 진행하였다 [6]. DLM은 발진기가 특정 전압으로 발진이 일어났을 때에 부성저항단의 임피던스를 예측하여, 공진단과 임피던스 매칭을 하는 방법이다. 모의 실험을 통하여 발진 전압에 따른 부성저항단의 임피던스 값을 분석하여, 트랜지스터의 동작 범위내에서 발진 전압을 선정한 후, 공진단과의 임피던스 매칭을 진행하였다.

2.3 모의 실험 결과

그림 2는 설계한 이중 대역 자가 발진 믹서에 대한 모의실험 결과이다. 모의 실험 결과 발진기에서 생성된 단일 주파수 LO 신호의 2차 하모닉 성분과 RF 신호가 혼합된 신호인 $f_{RF} \times 2f_{LO}$ 는 -10 dB 변환이득 기준으로 약 420 MHz (2.19 ~ 2.61 GHz)의 대역폭과 최대 변환이득 -1.3 dB를 얻을 수 있었고, LO 신호의

3차 하모닉 성분과 RF 신호가 혼합된 신호인 $f_{RF} \times 3f_{LO}$ 는 -10 dB 변환이득 기준으로 약 270 MHz (3.4 ~ 3.57, 3.76 ~ 3.86 GHz)의 대역폭과 최대 변환이득 -6.7 dB를 얻을 수 있었다.

III. 결론

본 논문에서는 이중대역 부고조파 자가 발진 믹서를 설계하였다. 설계된 믹서는 발진기에서 생성된 단일 LO 주파수의 2차, 3차 하모닉 성분과 RF 신호를 혼합하여 IF 신호를 생성한다. 이중 대역을 구현하기 위하여 드레인 믹서에서 입력되는 LO 신호의 하모닉 성분을 분석하여 믹서의 드레인 바이어스를 선정하였다. 모의실험 결과 2 GHz 대역 (2.19 ~ 2.61 GHz)과 3 GHz 대역 (3.4 ~ 3.57, 3.76 ~ 3.86 GHz)에서 -10 dB 이상의 변환이득을 얻을 수 있었다.

감사의 글

“본 연구는 미래부가 지원한 2013년 정보통신·방송(ICT) 연구개발사업의 연구결과로 수행되었음”

참고문헌

- [1] K.-S. Chin, K.-M. Lin, Y.-H. Wei, T.-H. Tseng, and Y.-J. Yang, "Compact dual-band branch-line and rat-race couplers with stepped impedances stub lines", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 5, pp. 1213-1221, May 2010
- [2] 이승구, 하정제, 이용식, "결합 선로 이중 대역 필터의 대역폭이 줄지 않는 설계 방법", 한국전자파학회논문지, 제21권, 제3호, pp. 245-252
- [3] J.-S. Syu and C. Meng, "2.4/5.7 GHz dual-band high linearity Gilbert upconverter utilizing bias-offset TCA and LC current combiner", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 12, pp. 876-878, Dec. 2007
- [4] B. R. Jackson and C. E. Saavedra, "A dual-band self-oscillating mixer for C-band and X-band applications", *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 58, no. 2, pp. 318-323, Feb. 2010
- [5] S. A. Mass, *Nonlinear Microwave Circuits*, New York, NY : Artech House, 1998.
- [6] W. Wagner, "Oscillator design by device line measurement", *Microwave Journal*, vol. 22, pp. 43-48, Feb. 1979

유방 MT 시스템에서 유방의 마이크로파 정합을 위한 연구

*김장렬, L. Minz, 이광재, 손성호, 전순익
한국전자통신연구원, 전파기술연구부
e-mail : *jykim36@etri.re.kr, sijeon@etri.re.kr*

Study for microwave matching of breast in a breast MT system

*Jang-Yeol Kim, Laxmikant Minz, Kwang-Jae Lee, Seong-Ho Son, Soon Ik Jeon
Radio Technology Research Department, ETRI

Abstract

we have analyzed to determine the better type of coupling liquid material with the investigation of microwave propagation characteristics in MT system operating in the frequency range of 3 to 6 GHz. Therefore, we considered six kinds of coupling materials for matching a human breast which is modeled in 1-dimension. As a result, it can be helpful to determine the suitable type of coupling liquid medium for breast cancer detection.

과 토모그래피 타입의 두 가지 종류가 있다. 레이더 타입은 광대역 펄스를 사용하며, 쉬운 측정과 빠른 탐지의 장점이 있지만, 조직을 구분하기 어렵다. 토모그래피 타입은 역산란 이론을 응용하는 방법으로 수치해석 알고리즘과 최적화 알고리즘을 이용하여 영상 복원을 구현한다 [2].

본 논문에서는 토모그래피 타입을 이용하여 제안된 1-D 유방 모델 경계면에서 반사를 최소화하면서 최대한 투과되는 적절한 커플링 정합 물질에 관한 연구를 3 - 6 GHz 주파수 대역에서 수행하였다.

I. 서론

최근 유방암 영상 진단 기기 분야에서 방사선 등을 이용한 의료 진단 장치들에 대한 대체 및 보완 장치로 전자파를 이용한 유방암 진단 기술이 전 세계적으로 활발히 연구되고 있다. 유방암 진단 기술에는 기존에 활용된 X-선 영상 기법, MRI, CT 등 있으며, 이러한 기술들은 강한 자계 및 방사선에 대한 환자의 노출이라는 단점을 가지고 있다. 따라서 이러한 문제를 해결하기 위한 대체 기술로서 전자파를 이용한 영상 복원의 이미징 기술이 주목되면서 활발히 연구가 진행되고 있다 [1]. 전자파를 이용한 이미징 기술에는 레이더 타입

II. 본론

2.1 일차원 유방 모델 설계

그림 1은 제안된 일차원 유방 모델을 나타낸 것으로 사각형의 직육면체로 설계하였고 1 mm x 1 mm x 150 mm 크기를 갖는다. 그림의 1의 제안된 모델에 coupling liquid materials(layer 1, 5)는 mostly fatty (MF), scatteredfibro-glandular(SF), heterogeneously dense(HD), extremely dense(ED), oil, skin의 6가지 물질을 적용하여 설계하였다. 또한 coupling liquid

layer와 breast tissue 사이에 skin(layer 2, 4)을 고려하여 설계하였고, breast tissue(layer 3)의 경우 대부분의 한국 여성의 유방 타입인 ED를 고려하여 적용하였다. 그림 1의 유방 모델에 대한 자세한 정보는 표 1에 나타내었고, 표 2에는 6개의 물질에 관한 정보를 Debye 모델 파라미터로 나타내었다 [3].

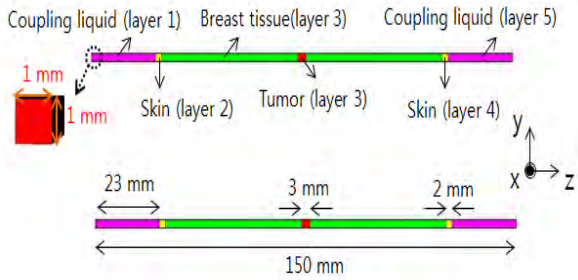


그림 1. 제안된 일차원 유방 모델

표 1. 제안된 유방 모델 정보

Matching region	Breast tissue region	
Layer 1, 5	Layer 2, 4	Layer 3
Skin	Skin	ED (w/wo tumor)
HD	Skin	ED (w/wo tumor)
ED	Skin	ED (w/wo tumor)
MF	Skin	ED (w/wo tumor)
SF	Skin	ED (w/wo tumor)
Oil	Skin	ED (w/wo tumor)

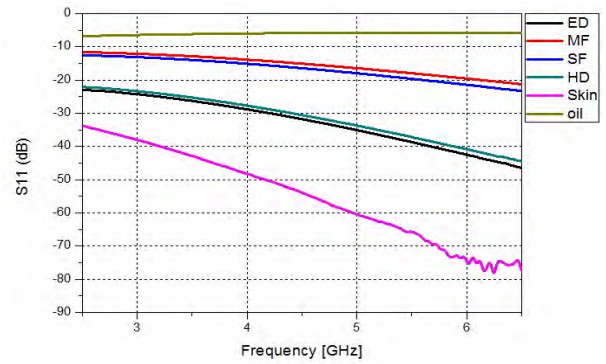
표 2. 제안된 모델의 Debye 파라미터 [3]

type	ϵ_{∞}	$\Delta\epsilon$	$\sigma_s, S/m$	T, p _s
Skin	15.3	24.8	0.741	15
MF	3.62	2.66	0.0586	15
SF	3.97	3.12	0.0697	15
HD	7.42	9.58	0.219	15
ED	7.88	10.3	0.236	15

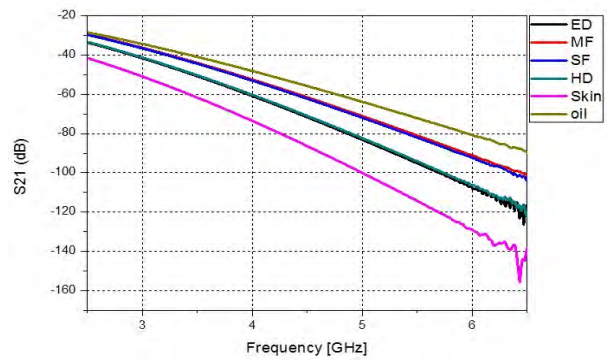
*Oil type : $\epsilon_r=3$, $\sigma_s=0.04S/m$ at 3 - 6 GHz

2.2 실험 결과

그림 1의 제안된 유방 모델은 MT 진단 시스템을 위해서 손실 매질 조건에서 커플링 매질, 피부 및 유방 매질 또는 암 조직이 포함된 매질을 갖는 복합 경계면에서의 최적의 반사 및 투과계수를 갖는 적적할 커플링 정합 물질을 찾기 위해 연구를 수행하였고 이론적인 분석이 선행되어 모의 실험된 결과는 그림 2, 3을 통해 확인 할 수 있다.

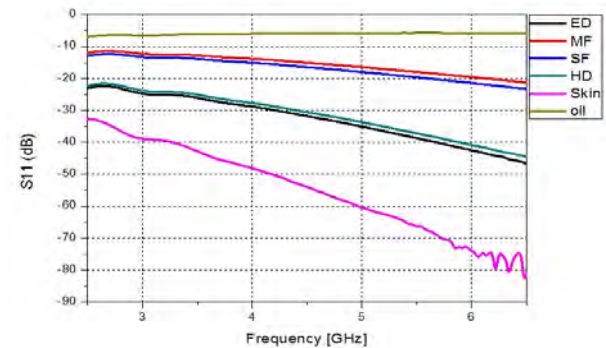


(a) tumor가 없는 S₁₁ 결과

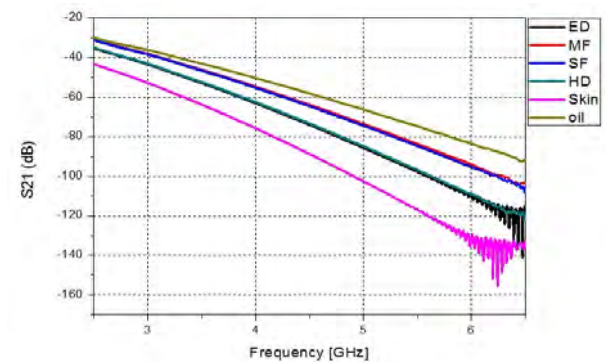


(b) tumor가 없는 S₂₁ 결과

그림2. tumor가 없는 반사 손실 및 삽입 손실 결과



(a) tumor가 포함된 S₁₁ 결과



(b) tumor가 포함된 S₂₁ 결과

그림3. tumor가 포함된 반사 손실 및 삽입 손실 결과

그림 2, 3의 결과를 살펴보면 암 조직 (tumor)이 유방 매질에 존재하지 않는 경우 3 - 6 GHz에서 반사 손실(S_{11}) 결과는 oil < MF < SF < HD < ED < skin 순으로 나타났으며 skin의 경우 반사 손실이 가장 우수하게 나타났다. 반면에 투과 측면에서 삽입 손실(S_{21}) 결과는 oil > FT > SF > HD > ED > skin 순으로 나타났으며 oil의 경우 가장 우수한 특성이 나타났다. skin은 삽입 손실이 상대적으로 다른 물질보다 삽입 손실이 특성이 좋지 않았다. 또한 유방 매질에 3 mm의 암 조직이 포함된 경우 그 결과는 반사 손실과 삽입 손실 모두 암 조직이 포함되지 않은 결과와 유사한 특성을 보였다. 따라서 제안된 1-D 유방 모델의 반사 손실과 삽입 손실의 결과를 고려하여 적절한 커플링 물질로서 반사 손실(S_{11}) < -15 dB인 HD, ED, skin과 같은 물질을 선택하고 3종류의 물질 중 삽입 손실(S_{21}) 특성이 우수한 HD 물질을 선택하는 적절한 가이드라인이 필요할 것으로 사료된다.

normal and malignant breast tissue dielectric properties at microwave frequencies”, IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett. vol.17, pp.822 - 824, 2007

III. 결론 및 향후 연구 방향

제안된 1-D 유방 모델을 통해서 MT 진단 시스템에 사용될 적절한 커플링 정합 물질을 선택하기 위해 3 - 6 GHz 주파수 대역에서 연구를 수행하였다. HD 정합 물질이 제안된 다른 물질보다 적절한 정합 물질인 것으로 사료되었다. 향후 연구 방향으로는 실제 MT 시스템을 고려한 유방 모델을 통한 연구가 진행될 예정이며 제안된 6개의 물질보다 더 많은 물질을 적용하여 적절한 정합 물질을 선정하는 연구를 수행할 예정이다.

Acknowledgement

본 연구는 미래창조과학부가 지원한 2013년 정보통신·방송(ICT) 연구개발사업의 연구결과로 수행되었음

참고문헌

- [1] 전순익외 2인, “전자파를 이용한 유방암 진단 연구”, 한국전자과학회지, 제18권, 제3호, pp. 36-44, 2007
- [2] S.H. Son, N. Simonov, H.J. Kim, J.M. Lee, and S.I. Jeon, “Preclinical prototype development of a microwave tomography system for breast cancer detection”, ETRI Journal, vol.32, pp.901-910, 2010
- [3] M. Lazebnik, M. Okoniewski, J.H. Booske, and S.C. Hagness, “Highly accurate debye models for

슬릿구조를 이용한 4포트 TEM 셀의 전자파분포 개선

*최성웅, 전상봉, 박승근, 김홍묵
한국전자통신연구원 방송통신미디어연구부
e-mail : *swchoi, sbjeon, seungkp, hmkim@etri.re.kr

Improvement of Electromagnetic Field Distribution in 4-Port TEM cell Using Slit Structure

*Sung-Woong Choi, Sang-Bong Jeon, Seung-Keun Park, Heung-Mook Kim
Broadcasting & Telecommunications Media research Lab, ETRI

Abstract

This paper proposes a method of reducing the undesired electromagnetic field component in the 4-port transverse electromagnetic (TEM) cell with two internal septa, which is used for electromagnetic compatibility (EMC) test. Adopting slit structure in the internal septa, 4-port TEM cell provide a improved field distribution inside the usable test volume.

I. 서론

최근 전기·전자 및 정보화 기술의 급속한 발전으로 각종 전자 기기들이 넘쳐남에 따라 수많은 전자파 잡음 환경 속에서 살아가고 있다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 불필요한 전자파의 방출을 규제치 이하로 억제하고, 일정한 규제치의 전자파 환경 속에서 장해를 받지 않고 정상적인 동작을 할 수 있도록 내성을 강화시키는 EMC (electromagnetic compatibility) 연구가 활발히 진행되고 있다.

현재 EMC 분야에서 표준 전자파 발생장치로 많이 사용되는 구조로는 구형 동축 케이블 형태인 TEM 셀과 GTEM 셀 등이 있다[1][2][3]. 그러나 TEM 셀 등은

크기와 사용 주파수 대역이 제한된다는 단점이 있으므로 좀 더 우수한 특성을 가지는 구조가 요구되고 있으며, 이러한 요구 조건을 충족시키기 위하여 그림 1과 같은 2개의 격벽(septum) 구조를 가지는 4포트 TEM 셀이 연구되고 있다[4][5][6].



그림 1. 2개의 격벽을 가지는 4포트 TEM 셀 구조

본 논문에서는 현재 전자파적합성 분야에서 표준 전자파 발생 대응 시설로 사용되는 2개의 격벽을 가진 TEM 셀에서 의도적인 전자기파 분포 외에 발생하는 불필요한 전자기파를 줄일 수 있는 방법을 제시하였다. 제안된 슬릿 구조의 내부 격벽에 대한 CST 시뮬레이션을 통해 원하는 필드 성분의 변화 없이 불필요한 진행 방향 필드 성분이 감소하는 것을 보여주었다.

II. 성능 특성 및 계산 결과

그림 2에서 보는 바와 같이 2개의 격벽을 가진 4포트 TEM 셀의 외부는 zero potential의 완전 도체로 이루어져 있고 내부에는 상,하 내부 격벽 도체가 휘지 않도록 하고, 급전 단자를 소정 거리만큼 이격시켜 임피던스 정합을 쉽게 구현하고, Q팩터가 높은 주파수 창을 발생시켜 사용 주파수 대역을 넓힐 수 있는 구조로 되어 있다. 이러한 직선형 구조를 바탕으로 TEM 셀은 상하 2개의 격벽 사이에 TEM 평면파를 생성한다.

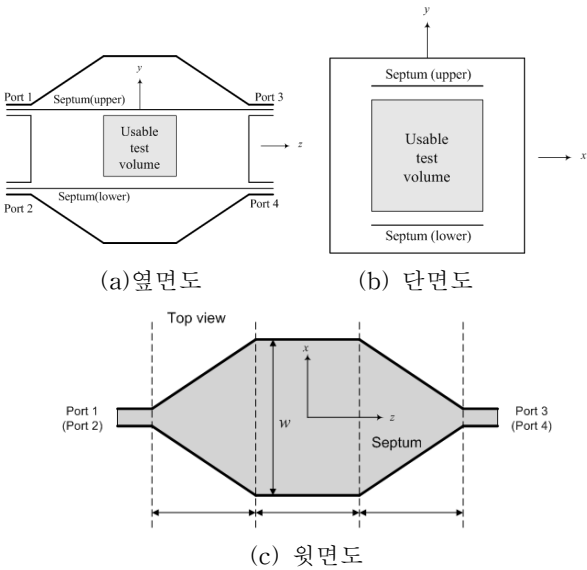
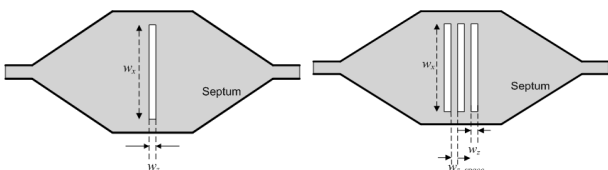


그림 2. 2개의 격벽을 가진 TEM 셀

그림 2의 (c)는 4포트 TEM 셀내의 윗면에서 바라본 격벽 구조를 보여주고 있다. 기존 TEM 셀의 설계 기술은 $l_c = l_t$ 혹은 $l_c = 2 \cdot l_t$ 를 이용하여 설계하고 있다. 특히 그림 2의 (c)에서와 같이 $l_c = l_t$ 의 경우, $l_c = 2 \cdot l_t$ 구조에 비해 높은 주파수 영역과 내부 usable test volume 영역을 크게 확보할 수 있는 장점을 가지고 있지만 불필요한 전자파 분포 성분이 증가하는 단점을 가지고 있다. 전자파의 진행 방향에 해당하는 불필요한 electric field intensity 성분이 크게 발생하면 TEM 모드 뿐만 아니라 근역장 모드를 생성하는데 문제점이 발생하게 된다.



(a) 1개의 slit 구조 (b) 3개의 slit 구조
그림 3. 제안된 격벽 구조

그림 3은 2개의 격벽을 가진 4포트 TEM 셀 내에 제안된 슬릿 구조를 보여주고 있다. 그림 3의 (a)는 슬릿이 1개 일 때 길이 w_x 의 길이를 변화시키는 구조이고, (b)는 w_x 를 300 mm로 고정시키고 슬릿 3개를 10 mm 간격(w_{z_space})으로 두었을 때의 구조이다.

그림 4는 제안된 슬릿구조를 가진 격벽을 이용하였을 경우, TEM 셀 내에 분포하는 의도된 필드인 E_y 성분의 전계 강도를 나타내고 있다. 공진 주파수 이하에서의 전계 강도는 제안된 격벽에서의 슬릿 구조 및 개수가 변화하더라도 E_y 필드 성분의 변화가 없다. 하지만 그림 5를 보면 TEM 셀에서 존재하지 않아야 할 필드 성분인 E_z 성분이 슬릿 구조 및 개수에 따라 변화함을 알 수가 있다. 슬릿이 없는 경우에 비해 1 슬릿 구조의 경우 E_z 필드가 150 MHz 에서 w_x 를 300 mm, 350 mm, 400 mm로 두었을 때 각각 약 1.9 dB, 3.3 dB 5.3 dB 감소하며, 3 슬릿 구조(w_x 를 300 mm로 고정) 일 때 E_z 는 슬릿이 없는 구조에 비해 4.1 dB가 감소하는 것을 알 수 있다.

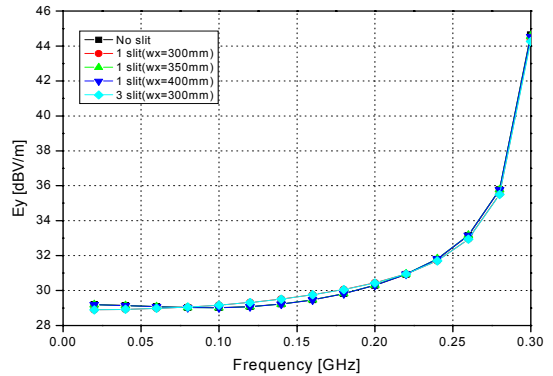


그림 4. 주파수에 따른 전계강도 분포(E_y)

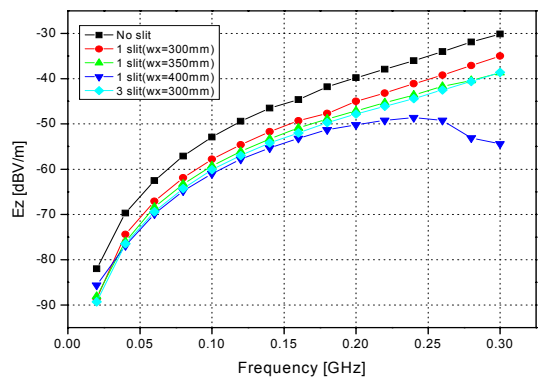


그림 5. 주파수에 따른 전계강도 분포(E_z)

표 1. 주파수별 전계강도(Ez) 감소량

slit 구조		주파수					
		100 MHz		150 MHz		200 MHz	
		E_z (dBV/m)	감소 (dB)	E_z (dBV/m)	감소 (dB)	E_z (dBV/m)	감소 (dB)
No slit	w_x (mm)	-56.4	-	-48.9	-	-43.3	-
1 slit	300	-58.2	1.8	-50.8	1.9	-45.4	2.1
	350	-59.3	2.9	-52.2	3.3	-47.1	3.8
	400	-61.0	4.6	-54.2	5.3	-50.2	6.9
3 slit	300	-60.1	3.7	-53.0	4.1	-47.8	4.5

IV. 결론

본 논문에서는 2개의 격벽을 가진 TEM 셀의 단점 중 하나인 불필요한 진행 방향 성분을 줄이기 위한 방법을 제시하였다. 제안된 슬릿 구조의 내부 격벽에 대한 CST 시뮬레이션을 통해 원하는 필드 성분의 변화 없이 불필요한 진행 방향 필드 성분이 감소하는 것을 보여주었으며, 제안된 구조를 이용하면 표준 전자파 발생장치인 TEM 셀 내부에서의 전자파 분포를 개선할 수 있는 효과가 있다.

Acknowledgement

본 연구는 미래창조과학부가 지원한 2013년 정보통신·방송(ICT) 연구개발사업의 연구결과로 수행되었음

참고문헌

- [1] M. L. Crawford, "Generation of standard EM fields using TEM transmission cells", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 16, no. 4, pp. 189-195, Nov. 1974.
- [2] D. Hansen, P. Wilson, D.Konigstein, and H. Schaer, "A broadband alternative EMC test chamber based on a TEM-cell anechoic-chamber hybrid concept", *Proceedings of the 1989 International Symposium on Electronic Compatibility*, pp 133-137, Sep.1989
- [3] J. H. Yun, H. J. Lee and H. J. Hwang, "Straight coupled transmission-line cell for generating standard electromagnetic fields", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 44, no. 4, pp.

515-521, Nov. 2002.

- [4] S. B. Jeon, J. H. Yun, and S. K. Park, "On the new design of a 4-port TEM waveguide with a higher cutoff-frequency and wider test volume", *ETRI Journal*, Feb. 2012.
- [5] 전상봉 외, "개선된 성능을 가지는 4-포트 TEM 셀 설계", 대한전자공학회 하계학술대회, 제35권 1호, pp 568-569, 2012
- [6] 최성웅 외, "IEC/SC 77B의 전자파 방사 및 내성 테스트를 위한 4포트 TEM 셀 연구 동향", 전자파 기술, 제23권 제1호, 2012. 1.

다중링크 협력통신 시나리오 무선채널 실측을 통한 각 확산 파라미터의 상호상관특성 모델링

*김명돈, 박재준, 정현규
한국전자통신연구원

e-mail : *mdkim@etri.re.kr, jjpark@etri.re.kr, hkchung@etri.re.kr*

Cross-correlation Model of Angular Spreads Based on Channel Measurement in Multi-link Cooperative Communication Scenarios

*Myung-Don Kim, Jae-Joon Park, Hyun-Kyu Chung
Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

In this paper, we propose stochastic cross-correlation models of angular spreads between two links, i.e. the Base Station (BS)- Mobile Station (MS) link and the Relay Station (RS)-MS link. It is based on measurement data collected by using the wideband multiple input multiple output (MIMO) relay-Band-Exploration-and-Channel-Sounder (rBECS) system at 3.7 GHz

I. 서론

최근 3GPP(3rd Generation Partnership Project)에서는 4세대 이동통신인 LTE-Advanced 기술에서 주파수 효율 및 성능을 더욱 향상시킬 수 있는 방안으로서 협력통신(Cooperative Communications) 기술에 관한 연구 및 표준화가 진행되고 있다[1]. 특히 CoMP (Coordinated multi-point), 릴레이(relay), 빔포밍 (beamforming) 등을 이용한 협력통신 기술에서는 여러 개의 소스(source) 및 수신 노드(node)들 간의 통신 링크(link)상에서 다양한 전파 채널 특성들이 공존할 수 있으며, 이들 통신 링크들 간 채널 특성의 상호 상

관도, 즉 채널 파라미터들간의 유사성 혹은 상이성에 따라 다양한 협력통신 기술이 적용될 수 있다. 예를 들어, 여러 개의 소스들과 수신 노드간의 전파되는 채널 특성이 유사할 경우 협력 빔포밍 기술을 적용할 수 있으며, 공존하는 다중 링크들 간의 채널 특성이 상이할 경우 공간적인 다이버시티 이득을 취할 수 있으므로 협력 MIMO(Cooperative MIMO) 기술 등을 적용할 수 있다. 따라서, 협력통신 기술의 효율적인 적용을 위해서는 다중 링크간의 채널 파라미터들간의 상호상관 특성(cross-correlation characteristics)에 대한 연구가 매우 중요하다. 본 논문에서는 다중링크 협력통신 시나리오에서 기지국(Base Station, 이하 BS)와 단말기 (Mobile Station, 이하 MS)간 링크(BS-MS link)와 릴레이(Relay Station, 이하 RS)과 MS간의 링크(RS-MS link)간의 각 확산(angular spread) 채널 파라미터의 상호상관특성을 무선채널 필드 실측을 통한 데이터를 기반으로 통계적으로 분석하고 그 결과를 모델링 한다.

II. 본론

2.1 각 확산의 상호상관특성 개요

본 논문에서는 다중링크 협력통신 시나리오에서 두 링크의 채널간 도래각(azimuth of arrival, AoA), 발사각(azimuth of departure, AoD) 및 고도각(elevation of

arrival, EoA)에 대한 각 확산의 상호상관 특성을 고찰한다. (그림 1)은 본 논문에서 제시한 다중링크 모델의 개념도로서, BS와 MS간의 링크와 RS와 MS간의 링크를 지리적으로 모델링 하였다. 이 때 각 노드들의 위치에 따라 두 링크간의 상호 관계는 링크간의 사이각 (Angle of Separation, 이하 AoS)과 평균 거리 (Average Distance, 이하 AD)로 모델링이 가능하다.

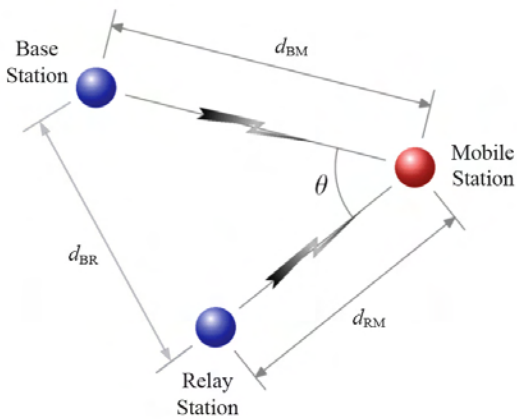


그림 1. 다중 링크 모델 개념도

본 논문에서 AoA, AoD, EoA의 각 확산은 [3]의 정의에 따라 산출하였으며, (그림 1)에서 AoS는 θ 로서 BS-MS 링크와 RS-MS 링크의 사이각으로서 그 범위는 $0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$ 이다. AD는 BS-MS간 거리(d_{BM})와 RS-MS간 거리(d_{RM})의 평균 거리(\bar{d})로서, 아래 수식과 같이 정의한다.

$$\bar{d} = \frac{d_{BM} + d_{RM}}{2} \quad (1)$$

2.2 무선채널 측정 캠페인

본 논문에서 무선채널 측정 캠페인(campaign)은 국내 도심 거주환경(residential area)을 대상으로 실시하고, ETRI에서 개발한 무선채널 측정용 시스템[2]을 이용하여 데이터를 수집하였다. 무선채널 측정 주파수는 3.705GHz이며, 채널 대역폭은 100MHz이다. 송신용 안테나는 총 8개의 패치 안테나 소자를 평면상에 0.5 파장 간격으로 배열한 평면형 배열 다중안테나를 사용하였으며, 그 구성은 상단에 4개의 수직편파 소자들과 하단에 4개의 수평편파 소자들로 구성하였다. 수신용 안테나는 총 16개의 패치 안테나 소자를 원형으로 배열한 원형배열 다중안테나를 사용하였으며, 상단에 8개의 수직편파, 하단에 8개의 수평편파 소자들이 균일하게 배열된 안테나를 사용하였다[2].

무선채널 측정 캠페인은 국내 일반적인 도심 거주환경으로 ‘고양시 일산’지역 중 사전 GIS 데이터를 분석한 환경조사를 통해 (그림 2)와 같이 총 3개 지역(site)을 선정하여 실시하였다. 선정된 측정지역은 평균 건물 밀도 분포가 약 25% 이상, 약 3층 높이의 건물이 밀집된 지역으로서, 그 분포는 (표 1)과 같다.



(a) Site 1



(b) Site 2



(c) Site 3

그림 2. 무선채널 측정지역 현황

표 1. 측정지역 환경분석 현황

	평균 건물의 높이[m]	건물 분포	건물의 수
Site 1	11.92	28.41	517
Site 2	10.69	28.94	594
Site 3	7.54	28.53	739

무선채널 측정 캠페인을 실시하기 위하여, BS-MS 간 링크와 RS-MS간 링크가 형성될 수 있도록 무선채널 측정시스템을 이용한 BS, RS 및 MS를 각각 설치하였다. (그림 3)과 같이 BS와 RS는 건물의 옥상에 측정용 시스템과 송신용 안테나를 각각 설치하였으며, MS의 경우 수신용 안테나를 차량의 지붕위에 설치하여 수신용 측정시스템을 차량에 탑재하였다. 이때 송신용 안테나와 수신용 안테나의 높이는 각각 지상에서 약 25m와 2m이다. 무선채널 측정 캠페인은 측정 지역에서 기 설정된 루트를 따라 MS차량이 이동하면서 채널 측정을 수행하며, MS 차량은 BS와 RS에서 송신되는 채널 측정용 신호를 동시에 수신하여 데이터로 수집 저장한다. 저장된 채널 측정 데이터는 후처리 과정(Post-processing)을 통해 통계적 채널 특성을 구하는데 사용된다. 본 측정 캠페인을 통해 분석에 필요한 충분한 데이터를 확보하기 위하여 BS와 RS간의 거리가 50m, 100m, 200m 및 400m인 총 4개의 측정 시나리오를 구성하여 측정을 실시하였으며, 약 90,000개의 측정 샘플을 확보하였다.

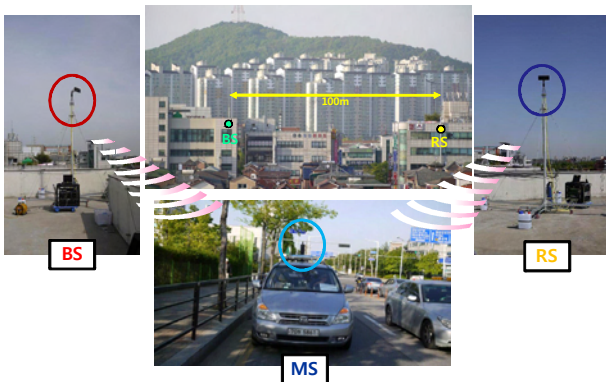


그림 3. 무선채널 측정 캠페인

2.3 상호상관특성 분석 및 모델링 결과

본 논문에서 각 확산의 상호상관특성을 도출하기 위하여 수집된 측정 데이터를 SAGE(Space-Alternating Generalized Expectation maximization) 알고리즘을 이용한 후처리 과정을 통해 분석을 실시하였다[4][5]. 또한 BS-MS 링크와 RS-MS 링크간의 지리적 변수인

사이각 θ 와 평균 거리 \bar{d} 에 따라 BS, RS 및 MS의 위치에 따른 AoA spread, AoD spread 및 EoA spread와 같은 채널특성 파라미터를 도출하였으며, 2차원 변수로서 (θ, \bar{d}) 에 따른 링크간 각 확산의 상호상관계수(cross-correlation coefficients)를 분석하였다.

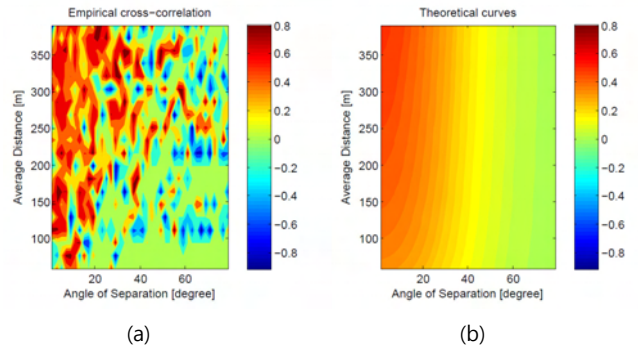


그림 4. BS-MS 및 RS-MS 링크간 (θ, \bar{d}) 에 따른 AoA spread의 상호상관계수 분포(a) 및 모델링(b)

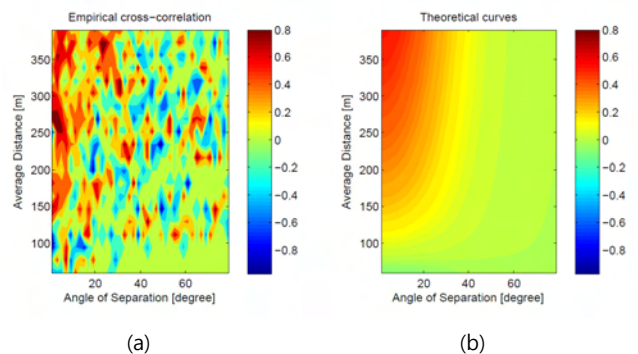


그림 5. BS-MS 및 RS-MS 링크간 (θ, \bar{d}) 에 따른 AoD spread의 상호상관계수 분포(a) 및 모델링(b)

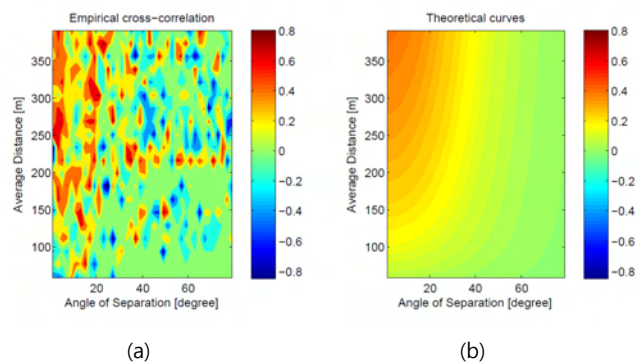


그림 6. BS-MS 및 RS-MS 링크간 (θ, \bar{d}) 에 따른 EoA spread의 상호상관특성 분포(a) 및 모델링(b)

(그림 4)에서 (그림 6)은 BS-MS 및 RS-MS 링크간 (θ, \bar{d}) 에 따른 AoA spread, AoD spread 및 EoA

spread의 상호상관 계수들의 분산 분포와 본 논문에서의 제안하는 두 링크간의 사이각 θ 와 평균 거리 \bar{d} 에 따른 통계적 모델링 결과를 나타낸 것이다. 본 논문에서 제안하는 (θ, \bar{d}) 에 따른 각 확산 상호상관 계수들의 분석적 모델은 측정 결과치들과 가장 일치할 수 있는 이론적 수식을 (수식 2)와 같이 제안하였다. 또한 (수식 2)에 따른 각 파라미터별 모델링 계수값 A, B, C를 (표 2)와 같이 제시하였다.

$$\rho(\theta, \bar{d}) = A \cdot \exp\left\{-\frac{\theta^2}{B^2}\right\} \cdot \{\log_{10}\bar{d} + C\} \quad (2)$$

표 2. (θ, \bar{d}) 에 따른 모델링 계수값

	A	B	C
AoA spread	11.92	28.41	517
AoD spread	10.69	28.94	594
EoA spread	7.54	28.53	739

상기 그림에서 고찰한 결과, 각도 θ 가 작을수록 \bar{d} 가 클수록 각 확산의 상호상관도가 0.6 ~ 0.8로서 매우 높음을 확인할 수 있다. 또한, 두 링크간의 사이각 θ 가 60° 이상일 경우 각 확산 상호상관특성은 0에 근접함을 확인할 수 있다. 즉, BS-MS간 링크와 RS-MS간 링크의 각도 θ 가 60° 이상일 경우, 협력통신을 위하여 BS와 RS가 상호 빔포밍 기술을 적용하는 것 보다 가상 MIMO(Virtual MIMO) 기술을 적용하는 것이 효율적인 것으로 고찰할 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 다중링크 협력통신 시나리오에서 지국, 릴레이 및 단말기간의 링크를 구성할 때 각 확산 채널 파라미터의 상호상관특성을 필드 실측을 통해 분석하고 그 통계적 특성을 반영한 모델을 제시하였다. ETRI에서 개발한 측정 주파수대역 3.7GHz, 100MHz급 광대역 무선채널 측정용 시스템을 이용하여 국내 주거환경에서 무선채널 실측 캠페인을 실시하였으며, 이때 BS-MS간 링크와 RS-MS간 링크를 MS에서 동시에 측정하여 데이터를 수집하였다. 그 결과 AoA spread, AoD spread 및 EoA spread의 상호상관 계수들의 분산 분포를 고찰하고, 통계적 모델링 파라미터인 링크간 각도 θ 와 평균 거리 \bar{d} 에 따라 두 링크간 상관도가 존재함을 확인하였다. 향후 다양한 협력

통신 기술을 통해 음영지역 해소, 네트워크의 용량 증대 및 주파수 활용을 극대화하기 위해 도심 핫스팟 지역 등에서의 추가적인 채널 측정 및 모델링 연구가 필요할 것으로 예상된다.

감사의 글

본 연구는 미래창조과학부의 방송통신기술개발사업의 일환으로 수행하였음. [2013-005-036-001, 광대역 모바일 핫스팟용 추가주파수 발굴을 위한 실측기반 무선채널연구]

참고문헌

- [1] C.-X. Wang, X. Ge, X. Cheng, G. Zhang, and J. Thompson, "Cooperative MIMO Channel Models: A Survey," IEEE Communication Magazine, vol. 48, pp. 80 - 87, Feb. 2010.
- [2] J. J. Park, H. K. Kwon, and H. K. Chung, "Indoor Office Wideband MIMO Channel Characteristics at 3.7 GHz," IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, Oct. 2011.
- [3] M. D. Kim, J. J. Park, H. K. Kwon, and H. K. Chung, "Performance Evaluation of Wideband MIMO Relay Channel Sounder for 3.7 GHz," IEEE Asia Pacific Wireless Communication Symposium, Aug. 2011.
- [4] B. H. Fleury, M. Tschudin, R. Heddergott, D. Dahlhaus, and K. I. Pedersen, "Channel Parameter Estimation in Mobile Radio Environment Using the SAGE Algorithm," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 17, pp. 434 - 450, Mar. 1999.
- [5] J.-J. Park, M.-D. Kim, H.-K. Kwon, H.-K. Chung, X. Yin, and Y. Fu, "Measurement-Based Stochastic Cross-Correlation Models of a Multilink Channel in Cooperative Communication Environments," ETRI Journal, vol. 34, pp. 858 - 868, Dec. 2012.

Wilkinson Power Divider를 이용한 서로 다른 위상지연을 갖는 직사각형 마이크로스트립 패치 배열 안테나

*이선미, 유종인, 김동수, 박종철
전자부품연구원 패키징연구센터
e-mail : *jetaimel219@gmail.com*

Rectangular Microstrip Patch Array Antenna With Each Other Phase Delay Using Wilkinson Power Divider

*Seon-Mi Lee, Jong-In Ryu, Dong-Soo Kim, Jong-Chul Park
Korea Electronics Technology Institute
Packaging Research Center

Abstract

In this paper, rectangular microstrip patch array antenna with each other phase delay using Wilkinson power divider is proposed. While T-junction divider using phase delay of more than 0° has changed the amplitude and the characteristic impedance of the output port, Wilkinson power divider maintains the amplitude and the characteristic impedance of the output port. The proposed rectangular microstrip patch 2×1 array antenna is designed at 5.25GHz and achieved by simulation results of Wilkinson power divider using each other phase delay.

I. 서론

본 논문에서는 5.25GHz에서 공진하고 급전점이 100 Ω 인 직사각형 2×1 배열의 마이크로스트립 패치안테나의 위상 지연을 구현하기 위해 전송선로로 실현이 가능한 3포트 회로의 디바이더를 사용하였다.

CST 시뮬레이터를 이용해 마이크로스트립 T-junction Divider를 설계하여 0° 이상의 위상지연을 발생시키기 위해 비대칭적으로 한 쪽 포트의 길이

를 변화시키면 출력 포트의 임피던스 특성이 바뀌어서 진폭의 크기가 바뀌는 문제점을 확인하였다.

이를 해결하기 위해서 위상지연에도 출력 포트가 정합되면서 진폭의 크기가 일정하게 유지되는 Wilkinson Power Divider를 시뮬레이션 하여 특성을 확인하고 2×1 배열의 마이크로스트립 패치안테나에 적용하였다.

II. 위상 지연을 위한 디바이더 설계

2.1 T-junction Divider를 이용한 위상지연 설계

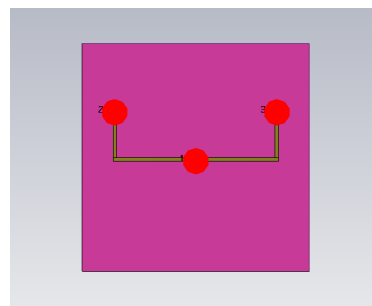


그림 1. T-junction Divider

그림 1은 설계된 T-junction Divider이다. $20 \text{ mm} \times 20 \text{ mm} \times 0.018 \text{ mm}$ 크기의 Copper 재질의 그라운드 층이 맨 아래에 위치하고, 그라운드 층 바로 위에 높이가 0.6 mm 의 유전율이 3.5, 손실 탄젠트가 0.005인

Substrate층이 올라간다. 급전점이 100 Ω 인 패치안테나에 사용되기 때문에 포트 2, 3은 100 Ω 으로 설정하였고, T-junction Divider의 선폭도 100 Ω 으로 설계하였다.

위상을 조절하기 위해 포트 2 방향의 길이를 늘여서 포트 2-1과 3-1의 위상차가 0°, 45°, 90°, 135°가 되도록 하였고, 그 때의 S21, S31 크기를 확인하였다. 그림 2는 위상차에 따른 T-junction Divider의 시뮬레이션 결과이다. 위상차가 0°일 때는 포트1에서 2, 3까지의 길이가 같기 때문에 S21, S31이 -3dB로 2등분 되지만, 비대칭적으로 한 쪽의 길이를 늘여서 포트 2-1과 3-1의 위상차를 발생시키면 임피던스 특성이 바뀌어서 S21, S31이 각각 2등분(3dB)으로 제대로 나뉘지지 않았고, S23의 분리도 특성도 좋지 않았다. 따라서 T-junction Divider의 경우에는 한쪽 포트 방향의 길이를 늘여서 위상 지연을 주면 포트 2와3이 정합되지 않아 진폭의 크기가 달라지기 때문에 배열 안테나에 적용하기에는 어렵다고 판단하였다.

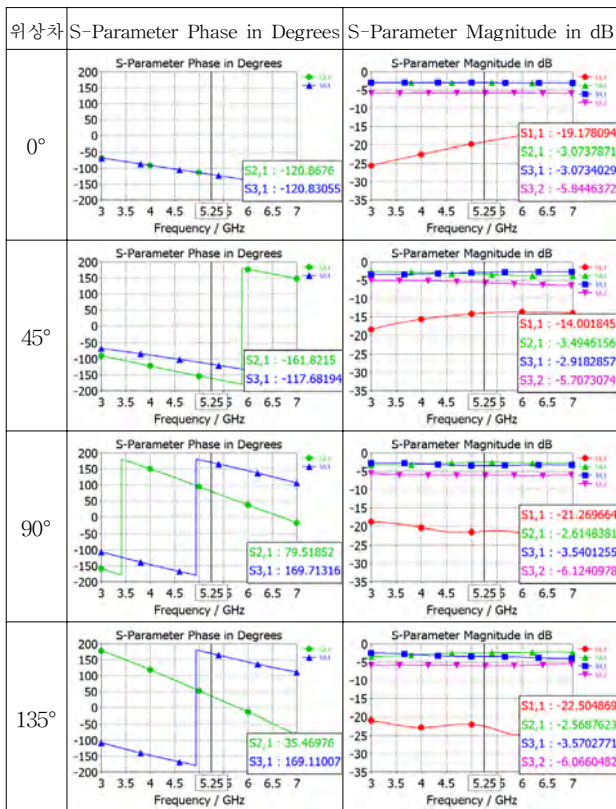


그림 2. T-junction Divider의 시뮬레이션 결과

2.2 Wilkinson Power Divider를 이용한 위상지연 설계
T-junction Divider의 한 쪽 길이를 늘여서 위상지연을 발생시켰을 때, 포트 2, 3의 임피던스가 임의로

변하여 S21, S31이 2등분으로 제대로 나뉘지지 않고 2-3 포트 사이를 완전히 분리하지 못하는 문제점을 개선하기 위해서 저항을 사용하는 Wilkinson Power Divider를 사용해서 시뮬레이션 하였다.

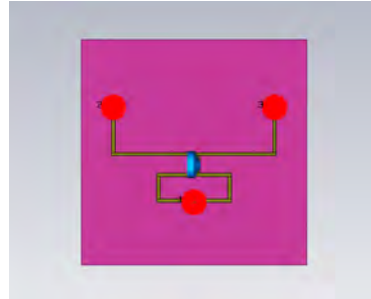


그림 3. Wilkinson Power Divider

그림 3과 같이 급전점이 100 Ω 인 패치안테나에 사용하기 위해서 포트 2, 3은 100 Ω 으로 설정하였고, 전력 분배기의 λ / 4 전송선로의 특성 임피던스 Z = 100 Ω, 병렬 저항 R = 100 Ω 으로 설계하였다.

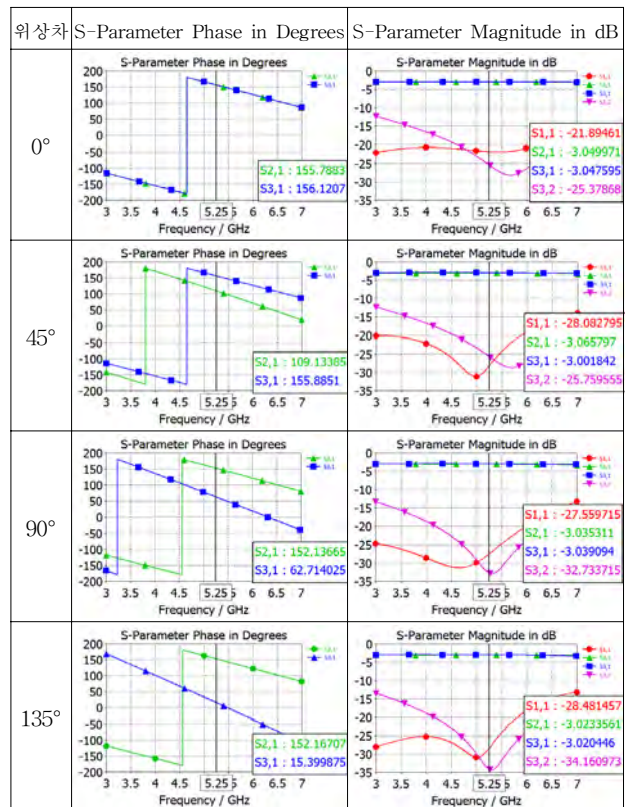


그림 4. Wilkinson Power Divider의 시뮬레이션 결과

그림 4는 Wilkinson Power Divider의 시뮬레이션

결과이다. 비대칭적으로 한 쪽 방향의 길이를 늘여서 위상지연을 발생시켜도 임피던스 특성이 거의 바뀌지 않았고 S21, S31이 2등분(3dB)으로 나누어지고, 포트 2-3 간의 분리도 제대로 이루어진 것을 확인할 수 있다.

III. Wilkinson Power Divider를 이용한 배열 안테나 설계

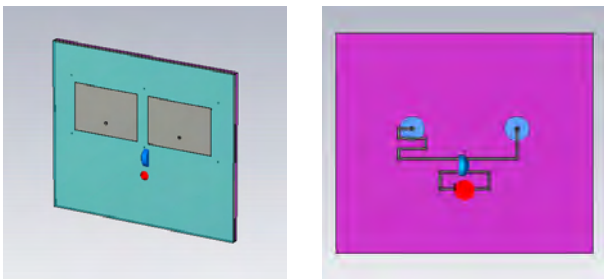


그림 5. 90도 위상차를 갖는 2 × 1 배열의 마이크로스트립 패치안테나

II.2.2의 결과를 바탕으로 그림 5와 같이 Top면에는 5.25GHz에서 공진하고 급전점이 100 Ω 인 직사각형 2 × 1 배열의 마이크로스트립 패치안테나, Bottom면에는 Wilkinson Power Divider를 배치하여 안테나의 위상 지연을 발생시켰다.

한 쪽 방향의 길이를 늘여서 45°, 90°, 135°의 위상지연을 발생시켰다. 그림6은 2 × 1 배열 안테나에 Wilkinson Power Divider를 적용한 시뮬레이션 결과로 위상지연에 따라 방사패턴이 방향성을 갖고 메인로브가 이동되는 것을 확인할 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

직사각형 2 × 1 배열의 마이크로스트립 패치안테나의 위상 지연을 위해서 전송선로로 실현이 가능한 3포트 회로의 T-junction Divider를 설계하였으나 0° 이상의 위상지연을 발생시키면 임피던스 특성이 바뀌어서 S21, S31이 각각 2등분(3dB)으로 나뉘지지 않아서 진폭 크기가 일정하게 유지되어야 하는 배열 안테나에는 적용하기 어려운 문제점을 발견했다. 이를 해결하기 저항을 사용하여 위상지연에도 임피던스 특성이 바뀌지 않아 진폭이 유지되는 Wilkinson Power Divider를 이용하였다.

대칭형의 Wilkinson Power Divider를 비대칭으로 한 쪽 방향의 길이를 늘여서 0°, 45°, 90°, 135°의 위상지연을 발생시켜 2 × 1 배열의 마이크로스트립 패치안테나에 적용한 결과, 방사패턴이 방향성을 갖고 위상지연에 따라 메인로브가 이동되는 것을 확인할 수 있었다. 본 연구를 바탕으로 실제 안테나를 제작하고 측정하여 심화된 연구를 진행 할 것이다.

참고문헌

- [1] David M. Pozar, 최재훈 외 역, 마이크로파공학, 범한서적주식회사, 2008.
- [2] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. New York: John Wiley & Sons Inc., 1997.
- [3] Hubregt J. Visser, *ARRAY and PHASED ARRAY ANTENNA BASICS*: John Wiley & Sons Inc., 2006.

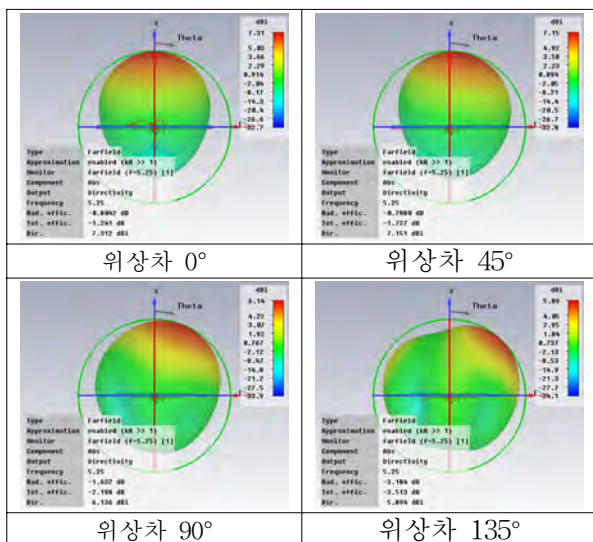


그림6. 위상지연에 따른 방사패턴 비교

대칭형의 Wilkinson Power Divider을 비대칭으로

RF동축케이블 절연저항 변화와 PIMD 특성변화

*정재성, 유호상
전자부품연구원 부품소재물리연구센터
이노넷(주)
e-mail : jjseicp@keti.re.kr

Change of PIMD characteristic of RF Coaxial Cable by Insulation Resistance degradation

*Jae-Seong Jeong, HoSang Yoo
Components and Materials Physics Research Center
Korea Electronics Technology Institute(KETI),
Innonet.co

Abstract

Call quality degradation in mobile communication has become a problem by PIMD. In this paper, PIMD was analyzed how to effect the insulation resistance change of RF coaxial cable. Degadation of insulation resistance was confirmed as the factor that can cause the degradation of the PIMD

I. 서론

IMD(Intermodulation Distortion)란 두개 이상의 신호 주파수들이 서로 간섭을 일으켜 원치 않는 기생 신호를 발생시키는 현상이다. IMD는 능동소자에서 발생하는 Active IMD와 커패시터, Filter나 Duplexer와 같은 수동소자에서 발생하는 것을 Passive IMD(PIMD)라 한다. PIMD가 발생되어 일정 수준이상의 PIMD가 발생하면 통신 시스템은 잡음 신호를 데이터 신호로 처리하게 되어 통화 품질이 떨어지거나 통화가 끊어지는 현상을 유발하게 된다[1].

최근 주파수 대역 활용이 더욱 증가하면서 PIMD가 발생하는 주파수가 타 대역폭에 발생하는 이슈가 발생되고 있는 실정이다. PIMD를 발생시키는 메커니즘과 근본원인은 다양하다. 본 논문에서는 RF동축케이블에서 절연저항 변화와 이로인해 PIMD의 물리적 특성 변화 현상을 분석하였다.

II. 본론

2.1 PIMD 분석용 시료제작

RF동축케이블의 절연저항을 저하시키기 위해 신호선과 그라운드용 외부금속간의 전도성 이물을 삽입하는 방법을 적용하였다. PIMD를 저감하기위해 RF동축케이블과 커넥터 간의 연결을 솔더링하면 전류흐름을 원활하게 하여 PIMD를 저감하는 효과를 얻을 수 있다. 하지만 작업상 발생문제로 플럭스와 같은 이물이 흘러 전도성 솔더 입자를 가질 경우 신호선과 그라운드선간의 절연저항을 저하시킬 수 있다. 이러한 경우 PIMD에 어떠한 영향을 주는지 분석할 필요가 있다. 따라서 그림 1과 같이 유도가열을 이용하여 RF동축케이블과 커넥터를 솔더링하였다. 그림 2는 유도가열 온도를 점검하였다. 작업 후 그림 3과 같이 그라운드선과 커넥터 그라운드 금

속을 결합할 수 있다. 이론적으로 신호선과 그라운드선과의 절연저항은 10GΩ 이상이다. 하지만 과 솔더링으로 플럭스와 솔더가 속심으로 전달되도록 시료를 제작하였다. 그 결과 20MΩ 수준으로 절연저항 값을 저하시켰다.



그림 1. 유도가열을 이용한 RF동축케이블과 커넥터 솔더 연결

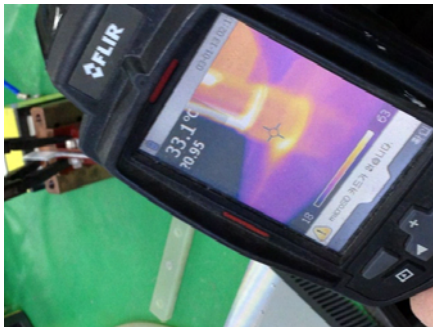


그림 2. 유도가열을 이용한 솔더링 온도분석

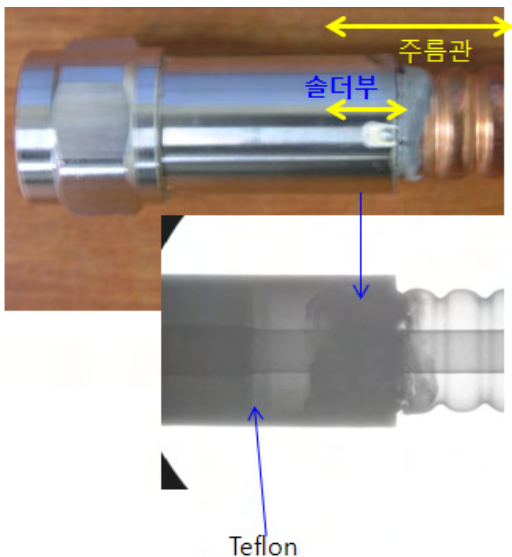


그림 3. 솔더링된 RF동축케이블과 커넥터의 실물과 X-ray 사진

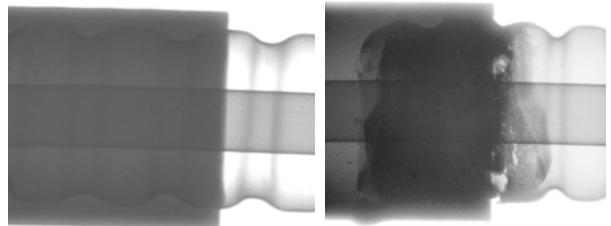


그림 4. 솔더링 전 후 사진

2.2 PIMD 평가분석

PIMD 평가시료는 2가지 시료가 비교되었다. 시료#1은 절연저항이 10GΩ 이상을 가지고 있는 시료와 솔더링을 통해 이물을 임의로 형성하여 20MΩ 수준의 절연저항을 갖는 시료#2이다. PIMD 측정 장비는 그림 5와 같이 서미텍 SI-2000A이 활용되었다[2].



그림 5. PIMD 측정 장치 셋업 (모델 : 서미텍 SI-2000A)

시료#1은 그림 6과 같이 RF동축케이블을 측정 장비에 연결하였다. 그 결과 그림 7과 같이 시료#1 PIMD 측정결과 무진동 시 -155dBc 정도 수준으로 측정되었다. 진동 시 -110dBc까지 발생하는 것을 확인 할 수 있었다.

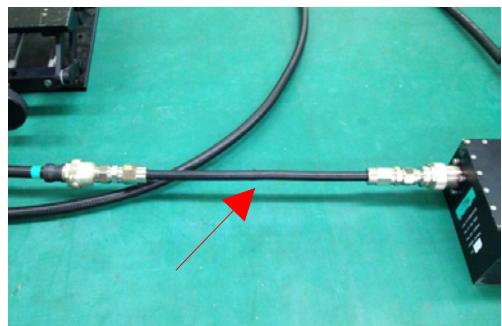
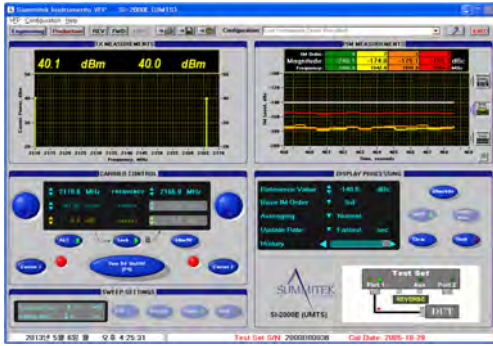
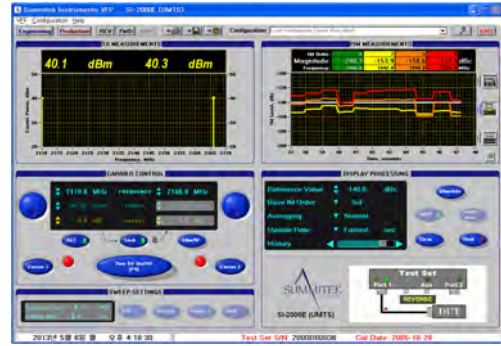


그림 6. 시료#1 사진

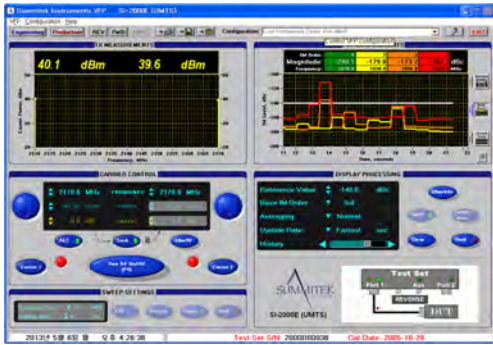


(a)



(b)

그림 9. 시료#2 PIMD 측정결과 (a)무진동시 (b)진동시



(b)

그림 7. 시료#1 PIMD 측정결과 (a)무진동시 (b)진동시

시료#2는 그림 8와 같이 RF동축케이블을 측정 장비에 연결하였다. 그 결과 그림 9과 같이 시료#2 PIMD 측정결과 무진동 시 -120dBc 정도 수준으로 측정되었다. 진동 시 -137dBc까지 발생되는 것을 확인 할 수 있었다.



그림 8. 시료#1 사진

III. 결과 및 고찰

절연저항 차이는 PIMD의 증가를 발생시키는 원인으로 표1과 같이 실험결과 분석되었다. 하지만 RF동축케이블과 커넥터 간 솔더링 처리가 된 시료의 경우 진동시 PIMD 변화는 더 악화되지 않는 특성을 보였다. 신호선과 그라운드금속 간 이물은 절연저항을 저하시킬 수 있고 이것은 PIMD의 저하를 가져오는 인자임을 확인하였다.

표1. 시료 #1, #2 PIMD 측정결과

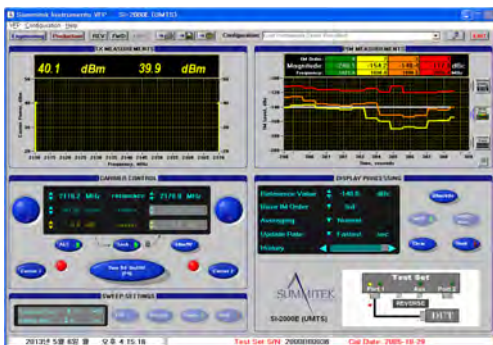
시료	절연저항	PIMD	
		무진동시	진동시
#1	10GΩ	-155dBc	-120dBc
#2	20MΩ	-110dBc	-137dBc

IV. 결론

PIMD로 인한 통화품질 저하는 이동통신에서 지속적으로 문제가 되고 있다. 본 논문에서는 RF동축케이블의 절연저항과 PIMD의 관계를 분석하였다. 절연저항 저하는 PIMD의 저하를 유발시킬 수 있는 인자임을 실험적으로 확인하였다.

참고문헌

- [1] 한국전자통신연구원, 전파연구소, “RF 부품의 Passive IMD 측정 절차서”, 1999.
- [2] <http://www.summitekinstruments.com>.



(a)

QR Code를 활용한 실내 네비게이션 서비스 및 위치측위 보정 방법 연구

*최민석, 박만호, 이숙진
한국전자통신연구원

e-mail : yerocker@etri.re.kr, mano@etri.re.kr, sjlee@etri.re.kr

A Study on Indoor Navigation Service and Location Positioning Error Correction Method using the QR code

*Min-Suk Choi, Man-Ho Park, Sook-Jin Lee
Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

In this paper, we propose a method to receive a the navigation services when you need to scan the QR code with a QR code on the interior of the building. And smartphone users scan QR codes to store the coordinates of the current position coordinates QR code to compensate for the error by sending the user's location positioning method is proposed.

만 실외에서 실내로 진입 판단 문제, 건물 정보 및 실내지도 등의 데이터 제공 시점 및 방법 등 다양한 이슈가 대두되고 있으며, 실내 위치 측위 정확도 개선에 대한 연구도 꾸준히 진행되고 있다. 본 논문에서는 2차원 바코드인 QR(Quick Reponse) 코드를 이용하여 실내네비게이션 서비스를 제공하는 방법을 제안하고 QR 코드의 위치정보로 WiFi 및 Sensor등으로 측위한 위치 오차를 보정 용도로 활용하여 실내 위치측위를 개선하는 방법을 제안 한다.[2][3][4]

I. 서론

대한민국 스마트폰 보급률이 기하급수적으로 증가하면서 2013년 초 기준으로 3330만명이 스마트폰을 이용 중인 것으로 방송통신위원회에서 밝힌바 있다.[1] 이러한 스마트폰 사용자 증가로 인해 스마트폰 플랫폼을 이용한 다양한 서비스가 개발되고 사용자에게 제공되고 있다. 그 중 대표적인 것이 바로 위치를 기반으로 한 네비게이션(Navigation) 서비스이다. 현재 네비게이션 서비스는 실외에서 점차 실내로 확산되고 있으며 이에 관련된 실내 라우팅, 실내지도저작기술, 실내 위치 측위기술 등의 연구가 활발히 진행되고 있다. 하지

II. 본론

본 연구에서 QR 코드를 이용하여 실내 네비게이션 서비스를 제공하는 방법과 실내 위치 측위를 보정하는 방법에 대해 본 장에서 기술한다.

2-1. QR 코드 네비게이션 시스템 구조

실내 네비게이션 서비스 제공 시스템 구조는 그림 1과 같다. 사용자가 건물 내부로 진입 후 필요에 의해 QR 코드를 스캔하여 건물 실내정보를 획득하고 목적지로 이동하기 위한 네비게이션 정보를 제공 받는다. 또한 QR 코드 스캔으로 현재 사용자 위치가 실내로 진입했

음을 판별하고 스캔을 통해 얻은 실내 네비게이션 정보를 이용하여 사용자가 원하는 목적지까지 이동할 수 있다. 그림1에서 알 수 있듯이 QR 코드 스캔, 서버링크 접속, 서버로부터 데이터 수신, 실내 네비게이션 서비스를 제공받는 과정으로 서비스가 진행된다.

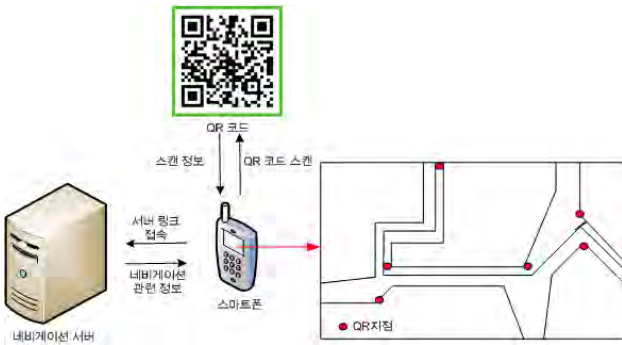


그림 1. 시스템구조

자세한 순서를 보면 사용자는 1차적으로 QR 코드 스캔을 한다. 스캔으로 얻어진 건물 정보를 활용하고 서버링크 정보로 네비게이션 서버에 접속하여 네비게이션 서비스에 필요한 데이터를 수신받는다. 데이터의 종류로는 실내지도 및 라우팅 정보를 제공받고 특히 경로 중간 중간에 QR 코드를 이용한 경로특이 정보를 제공받아서 복잡한 실내 경로 이동을 보다 쉽고 정확하게 제공해 준다. 아래 그림 2는 경로특이정보를 나타내었다.

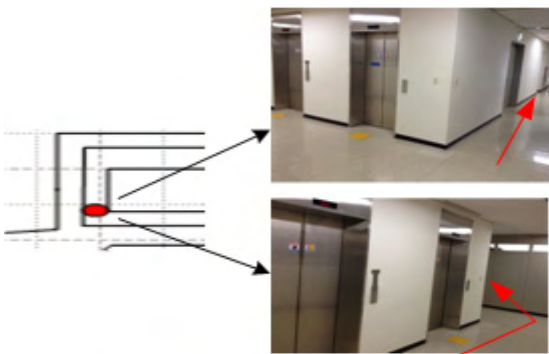


그림 2. 경로특이정보

하나의 경로특이 정보는 다수의 증강현실 이미지를 보유할 수 있다. 사용자의 경로진입 방향에 따라 시각적으로 달라지는 지점의 특징 정보를 이미지와 시켜 제공하여 어떤 방향, 각도에서 사용자가 진행하더라도 증강현실 이미지를 참고로 하여 경로 진행을 할 수 있어 복잡한 경로를 표현할 수 없는 실내지도의 한계점

을 극복할 수 있을 것으로 보인다. 그림2에서는 하나의 경로특이 지점에 2개의 증강현실 이미지가 표현되어 사용자가 증강현실 이미지를 참고하여 경로 진행하도록 하는 예를 보여준다.

2-2. QR 스캔 정보

QR 코드 스캔정보는 아래 표와 같다.

표 1. QR코드 스캔정보

위치관련	QR코드 위치좌표 건물위치정보	모바일 내 처리
링크관련	서버주소링크	서버접속
정보관련	건물 안내도 경로특이정보	모바일 내 처리

위치관련에서 QR 코드 위치좌표는 모바일 내에서 처리되며, 모바일 실내 위치측위를 보정하기 위해 QR 코드가 설치된 지점의 좌표로 위도, 경도, 고도 값을 가진다. 다음 장에서는 어떠한 방법으로 좌표를 모바일 내부에 전달하여 좌표값을 보정하는지 보인다. 링크관련은 네비게이션 정보를 처리하는 서버의 링크정보를 제공하며 모바일에서 서버로 접속하여 경로정보, 실내지도, POI정보, 경로특이점 등의 네비게이션에 필요한 정보를 서버로부터 수신한다. 그렇기 때문에 링크관련 후속작업은 서버접속이다. 마지막으로 정보관련은 후속작업은 모바일 내 처리로써 건물 안내도, 상점정보 등 서버에서 전송되는 건물정보 외에 정보를 제공 받아 모바일에서 디스플레이 한다.

2-3 위치 측위 보정 방법.

실내 위치를 측위하는 대표적인 방법은 WiFi AP의 신호세기, 라디오맵 등을 이용한 방법과 스마트폰에 내장되어 있는 각종 센서를 활용한 DR(Dead Recoding) 방법이 있다. DR과 같은 방법은 초기값을 기준으로 위치 측위가 진행되므로 실외 GPS 값이나 실내 WiFi 값을 기준으로 하지만 기준값 자체의 오차율이 크거나 진행 거리가 증가할수록 센서의 왜곡이 증가하여 위치 측위 값의 정확도도 떨어진다. 그리고 WiFi AP를 이용한 방법도 AP 신호세기에 따라 정확도가 떨어진다. 이를 보완하기 위해 QR 코드 스캔 시 QR 코드에 위치값을 저장하여 스마트폰 네비게이션 앱이 QR 위치값 저장 후 내부 위치 측위 모듈에 전달한다면 실내 위치 측위 값을 보정을 할 수 있어 정확한 네비게이션 서비스를 제공하는데 도움이 된다. 아래 그림은 QR 코드 위치값을 스마트폰 내부 위치 모

들로 전달하는 과정을 나타낸 블록도이다.[4][5][6]

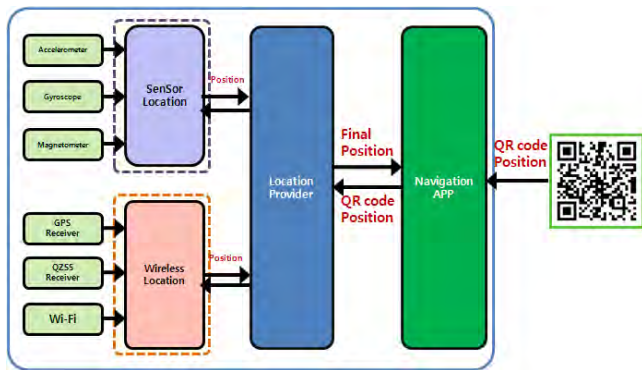


그림 3. 스마트폰 내부 모듈 블록도

보통 일반적인 네비게이션 서비스를 제공하는 스마트폰 구조는 센서들 이용한 위치값 제공이나 GPS 등 위성이나 WiFi와 같은 실내 무선 데이터를 이용하여 위치값이 제공되면 플랫폼 내 위치 제공자 모듈이 이를 결정하여 네비게이션 앱에 위치값을 전달하여 실내지도에 연동해서 보여주는 형태지만 위 그림에서는 기존 플랫폼에 QR 코드에서 전송된 위치값을 앱이 스캔하여 저장한 뒤에 위치 제공자 모듈에 전달, 또 각 위치 모듈에 전달하여 위치 측위 값이 보정될 수 있도록 하는 플랫폼 구조를 갖는다.[7][8]

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 QR 코드를 이용하여 건물 실내로 진입과 건물 정보 및 실내 네비게이션 정보를 서버로부터 제공받아 실내 네비게이션 서비스 제공하는 방법을 보였고, QR 코드에 좌표값을 저장하여 스마트폰 내부 위치 측위 모듈에 제공하여 실내 위치 측위값을 보정하는 방법 또한 보였다. 현재 본 논문에서 제안하는 방법을 포함하는 어플리케이션 구현이 진행 중이며 본 논문은 연구 아이디어 제안하는 범위로 작성하였다. 서두에서 언급했듯이 온 국민이 스마트폰을 사용하는 날이 다가오고 있고, 스마트폰에서 다양한 방법의 서비스를 제공하고 있으며 그것의 한 가지 예로 QR 코드를 이용하여 서비스 제공 및 기술 보정 연구를 본 논문에서 제안하였다. 본 저자는 앞으로 스마트폰에서 QR 코드를 활용한 서비스는 계속 증가될 것이고 이를 다양한 서비스 및 원천기술과 접목시켜 새로운 어플리케이션 콘텐츠를 개발하는 것이 향후 연구 목표로 생각하는 바이다.

Acknowledgment

본 연구는 방송통신위원회의 "5m 정밀도의 증강현실 서비스 지원 LBS 플랫폼 개발"과제의 연구결과물로 수행되었음(KCA-11913-04003)

참고문헌

- [1] 방송통신위원회, 유무선 통신서비스 가입자 통계, 2013.03
- [2] 박찬정, 현정석 "스마트폰 기반의 QR 코드 해석기 성능분석 및 응용개발", 한국해양정보통신학회논문지, Vol. 13, No.10, 2009. 10.
- [3] Mulloni,A.,Wagner, D., Barakonyi, I., Schmalstieg, D. "Indoor Positioning and Navigation with Camera Phones," Pervasive Computing, IEEE, Vol.8, Issue.2,pp. 22-31, September 2009
- [4] T.W. Kan, C.H. Teng, and W.S. Chou, "Applying QR code in Augmented Reality Applications," Proc. of the 8th International Conference on Virtual Reality Continuum and its Applications in Industry, pp. 253-257, 2009.
- [5] Wu Yong 외, "QR코드를 이용한 실시간 실내 위치 인식 서비스", 한국전자통신학회 추계종합학술대회지, 제4권, 제2호, 2010.
- [6] 김환기 외, "가속도 센서를 이용한 실내 측위와 QR code를 이용한 오차 보정 방안 연구", 한국컴퓨터종합학술대회 논문집, Vol.38, No.1(D), 2011.
- [7]<http://www.scany.net/kr/generator/barcodeQRcode.php>
- [8]<http://www.qrcode.com>

단말 정보기반 밀결합 위치인식 기술 연구

*최민석, 박만호, 이숙진
한국전자통신연구원

e-mail : yerocker@etri.re.kr, mano@etri.re.kr, sjlee@etri.re.kr

A Study on Mobile Information based Associative Location Recognition Technology

*Min-Suk Choi, Man-Ho Park, Sook-Jin Lee
Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

Estimated using weighted to reflect the characteristics of the dead reckoning error in the estimated position of the terminal and perform dead reckoning time according to the movement pattern and information, location information combined provides a way to estimate the location of the terminal verification and correction.

I. 서론

추측항법은 주로 GPS와 같은 확정적 위치정보 제공 서비스가 제공되지 않는 환경에서도 고속도 센서, 지자기 센서, 자이로 센서 등의 관성센서 및 부가정보를 이용하여 사용자의 이동거리와 이동 방향을 추정하여 최종적으로 획득한 확정적 위치로부터 상대적인 위치 변화를 추정하여 사용자의 위치를 추정하는 기술이다. 그러나 예측항법 기술은 일반적으로 센서의 성능이나 여러 주변요인에 의하여 성능이 저하되어 단말기의 정확한 위치를 측위하기 어렵다는 단점이 있으며 최종적으로 획득한 확정적 위치로부터 진행된 예측항법의 이동거리와 이동경로 형태에 따라 오차가 누적되어 위치

의 정확도가 감소 될 뿐만 아니라 단말기가 획득 가능한 측위 자원 정보 및 예측항법 관련 정보가 제한적이기 때문에 적용가능 측위 방식이 한정되며, 각 측위 방식에 따른 최소 필요요건을 불만족할 시 측위 기능을 수행하지 못함에 따라 사용자에게 대한 측위 서비스가 제한된다는 한계점을 지닌다. 본 논문에서는 단말기 간 측위 정보를 공유하고, 이를 이용하여 결합적 위치 측위를 가능케 하여 단말기 추정위치 검증 및 보정 기능을 수행하는 방법을 제안한다.[1][2]

II. 본론

2-1 시스템 구성

단말 정보기반 밀결합 시스템의 기본적인 구조는 다음의 그림1 과 같다. 5개의 기능부로 구성되며, 세부적으로는 해당 단말기가 보유하고 있는 각종 센서를 이용하여 예측항법을 수행하는 예측항법부, 해당 예측항법 단말기 인근에 존재하는 다른 예측항법 단말기를 검색하고 인접 예측항법 단말기로부터 결합적 위치 추정 및 측위 결과 보정 관련 정보를 요청, 획득하는 등 관련 정보의 교환을 담당하는 정보교환부, GPS, Wi-Fi 그리고 기타 측위 자원 및 측위 방식을 활용하여 해당 단말기의 예측항법에 사용 가능한 단말기의 확정 위치정보와 관련 정보를 획득하는 위치정보 획득부, 정보교환부 통하여 수집된 다른 단말기의 결합적

위치 추정 및 측위결과 보정 관련 정보, 그리고 위치 정보 획득부를 통하여 수집한 단말기 위치관련 정보와 해당 추측항법 단말기의 추측항법 관련정보를 결합하여 해당 단말기에 대한 복합적 차원의 위치정보를 추정하고 상기 추측항법부에 의해 추정된 위치정보를 검증하며 이를 이용하여 보정 기능을 수행하는 결합적 위치 추정부, 그리고 각 부를 제어하는 역할을 수행하는 제어부로 구성된다.[2]

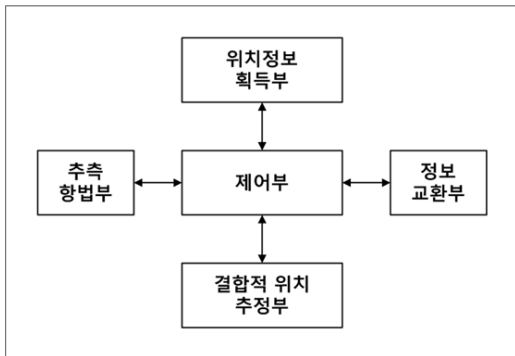


그림 1. 단말정보기반 밀결합 시스템 구조

2-2 동작 방법 설계

아래 그림은 결합적 위치 추정 및 측위 결과 보정 방법의 동작과정을 설명한 순서도이다.

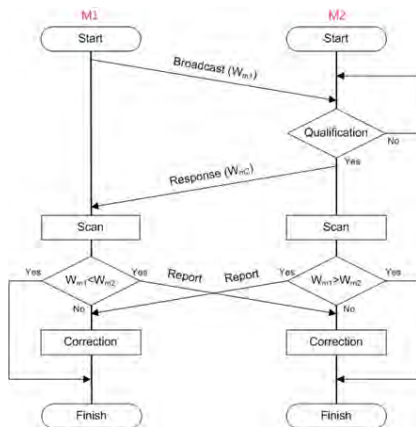


그림 2. 결합적 위치 추정 및 측위결과 보정방법

추측항법을 수행중인 단말기 M1이 기 설정된 주기 또는 거리 등의 조건에 따라 인접 추측항법 단말기의 존재여부를 검색하고 결합적 위치추정기능을 지원하는 추측항법 단말기 M2가 존재하는 경우 단말기 M2는 M1의 검색메시지를 참조하여 결합적 위치 추정 및 측위 결과 보정과정의 수행여부를 결정하게 된다. 즉, 해당 단말의 결합적 위치 추정 및 측위 결과 보정 횟수가 기 설정된 임계치 이하이고 두 단말간의 추정 거리차가 일정 값 이하이며 위치에 대한 가중치 값이 사용

자 설정 조건을 만족하는 경우 결합적 위치 추정 및 측위 결과 보정 기법이 적용 가능한 것으로 판단하여 M1의 검색 메시지에 반응하여 응답메시지를 M1에 통보하게 되며 그렇지 않고 위의 조건을 만족하지 않을 경우 검색메시지를 무시하고 단독적인 추측항법 기능을 계속 수행하게 되며 위의 과정을 산술식으로 표현하면 아래 그림과 같이 산술식 1, 2, 3과 같이 나타낼 수 있다.[3]

$$|Pos_1 - Pos_2| \leq Pos_{thr} \tag{1}$$

$$N_c < N_{thr} \tag{2}$$

$$\begin{cases} W_{m1} + W_{m2} < W_{s_thr} \\ |W_{m1} - W_{m2}| > W_{d_thr} \end{cases} \tag{3}$$

그림 3. 결합적 위치 추정 및 측위결과 보정 산술식

여기서 Pos_i 는 i번째 추측항법 단말의 위치,

Pos_{thr} 는 결합적 위치 추정을 위한 거리의 임계

값, N_c 는 추측항법 단말의 결합적 위치 추정 및

측위 결과 보정 과정의 수행 횟수, N_{thr} 는 추측항법 단말의 결합적 위치 추정 및 측위 결과 보정 과정

의 수행 횟수에 대한 임계값, W_{mi} 는 i번째 추측

항법 단말이 갖는 추측항법 가중치값, W_{s_thr} 는

가중치 합산값에 대한 임계값, W_{d_thr} 는 가중치 차이값에 대한 임계값을 의미한다.

2-3 결합적 위치 추정 및 측위결과 기법 설계

그림 4를 참조하여 결합적 위치 추정 및 측위 결과 보정 기법을 설명하면 다음과 같다.[4][5]

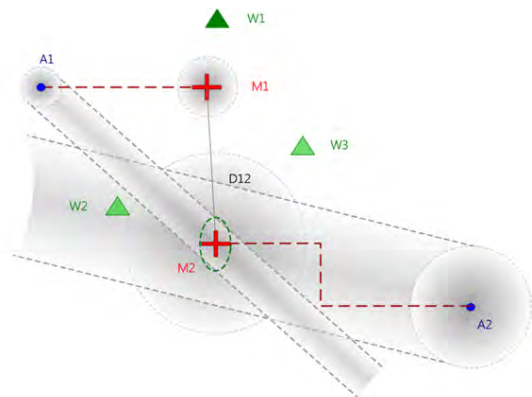


그림 4. 결합적 위치 추정 및 측위 결과 보정 적용예

추측항법을 시작하거나 수행중인 추측항법 단말기가 GPS와 같은 위성항법 시스템을 이용한 측위방식이나 Wi-Fi, 센서네트워크 등의 측위 자원을 이용한 측위, 그리고 NFC나 RF-ID와 같은 근접 센서에 의한 위치 획득 등의 다양한 방식을 통하여 이후 추측항법에 활용할 확정위치를 획득하여 기점 위치로 활용할 경우 측위 자원의 종류와 환경에 의하여 그 기점 위치 추정 의 정확도는 크게 영향을 받게 된다. 따라서 기점위치 의 획득 시 추측항법 단말은 해당 기점위치의 위치정보 와 기점위치 측정에 활용된 측위자원의 종류 및 주변 인자, 그리고 그 확률적 특성 등을 고려하여 확정 위치정보의 신뢰도를 반영하는 확정위치 정보 가중치를 산정한다.

이후 산출된 확정위치 정보를 기점으로 추측항법을 통하여 추측항법 단말기의 상대적인 위치 변화를 추정 하는 기능을 수행하는 추측항법 단말의 정확도는 사용되는 관련 센서와 알고리즘의 성능에 의해 정확도에 영향을 받으며, 단말기가 이동한 거리에 일정 수준으로 비례하여 감소하게 되며 더욱이 좌, 우 회전 및 180도 전환 등의 방향전환과 수직이동 등과 같은 특이 한 형태의 이동이 발생한 경우, 추측항법의 정확도는 급속히 감소하는 경향을 나타낸다. 따라서 결합적 위치 추정 및 측위 결과 보정 방법을 지원하는 추측항법 단말은 이동 거리에 대한 오차 증가 및 상기 특이 이동 이 발생한 것으로 추정된 경우 이를 반영하는 이동 가중치를 산정하며 i번째 단말에 대한 이동 가중치

$$w_{mi} \text{ 는 산술식 4와 같이 나타낼 수 있다.}$$

$$w_{mi} = w_0 + l \cdot w_l + n_t \cdot w_t + n_u \cdot w_u + n_v \cdot w_v \quad (4)$$

그림 5. 가중치 산술식

여기서 w_0 는 확정위치에서 설정되는 초기 가중치, l 은 추측항법 단말의 추측항법 이동 거리,

w_l 은 단위 거리에 대한 가중치, n_t 는 좌, 우 회전 수, w_t 는 좌, 우 회전에 대한 가중치,

n_u 는 180도 회전의 수, w_u 는 180도 회전에 대한 가중치, n_v 는 수직이동 수, w_v 는 수직 이동 가중치를 의미한다.

그림 4의 경우는 추측항법 단말 M1의 경우 기점위치 A1을 시작점으로 하여 특이 이동이 없이 직선 이동을 수행하였으며 추측항법 단말 M2의 경우 기점위치 A2

를 시작점으로 하여 수 차례의 특이 이동을 수행한 경우를 예시하였으며, 추측항법 단말 M1의 경우 추측위치 정보가 높은 신뢰도를 갖고 일정 수준의 신뢰도를 갖는 오차범위가 좁다고 추정할 수 있으나 이에 비하여 M2의 경우 상대적으로 낮은 신뢰도를 갖고 있으며 일정 수준의 신뢰도를 갖는 오차범위가 넓다고 추정할 수 있다.

이후 추측항법을 수행중인 단말기 M1이 기 설정된 사용자 설정에 따라 인접 추측항법 단말기의 존재 여부를 검색하여, 만일 인접 추측항법 단말기 M2가 존재할 경우 그림 2의 순서에 따라 결합적 위치 추정 및 보정과정을 수행한다. 가중치 조건 비교 등의 과정을 통하여 상대적으로 높은 신뢰도를 갖는 추측항법 단말의 결합적 위치 추정 및 측위 결과 보정 관련 정보는 상대적으로 낮은 신뢰도를 갖는 추측항법 단말로 전송이 되며 이후 상대적으로 낮은 신뢰도를 갖는 추측항법 단말에서는 높은 신뢰도의 측위 관련 정보를 이용하여 자신의 위치를 검증하고 보정하는 과정을 거치게 된다. 즉 각 추측항법 단말의 정보를 수집한 추측항법 단말은 각 기점위치 A1 및 A2의 추정 신뢰도 및 위치 오차의 확률적 특성을 활용하여 도래각 (Angle of Arrival) 측위방식에 적용함으로써 해당 단말의 추정위치 대한 일정수준의 신뢰도를 갖는 추정위치의 실재 가능 범위를 좁힐 수 있다. 그 다음 결합적 위치 보정과정을 수행하는 단말은 다른 단말로부터 수신한 주변 측위자원 신호의 수신강도 검색 정보와 해당 단말에서 측정된 동일 주변 측위자원 신호의 수신강도 검색 정보 이용하여, RSSI (Received Signal Strength Indication) 방식으로 단말간의 거리를 측정하며, 이때 상대적으로 높은 신뢰도를 갖는 단말의 추정위치를 또 다른 확정 위치로 활용하게 된다. RSSI방식을 이용하는 경우, 이상적인 자유공간에서 경로손실 모델은 그림 6과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_r = P_t \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (5)$$

그림 6. 경로 손실 모델 산술식

여기서 P_r 은 수신전력, P_t 는 송신전력,

G 는 안테나 이득, λ 는 전파의 파장, d는 두 노드 사이의 거리를 의미한다. 따라서 두 개의 추측항법 단말에서 측량한 동일한 하나의 측위 자원에 대한 측정된 데이터를 이용하여 두 단말간의 측정값의 변화치를 계산하면 해당 단말간의 거리를 추정할 수 있으며, 이때 각 단말간의 거리는 측위 자원과 단말의 배치형태에 따라 크게 영향을 받는 것을 알 수 있는데 만일 그림 4와 같은 배치를 이루는 경우, 측위자원

W1의 신호가 갖는 경로손실의 변화 값이 가장 두드러지게 나타남을 알 수 있다. 따라서 기 설정된 개수만큼의 측위자원 정보에 대하여 RSSI모델을 적용할 시 가장 수신강도의 변화가 큰 값을 두 단말을 잇는 가상의 직선경로와 가장 근접한 직선경로상에 위치하는 배치로 가정하며 이를 활용하여 단말간의 거리를 계산한 후 추정된 단말간의 거리가 설정된 오차 임계치 내에 존재한다고 판단될 경우, 정확도가 높은 추정단말 M1의 추정위치를 보조적인 확정 위치로 가정하여 이를 기반위치로 하고 상기 추정단말기 간의 거리 차이,

d_{12} 만큼 떨어진 위치에 단말기 M2가 있음을 가정하여 단말기 M2의 추정위치를 보정하게 되는데 그 값은 그림 7과 같이 계산할 수 있다.

$$d_{12} = \begin{cases} \beta \cdot d_{12} + (1-\beta) \cdot d_{est} & , \text{if } \alpha_{min} \cdot d_{12} < d_{est} < \alpha_{max} \cdot d_{12} \\ d_{12} & , \text{else} \end{cases} \quad (6)$$

그림 7. 단말 추정위치 보정 값 계산식

여기서 β 는 추측항법에 의한 단말간 거리와 보

정기법에 의한 추정 거리에 대한 가중치, d_{est} 는 상기 방법을 통한 단말간 추정 거리, 는 추정거리가 적용 가능한 범위를 산정하기 위한 최대, 최소 임계치를 의미한다.[6]

이후 결합적 보정을 수행한 단말은 해당 단말의 추정위치 정확도를 반영하는 가중치를 기 설정된 조건에 따라 조정하고 해당 결합적 위치보정 시행횟수 계수기를 증가시킨 후 결합적 위치 추정 및 보정과정을 종료하게 된다.

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서 단말 정보기반 밀결합 시스템은 추측항법 단말기의 추정 위치와 추측항법 수행 시간 및 이동패턴에 따른 오차 특성을 반영한 가중치 정보, 결합적 위치정보를 추정하여 이를 이용한 해당 단말기리의 추정위치 검증 및 보정항법을 제공하였다. 앞으로도 이와같은 위치 정밀도를 높은 연구가 다방면으로 진행될 것이고 위성이나 기지국, WiFi와 같은 근접 무선자원, 모바일 센서 자원을 이용한 연구가 진행될 것이다. 하지만 근접 모바일과 D2D 통신방식으로 기지국 관여 없이 인접 단말을 통해 위치 고도화를 위한 접근 방법이 효율성이 높은 것으로 생각하는 바이다.

Acknowledgment

본 연구는 방송통신위원회의 "5m 정밀도의 증강현실 서비스 지원 LBS 플랫폼 개발"과제의 연구결과물로 수행되었음(KCA-11913-04003)

참고문헌

- [1] 진희채, 남광우, "위치측위 방식과 위치기반 서비스 분석", 한국통신학회 학회지, 25(7) pp.24-33, 2008.6
- [2] 성선익 외, "셀룰러 네트워크 기반의 D2D 통신 기술 현황", 한국통신학회 학회지, 29(7), pp.97-105, 2012.6.
- [3] 박은혜 외, "위치정보 기반 D2D Association 알고리즘", 한국통신학회 학회지, pp.437-440, 2012
- [4] A. Osseiran, K. Doppler, C. Ribeiro, M. Xiao, M. Skoglund and J. Manssour, "Advanced in Device-to-Device Communications and Network Coding for IMTAdvanced", ICT Mobile Summit, June 2009
- [5] G. Fodor, E. Dahlman, G. Mildh, S. Parkvall, N. Reider, G. Miklós, and Z. Turányi, "Design aspects of network assisted device-to-device communications," IEEE Communications Magazine, vol. 50, no. 3, pp.170-177, March 2012.
- [6] Kumar.P, Reddy. L, Varma. S, "Distance measurement and error estimation scheme for RSSI based localization in Wireless Sensor Networks", Wireless Communication and Sensor Networks, Dec. 2009

자기장통신 기반 무선전력전송 제어 프로토콜

*원윤재, 김민수, 김영한, 임승옥
전자부품연구원

e-mail : *yjwon@keti.re.kr, canyn@keti.re.kr, ekmyph@keti.re.kr, solim@keti.re.kr*

Control Protocol for Wireless Power Transfer Using Magnetic Field Area Network

*Yun-Jae Won, Min-Soo Lim, Young-Han Kim, Seung-Ok Lim
Korea Electronics Technology Institute

- 본 연구는 미래창조과학부의 지원을 받는 정보통신표준화 및 인증지원사업[2013-PM10-13, 자기융합통신/전력전송 기술 표준 개발]의 일환으로 수행하였음. -

Abstract

This item establishes a system for an in-band network, from which both wireless power transfer and data transmission are carried out simultaneously at a same frequency band. It provides technical solution for a remote and consistent power supply along with a stable network.

For the purpose of this item, the system is designed based on the principles described in ISO/IEC 15149 (Magnetic Field Area Network.) In this way, it is expected to achieve superiority in control of devices, while managing wireless power transfer to multiple devices in request. The focus is on the physical and media access control layer protocol; it will not discuss matters on the upper layer protocols. As together, the PHY and MAC layers should be able to carry out the following tasks: data transmission, signal control, wireless power transfer.

I. Overview

MPAN is an in-band wireless network syst-

em that enables wireless communication and wireless power transfer within a single frequency band. Data and control commands are communicated according to the MFAN system; power is transferred wirelessly according to the consistent WPT system, both at the same frequency band. Due to the characteristics of magnetic field and legal regulations on the power level, the range of MFAN is wider than that of WPT. Within the MPAN, the maximum WPT efficiency is achieved with an MPAN-C taking in charge of every schedulings accordingly for devices in most effective orders.



Wireless Power Transfer System

II. Network Elements

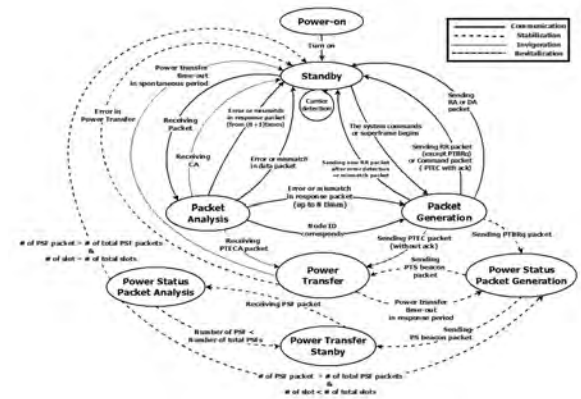
The elements of MPAN, based on the elements of MFAN, are classified in two: time and physical element. The time element refers to the superframe structure consisting of request period, response period, and spontaneous period. The physical element refers to the MPAN devices: MPAN-C and MPAN-Ns. The most basic unit in the physical element is device. A device may be defined according to its role either as an MPAN-C that manages network, or an MPAN-N that communicates with MPAN-C. When an MPAN is set up, a node is allocated to be an MPAN-C: the device in charge of the perfect control of association, disassociation, release, and time scheduling for MPAN-Ns. The superframe begins when a device is set as an MPAN-C, and starts to transmit request packets during the request period. Within MPAN, only a single channel is permitted by an MPAN-C; the rest devices within the MPAN become MPAN-Ns. Note that a device within an MPAN may participate as an MPAN-C or MPAN-N depending upon its role. For the connection between an MPAN-C and an MPAN-N, a peer-to-peer connection is used.

III. Network Status

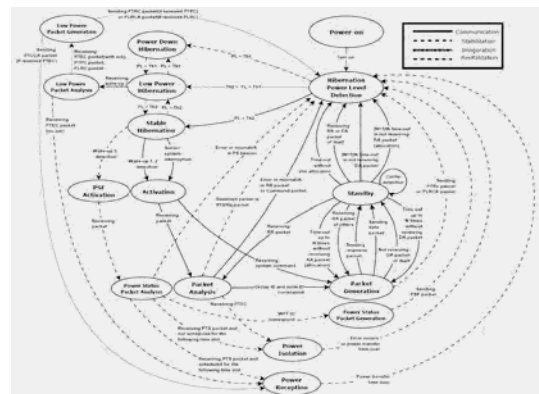
MPAN device state includes MPAN-C state and MPAN-N state as justified in ISO/IEC 15149-1. Put in detail, MPAN-C states are divided into standby state, packet analysis state, packet generation state; power transfer state, power transfer standby state, power status packet analysis state, and power status packet generation state. MPAN-N states are composed of hibernation power level detection state, stable hibernation state, general activation state, standby state, packet analysis state, packet generation state; power reception state, power

isolation state, power down hibernation state, low power hibernation state, low power packet analysis state, low power packet generation state, PSF activation state, power status packet analysis, power status packet generation.

3.1 Coordinator State



3.2 Node State



IV. Physical Layer

This section describes the physical layer frame format of MPAN, adopting that of MFAN. As shown in Figure 9, the PHY layer frame consists of three components: the preamble, the header, and the payload. When transmitting the packet, the preamble is sent first, the header follows, and finally the payload comes last. An LSB is the first bit transmitted.

V. MAC Layer

The MAC frame of MPAN consists of frame

header and frame body. It inherits the MAC layer frame format justified in ISO/IEC 15149-1. Frame header has information for data transmission to devices. Frame body has the actual data to be transmitted.

VI. Conclusion

MPAN can be applied to various industries. It may be applied to a situation where electric devices are in need of constant power supply to function properly. For some industries, significant improvement in efficiency is attainable simply by providing power wirelessly. In any cases, duration of battery life no longer becomes a problem; no need to spare broad space for spacious batteries and charging equipment.

As for an example, there has always been a battery issue when it comes to using mobile devices (Figure 2) due to its running time. MPAN is able to provide a ubiquitous charging environment while on a stable network service. Also for the home appliances (Figure 3), complex wire cables and plugs can be eliminated; a placement of home appliances at one's convenience becomes possible with MPAN.

참고문헌

- [1] ISO/IEC 15149, Magnetic Field Area Network, 2011.

다수기기 관리를 위한 무선전력전송 인터페이스 프로토콜

*원윤재, 김민수, 김영한, 임승욱
전자부품연구원

e-mail : *yjwon@keti.re.kr, canyn@keti.re.kr, ekmyph@keti.re.kr, solim@keti.re.kr*

Interface Protocol of Wireless Power Transfer for Management of Multiple Devices

*Yun-Jae Won, Min-Soo Lim, Young-Han Kim, Seung-Ok Lim
Korea Electronics Technology Institute

- 본 연구는 미래창조과학부의 지원을 받는 정보통신표준화 및 인증지원사업[2013-PM10-13, 자기융합통신/전력전송 기술 표준 개발]의 일환으로 수행하였음. -

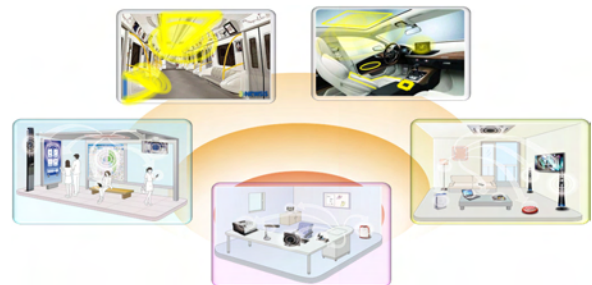
Abstract

This item defines WPT management protocols for wireless power transfer to multiple devices in Multi-device Wireless Power Management System. Various functions of WPT management protocols are justified from this item. The WPT frame format and the messages work in WPT management protocol. In addition, WPT frame and the message are defined as well to execute function help procedure of WPT management. Also the procedures for each functionalities are described based on its frame format and messages.

ring devices, which each of them are designed under various kinds of protocols not interoperable. The inconvenience it causes to users could cost a large sum of economics, and non-economic expenditure, unnecessary. MWPMMS aims to provide consumers of wireless charging devices an option to be able to fully utilize a system that is compatible with a number of existing technologies. Also to break away from conventional 1:1 wireless charging, MWPTS will be managing power transfer to multiple receivers at a time, using various charging modes.

I. Overview

MWPMMS is a system of management protocol for wireless power transfer to a number of receivers. WPT is a technology that breaks free of conventional charging method via wired cable. It utilizes the characteristics of magnetic field or electric field to deliver power in distance. In the market, there is a large number of wireless cha-



Concept diagram of MWPMMS services

II. Function

In order to design a management protocol that can

construct reliable and efficient wireless power transfer system for multiple receivers, it needs to include all the fundamental functions, yet not repetitive. In MWPMS, there are two operationsstates for Inter operationPMS: dependant operation and mutant co-operationautonomous state and optical state.In MWPMS, Also all the functions are categorized into six distinctive functions. They are initialization, association, general charging management, abnormal charging management, inter-device charging management, and termination.

III. Protocols

For an efficient wireless power transfer, relevant information should be well communicated between MWPC and MWPRs. The overall process is carried out in diverse frame format, which control and manage MWPMS receivers. Actual communication messages are sent in such formats. Universal compatibility of the format under the lower level of osi layer is assumed to begin with. It operates on the basis of time-division; if lower layer protocol does not support TDMA (if supporting primitive does not exist), there should be an appropriate programing for similar tasks to make it work at a lower layer.

1	1	1	1	1	1	1	N (0-255)	1
Src PMS ID	Src ID	Dst PMS ID	Dst ID	Frame type	Sequence No.	Payl oad Leng th	Payl oad	CRC
Frame Header							Frame Body	

Frame Format

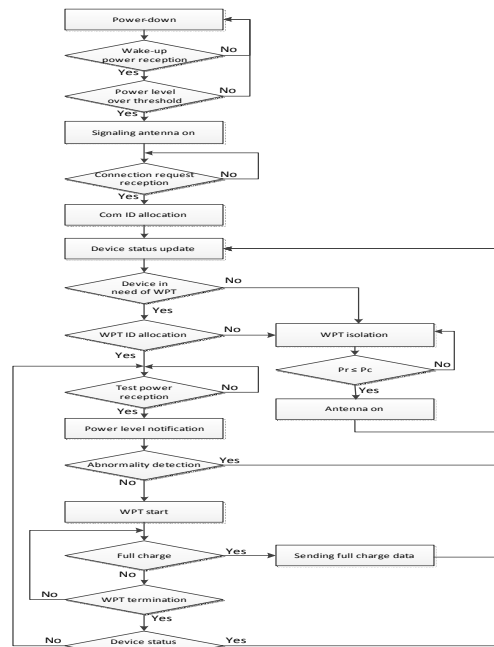
IV. Procedure

There are five procedures, in broad, to provide most efficient wireless power transfer service to multiple receivers: association, general charging management, abnormal situation management, inter-device charging management, and termination.

4.1 Charger



4.2 Device



V. Conclusion

The MWPMS technology can be applied to the following industry fields and more that require constant power supply. The mobile terminals: Charging services can be provided within mobile terminals anytime and anywhere. Home appliances: To make entangled cable mess neat and convenient, the use of MWPMS technology can offer the benefits of minimal wiring and freedom to furniture arrangement.

클러스터 기반 보안 적용 센서 네트워크 수명 극대화를 위한 에너지 공급 기법

도민우, 차혜란, 신대식, 김훈
인천대학교 전자공학과

e-mail : {soulmijin, chahyeran}@naver.com, {daesik3709, hoon}@incheon.ac.kr

An Efficient Energy Supply Scheme for Network Lifetime Maximization in Cluster based Secure Sensor Networks

Min-Woo Do, Hye-Ran Cha, Dae-Sik Shin, Hoon Kim

Incheon National University

요약

무선통신은 데이터의 도청과 위조 변조가 비교적 용이하여 보안 연구가 필수적이다. 센서네트워크에 보안기술을 적용하게 되면 추가적으로 에너지가 소모되기 때문에 에너지 교체가 어려운 센서네트워크에서 추가적인 에너지 소모는 큰 문제가 된다. 본 논문에서는 클러스터 기반 데이터 전송 및 보안 적용 센서 네트워크에서 에너지 소모를 감안 네트워크 수명을 최대화하는 방안을 제시한다.

I. 서론

무선센서네트워크(Wireless Sensor Network, WSN)란 센서로 센싱이 가능하고 수집된 정보를 가공하는 프로세서가 달려 있으며 이를 전송하는 소형 무선 송수신 장치로서 센서 노드(Sensor Node)와 이를 수집하여 외부로 내보내는 싱크 노드(Sink Node)로 구성된 네트워크이다. 기존의 네트워크와 다르게 의사소통의 수단이 아니라 자동화된 원격 정보 수집을 기본 목적으로 하며 과학적·의학적·군사적·상업적 용도 등 다양한 응용 개발에 폭넓게 활용되고 있으며, 최근 보안 이슈의 대두로 안전한 센서 네트워크의 구성과 효율적

인 운용이 중요한 문제로 대두되고 있다. 특히 무선통신의 경우 유선통신보다 정보의 도청과 변조가 용이하여 정보의 신뢰성 있는 전달을 위하여 보안 연구가 필요하다. 또한 센서 네트워크의 보안기술을 적용 하게 되면 추가로 에너지 소모가 되는데 에너지 교체가 어려운 센서 네트워크에서 추가적인 에너지 소모는 중요한 문제이다. 센서노드는 제한된 파워의 배터리를 갖기 때문에 배터리가 방전되었을 때 교체되거나 재충전이 힘들어 결국은 네트워크 통신이 불가능하게 된다. 그러므로 센서 네트워크가 소모되는 비용/에너지 측면을 고려하면서 효율적인 네트워크 운영과 구성을 위한 기법들이 연구되어야 하며, 보안 기능을 포함할 경우에 소요되는 에너지를 함께 반영하여 센서노드의 배터리를 효율적으로 사용함으로써 네트워크의 수명을 늘릴 필요가 있다. 센서 네트워크 에너지의 효율적 분배를 통한 네트워크 수명 극대화 문제 해결을 위해 많은 부분에서 연구가 진행된 바 있으며[1-4], 클러스터 노드에 공급되는 에너지가 제한되는 상황에서 네트워크 수명을 극대화 시키는 방안이 제시되었다[3, 4].

기존 연구가 관심 이벤트 정보 전달에 각 클러스터에 요구되는 에너지에 치중한 반면, 본 논문에서는 네트워크 보안 기능이 적용된 클러스터 기반 네트워크 최적 에너지 분배에 관한 문제를 다룬다. 즉 클러스터에서 정보 전달 외에 보안 기능 동작을 위한 에너지를

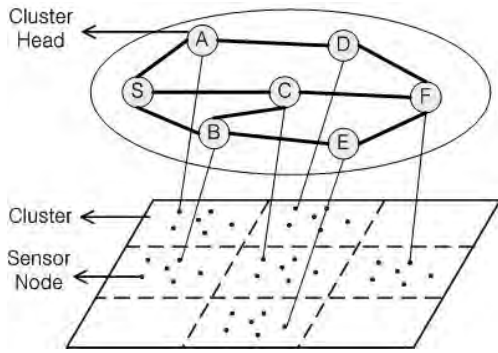


그림 1 클러스터 기반의 센서 네트워크

함께 감안하여 네트워크 수명을 최대화하도록 클러스터에 에너지를 공급하는 방안을 제시한다.

II. 클러스터 기반 보안 적용 센서 네트워크

2.1 클러스터링 기반 센서 네트워크

본 고는 그림 1과 같이 대규모 영역에서 다수의 센서노드로부터 수집된 정보를 효과적으로 전달하는 데 유용한 클러스터 기반 계층 구조를 고려한다. 그림 1의 아래층과 같이 인접한 다수의 센서 노드들의 집합인 여러 개의 클러스터로 구성된다. 각 클러스터에 포함된 센서노드들 중에서 특정한 센서노드를 클러스터 헤드로 선출한다. 임의적 혹은 계획적으로 배치된 센서노드들은 임의적으로 발생하는 이벤트를 감지하고 감지된 정보를 클러스터 헤드로 전송하고, 클러스터 헤드에 모아진 정보는 다시 인근 클러스터 헤드를 통해 최종 목적지인 싱크노드로 전달된다. 그림 1의 위층은 이와 같은 정보 전송을 위해 각 클러스터 헤드와 싱크노드 간 연결 상태를 나타낸다. 이벤트가 발생했을 때 클러스터 노드 v 가 싱크노드로 정보를 전송하는 경로는 $P(v)$ 이다. 예를 들어 그림 1의 클러스터 D에서 이벤트가 발생했을 때의 경로는 $P(E) = E - B - S$ 로 나타낼 수 있다. 즉, 이벤트 발생 정보는 E에서 B로, B에서 싱크노드 S로 전달된다.

2.1 클러스터 기반 보안 적용 센서 네트워크

클러스터 기반 센서 네트워크에 암호화 통신을 통한 정보 전송을 고려한다. 암호화통신을 위해 노드간에 키 공유가 필요하며 이를 위한 정보 전송과 수신을 위한 에너지가 소요된다[5]. 즉, 클러스터 기반 센서 네트워크에서 보안 기능을 포함하기 위해 클러스터간 통신을 위한 암호키와 클러스터 내부 통신을 위한 암호키 공유가 필요하며 이를 위한 에너지가 소모가 발생한다.

III. 클러스터 기반 보안 적용 센서 네트워크 수명 극대화 에너지 공급

클러스터 기반 보안 적용 센서 네트워크에서 각 클러스터의 에너지를 적절히 분배하여 네트워크 수명을 최대화하

는 방안을 제시한다. 이는 클러스터 기반 보안 적용 센서 네트워크에서 이벤트 정보 전달과 보안 통신을 위한 암호키 공유 등에 요구되는 에너지를 산출하고 이를 감안하여 각 클러스터에 공급되는 최적 에너지를 구하는 것이 된다. 기존 연구에서 클러스터에 공급되는 에너지 총량이 주어진 조건에서 각 클러스터에서 발생하는 이벤트 확률과 이벤트 전송에 소요되는 에너지양 등을 감안 네트워크 수명을 최대화하도록 하는 각 클러스터 소요 에너지를 구하는 방안이 다음과 같이 제안되었다.

$$\begin{aligned}
 (P) \quad & \text{Maximize } \min_{v \in V - \{s\}} \frac{r(v)}{\sum_{u \in V - \{s\}} (p(u) \cdot E_{consumption_u}(v))} \\
 & \text{Subject to} \\
 & \sum_{v_i \in V - \{s\}} r(v_i) = k \\
 & r(v_i) \geq 0, \forall v_i \in V - \{s\}
 \end{aligned}$$

(P)에서 k 는 주어진 총 에너지 합을 의미한다. 본 논문에서는 (P)문제에서 보안 기능을 고려한 에너지 소모량을 추가 반영하는 방안을 제안한다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서 센서네트워크에서 보안 기능적용 시 네트워크 수명 최대화를 위한 에너지 공급 문제를 고려하였다. 보안 기능에 사용되는 에너지를 추가로 고려하여 각 클러스터에 요구되는 에너지를 도출하는 방안을 제안하였으며, 이에 대한 상세한 수식 전개와 성능 분석 등을 향후 연구와 발표에서 제시하고자 한다.

참고문헌

- [1] J. Wu et al, "SMART: A scan-based movement assisted sensor deployment method in wireless sensor networks", in Proc. INFOCOM, pp. 2313-2324, 2005.
- [2] J. Wu and S. Yang, "Optimal movement-assisted sensor deployment and its extensions in wireless sensor networks", in Proc. ICPADS, Vol. 1, pp. 12-15, 2006.
- [3] Chu-Fu Wang et al, "Optimal Deployment for Wireless Sensor Networks Using Lifetime Expectation Estimation", in Pro. 3rd Int'l Conf. on IHHMSP, pp. 15-18, 2007
- [4] 조명주, 김훈. "클러스터 기반 센서 네트워크 수명 극대화를 위한 에너지 공급 기법", 한국통신학회 논문지, 2010.
- [5] Do-Hyun Nam, Hong-Ki Min. "An Efficient Ad-Hoc Routing Using a Hybrid Clustering Method in a Wireless Sensor Network" in IEEE WiMob 2007

무선 센서 네트워크에서 와치독 성능 개선을 위한 충돌 완화 기법

조원우, 박현우, 이지혜, 신대식, 김 훈
인천대학교 전자공학과

e-mail : marnjinga@naver.com, gjsnek@naver.com, sendlove7@nate.com,
daesik3709@incheon.ac.kr, hoon@incheon.ac.kr

A Collision Mitigation Scheme for Watch Dog Performance Improvement in Wireless Sensor Networks

Won-Woo Jo, Heon-Woo Park, Ji-Hye Lee, Dae-Sik Shin, Hoon Kim
Electronic Engineering
Incheon National University

요 약

본 논문은 무선센서네트워크에서 와치독 기법 적용 시 충돌을 완화하여 보안 성능을 개선시키는 방안을 제시한다. 기존 무선센서네트워크 와치독 노드의 관심 노드 모니터링 구간에 인접노드로부터의 송신이 있을 경우 수신단에서 충돌이 발생하여 와치독 성능이 저하되는 문제점이 있다. 본 논문에서 이와 같은 와치독 수신단에서의 충돌을 완화하기 위해 와치독의 모니터링 구간에서 인접 노드의 송신 요청을 거절하는 방법을 통해 와치독 모니터링 기능을 강화하는 방식을 제안한다.

I. 서론

무선센서네트워크(Wireless Sensor Network, WSN)란 센서노드로 구성된 네트워크이다. 인간 중심 지향적이면서 장소에 구애받지 않고 언제 어디서나 컴퓨팅 환경에 접속할 수 있는 유비쿼터스 패러다임이 확대되면서 전 세계적으로 활발하게 연구되고 있는 기술 중의 하나이다.¹⁾ 또한, WSN은 유용한 정보를 수집, 전달하는 센서 노드와 이를 종합, 가공하여 필요한 정보를 재생산하는 서버(싱크노드) 등으로 구성된다. 그리고 다양한 응용서비스의 출현과 인프라의 확산으로 네

트워크 구축 범위와 활용성이 더욱 증대될 것이다. 한편으로 WSN의 정보 및 서비스의 안정성 문제 (보안문제)가 동시에 제기되고 있으며, 이에 다양한 보안 기술이 개발, 적용되고 있다.²⁾ 와치독(Watch Dog)은 WSN에서 보안상 문제를 일으키는 노드를 확인하는 기술로 와치독 노드가 관심노드의 비정상적인 동작을 확인하는 방법이다.³⁾

워치독이 WSN에서 문제 노드를 발견하는 일반적인 방안으로 활용되고 있으나, 인접노드의 정보 전송 시 와치독 노드에서의 수신단 충돌(Collision)이 발생하여 정상적인 모니터링이 어려운 경우가 발생하는 문제점이 존재한다. 따라서 WSN의 보안성을 향상시키기 위해 와치독 방안 적용 시 충돌 문제를 좀 더 효과적으로 개선하는 방안을 연구할 필요가 있다.

본 논문에서는 기존 와치독 방안을 적용할 시 발생하는 충돌의 문제점을 해결하고자 충돌완화 와치독 기법을 제안한다. 이러한 충돌완화 와치독 기법으로 와치독 노드의 수신단 충돌을 완화시키고 그에 따른 보다 정확한 모니터링 정보 송수신을 가능하게 함으로써 전체적인 시스템 성능을 기대할 수 있다.

II. 무선센서네트워크에서 기존 와치독의 문제점

2.1 무선센서네트워크 와치독 시스템

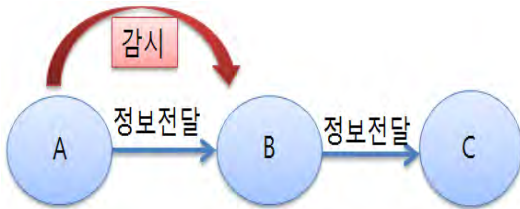


그림1. 기존 와치독 기법

기존 와치독 기법은 와치독 노드(A)가 관심노드(B)에 정보를 전달하고 이 관심노드가 다른 노드(C)로 정보를 제대로 전달하는 가를 감시하는 방식을 말한다.

2.2 무선센서네트워크 와치독 시스템의 문제점

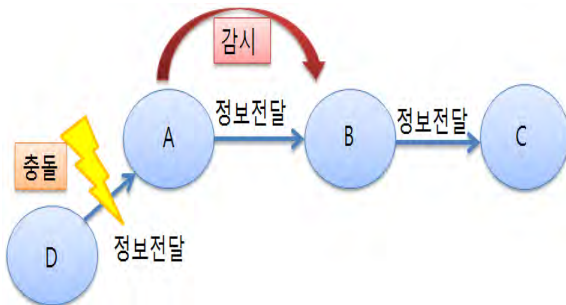


그림2. 기존 와치독 문제점 : 충돌

그러나 기존의 와치독 기법은 와치독 노드가 관심노드를 감시하는 동안, 동시에 새로운 노드(D)에서 와치독 노드에 정보를 전달하려고 하면, 그 때 충돌이 발생하는 문제점이 있다. 이러한 충돌로 인해 정보 송수신 과정에 Delay가 발생하게 되고, 그에 따른 와치독의 성능이 떨어지게 된다.

III. 모니터링 구간 인접노드 전송 제한 와치독 충돌 완화 기법

와치독 노드의 모니터링 구간에서 충돌을 완화하기 위한 방안으로 모니터링 구간 동안의 인접노드의 정보 전송을 제한하는 방안을 제안한다. 그림 3과 같이 와치독 노드(A)가 관심노드(B)를 감시 중인 경우 와치독 노드와 인접 노드간 정보 교환을 통해 정보 송신을 불허한다. 예를 들어, 와치독 노드의 인접노드가 와치독

노드에 정보 전송을 위한 요청신호를 보낼 때 와치독 노드가 다른 노드로부터의 정보 전송 요청이 있지 않더라도 이에 대한 응답신호를 보내지 않는다. 이로써 와치독 모니터링 구간에서 인접 노드로부터 정보 전송이 제한되어 와치독 노드의 모니터링을 위한 정보 수

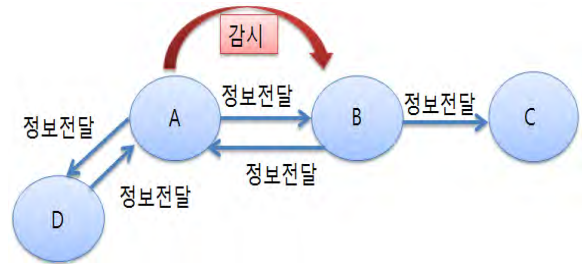


그림3. 충돌 완화 와치독 기법

신 과정에서 발생할 수 있는 충돌을 감소시킬 수 있게 된다.

IV. 성능 분석 시나리오

본 제안 기법의 성능 분석을 위해, 기존의 와치독 방식과 제안 방식에서의 데이터 수신 및 와치독 모니터링 성능을 분석한다. 또한 와치독과 연계된 라우팅을 적용하여 종합적인 시스템 성능을 비교, 분석한다. 제안 방식에서 인접노드의 전송 제한으로 인해 데이터 수신에서 손실이 발생할 수 있으나 와치독 모니터링 성능 개선으로 인해 전체 시스템 성능의 개선을 가져올 수 있음을 보인다.

V. 결론 및 향후 연구 방향

무선센서네트워크에서 정보 및 서비스의 안전성(보안 문제)은 상당히 중요하며, 이를 위해 우선적인 와치독 시스템의 이해가 선행되어야 한다. 본 논문에서는 기존에 사용되고 있는 와치독 기법에 충돌을 줄일 수 있는 방법을 추가한 와치독 기법을 제안하였다. 특히 제안한 기법이 충돌을 완화하는 동시에 전체적인 송수신 시스템의 성능을 향상시키는 데에 목적을 두었다. 모니터링 시간을 적절히 조절하고, 관심노드의 확률기반 정보를 효과적으로 분석한다면 더욱 신뢰도 높은 시스템의 구현이 가능할 것이다.

참고문헌

- [1] I .F. Akyildiz et al. “Survey on Sensor Networks”, *IEEE Communications Magazine*, 40(8), pp. 102-114, August 2002.
- [2] <http://www.wsn-security.info>
- [3] <http://ko.wikipedia.org>
- [4] Sergio Marti et al. , “Mitigating Routing Misbehavior in Mobile Ad Hoc Networks”, in *Proc. of IEEE MobiCom 2000*, 2000.
- [5] 하은실, “CSMA/CA에 적합한 전송확률을 고려한 무선 LAN의 패킷 처리율 분석”, 인터넷정보학회논문지 제10권 제1호, 2009.2, 51-61 (11 pages)
- [6] Xiaoyun Xue, Jean Leneutre, Lin Chen, Jalel Ben-Othman, “SWAN: A Secured Watchdog for Ad hoc Networks”, *IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security*, VOL.6 No.6, June 2006

방향성 빔포밍을 추가 적용한 다중 사용자 다중 입출력 HetNet 시스템의 수신 성능 및 수율 평가

*강호식, 이동현, 성원진
서강대학교 전자공학과
E-mail: wsung@sogang.ac.kr

Performance and Throughput Evaluation for MU-MIMO HetNet Systems Using Additional Directional Beamforming

*Hosik Kang, Donghyun Lee, and Wonjin Sung
Department of Electronic Engineering
Sogang University

Abstract

Beamforming is used to efficiently utilize limited frequency resources by controlling the directionality of the signal transmission. In this paper, we propose to apply directional beamforming to multi-user multiple-input multiple-output (MU-MIMO) transmission in heterogeneous network (HetNet) environment. By using the proposed beamforming method, we effectively control the amount of inter-cell as well as inter-sector interference to achieve enhanced performance over conventional beamforming, as shown by the simulation results.

I. 서론

급격히 늘어난 모바일 이용자수로 인하여 품질 및 속도 측면의 요구가 증가하고 있다. 그러한 요구에 맞추어, 품질 및 속도 측면의 성능을 보장 할 수 있는 빔포밍 방식이 사용될 수 있다.

본 논문에서는 기존에 개발되어 사용 중인 방향성 빔포밍과 MIMO 빔포밍을 결합한 새로운 방식의 빔포밍을 제안한다. 방향성 빔포밍의 특성인 선택한 방향으로 신호를 전송할 수 있다는 점과, MIMO 빔포밍의

특성인 다수개의 데이터 스트림을 동시에 전송할 수 있다는 점을 하나의 빔포밍 내에서 구현한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 시스템 환경 모델 및 제안 방식을 설명하고, III장에서 제안 방식의 성능을 평가한다. 마지막으로 IV장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델 및 제안 방식

2.1 시스템 모델

본 논문에서 적용한 이동통신 셀룰러 시스템 모델은 각각 셀이 정육면체 형태를 가진 총 19개의 3-섹터 셀로 구성되어 있으며, 각 셀의 중심에는 신호 송수신을 위한 기지국이 위치한다. 셀 내에 존재하는 사용자의 수신 신호를 수식적으로 나타내면 다음과 같다.

$$y = \mathbf{h}\mathbf{v}x+n$$

여기서, \mathbf{h} 는 무선 페이딩 채널 벡터를 나타내며, \mathbf{v} 는 송신 신호 빔포밍 벡터, x 는 송신 데이터 심볼을 나타낸다. 그리고, n 은 가우시안 열 잡음 벡터를 나타낸다. 여기서 \mathbf{h} 와 \mathbf{v} 는 i.i.d (independent and identically distributed) 복소 가우시안 확률 변수이다.

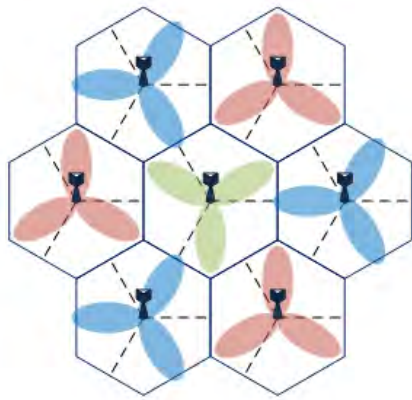


그림 1. 섹터 내의 순차적인 빔 전송

2.2 방향성 빔포밍 및 MIMO 빔포밍

방향성 빔포밍은 특정 방향으로만 신호를 전송할 수 있는 방식이다. 신호의 품질 측면에서는 좋은 성능을 가지지만, 데이터 스트림을 동시에 전송할 수 없으므로 전송률 측면에서 성능 열화가 발생한다. MIMO 빔포밍은 여러 사용자에게 신호를 동시에 전송함으로써 높은 전송률을 얻을 수 있는 빔포밍 방식이다. 하지만 MIMO 빔포밍은 방향성 특성을 갖지 못한다.

2.3 결합형 빔포밍

본 논문에서는 방향성 빔포밍과 MIMO 빔포밍의 특성을 결합한 새로운 빔포밍 기술을 제안한다. 기존의 빔포밍 방식은 각 셀을 120°씩 3개의 섹터로 나누어서 동시에 빔포밍을 한다. 동시에 셀 내의 모든 영역에 신호를 전송하게 되므로, 인접 셀과의 간섭이 발생하게 되어 신호의 품질이 떨어지게 된다. 반면에, 우리가 제안하는 새로운 빔포밍 방식은 방향성과 MIMO 특성을 가지기 때문에 각 섹터를 다시 40°씩 3가지 영역으로 나누어, 각 영역 내부의 사용자들에게 동시에 빔포밍을 할 수 있다. 각 영역을 그림1과 같이 순차적으로 빔포밍함으로써 인접 셀과의 간섭을 억제할 수 있게 된다. 그리고 추가적으로 각 40° 영역 내에 RRH를 설치함으로써, 빔포밍 중이 아닌 영역에서도 최소한의 전송률을 보장하여 줄 수 있다.

III. 성능 평가

그림 2는 모의실험의 수행 결과로, 제안하는 기법과 기존 기법을 사용자의 전송률 측면에서 비교한 그림이다.

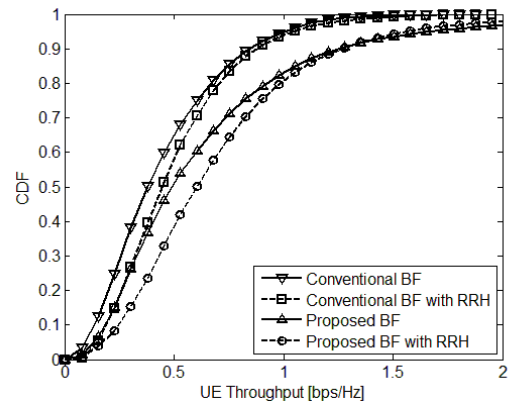


그림 2. 빔포밍 방식에 따른 전송률 평가 결과

다. 제안한 기법을 적용한 경우 기존 방법에 비해 사용자 전송률 측면의 이득을 확인할 수 있었다. 그리고 최소한의 전송률을 보장하기 위해 RRH를 설치한 환경에서의 성능 평가의 경우도 기존 방식 대비 향상된 전송률을 보임을 확인할 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 기존의 빔포밍 방식인 방향성 빔포밍과 MIMO 빔포밍을 결합하는 전송 방식을 사용하여, 제안 방식의 성능을 3-섹터 멀티셀 환경에 적용하여 평가하였으며, 특히 RRH가 설치된 HetNet 환경에서의 성능 확인을 통해 수신 성능 및 수율 측면에서의 이득을 확인하였다.

ACKNOWLEDGMENT

본 연구는 2013년도 교육부/한국연구재단의 중견연구자지원사업(No. 2011-0016146) 및 미래창조과학부/정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업(NIPA-2013-H0301-13-3002)의 연구결과로 수행하였음.

참고문헌

[1] 박대진, 양석철, 신요안, “안테나 선택을 이용한 Beamforming 기반의 MIMO-OFDM 시스템”, 전자공학회 논문지, pp. 19-20, 2006년 6월.
 [2] S. Sesia, I. Toufik, and M. Baker, *LTE-The UMTS Long Term Evolution: From theory to practice*, 2nd ed. Chichester, U.K.: Wiley, 2011.

잡음 환경에서 순차적 피드백 방식을 활용하는 다중 안테나 코드북 전송 방식 및 성능 평가

*김윤수, 성지훈, 성원진
 서강대학교 전자공학과
 E-mail: wsung@sogang.ac.kr

Multi-Antenna Codebook Transmission Utilizing Sequential Feedback and Its Performance Over Noisy Channels

*Yoonsoo Kim, Jihoon Sung, and Wonjin Sung
 Department of Electronic Engineering
 Sogang University

Abstract

As the number of antenna elements increases in multiple-input multiple-output (MIMO) transmission, the number of required feedback bits also increases rapidly which causes the system overhead. We propose to use a sequential feedback method which is applicable to a large number of antenna elements and expanded size of codebooks. To evaluate the performance of the proposed scheme, we measure the average correlation power over noisy channels.

I. 서론

무선 이동 통신 시스템의 발전에 따라 높은 주파수 효율, 고속 데이터 전송을 위한 기술의 도입이 이뤄지고 있다. 특히 높은 전송 효율을 얻기 위해 다수 레이어의 데이터를 전송할 수 있는 다중 입출력 시스템의 도입이 활용되고 있다. LTE-Advanced 표준에서는 최대 8-Tx MIMO가 적용될 예정이며, MIMO에 사용하는 안테나 원소의 개수는 점점 증가할 것으로 예상하고 있다. 현 LTE 시스템에서는 PMI (Precoding Matrix Indicator)를 통해, 송신단에서 신호를 전송할

시 다수개의 안테나 간 송신 신호들의 상대적인 위상 차이를 보정하여 수신단에서 신호의 전력 감쇄를 방지하도록 하고 있다 [1]. 하지만 MIMO기술을 통해 안테나 원소 수의 증가로 인해 피드백 오버헤드가 증가하게 된다.

본 논문에서는 안테나 개수의 증가에 따라 급격하게 코드북 크기 및 피드백 오버헤드가 증가되는 문제점을 해결하기 위한 방식을 제안한다. 안테나 원소들을 분할하여 피드백하고, 다수개의 코드북을 사용하여 채널 정보를 취합함으로써 PMI를 구성하는 방식이다 [2]. 본 논문의 구성으로, II장에서는 시스템 모델과 시뮬레이션 환경, 제안 방식을 소개한다. III장에서는 기존 방식과 제안 방식의 성능 차이를 분석하고, IV장에서 결론을 맺는다.

II. 환경 및 제안 방식

2.1 신호 모델과 시스템 모델

단일 사용자가 M 개의 송신 안테나 원소를 갖는 기지국으로부터 받는 신호는 아래와 같다.

$$y = \mathbf{h}\mathbf{w}x + n \quad (1)$$

이때 \mathbf{h} 는 채널 벡터로써, M 개의 *i.i.d.* 복소 가우시안 변수이고, \mathbf{w} 는 M 개의 원소로 이루어진 프리코딩 벡터이다. x 는 송신된 데이터 심볼을 나타내며 n 은 AWGN

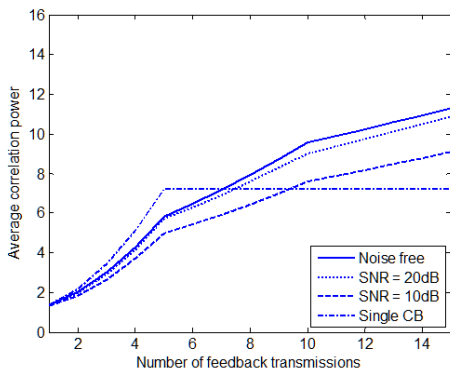


그림 1. 제안 방식과 단일 코드북을 사용하는 기존 방식의 피드백 횟수에 따른 평균 상관 전력 비교

(Additive White complex Gaussian Noise)을 나타낸다. 시뮬레이션 환경으로는 19셀 57섹터에 섹터 당 4명의 사용자가 균등하게 분포하는 환경이 고려되었다. 비례 균등 스케줄링, zero-forcing (ZF) 빔포밍을 통해 MU-MIMO 전송을 수행하며, ZF 빔포밍 행렬은

$$W_{ZF} = \hat{H}^H (\hat{H} \hat{H}^H)^{-1} \quad (2)$$

이며, 채널 상태 정보 인덱스 i^* 는 다음과 같다.

$$i^* = \operatorname{argmax}_i \{ |h w_i|^2 \} \quad (3)$$

이때 w_i 는 주어진 코드북 내의 코드벡터를 나타낸다. 성능 비교에서 사용된 기존 코드북은 $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ 의 모든 위상을 포함한 코드벡터로 구성된다.

2.2 제안 방식

본 논문에서 제안하는 방식은 M 개의 송신 안테나 원소에 대해 N 개로 분할하여 피드백을 통해 채널을 추정하는 방식이다. 분할되어 피드백 받은 정보들을 취합하여 추정된 채널벡터를 구성하게 된다.

또한 두 번째 피드백에는, 첫 번째 코드북에서의 위상을 보다 좁은 범위로 좁혀 양자화 된 값을 원소로 코드 벡터를 구성한 코드북이 사용된다. 또한 채널과의 상관도는 첫 번째 코드 벡터로 위상이 보정된 상태로 두 번째 코드북을 통해 최대의 상관도를 갖는 코드 벡터를 얻는다. 이와 같이 두 번째 코드벡터는 첫 번째 코드벡터의 각 원소의 위상값을 더해주는 방식으로 구성되게 된다.

III. 성능평가

제안 방식의 성능 평가를 위해 16개의 송신안테나의 기지국과 1개의 수신안테나를 갖는 사용자가 고려되었고, 3개의 코드북이 사용되어 총 15회 피드백이

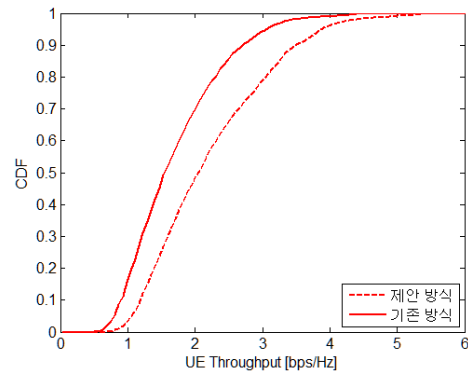


그림 2. 제안 방식과 기존 방식과의 throughput 비교

된다. 그림 1은 잡음이 고려된 상황에서 피드백 횟수에 따른 평균 상관전력을 나타내는 것으로, 단일 코드북을 사용했을 때 보다 약 1.5배 향상된 성능을 나타냈다. 그림 2는 제안 방식의 throughput 측면에서의 성능을 보여주고 있다. 제안 방식이 기존 방식 대비 더 높은 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 증가된 안테나 크기를 갖는 MIMO 시스템에서 순차적 피드백 방식과 코드 벡터 구성 방식을 통해 채널을 추정하여 프리코딩하는 방식을 제안하였다. 기존 방식 대비 장점을 확인할 수 있으며, 따라서 제안 방식이 차후 도입될 MIMO 시스템에서 효율적으로 사용될 수 있을 것으로 기대한다.

ACKNOWLEDGMENT

본 연구는 미래부가 지원한 2013년 정보통신·방송 (ICT) 연구개발사업 및 교육부/한국연구재단의 중견연구자지원사업(No. 2011-0016146)의 연구결과로 수행되었음.

참고문헌

[1] S. Sesia, I. Toufik, and M. Baker, *LTE-The UMTS Long Term Evolution: From theory to practice*, 2nd ed. Chichester, U.K.: Wiley, 2011.
 [2] X. Yun, X. She, L. Chen, J. Zhu; Y. Jiang, H. Taoka, K. Kusume, and S. Nagata, "Investigation of optimum double codebook design for downlink MIMO in LTE-A," *2011 IEEE 73rd Vehicular Technology Conference*, pp. 1-5, May 2011.

IMT-Advanced 능동위상배열안테나 시스템용 고출력 GaN Doherty 전력증폭기의 구현

*이석희, 박세호, 강성민, 방성일
단국대학교 전자전기공학과
e-mail : sshviole@hotmail.com

Implementation of High Power Amplifier with GaN Doherty Structure for IMT-Advanced Active Phased Arrays Antenna System

*Sukhui Lee, Seho Park, Sungmin Kang, Sungil Bang
Department of Electronics and Electric Engineering
Dankook University

Abstract

In this paper, we investigate a proper structure of power amplifier for IMT-Advanced active phased arrays antenna system. The power amplifier must have high efficiency, low distortion and minimized circuit size. The Doherty power amplifier was designed and implemented using by GaN MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit). The experiment results satisfied the specification of amplifier. The gain was 46.4 dB and the PAE(Power Added Efficiency) was 30.26%. The ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) was below -30.29 dBc at 2,655 MHz. Especially, the proposed power amplifier had high efficiency and high power on minimized size.

I. 서론

최근 이동통신 기술은 IMT-Advanced로 불리는 4세대 이동통신 기술을 위한 연구개발 및 표준화가 활발하다. IMT-Advanced 시스템은 국제적인 로밍이 가능하고, 데이터 전송 속도를 이동할 때 100 Mbps, 정지

할 때 1 Gbps까지 제공하며, 음성 서비스와 고속 데이터 서비스 및 동영상 서비스 제공을 목적으로 하고 있다. IMT-Advanced 시스템을 효율적으로 서비스하기 위하여 이동통신 기지국 시스템에 대한 다양한 방법들이 제시되고 있다.

현재의 이동통신 기지국 시스템은 수동배열 형태로 구성되어 안테나와 RF 모듈이 케이블로 연결에 따른 전력손실이 많이 발생되었다. 최근에는 잡음과 전력손실을 최소화하기 위해 RRH(Radio Remote Head)구조가 개발되어 효율을 다소 개선하였지만 수동배열 방식은 그 운영효율에 있어 한계가 있다. 효율적인 서비스를 제공하기 위해서는 능동위상배열 구조의 기지국 시스템이 요구된다.

능동위상 배열 구조를 갖는 기지국 시스템은 위상 배열 안테나와 듀플렉서, 전력증폭기 모듈, 송·수신 모듈 등으로 구성된다. 최종 출력과 밀접한 관련이 있는 전력증폭기는 기지국 시스템의 효율을 결정하는 핵심요소 중 하나이다. 기지국 송신단의 전력증폭기는 제한된 대역 내에서 선형변조된 신호를 왜곡없이 전달하고, 순방향 링크의 다수의 채널신호를 동시에 증폭해야 하므로 높은 전력효율과 선형성을 갖는 전력증폭기가 요구된다.

본 논문에서는 능동위상배열 안테나 시스템의 효율적인 구성을 위하여 고효율 고출력 특성을 가진 전력증폭기를 구현하고자 하였다.

II. 일반적인 Doherty 전력증폭기

현재 전력증폭기의 선형성과 전력효율의 관계를 개선하기 위해 가장 주목받고 있는 것이 Doherty 전력증폭기이다. Doherty 구조는 일반적인 전력증폭기가 모든 영역에서 동작하는 것과 달리 낮은 출력레벨에서는 주증폭기만 동작하고 높은 출력레벨에서는 주증폭기와 보조증폭기가 함께 동작하여 최대효율을 높이는 구조이다. 1936년 미국의 William H. Doherty에 의해 발명된 것으로 초기에는 전력을 보존하거나 효율 증대의 방법으로 처음 제안되었으며 통상적으로 주증폭기에는 Class B, 보조증폭기는 Class C에 동작점을 두고, 주증폭기가 포화되는 시점에 보조증폭기가 동작을 시작한다[1-3]. Doherty 전력증폭기는 다른 방식에 비해 불필요한 회로가 없어 비교적 구조가 간단하고 부하 임피던스 변조(Load impedance modulation)를 이용하여 높은 효율개선 효과를 가진다[4-6]. 그림 1은 Doherty 전력증폭기의 기본 구조이다.

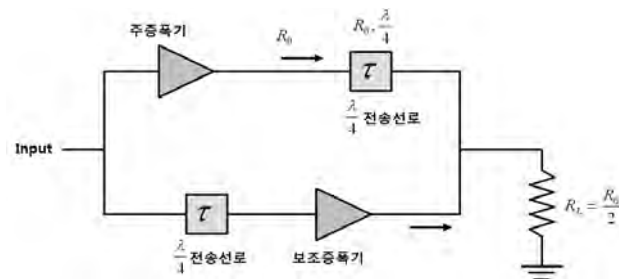


그림 1. Doherty 전력증폭기의 기본 구조

Doherty 전력증폭기는 주증폭기와 보조증폭기로 구성되어 있다. 주증폭기와 보조증폭기의 출력은 임피던스 변환기로 결합된다. 임피던스 변환기는 주증폭기의 낮은 출력 임피던스를 높은 임피던스로 변환시켜 전달되는 모든 전력이 부하저항에 나타나게 하는 역할을 한다. Doherty 전력증폭기는 전력증폭기의 낮은 입력에서의 낮은 효율 측면을 보완하기 위해 각기 다른 바이어스의 두 증폭기를 사용하여 출력 부하를 변화시켜 높은 효율을 가질 수 있게 구성되어 있다.

Doherty 전력증폭기의 효율은 두 지점에서 효율 최대점을 가진다. 첫 번째 최대 효율점은 주증폭기만 동작하여 최대출력전력을 가지는 지점이며, 두 번째 최대 효율점은 주증폭기와 보조증폭기가 완전히 동작하는 최대 전력점이다. Doherty 전력증폭기 전체의 전력 용량 손실을 최소화하기 위해서는 최대출력지점에서 주 증폭기는 출력전류보다 큰 보조증폭기의 출력전류가 필요하다. 그렇지 않으면 증폭기 전체의 전력 용량의 손실을 가져온다. Doherty 전력증폭기가 낮은 입력 레벨에서도 높은 효율을 얻기 위해서는 최대 효율 지

점의 확장이 필요하다. 최대 효율 지점의 확장은 주증폭기와 보조증폭기 출력의 비로서 결정된다.

III. GaN Doherty 전력증폭기의 설계 및 제작

본 논문에서는 Doherty 구조의 효율을 극대화하기 위하여 GaN 소자를 적용하였다. 그림 2는 본 논문에서 설계한 GaN Doherty 전력증폭기의 구조이다.

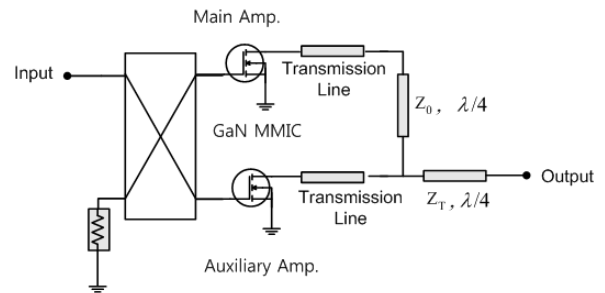


그림 2. GaN MMIC를 적용한 Doherty 구조

설계한 Doherty 구조의 주증폭기와 보조증폭기는 각각 20 W급의 Triquint GaN 공정을 이용한 MMIC 소자를 사용하였으며, 이득은 26 dB 이상이다. 그리고 출력포화전력 Psat은 2.6-2.7 GHz 대역에서 43 dBm 이상을 보였으며, 효율 PAE는 동일 대역에서 48.2% 이상을 나타내었다. 그림 3은 GaN MMIC소자의 입출력 전력 특성 결과이다.

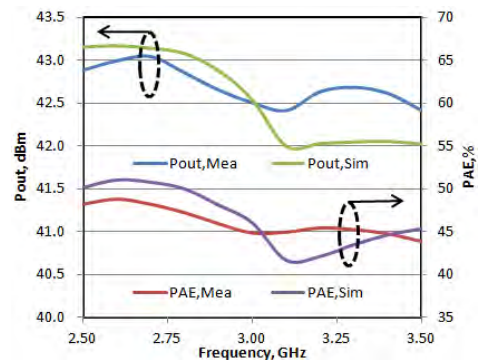


그림 3. GaN MMIC 소자의 출력 특성

IMT-Advanced 시스템의 PAPR(Peak to Average Power Ratio)을 고려하여 8 dB Back-off 지점에서 평균전력 5 W 출력특성을 가지도록 전력증폭기를 그림 4와 같이 구성하였다. 구동단은 Berex사의 BG14A와 Triquint사의 TQP7M9102로 구성하였으며, 왜곡특성을 개선할 수 있도록 선형화기와 연동할 수 있는 구조로 설계하였다.



그림 4. 고티력 GaN Doherty 전력증폭기의 구성도

Doherty 구조를 제작함에 있어서 낮은 출력레벨에서 보조증폭기로의 전력누설을 막기 위한 Offset line 및 Doherty combiner가 그림 5와 같이 요구된다. 그림 6은 Offset line에 의한 보조증폭단의 출력 임피던스 변화를 나타낸다.

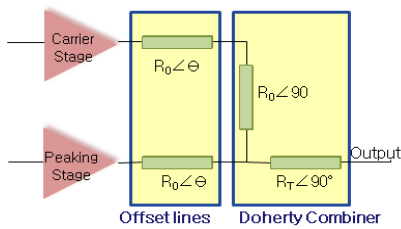


그림 5. Doherty 구조의 Offset line과 Combiner

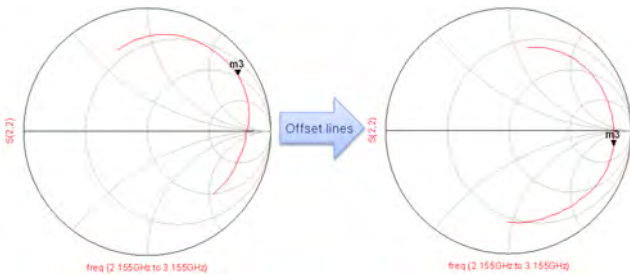


그림 6. Offset line에 따른 임피던스 변화

GaN MMIC 소자는 한쌍의 동일한 출력을 갖은 증폭소자로 구성되어 있으며, RO4003 기판을 사용하여 Doherty 구조를 구현하였다. 그림 7은 제작된 GaN Doherty 전력증폭기 모듈의 형상이다. 모듈의 크기 (W×L×H)는 40mm×40mm×50mm으로 초소형이다.

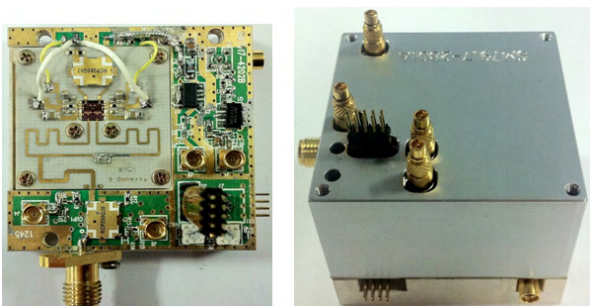
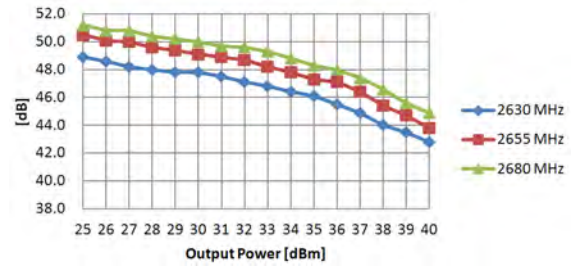
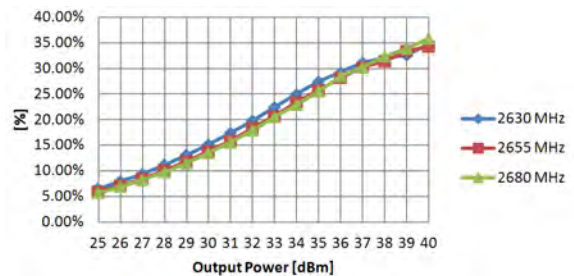


그림 7. GaN Doherty 전력증폭기의 형상

그림 8은 제작된 GaN MMIC Doherty 전력증폭기의 이득과 효율(PAE) 출력특성 측정결과이다. 제작된 전력증폭기의 이득 및 효율 출력특성 실험은 중심주파수가 2,630 MHz와 2,655 MHz, 2,680 MHz에서 이루어졌으며, 각 중심주파수에 따른 동작레벨(37 dBm)에서의 출력특성은 표 1과 같다.



(a) 이득특성



(b) 부가효율특성(PAE)

그림 8. GaN Doherty 전력증폭기의 출력 특성

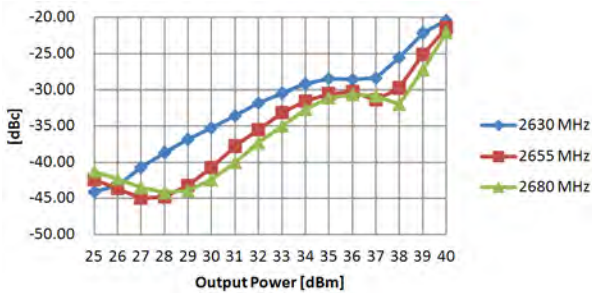
표 1. 중심 주파수에 따른 이득과 PAE 특성

Center Frequency	Gain(dB)	PAE(%)
2,630 MHz	44.9	31.19
2,655 MHz	46.4	30.26
2,680 MHz	47.4	30.27

제작된 GaN Doherty 전력증폭기의 ACLR를 측정하기 위하여 Aeroflex사의 IFR3413를 사용하여 LTE 신호를 인가하였다. 인가된 LTE 신호는 20 MHz 대역폭과 PAR(Peak to Average Ratio) 7dB 특성을 가졌다. 그림 9는 ACLR 특성과 출력에 따른 ACLR 특성을 나타낸다. 제작된 전력증폭기의 ACLR 특성 실험은 동작 출력레벨에서 중심주파수가 2,630 MHz와 2,655 MHz, 2,680 MHz에서 이루어졌으며, 각 중심주파수에 따른 ACLR 출력특성은 표 2와 같다.



(d) ACLR 특성 ($f_c = 2,655$ MHz)



(b) 출력에 따른 ACLR 특성
 그림 9. ACLR 출력 특성

표 2. 중심 주파수에 따른 ACLR 특성

Center Frequency	Lower (-20MHz)	Upper (+20MHz)
2,630 MHz	-28.45 dBc	-28.93 dBc
2,655 MHz	-31.31 dBc	-30.29 dBc
2,680 MHz	-30.88 dBc	-29.28 dBc

그림 9에서 보는 바와 같이 중심주파수가 2,655 MHz 에서의 ACLR 특성은 Lower 대역에서 -31.31 dBc, Upper 대역에서 -30.29 dBc를 나타내었다. 중심 주파수에서는 전력증폭기만으로 -30 dBc 내외의 출력 특성을 가지므로 IMT-Advanced 능동위상배열안테나 시스템의 전력증폭기 모듈 규격은 만족하는 것을 확인할 수 있었다. 전체 시스템 레벨에서의 왜곡특성을 만족하기 위해서는 GaN Doherty 전력증폭기의 왜곡특성을 개선할 수 있는 선형화기가 요구된다.

IV. 결론

본 논문에서는 IMT-Advanced 능동위상배열 안테나 시스템에 적용하기 위하여 고효율 특성을 가지는 GaN

MMIC 소자를 이용하여 고효율 Doherty 전력증폭기를 설계 및 제작하였다. 제작된 전력증폭기 모듈의 출력 특성은 중심주파수가 2,630 MHz와 2,655 MHz, 2,680 MHz에서 44.9 dB 이상의 이득을 가졌으며, 최대 드레인 효율은 각각 31.19%, 30.26%, 30.27%를 나타내었다. 제작된 전력증폭기의 선형성을 알아보기 위한 ACPR 측정 결과는 2,665 MHz에서 -30.29 dBc 이하를 나타내었다. IMT-Advanced 능동위상배열안테나 시스템의 전력증폭기 모듈 규격은 모두 만족하였다. 향후 전력증폭기의 효율과 선형성을 개선할 수 있도록 선형화기에 대한 연구가 필요할 것으로 사료된다.

Acknowledgment

본 연구는 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 산업융합원천기술개발사업(정보통신)의 일환으로 수행하였음. [10039067, IMT-Advanced를 위한 다중빔 제어 및 MIMO 지원 기지국용 고효율/초소형 능동위상배열 안테나 집적형 RF 시스템 개발]

참고문헌

- [1] P. B., Kenington, "High-Linearity RF Amplifier Design", Artech House Inc, Norwood, MA, 2000.
- [2] 이석희, 조갑제, 방성일, "GaN Doherty 증폭기의 메모리 효과 보상을 통한 성능개선," 전자공학회는 문지, 49권 TC편 1호, pp.47-52, January 2012.
- [3] Y. Yang, B. Cha, B. Shin, and B. Kim, "A fully matched N-way Doherty amplifier with optimized linearity," *IEEE trans, Mirow. Theory Tech*, vol51. no.3, pp.986-993, Mar. 2003.
- [4] C.P. Campbell, "A Fully Integrated Ku-band Doherty Amplifier MMIC," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 9, No. 3, 1999.
- [5] Andre G. Metzger, Lawrence E. Larson, Peter M. Asbeck, "An Extended Doherty Amplifier With High Efficiency Over a Wide Power Range", *IEEE Transactions on Microwave theory and techniques*, Vol. 49, No. 12, December 2001.
- [6] F.H. Raab, "Efficiency of Doherty RF Power Amplifier Systems," *IEEE Transactions of Broadcasting*, Vol. BC-33, No. 3, September 1987.

효율적인 LDPC 코드를 생성하기 위한 최적화된 알고리즘

*이희, 왕석신, 아타뻬 도너, 장극, 서희중
 전남대학교 전자통신공학과
 e-mail : *lix198848@hotmail.com*

An Optimized Algorithm for Constructing Effective LDPC Code

*Xi Li, Shuo-chen Wang, Atabaev Doniyor, Ke Zhang, Heejong Suh
 Department of Electronic Communication Engineering
 Chonnam National University

Abstract

In this paper, a new edge growth with depth constraints algorithm for constructing Tanner graph of LDPC(Low Density Parity Check) codes is proposed. This algorithm can effectively reduce the number of small stopping set in the graph. The simulation results shows the improved performance of LDPC codes constructed with the new algorithm.

I. Algorithm

The algorithm is emerged from the ACE algorithm, adjusting the parameters, but still can reach the effect of ACE algorithm. This algorithm used cycles girth instead of ACE standard in the ACE algorithm. It needs consider cycle girth to add each edge, but not like PEG algorithm aim to the largest cycles. We give each variable node degrees assigned a target minimum cycle L_{d_i} . For each variable nodes, when connect line, let the generate cycles all bigger than the L_{d_i} parameter standard. This algorithm combines the advantages of the ACE algorithm and PEG algorithm. The L_{d_i} parameter

standard show as Fig. 1.

We draw lessons from the PEG algorithm process, we used the degree of variable nodes corresponding to the minimum depth standard instead of cycle length standard.

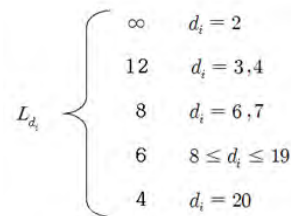


Fig 1. Limiting cycles standard

Table 1. Corresponding table between the variable node degree and minimum depth standard

The number of minimum depth	The degree of the variable node
∞	$d_i = 2$
5	$d_i = 3, 4$
3	$d_i = 5, 6, 7$
2	$8 \leq d_i \leq 19$
1	$d_i \geq 20$

At this moment need the further transformation of the above standards, need change the length of the cycles standard to the depth layer standard.

Corresponding depth layer standard is given in the Table 1.

II. Results of Experiment

In order to prove the improved performance of this new algorithm, encoding and decoding algorithm process are simulated, we use the Random graph, PEG algorithm and edge growth with depth constraints algorithm constructing (1008, 504) LDPC code, the degree of sequence is as follows.

$$\lambda(x) = 0.25105x + 0.30938x^2 + 0.00104x^3 + 0.43853x^9$$

and

$$\rho(x) = 0.63676x^6 + 0.36324x^7$$

As shown in Fig. 2 and Fig. 3. Under both Erasure channel and Gauss channel, in high delete probability (BEC) and low signal-to-noise ratio (BIAWGN), with proposed algorithm, the decoding performance is outstanding. because at that time it is easy to appeared small cycles in iterative decoding. Graph constructed by the proposed algorithm had good connectivity. small cycle's influence on decoding performance is reduced.

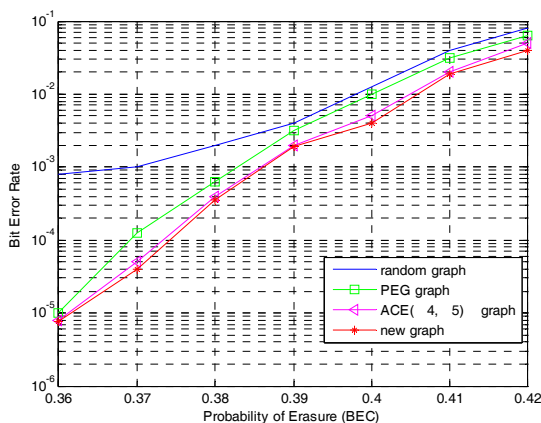


Fig. 2. LDPC code iterative decoding performance comparison under the Erasure channel

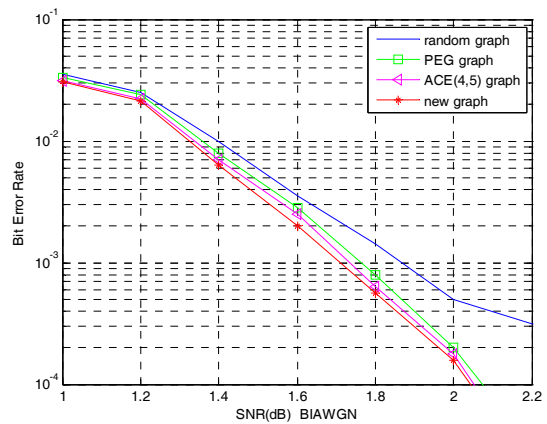


Fig. 3. LDPC code iterative decoding performance comparison under the Gauss channel

III. Conclusions

We could constructing the better LDPC codes by a new edge growth with depth constraints algorithm for an excellent Tanner graph of LDPC codes. The result shows that the improved performance of LDPC codes constructed with the new algorithm.

References

- [1] R. Gallager, "Low-density parity-check codes," IRE Trans. Information Theory, pp. 21-28, Jan. 1962.
- [2] D. M. Arnold, E. Eleftheriou, and X. Y. Hu, "Progressive edge-growth Tanner graphs," in Proc. IEEE Global Telecommunications Conf., vol.2, San Antonio, TX, pp. 995-1001, Nov. 2001.
- [3] T. Tian, C. Jones, J. D. Villasenor, and R. D. Wesel, "Selective avoidance of cycles in Irregular LDPC code Construction," IEEE Trans. Commun, vol. 52, pp. 1242-1247, Aug. 2004.
- [4] Hua Xiao, Amir H. Banihashemi, "Improved Progressive-Edge-Growth (PEG) Construction of Irregular LDPC Codes," IEEE Communicatins Letters, Vol. 8, Dec 2004.
- [5] Sung-Hua Kim, Joon-Sung Kim, Dae-Son Kim, "LDPC code Construction with Low Error Floor Based on the IPEG Algorithm," IEEE, Communicatins Letters, Vol. 11, July 2007.

지상망과 위성망의 연동 운용을 위한 라우팅 프로토콜 적용 방안

*고광춘, *김재현, **조병각, **김기근
*아주대학교 전자공학과, **국방과학연구소
e-mail : *{light3754 and jkim}@ajou.ac.kr, {jobg and kikeun}@add.re.kr*

Employment of Routing Protocol for Converged Satellite and Terrestrial Networks

*Kwang-Chun Go, *Jae-Hyun Kim, **Byong-Gak Jo, and **Ki-Keun Kim
*Ajou University, **Agency for Defense Development

Abstract

A converged satellite and terrestrial network is considered to next generation wireless communication network. In this paper, we deal with the issues and solutions for employment of routing protocol in the converged satellite and terrestrial network. We focus on the network architecture, connection setup, and resource allocation.

I. 서론

최근, 시간 및 장소의 제약을 받지 않는 무선통신 기술에 대한 사용자의 요구사항을 만족시키기 위해 위성망과 지상망의 연동망 활용을 위한 방안이 연구되고 있다 [1], [2]. 특히, DVB-S/RCS(Digital Video Broadcasting via Satellite/Return Channel Satellite)는 위성을 통해 각 사용자에게 방송서비스와 인터넷 서비스 제공을 위해 개발되었다 [1]. DVB 시스템은 위성단말 RCST(Retrurn Channel Satellite Terminal)와 사용자 단말 간 IP(Internet Protocol) 연결을 통해 데이터를 교환한다. 하나의 RCST에는 다수의 사용자 단말이 IP 네트워크를 형성하여 연결될 수 있고, 사용자 단말 간 데이터 교환을 위해 Static

라우팅을 고려한다. 이는 DVB 네트워크에서 단말의 이동성은 고려하지 않기 때문이다. 이와 같이 DVB 시스템은 지상망의 사용자 데이터를 위성을 통해 전송할 수 있도록 한다.

하지만 DVB 시스템은 사용자 단말의 이동성을 고려하지 않고, Static 라우팅을 사용하기 때문에 사용자 단말의 이동 혹은 지상망 구조의 변화를 라우팅 프로토콜에 실시간으로 반영하기 어렵다. 따라서 이동성이 빈번히 발생하는 무선통신시스템과 위성망의 연동 운용 시, DVB 시스템에서 사용하는 라우팅 프로토콜을 사용하기 어렵다.

따라서 본 논문에서는 사용자 단말의 이동성 지원을 위해, 지상/위성 연동망에서 Dynamic 라우팅 프로토콜을 사용할 때 발생 가능한 연구 이슈를 도출하고, 각 연구 이슈에 따른 해결책을 도출하도록 한다.

II. 본론

본 연구에서는 지상/위성 연동망에서 Dynamic 라우팅 프로토콜을 사용하여 사용자 데이터의 효율적인 전달을 위한 연구 이슈를 다루도록 한다.

2.1 망 구조

지상/위성 연동망에서 효율적인 라우팅 경로 설정을 위해서는 연동망의 특성을 반영한 망 구조 설계가 필

요하다. 이를 위해 본 연구에서는 망 구조 시나리오 설계를 위한 6가지 기준을 고려하였으며, 모든 기준을 조합하여 효율적인 라우팅 경로 설정이 가능한 망 구조를 도출하였다 [3]. 그 결과, NCC(Network Control Center)에서 BGP(Border Gateway Protocol) 라우터를 운용하여 AS(Autonomous System) 간 데이터 전달 경로를 단축시킬 수 있다. 또한 위성단말을 IR(Internal Router)의 기능을 수행할 수 있는 단말로 설계하여 위성단말과 지상단말 간의 데이터 전송경로 단축하고, 위성단말을 릴레이 노드로 활용할 수 있다. 그러나 망의 관리 및 운용 비용의 증가, 릴레이를 위한 위성단말의 IP 프로토콜 수정, NCC의 Load 증가로 인한 비용이 추가로 발생할 수 있다.

2.2 위성단말 간 IP 연결 설정

위성망을 통해 지상망에 속한 단말의 데이터 전송을 위해서는 지상망과 위성망에 속한 단말 간 실시간 변동되는 라우팅 경로 정보를 교환할 수 있어야 한다. 이를 위해서 위성단말 간 IP 연결이 필요하다. 그림 1은 Dynamic 라우팅 프로토콜로 OSPF(Open Shortest Path First)가 사용될 때, 위성단말 간 IP 연결 설정을 위한 메시지 교환 절차 및 라우팅 테이블 정보 교환 절차를 나타낸 것이다. 그림 1과 같이 위성단말 간 IP 연결 설정 및 라우팅 정보 교환을 위해서는 NCC를 통한 자원할당이 먼저 이루어져야 한다. 위성단말 간 IP 연결 및 라우팅 정보 교환은 OSPF의 Hello, DDP(Database Description Packet), LSR(Link State Request), LSU(Link State Update), LS Ack(Link State Acknowledgement) 패킷 교환을 통해 이루어진다. 또한 주기적으로 Hello 패킷 교환을 통해 연결을 유지하며, 망 구조가 변동될 때마다 LSU 패킷을 통해 라우팅 테이블 정보를 전달한다.

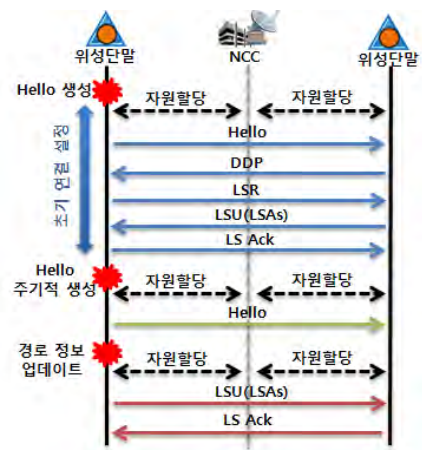


그림 1. 위성단말 간 라우팅 메시지 교환 절차

2.3 자원할당 방안

위성망에서 위성단말 간 IP 연결 설정 및 유지를 위해서는 라우팅 테이블 정보 교환을 위한 채널이 할당되어야 한다. 본 연구에서는 표 1과 같이 라우팅 메시지 교환을 위한 채널 자원 할당 방안으로 3가지를 제시한다. 첫 번째 방식은 라우팅 메시지가 발생할 때마다 트래픽 채널을 할당하는 방식이며, NCC의 자원할당 과정으로 인한 지연시간이 발생한다. 두 번째 방식은 위성단말에 라우팅 메시지 전송을 위한 고정 채널을 항상 할당하는 방식으로, 발생한 라우팅 메시지는 제어 트래픽에 Piggyback 하여 전송된다. 두 번째 방식은 첫 번째 방식에 비해 전송 지연시간은 작으나 고정된 채널 자원이 항상 할당되어 있어 채널 사용 효율성은 떨어진다. 마지막 방식은 랜덤 접속 방식으로 위성단말이 전송할 라우팅 메시지가 발생할 때, 고정된 채널에 랜덤 접속을 통해 전송 기회를 획득하는 방식이다. 이 방식은 별도의 채널 자원 할당 과정이 필요하지 않아 추가적인 전송지연 시간이 발생하지 않으나, 다른 단말의 패킷과 충돌로 인한 메시지 손실 가능성이 존재한다. 따라서 기존의 랜덤 접속에 사용하는 알고리즘을 그대로 사용하기 어려우며, R-SA(Reservation-Slotted ALOHA)와 같은 예약 기반의 랜덤 접속 방식을 통해 충돌 확률을 낮추어야 한다 [4].

표 1. 위성 자원할당 기법의 특징 및 장단점

자원할당 기법		특징
요구 할당	트래픽 채널	자원할당 지연 시간 발생
	제어 채널	망동기 및 자원요청을 위한 고정된 자원 확보
랜덤 접속		별도 자원할당 과정 불필요

III. 결론

본 논문에서는 지상/위성 연동망에서 효율적인 라우팅 프로토콜 운용을 위한 망 구조, 위성단말 간 라우팅 정보 교환을 위한 메시지 교환 절차, 그리고 라우팅 메시지 전송을 위한 위성 채널 자원 할당 방안에 대해 살펴보았다. 라우팅 프로토콜 적용 결과로부터, 효율적인 라우팅 경로 설정을 위해서는 NCC와 위성단말이 각각 BGP 라우터와 IR로 설계되어야 하며, 위성단말 간 IP 연결 설정 및 유지를 위해 발생한 메시지 전송을 위해서 채널 할당 방안이 고려되어야 함을 알 수 있었다.

향후에는 사용자 단말의 이동 및 망 구조의 변동에

따른 라우팅 프로토콜 운용 방안 및 IP 주소 할당 방안에 대해 연구가 필요하다. 또한 위성망과 지상망의 다른 채널 특성을 적절히 반영할 수 있는 Cost Metric에 대한 연구가 수행되어야 한다.

Acknowledgement

본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소의 지원(계약번호: UD110032ED)과 방위사업청과 국방과학연구소가 지원하는 국방위성항법특화연구센터 사업의 일환으로 수행되었습니다.

참고문헌

- [1] N. Courville, H. Bischl, and J. Zeng, "Critical Issues of Onboard Switching in DVB-S/RCS Broadband Satellite Networks," *IEEE Wireless Communications*, vol. 12, no. 5, pp.28-36, Oct. 2005.
- [2] T. Taleb, Y. Hadjadj-Aoul, and T. Ahmed, "Challenges, Opportunities, and Solutions for Converged Satellite and Terrestrial Networks," *IEEE Wireless Communications*, vol. 18, no. 1, pp.46-52, Feb. 2011.
- [3] K. C. Go and J. H. Kim, "Design of Routing Scenarios for Terrestrial Network Interworking with Satellite Network," in *Proc. ISRS 2012 ICSANE*, Songdo Convensia, Incheon, Korea, 10-12, Oct. 2012.
- [4] G. N. M. Sudhakar, N. D. Georaganas, and M. Kavehrad, "Slotted Aloha and reservation Aloha protocols for very high-speed optical fiber local area networks using passive star topology," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 9, no. 10, pp. 1411-1422, Oct. 1991.

IP Network에서 QoS Aware Energy Saving(QAES) Scheme의 한 방법

*서 유 식, 한 치 문
한국의국어대학교 전자공학과
e-mail : *yu-sik0310@nate.com, cmhan@hufs.ac.kr*

A Method of QoS Aware Energy Saving Scheme in IP Networks

*Yu Sik Seo and Chimoon Han
Department of Electronic Engineering
Hankuk University of Foreign Studies

Abstract

This paper describes the QoS aware energy saving heuristic method which is based on the Green OSPF protocol to reduce energy consumption in IP core networks. Especially this paper decides the target links to put idle state by the min-used paths heuristic method.

I. 서론

오늘날 IP 네트워크의 설계는 일반적으로 over provisioning으로 설계되어 있기 때문에, 네트워크의 링크 대역은 peak 시의 트래픽 bit rate 보다 훨씬 높다. 또 네트워크의 링크 용량은 고정되어 있으며, 네트워크의 품질을 고려하여 각 링크에 흐르는 트래픽량은 링크 용량의 25% 정도이다. 그러므로 off-peak 동안에 IP 네트워크가 소모하는 에너지를 감소시키기 위한 연구가 성행되고 있다. 이러한 연구의 한 방안으로 기존의 OSPF 프로토콜의 변경을 통해, 링크의 일정 부분을 idle 상태로 대기시켜, 에너지를 절약하는 Green OSPF 프로토콜이 한 방안으로 검토되고 있다^[1]. 따라서 본 논문에서는 IP 네트워크에 Green OSPF 프로토콜을 적용하기 위해, 네트워크의 품질을 최대한 보장하면서 에너지 절약이 가능한 방안으로 QoS Aware Energy Saving(QAES) Scheme의 한 해법을 제시하고, 동작 원리를 정성적으로 파악한다.

II. QoS Aware Energy Saving(QAES) Heuristic 해법

Green-OSPF 프로토콜에서는 IP 인터페이스(링크)를 가장 많이 idle 상태에 둘 수 있도록 하기 위해 IR (Importer Router) 라우터 및 ER (Exporter Router) 라우터를 결정하고, IR 라우터의 SPT (Short Path Tree)를 ER 라우터의 SPT를 기반으로 변경하는 방식이다^[1].

본 논문에서 제안하는 Min_used Paths Heuristic 방식은 네트워크 내에서 사용하고 있는 최소 경로 수에 따라 링크를 정렬 한 후, 순차적으로 각 링크에 대해 IR 및 ER 라우터를 선택하여 idle 상태가 가능한가를 결정하는 방식이다. 이때 기본 개념은 Green OSPF 프로토콜을 적용한다.

IP 네트워크에서 각 링크는 정상 상태에서 dijkstra 알고리즘에 의해 한 개 또는 다수의 경로(path)를 이용되고 있든지 또는 전혀 이용되지 않을 수도 있다. 이때 링크의 양단 인터페이스(NIC: Network Interface Card)는 경로의 수에 관계없이 on 상태이므로 에너지 소모가 동일하다. 그러므로 네트워크 내의 QoS를 고려하여 사용하는 경로(path) 수가 적은 링크를 최우선적으로 target link로 정하는 것이 효율적이다. 따라서 LSA DB의 도움을 받아, 각 링크에서 처리되는 경로의 수에 따라 오름차순으로 정렬하여 저장한다. 이를 Min_used Path Sorting DB라 한다.

그림 1을 이용하여 QAES Heuristic의 기본 동작을 설명한다. Min_used Path Sorting DB에서 최소 경로를 갖는 링크를 sleep mode로 두기 위해 target link

로 설정한다.

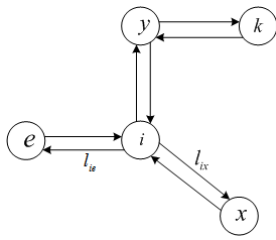


그림 1. IR 및 ER 라우터의 선정 예

이때 target link를 l_{ix} 라 하자. 링크 l_{ix} 의 시작 노드는 라우터 i 이고, 종점 노드는 라우터 x 이다. 링크 l_{ix} 의 시작 노드 i 가 IR라우터가 되고, 노드 i 와 인접인 라우터 e 와 라우터 y 가 ER라우터가 될 수 있다. QAES 방식에서 ER 라우터의 후보 조건은

- ① ER라우터의 SPT는 target 링크 l_{ix} 를 포함하지 않아야 한다.
 - ② ER라우터는 IR라우터의 이웃이어야 한다.
- 만약에 라우터 e 및 라우터 y 가 target link l_{ix} 을 포함하지 않는다면, 둘 다 ER라우터의 후보이지만, 규칙 ②에 의해 하나를 선택하여 하므로, 라우터 e 가 라우터 y 보다 링크 코스트가 적다면 라우터 e 가 ER라우터가 된다.

그러면 라우터 e 와 라우터 i 사이에 링크 즉 l_{ie} 가 존재하므로, 이 l_{ie} 를 target link l_{ix} 의 대여경로가 된다. 이때 노드 i 는 노드 e 를 root로 하여 SPT를 계산한 다음에 노드 i 의 SPT를 변경한다. 변경과정 중에 target link l_{ix} 이외에 다른 링크가 sleep 상태에 들어 갈 수도 있다. 이때 각 링크의 flow 용량과 노드의 처리 용량 즉 식(1)과 식(2)을 만족하는지 검사한다. 만약에 식(1)과 식(2)을 만족하면, target link l_{ix} 와 라우터 i 의 SPT 변경에 따라 sleep 상태에 들어갈 링크와 함께 sleep 상태로 만들고, 다음 과정에서 target link 설정을 제외시키기 위해 Min_used Path Sorting DB에서 marking한다.

$$f_{ij} = \sum_{s=1}^N \sum_{d=1}^N (f_{ij})^{sd} \leq \alpha C_{ij} \quad \text{---- (1)}$$

$$\sum_{j=1}^N f_{ij} + \sum_{i=1}^N f_{ji} \leq \beta C_{ni} \quad \forall j \in i_{neighbor\ node} \quad \text{--- (2)}$$

여기서

f_{ij} : link l_{ij} 에 흐르는 traffic volume

C_{ij} : link l_{ij} 의 최대 처리 용량

C_{nj} : node j 의 최대 처리 용량

$0 \leq \alpha, \beta \leq 1, s \in N, d \in N,$

s : source node, d : destination node

이 과정에서, 한번 ER라우터가 된 노드의 SPT는 더 이상 변경되지 않으므로 고정 시킨다. Target link 설정시에 아래 요구조건에 맞는 링크를 선택하여야 한다.

③ ER라우터에 의해 한번 설정된 SPT는 target link가 될 수 없다.

④ 대여(exportation)에 의해 변경된 경로를 가진 노드는 ER라우터가 될 수 없다.

전 단계에서 marking한 링크를 제외하고, 규칙③의 조건을 만족하는 target link를 Min_used Path Sorting DB에서 선택하고, 규칙을 만족하는 IR라우터와 ER라우터를 앞서 설명한 방법과 동일하게 결정하여 그림2와 같이 반복 수행한다.

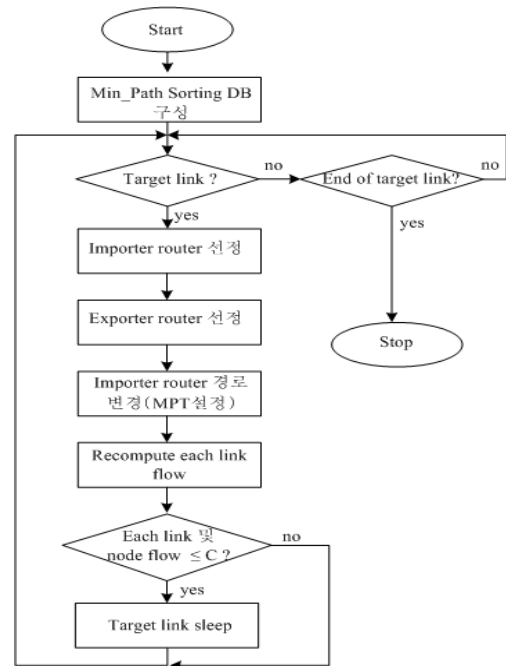


그림 2. QAES Heuristic의 flow diagram

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문은 IP Core 네트워크에서 링크를 최소화하여 에너지를 절약하는 한 가지 방안으로 Min-used Paths Heuristic 방식을 나타냈다. 본 방법은 사용하는 최소 경로(path) 수에 따라 정렬한 후, idle 상태로 둘 target link를 설정하여 네트워크 QoS를 만족시키면서 에너지 소모를 최소화 할 수 있는 방안으로 알고리즘을 구체화 시키면서 시뮬레이션을 통해 본 방식을 검증 할 예정이다.

참고문헌

[1] An tonio et. al. "An OSPF-Integrated Routing Strategy for QoS-Aware Energy Saving in IP Backbone Networks," IEEE Trans. on Network and Service Management, Vol.9, No.3, Sep. 2012.

무선 메쉬 네트워크에서 네트워크 코딩과 결합된 순차적 자원 할당 기법

*차재룡, **김진기, **김재현
 *국방과학연구소, **아주대학교 전자공학과
 e-mail : *jrcha@add.re.kr, **kjkcop@ajou.ac.kr, **jkim@ajou.ac.kr

Sequential Resource Allocation Scheme combined with Network Coding in Wireless Mesh Networks

*Jae-Ryong Cha, **Jin-Ki Kim, and **Jae-Hyun Kim
 *The 2nd(C2/IW) R&D Institute - 1
 *Agency for Defense Development (ADD)
 **School of Electrical and Engineering
 **Ajou University

Abstract

Recently, network coding (NC) has received attention as an alternative scheme to increase resource utilization in multihop wireless mesh networks (WMNs). However, if an appropriate scheduling for NC is not considered, multihop packet transmission delay may be increased although the resource utilization can be increased. Therefore, this paper proposes a new scheduling scheme combined with NC to increase resource utilization and to reduce the multihop packet transmission delay. According to the performance evaluation result, the proposed scheme can increase the resource utilization in the network as well as decrease the multihop packet transmission delay more effectively than conventional sequential scheduling scheme with NC because it can guarantee the sequentiality.

※ 본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2013-(H0301-13-2003))

I. 서론

네트워크 코딩(network coding)이란 네트워크 토폴로지 상에서 중계 노드가 이전 노드(predecessor node)로부터의 입력 정보들을 인코딩 한 후 생성된 출력 정보를 다음 노드(successor node)로 전달하는 기법으로 정의될 수 있다[1][2]. 이러한 네트워크 코딩은 무선 네트워크에서 자원의 이용률을 증가시킬 수 있는 대안으로 여겨져서 지금까지 많은 연구가 수행되어 왔다. 그림 1은 네트워크 코딩이 적용 가능한 잘 알려진 X

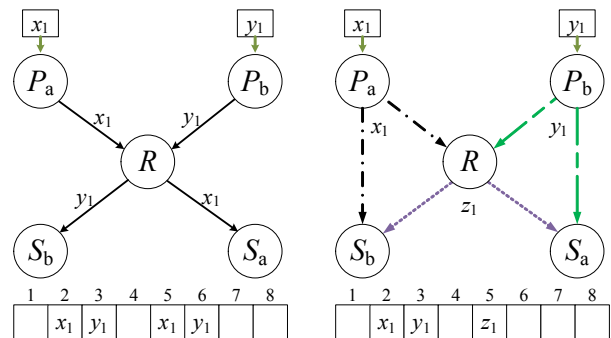


그림 1. 네트워크 코딩을 위한 X 구조의 예

형 토폴로지를 나타낸다. 그림 1에서 P_a 및 P_b 는 네트워크 코딩 그룹의 이전 노드, 중계 노드 R 은 중계 노드, 마지막으로 S_a 및 S_b 는 다음 노드를 의미한다. 네트워크 코딩의 절차를 간단히 설명하면 다음과 같다. 먼저 두 이전 노드 P_a 및 P_b 는 전송 큐 내에 각각 전송할 패킷 x_1 과 y_1 를 저장하고 있다고 가정하자. 중계 노드 R 은 이전 노드 P_a 와 P_b 로부터 패킷을 수신하면 x_1 및 y_1 을 XOR(exclusive-or) 연산을 수행한 후 인코딩된 패킷을 브로드캐스팅 한다. 다음 노드 S_b 와 S_a 는 P_a 및 P_b 로부터 오버히어링(overhearing)하여 저장하고 있던 패킷과 중계 노드 R 로부터 전송된 패킷을 이용하여 원래 수신하고자 했던 패킷 y_1 과 x_1 를 복원한다. 만일 네트워크가 TDMA(time division multiple access) 기반 스케줄링을 사용한다고 가정할 경우, 기존 방식에서는 그림 1의 왼쪽 슬롯 할당 형태와 같이 네 개의 슬롯이 필요하다. 그러나 만일 네트워크 코딩을 사용한다면 그림 1의 오른쪽 슬롯 할당 형태와 같이 세 개의 슬롯만 필요하므로 네트워크 코딩 기법은 네트워크 내에서 자원 이용률을 향상 시킬 수 있는 장점을 가지고 있다.

한편, TDMA 기반 스케줄링 방식에서는 랜덤 링크 스케줄링에 의한 지연이 발생하는데 이러한 지연은 다중 홉 패킷 전송 지연을 증가시켜 실시간 정보의 QoS(quality of service)를 보장하기 어렵다는 특징을 가지고 있다[3][4]. 따라서 본 논문에서는 TDMA 기반 무선 메쉬 네트워크에서 실시간 정보를 다중 홉으로 전송할 때 순차적 스케줄링을 통하여 QoS를 보장하고 이와 동시에 네트워크 코딩을 이용하여 네트워크 내의 자원 이용률을 증가시킬 수 있는 기법을 제안한다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 무선 메쉬 네트워크를 노드를 의미하는 점(vertex)과 무선 통신 링크를 의미하는 에지(edge)로 이루어지는 방향성 그래프 $G=(B,E)$ 로 모델링 한다. 이 때, $B=\{b_1, \dots, b_m\}$ 는 무선 메쉬 네트워크 내의 모든 노드의 집합을 의미하며 $E=\{e_1, \dots, e_g\}$ 는 모든 방향성 링크의 집합을 의미한다. 만일 임의의 두 노드 u 와 v 가 $(u,v) \in E$ 이면 두 노드 u, v 는 이웃 노드라고 정의한다. 무선 메쉬 네트워크 내에 f 개의 플로우가 존재하며 각 플로우 집합은 $R(f)=\{p_1, \dots, p_q\}$ 으로 정의된다. 이 때, $2 \leq q$ 이며, p_1 은 소스(source) 노드를, $p_k(1 < k < q)$ 는 중계(intermediate) 노드를, p_q 는 목적지(destination) 노드를 각각 의미한다.

III. 제안하는 스케줄링 기법

본 장에서는 TDMA 기반 무선 메쉬 네트워크에서 네트워크 코딩과 결합된 순차적 스케줄링 기법에 대해 설명한다. 제안하는 기법은 새로운 개념인 ‘duplicated allocation followed by resource release: DARR’을 사용한다. 즉, 네트워크 코딩이 사용될 경우에도 각 플로우의 슬롯들이 순차적으로 배열 되도록 하기 위하여, 중계 노드가 자원 예약을 할 때 중계 노드 이후의 노드들에 대해서 두 개의 중복된 자원을 할당한 후 나중에 하나의 자원을 반환하는 과정을 수행한다. 슬롯 할당을 수행할 때 노드 간 서로 충돌 없는 슬롯을 선택해야 하는데, 본 논문에서는 [5]에서 제안된 channel locking 알고리즘을 이용하며, 편의상 본 논문에서는 이 알고리즘을 TSA(time slot acquisition) 알고리즘으로 명명한다. 먼저, 무선 메쉬 네트워크 내에 존재하는 모든 노드의 시간 동기가 일치한다고 가정한다. 본 논문에서는 제안된 스케줄링 기법을 수행하기 위하여 SA-REQ(slot assignment request) 패킷과 SA-RES(slot assignment response) 패킷이 이용되며 다음과 같은 용어들이 사용된다.

- Forward/reverse path: 각각 목적지 노드/소스 노드로의 패스.
- f_i/f_r : 네트워크 코딩과 관련된 플로우 중 먼저 자원 예약을 수행한 플로우(reference)/나중에 자원 예약을 수행한 플로우(non-reference).
- TN/RN: 할당된 슬롯에서 한 노드와 그 노드의 이웃 노드 사이에서 전송 노드/수신 노드.
- S_{index} : 할당된 슬롯 인덱스.
- Next Node: 임의의 노드가 reverse path에서 SA-RES 패킷을 전송할 이웃 노드, 또는 forward path에서 데이터 패킷을 전송할 이웃 노드.
- Previous Node: Forward path에서 자신에게 SA-REQ 패킷을 전송한 이웃 노드.

본 논문에서 제안하는 스케줄링 기법의 다중 홉 슬롯 할당 과정을 설명하면 다음과 같다. 만일 소스 노드가 전송할 패킷이 있으면 SA-REQ 패킷을 브로드캐스팅한다. SA-REQ 패킷 전송 방식은 IEEE 802.11s에서 사용되는 PREQ(path request) 패킷의 전송 방식과 동일하다[5]. 만일 임의의 노드가 SA-REQ 패킷을 수신하면, reverse path 테이블을 생성한 후 해당 패킷을 브로드캐스팅 한다. Reverse path 테이블은 소스 노드 주소, 목적지 노드 주소, Previous Node 주소를 포함한다. SA-RES 패킷은 S_{index} 와 Next Node 주소를 포함한다. Algorithm 1 및 2는 각 노드에서의 슬롯 할당 과정을 나타낸다.

Algorithm 1. 소스 노드에서의 슬롯 할당

```

1: if  $k = 1$  then
2:    $p_1$  first runs the TSA algorithm.
3:    $p_1$  sets  $s_{index}$  to the slot index of the obtained slot.
4:    $p_1$  marks the obtained slot as a TN
5:    $p_1$  transfers the SA-REQ packet with  $s_{index}$  to  $p_2$ .
6: end if
    
```

Algorithm 2. 중계 및 목적지 노드에서의 슬롯 할당

```

1: if  $1 < k < q$ 
2:   if ( $p_k=NC$  coordinator) && (current flow= $f_n$ )
3:     then
4:       Based on received  $s_{index}$ ,  $p_k$  allocates the slot(s) for both  $p_{k-1}$  and  $p_k$  as an RN.
5:        $p_k$  runs the TSA algorithm.
6:        $p_k$  sets  $s_{index}$  to the slot index of the obtained slot.
7:        $p_k$  marks the obtained slot as a TN.
8:        $p_k$  transfers an SA-REQ packet with  $s_{index}$  twice to two  $p_{k+1}$  nodes of  $f_r$  and  $f_n$ .
9:     else
10:      Based on received  $s_{index}$ ,  $p_k$  allocates the slot(s) for both  $p_{k-1}$  and  $p_k$  as an RN.
11:       $p_k$  runs the TSA algorithm.
12:       $p_k$  sets  $s_{index}$  to the slot index of the obtained slot.
13:       $p_k$  marks the obtained slot as a TN.
14:       $p_k$  transfers an SA-REQ packet with  $s_{index}$  to  $p_{k+1}$ .
15:    end if
16:  else if  $k = q$  then
17:    Based on received  $s_{index}$ ,  $p_q$  allocates the slot(s) for both  $p_{q-1}$  and  $p_q$  as an RN.
18:     $p_q$  transfers the slot allocation completion message to the source node  $p_1$ 
19:  end if
    
```

IV. 성능 평가

본 장에서는 제안한 순차적 스케줄링 기법의 성능을 OPNET 모의실험을 통하여 평가하고, 기존의 SLS-NC 기법과 다중 홉 패킷 전송 지연의 관점에서 비교 한다. SLS-NC는 [4]에서 제안된 순차적 스케줄링 기법에 네트워크 코딩을 적용한 기법을 의미한다.

4.1 모의실험 시나리오

본 절에서는 제안한 순차적 스케줄링 기법과 기존의 SLS-NC 기법의 성능을 평가하기 위한 모의실험 시나리오를 설명한다. 7 X 7 Grid 네트워크를 가정하며 좌/우 및 상/하 노드 간 거리는 100미터로 가정한다. 네트워크 내의 모든 노드가 일정 시간 동안 다중 홉 슬롯 과정을 모두 완료 하면,

표 1. 모의실험 파라미터 및 실행 결과

노드 수	49
프레임 크기	200 슬롯
단위 슬롯 크기	1 ms
Pathloss model	free space channel model
Shadowing	log-normal dist. (standard deviation: 4dB)
평균 홉 수	4.1
Average one-hop degree	4.0
Average two-hop degree	10.0
Number of NC points	20

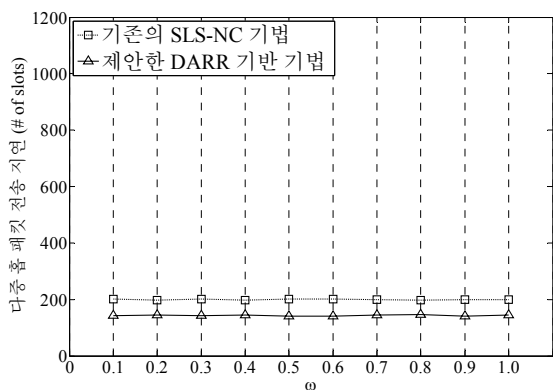
주기적으로 패킷을 생성하여 할당된 슬롯에서 패킷을 전송한다. 만일 중계 노드가 임의의 플로우에 대해 Previous Node로부터 패킷을 수신하면, 해당 플로우를 위해 할당된 슬롯에서 수신한 패킷을 Next Node에게 전송한다. 본 논문에서는, 제안한 순차적 스케줄링 기법과 SLS-NC 기법의 성능 평가를 위하여 10회의 서로 다른 시드 값을 이용한 모의실험을 수행하고, 도출된 결과의 평균값을 성능 지표로 정한다.

4.2 성능평가 결과

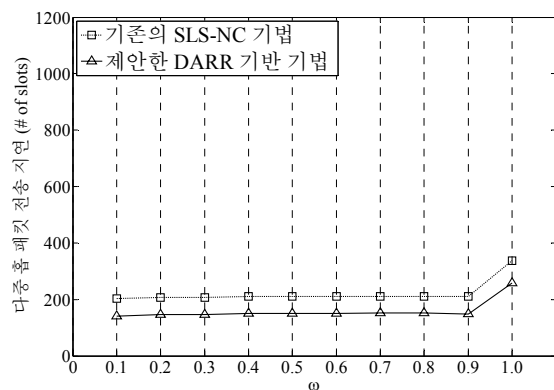
표 1은 모의실험에서 사용된 모의실험 파라미터 및 실행 결과를 나타낸다. 그림 2는 각 노드의 전송 파워가 변함에 따라, 트래픽 양에 따른 다중 홉 패킷 전송 지연을 나타낸다. 본 논문의 모의실험에서 패킷의 interarrival time은 [단위 슬롯 크기 x (프레임 크기/w)]로 설정된다. 만일 w값이 0.5이면, 각 소스 노드는 두 프레임마다 패킷을 생성하여 전송하고 w값이 1이면 각 소스는 매 프레임마다 패킷을 생성하여 전송한다. 따라서 w값을 증가시키는 것은 패킷의 interarrival rate을 증가시키는 것과 동일한 효과를 나타낸다. 모의실험 결과에 따르면, 무선 채널에서 에러가 없을 때는 w값에 상관없이 두 기법들 모두 안정된 성능을 보여준다. 그러나 전송 파워가 감소함에 따라, 다중 홉 패킷 전송 지연이 증가하는 특성을 보인다. 특히, 트래픽 양이 많을 때(예를 들면, w≥0.9) 다중 홉 패킷 전송 지연이 급격히 증가하는 특성을 보인다. 이것은, 무선 채널 에러에 의해서 패킷 재전송이 발생하기 때문이다. 한편, 기존의 SLS-NC 기법의 경우, 네트워크 코딩과 관련된 플로우의 1/2이 추가적인 지연을 경험한다. 따라서, 제안한 기법의 다중 홉 패킷 전송 지연 성능이 더 좋은 것을 알 수 있다.

V. 결론

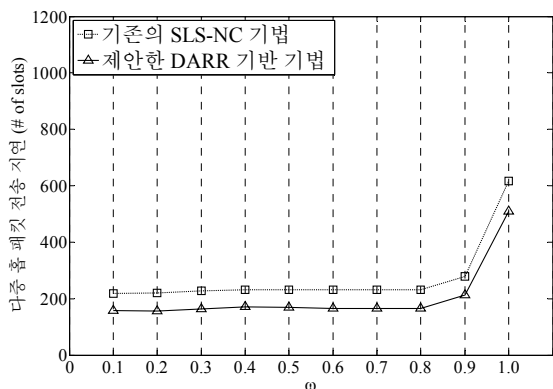
본 논문에서는 TDMA 기반 무선 메쉬 네트워크에서 실시간 정보를 다중 홉으로 전송 할 때 QoS를 보장하고 이와 동시에 자원 이용률을 증가시킬 수 있는 기법을 제안하였다. 제안한 기법은 랜덤 스케줄링 지



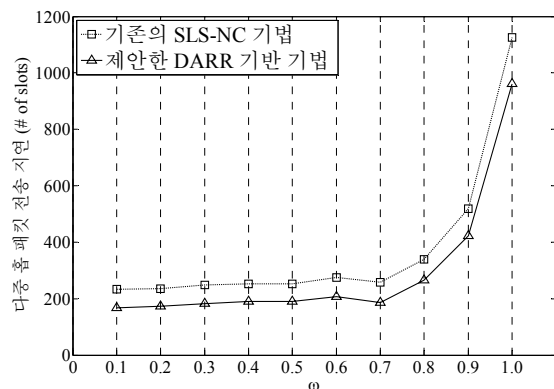
(가) No error



(나) 전송파워: 0 dBm



(다) 전송파워: -1 dBm



(라) 전송파워: -2 dBm

그림 2. 트래픽 양 및 전송 파워의 변화에 따른 다중 홉 패킷 전송 지연

연을 제거하고 네트워크 코딩을 이용하여 더 적은 슬롯을 사용하기 때문에 에너지 효율 측면에서도 좋은 성능을 보임을 알 수 있었다. 모의실험 결과에 따르면 기존의 SLS-NC 기법의 경우 네트워크 코딩과 관련된 플로우 중 1/2이 랜덤 스케줄링 지연을 경험하기 때문에 제안한 기법이 다중 홉 패킷 전송 지연 측면에서 더 좋은 성능을 보임을 알 수 있었다.

참고문헌

[1] 홍석범, 노중선, "네트워크 코딩 기술," Telecommunications Review, 제 20권, 3호, pp. 346-356, 2010년 6월.
 [2] S. Katti, H. Rahul, W. Hu, D. Katabi, M. Medard, and J. Crowcroft, "Xors in the air: Practical wireless network coding," *IEEE/ACM Transactions on Networking*, vol. 16, no. 3, pp. 497 - 510, Jun. 2008.
 [3] J. R. Cha, H. J. Park, and J. H. Kim, "New delay-efficient tdma-based distributed schedule

in wireless mesh networks," *EURASIP J. Wirel Commun Netw*, Dec. 2012.

[4] P. Djukic and S. Valaee, "Delay aware link scheduling for multihop tdma wireless networks," *IEEE/ACM Transactions on Networking*, vol. 17, no. 3, pp. 870 - 883, Jun. 2009.
 [5] I. J. Rhee, A. Warriar, J. K. Min, and L. Xu, "DRAND: Distributed Randomized TDMA Scheduling for Wireless Ad Hoc Networks," *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol.8, no.10, pp. 1384,1396, Oct. 2009.
 [6] IEEE 802.11s. *Draft Amendment: ESS Mesh Networking*, Nov. 2006.

콘텐츠 전달비용의 최소화를 위한 In-Network Caching 기반의 하이브리드 멀티캐스트 기법

*김정윤, 최준균

*한국전자통신연구원 스마트네트워크연구부, 한국과학기술원 전기전자공학과
e-mail : *jykim@etri.re.kr, jkchoi59@kaist.edu

Hybrid Multicast Scheme using In-Network Caching for Minimizing Content Delivery Cost

*Jeong Yun Kim, Jun Kyun Choi

*Smart Network Department, ETRI

School of Electrical and Electronic Engineering, KAIST

Abstract

By using In-Network Caching to Content Router, a hybrid CDN system is proposed in this paper. The performance of proposed system is evaluated based on Broadcast scheme and Multicast scheme. From the numerical results, we observed hybrid multicast scheme outperforms others, combining their benefit. Therefore we can reduce required server bandwidth by using hybrid multicast scheme.

I. 서론

콘텐츠 전달 네트워크 (Contents Delivery Network, CDN)는 본래 콘텐츠 사업자 (Content Provider, CP)가 사용자 가까이에서 효율적으로 콘텐츠를 전달하기 위하여 콘텐츠 서비스 사업자 (CDN Service Provider, CSP)에게 콘텐츠의 전달을 일임하는 방식이다. 이를 위하여 CSP는 CDN의 주요 거점 (Internet Data Center, IDC)을 확보하여 계약을 맺은 CP의 콘텐츠를 CDN에 분산 배치시키고 사용자의 요청을 CP의 오리진 서버 (Origin Server) 대신에 IDC 내부에서 배치된 CDN 서버를 통해 트래픽을 분산하여 안정적으로 전

송한다. 새로운 서비스에 따른 인프라 비용을 최소화하고 총소유비용(TCO)를 절감하며 투자수익률(ROI)을 높여준다는 잠정으로 많은 기업들의 각광을 받고 있다. CSP는 주로 경제적인 이유로 나라별로 IDC에 CDN 서버를 배치하며, 이로 인한 ISP 간 피어 링크나 트랜지트 링크에 발생하는 트래픽으로 고비용을 지불하고 있다. 이러한 이유로 CSP에 의하여 제공되는 CDN 서비스를 Global CDN 이라고 한다 [1, 2].

한편 최근 네트워크 상에서 급증하는 트래픽의 주요 원인은 스마트폰, IPTV, 스마트 TV 등과 같은 고품질의 멀티미디어 콘텐츠를 생산하고 소비할 수 있는 단말의 사용이 급증한 것이 주된 이유이다. 네트워크 사업자들이 자신의 네트워크에 CDN을 구축하여 콘텐츠 사업자에게 CDN 서비스를 제공하여 네트워크 백본에 집중되는 트래픽을 분산시키고 새로운 수익을 창출하려는 시도를 하고 있다. 이와 같이 네트워크 사업자가 자신의 네트워크에 구축한 CDN을 On-Net CDN 이라고 한다. On-Net CDN은 ISP의 네트워크 내부에 콘텐츠 라우터를 구축하여 대부분의 트래픽이 내부에서 전달되도록 '콘텐츠 전달의 지역화'를 통해 네트워크 증설에 대한 부담을 줄이고 고객에게 향상된 서비스 체감 품질을 제공하려고 시도하고 있다 [2, 3].

On-Net CDN은 사용자 가까이에서 콘텐츠 라우터를 배치하고 콘텐츠를 저장하여, 사용자 요청에 신속하게 응답하는 고품질의 콘텐츠 전달 서비스를 제공할 수

있다.

콘텐츠 라우터는 기존 라우터에 스토리지(In-Network Caching)와 스트리밍 기능을 추가한 것으로서 ISP 네트워크 내부에서 CDN 서버와 협력하여 콘텐츠를 전달한다. 따라서 콘텐츠 라우터와 CDN 서버는 trade-off 관계가 있다. 본 논문에서는 기존에 사용하던 CDN 서버와 새로 배치한 콘텐츠 라우터가 협력하여 콘텐츠 전달 비용을 최소화하는 하이브리드 CDN 시스템과 하이브리드 멀티캐스팅 기법을 제안한다. 또한 CDN 서버의 BW가 정해져 있을 때 콘텐츠 전달 비용이 최소가 되는 콘텐츠 라우터의 BW를 계산한다.

II. 본론

2.1 하이브리드 CDN 시스템

Global CDN 시스템 모델은 (그림 1)과 같다. CSP는 사용자의 콘텐츠 요청을 CP의 오리진 서버 대신에 CDN 서버로 리디렉션 되도록 한다. 이를 위해 Request-Routing 시스템(RRS)은 콘텐츠 저장 정보를 보관하고 갱신한다. CDN 서버는 전달 효율을 향상시키기 위하여 IP 멀티캐스트 기법을 사용하며 한다. 따라서 IP 라우터는 멀티캐스트 기능을 지원할 수 있어야 한다. 콘텐츠 전달 관점에서 보면, IDC에 배치된 CDN 서버와 네트워크 가입자 단에 위치한 사용자의 거리는 네트워크에 전송되는 트래픽의 양이 증가함에 따라서 중요한 성능 요소가 된다. 또한 네트워크가 혼잡한 경우에 서비스 지연의 증가도 피할 수 없게 된다 [3].

한편 CDN 서버는 네트워크에 오버레이로 위치하기 때문에 네트워크 토폴로지 정보를 알 수 없어서 최적화된 트래픽 엔지니어링을 적용할 수 없는 단점이 있다.

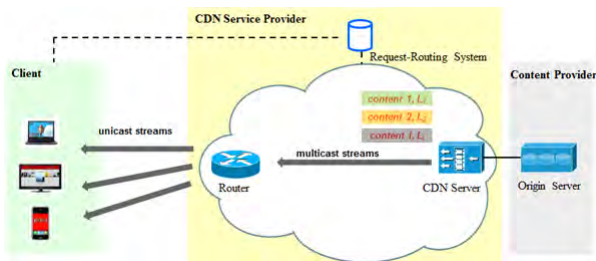


그림 1. Global CDN 시스템 모델

본 논문은 기존의 Global CDN 시스템에 네트워크 근접성을 제공하기 위하여 콘텐츠 라우터를 추가한 하이브리드 CDN 시스템을 (그림 2)와 같이 제안한다.

또한 이 구조에서 하이브리드 멀티캐스트 기법을 적용하여 콘텐츠 인기에 따라서 필요한 CDN 서버와 콘텐츠 라우터의 전달 비용을 계산하였다.

콘텐츠 라우터의 기본 기능은 IP 패킷을 포워딩 하는 것이다. 따라서 CDN 서버와의 trade-off를 고려하여 CDN 서버의 사용 효율을 최대화하면서 콘텐츠 전달 기능을 최소화하는 것이 매우 중요하다. 이를 위하여 콘텐츠 라우터는 콘텐츠 전체 대신에 일부분(콘텐츠의 앞부분, W_i)만 저장하며 네트워크 상에서 위치한다. 따라서 콘텐츠 라우터는 네트워크 오버레이에 있는 CDN 서버와 협력하여 사용자에게 콘텐츠를 전달한다.

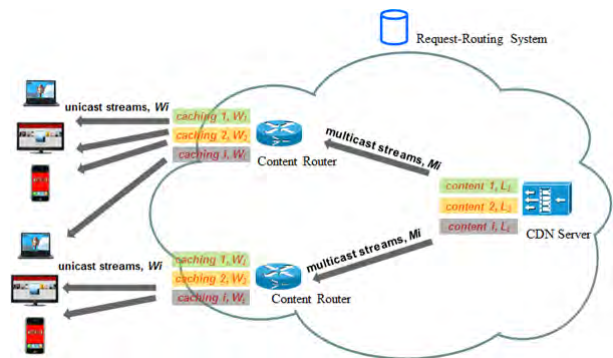


그림 2. 하이브리드 CDN 시스템 모델과 하이브리드 멀티캐스트 전달기법

2.2 하이브리드 멀티캐스트 전달기법

제안한 CDN 시스템에 적용한 콘텐츠 전달 기법은 In-Network Caching을 이용한 브로드캐스트 전달 기법과 멀티캐스트 전달기법이다 [4, 5].

브로드캐스트 전달 기법은 콘텐츠 전달비용이 최소가 되는 CDN 서버의 채널 수를 식 (1)을 이용하여 계산한다. 여기서 K_i 는 CDN 서버의 평균 대역 (BW), F_i 는 콘텐츠 라우터의 캐싱 크기, λ_i 는 입력율, 그리고 $f(n)$ 은 CDN 서버에서 콘텐츠를 분할하는 함수이다. 상기 기호에서 i 는 콘텐츠 타입을 의미한다 [6].

$$\min K_i + \frac{F_i \cdot \lambda_i}{2} \quad (1)$$

$$\text{subject to } L_i = F_i \sum_{n=1}^{K_i} f(n)$$

(1)식의 답으로 K_i^* 을 구하면 식(2)에서 브로드캐스트 기법의 CDN 시스템의 전체 전달 비용, C_B 을 알 수 있다.

$$C_B = K_i^* + \frac{L_i \cdot \lambda_i}{(2 \sum_{j=1}^{K_i^*} f(j))} \quad (2)$$

한편 멀티캐스트 전달 기법은 콘텐츠 전달비용이 최소가 되는 콘텐츠 라우터의 채널 수를 식 (3)을 이용

하여 계산한다. 여기서 N_c 는 CDN 서버의 대역폭 (BW), M_i 는 콘텐츠 타입별 CDN 서버의 BW, N_v 는 콘텐츠 타입의 개수를 의미한다 [7].

$$\min \sum_{i=1}^{N_v} \frac{\lambda_i \cdot L_i}{2} = \min \sum_{i=1}^{N_v} \frac{\lambda_i}{2} \cdot \left(\frac{L_i}{M_i} - \frac{1}{\lambda_i} \right) \quad (3)$$

subject to $\sum_{i=1}^{N_v} M_i = N_c, M_i \geq 0, 1 \leq i \leq N_v.$

(3)식의 답으로 M_i^* 을 구하면 식(4)에서 멀티캐스트 기법의 CDN 시스템의 전체 전달 비용, C_M 을 알 수 있다.

$$C_M = \frac{\sqrt{\lambda_i \cdot L_i} \cdot \sum_{k=1}^{N_v} \sqrt{\lambda_k \cdot L_k}}{2 \cdot N_c} + \frac{N_c \cdot \sqrt{\lambda_i \cdot L_i}}{\sum_{k=1}^{N_v} \sqrt{\lambda_k \cdot L_k}} - \frac{1}{2}, \quad 1 \leq i, k \leq N_v. \quad (4)$$

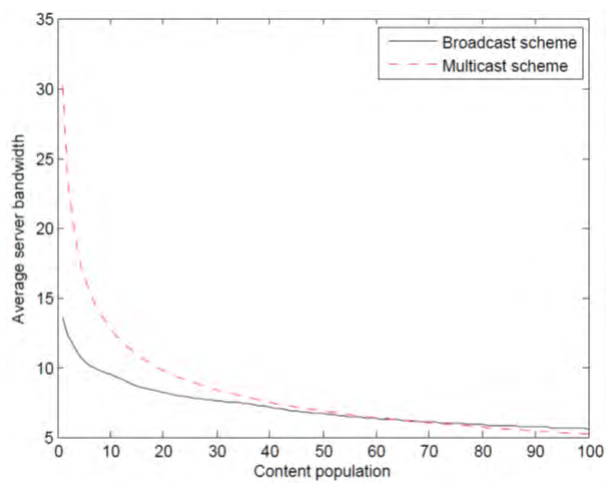


그림 3. 전달기법별 필요한 서버의 평균 대역

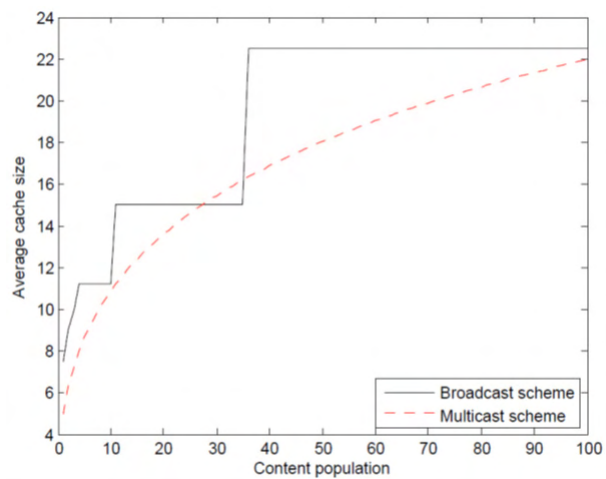


그림 4. 전달기법별 필요한 콘텐츠 라우터의 평균 캐시 크기

일반적으로 브로드캐스트는 높은 입력율에서 멀티캐스트는 낮은 입력율에서 전달비용이 우수한 것으로 알려져 있다. 본 논문에서는 식 (2)와 (4)식을 비교하여 입력률에 따라서 콘텐츠전달 기법을 변경하는 하이브리드 멀티캐스트 기법을 제안한다. 하이브리드 멀티캐

스트 기법의 CDN 시스템의 전체 전달 비용, C_M 은 (5) 식으로 알 수 있다. (그림 3)은 전달방식 별로 콘텐츠 전달 비용을 비교하였고 (그림 4)는 필요한 캐시 크기를 나타내었다.

$$C_H = \min\{C_B, C_M\} \quad (5)$$

하이브리드 멀티캐스트의 전송비용은 콘텐츠의 인기 순위가 $1 \leq i \leq 65$ 번 일때, $C_H = C_B$ 이고 $66 \leq i \leq 100$ 번 일때, $C_H = C_M$ 이다. 하이브리드 멀티캐스트 기법은 상기 두가지 기법에 비교하여 17 채널을 절감할 수 있었다.

본 논문에서 수치계산에 사용한 파라미터 값은 다음과 같다.

$N_v=100, N_c=497, \lambda=50$ 이며 λ_i 는 Zipf's 분포를 따른다.

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문은 하이브리드 CDN 시스템을 제안하였고 In-Network Caching을 이용한 브로드캐스트 기법과 멀티캐스트 기법을 적용하여 필요한 시스템 용량을 계산하였다. 상기 두 방식의 장점을 결합하여 상위 인기 순위의 콘텐츠는 브로드캐스트 기법을 적용하고 하위 순위의 콘텐츠는 멀티캐스트 기법을 적용하는 하이브리드 멀티캐스트 기법을 이용하여 두 기법과 비교하여 필요한 시스템의 용량을 절감할 수 있었다.

사사

본 연구는 미래창조과학부가 지원한 2013년 정보통신·방송(ICT) 연구개발사업의 연구결과로 수행되었음 (사업명: 미래네트워크 통합제어 표준개발).

참고문헌

- [1] D. D. Vleeschauer, "Optimum Caching Strategies for a Telco CDN," Bell Labs Tech. J., vol. 16, no. 2, pp. 115-132, Sept. 2011.
- [2] K. Cho, H. Jung, M. Lee, D. Ko, T. Kwon, and Y. Choi, "How Can an ISP Merge with a CDN?," IEEE Comm. Magazine, vol. 49, no. 10, pp. 156-162, Oct. 2011.
- [3] G. HaBlinger, and F. Hartleb, "Content delivery and caching from a network provider's perspective," Computer Networks, vol. 55, pp.

3991-4006, Aug. 2011.

- [4] L. Gao, Z. Zhang, D. Towsley, "Proxy-Assisted Techniques for Delivering Continuous Multimedia Streams," *IEEE Trans. Networking*, vol. 11, no. 6, pp. 884-894, Dec. 2003.
- [5] D. Guan, G. Xiong, "Optimal Prefix Cache Allocation Among Multiple Cooperative Local Proxies," *5th International Conference on Wireless communications, networking and mobile computing*, pp. 4836-4839, Sept. 2009.
- [6] D. Zhang, Y. Zhang, D. Raychaudhuri, "Performance evaluation of content based routing with in-network caching," *20th Wireless and Optical Communications Conference*, pp. 1-6, Apr. 2011.
- [7] S. Chand, B. Kumar, H. Om, "Patching-based broadcasting scheme for video services," *Computer Communications*, vol. 31, pp. 1970-1978, 2008.

Core-A 기반 무선 네트워크 프로세서 IP 구현

*권대길, 김용성

전자부품연구원 실감정보플랫폼 연구센터

e-mail : tgkwon@keti.re.kr, yskim@keti.re.kr

Implementation of Wireless Network Processor IP Using Core-A MCU

*Tai-Gil Kwon, Yong Seong Kim

Realistic Media Platform Research Center

Korea Electronics Technology institute

Abstract

In this paper, we implement a WNP(wireless network processor) IP using Core-A MCU. The implemented WNP IP use a binary CDMA technique, which is adopted in the ISO/IEC standardization and Core-A micro processor. We verify a performance through the transmission test between baseband and 2.4/5GHz dual-band RF transceiver. The verified WNP IP will be make to ASIC for the future. And WNP ASIC will be used to wireless AV transmission system.

I. 서론

Core-A 마이크로프로세서는 32-bit RISC 구조를 갖는 마이크로 프로세서로써, 특허청의 지원을 받아 KAIST의 주관 아래 개발된 국산 프로세서이다. 본 논문에서는 이 Core-A 프로세서와 무선 모뎀을 결합한 무선 통신용 SoC 칩셋을 연구하고 개발한다. 개발된 무선 모뎀 또한 국산 통신 기술인 Binary CDMA 기술

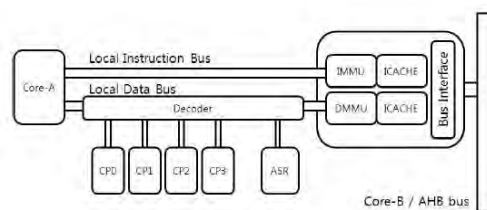
※ 이 논문은 2013년 지식경제부의 핵심반도체 설계제산 창출 사업 지원에 의한것임.

을 적용하여 설계 제작하여 무선 통신용 SoC 칩셋의 핵심 기술이 모두 국산기술로 적용됨으로써 국가 경쟁력을 제고할수 있도록 한다. 또한 무선 LAN(IEEE 802.11a)만 활용하고 있는 5GHz ISM 대역을 사용 가능하도록 설계하여 향후 5GHz 대역을 활용한 무선 AV 전송시스템을 구축하는 데 핵심 칩셋으로 적용될 예정이다.

II. 본론

1) Core-A 마이크로 프로세서

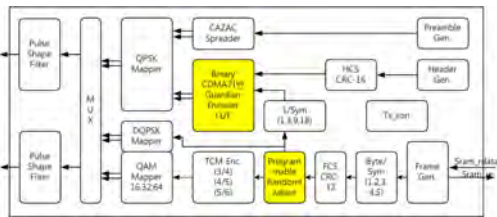
Core-A는 32bit 임베디드 RISC 프로세서로서 데이터 메모리와 명령어 메모리가 분리된 하버드 구조로써, 각 메모리마다 캐쉬와 MMU를 적용할 수 있으며 로컬 버스를 통해 코프로세서와 ASR(Application Specific Register)에 접근할수 있다. 주변 장치와의 데이터 전송을 위한 시스템 버스로서 Core-B가 사용되며 간단한 클루 로직을 추가하여 AHB 버스와 연결가능하다.^[1]



[그림 1. Core-A 구조]

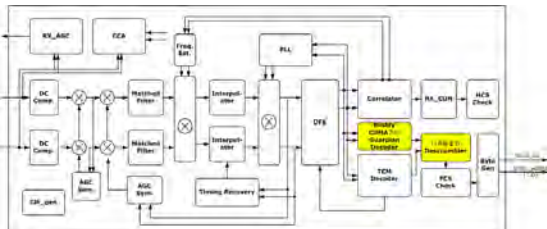
2) Binary CDMA 기술이 적용된 모뎀(Guardian)

Guardian Modem은 송신부와 수신부로 구분되는데, 송신부는 그림 2와 같이 프리엠프라와 헤더, 페이로드 생성하는 프레임 생성블럭과 헤더체크섬, 페이로드 체크섬, 데이터 랜덤화를 위한 프로그래머블 랜덤화, 그리고 Binary CDMA 부호화기 및 QPSK 변조기, DQPSK, 16/32/64QAM +TCM 변조기등으로 구성된다. 특히 프로그래머블 랜덤화기는 데이터의 암호화를 강화시키기 위해 사용되며, Binary CDMA 기반 Guardian Encoder LUT은 Binary CDMA 부호화 방식을 간단한 LUT로 변환하여 부호화 되는 블록이다.



[그림 2. Guardian 모뎀 송신부]

수신부는 그림 3과 같이 DC 오프셋 제거기, AGC, 주파수 오프셋 제거기, 위상오프셋 제거기, 타이밍 동기, 프리엠프라 상관기, Binary CDMA기반 Guardian 복호화기, DFE, TCM 복호화기, 프로그래머블 Descrambler 등등으로 구성된다. 프로그래머블 Descrambler는 상위 MAC Layer를 통해 다항식정보를 입력 받아야만 동작이 되기 때문에 데이터를 암호화할 수 있는 블록이다.

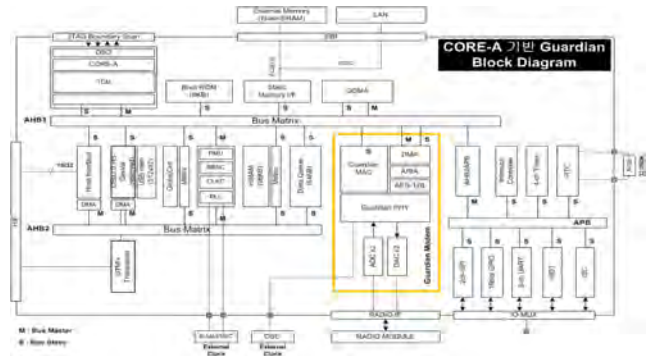


[그림 3. Guardian 모뎀 수신부]

3) Core-A 기반 무선 모뎀 SoC

Core-A기반의 WNP 내부 구조는 크게 3부분으로 구성된다. Guardian의 주제어 및 Code수행을 위한 CPU기반의 System 부분, 핵심이 되는 Baseband Processor 및 Medium Access Controller으로 구성된다. 시스템의 주요 사양으로는 Core-A 프로세서, AMBA 2.0 Compliant Multi-bus System, General DMA for Internal Data Transfer, 2KB Internal ROM/96KB Internal SP-SRAM for Code/64KB Internal DP-SRAM, Single-Chip MAC and Baseband Processor, 2-ch SPI for Serial EEPROM Interface, 16C550 Compatible 2-ch UART, 21-ch Interrupt Controller, 32-bit Watch-dog Timer, 4-ch 32-bit Counters/Timers, 16 GPIO Signals with Interrupt Capability, External Crystal or Oscillator for Clock

Source, On-chip clock generator with PLL 등등이다.



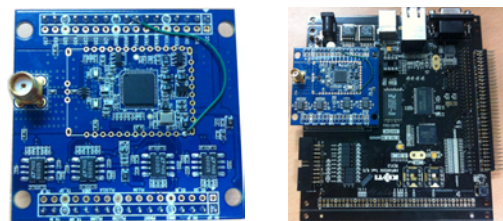
[그림 4 Core-A 기반 WNP 내부 블록도]

4) 이중대역(2.4/5GHz) RF 모듈

2.4GHz대역과 5GHz 대역을 모두 지원하는 RF 칩셋으로는 MAXIM사의 MAX2829와 ALOHA사의 AL7230이 있으며, 이중 MAX2829는 Power AMP가 외장인 반면, AL7230^[3]에는 Power AMP가 내장되어 있다. 본 연구에서는 RF 모듈 사이즈를 최소화 하기 위해서 AL7230을 이용한 RF 모듈을 설계하여 검증하였다. 2.4GHz 전용 RF 와 2.4/5GHz용 RF 칩셋은 AGC 제어 신호가 아래와 같이 상이하다. 따라서 인터페이스 회로 부분을 수정하여야 한다.

LNA Gain	2.4GHz AGC[6:5] [AL2230s]	2.4/5GHz AGC[6:5] [AL7230s]
30dBm	"11"	"11"
17dBm	"10"	"10"
-4dBm	"01"	"00"

RF의 Tx Path는 AL7230^[2]를 거친후 Balun을 거치게 된다. 2.4GHz와 5GHz대역의 Balune을 거친 후 Diplex (DPX205950DT)을 거치게 되고, Tx/Rx Switch를 거쳐 Antenna로 전달된다. Rx Path는 안테나로부터 Tx/Rx switch를 거친후 Tx와 동일한 Diplex를 거쳐 RF tranceiver로 입력된다. 구현된 2.4/5GHz 이중대역 RF 보드는 그림 5와 같다. 같고. 이중대역 RF보드는 RF 검증용 플랫폼 보드에 오른쪽과 같이 체결되어 검증된다.

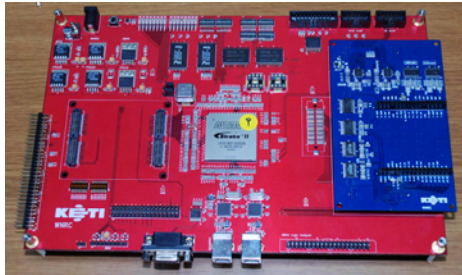


[그림 5 AL7230 RF 모듈 및 RF 모듈 검증 플랫폼>

5) WNP IP 검증용 FPGA 플랫폼

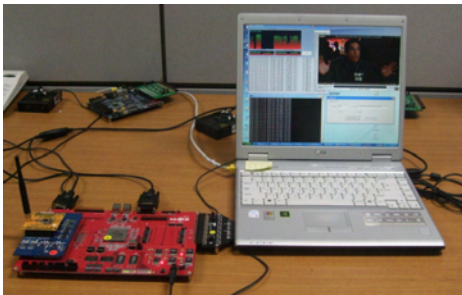
WNP IP를 검증하기 위해 그림 6과 같이 FPGA 플랫폼을 구성한다. FPGA에는 Wireless High-Speed Guardian Modem, MAC 및 Core-A MCU 적용 System RTL 소스를 타겟팅하여 WNP IP에 대한 기능 검증을 수행한다. FPGA는 Altera 사의 EP2S180

칩셋을 이용하여 제작하고 향후 EP2S90, EP2S60 시리즈와 호환되도록 설계하였고, Main 보드에는 DAC/ADC Daughter 보드 또한 착탈 가능토록 설계한다. DAC/ADC Daughter 보드는 AL7230과 AL2230 칩셋을 이용하는 RF 모듈을 탑재가능토록 인터페이스를 제공한다.



[그림 6 WNP IP 검증용 FPGA 플랫폼]

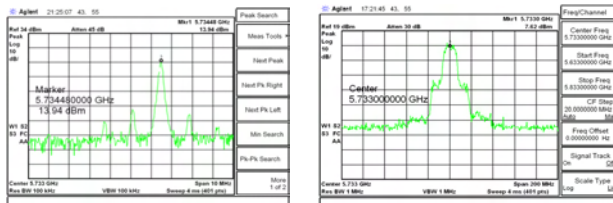
또한 그림 7과 같이 FPGA 플랫폼 2셋트를 이용하여 무선 영상 스트림 전송을 구현하였다.



[그림 7 WNP 검증 FPGA 플랫폼 활용한 영상전송 시스템]

6) WNP의 무선 데이터 전송 성능

Core-A 기반의 WNP IP를 FPGA에 타겟팅하여 DAC/ADC보드와 2.4/5GHz 이중대역 RF 보드를 연결한 후 이중대역 RF 모듈의 성능과 RF와 기저대역을 연동한 Master와 Slave 간의 데이터 전송을 시험하였다. 먼저 이중대역 RF 모듈의 성능은 그림 8과 같이 Carrier 전송시와 Random Wave 전송에 대한 스펙트럼 분석으로 이뤄졌다.



<그림 8 이중대역지원 무선통신모듈의 Tx Spectrum>

각 채널별 RF 모듈의 Tx Power는 표 1, 표 2과 같다.

<표 1. 2.4GHz 대역 시험결과>

중심주파수(MHz)	2410	2426	2442	2458	2474	2490
Tx Power(dBm)	21.56	21.17	20.78	20.78	21.04	21.33

<표 2. 5GHz 대역 시험결과>

중심주파수(MHz)	5733	5749	5765	5781	5796	5812	5829
Tx Power(dBm)	13.94	13.58	13.4	13.75	13.92	13.89	13.36

수신기의 성능을 살펴보기 위해 송신기에서 WNP MAC 동작 모드를 Normal 모드로 놓고 임의의 데이터를 발생시켜 패킷을 전송한 후 수신상태를 점검한다. 채널은 유선으로 체결한 후 채널 사이에 Manual Attenuator를 삽입한 후 수신감도를 측정하였다.

<표 3. 2.4GHz 대역 WNP의 수신 성능>

RATE	필요한 최소 SNR	측정 PER	변조방식
RATE1,2	5dB	1%이하	Binary CDMA1,2+QPSK
RATE3	8dB	1.5 %이하	Binary CDMA3+QPSK
RATE4	11dB	1%이하	Binary CDMA4+QPSK
RATE5	14dB	5%이하	DQPSK
RATE6	16dB	1%이하	16QAM+TCM
RATE7	21dB	2%이하	32QAM+TCM
RATE8	측정불가	측정불가	64QAM+TCM

WNP의 무선 모뎀은 RATE1부터 RATE8까지 총 8가지 전송속도를 지원한다. 연동시험의 조건을 살펴보면 패킷길이는 1024Byte, 기준 PER(Packet Error Rate)이 8%이하이며 이때 각 RATE별로 필요한 최소 SNR이 얼마인지를 아래 표1과 같이 측정하였다. RATE8의 경우에는 64QAM +TCM 방식의 변조기를 사용하나, FPGA보드의 전원노이즈가 매우 크게 발생하여 SNR이 22dB 이상 측정되지 않았으며, 이로 인해 모든 패킷의 페이로드 부분에서 에러가 발생하였다.

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 국산 프로세서인 Core-A micro-processor와 국산 무선 통신기술인 Binary CDMA를 융합하여 무선 통신용 SoC용 IP를 개발하고 이를 FPGA 플랫폼상에 타겟팅하여 RF Transceiver와 연동하는 통신 성능 시험을 수행하였다. 통신시험 결과 기존 ARM 프로세서를 적용한 Koinonia 시스템에 비해 성능열화가 없었으며, 향후 ASIC 칩셋을 개발하여 기존 고가의 KW PAN1200a^[3] 칩셋을 대체하고자 한다. Core-A 기반의 WNP ASIC은 무선 영상/음성/데이터 전송 시스템에 활용될 예정이다.

참고문헌

[1] Core-A 마이크로프로세서의 코프로세서로 동작하는 AES 암호모듈의 하드웨어 설계, 하창수, 최병운, 2009년 6월, 한국해양정보통신학회 논문지,
 [2]AL7230 Datasheet : Single Chip Transceiver for 802.11abg applications
 [3]KW PAN1200a : Koinoina Wireless PAN Integrated Medium Access Controller with Baseband Processor

통신 자원 할당에서 공정성의 재고찰

박진경, 김준모, 최천원✉

단국대학교

E-mail: *pjk9466@dku.edu, q888@dku.edu, cchoi@dku.edu*

Fairness in Allocating Communications Resource: Revisited

Jin Kyung Park, Joonmo Kim, Cheon Won Choi✉

Dankook University

Abstract

Many efforts have been made to devise schemes for achieving a kind of mathematically constructed fairness in allocating communications resource to service users. However, little attention has been paid to deciding whether a fair resource allocation scheme really pursues a form of fairness and, if so, finding out the meaning of fairness attained by the scheme. In this paper, we investigate the true meaning of fairness that fair resource allocation schemes realize intentionally or even unintentionally. For this purpose, we categorize the fairness into fairness as equality of outcome based on the idea of sameness, fairness as individual freedom based on the idea of deservedness and fairness of social justice based on the idea of need. Then, we find out the true meaning of fairness that resource allocation schemes, for example, round robin, first come first served and fair queueing, achieve in practice.

This work was supported by Dankook University project for funding RICT.

I. 서론

통신을 위한 자원(resource)은 넉넉하지 못하다. 정확히 말하면 통신 서비스 사용자(service user)는 흔히 자신에게 주어진 자원이 부족하다고 느낀다. 특히 여러 사용자가 제한된 자원을 공유하여 통신을 해야 하는 상황에서 사용자는 다른 사용자에게 주어진 자원과 비교하여 자신에게 할당된 자원에 만족하지 못 할 수 있다. 이런 문제를 해소하기 위해 적어도 합리적으로 생각하는 사용자는 자신에게 주어진 자원에 불만족하지 않도록 보장하는 공정한(fair) 자원 할당 방식이 요구된다.

자원 할당과 관련하여 공정성(fairness)에 대한 연구를 다음과 같은 세 가지 영역으로 분류할 수 있다. 첫 번째는 공정성의 의미 혹은 정의를 찾는 영역으로 의미를 찾는 과정에 윤리적, 경제적, 혹은 심리적 요소가 작용할 수 있다. 두 번째는 공정성의 의미를 수학적으로 구성하는 영역이고, 세 번째는 수학적으로 구성된 공정성을 성취하는 방식을 개발하는 영역이다. 상기 세 가지 외에 부수적으로 공정성을 정량적으로 평가하는 척도를 찾는 연구와 공정성의 실현이 미치는 파급 효과를 분석하는 연구 영역 등이 있다.

지금까지 수학적으로 구성된 공정성을 성취하는

방식의 개발에 많은 관심이 집중되어 왔다. Max-min fairness라는 수학적으로 구성된 공정성을 성취하기 위해 개발된 fair queueing이라는 방식을 예로 들 수 있다 [1]. 반면에 공정성을 성취하는 방식에 담겨있는 공정성의 원래 의미는 퇴색되고 잊혀지고 있다. 본 논문에서는 수학적으로 구성된 공정성을 성취하기 위한 방식에 침전되어 있는 공정성의 의미를 재조명한다. 이를 위해 공정성을 동등성(sameness), 합당성(deservedness), 필요성(need)이라는 세 가지 기본적인 사상에 따라 결과의 평등(equality of outcome)으로서의 공정성, 개인의 자유(individual freedom)로서의 공정성, 그리고 사회 정의(social justice)로서의 공정성 구분하고 [2] 이러한 공정성의 의미가 수학적으로 구성된 공정성을 성취하기 위한 방식에 어떻게 반영되어 있는지 고찰한다.

II. 자원 할당 방식의 공정성

동등성이라는 사상으로 바라보는 공정성을 성취하기 위해 자원을 공유하는 각 통신 서비스 사용자에게는 사용자의 성질이나 사용자가 보내려는 데이터의 성질에 무관하게 질이 균일하다면 동일한 양의 자원이 할당되어야 한다.

합당성의 관점에서 본 공정성을 이루기 위해 마땅히 받아야 할 사용자에 (만약 질이 균일하다면) 마땅히 받아야 할 만큼 자원이 할당되어야 한다. 이 때 마땅히 받아야 할 기준과 마땅히 받을 정도는 사용자의 속성과 사용자가 보내고자 하는 데이터의 속성으로 결정된다.

필요성에 따른 공정성을 실현하기 위해 자원이 가장 필요한 사용자에 가장 많은 자원이 할당되어야 한다. 이 때 자원이 필요한 지 여부와 얼마나 자원이 필요한지는 사용자의 속성과 사용자가 보내고자 하는 데이터의 속성으로 결정된다.

여러 서비스 사용자의 패킷을 다중화(multiplexing)하는 시스템을 고려하자. 이 시스템에서 시간은 프레임으로 나뉘고 프레임은 다시 몇 개의 슬롯으로 나뉜다고 가정하자. 이 때 패킷 하나를 전송하기 위해 한 슬롯이 쓰인다.

또한 각 사용자가 보내려는 패킷은 다중화에 앞서 분리된 버퍼에 일시적으로 저장된다고 가정하자.

Round robin 방식에서 매 프레임이 시작될 때 각 사용자에 프레임에 속한 슬롯을 하나씩 순환적으로 할당한다. 이 때 버퍼에 보낼 패킷이 남아있지 않은 사용자는 건너 댄다. (본 절에서 고려하는 다중화 시스템에서 fair queueing 방식은 round robin 방식과 동일하게 행동한다.) Round robin 방식은 복합적 의미의 공정성을 성취하려는 자원 할당 방식으로 볼 수 있다. 프레임의 모든 슬롯을 할당해도 모든 사용자의 버퍼에 더 보내야 할 패킷이 남아 있다면 같은 수의 슬롯(즉, 같은 양의 자원)이 각 사용자에 할당된다. 따라서 동등성 기반의 공정성을 추구한다고 볼 수 있다. 그러나 모든 패킷을 보낼 만큼 슬롯을 할당해도 프레임에 슬롯이 남아 있으면 사용자는 자신의 버퍼에 있는 패킷의 수에 비례하는 수의 슬롯을 할당받는다. 따라서 합당성의 정도가 버퍼에 있는 패킷의 수로 결정되는 합당성 기반의 공정성을 성취하려 한다고 볼 수 있다.

First come first served(FCFS) 방식에서 사용자에 관계없이 버퍼에 남아 있는 각 패킷에게 자신이 버퍼에 도착한 순서에 따라 한 슬롯이 할당된다. 따라서 패킷의 도착 시간이 얼마 만큼 필요한지 결정할 때 사용자가 아닌 각 패킷의 필요성에 기반한 공정성을 실현하려 한다고 볼 수 있다. 흔히 FCFS 방식은 보다 많은 패킷을 보내려는 사용자가 보다 많은 양의 자원을 할당 받는 방식으로 언급된다. 그러나 엄밀히 말해 FCFS 방식이 합당성의 정도가 버퍼에 있는 패킷의 수로 결정되는 합당성 기반의 공정성을 성취한다고는 볼 수 없다.

III. 결론

지금까지 수학적으로 구성된 공정성을 성취하는 방식의 개발에 많은 관심이 집중되어 왔다. 반면에 공정성을 성취하는 방식에 담겨있는 공정성의 의미를 찾는 데는 소홀했었고 이로 인해 원래 의미는 퇴색되고 잊혀지고 있다. 본 논문에서는 수학적으로 구성된 공정성을 성취하기 위한 방식에 침전되어 있는 공정성의 의미를

재조명하였다. 우선 공정성을 동등성, 합당성, 필요성이라는 세 가지 기본적인 사상에 따라 구분하고 이러한 공정성의 의미가 자원 할당 방식에 어떻게 반영되어 있는지 고찰하였다. Round robin 방식과 first come first served 방식의 사례 분석에서 round robin 방식은 복합적 의미의 공정성을 성취하려는 방식으로 드러났으며 first come first served 방식은 각 패킷의 필요성에 기반한 공정성을 추구하는 방식으로 확인되었다.

참고 문헌

- [1] A. Doblin, "It's Not Fair! But What Is Fairness?," Psychology Today, May 2012. <http://www.psychologytoday.com/blog/am-i-right/201205/its-not-fair-what-is-fairness>
- [2] J. Nagle, "On Packet Switches with Infinite Storage," IEEE Transactions on Communications, vol. 35, no. 4, pp. 435-438, April 1987.

대규모 병렬처리 GPU 기반의 비터비 복호기 구현

이규형, *이호경, 허서원
홍익대학교 전자전기공학부

e-mail : polariskh@nate.com, hklee@hongik.ac.kr, seoweon.heo@hongik.ac.kr

Implementation of Viterbi Decoder on Massively Parallel GPU

Kyu-Hyung Lee, Ho-Kyoung Lee, Seo Weon Heo
School of Electronic Information and Communication Engineering,
Hongik University, Seoul, Korea.

Abstract

Nowadays, many researches have been conducted that implement communication system by massively parallel processing of GPU. In this paper, we made Viterbi decoder by CPU. And, we consider the processing time of one OFDM symbol using simulation. A NVIDIA's massive GPU processor is used to implement Viterbi decoder in software with sliding block method. This paper proposes optimization of GPU software based on CUDA manual. The result leads to 11 times faster processing time in 2K mode and 60 times faster processing time in 8K mode than the CPU-based Viterbi decoder.

I. 서론

최근, 대규모 병렬 처리 GPU를 이용한 다양한 신호 처리 알고리즘 연구가 활발하다[1]-[7]. 특히 기존에 전용 하드웨어에서 수행하던 통신 알고리즘 처리를 GPU를 이용하여 처리하려는 연구도 진행되고 있다.

GPU 기반의 소프트웨어는 전력사용 측면에서 불리한 면이 있지만 전용 하드웨어를 사용하지 않고 신호를 수신하고 처리할 수 있다는 장점이 있다. 그리고 최근 각광 받고 있는 SDR (software defined radio) 연구의 기초가 될 수 있다는 점 때문에 연구가 활발히 진행 중이다[4],[5].

비터비 알고리즘을 병렬처리 하기 위한 연구로 슬라이딩 블록 방법[8],[9]이 연구 되었다. 논문[8]에서는 슬라이딩 블록 구조를 연구하였다. 복호 과정은 겹치는 블록들을 독립적으로 구성하여 각각 복호과정을 진행한다. 논문[8]에서 비터비 복호기는 4-상태에서의 복호 과정만 설명되어있다. 하지만 최근 많이 사용되는 비터비 복호기는 64-상태의 복호가 많다. 이는 연산의 복잡도를 증가시키는 요인이 된다. 논문[9]에서는 논문[8]과 유사한 방법을 이용하였지만 더 높은 데이터율의 결과를 보이고 있다. 하지만 논문[8],[9]에서는 FPGA 기반의 비터비 복호기를 설계하였다. 이는 최근 연구중인 통신 알고리즘의 실시간 처리에는 부족한 성능을 보인다. 또한 통신 시스템 분야에서 GPU를 이용한 비터비 복호기는 거의 없었다.

본 논문에서는 비터비 복호를 빠른 속도로 처리하기 위해 CUDA 설계자료[10],[11]를 토대로 슬라이딩 블록 방법이 적용된 병렬 비터비 복호기를 설계하였다. 비터비 복호기의 ACS(add-compare-select) 구조에 적합하게 스레드를 배치하고 역추적 과정을 병렬화 하여 연산 시간을 단축하였다. 그 결과 병렬 비터비 복호기

※이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(No. 2013021575)

는 일반적으로 사용하는 CPU기반의 비터비 복호기 보다 약 60배 빠른 처리 속도를 보였다.

II. CPU 기반의 비터비 복호기 처리시간

본 장에서는 CPU로 비터비 복호기를 처리할 때 소요되는 시간을 C 언어로 구현하여 모의실험을 하였다. 실험에는 고성능 CPU (INTEL I7 3.4GHz)를 사용하였다. 비터비 복호는 DVB-T에서 사용되는 2K/8K모드에서 64-QAM 변조 방법과 7/8 부호율의 조건에서 실험하였다. 이 실험 결과는 표 1에 정리하였다.

표 1. CPU를 이용한 비터비 복호기 처리 시간

Viterbi decoder mode	CPU 처리 시간(μsec)
2K-mode	1717.787
8K-mode	11839.332

III. GPU를 이용한 비터비 복호기 설계

3.1 비터비 복호기 알고리즘

일반적으로 비터비 복호기는 BMU(branch metrics unit), ACS(add-compare-select) 유닛 그리고 역추적(trace-back) 유닛으로 구성된다. BMU는 가지 값을 연산한다. 가지 값은 상태 s_i 로부터 s_j 로 가는 상태전이 매트릭이다. ACS에서는 상태 값은 회귀적으로 값이 업데이트 된다. ACS값은 최소 상태와 그 상태에 이르는 최단 경로를 따라서 축적되는 매트릭을 나타낸다. ACS의 출력 값은 역추적 유닛으로 들어간다. 역추적 유닛은 연산된 최단경로의 상태천이를 역추적 한다.

3.2 병렬 비터비 복호기 설계

본 논문에서는 병렬 비터비 복호기에 슬라이딩 블록 방법을 GPU에 적용하였다. 슬라이딩 블록 방법을 수행하기 위해 입력데이터 스트림을 여러 블록으로 나눈다. 블록으로 나누게 되면 각 블록마다 비터비 복호를 수행하게 되어 전체 출력에서는 오류가 발생 한다. 이를 방지하기 위하여 각 블록 간에 겹치는 부분을 만든다. 겹치는 부분의 길이는 비터비 논문[12]에 의해 $5 \times (\text{Constraint Length} - 1)$ 을 만족해야 한다. 따라서, 겹치는 부분의 길이는 이 조건을 만족하는 길이인 36으로 설정하였다. 하나의 블록 길이는 추후 이루어질 여러 변조방법과 부호율을 고려하여 각 조건의 최소공배수인 504로 정하였다. 비터비 복호기의 병렬처리과정을 그림 1에 나타내었다.

비터비 복호기에서 많은 연산시간을 차지하고 있는 부분은 ACS 과정이다. 이 부분은 64-상태를 가지고 있으므로 각 상태마다 1개의 스레드를 분배한다. 그 이유는 각 상태에서 다음상태를 연산하는 과정은 독립적이므로 병렬 처리가 가능하기 때문이다. 스레드를 할당한 방법을 그림 2에 나타내었다.

생존경로를 역추적하기 위해 새롭게 역추적 블록을 설정한다. 역추적 연산은 현재 값을 출력하기 위해 이전 값을 알아야 하므로 병렬처리에 적합하지 않다. 하지만 여러 블록으로 나누어 역추적을 한다면 어느 정도의 병렬화는 가능하다. 역추적 유닛에 스레드 할당은 그림 3에 나타내었다.

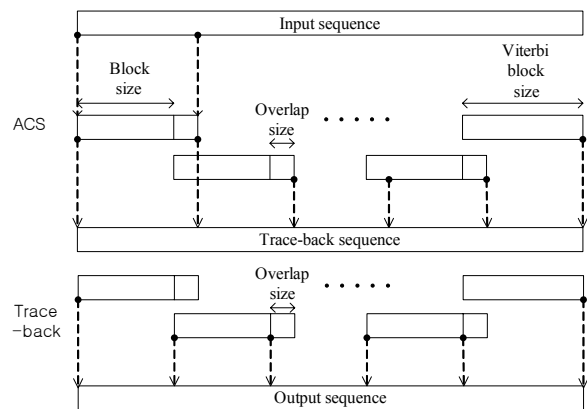


그림 1. 비터비 복호기 블록단위의 처리과정

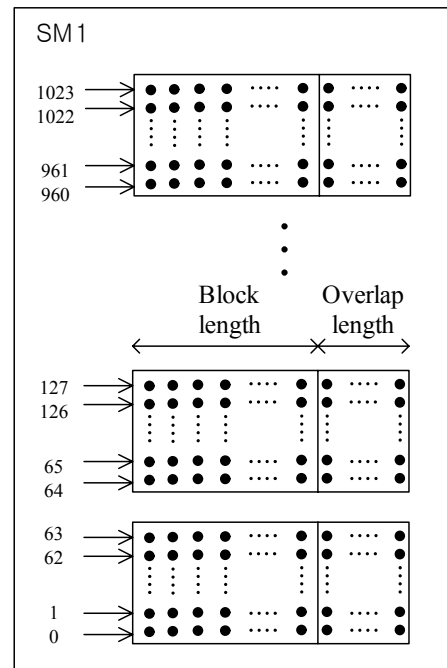


그림 2. ACS 유닛의 스레드 할당

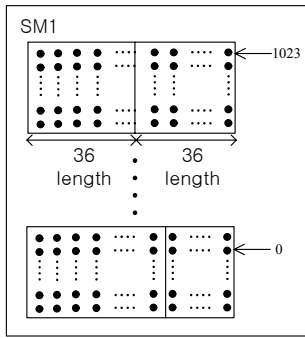


그림 9 역추적 유닛의 스레드 할당

IV. 실험 결과

본 논문에서는 비터비 복호기를 64-QAM 변조방법과 7/8 부호율로 실험하였다. 2K-모드에서 병렬 비터비 복호기 처리시간은 88.22 μ sec가 걸렸고 8K-모드에서는 304.89 μ sec가 걸렸다. 2K-모드는 CPU기반의 비터비 복호기보다 GPU기반이 약 11배, 8K-모드에서는 약 60배의 좋은 성능을 보였다. CPU와 GPU기반의 비터비 복호기 수행시간을 비교하여 표 2에 나타내었다.

표 2. 비터비 복호기의 처리시간 비교

Viterbi decoder mode	CPU 처리시간 (μ sec)	GPU 처리시간 (μ sec)
2K-mode	1717.787	88.218
8K-mode	18713.143	304.888

V. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 최근 연구가 활발한 GPU기반의 신호 처리 알고리즘 중 비터비 복호기를 병렬 처리를 하였다. 슬라이딩 블록 방법을 GPU의 구조에 알맞게 적용하고, 병렬 처리 알고리즘을 새롭게 설계하여 실험하였다. 제안 방식은 CPU 방식에 비해 DVB-T의 8K-모드의 조건에서 약 60배 정도 더 좋은 성능을 보였다. 향후 다른 변조 방식과 다른 부호율에서도 작동할 수 있도록 소프트웨어를 설계할 예정이다.

참고문헌

[1] Z. Lili, Z. Shengbing, Z. Meng and Z. Yi, "Streaming FFT asynchronously on graphics processor units," Proc. IEEE Int. Forum. on Information Technology and Applications (IFITA),

pp. 308-312, Jul. 2010.

[2] N. Hinit and T. Kocak, "GPU-based FFT computation for multi-gigabit wireless HD baseband processing," EURASIP Journal on wireless communications and Networking, vol. 2010, no. 30, Jun. 2010.

[3] N. K. Govindaraju, B. Lloyd, Y. Dotsenko, B. Smith and J. Manferdelli, "High performance discrete fourier transforms on graphics processors," Proc. ACM/IEEE Int. Conf. on Supercomputing, pp. 1-12, Nov. 2008.

[4] G. Wang, M. Wu, Y. Sun and J. R. Cavallaro, "A massively parallel implementation of QC-LDPC decoder on GPU," IEEE 9th Symposium on Application Specific Processors (SASP), pp.82-85, Jun. 2011.

[5] M. Wu, Y. Sun, S. Gupta, and J. Cavallaro, "Implementation of a high throughput soft MIMO detector on GPU," Journal of Signal Processing Systems, vol. 64, no. 1, pp. 123-136, Sept. 2010.

[6] L. Vangelista, N. Benvenuto, S. Tomasin, C. Nokes, J. Stott, A. Filippi, M. Vlot, V. Mignone, and A. Morello, "Key technologies for next-generation terrestrial digital television standard DVB-T2," IEEE Commun. Magazine, vol. 47, no. 10, pp. 146-153, Oct. 2009.

[7] J. C. Lee, D. D. Han and S. Park, "Channel estimation based on path separation for DVB-T in long delay situations," IEEE Trans. Consumer Electron., vol. 55, no. 2, pp. 316-321, May 2009.

[8] P. J. Black and T. H. -Y. Meng "A 1-Gb/s, four-state, sliding block Viterbi decoder," IEEE Journal of Solid-State Circuit, vol. 32, no.6, pp. 797-805, Jun. 1997.

[9] M. Véstias and H. Sarmiento, "Tradeoffs in the design of sliding block Viterbi decoders for MB-OFDM UWB systems," IEEE second Int. Conf. on Consumer Electron. (ICCE), pp. 173-177, Sept. 2012.

[10] NVIDIA corp., NVIDIA CUDA C Best Practices Guide 5, Oct. 2012.

[11] NVIDIA corp., NVIDIA CUDA C Programming Guide 5, Oct. 2012.

[12] A. J. Viterbi, "Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 13, no. 2, pp. 260-269, Apr. 1967.

능동 배열 레이더 시스템 구현을 위한 고출력 반도체형 송신기 및 펄스형 디지털 자동진폭제어 방식 설계

*전인성, 정성택
한국산업기술대학교 IT융합학과
e-mail : *isjun@u-tel.co.kr*, *unitaek@kpu.ac.kr*

The Design of High Power Solid-State Transmitter for Active Array Radar System and a Method for Pulsed Digital Automatic Level Control

*In-Sung JEON, Sung-Taek CHUNG
Graduate School of Department of IT Convergence
Korea Polytechnic University

Abstract

This paper presents design and measurement result of S-band, 1.2kW high power solid-state transmitter for active array radar system. Transmitter characteristics show 64dB gain, 130usec pulse width(MAX.), 10% duty(MAX.) and 55dB pulse to pulse stability. The design of a method for pulsed digital automatic level control and receiving mode for pulse network analyzer is used for pulse to pulse stability measurement. Measurement results satisfies all specification.

I. 서론

레이더는 그 응용에 따라 목표하는 MTI(Moving Target Indicator) Improvement factor로 명하는 클러터 감쇄수치(Clutter Rejection Ratio)를 갖고 있다. 이는 기동체를 고정 물체과 구별해 내는 능력으로 레이더의 주요한 성능지표 중 하나이다. 이 성능은 내부 여러 장비의 성능에 영향을 받지만 그 항목 중 송신기

내 증폭기에 해당하는 항목은 펄스간 안정도 (펄스간 출력전력/출력위상의 변화정도)로 정의 된다.

펄스증폭기의 펄스간 안정도를 개선하기 위하여 사용하는 방법 중 대표적인 방법이 공급전압 변화 정도에 따른 Transistor 출력 성능의 변화를 먼저 관찰 후 목표하는 펄스간 안정도를 얻기 위한 전압의 변화 정도를 역산하는 방법이지만 고 사양의 MTI를 요구할 경우 이 방법만으로 규격을 만족시키는데 한계가 있다 [1].

본 논문에서는 S-Band 1.2kW의 고출력 반도체형 증폭기를 제작하여 기존의 아날로그 방식의 펄스형 자동진폭제어 방식의 문제점과 한계점을 분석하고 Look-up table을 사용하는 단순한 디지털 방식의 자동진폭제어 방식이 아닌 저고도레이더나 장거리레이더에서 사용하는 주파수 Diversity 기법이 적용 가능한 새로운 알고리즘이 적용된 디지털 방식의 펄스형 자동진폭제어방식을 개발하여 펄스간 안정도의 추가 개선 방안을 제안한다. 이를 이용하여 동일 전원공급기의 사양으로 좀 더 고 사양의 증폭기 및 레이더 성능을 얻을 수 있으며, 동일 소모전력 기준으로 증폭기의 향상된 출력전력을 얻음으로 레이더의 탐지거리를 증가시킬 수 있는 효과를 얻을 것으로 기대한다[2].

II. 본론

2.1 펄스간 안정도(Pulse to Pulse Stability)

레이더 마다 목표로 하는 MTI 개선도를 갖고 있으며, 이를 만족하기 위한 송수신기의 규격은 펄스 간 안정도로 정의 된다. 송수신기의 펄스간 안정도는 송신펄스 간의 진폭차와 위상차로 정의된다[3].

$$\frac{1}{I_M} = \frac{1}{I_A} + \frac{1}{I_P} + \frac{1}{I_1} + \dots + \frac{1}{I_5}$$

I_M = 레이더의 MTI Improvement Factor

$$\frac{1}{I_{PP}} = \frac{1}{I_A} + \frac{1}{I_P}$$

- I_1 = 펄스 간 Pulse Width 정확도
 - I_2 = 펄스 간 Pulse Timing 정확도
 - I_8 = 펄스 간 STALO 의 주파수 변화 량
 - I_4 = 펄스 간 STALO 의 위상 변화 량
 - I_5 = 펄스 간 ADC 의 Quantization noise
 - I_A = 펄스 간 진폭변화 ($20\log[A/\Delta A]$)
 - I_P = 펄스 간 위상변화 ($20\log[1/\Delta\Phi]$)
 - I_{PP} = 펄스 간 안정도
- where A: Pulse amplitude [V]
 $\Delta\Phi$: 펄스 간 위상변화 (Radian)

이 중 송신기와 관련된 요소는 I_A (Pulse to pulse amplitude change)와 I_P (Pulse to pulse phase change)이다. 반도체형 송신기의 펄스간 안정도는 송신 펄스 신호의 크기와 위상의 변화량이 적을수록 펄스간 안정도는 개선되어 레이더 시스템의 탐지 성능을 개선 할 수 있다.

III. 구현

3.1 반도체형 송신기 설계 및 제작

3.1.1 반도체형 송신기의 구조

반도체형 송신기는 펄스 변조된 신호를 고풍력증폭하여 안테나로 전달하고, 안테나로부터 수신된 신호를 저잡음 증폭하는 기능을 한다. 또한 상위 시스템과 고속의 RS-422 통신을 통하여 상위 시스템의 명령을 수행하고, 반도체형 송신기의 상태를 전달한다.

본 논문에서 설계한 반도체형 송수신기의 사양은 표 1 과 같다.

3.1.2 반도체형 송신기 규격

표 1. 반도체 송신기 규격

구분	주요 항목	개발 규격	비고	
반도체 송신기	입력 신호 조건	입력 전원	42 ± 1Vdc	
		RF 입력 신호	0 ± 2dBm	
		송신 주파수	2.7 - 3.1 GHz	
		Duty 비	10% max.	
		RF 펄스폭	8 - 130us	
		PRF	5KHz	8uS
	출력 첨두 전력	1.2KW (+60.8dBm min.)		
	출력 첨두전력 변화	0.5dB max.		
	펄스 Droop	0.3dB max.		
	펄스 상승시간	200ns		
펄스 하강시간	10ns min			
펄스 간 안정도	55dB min			

3.1.3 반도체형 송신기

그림 1의 구동 모듈은 A급, 또는 AB급 amp로 구성되어 있으며 입력되는 RF 신호를 받아서 Drive module을 구동 시킬 수 있는 레벨로 증폭 시켜주는 역할을 하고 내부에 Over Pulse Width, Over Duty 발생시 송신기 조립체 보호를 위해 RF신호를 차단시킬 수 있는 RF Switch가 내장되어 있다. 또한 Pre Drive 는 전류를 감소시켜서 발열량을 줄이기 위해 RF 송신시에만 구동될 수 있도록 전원 스위칭 기능을 가지고 있다.



그림 1. 반도체형 송신기 구동 모듈

그림 2의 Drive 및 Main Amp 모듈은 인티그라社의 200W Power Pack(IBP3257)에 하우징을 씌워서 제작한다. 또한 이 하우징 안에는 Power Pack에 안정된 전원을 공급해주는 Capacitor bank부와 Power Pack의 전류를 모니터링하는 전류 검출부, 온도를 모니터링하는 온도검출부가 내장된다.

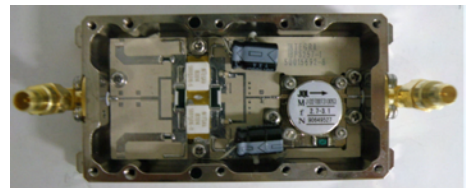


그림 2. Power Pack(IBP3257)

그림 3의 제어기는 자동진폭제어기능, 감시기능, 외부 통신 인터페이스 등을 제공하며 자체 이상 유무를 판단 할 수 있도록 설계 되었다.

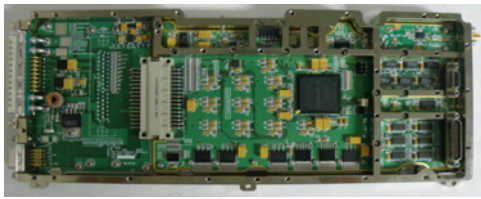


그림 3. 반도체형 송신기 제어기

3.2 펄스형 자동진폭제어 알고리즘 설계 및 측정

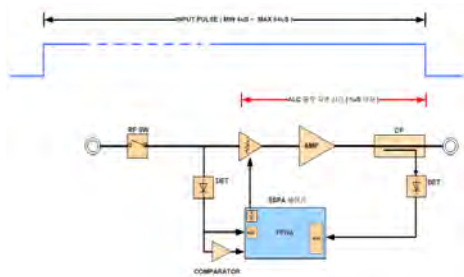


그림 4. 자동진폭제어 하드웨어 기본 구성도

그림 4의 자동진폭보정제어 동작은 송신기 출력 신호를 검출, 기준 출력값과 비교하여 입력 신호를 미세하게 조정 할 수 있도록 설계 한다. 1.2kW 기준 출력값은 반도체 송신기 제어기에서 시험을 통해 획득한 값을 미리 저장하고 있도록 설계 한다. 펄스 내에서 자동진폭보정제어의 시작과 끝은 비교기에서 만들어지는 펄스파를 기준으로 이뤄지게 설계 한다. 비교기를 통해 만들어 지는 펄스파를 제어기에서 입력 받아 펄스파의 입력을 정확히 검출 할 수 있도록 하며 Duty Rate, Over Duty등을 확인 할 수 있도록 설계되었다.

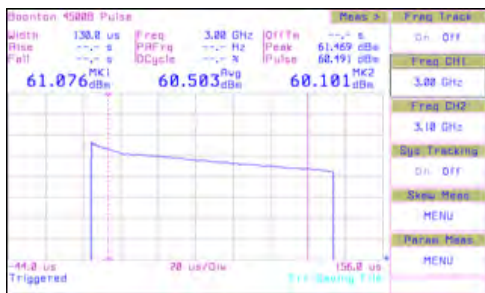


그림 5. Free Running 상태의 출력 파형

그림 5는 자동진폭제어 기능 추가 전 출력 Free running 상태의 출력파형을 측정한 데이터이다. Pulse 내 droop이 1dB이상 있는 것을 확인 할 수 있다.

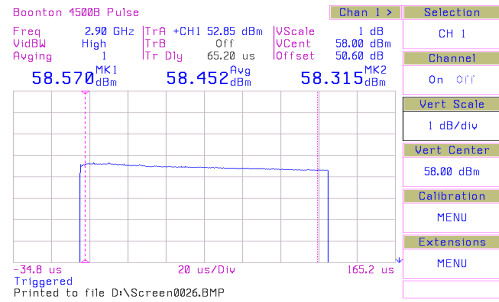


그림 6. 기존의 디지털 제어 방식 출력파형

그림 6은 Look-up table를 이용하여 자동진폭보정한 출력파형이다. Look-up table에는 기준 주파수별 기준레벨값이 저장되어 있어 초기 출력레벨은 안정되지만 실시간 진폭보정이 어렵고 펄스간 안정도에 가장 나쁜 영향을 주는 알고리즘으로 시험결과 확인되었다.

그림 7은 아날로그 방식의 자동진폭보정 적용 후의 출력파형으로 출력레벨 개선과 Droop 개선이 된 것을 확인 할 수 있다.

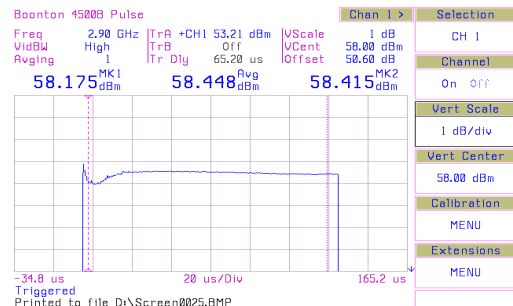


그림 7. 아날로그 방식의 자동진폭제어 방식이 적용된 송신기 출력파형

그림 8은 아날로그 방식의 출력레벨을 Agilent PNA-X N5240A로 측정한 데이터이다. 아날로그 방식은 초기 출력 펄스를 입력 받은 후 점차적으로 Feedback Loop를 거쳐 수렴해 나가고 있으며, 초기 출력레벨이 낮거나 높을 수 밖에 없는 구조이다. 이러한 문제로 아날로그 방식은 주파수 Diversity 기법을 적용하는 레이더 운용 시스템에는 사용 할 수 없다는 단점을 가지고 있다. 개선된 디지털 방식의 자동진폭보정 알고리즘은 그림 9와 같이 초기 출력기준 값은 자동보정을 통해 제어기의 메모리에 저장되어 있고 전원인가 후 SRAM에 로딩되어 주파수 설정에 맞게 출력된다. 출력기준값에 출력신호의 10us 구간에 해당하는 값이 기준레벨에 수렴하도록 차동증폭기 1의 출력을 실제 증폭기의 출력을 조정하는 기능을 하며, 2 개의 Feedback Loop를 이용하여 차동증폭기 2의 출력을 생성한다.

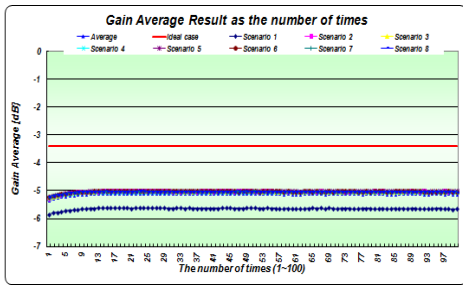


그림 8. 아날로그 방식의 자동진폭제어 방식의 출력 측정 데이터

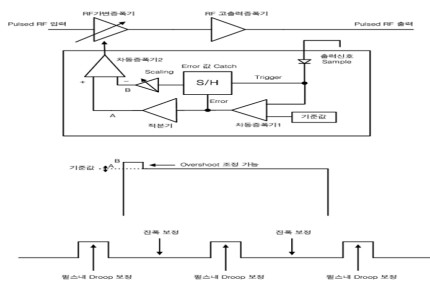


그림 9. 개선된 디지털 방식의 자동진폭제어 알고리즘 블럭도

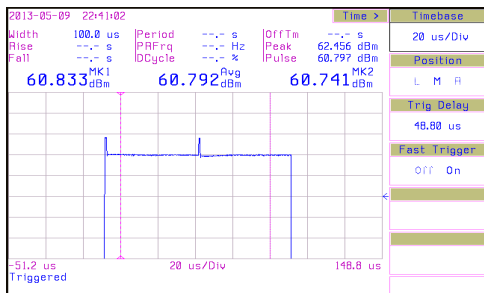


그림 10. 주파수 Diversity 기법이 적용된 출력파형

그림 10은 주파수 Diversity 기법을 적용한 출력파형으로 2.7GHz와 2.9GHz가 200nS 이내에 변환되어 출력된다. 레이더 시스템에서 주파수 Diversity 기법을 적용하면 높은 탐지 성능을 얻을 수 있어 저고도레이더나 장거리레이더에 적용하고 있다.

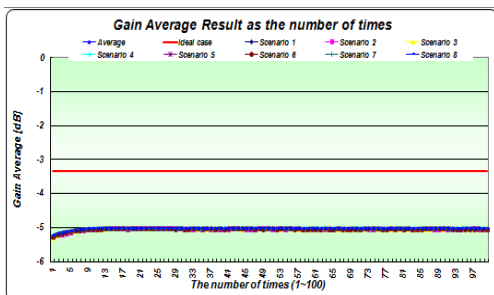


그림 11. 디지털 방식의 자동진폭제어 방식의 출력 측정 데이터

그림 11은 개선된 디지털 방식이 적용된 출력레벨을 Agilent PNA-X N5240A로 측정된 데이터이다. 아날로그 방식과는 달리 초기 출력레벨부터 안정되게 출력됨을 확인 할 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

현재 레이더 시스템은 운용시간의 증가와 성능 향상 등의 요구에 따라 기계식 레이더에서 전자식 레이더로, 수동위상배열레이더에서 능동위상배열레이더로 급속히 변화하고 있다. 하지만 능동소자를 사용하는 능동위상배열레이더는 송신기의 집중화로 인한 방열구조의 문제를 가지며, 고사양의 MTI Improvement factor가 요구되어 기존의 방식을 사용 할 경우 전원공급기 설계에 많은 어려움이 따른다.

본 연구에서는 이를 위해 고출력증폭기의 출력전력과 효율을 개선 할 수 있도록 C급 Transistor가 적용된 인티그라사의 200W Power Pack(1BP3257)을 적용하였으며, 고출력증폭기를 레이더 시스템에 보다 안정적이고, 주파수 Diversity 방식 등 운용 방식의 전환이 용이한 디지털 방식의 자동진폭보정 제어 기능을 제안하였다. 제시한 내용을 적용함으로써 고출력증폭기 자체의 출력전력 과 효율 개선을 통한 적용 레이더 시스템의 방열구조 개선과 기존 방식의 동일 전원공급기 사용시 개선된 펄스안정도, 출력 펄스의 Droop 개선을 통한 송신출력의 손실 방지 및 Spectrum emission의 개선을 통해 탐지성능 개선과 Side lobe 개선 등을 기대해 본다.

참고문헌

- [1] Michael Hanzor, "12-kW S-Band Solid-state Transmitter for Modem Radar Systems" IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES. VOL. 41. NO. 12. DECEMBER 1993.
- [2] Merrill Skolnik, "RADAR HANDBOOK, 3rd Edition" Ch. 2.6 to 2.7
- [3] E. D. Ostroff, M. Borkowski, H. Thomas, and J. curtis, "Solid State Radar Transmitters", Dedham, MA: Artech Houses Inc., pp, 1-3. 1985.
- [4] Jong-Pil Kim, "Design of Solid-State Transmitter and Receiver for Active Array Radar System" 한국전자파공학회, 2010.

NMEA-0183 기반의 멀티미디어 데이터 전송 방안

*홍성화

목포해양대학교 해양정보통신공학과

e-mail : *shhong@mmu.ac.kr*

The Method of Multimedia Data Transmission based on NMEA-0183

*Sung-Hwa Hong

Department of Maritime Information and Communication Engineering

Mokpo National Maritime University

Abstract

Data compression techniques are needed for smooth streaming services of the multimedia data in the low data rate over the MNEA-0183 interface. In this paper, we have proposed a method for using the multimedia data using a communication protocol based on slower NMEA-0183, which is mainly used in BNWAS.

I. 서론

최근 선박 및 해상 물류 자동화는 물류증대와 함께 선박의 운용을 더욱 복잡하게 만들고 있으며, 근무조건이 상대적으로 열악하여 기피하고 있으며 꾸준한 감소 추세에 있다. 이러한 현상으로 인하여 운영자의 오류(Human Error)에 의한 사고율의 증가로 이어져 최근 20여 년간 대양을 운항하는 선박의 경우 선원의 수는 60~70%로 감소하였으며, 선박의 사고는 10배 정도로 증가한 것으로 나타나고 있다.

NMEA(National Marine Electronics Association)는 1957년 뉴욕의 보트 쇼에 참여한 전자 장치 딜러 그룹에 의해 전자 제조업체간의 관계의 강화 목적으로 설립되었으며, 해상전자장비의 인터페이스 (Interface) 표준으로 법제와 되어 있어 선내 모든 장비는 NMEA 표준을 준수하도록 되어 있다. NMEA는 기존의 선박 전자 장치들의 다양한 인터페이스 표준의 필요에 의해

NMEA-0180,0182 표준을 발표하였고 1995년에 NMEA-0183은 IEC61162-1 표준으로, 1998년에 NMEA-0183 High Speed는 IEC61162-2 표준으로 각각 IEC(International Engineering Consortium)에 의하여 승인되었다. 근래 까지 ECDIS, GPS, AIS 등의 선박 전자 장치간의 인터페이스의 표준으로 사용되어 왔다.

본 논문에서는 현 BNWAS에서 주로 사용되어지는 저속의 NMEA-0183 기반의 통신 프로토콜을 중심으로 이를 이용한 멀티미디어 데이터를 사용하기 위한 방안을 제안하였다.

II장에서는 BNWAS와 NMEA-0183에 대해서 설명하였고, III장에서는 제안한 NMEA-0183 기반의 멀티미디어 전송방안에 대해서 설명하였다. 마지막으로 IV장에서 결론을 맺었다.

II. 본론

2.1 BNWAS

기존 BNWAS 시스템은 MNEA 0183 인터페이스를 기준으로 기존 경보 장치를 선교(Bridge)에서 운영하고자 하였다. 또한 이러한 시스템은 기본적으로 당직사관의 책임감있는 선박 운영을 목표로 하여 안전한 선박 운항을 돕고자 하는 목적으로 시스템이 제안되었으며 [그림 1]와 같은 구조를 가지고 있다.

현재 국제해사기구(IMO) 해사안전위원회(MSC) 제 86차에서 채택된 Res. MSC. 282(86)에 따라 SOLAS 제V장 19규칙의 2.2항이 개정되어 선교 항해당직 경보

장치 (Bridge Navigational Watch Alarm System; BNWAS)의 강제탑재 요건이 2011년 1월 1일부로 발효된다.

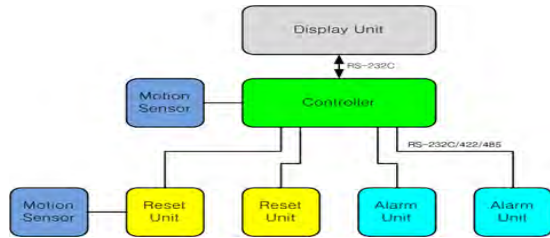


그림 2. BNWAS 시스템 구조

2.2 NMEA-0183

NMEA-0183의 구성은 3가지 레이어로 구성되어 있으며, 각각 Physical Layer, Datalink Layer, Application Layer로 시스템 구성을 만족하도록 설계되었다. Physical Layer은 RS-232, RS-422의 통신 방법을 정의하였으며, Datalink Layer는 Baud rate와 Data bit 그리고 Stop bit 등에 대해서 정의하였다. 그리고 Application Layer는 데이터를 전송하는 Sentence에 대한 규약을 정의하였다.

NMEA-0183의 데이터 표현은 ANSI 표준인 7Bit ASCII에 의한 비동기 시리얼 통신 방식을 사용하도록 되어 있다. [그림 2]와 같은 구조로 데이터를 표현하도록 되어 있다.

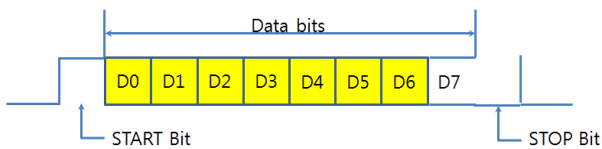


그림 2. NMEA-0183 데이터 구조

IEC 61162-1은 NMEA0183 Low speed이고 IEC 61162-2는 NMEA 0183 High speed 이다. IEC 61162-1은 4800 BPS, 8비트데이터 패리티 없음, 1 스톱비트인 직렬통신이며, IEC 61162-2는 38.4kBPS, 8비트데이터, 패리티 없음, 1스톱비트, 직렬통신이다.

NMEA-0183은 [표 1]와 같이 예약되어서 사용되는 문자들이 있다. 문장의 시작을 나타내는 '\$' 또는 '!', 문장의 끝을 나타내는 '<CR>'와 '<LF>', 문장의 각 영역을 구분하는 ',' 및 검사합(Check-Sum) 영역을 표시하는 '*'등을 대표적으로 사용하게 되어 있다. NMEA-0183에서 사용하는 문자는 0x20 ~ 0x7E 사이의 모든 문자를 사용할 수 있으며, [표 1]에 소개한 예약어를 제외한 출력 가능한 문자를 사용한다. 정의되

지 않은 문자를 표현하기 위해서는 [표 1]에 소개한 예약어를 사용하여 그 뒤에 2자리의 ASCII 문자로 표현함으로써 표현할 수 있다.

표 1. NMEA-0183 필드별 데이터 포맷

	Hex	Dec	
<CR>	0D	13	Carriage return (End of sentence delimiter)
<LF>	0A	10	Line feed (End of sentence delimiter)
\$	24	36	Start of Parametric sentence delimiter
*	2A	42	Checksum field delimiter
,	2C	44	Field delimiter
!	21	33	Start of Encapsulation sentence delimiter
\	5C	92	TAG Block Delimiter
^	5E	94	Code delimiter for HEX representation of ISO 8859-1 character
~	7E	126	Reserved of future use
	7F	127	Reserved of future use

NMEA-0183 문장은 최대 82자로 구성되며, 시작 구분자와 종결 구분자를 제외하면 79자로 구성되며, 4,800bps는 초당 480자를 전송할 수 있는 속도이므로 82자로 구성된 문장을 전송할 경우 대략 1초에 6문장을 전송 가능하다.

NMEA-0183에서 정의된 문장은 Parametric, Encapsulation, Query, Proprietary 문장으로 구성되어 있으며, 대표적으로 가장 많이 사용되는 것은 Parametric 문장이다. Parametric 문장은 '\$' 구분자를 시작으로 하는 문장으로 NMEA-0183 표준에서 정의한 승인된 문장(Approved Sentence Formatter) 형식들을 표현하기 위한 문장이다. [그림 2-2]에서 문장의 구조를 풀어 소개하였다.

모든 데이터는 ASCII 코드로 전송되며 MSB(d7)은 0으로 설정 된다. 데이터포맷 프로토콜 필드는 주소필드와 데이터필드로 구성되며, 유효문자와 null field가 적합한 구분자로 구분된다. 주소 필드는 센텐스의 처음 필드이고 \$ 또는 !구분자로 시작하고 데이터를 정의하는데 사용한다. \$구분자는 전통적인 파라미터를 구성하는데 사용하고 !구분자는 특수한 목적으로 캡슐화된 데이터 또는 구분되지 않은 필드 구성규칙에 사용한다. 데이터필드는 , 구분자로 구분되고 ^ 구분자를 포함한다. Null 필드는 ,, 또는 * 구분자를 사용한다. 체크섬구분자는 *를 사용한다.

III. NMEA-0183 기반 멀티미디어 전송 알고리즘

정해진 시간(3~12분)내에 경보유닛을 통한 사용자의 초기화(리셋: reset) 기능이 수행되지 않았다면, 전체 시스템을 관리하는 감독자는 해당하는 경보유닛의 상황

을 실시간으로 모니터링 할 필요가 있다.

카메라의 기능이 담긴 이미지 센서 등을 활용하여, 당직자의 지정장소에서의 근무/이탈 확인 및 수면여부를 동영상정보를 활용하여 확인할 수 있다.

감독자의 위치에서 감시를 위한 시스템과 당직자에서 처리하는 시스템의 통신관계를 서버클라이언트 관계로 구성할 수 있으며, 감독자시스템인 디스플레이 유닛(Display Unit 또는 TLC Unit)을 서버로 정의하면, 이 유닛에 초기화 정보를 전달하는 모든 리셋유닛들은 클라이언트 모델로 정의할 수 있으며, 이 두 시스템간의 동작구조는 다음의 그림에서와 같이 표현할 수 있다.

정해진 시간(3~12분)내에 경보유닛을 통한 사용자의 초기화(리셋: reset) 기능이 수행되지 않았다면, 전체시스템을 관리하는 감독자는 해당하는 경보유닛의 상황을 실시간으로 모니터링 할 필요가 있다.

카메라의 기능이 담긴 이미지 센서 등을 활용하여, 당직자의 지정장소에서의 근무/이탈 확인 및 수면여부를 동영상정보를 활용하여 확인할 수 있다.

감독자의 위치에서 감시를 위한 시스템과 당직자에서 처리하는 시스템의 통신관계를 서버클라이언트 관계로 구성할 수 있으며, 감독자시스템인 디스플레이 유닛(Display Unit 또는 TLC Unit)을 서버로 정의하면, 이 유닛에 초기화 정보를 전달하는 모든 리셋유닛들은 클라이언트 모델로 정의할 수 있으며, 이 두 시스템간의 동작구조는 [그림 3]에서와 같이 표현할 수 있다.

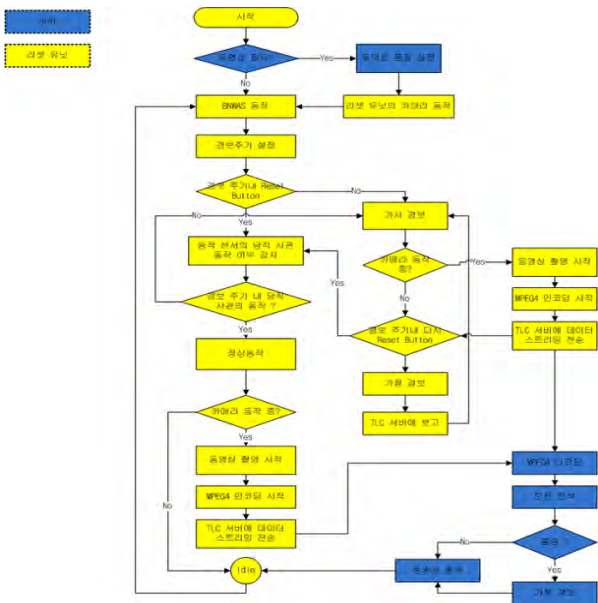


그림 3. 구현된 애플리케이션

BNWAS 시스템을 시작하는 단계, 또는 운영중에

감독자는 화상정보를 보고받을 것인지에 대한 서비스 유무를 설정할 수 있다. 화질 및 초당 프레임 수 등의 정보를 입력하여, 멀티미디어 데이터 전송 서비스를 위한 품질을 설정할 수 있다. 이로써, 모든 리셋유닛에 장착된 모든 카메라가 동작할 수 있는 대기상태로 진입하여 녹화의 작업을 진행 한다. 이 때, 녹화되는 정보는 감독자의 유닛(디스플레이 유닛)에 곧바로 전송되지 않으며, 감독자로 부터의 동영상 전송 요구가 있을 시 전송되거나, 주기적 알람초기화시간이 초과한 경우에 전달된다.

MNEA 0183 인터페이스를 통한 저속 데이터 전송률에서 멀티미디어 데이터의 원활한 스트리밍 서비스를 위해, 데이터의 압축 기술이 필요하다. 이를 위한 압축으로 본 과제에서는 MPEG4의 인코딩을 수행한다. MPEG4의 인코딩을 위한 다양한 압축기법들이 연구되어오고 있다. 본 과제를 위해 이 기법 중 영상의 개방형 압축기법 중에 하나인 JPEG 기법을 활용하였다.

전달된 영상정보는 디코딩되어, 감독자의 화면에 출력되 되며 동시에, 동영상의 이미지 패턴 등을 분석하여 당직자의 근무 및 이탈 등을 식별한다. 마찬가지로 근무자 영상의 규칙적인 화소이동(특정 영역의 상하이동)을 분석하여 졸음여부를 판별한다.

마지막으로, 자리의 이탈 및 졸음 등이 감지되었을 때, 당직자 주변에 가청정보를 하며, 감독자로 하여금 특별한 조치(비상전화 및 현장방문 등)를 수행할 수 있도록 환경을 구성한다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

현재 NMEA-0183 프로토콜은 1980년대 초부터 선박 전자 장치의 통신 인터페이스의 표준으로 사용되어오고 있다. NMEA-0183은 시리얼 단방향 통신, 4800bps의 통신 속도, 86byte의 크기의 ASCII 코드로 구성된 메시지로 구성되어 있고, 현재까지 다수의 선박 전자 장치간의 인터페이스로 사용되어 왔으나, 기술의 발전으로 인해 보다 많은 선박 전자 장치 및 육상과의 효율적인 네트워크 구성을 위해 NMEA-2000 프로토콜을 제정하게 된다.[1]. 하지만, 국내 선박용 항해·통신 장비 업체들에서 제작된 장비들은 NMEA 0183 표준 규격을 따르고 있다. 이러한 표준규격 내에서의 저속의 데이터 전송으로 인한 향후 NMEA 2000에서의 멀티미디어 전송 및 USN 장비 호환을 위해서는 보다 효율적인 전송 처리 방안이 필요하다. 이러한 문제를 해결하기 위해서는 NMEA-0183 표준 문서를 토대로 표준 규격에 대한 체계적인 연구

가 이루어져야 하며, 이를 통하여 NMEA 0183을 수신할 수 있는 멀티미디어 전송 알고리즘을 설계 및 구현하여 국내 업체들에서 쉽게 이용할 수 있도록 보급되어야 한다.

참고문헌

- [1] Membership Information in NMEA,
<http://www.nmea.org>
- [2] Frank Cassidy - Chairman of NMEA,
"NMEA2000 Explained - The Lastest Word",
1999.03.02
- [3] NMEA-0183(IEC61162-1), Standard for
Interfacing Marine Electronic Devices, Ver 3.01,
2002.01.01
- [4] NMEA-0183-HS(IEC61162-2), 38.4K Baud
Serial-Data Standard for Interfacing Marine
Electronic Devices, Ver 1.01, 2002.11.01
- [5] EIA/TIA-232-E: Interface Between Data
Terminal Equipment and Data
Circuit-Termination Equipment Employing Serial
Binary Data Interchange.
- [6] EIA/TIA-422B: Electrical Characteristics of
Balanced Voltage Digital Interface Circuits
(ITU-TRV.11)

분산 안테나 시스템의 안테나별 수신 신호 전력을 조합 활용하는 에너지 레벨 지도 생성

*김소연, 김윤수, 강호식, 성원진
서강대학교 전자공학과
E-mail: wsung@sogang.ac.kr

Generation of an Energy-Level Map by Combined Usage of Antenna Reception Power in Distributed Antenna Systems

*Soyeon Kim, Yoonsoo Kim, Hosik Kang, and Wonjin Sung
Department of Electronic Engineering
Sogang University

Abstract

By using distributed antennas, an improved simulator can be implemented to draw an energy-level map. The proposed simulator exploits the variance of the signal energy level, and the system is modeled on Rayleigh fading channels in a cellular mobile environment. The proposed method can be utilized for efficient spectrum sensing in cognitive radio systems.

I. 서론

스마트폰과 태블릿 PC 등 모바일 정보통신 기기 사용의 급속한 확대에 인하여 모바일 데이터 트래픽의 양이 폭증하고 있다. 모바일 멀티미디어 데이터 처리 능력의 비약적인 발전으로 이러한 서비스들을 제공하기 위한 광대역 고속 통신기술의 개발 및 필요한 주파수 자원의 확보에 대한 요구도 함께 급속히 증가되고 있다. 더불어 ITU (international telecommunication union)에서 권고하는 4G 이동통신 시스템 규격인 최대 1 Gbps의 데이터 전송 속도를 지원하기 위해서는 LTE-Advanced 시스템을 위한 주파수 대역 확보가 매우 중요하다 [1]. 이를 해결하기 위한 방법들 중 한 가

지로 인지무선 (Cognitive Radio; CR)기술을 제시할 수 있다. CR 기술은 무선단말기가 주변의 스펙트럼을 센싱하여 비어 있는 채널 정보를 활용하여 통신할 수 있도록 하는 기술이다. 이를 통해 해당대역을 추가적인 대역으로 활용함으로써 주파수 사용 효율을 효과적으로 향상시킬 수 있다. 그러나 해당 주파수 대역이 이미 사용하고 있는 PU (Primary User)의 성능 저하를 초래하지 않는 것이 중요하므로 SU (Secondary User)가 비어 있는 채널을 사용할 때에는 PU의 위치와 주파수 사용 현황을 정확하고도 신속하게 파악하여야 한다. 따라서 통신 성능에 영향을 주지 않도록 하기 위한 센싱 기술 개발이 요구된다.

본 논문에서는 수신 신호를 바탕으로 PU의 위치와 송신 신호의 세기를 추정하는 알고리즘을 제안하고, 수신기의 개수에 따라 PU의 위치 추정 정확도를 평가하도록 한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 시스템 모델 및 PU 검출 알고리즘을 설명하고 III장에서 제안한 방식의 성능을 평가하며, IV장에서 결론을 맺는다.

II. 제안 방식

2.1 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1과 같은 단일 셀 환경을 고려한다. PU와 수신기는 셀 내에서 임의의 위치에 생성되

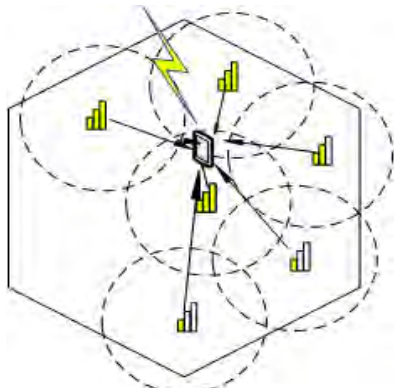


그림 1. 검출 알고리즘 개념도

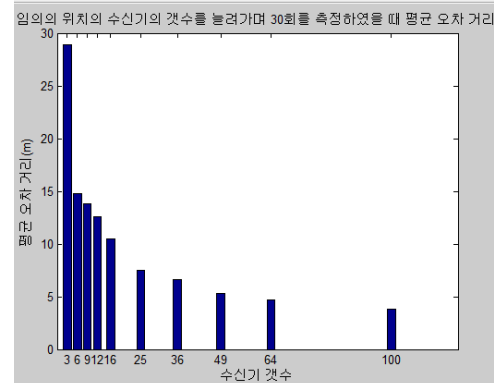


그림 2. 안테나 개수에 따른 PU 추정 평균오차거리

며 k 번째 수신기에서 수신 신호는 다음과 같이 정의된다.

$$y_k = h_k x + n_k \quad (1)$$

여기에서 x 는 PU의 송신신호 벡터이고 h_k 는 k 번째 채널 특성을 나타내는 벡터이다. h_k 의 각 원소는 평균은 0이고 분산은 1인 레일리 페이딩 분포를 따른다. n_k 는 k 번째 수신기 채널에 생긴 잡음을 나타내며 평균이 0이고 분산은 σ^2 인 가우시안 분포를 따른다.

또한 전파의 반사나 회절로 인한 수신 전력의 감소가 발생하여 송신 신호의 감쇠가 일어나기도 한다. 그중 자유공간 경로손실 모델은 전파의 흡수, 반사, 굴절, 회절 등과 같은 방해요소가 없는 환경을 나타내고 그 식은 다음과 같다.

$$L_f = \left(\frac{4\pi f_c d}{c} \right)^2 \quad (2)$$

여기에서 d 는 PU에서 수신기까지의 거리이고 f_c 는 방송파 주파수이며, c 는 전파 전파의 속도이다.

2.2 PU 검출 알고리즘

수신기에서 수신한 신호 세기를 이용하여 최종적인 PU의 위치를 추정할 수 있다. 먼저 각 수신기에서 수신하는 PU의 신호의 에너지를 추정한다. 각 수신기에서 추정된 신호에너지의 평균과 그에 따른 분산을 구한다. 그 후에 각각의 에너지 분산 값이 최소가 되는 지점을 찾아 이를 토대로 PU의 위치를 추정한다.

III. 성능 평가

제안한 PU 위치추정 방식의 성능을 평가하기 위한 실험을 진행하였다. 수신기의 개수에 따라 달라지는 PU의 위치추정 정확도를 평균 오차거리로 비교해 보면 그림 2와 같다. 수신기의 개수가 25개 이상이면 수

신기의 개수에 따른 PU의 위치추정 정확도에 차이가 많이 나지 않는 것을 알 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 페이딩과 경로손실을 적용한 통신 환경에서 다수 수신기의 에너지 레벨 정보를 활용한 PU의 위치 추정 방식을 제안하였다. 또한 수신기의 개수에 따른 통계적인 성능을 분석함으로써 인지무선 환경에서 PU의 신호를 수신하는 사용자들의 수에 따른 위치 추정 정확도를 비교하였다. 이 결과를 바탕으로 실제 환경에서 고려되어지는 요소들을 추가하고 PU의 개수를 늘려 각 PU의 위치를 센싱하는 연구로 확장 가능하다.

ACKNOWLEDGEMENT

본 연구는 미래부가 지원한 2013년 정보통신·방송 (ICT) 연구개발사업 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT 연구센터 지원사업 (NIPA-2013-H0301-13-3002)의 연구결과로 수행되었음.

참고문헌

- [1] 김창주, "Cognitive Radio 기술 동향", 전자통신 동향분석, 제21권, 제4호, pp. 62-69, 2006.
- [2] 강범주 외, "스펙트럼 센싱 이슈 및 현황 : IEEE 802.22 표준화를 중심으로", 한국통신학회지, 제 24권, 제9호, pp. 49-59, 2007.
- [3] 신오순, "무선인지 시스템을 위한 수신기 중심 스펙트럼 센싱 기술", 전자공학회논문지, 제48권, TC편, 제2호, pp. 43-48, 2011.

통화 기록을 이용한 사용자의 패턴 분석 알고리즘에 관한 연구

김유성, 송지훈, 윤석훈, 최선태, 조위덕
아주대학교 전자공학부

e-mail : greentea56@naver.com, ssroc9@hanmail.net, cotial0808@gmail.com,
shiptaek@gmail.com, wdukecho@gmail.com

A Study On User's Pattern Analysis System By Using Call List

You-Sung Kim, Ji-Hoon Song, Suk-Hoon Yoon,
Sun-Taag Choe, We-Duke Cho
Electronic Engineering Ajou University

Abstract

In this paper, we make mobile application to analyze the call patterns of the user. By providing information to the user about the pattern of the others, contact each other efficiently. Collected data is GPS-log and call-log of smart phone, and server analyze the probability data through timetable and call status (incoming, outgoing, missed, deny) of each location, then processed data is provided to user. This service is designed to assist the user by improving the convenience of call management and schedule management.

I. 서론

최근에 사용자의 개인화된 정보를 바탕으로 각 사용자에게 최적화된 서비스를 자동으로 제공하려는 연구가 활발하게 진행 중이다. 지능화, 개인화된 서비스는 컴퓨팅 오버헤드, 개인정보 보호 등의 측면에서 손실이 있는 반면, 사용자의 서비스 접근성과 유용성, 편의성 등을 큰 폭으로 향상시킬 수 있다는 것이 장점이다.[1] 국내에서 사용자에게 최적화된 서비스가 실제

적용된 예로는 삼성분관 사무실에서 실시했던 부재현황 제공 전광판 서비스를 들 수 있는데, 이는 직원 한 사람 한사람이 회의 중인지, 부재 중인지, 자리에 있는지 등을 표시하여 불필요한 전화통화를 없애자는 취지로 제공되었다. 그리고 2000년대부터 부재 중 다른 곳으로 전화를 돌려받을 수 있는 착신전환 서비스 수요가 확대되고 있다. 이처럼 착신전환 서비스 수요가 급증하는 것은 인터넷의 확산과 함께 전화를 이용하여 영업하는 음성사업이 크게 늘어나고 있는 데다 맞벌이가정의 증가로 부재 중 전화연결의 필요성이 커지고 있기 때문이다. 이와 같이 사용자 상황정보나 개인정보를 기반으로 각 사용자에게 최적화된 서비스를 제공하는 사용자 적응형 서비스를 컨텍스트 인지기반 서비스, 혹은 컨텍스트 인지기반 컴퓨팅이라 한다.[2,3] 최근에는 다양한 종류의 컨텍스트 사용하여 서비스를 제공하고자 하는 추세이다.[3,4,5]

본 논문은 여러 컨텍스트 중 특히 사용자 컨텍스트와 시간 컨텍스트를 중점적으로 사용자 맞춤형 서비스를 제공한다. 본 논문에서는 지능형 서비스를 위한 환경으로 사용자 접근성과 로그 수집의 용이함을 고려하여 스마트폰 모바일 환경을 채택하였으며[6], 사용자 컨텍스트와 시간 컨텍스트를 도출하기 위해 모바일 디바이스 상에 축적되어 있는 로그를 사용한다. 그리고 사용자 맞춤형 서비스를 구현하기 위해 컨텍스트 히스토리와 사용자의 현재 요구 사항을 비교하여 서비스를 제

공하는 방법을 채택하였다. 연구를 통해 불필요한 통화량을 줄이고, 자신의 통화 패턴을 파악하여 효율적인 스케줄을 관리하고, 타인에게 연락가능 시간대를 제공하는 것을 목표로 한다. 또한, 사용자 컨텍스트로 통화목록, GPS 로그데이터를 수집하여 서버에서 패턴을 분석한다. 그리고 사용자가 요청한 정보를 제공함으로써 원활한 통화가 이루어지도록 한다. 이러한 서비스는 사용자의 스케줄 관리 보조 및 사용자의 통화 관리 편의성을 증대하기 위해 설계되었다.

II. 본론

2.1 서비스 알고리즘

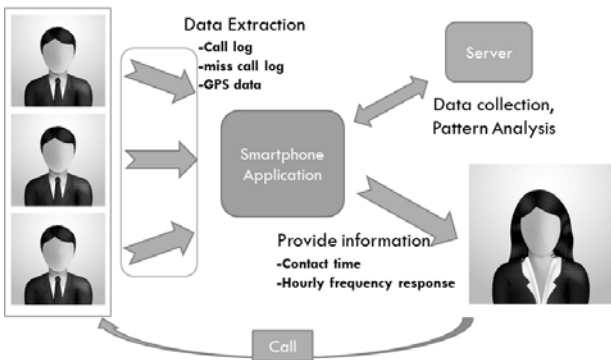


그림 1. 주제에 대한 개념도

본 논문에서는 사용자의 통화목록과 GPS데이터를 수집한다. 수집된 데이터를 모바일 응용프로그램을 통해 서버로 전송한다. 데이터는 시간과 요일에 따라 수신 가능한 확률을 제공할 수 있도록 분석되어진다. 또한 위치에 따라 수신 가능한 확률도 제공할 수 있도록 가공되어진다. 사용자가 다른 사용자와 통화를 원할 때, 데이터를 제공함으로써 부재중 전화를 줄이고, 원활한 통화를 가능하게 한다.

2.2 데이터 수집 및 구조

본 논문에서는 사용자의 통화 패턴을 분석하기 위해서, 사용자의 통화 기록을 매시간 한번씩 주기적으로 수집한다. 또한, GPS정보도 10분간격으로 수집하여 사용자의 위치와 통화기록을 매칭하게 된다. 즉, 전화를 수·발신 할 때, 통화로그뿐만 아니라 위치 값까지 기록하여 서버에 저장하는 것이다. 서버에 저장되는 데이터의 구조는 표1.과 동일하다.

표 1. 데이터 저장 구조

	Flag	Phone_Num	Day	Time	GPS_Lat	GPS_Lng
Data	수·발신 여부	전화번호	날짜	시간	위도	경도

다음과 같이 수집된 데이터를 가공하여 사용자에게 제공한다.

III. 구현

3.1 시간, 요일 데이터

본 논문에서는 사용자에게 불필요한 통화량을 줄이고, 타인에게 연락가능 시간대를 제공하기 위해서, 사용자에게 대한 통화로그를 분석하였다. 그림2~4는 사용자에게 대한 통화로그 분석 결과이다.

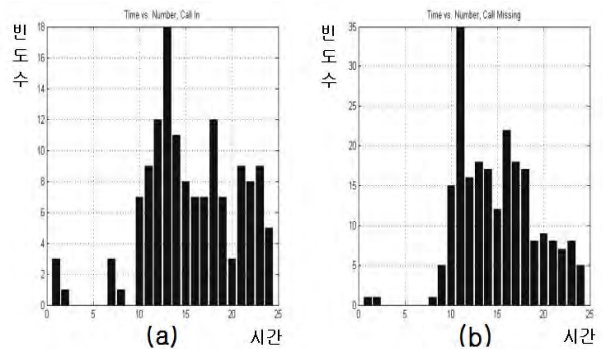


그림 2. 통화목록 - 시간에 대한 빈도수
(a)시간별 수신전화 (b)시간별 부재중전화

그림 2.에서 살펴보면, 11시경에는 전화를 받는 횟수보다 전화를 받지 못하는 부재중 전화의 비율이 확실히 높다는 것을 확인 할 수 있다. 즉, 11시경에는 전화를 받지 못할 가능성이 크다는 것을 알 수 있다.

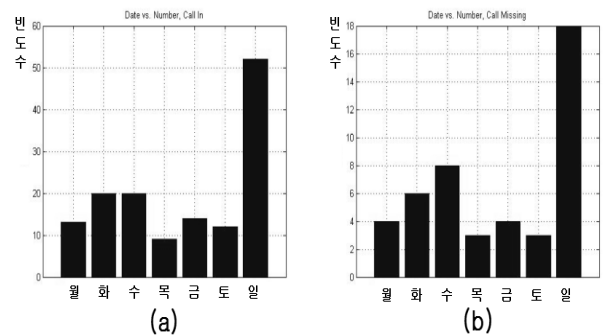


그림 3. 통화목록 - 요일에 대한 빈도수
(a)요일별 수신전화 (b)요일별 부재중전화

그림 3.에서 살펴보면, 목요일에 전화를 받는 횟수보다 전화를 받지 못하는 부재중 전화의 비율이 높다는 것을 확인 할 수 있다. 즉, 목요일에는 전화를 받지 못할 가능성이 크다는 것을 알 수 있다.

$$\frac{T_{in}}{T_{in} + T_{out} + T_{deny} + T_{miss}} \quad (\text{식 1})$$

$$\frac{T_{miss}}{T_{in} + T_{out} + T_{deny} + T_{miss}} \quad (\text{식 2})$$

식 1은 각 요일에 대한 전화목록에서 특정 시간에 대한 전화목록의 확률을 구한다. 그리고 각 요일에 대한 전화수신목록에서 특정 시간에 대한 전화수신목록의 확률을 구하여 아래의 그림 4.의 왼쪽 그림을 얻을 수 있다. 식 2는 각 요일에 대한 전화목록에서 특정 시간에 대한 전화목록의 확률을 구한다. 그리고 각 요일에 대한 부재중목록에서 특정 시간에 대한 부재중목록의 확률은 구하여 아래의 그림 4.의 오른쪽 그림을 얻을 수 있다.

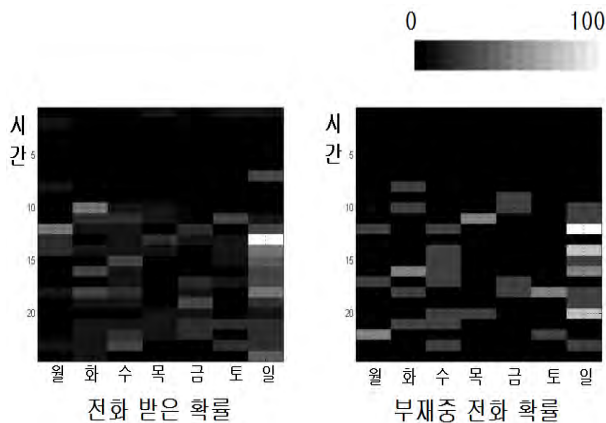


그림 4. 요일별 시간에 대한 수신여부 확률

그림 4.에서 확인 할 수 있듯이, 각 사용자에게 대하여 특정 시간 혹은 요일에 전화를 받거나 받지 못하는 경우를 확인하여 부재중 전화 패턴 및 스케줄을 정리한다. 이를 다른 사용자에게 정보를 제공함으로써 상호간의 전화가 원활하게 이루어 질 수 있도록 한다.

3.2 위치 데이터

본 논문에서는 시간, 요일 정보뿐만 아니라 위치정보를 사용하여 사용자에게 정보를 제공한다. 수집된 GPS 데이터를 표준화하여 사용자가 어느 지역에 있는지 확인 가능하도록 한다. 가령, 학교, 집, 회사등을 구분정도 할 수 있는 구역으로 나누어 GPS값을 매칭하는 것이다.



그림 5. 측정된 GPS데이터를 정해진 구역에 매칭

이때, 그림5.와 같이 GPS정보를 소수 셋째자리에서 반올림하여 둘째자리까지 표현한다. 가공된 GPS값은 약 $1km^2$ 의 면적을 표현한다. 즉, $1km^2$ 내에 있으면 같은 지역에 있다고 간주하는 것이다. 이를 통하여 사용자의 대략적인 위치를 파악한다. 위치 정보 데이터는 약 10분마다 갱신되며, 전화기록을 해당하는 시간의 위치와 매칭한다.

$$\frac{P(\text{Missed Call List}|\text{Place})}{P(\text{Call List}|\text{Place})} \quad (\text{식 3})$$

위의 식 3에서와 같이 해당장소에서 이루어진 모든 통화 기록과 해당장소에서 받지 못한 부재중 기록을 연산하여 각 장소에서 전화를 받지 못할 확률을 사용자에게 제공한다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 사용자에게 불필요한 통화량을 줄이고, 타인에게 연락가능 시간대를 제공하기 위해서 통화목록 및 GPS 데이터를 수집할 수 있는 모바일 응용 프로그램을 개발하였다. 이를 통해 얻은 데이터를 분석하여 사용자에게 제공하여 상호간의 전화가 원활하게 이루어 질 수 있도록 한다. 즉, 부재중 통화와 불필요한 전화를 줄여, 사용자간의 통화를 원활하게 할 수 있도록 도와주는 것이다. 사용자에게 통화가능여부를 제공하기 때문에, 사람이 많은 장소, 사용자가 많이 통화하는 시간에 기지국에 과부하를 줄여 통신이 원활하게 이루어질 수 있도록 한다. 통화목록은 다양한 정보를 포함하고 있다. 그러므로 연구를 보다 심화한다면 개인의 생활 습관이나 패턴을 통해 스케줄에 대한 추

적이 가능하다. 향후 연구에서는 본 연구를 통해 개발된 시스템을 통해 사용자의 스케줄을 추적하여 스케줄 관리 보조역할을 할 수 있는 연구를 다룰 예정이다. 또한, 사용자의 통화목록과 위치데이터를 통해 사용자의 과거로부터 현재까지의 정보를 분석하여 미래의 스케줄을 예측하는 알고리즘에 대해서도 다룰 예정이다.

참고문헌

- [1] H.V.Kranenburg, M.S. Bargh, S. Iacob, and A.Peddemors, "A Context Management Framework for Supporting Context-Aware Distributed Applications," Communications Magazine IEEE, Vol.44, No.8, pp. 67-74, 2006.
- [2] G.D. Abowd, A.K. Dey, P.J. Brown, N. Davies, M. Smith, and P. Steggles, "Towards a Better Understanding of Context and Context-Awareness", Lecture Notes in Computer Science, Vol.1707, pp.304-307, 1999.
- [3] G. Chen and D. Kotz, A Survey of Context-Aware Mobile Computing Research, tech. report TR2000-381, Dept. of Computer Science, Dartmouth College, Hanover, 2000.
- [4] S. Kouadri, and B. Hirsbrunner, "Towards a Context Based Service Composition Framework", Proc. of the 1st International Conference on Web Services (ICWS), 2003.
- [5] A. Krause, A. Smailagic, and D.P. Siewiorek, "Context-Aware Mobile Computing: Learning Con-text-Dependent Personal Preferences from a Wea-rable Sensor Array", IEEE Transactions on Mobile Computing, Vol.5, No.2, pp. 113-127, 2006.
- [6] M. Raento, A. Oulasvirta, R. Petit, and H. Toi-vonen, "ContextPhone: A prototyping platform for context-aware mobile applications," IEEE Perva-sive Computing, Vol.4, No.2, pp. 51-59, 2005.

칼만필터를 이용한 기압고도계와 GPS 고도의 융합 분석

*김남혁, 박지호

대구경북과학기술원 IT융합연구부

e-mail : *nhkim@dgist.ac.kr*, *chpark@dgist.ac.kr*

A barometric altitude sensor and GPS altitude system fusion by using Kalman filter

*Nam-Hyeok Kim, Chi-Ho Park

Department of IT convergence

DGIST

Abstract

A code based GPS indicates relatively high error rates on vertical distribution compared to horizontal distribution. For this reason, most navigation company cannot rely on the GPS altitude data. In this paper, we suggests a new method to enhance altitude estimation using Kalman filter that consists of a barometric altitude sensor and GPS altitude. Experiment demonstrates the effectiveness of our method by reducing altitude error under 10 meters.

I. 서론

GPS(Global positioning system) 분야는 사용자 제약(SA : selective availability)가 해제된 이후 수평오차 10m 내외의 정확도를 갖게 되어 차량용 내비게이션 산업에 널리 활용되고 있다. 그러나 수직오차는 수평오차에 비해 오차가 크다는 이유로 내비게이션 분야에서 활용되지 못하고 있다[1]. 이를 해결하기 위한 수단으로 INS(Inertial Navigation System)와 융합을 위한 연구가 활발히 진행되고 있으나, 저가형 INS 센서의 경우 오차가 크고 누적되므로 상용화에는 많은 어

려움이 있다. 따라서 본 논문에서는 일반적인 레저용 기압고도계와 상용 GPS의 고도를 칼만필터를 이용하여 융합하고 이를 수치지도의 고도데이터와 비교하여 정확도를 검증하기로 한다.

II. GPS 고도데이터 오차 원인

대표적인 TOA(Time-Of-Arrival) 측정치 기반 항법 시스템인 GPS의 위치오차는 의사거리 측정오차와 위성의 배치에 영향을 받게 된다[2]. 이 중 위성의 배치 상태를 수치적으로 표현하는 것을 DOP(Dilution of Precision)이라 하고, 그 수치가 작을수록 위치 좌표의 정확성은 높아진다. 기하학적으로 위성의 배치가 양호한 경우, DOP 수치는 낮아지나, 위성이 한 방향에 치우치거나 밀집된 경우, DOP 수치가 높아지고 위치 정확도는 떨어지게 된다. 수평적 위치 결정과는 달리 수직적 위치 결정에서 GPS 수신기는 한 방향, 즉 공중으로부터만 신호를 수신하여 고도를 결정하므로 그 정확도가 낮을 수밖에 없는 한계를 지닌다[1].

III. 기압고도계

기압고도계는 고도에 따른 대기의 온도와 압력 변화를 모델링하여 고도를 계산하는 장비로서, 대기의 온도와 압력을 측정하는 센서와 이를 이용하여 고도를 계산하는 대기자료 컴퓨터로 구성된다. 그러나 대기자료 컴퓨터에 저장된 자료는 표준대기자료로서 실제 대기와 차이를 갖게 되고 이러한 차이는 고도의 오차에 영향을 주게 된다[3]. 이러한 이유로 기압 고도계는 측정초기 고도를 보정해줄 필요가 있다. 그러나 짧은 시간에 급격한 기상변화가 없는 경우 고도 오차는 크지 않으므로 이를 GPS의 고도와 융합하면 고도데이터의 정확도를 향상 시킬 수 있다.

IV. 칼만필터를 이용한 융합 알고리즘

GPS 고도오차는 시간에 대해 독립적이지만 주변 환경에 영향을 많이 받는다. 반면, 기압 고도계는 실제대기모델과 표준대기모델이 다른 경우 오차를 갖게 되고 주변 환경의 변화에는 영향을 받지 않는다. 따라서 두 센서를 칼만필터를 통해 융합하기로 한다. 그림 1은 기압고도계와 GPS의 융합순서를 도식화 한 것이다.

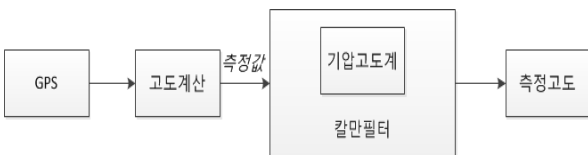


그림 1. GPS와 기압고도계 융합 순서

칼만필터의 처리 과정은 예측과 추정 과정으로 이루어진다. 예측 단계에서는 다음 스텝의 상태와 오차 공분산을 예측한다. 즉, 다음 스텝의 고도와 고도 오차의 공분산을 예측하게 된다. 예측 단계를 수행하기 위해 시스템 모델을 확정하면 다음과 같다.

$$A = \frac{B_k}{B_{k-1}} \quad (1)$$

$$\hat{x}_k^- = A \hat{x}_{k-1} \quad (2)$$

$$P_k^- = A P_{k-1} A^T \quad (3)$$

시스템모델 변수 A 는 기압고도계의 고도 변화율을 통해 계산되고, 고도 예측값 \hat{x}_k^- 는 이전 스텝의 측정 고도값 \hat{x}_{k-1} 을 통해 얻어진다. 오차 공분산의 예측 P_k^- 도

이전 스텝의 공분산을 통해 예측된다. 예측된 고도 상태값과 오차 공분산을 이용하여 칼만 이득 K_k 를 계산한 후, GPS 고도값을 측정값 Z_k 로 하여 다음 스텝의 고도값과 오차 공분산을 갱신한다.

$$K_k = P_k^- H^T (H P_k^- H^T + R_k)^{-1} \quad (4)$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (z_k - H_k \hat{x}_k^-) \quad (5)$$

$$P_k = P_k^- - K_k H P_k^- \quad (6)$$

V. 실험

실험은 고도 변화가 일어나는 입체도로가 많이 형성된 대구시내 신천대로 약 7km 구간에서 수행하였다. 약 700 epoch 동안 관측하였고, 주행속도는 관측 정확도를 위해 시속 60km 이내로 유지 하였다. 실험장비는 상용 GPS '스토리시 포켓 GPS'와 레이저용 기압 고도계 'ADC Summit'을 사용 하였다.

그림 2는 칼만필터를 통해 융합한 결과이다. 측정고도는 해발고도를 기준으로 비교하였고, 2009년 제작된 수치지도의 등고선 데이터를 기준으로 DEM(Digital Elevation Model)을 생성하여 측정점의 고도를 추출하여 비교 분석 하였다.

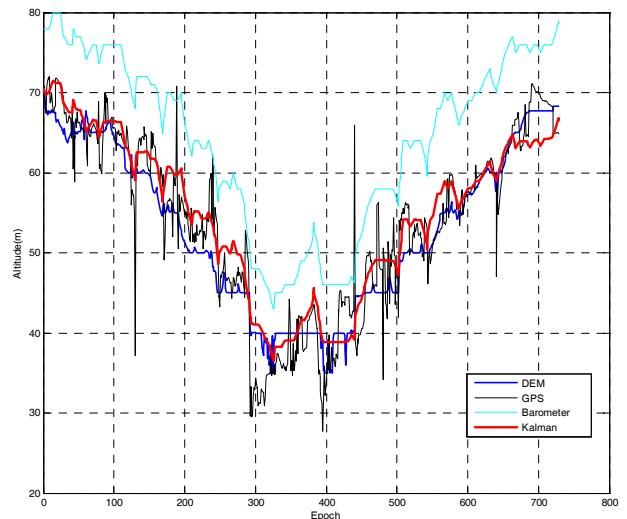


그림 2. 장비별 측정고도 및 칼만필터 융합 결과

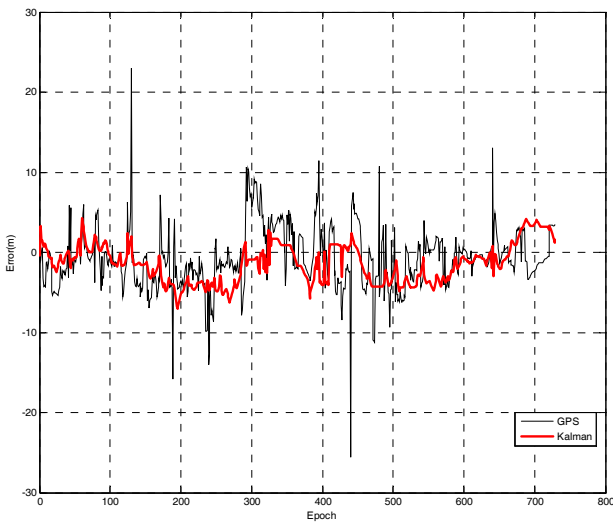


그림 3. 수치지도 기준 고도 오차

그림 2와 그림 3에서 볼 수 있듯이 GPS 고도가 급격히 변화하므로 데이터 신뢰도가 낮아 활용이 어렵다. 그러나 기압고도계의 경우, 절대적인 고도오차는 크지만 고도의 변화는 안정적인 변화를 보이는 것을 알 수 있다. 표 1은 GPS 고도와 기압 고도계를 칼만 필터를 통해 융합한 결과의 오차이다.

표 1. 수치지도 기준 고도 오차 분석(단위 : m)

	MAX	MIN	MEAN	STD	RMS
GPS	22.99	-25.62	-0.78	3.80	3.88
Kalman	4.28	-7.09	-1.42	2.40	2.79

표 1에서 알 수 있듯이 최대오차 및 최소오차가 10m 이내로 줄었으며 RMS(Root mean square)가 1m 이상 좋아진 것을 확인 할 수 있다.

VI. 결론

GPS 고도는 높은 빌딩 등 주변 장애물의 영향으로 고도 오차가 큰 반면, 기압고도계 오차는 주변 환경에 무관하다[1]. 서로 다른 두 센서를 칼만필터를 사용하여 융합한 고도값은 오차가 줄고 급격한 고도변화가 사라지는 것을 확인 할 수 있었다. 특히, 실험에 사용된 장비가 고가의 장비가 아닌, 상용화된 센서임을 고려하면 본 연구결과의 상용화 가능성 또한 매우 크다고 할 수 있다. 일반적으로 내비게이션을 이용하는 운

전자의 경우, 지하차도 및 고가도로와 같은 입체도로에서 오진입시 혼란을 겪게 되어 사고로 이어진다. 따라서 정확한 고도데이터를 내비게이션에 활용하게 되면 오진입시에도 수정된 경로 안내를 빠르게 안내할 수 있으므로 자동차 사고를 줄일 수 있을 것으로 기대된다.

※ 본 연구는 미래창조과학부에서 지원하는 대구경북과학기술원 기관고유사업에 의해 수행되었습니다. (13-IT-02)

참고문헌

- [1] 김남혁 외, “기압고도계를 적용한 GPS 고도 데이터 성능 향상에 관한 연구”, 대한전자공학회, 제49권, 제10호, pp. 18-22, 2012.
- [2] 김영선 외, “시선각 측정기반 비전항법시스템에서 랜드마크의 기하학적 배치에 대한 2차원 항법오차”, 전기학회논문지, 제61권, 제3호, pp. 479-484, 2012.
- [3] 유호 외, “기압 고도계를 이용한 DGPS 고도 측정 향상”, 한국항공우주학회지, 제34권, 1호, pp. 90-91, 2006.

DR-GPS에서 자세각 오차에 따른 거리오차 분석

유승수, 백지현,, *정상호, **한진희, 김선용[†]
 건국대학교, *비엔에스웍스, **TelAce(주)

e-mail : kelvin@konkuk.ac.kr, bjh1987@gmail.com, jsh@bnsworks.com, hjh@telace.co.kr,
 kimsy@konkuk.ac.kr[†]

A Study on the Distance Error Caused by Attitude Angle Error for DR-GPS

Seungsoo Yoo, Jeehyeon Baek, *Sanghyo Jeong, **Jinhee Han, Sun Yong Kim[†]

Konkuk University, *BNSworks Inc., **TelAce Inc.

Abstract

In this paper, distance errors according to the posture angle were analyzed in the designed dead-reckoning global positioning system (DR-GPS) platform. From the results, when the posture angle errors accumulate more than 10 seconds, the distance errors are dramatically increasing more than about 0.5 meters.

I. 서론

GPS(global positioning system)와 같은 위성기반 측위시스템은 수신환경의 변화가 심한 도심지에서 큰 위치 오차를 갖는다. 이를 해결하기 위해 항체의 움직임을 감지하는 관성항법센서 (inertial navigation sensor, INS) 등을 이용하여 얻은 부가정보를 GPS 신호와 함께 사용하면 측위오차를 효과적으로 줄일 수 있다. 이처럼 GPS와 추가적인 센서 등을 적절히 융합한 항법체계를 DR-GPS(dead-reckoning GPS)라 한다. 그러나 정지 및 운동 상태에서 INS의 정보만으로는 동시에 항체의 3차원 자세각을 모두 추정하는 것이 불가능하며, 항체의 자세오차는 점차 누적되어 큰 측위오차를 유발한다[1-2].

이를 보정하기 위한 방법은 칼만 필터를 이용하는 방법과 속도 매칭을 통한 방법이 있는데, 본 논문은 속도 매칭에 초점을 맞춘다. 본 논문에서는 설계한

DR-GPS에서 1초 간격의 항체 속도 비교를 통해 항체의 자세오차가 거리오차에 미치는 영향을 분석하였다.

II. DR-GPS 플랫폼의 오차분석

정지한 항체에 항체좌표계에서 작용한 힘 f^b 와 항법좌표계에서 작용한 힘 f^n 의 관계는 식 (1)과 같다.

$$f^b = C_n^b f^n = \begin{pmatrix} g \sin \theta \\ -g \sin \Phi \cos \theta \\ g \cos \Phi \cos \theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f_x \\ f_y \\ f_z \end{pmatrix}, \quad (1)$$

여기서 C_n^b 는 항법좌표계를 항체좌표계로 변환하는 방향코사인 행렬 (direction Cosine matrix, DCM), g 는 중력가속도, θ 와 Φ 는 식 (2)처럼 얻은 피치각(pitch angle)과 롤각(roll angle), f_x, f_y, f_z 는 각각 x, y, z 축에 가해진 힘이다.

$$(\Phi, \theta) = \left(\tan^{-1} \left(\frac{f_y}{f_z} \right), \tan^{-1} \left(\frac{f_x}{\sqrt{f_y^2 + f_z^2}} \right) \right). \quad (2)$$

항체가 이동할 때 요각(yaw angle)을 얻을 수 있으며, 이는 식 (3)과 같다.

$$\psi = \text{atan2}(C_b^n(2,1), C_b^n(1,1)), \quad (3)$$

여기서 $C_b^n(i,j)$ 는 식 (4)와 같은 DCM의 직교성을 이용하여 항체좌표계-항법좌표계변환행렬의 i 제 행, j 제 열의 값이다.

$$C_b^n = (C_n^b)^T = \begin{pmatrix} \cos \theta \cos \psi - \cos \phi \sin \psi + \sin \phi \cos \psi \sin \theta & \sin \phi \sin \psi + \cos \phi \cos \psi \sin \theta \\ \cos \theta \sin \psi + \cos \phi \cos \psi + \sin \phi \sin \psi \sin \theta & -\sin \phi \cos \psi + \cos \phi \sin \psi \sin \theta \\ -\sin \theta & \sin \phi \cos \theta \end{pmatrix}. \quad (4)$$

일반적으로 요각은 자이로 센서가 움직임을 감지할

본 논문은 [4]의 일부를 확장 보완해 정리한 논문임.

만큼 항체가 충분한 속도로 움직이고 있는 경우에 계산할 수 있으며, 이 때 식 (2)처럼 얻은 롤 각과 피치 각 오차는 상당히 크다[3]. 이를 보완하기 위한 대표적인 방법은 칼만 필터를 사용한 보정방법[2]과 GPS 속도정보를 이용한 항체의 자세와 INS로 얻은 항체를 속도를 추정하는 속도매칭기법[3]이 있다. 이 가운데 칼만 필터를 사용하는 경우 정확도는 높지만 계산량이 높아 적용이 어렵다. 본 논문에서는 오차는 칼만 필터를 사용하는 방법에 비해 크지만 구현이 용이한 속도매칭기법을 적용한 DR-GPS 플랫폼을 그림 1과 같이 설계하였다.

가속도 센서와 자이로 센서의 특성상, 항체가 정지하였을 때에는 항체의 요 각을 제외한 롤 각과 피치 각만을 추정해낼 수 있다. 반면 항체에 움직임이 존재할 경우, 롤 각과 피치 각은 추정이 불가능하고, 방향각인 요 각만 추정해낼 수 있다. 따라서 INS 정렬 과정은 정지 상태에서 추정한 롤 각과 피치 각을 기준으로, 자이로 센서의 입력을 이용하여 항체의 자세를 계속 업데이트 한다고 볼 수 있다.

그런데 GPS 신호 수신이 어려워 INS 정보만을 이용하여 항법을 수행해야 하는 환경에서 항체의 자세 정보가 정확하지 않다면, 성능이 우수한 필터를 사용하여 항법을 수행한다 하여도 잘못된 자세 값이 항법 좌표계로 변환되기 때문에 항법 위치 오차가 발생하게 된다. 특히 차량의 방향을 나타내는 요 각에 대한 오차가 보정되지 않을 경우, 심각한 위치 오차를 유발한다.

설계한 DR-GPS 플랫폼에서 1초 간격으로 속도 비교를 통한 자세각 오차의 변화에 따른 거리오차는 그림 2와 같다. 위치오차는 시간에 대한 2차함수의 형태를 가지므로, 자세각 오차가 큰 경우 위치 오차의 변화율이 상대적으로 점점 커진다. 특히, 10초 이후 자세각 오차에 따른 거리오차가 자세각 오차가 기존 오차의 누적으로 인해 크게 증가하는 것을 확인할 수 있다. 이로부터 설계한 DR-GPS 플랫폼의 GPS 자세보정 갱신 시간은 10초 이내가 적정함을 확인할 수 있다.

본 논문은 DR-GPS 구성을 위한 핵심 요소인 관성 항법체계에서의 자세각 오차에 따른 거리 오차를 분석하였다. 분석을 위해 1초 간격으로 속도 비교를 수행하였으며, 그 결과로 자세각 오차의 변화에 따른 거리 오차를 시간 축에 도시하였다. 그림 2처럼 자세각 오차가 클수록 시간에 따른 위치 오차는 자세각 오차가 작은 경우보다 더욱 크게 누적됨을 확인할 수 있다.

이러한 분석을 통해 항체의 자세 오차를 추정하여 보정하는 기법을 연구함으로써 INS로 인해 발생할 수 있는 오차를 최소화 할 수 있으며, 이를 바탕으로 향후 기

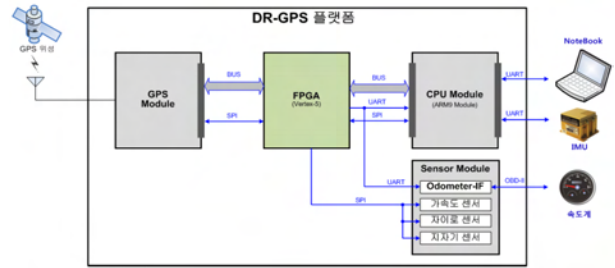


그림 1. DR-GPS 플랫폼의 구성도

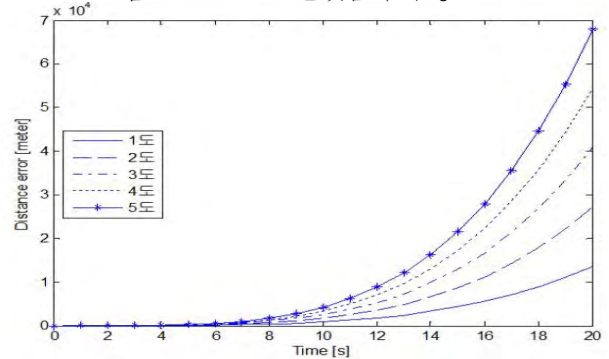


그림 2. 자세각에 따른 거리오차

존 DR-GPS보다 높은 측위성능을 갖는 시스템 설계할 예정이다.

Acknowledgement

본 논문은 이 논문은 방위산업청과 국방과학연구소가 지원하는 국방 위성항법 특화연구센터 사업, 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업(2012R1A1A2004944), 서울시 산학연 협력사업(JP100124)의 연구결과임.

참고문헌

- [1] D. M. Akos, *A Software Radio Approach to Global Navigation Satellite System Receiver Design*, Ph.D. Dissertation, Ohio University, Aug.1997.
- [2] M. H. Lee, H. Chun, S. Kwon, and J. L. Speyer, "Experimental study on the estimation of lever arm in GPS/INS," *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, vol.55, no.2, pp.431-448, Mar. 2006.
- [3] J. C. Fang, "A fast initial alignment method for strapdown inertial navigation system on stationary base," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System*, vol.32, no.4, Oct. 1996.
- [4] 정상효, *DR-GPS 시스템에서 GPS 정보를 이용한 차량 자세 오차 추정 기법*, 석사학위논문, 건국대학교 대학원, 2012년 8월.

위성 OTM 네트워크에서 AL-FEC 적용 방안

*이규환, 강신현, 이충희, 김재현
아주대학교 전자공학과

e-mail : {lovejiyoon7, hedreams, cnonyk, jkim}@ajou.ac.kr

AL-FEC Mechanism for Satellite On-The-Move Networks

*Kyu-Hwan Lee, Shin-Hun Kang, Choong-Hee Lee, Jae-Hyun Kim
School of Electrical & Computer Engineering
Ajou University

Abstract

This paper propose the Application level forward error correction (AL-FEC) mechanism for satellite on-the-move (OTM) networks. In simulation results, it is shown that network throughput can be almost achieved to maximum value in the given error condition of the satellite OTM networks with AL-FEC when the file size is sufficiently large.

I. 서론

위성 OTM 단말은 이동 중인 차량, 함선, 기차, 항공기 등에게 광범위한 통신을 제공하기 때문에 상업적으로나 군사적 용도로 주목을 받고 있다. 특히, 위성 OTM 단말은 탈부착이 가능한 형태로 되어 있어 차량에 손쉽게 설치하거나 해체할 수 있고, OTM 단말의 위성 안테나는 관성 센서와 자동 조정 시스템에 의해 위성과 LOS (Line Of Sight)를 유지하기 때문에 높은 데이터 전송률을 제공하기 때문에 전술 통신의 중요한 요소로 활용되고 있다 [1]. 하지만 지상 이동 수단인 차량이나 기차 같은 경우에는 높고 밀집된 건물이나 나무숲길, 터널 등의 장애물등과 비포장도로의 울퉁불퉁한 길 상태 때문에 발생하는 위성 안테나의 자세 조

* 이 논문은 2013 년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임 (2011-0010967)
* 본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT 연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2013-(H0301-13-2003))

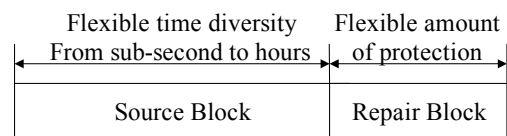


그림 1. AL-FEC 특성

정 에러 때문에 순간적인 통신 링크 단절이 빈번하게 발생할 수 있다. 통신 링크 단절은 데이터 전송 중 패킷 손실을 야기하기 때문에 네트워크 처리율에 악영향을 미칠 수 있다.

그러므로 본 논문에서는 위성 OTM 네트워크에서 네트워크 처리율을 최대화하기 위한 AL-FEC 적용 방법을 제안한다.

II. 제안하는 AL-FEC 기법

2.1 AL-FEC

AL-FEC는 일반적인 Error coding을 이용하는 FEC 기법과 다르게 상위통신 계층에서 적용되는 FEC 기법으로 Erasure coding을 사용하며, Error coding과 보완적으로 활용될 수 있으며, 그림 1과 같이 코딩을 적용하는 데이터 블록 크기나 코딩율이나 시간 다양성을 자유롭게 조절 가능하다. Source block은 원 데이터를 의미하고, Repair block은 코딩된 데이터로써 Source block을 복원하는데 사용된다. 또한, 연산량이 적어 소프트웨어에 의해 적용이 가능하기 때문에 시스템에 구현이 용이하다 [2]. 그러므로 단말이 이동 중에 장애물에 의해서 링크 단절이 발생하는 환경에서는 효과적으로 손실된 데이터 복원할 수 있다.

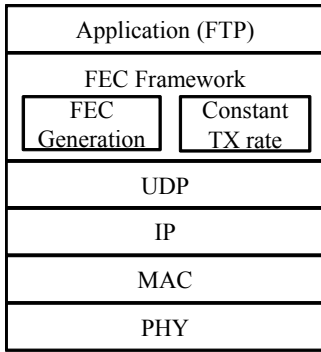


그림 2. 제안하는 AL-FEC 기법의 프로토콜 스택

2.2 동작과정

제안하는 AL-FEC 기법은 그림 2와 같은 프로토콜 스택을 가지고 있다. 제안하는 AL-FEC 기법은 응용계층과 UDP 계층 사이에 구현이 되며, 제안하는 기법은 다음과 같은 동작을 수행한다. 송신측에서 원본 파일을 k 개의 패킷으로 분할하고 그에 따라 Repair 패킷들을 주기적으로 생성한다. 원본데이터와 생성된 Repair 패킷들은 정해진 전송률로 UDP 계층으로 전송된다. 원본데이터와 Repair 데이터를 수신한 수신측에서는 원본 파일을 복원 할 수 있을 때까지 데이터를 수신하고, 원본 파일을 복원하면 파일 다운로드가 완료되었다는 ACK를 송신측에 전송한다. 예를 들어 전송률이 1Mbps이고 파일 크기가 10Mbits 일 경우에는 10Mbits의 원본 데이터가 10초 동안 전송이 되고, 그 후부터는 Repair 패킷이 전송되고, 수신측으로부터 파일 전송이 완료되었다는 ACK를 수신하면 Repair 패킷 전송이 완료된다.

III. 성능 분석

본 장에서는 제안하는 AL-FEC 기법에 대하여 성능 분석을 수행한다. 성능 분석을 위하여 본 논문에서는 간단한 two-state Markov 모델인 Gilbert-Elliot 모델을 위성 채널 모델로 사용하였다 [3]. 위성 OTM 네트워크의 경우, 위성 안테나가 항상 위성과 LOS를 유지하고 있기 때문에 통신 가능상태인 Open link와 장애물에 의해서 통신 불가능상태인 Blockage link 상태로 나타낼 수 있다. FEC 프레임워크에서 데이터 전송률은 1Mbps로 설정하였다. 위성 링크의 전파 지연 시간은 통신위성은 GEO (GEOstationary) 궤도의 위성이기 때문에 0.25초로 설정하였다.

그림 3은 제안하는 AL-FEC 기법을 적용하였을 경우 응용계층에서 파일 크기에 따른 네트워크 처리율을 나타낸다. 그림 3에서 보는 것과 같이 파일 크기가 작을 경우에는 ACK를 송수신하는 동안 전송되는 불필요

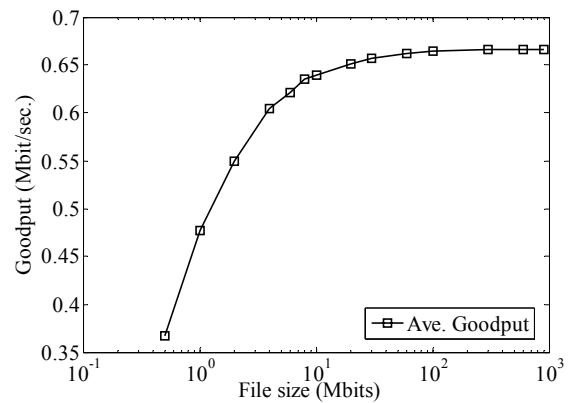


그림 3. 파일 크기에 따른 네트워크 처리율 (링크 단절 구간이 33%의 경우)

한 데이터 전송 때문에 네트워크 처리율이 낮은 것을 살펴 볼 수 있다. 예를 들어, 0.5Mbits의 파일을 전송하는 경우 파일 전송까지 걸리는 시간과 ACK를 주고받는데 걸리는 시간이 비슷하기 때문에 프로토콜 오버헤드가 크다. 하지만 파일 크기가 충분히 큰 경우에는 제안하는 기법을 통하여 위성 링크에서 최대 얻을 수 있는 네트워크 처리율을 사용할 수 있는 것을 살펴 볼 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 위성 OTM 네트워크에서 최대 네트워크 처리율을 이용하기 위한 AL-FEC 기법을 제안했다. 시뮬레이션 결과 제안하는 기법을 위성 OTM 네트워크에 적용하면, 파일 크기가 작을 경우에는 제안하는 기법의 오버헤드가 커서 위성링크에서 얻을 수 있는 최대 네트워크 처리율을 달성하지 못했지만 충분히 큰 크기의 파일의 경우에는 현재 위성 링크에서 사용할 수 있는 최대 네트워크 처리율을 이용할 수 있는 것을 살펴 볼 수 있었다.

참고문헌

- [1] V Weerackody and E.G. Cuevas "Technical Challenges and Performance of Satellite Communications on-the-Move Systems," *JOHNS HOPKINS APL TECHNICAL DIGEST*, vol 30, no 2, 2011.
- [2] M. Luby, "Best practices for mobile broadcast delivery and playback of multimedia content," in *Proc. IEEE BMSB 2012*, 2012.
- [3] W. M. Smith, "Channel characterization and modeling for satellite communications on the move," in *Proc. IEEE MILCOM 2005*, 2005.

DTW 전처리를 통한 SVM 분류기 설계

강윤정, 이종현, 배진호, *김성일, *이승우
제주대학교 해양시스템공학과, *국방과학연구소
e-mail : *youn.kang@hotmail.com, chonglee@jejunu.ac.kr*

SVM classifier design using DTW pre-processing

Youn Joung Kang, Jong Hyun Lee, Jinho Bae,
*Seongil Kim, *Seung Woo Lee
Dept. Ocean System Engineering, Jeju National University
*Agency for Defense Development

Abstract

This paper presents a SVM classifier design by DTW preprocessing. To evaluate the performance of proposed classifier, data from underwater noise database was used. Database is comprised of biological transient noises, mechanical transient noises and so on. We design a classifier to classify particular mechanical noises. MFCC feature vector that represents the characteristics of the transient data is used to the SVM-BTA classifier based on the SVM. DTW result is used for design the SVM classifier. As the simulation results, the performance was improved SVM using the DTW result than using categorization of database.

하는 전통적인 방법을 사용하고 있다. 그러나 최근 자동 분류의 필요성이 증대되고 있다.[1]

본 논문에서는 수중에서 발생하는 기계소음과 생물소음을 분류 한 후 특정 기계소음을 분류하기 위한 분류기를 설계한다. 소음분류를 위한 특징으로는 사람의 음성 인식 분야에서 주로 사용되는 MFCC(Mel Frequency Cepstrum Coefficient)를 이용하고, SVM(Support Vector Machine)을 기반으로 하는 SVM-BTA 분류기로 분류한다. SVM-BTA(Support Vector Machines with Binary Tree Architecture)를 설계하는데 있어 모든 데이터에 대한 DTW(Dynamic Time Warping) 결과를 전처리에 이용한다. 모의실험을 통해 DTW 전처리를 통한 SVM-BTA와 데이터베이스의 분류를 이용한 SVM-BTA의 성능을 비교한다.

I. 서론

수중 음향 신호 처리 분야에서 수중 소나 센서를 통해 수신되는 소음을 분류하고 인식하기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다. 현재 수중과도 소음의 분류는 훈련된 전문가들의 청각 또는 스펙트로그램을 보고 확인하는 과정을 통해 음향 신호의 분류 및 인식을 수행

II. 특징벡터 추출 및 분류기

2.1 특징벡터

수중에서 발생하는 과도소음의 분류성능은 분류기에 입력되는 특징벡터의 구성에 따라 다양한 성능 차이가 있다. 일반적으로 음성인식에 쓰이는 특징 값으로 LPC(Linear Prediction Coefficients)나 LPS(Liner Prediction Spectrum) 등과 같은 많은 방법이 존재하

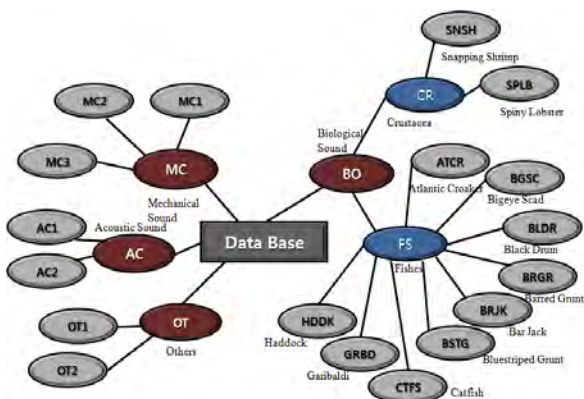


그림 1. 데이터베이스

지만 주파수를 피치로 이용하였을 때 잡음의 영향을 덜 받고 효과적인 것으로 나타났다. 그 중 MFCC는 음성 인식에 널리 쓰이는 유효한 특징 값으로 스펙트럼 기반을 특징으로 하며 인간의 귀가 저주파 영역에서 민감하고 고주파 영역에서 둔감한 비선형적인 주파수 특성을 이용한다[2][3][4][5].

본 논문에서는 수중과도 소음원의 특징을 수치적으로 표현하기 위해 소음원을 대표하는 특징으로 MFCC를 이용한다. 44.1KHz로 샘플링 된 수중과도 소음이 탐지되었다는 가정 하에서 256샘플을 한 프레임으로 하고, 128샘플을 오버랩 시켜 각 프레임 마다 12차 MFCC 특징벡터를 만들어 낸다.

2.2 DTW(Dynamic Time Warping)

DTW는 대표패턴과 주어진 입력패턴을 비교하여 두 패턴 사이의 유사성을 판별하는 방법으로 음성인식 분야에서 응용되고 있다. 본 논문에서는 DTW의 결과를 이용하여 SVM을 설계한다. 즉, 데이터베이스 내의 분류기준인 기계소음과 생물소음과는 별도로 각 수중소음의 하위 소음에서 군집이 가능한 소음을 찾아 새로운 군집을 형성하여 SVM을 설계하는데 이용한다.

2.3 SVM

SVM 알고리즘은 다양한 패턴인식 분야에서 응용되고 있다. 과도 소음 분류를 위한 다양한 기법들이 연구되면서 고전적으로 이용되던 알고리즘(MLP NN: Multi Layer Perceptron Neural Network)과 SVM의 성능이 비교되어 SVM의 성능이 우수함이 입증되었다 [6]. 또 수중 환경에서 음파 신호를 이용하여 채널의 siltation을 식별하기 위한 분류기 성능 평가에서 고전적인 분류기 설계 방법인 ANN(Artificial Neural Network)과 비교한 결과 SVM의 성능이 더 뛰어났다 [7]. 또한 실제 범칙 현장 감식 중 총성의 분류에 대한

연구가 진행 중이다. 총성은 단시간에 측정되는 소리와 잔향으로 수중에서의 과도 소음과 데이터의 특색이 유사하다. 총성과 같은 과도 소리 정보에 대한 분류를 위해 AdaBoost와 kNN(k-Nearest Neighbors) 등의 기계적 학습 기법(machine learning technology)이 많이 쓰인다. 그러나 소리 신호는 그 자체의 고차원적인 특성으로 인해 분류가 쉽지 않아 차원의 확장이 자유로운 SVM을 분류기에 이용한다[8]. 본 논문에서는 전체 데이터를 처음으로 나누는 이진 SVM에서만 gaussian kernel을 이용하여 차원을 확장하고, 그 이외의 이진 SVM은 차원을 확장하지 않는 선형 SVM을 사용하였다.

2.4 SVM-BTA(Support Vector Machines with Binary Tree Architecture)[9]

두 개 이상의 클래스를 분류하는 SVM 분류기의 경우 다중클래스 SVM(Multi-class SVM)을 이용하여 각각의 하위 소음을 분류한다. 다중클래스 SVM을 설계하는 경우 모든 클래스를 적용하여 하나의 커다란 최적화 문제를 해결해야 한다. 이는 이론적으로 가능하나 실제적으로는 낮은 분류 성능으로 인해 잘 사용되지 않는다. 이를 대체하는 방법으로 다수의 이진 SVM과 결정가지구조(decision tree)를 이용하는 SVM-BTA가 있다.

본 논문에서 수행 할 분류는 수중에서의 생물소음과 기계소음을 분류한 후 기계소음 하위에 존재하는 다양한 종류의 소음을 분류하는 것이다. 따라서 데이터베이스의 분류에 따른 SVM-BTA 구조와 본 논문에서 제안된 DTW 결과를 이용한 SVM-BTA 구조를 설계할 수 있다. 두 구조의 형태는 그림 4에 나타나 있다.

III. 실험 및 결과

본 논문에서 제안된 알고리즘의 성능을 분석하기 위해 다음 그림1과 같은 데이터베이스를 이용한다. 데이터는 크게 생물소음(BO)과 기계소음(MC), 음향장비(AC), 기타(OT)로 나뉜다. 생물소음의 하위분류로 갑각류(CR)와 물고기(FS)가 있고, 그 아래로 각각 2, 9개

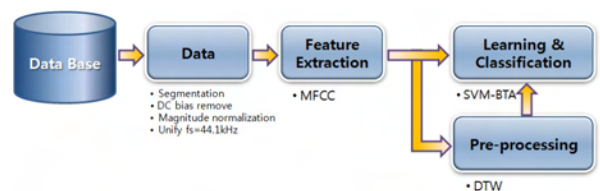


그림 2. 블록도

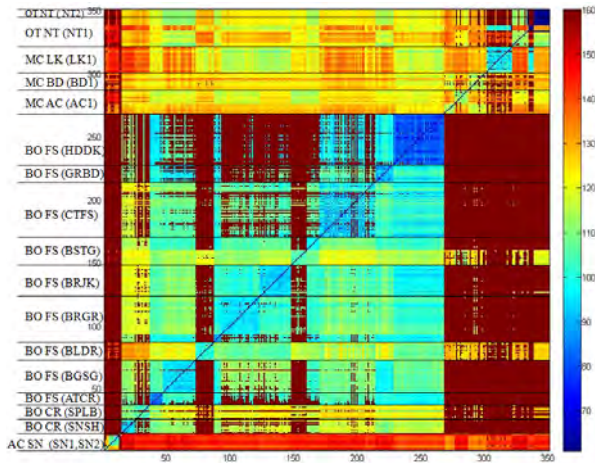


그림 3. 모든 데이터에 대한 DTW 결과

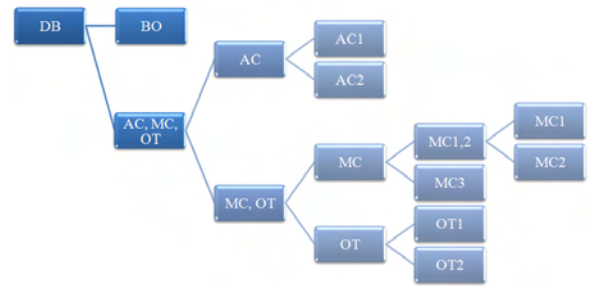
총 11개의 생물소음이 있다. 생물소음을 제외한 기계소음, 음향장비소음, 기타소음은 총 7개의 소음이 있다. 총 18개의 소음이 있으나 본 논문에서는 생물소음을 하나의 클래스로 하여 총 8개의 소음을 분류하는 실험을 진행하였다.

모의실험의 블록도는 그림 2와 같다. 데이터베이스에서 취한 데이터는 전체 음향 신호 중 신호 부분만을 취하여 DC bias를 제거 한 후, 신호의 크기를 정규화한다. 데이터베이스의 음향신호는 취득된 경로에 따라 샘플링 주파수가 다르다. 이로 인한 차이가 분류에 영향을 미칠 수 있으므로 모든 데이터의 샘플링 주파수를 44.1kHz로 통일시킨다. 데이터 처리가 끝나면 특징을 추출한다. 본 모의 실험에서는 12개의 MFCC 계수를 이용하였다. 추출된 특징벡터를 SVM의 훈련 벡터로 이용하여 분류를 수행한다. 이때 DTW 전처리 결과를 이용하여 나눈 군집을 이용하여 SVM-BTA를 구성한다.

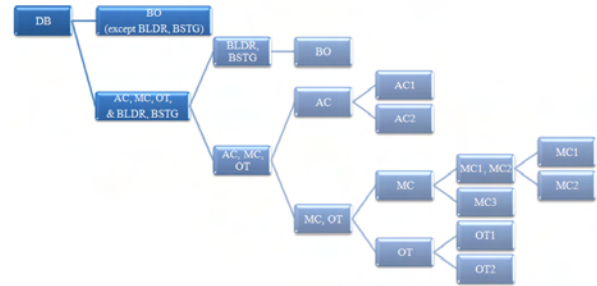
그림 3은 18개 클래스의 전체 데이터에 대한 DTW 결과 이다. 가로축이 대표패턴이고, 세로축이 입력패턴으로 파란색에 가까울수록 유사성이 높은 패턴이고,

표1. SVM-BTA I과 SVM-BTA II에 대한 분류 결과

	class	correct (%)		class	correct (%)
	SVM-BTA I	BO		95.65	SVM-BTA II
SN1		100	SN1	100	
SN2		100	SN2	100	
AC1		100	AC1	100	
LK1		100	LK1	100	
BD1		100	BD1	100	
NT1		100	NT1	100	
NT2		100	NT2	100	



(a) SVM-BTA I



(b) SVM-BTA II

그림 4. SVM-BTA I, SVM-BTA II 구조

(a) Data Base의 분류기준을 따른 SVM-BTA, (b) DTW 결과를 이용한 SVM-BTA

붉은색에 가까울수록 유사성이 떨어지는 패턴이다. 대각선은 각각 자신에 대한 결과로 가장 높은 유사성을 보인다. 생물소음에 대한 DTW결과에서 BLDR과 BSTG는 동일한 클래스를 제외한 모든 생물소음 클래스에 대해 유사성이 떨어진다. 따라서 SVM-BTA 설계 시 이를 고려해야한다.

그림 4에서 (a)는 데이터베이스를 기준으로 설계한 SVM-BTA이고, (b)는 DTW 결과를 이용하여 설계한 SVM-BTA이다. DTW 결과에 의해 BLDR과 BSTG는 생물소음이나 그 특성이 그들 외의 생물소음과 유사성이 떨어진다. 따라서 그림 4의(b)와 같이 BLDR과 BSTG를 제외한 생물소음(BO)과 BLDR과 BSTG를 포함한 기계(MC), 음향장비(AC), 기타(OT) 두 클래스로 나누어 분류한다.

두 개의 SVM-BTA 분류기를 이용한 분류결과는 표 1과 같다. 두 SVM-BTA 분류기는 기계소음 분류에 있어서 모든 하위 클래스를 100% 옳게 분류한다. 생물소음 분류에 있어 데이터베이스를 기준으로 한 SVM-BTA I은 생물소음 판정 정확도가 95.56%로 생물소음이 그 외의 소음으로 판정되는 false alarm이 발생한다. 반면 DTW 결과를 이용한 SVM-BTA II의 결과는 판정 정확도가 100%로 flase alarm 없이 모든 생물소음을 생물소음으로 판정한다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 수중에서 발생하는 과도소음의 분류를 위해 DTW 전처리를 통한 SVM 분류기를 설계하였다. 두 개 이상의 클래스를 분류하기 위해 SVM-BTA 구조를 이용하였다. 데이터베이스의 분류 기준을 사용한 SVM은 생물소음 판정 정확도가 95.56%로 false alarm이 발생하고, DTW 전처리를 통해 설계된 SVM의 판정 정확도가 100%로 false alarm 없이 모두 옳게 판정한다. 즉, DTW 전처리를 통해 설계된 SVM이 데이터베이스를 기준으로 한 SVM 보다 성능이 향상됨을 확인하였다. 기계 소음의 분류에 있어서는 모든 하위 클래스를 옳게 분류한다.

실제 수중에서의 음향 데이터 수집 시에는 많은 잡음이 존재한다. 앞으로 잡음이 섞인 신호에서도 분류가 가능한 분류기 설계에 대한 연구가 진행되어야 할 것이다.

감사의 글

본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소의 지원으로 수행되었으며, 이에 대해 깊이 감사를 드립니다. (계약번호 UD130009DD)

참고문헌

[1] 배건성. "MFCC 특징벡터와 신경회로망을 이용한 프레임 기반의 수중 천이신호 식별." 대한전자공학회 2008 년 하계종합학술대회, pp.883-884, 2008.

[2] J. R. Dellar, J. G. Proakis, and J. H. L. Hanser, Discrete-Time Processing of Speech Signals. Macmillan Publishing Company, pp.1380-1397, 1993.

[3] Murty, K. Sri Rama, and B. Yegnanarayana. "Combining evidence from residual phase and MFCC features for speaker recognition." Signal Processing Letters, IEEE 13.1, pp.52-55, 2006.

[4] B. Atal, "Automatic recognition of speakers from their voices." proc.IEEE, vol.64, pp 460-475, 1976.

[5] 김지은, 이인성, "MFCC를 이용한 GMM 기반의 음성/혼합 신호 분류." 전자공학회논문지, 제50권 2호, pp.185-191. 2013.

[6] Suresh S. Salankar and Balasaheb M. Patre, "SVM Based Model as an Optimal Classifier for the Classification of Sonar Signals", International Journal of Computer, Information, and Systems Science, and Engineering, Vol 1, pp.68-76, 2007.

[7] X ZhangP, W XuP, L DongP, "Study on The Method of Channel Siltation Recognition Based on SVM", ISKE2007, 2007.

[8] Martin, Jeff. "Support Vector Machine Classification of Gunshots." PhD Paper, Duke University, 2007.

[9] Cheong, Sungmoon, Sang Hoon Oh, and Soo-Young Lee. "Support vector machines with binary tree architecture for multi-class classification." Neural Information Processing Letters and Reviews 2.3, pp.47-51, 2004.

MISO 기술이 적용된 DVB-T2 시스템의 다중경로 페이딩 채널에 대한 성능 분석

임창주, *이호경, 허서원
홍익대학교 전자정보통신공학과
e-mail : knwoo3@hanmial.net, hklee@hongik.ac.kr, seoweon.heo@hongik.ac.kr

Analysis of DVB-T2 system with LDPC-Coded and MISO technique in multipath fading channel

Chang-Joo Im, *Ho-kyung Lee, Seo-weon Heo
School of Electronic, Information and Communication Engineering
Hongik University

Abstract

DVB-T2 is widely applied to digital TV(television) in the world. It is an abbreviation for Digital Video Broadcasting - Second Generation Terrestrial[1]. This paper will demonstrate the performance of DVB-T2 system in a few kinds of multipath fading channel. We applied 2 decoding skills - STBC-MMSE , STBC-ML. MMSE is a simple way to decode but not be able to applied to every channel. However ML can be used in all the cases, but somewhat complicated. The comparison between them in each channel will show the different performance and leave the future work which should solve the complexity problem.

I. 서론

최근 수십 년 동안, 디지털 방송 통신 기술의 발달에 의해 다중 매체에 대한 수요가 점점 높아져 왔다.

*이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(No. 2013021575)"

그에 따라 보다 좋은 성능으로 데이터를 송수신하기 위한 연구가 활발히 진행되고, 여러 채널환경에 따라서도 오류 확률을 줄일 수 있는 통신기술이 연구되어 오고 있다. 본 논문에서는 유럽형 디지털 지상파 TV 규약인 DVB-T2 system의 여러 종류의 다중경로 페이딩 채널에 대한 성능을 분석한다. 본 논문의 나머지 부분의 구성은 다음과 같다. 2장에서는, DVB-T2의 전체 시스템과 성능분석에 사용한 채널특성에 대해 살펴보고, 3장에서는 STBC 기반의 알라무티 복호[2], 최대 우도 복호(ML)의 방법에 대한 설명을 하고, 그 시뮬레이션 결과가 4장에 제시되어 있다. 5장에서 앞으로의 연구 방향 제시와 함께 결론을 맺는다.

II. DVB-T2 시스템의 전체 블록 및 채널 분석

2.1 시스템 블록도

DVB-T2 시스템의 전체 블록도를 개략적으로 나타내면 그림 1. 과 같이 나타낼 수 있다. 송신단 측을 살펴보면, 초기의 정보비트들이 특정 성좌 값으로 mapping 이 되기 전에 채널 부호화를 하게 되는데, 바깥쪽 코딩으로는 BCH code, 안쪽 코딩으로는 LDPC(Low Density Parity Check) 코드를 사용하였다. LDPC 코드는 선형

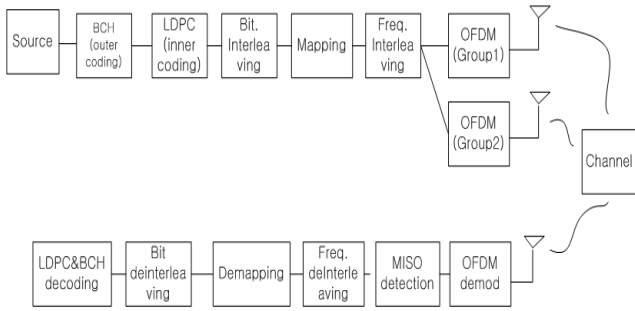


그림 1. DVB-T2 전체 시스템

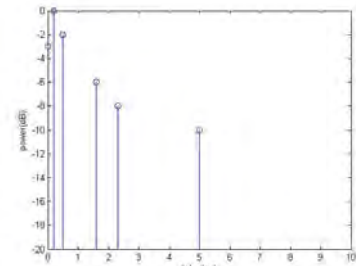


그림 2. TU6

블록코드로써 메시지 전달 (message passing) 방식과 함께 반복 복호를 통하여 오류를 개선하는 방식이다.[4] Parity check matrix 는 DVB-T2 표준에 따라 Systematic IRA-LDPC를 사용하고, 각 부분행렬들로 나누게 된다.[5] Parity bit들의 주소 값들은 [1]에 구체적으로 명시되어 있다. LDPC 코드는 터보코드와 같이 AWGN(Additive white Gaussian Noise) 채널에 대해서 샤는 limit에 근접할 정도로 뛰어난 부호화로써 전에 적용되었던 RS-CC(Reed Solomon & Convolutional code) 코드보다 우수한 성능을 보인다.[4] Mapping단계에서는 경우에 따라 QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM 으로 mapping을 해주는데, 본 논문에서는 비교군을 고정하기 위해 16QAM 으로 mapping 된 값을 실험에 이용하였다. 그리고 다중경로 채널에 강한 OFDM modulation을 해준 뒤, 하나 혹은 두 개의 안테나를 통해 수신측으로 정보를 전송하게 된다. 수신 단에서는 채널을 통과한 신호를 한 개의 안테나로 받고, 송신측과 반대의 과정을 통해 정보를 추출하게 된다.

2.2 채널 모델

본 논문에서 성능분석에 사용한 채널은 세 가지 다중경로를 지닌 채널이다. 각각의 채널들은 [6]에 정의되어 있는 TU6 채널에 있는 6개의 경로에 다른 6개의 경로를 추가해서 임의로 설정하였다. 채널간의 상관이 높은 채널은 기존의 6개의 경로와 비슷한 지연시간을 갖도록 설정하였고, 나머지 두 개는 앞의 채널보다는 지연시간을 늘려서 경로를 설정하였다. 이렇게 채널을 설정한 이유는 인접 데이터간의 채널의 상관관계를 다르게 함으로써 각 복호방법에 따른 성능을 분석할 수 있기 때문이다. 위에서 언급한 세 가지 채널을 TU_12_1, TU_12_2, TU_12_3 이라고 명하고, 그림 3에 각 채널의 시간지연과 파워를 나타내었다.

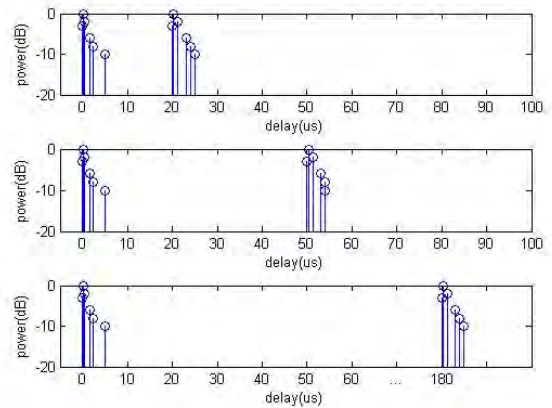


그림 3. 임의로 설정한 각 채널들

III. 복호 방법

3.1 알라무티 방법

종래의 SISO 방식은 송신측과 수신측의 안테나가 각각 한 개씩 직접 통신을 하는 구조이다. 하지만 알라무티 방법(Alamouti scheme)[2] 을 이용한 MISO 그룹들의 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} x'_n(Tx1) &= x_n & x'_n(Tx2) &= -x_{n+1}^* \\ x'_{n+1}(Tx1) &= x_{n+1} & x'_{n+1}(Tx2) &= x_n^* \end{aligned} \quad (1)$$

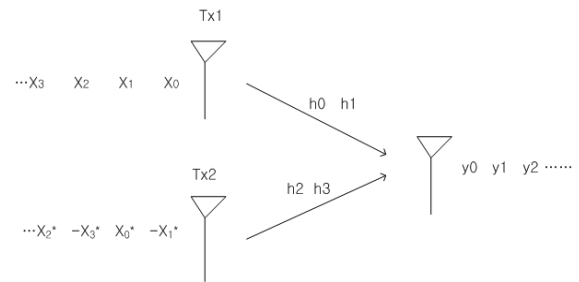


그림 4. MISO (Alamouti scheme)

그림 4. 와 같이 안테나 두 개에 따라 두 개의 신호 그룹들로 나뉘게 되는데, 이 신호 그룹들은 OFDM modulation 바로 전 단계에서 pilot을 추가하기 전 데이터 심볼들로 이루어진 것이다. 그 다음 IFFT를 거치고 cyclic prefix를 넣어줌으로써 OFDM Modulation을 하고 각각의 안테나로 전송하게 된다. 채널값을 h, 수신단에서 받은 신호를 y 라고 하면 y의 값은 (2)와 같다.

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1 x_1 + h_3 x_0^* + n_1 \\ y_1^* &= h_1^* x_1^* + h_3^* x_0 + n_1 \end{aligned} \quad (2)$$

(2) 의 식을 행렬식으로 표현하면 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} y_0 \\ y_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & -h_2 \\ h_3^* & h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_0 \\ n_1^* \end{bmatrix} \quad (3)$$

그리고 채널 행렬 H 와 H 허미션은 각각,

$$H = \begin{bmatrix} h_0 & -h_2 \\ h_3^* & h_1^* \end{bmatrix} \quad H^H = \begin{bmatrix} h_0^* & h_3 \\ -h_2^* & h_1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

이와 같이 되고, 각 양변을 H 허미션으로 곱하면, 다음과 같다.

$$H^H \begin{bmatrix} y_0 \\ y_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |h_0|^2 + |h_3|^2 & -h_0^* h_2 + h_3 h_1^* \\ -h_0 h_2^* + h_3^* h_1 & |h_1|^2 + |h_2|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1^* \end{bmatrix} + H^H \begin{bmatrix} n_0 \\ n_1^* \end{bmatrix} \quad (5)$$

위 식을 보면 알 수 있듯이, quasi static 채널을 가정하면, h0, h1 이 같고 h2, h3를 같다고 볼 수 있으므로, H^H*H 부분이 대각화가 되어서 단일 심볼 단위로 복호가 됨을 알 수 있다.[7] 이와 같은 복호 방식을 STBC-MMSE 라고 한다.

3.2 최대 우도 복호 방법

전 장에서 보았던 MMSE 방법으로는 전 장에서 제시했던 지연시간이 긴 경로를 지닌 채널에는 적합하지 않다. 인접 신호간의 상관성이 낮아져서 채널의 변화가 급격하기 때문이다. 이 경우에는 최대 우도 복호 방법 (ML)방법이 적합하다. ML방식은 $\|y - Hx\|^2$ 이 최소가 되는 x 심볼들의 쌍을 찾아내어 가장 가까운 거리에

있는 값을 취하는 것이다.

IV. BER 성능 결과

시뮬레이션에 사용한 시스템 파라미터들은 표 1.에 기술되어 있다. 각 파라미터들은 [1]를 참조하여 설정하였다. 그리고 2.2장에서 설정한 각 채널을 통과시킨 시스템 성능에 대한 BER 그래프는 그림 5, 6, 7을 통해 확인 할 수 있다.

표 1. 시뮬레이션 파라미터

FFT size	8K
Guard interval	1/32
Pilot pattern	PP8
Constellation	16QAM
Code rate	2/3
Channel decoding Iteration number	30

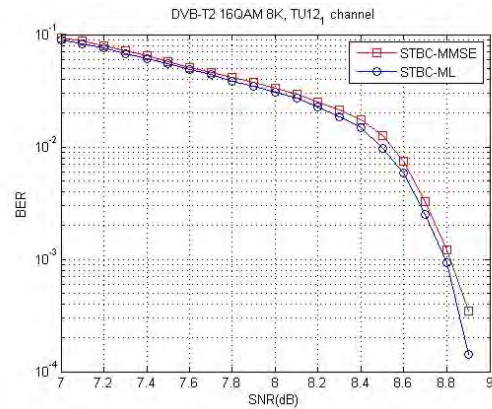


그림 5. TU12_1 채널에 대한 BER 그래프

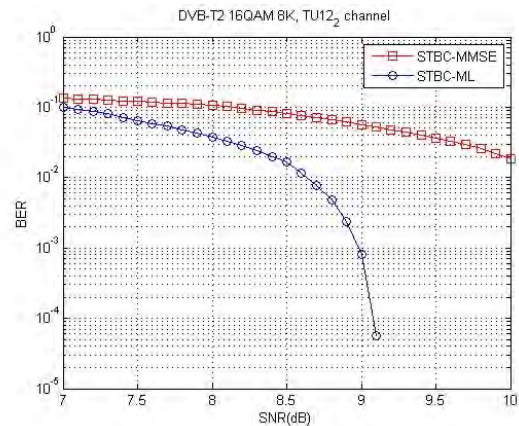


그림 6. TU12_2 채널에 대한 BER 그래프

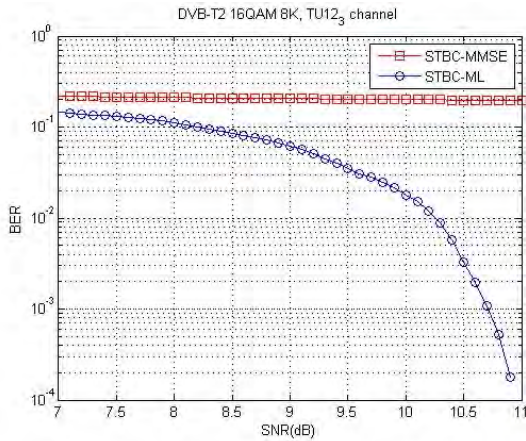


그림 7. TU12_3 채널에 대한 BER 그래프

위의 그래프는 각각 두 가지 방법의 복호방법을 적용한 BER 커브를 나타내었다. 빨간색 실선 부분이 앞서 3.1장에서 언급했던 인접신호에 곱해지는 채널 값이 비슷하다는 가정 하에 H 허미션을 곱하는 MMSE 방식을 나타내고, 파란색 실선이 신호 두 쌍을 ML 방식으로 복호화한 그래프를 나타낸다. 그림 3.에 있는 각 채널들의 시간지연정도를 살펴보면, TU_12_1 같은 경우는 시간지연이 크지 않은 다중경로이기 때문에 그림 5와 같이 두 가지 방식이 거의 비슷한 성능을 보인다. 하지만 그림 6, 7 같은 경우는 경로가 점점 멀어지기 때문에, 인접신호간의 채널 상관이 낮아지므로, MMSE 방법을 적용하게 되면 BER 감소에 도움이 되지 않는다는 것을 확인할 수 있다.

V. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 각각 경로가 다른 경우의 다중경로 페이딩 채널에 대한 DVB-T2 시스템의 성능을 분석해 보았다. 채널의 조건에 따라 STBC-MMSE 복호 방식은 단일 심볼 복호방법으로 간단하고 joint ML 과 비슷한 성능을 낼 수 있지만, 모든 채널의 경우에 적용을 할 수는 없다. 그러한 경우에는 신호 쌍의 모든 경우에 대해 ML 복호화방식을 택해야 하는데, 이는 성능을 높일 수 있지만 복잡도 측면에서 매우 비효율적인 면을 지니고 있다. 이러한 사실을 토대로 향후 연구방향에 대해서는 ML복호 성능을 따라가되 복잡도 측면을 줄일 수 있는 여러 방법들에 대하여 연구가 진행되어야 할 것이다.

참고문헌

- [1] ETSI EN 302 755, "Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system(DVB-T2)"
- [2] S.M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 16, no. 8, pp1451-1458, Oct. 1998
- [3] Digital Video Broadcasting(DVB); Implementation guidelines for a second generation digital terrestrial television broadcasting system(DVB-T2) , DVB Document A133, Feb. 2012.
- [4] R.Gallager, "Low-density parity-check codes", IRE Trans. Information Theory, pp.21-28, Jan. 1962.
- [5] H. Jin, "Irregular Repeat-Accumulate Codes," Second International Conference on Turbo Codes, Brest, France, 2000.
- [6] COST 207 Report, Digital land mobile radio communications, commission of European Communities, Directorate General, Telecommunications Information Industries and Innovation, Luxembourg, 1989.
- [7] Hamid Jafarkhani, "Space-Time Codes: theory and practice," Cambridge University Press 2005, pp. 1- 54, 126-150.

시간 선택적 페이딩 환경에서 회전된 준직교 시공간 블록 부호의 성능 분석

문승현, *이호경
홍익대학교 공과대학 전자정보통신공학과
e-mail : msh0107@hotmail.com, hklee@hongik.ac.kr

Performance analysis of rotated quasi-orthogonal space time block code
with time selective fading channel

Seung-hyun Moon, *Ho-kyung Lee
School of Electronics and Engineering
Hongik University

Abstract

We study the performance of QO-STBC with constellation rotation over time selective channel. In case of Quasi-static channel, Double symbol decoding which reduces decoding complexity is effective. However in time selective channel, Double symbol decoding is not optimum decoding. Simulation result shows that BER increase as the time correlation goes low.

I. 서론

다중 안테나를 사용한 통신 방식에서 전송 다이버시티 이득을 얻기 위하여 사용되는 시공간 블록 부호(Space time block code)는 채널 페이딩 환경에서 효과적인 방법이다. Alamotui는 시공간 블록 부호가 최대 전송률과 최대 다이버시티를 가지는 부호를 제안하였다[1].

그러나 송신 안테나를 두 개 이상 사용할 때에는 최대 전송률과 최대 다이버시티를 만족시키지 못하게 된다. 이에 Jafarkhani가 준직교 시공간 부호(Quasi-orthogonal space time block code)를 제안하게 된다[3]. 이는 네 symbol의 두 column을 orthogonal하게 디자인함으로써 두 신호 쌍에 대해서 ML(Maximum likelihood) decoding을 할 수 있게 된다. 따라서 전체 신호 쌍에 대하여 ML decoding을 하는 것 보다 decoding이 간단하다 이를 Double symbol decoding이라 한다. 그러나 QO-STBC는 최대 전송률은 만족하지만 최대 다이버시티는 만족하지 못하게 된다. 이에 신호 성좌를 회전함으로써 최대 다이버시티를 얻는 방법이 제안되었다[4].

회전된 신호 성좌를 이용한 준 직교 시공간 부호는 최대 전송률과 최대 다이버시티를 만족하고(full rate-full diversity:FDFR) 두 신호 쌍에 대해서만 ML decoding을 하는 것이 가능하다. 이러한 특성을 유지하기 위해서는 최소한 디자인한 시공간 부호의 블록 안에서는 채널의 시간적 변화가 없어야 한다는 가정이 필요하다. 그러나 이러한 가정은 채널이 비교적 빨리 변하는 실제적인 이동 수신 환경에는 적합하지 않다. 따라서 채널 변화가 빠른 상황에서의 해석이 더 실제적일 것이다. 본 논문에서는 2장에서 준직교 시공간 블록 부호와 회전된 준직교 시공간 블록 부호(Rotated-Quasi orthogonal space time block code)에

※ 이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 20120007622)

대하여 기술하고, 옥외에서 자주 쓰이는 시간 선택적 채널 모델인 1차 마르코프 채널 모델을 이용하여 Rotated-QOSTBC의 성능을 분석한다. 3장에서는 시뮬레이션을 통하여 결과를 확인하고 분석한 후 결론을 내린다.

II. Rotated QO-STBC 에 대한 Markov channel model 적용

본 절에서는 QO-STBC에 대하여 설명하고, QO-STBC가 최대 다이버시티를 얻지 못하는 이유와 이를 개선하기 위하여 신호 성좌를 회전시킴으로써 최대 전송율과 최대 다이버시티를 얻을 수 있는 QO-STBC에 대하여 설명한다. 그리고 Rotated QO-STBC를 Markov channel 에 적용하여 설명하겠다.

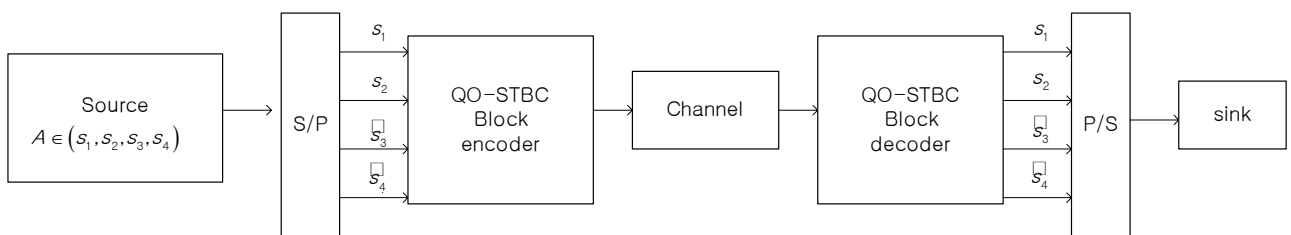
네 개의 송신 안테나와 하나의 수신 안테나를 사용한 Rotated QO-STBC에 대한 블록도를 그림 (1)에 나타내었다.

네 개의 송신 안테나에 각 신호를 전송하기 위하여 직/병렬 변환을 거친 후 constellation point s_1, s_2, s_3, s_4 를 선택하여 s_3 와 s_4 에 대하여 신호 성좌를 회전시킨다. 그리고 QO-STBC의 generator matrix를 이용하여 인코딩 한다. 전송된 신호가 채널을 통과한 후 수신단에 도달하게 되면 추정된 채널 이득값과 수신 신호에 대한 정보를 바탕으로 ML decoding을 수행하게 된다. 그 후 병/직렬 변환기를 통하여 송신 신호의 추정값을 얻을 수 있게 된다.

QO-STBC의 encoding 과정에서는 Jafarkhani가 제안한 generator matrix를 이용한다. 이는 Alamouti code[1]에 대한 표현을 확장시킴으로서 구할 수 있다. Alamouti code에 대한 표현은 식(1)과 같다.

$$C(s_1, s_2) = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2 & s_1 \end{pmatrix} \quad (1)$$

식(1)을 이용하면 QO-STBC 대한 표현이 가능하다. 이는 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.



그림(1) Block diagram of Rotated QO-STBC

$$C_{\text{qo-stbc}} = \begin{pmatrix} C(s_1, s_2) & C(s_3, s_4) \\ -C^*(s_3, s_4) & C^*(s_1, s_2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 \\ -s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \end{pmatrix} \quad (2)$$

식 (2)의 i 번째 column을 j 로 정의하면, 식(3)과 같은 관계를 얻는다.

$$\langle P_1, P_2 \rangle = \langle P_1, P_3 \rangle = \langle P_2, P_4 \rangle = \langle P_3, P_4 \rangle = 0 \quad (3)$$

식 (3)에서, $\langle P_i, P_j \rangle$ 는 i 번째 column과 j 번째 column의 inner product를 의미한다. P_1 과 P_2 가 생성하는 subspace와, P_2 와 P_3 가 생성하는 subspace가 서로 직교하므로, (s_1, s_4) 의 신호쌍과 (s_2, s_3) 의 신호쌍에 대하여 따로 decoding을 할 수 있게 된다.

다음으로 QO-STBC의 에러 확률을 통해 diversity order를 구한다. QO-STBC의 에러 확률은 임의의 코드 C 를 전송했을 때 \hat{C} 으로 잘못 추정될 확률인 Pairwise error probability(PEP)를 구한 후 \hat{C} 이 가질 수 있는 모든 코드의 종류에 대한 에러 확률을 합친 후 이를 Union bound로 정하여 구하게 된다. 일반적인 STBC에 대한 PEP는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P(C \rightarrow \hat{C}) = E \left\{ Q \left[\sqrt{\frac{\gamma}{2}} \| (\hat{C} - C) \cdot H \|_F \right] \right\} \quad (4)$$

식(4)는 코드 C 를 \hat{C} 으로 잘못 판단할 에러확률이다. F 는 frobenius norm을, H 는 채널, γ 는 SNR을 의미한다. PEP를 구하기 위해서는 식(4)의 Q-function 안의 수

$$\| (\hat{C} - C) \cdot H \|_F^2 = [(\hat{C} - C) \cdot H]^H [(\hat{C} - C) \cdot H]$$

을 구해야 하는데, $(\hat{C} - C)^H (\hat{C} - C)$ 을 singular value decomposition(SVD) 했을 때 나오는 singular value들의 개수가 diversity order를 결정한다[3]. 전송된 코드의 diversity order를 구하기 위해서

$\det[(\hat{C}-C)^H(\hat{C}-C)]$ 의 값을 구하게 되면 QPSK나 QAM같은 rectangular design에서 전송하였을 때에는 singular matrix가 되므로 0을 갖게 된다. 따라서 QO-STBC는 full rate는 만족하지만full diversity를 얻지 못하게 된다.

또한 singular value의 개수는 $(\hat{C}-C)^H(\hat{C}-C)$ 의 rank와 같으므로 QO-STBC에서의 diversity order는 2를 가지게 된다.

Full diversity를 얻기 위해서는 신호 성좌를 회전하여 $(\hat{C}-C)^H(\hat{C}-C)$ 의 rank를 full로 만들어야 하는데, $S = (s_1, s_2, s_3, s_4)$ 에서 $\tilde{s}_3 = e^{j\theta} s_3$, $\tilde{s}_4 = e^{j\theta} s_4$ 로 회전 시킴으로서 $(\hat{C}-C)^H(\hat{C}-C)$ 의 rank는 어떤 code difference matrix에 대해서도 full이 된다.

신호 성좌의 회전 각도에 따라서 얻어지는 coding gain은 달라지게 된다[4]. 이는 QPSK 방식으로 전송하였을 때 $\theta = \frac{\pi}{4}$ 일 때 최대의 coding gain을 얻게 된다.

이 때 PEP는 식(4)와 같지만, eigenvalue의 값이 달라지므로 CGD가 증가하여 SNR에 따른 PEP 값은 더 낮아지게 된다.

서론에 언급한 것과 같이, 채널이 block 안에서 일정하지 않고 각 심볼 간의 채널 상관에 따라서 값이 변하는 채널에 대한 분석이 사료된다. 이에 1차 마르코프 모델을 이용하여 채널을 분석하도록 하겠다.

1차 마르코프 모델의 모델은 식(5)와 같다[5].

$$h_i(n) = \alpha h_i(n-1) + g_i(n) \tag{5}$$

식(5)에서 α 는 channel offset factor로써 값이 1에 가까울수록 심볼 시간끼리 채널간의 상관성이 높고, 0에 가까울수록 독립적으로 변한다. $h_i(n)$ 은 n 시간 대의 분포를 가진다. $g_i(n)$ 은 평균이 0, 분산이 σ^2 인 가우시안 분포를 가진다. $g_i(n)$ 의 분포는 항상 식(6)의 관계를 만족시킨다.

$$\alpha^2 + \sigma^2 = 1 \tag{6}$$

이에 대한 수신 벡터에 대한 등가 채널 표현은 식(7)과 같다[6].

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{bmatrix} = H \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix} \tag{7}$$

식(7)에서 채널은 식(8)~(9)와 같다.

$$H = \begin{bmatrix} h_{12}(1) & h_{34}(1) \\ h_{34}^*(3) & -h_{12}^*(3) \end{bmatrix} \tag{8}$$

$$h_{ij}(n) = \begin{bmatrix} h_i(n) & h_j(n) \\ h_j^*(n+1) & -h_i^*(n+1) \end{bmatrix} \tag{9}$$

식(9)에 양변에 H^H 을 곱하게 되면 준정지 페이딩 채널에서는 diagonal 성분과 anti-diagonal 성분만이 존재하게 되어 Double symbol decoding이 가능하다. 하지만 심볼 시간마다 채널이 변하는 상황에서는 diagonal 성분과 anti-diagonal 성분 외의 다른 성분도 존재하기 때문에 Double symbol decoding을 했을 때 심볼간의 간섭이 존재하므로 성능이 감소할 것이다.

III. 시뮬레이션 결과

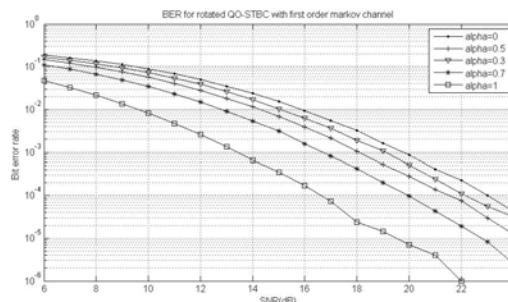


그림2. Offset factor가 각각 다른 값을 가지는 First order markov channel을 겪은 QPSK 방식으로 전송한 Rotated-QOSTBC

앞서 설명한 이론을 바탕으로 송신 안테나 4개와 수신 안테나가 하나인 상황에서 QPSK 방식으로 전송한 Rotated-QOSTBC가 first markov channel을 겪었을 때에 Offset factor α 의 변화에 따른 성능을 나타내었다. $\alpha = 1$ 일 때는 channel을 준정지 페이딩 채널로써 취급할 수 있고, $\alpha = 0$ 일 때는 각각이 독립적인 채널로써 취급할 수 있게 된다. α 의 값이 1에 근접함에 따라서 채널 이득값 간의 time correlation이 커지기 때문에 준정지 페이딩 채널에 가까운 특성을 보이게 되

고, 반대로 0에 가까워질수록 채널 이득값 간의 time correlation이 작게 된다. Time correlation이 작을 때 준정지 페이딩 채널에서 사용하였던 decoding 방식을 적용하였을 때 시뮬레이션의 BER 또한 매우 나빠지는 것을 보였다.

IV. 결론

Rotated QO-STBC는 준정지 페이딩 채널에서 FRFD를 가지고 Double symbol decoding 이 가능한 코드이다. 하지만 time correlation이 존재하는 채널에서는 diagonal 성분과 anti-diagonal 성분 외에 다른 성분이 존재하여 심볼간의 간섭을 야기한다. 따라서, Double symbol decoding을 사용할 경우에는 원래의 가정인 준정지 페이딩 채널이 아니기 때문에 성능이 저하된다. 따라서 이와 같은 채널 환경에서 BER 개선을 위한 추가적인 방안이 필요하다.

참고문헌

- [1] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 16, pp. 1451-1458, Oct.1998.
- [2] N. Sharma and C. B. Papadias, "Improved quasi orthogonal codes through constellation rotation," IEEE Trans. Commun., vol. 51, no. 3, pp. 332-335, Mar.2003.
- [3] Hamid Jafarkhani, "Space-Time Codes: theory and practice," Cambridge University Press 2005, pp. 1- 54, 126-150
- [4] "Signal Constellations for Quasi-Orthogonal Space - Time Block Codes With Full Diversity", Weifeng Su and Xiang-Gen Xia IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, VOL. 50, NO. 10, OCTOBER 2004
- [5] T. A. Tran and A. B. Sesay, "A generalized simplified ML decoder of orthogonal space-time block code for wireless communications over time selective fading channels," in Proc. Of IEEE VTC, vol.3, pp.1911-1915, Sep.2002
- [6] Signal Detection for Non-Orthogonal Space-Time Block Coding Over Time-Selective Fading Channels F.-C. Zheng and A. G. Burr

QPSK Modulation을 사용한 4-state STTC의 Markov 레일리 페이딩 채널 환경에서의 모의실험

이하주, *이호경
홍익대학교 전자정보통신공학부
e-mail : grimmirtho@naver.com, hklee@hongik.ac.kr

Computer Simulation of STTC with QPSK Modulation on Markov Rayleigh Fading Channel

Ha-Joo Lee and *Ho-Kyoung Lee
School of Electronic, Information and Communication Engineering
Hongik University

Abstract

We study space-time trellis codes (STTC) with two transmit antennas. We consider quasi-static fading, fast fading, and time-correlated fading channels. We explain STTC system and study the design criterion for STTC in terms of diversity gain and coding gain. We perform simulation for 4-state STTC with QPSK modulation on above mentioned channels.

I. 서론

이동통신에서 멀티미디어 정보를 제공하기 위해서는 안정적이고, 고속의 데이터 전송률을 갖는 통신 방식이 필요하며, 이는 기존의 방식을 벗어나 이동통신 채널에 더욱 적합한 통신 방식의 등장을 야기하였다. 그 중에서 여러 개의 송신 안테나를 사용하는 시공간부호는 송신단에서의 안테나 증가로 다이버시티

(Diversity)를 얻을 수 있는 유용한 방법이다[1]. 이러한 시공간 부호는 크게 시공간 블록 부호 (Space-Time Block Codes; STBC)와 시공간 격자 부호 (Space-Time Trellis Codes; STTC)로 나뉜다.

STBC는 Alamouti가 제안한 Alamouti code가 대표적이다[2]. STBC는 full diversity를 제공하지만 낮은 부호화 이득을 가진다. 따라서 STBC는 일종의 다중 송신 안테나에서의 변조 기법이라고 볼 수 있다. 반면에 STTC는 full diversity를 얻을 수 있으면서 동시에 높은 부호화 이득을 제공하는 유용한 기법이다[3].

첫 번째 rate 1, 그리고 최대 다이버시티를 갖는 STTC는 [4]에 소개된 지연 다이버시티(delay diversity) 방식이다. 이후, 일반적인 STTC는 Tarokh 등에 의해 소개되었고, 같은 논문에서 준정지 페이딩 채널(quasi-static fading channel)과 빠른 페이딩 채널(fast fading channel)에 대한 시공간 부호의 설계 기준을 제시하였다[1]. 한편, STTC의 부호화 과정은 격자 구조(Trellis structure)와 각 가지(branch)의 가지값(branch metric)으로 표현되는 방법 이외에도 생성 행렬(Generating Matrix)을 사용하여 나타낼 수 있다[3, 5]. 그러나 Tarokh의 논문에서 제시되었던 두 가지 채널 모델은 심볼 시간간의 채널 이득값(Channel gain)이 서로 완전히 상관(fully correlated)되어 있거나, 상관이 없다(uncorrelated)고 가정하였다. 따라서 시간 상관계수(time-correlation coefficient)가 0과 1 사이의 값

* 이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 20120007622)

을 가질 경우에 대한 성능 평가가 필요하다.

본 논문에서는 QPSK Modulation을 사용한 4-state의 STTC를 사용하여 한 프레임동안 quasi-static 채널일 경우, fast fading 채널일 경우, 그리고 채널 이득 값간에 서로 시간 상관성이 있는 경우에 대하여 모의실험을 통해 성능을 비교해본다. 결과적으로 채널 추정이 완벽해도 약간의 시간 상관성이 있는 채널은 fast fading 채널에서의 성능과 거의 근접하여 quasi-static 채널의 경우보다 성능이 저하된다. 이때의 채널 모델은 1차 마르코프(Marcov) 채널 모델을 사용하였다.

II. 시스템 모델

2.1 STTC 통신 시스템

레이리 페이딩 채널에서의 N_t 개의 송신 안테나와 N_r 개의 수신 안테나로 구성된 STTC의 전체적인 시스템 모델이 그림 1에 나타나 있다. 정보원에서 나온 정보열이 직렬 변환기(S/P)를 통해 병렬화되어 STTC 부호기에 들어간다. 부호기에서 격자 부호화 과정을 거친 뒤에 정해진 M 진 변조 방식으로 심볼을 할당해 주고 보낸다. 송신 신호는 각 송신 안테나에서 동시에 전파된다. 수신단에서는 각각의 수신 안테나에서 받은 수신 신호와 채널 추정 정보를 바탕으로 결합 최대 우도 검출기(Joint Maximum Likelihood Detector)에서 최적의 추정신호집합을 찾아낸다. 그 뒤에 비터비 복호기(Viterbi decoder)로 복호된 신호를 다시 병렬 변환기를 통과시켜 원래의 정보열의 추정값을 얻게 된다.

t 시간에서 j 번째 수신 안테나로 받은 수신 신호는 식 (1)과 같이 표현된다.

$$r_{t,j} = \sum_{i=1}^{N_t} h_{i,j}^t c_{t,i} + \eta_{t,j} \quad (1)$$

여기서 가산적 백색 가우시안 잡음(AWGN) $\eta_{t,j}$ 는 평균이 0이고 차원당 분산이 $N_0/2$ 인 복소 가우시안 확률 변수이며, 채널 이득값 $h_{i,j}^t$ 는 평균이 0이고 차원당 분산이 0.5인 복소 가우시안 확률 변수가 된다. $\eta_{t,j}$ 와 $h_{i,j}^t$ 는 각각 시간과 안테나 위치에 상관없이 독립적이

고 동일한 분포를 갖는다고 가정한다. $h_{i,j}^t$ 는 한 프레임 안에서는 $h_{i,j}^t$ 값이 일정하게 유지되는 quasi-static 채널로 생각한다.

수신기에서는 채널 추정을 정확하게 한다고 가정하였다. 수신기의 각 수신 안테나는 각 송신 안테나에서 전파된 송신 신호들과 각 채널 이득값의 곱의 합인 신호를 수신하게 된다.

2.2 시공간 부호의 설계기준

송신 안테나가 N_t 개, 수신 안테나가 N_r 개인 상황에서 T 시간동안 전송되는 신호를 식 2와 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{r} = \mathbf{C}^t \mathbf{H}^t + \mathbf{N} \quad (2)$$

여기서 각각은

$$\mathbf{C}^t = \begin{pmatrix} C_{1,1}^t & C_{1,2}^t & \dots & C_{1,N_t}^t \\ C_{2,1}^t & C_{2,2}^t & \dots & C_{2,N_t}^t \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{T,1}^t & C_{T,2}^t & \dots & C_{T,N_t}^t \end{pmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{H}^t = \begin{pmatrix} h_{1,1}^t & h_{1,2}^t & \dots & h_{1,N_r}^t \\ h_{2,1}^t & h_{2,2}^t & \dots & h_{2,N_r}^t \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_t,1}^t & h_{N_t,2}^t & \dots & h_{N_t,N_r}^t \end{pmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{N} = \begin{pmatrix} \eta_{1,1} & \eta_{1,2} & \dots & \eta_{1,N_r} \\ \eta_{2,1} & \eta_{2,2} & \dots & \eta_{2,N_r} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \eta_{T,1} & \eta_{T,2} & \dots & \eta_{T,N_r} \end{pmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{r} = \begin{pmatrix} r_{1,1} & r_{1,2} & \dots & r_{1,N_r} \\ r_{2,1} & r_{2,2} & \dots & r_{2,N_r} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{T,1} & r_{T,2} & \dots & r_{T,N_r} \end{pmatrix} \quad (6)$$

으로 정의된다[3]. t 번째 심볼 시간에 i 번째 송신 안테나에서 전송되는 신호 $C_{t,i}$ 에 t 시간의 i 번째 송신 안테나와 j 번째 수신 안테나 사이의 채널 이득 $h_{i,j}^t$ 이 곱해지고, j 번째 수신 안테나의 t 번째 심볼 시간에서 발생하는 AWGN $\eta_{t,j}$ 이 더해진 신호가 $r_{t,j}$ 가 된다. 여기서 $h_{i,j}^t$ 는 평균이 0, 분산이 차원당 0.5인 복소 가우시안 분포를, $\eta_{t,j}$ 는 평균이 0, 분산이 차원당 $N_0/2$ 인 복소 가우시안 분포이다. 계산의 편의를 위해 채널 이득

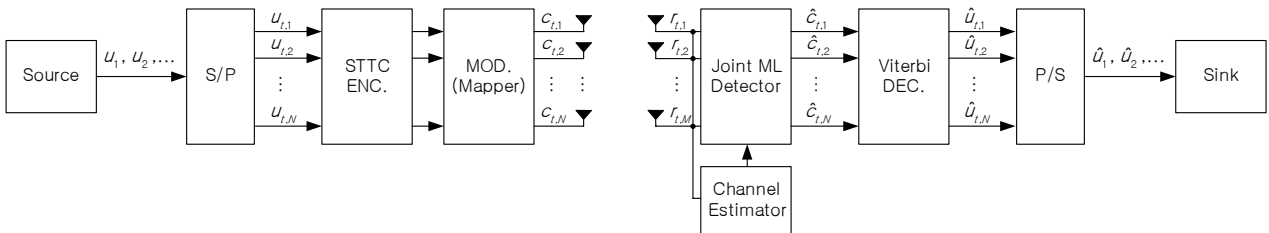


그림 1. N_t 개의 송신 안테나, N_r 개의 수신 안테나를 갖는 STTC 시스템 모델

이 t 시간마다 변하지 않는 quasi-static 채널로 가정한다. 이러한 시공간 부호에서 오류율을 계산하기 위해서 부호쌍 오류확률(pairwise error probability)을 구하여, \mathcal{C}^1 에 대한 가능한 모든 부호쌍 오류 확률의 합이 \mathcal{C}^2 을 전송하였을 때의 오류 확률의 상한값이 된다. 따라서 부호쌍 오류율 $P(\mathcal{C}^1 \rightarrow \mathcal{C}^2)$ 을 설계 기준으로 잡는다. 최종적으로 높은 SNR값에서 부호쌍 오류율의 상한값은 식 (7)로 나타나게 된다.

$$P(\mathcal{C}^1 \rightarrow \mathcal{C}^2) \leq \frac{4^{rN_r}}{\left(\prod_{k=1}^r \lambda_k\right)^{N_r} \gamma^{rN_r}} \quad (7)$$

여기서 γ 는 SNR값, r 은 $A(\mathcal{C}^1, \mathcal{C}^2)$ 행렬의 랭크값이며

$$A(\mathcal{C}^1, \mathcal{C}^2) = D(\mathcal{C}^1, \mathcal{C}^2)^H D(\mathcal{C}^1, \mathcal{C}^2) = (\mathcal{C}^2 - \mathcal{C}^1)^H (\mathcal{C}^2 - \mathcal{C}^1) \quad (8)$$

이 된다. 여기서, $D(\mathcal{C}^1, \mathcal{C}^2)$ 는 부호 차이 행렬(Code Difference Matrix)로써 두 부호 행렬간의 차이를 나타낸다. $\prod_{k=1}^r \lambda_k$ 는 부호 이득(혹은 부호 이득 거리, Coding Gain Distance)이며, $\det(A(\mathcal{C}^1, \mathcal{C}^2))$ 와 같다. 또한, rN_r 은 다이버시티 이득이 된다. 따라서 주어진 시공간 부호에서 성능을 최대로 한다는 것은 다이버시티 이득과 부호 이득값을 최대로 한다는 것을 의미한다[3]. 그리고 각각을 랭크 기준, 행렬식 기준이라고 한다.

송신 안테나가 2개인 STTC 시스템에서 최대 다이버시티를 얻기 위해서는 다음의 두 가지 조건이 필요하다[1].

- 같은 상태에서부터 갈라져 나온 가지는 두 번째 심볼 값이 달라야 한다.
- 같은 상태로 천이(transition)하는 가지는 첫 번째 심볼값이 달라야 한다.

이는 본 논문에서 사용할 QPSK modulation을 사용한 4-state STTC의 측면에서 볼 때, 같은 상태에서 갈라져 나온 경우에는 서로 다른 상태(서로 다른 두 번째 심볼)로 천이되어야 하며, 같은 상태로 천이되는 두 가지는 서로 다른 상태(서로 다른 첫 번째 심볼)로부터 왔어야 한다는 조건과 같다. 이 경우에 모든 가능한 부호 차이 행렬의 랭크값이 최소 2 이상이기 때문에 다이버시티 이득이 2가 되며, 따라서 최대 다이버시티 이득을 갖게 된다. 부호 이득은 모든 가능한 경로 중에서 최소 부호 이득값을 기준으로 삼을 수 있다. 따라서 이 경우에 최소 부호 이득값은 상태 0에서 출발하여 중간 상태 하나를 거쳐 상태 0으로 다시 수렴하는 경우를 가정하면 그림 2에서 나타난 0→0→0의 경로와 0→1→0의 경로에 대하여 식 (8)의 행렬식 값을 구

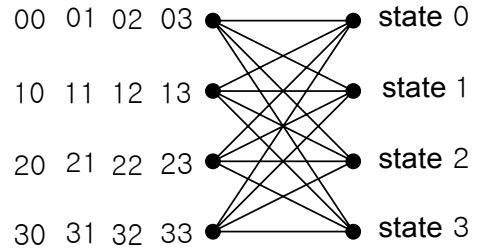


그림 2. 4-상태 QPSK의 STTC 격자 구조

해보면 알 수 있다.

$$\det(A(\mathcal{C}^1, \mathcal{C}^2)) = \det\left(A\left(\begin{bmatrix} 1+j & 1+j \\ 1+j & 1+j \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1+j & 1-j \\ 1-j & 1+j \end{bmatrix}\right)\right) = 4 \quad (9)$$

계산된 최소 부호 이득은 식 (9)와 같다. 여기서 사용된 심볼값은 QPSK의 심볼값이다.

2.3 STTC 부호화 과정

그림 2는 QPSK modulation을 사용한 4-state STTC중 하나의 격자 구조를 나타내고 있다. 각 상태로의 천이에서 나오는 가지값은 그림 2의 좌측에 표시된 값이 된다. 예를 들어, 상태 1에서 상태 2로의 천이시 나오는 가지값은 12가 되고, 상태 0에서 상태 3으로의 천이시 나오는 가지값은 03이 된다. 현재 들어온 입력 비트와 이전에 들어온 입력 비트들의 조합으로 가지값이 결정되며 다음과 같은 생성 행렬을 통한 부호화 표현이 가능하다.

$$\begin{aligned} \mathcal{C} &= \text{mod}(\mathbf{u}\mathbf{G}, 2^b) \\ &= \text{mod}\left[\begin{bmatrix} u_{t,1} & u_{t,2} & u_{t-1,1} & u_{t-1,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 02 \\ 01 \\ 20 \\ 10 \end{bmatrix}, 2^b\right] \\ &= [C_{t,1} \ C_{t,2}] \end{aligned} \quad (10)$$

과거의 입력 비트인 $u_{t-1,1}, u_{t-1,2}$ 와 현재 입력 비트인 $u_{t,1}, u_{t,2}$ 로 구성된 입력 비트 벡터 \mathbf{u} 와 생성행렬 \mathbf{G} 의 행렬곱을 신호성좌 개수인 2^b 개로 modulo 연산을 하여 가지값 \mathcal{C} 를 생성한다. 가지값은 각각 첫 번째 송신 안테나와 두 번째 송신 안테나로 전송될 부호가 된다.

2.4 1차 Markov 채널 모델

t 시간에서의 채널 이득값 $h_{i,j}^t$ 와 그 다음 시간에서의 채널 이득값 $h_{i,j}^{t+1}$ 사이의 관계식은 식 (11)과 같다.

$$h_{i,j}^{t+1} = \rho h_{i,j}^t + \sqrt{1-\rho^2} \alpha \quad (11)$$

여기서 α 는 평균이 0이고 분산이 차원당 0.5인 복소 가우시안 분포이며, ρ 는 $h_{i,j}^t$ 와 $h_{i,j}^{t+1}$ 간의 상관 계수에 상응하는 값이라고 볼 수 있다. $h_{i,j}^{t+1}$ 의 통계적 특성을 파악해보기 위해 1차 모멘트와 2차 중심 모멘트 및 상관을 계산해보면

$$\begin{aligned}
 E[h_{i,j}^{t+1}] &= E[\rho h_{i,j}^t + \sqrt{1-\rho^2} \alpha] \\
 &= \rho E[h_{i,j}^t] + \sqrt{1-\rho^2} E[\alpha] \\
 &= 0
 \end{aligned}
 \tag{12}$$

$$\begin{aligned}
 \text{Var}[h_{i,j}^{t+1}] &= E[h_{i,j}^{t+1}{}^2] \\
 &= E[(\rho h_{i,j}^t + \sqrt{1-\rho^2} \alpha)(\rho h_{i,j}^t + \sqrt{1-\rho^2} \alpha)^*] \\
 &= \rho^2 E[h_{i,j}^t{}^2] + (1-\rho^2) E[\alpha^2] \\
 &= 1
 \end{aligned}
 \tag{13}$$

$$\begin{aligned}
 E[h_{i,j}^t h_{i,j}^{t+1}] &= E[h_{i,j}^t (\rho h_{i,j}^t + \sqrt{1-\rho^2} \alpha)] \\
 &= \rho E[h_{i,j}^t{}^2] + \sqrt{1-\rho^2} E[h_{i,j}^t \alpha] \\
 &= \rho
 \end{aligned}
 \tag{14}$$

식 (12), (13), 그리고 (14)와 같은 것을 알 수 있다. 즉, 다음 심볼 시간의 채널 이득값의 통계적 특성이 이전 시간의 채널 이득값의 통계적 특성에서 변하지 않으나 시간적인 상관성을 제공한다는 것을 알 수 있다.

III. 모의실험 및 결과

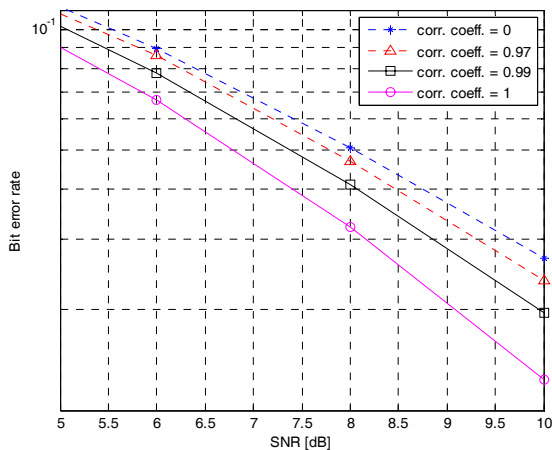


그림 3. 각 시간 상관 계수 채널에 대한 QPSK modulation을 이용한 4-state STTC의 비트오류율

송신 안테나가 2개, 수신 안테나가 2개인 상태에서 QPSK를 사용한 4-state STTC에 대한 모의실험을 수행하였다. 채널의 시간 상관 계수값은 quasi-static 채널인 1부터 0.99, 0.97, 그리고 fast fading 채널인 0까지 비교하였다. 한 프레임 길이는 130이고 SNR값은 0dB부터 10dB까지 지정하였다. 직관적인 비교를 위해 그래프의 5dB부터 10dB 구간을 확대하여 그림 3에 나타내었다. 그래프를 보면 채널 상관 계수값이 작아질수록 안좋은 성능을 보인다는 것을 알 수 있다. 특히 계수값이 1에서 약간만 낮아지더라도 fast fading 채널과 거의 같은 성능을 보인다. 이는 quasi-static 채널을 가정하고 설계한 부호이기 때문에 시간 상관이 존재하는 채널에서 성능이 저하된다고 볼 수 있다.

IV. 결론

STTC는 다수의 송신 안테나에 TCM(Trellis Coded Modulation) 기법을 결합하여 시간과 공간상에 정보의 redundancy를 두는 부호이다. 잘 설계된 STTC는 다이버시티 이득과 부호 이득을 동시에 얻을 수 있는 훌륭한 부호이다. 그러나 기존의 논문들에서는 quasi-static fading 채널이나 fast fading 채널에서의 성능 분석만 있고 채널 이득의 시간적 연관성을 고려하지 않았다. 이에 본 논문은 1차 Markov 채널 모델을 이용하여 현재의 채널 이득이 바로 전 시간의 채널 이득과 ρ 의 상관관계가 있는 채널에서의 QPSK modulation을 사용한 4-state STTC에 대하여 모의실험을 하였다. 그 결과, 약간이라도 상관성이 줄어든다면 비트 오류율이 fast fading 채널에서의 성능에 빠르게 근접한다는 것을 관찰할 수 있었다. 이는 부호기 설계시에 quasi-static 채널을 가정했기 때문에 생긴 성능의 손실이라고 할 수 있다. 이에 따라 채널 이득의 시간적 연관성이 존재하는 채널에서의 STTC의 성능 향상을 위한 추가적인 조치의 필요성을 확인하였다. 또한 복잡도가 높은 복호의 성능 개선도 해결해야 할 문제이기도 하다.

참고문헌

- [1] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction," IEEE Trans. Information Theory, Vol. 44, No. 2, pp. 744-765, Mar., 1998.
- [2] Alamouti, S. M. A simple transmitter diversity scheme for wireless communications. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 16(8): Oct. 1998, 1451-8.
- [3] Hamid Jafarkhani, "Space-Time Codes: theory and practice," Cambridge University Press 2005, pp. 1- 54, 126-150.
- [4] Wittneben, A. A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for inear digital modulation. IEEE International Confefence on Communications (ICC), 3: May 1993, 1630-4.
- [5] Rana, S.K.M., Alam, S.M.S., Fatema, K.J., "Code construction and performance evaluation of Space Time Trellis Code (STTC) over Rayleigh fading channel" Computer and Information Technology (ICCIT), 2011 14th International Conference on

스마트폰 사용자의 이용행태 변화 분석 및 시장 활성화 방향

*박종현, *김문구
*한국전자통신연구원

e-mail : stephanos@etri.re.kr, mkkim@etri.re.kr

Usage patterns and Market development of Smartphone

*JongHyun Park, *MoonKoo Kim

*Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

2000년대 후반 스마트폰의 등장과 급속한 시장 확산은 스마트 IT를 개화하고 다른 영역으로 빠르게 확대시키는 계기가 되었다. 이에 본고에서는 스마트폰 이용자를 대상으로 스마트폰 이용행태를 분석하고 국내 스마트폰 시장 확산을 위한 시장개발 방향을 제시하고자 한다.

I. 서론

2000년대 후반 스마트폰의 등장과 급속한 시장 확산은 스마트 IT를 개화하고 다른 영역으로 빠르게 확대시키는 계기가 되었다. 아이폰이 점화시킨 스마트 IT 빅뱅은 우리의 일상생활에서부터 글로벌 산업경제에 이르기까지 혁신적인 변화를 창출하고 있으며 이를 더욱 가속화시킬 것으로 전망된다[1], [2]. 2013년 4월 기준 국내 스마트폰 가입자 수는 약 3,500만 명을 넘어섰으며 이는 스마트폰 도입 초기인 2009년 11월 기준 47만 명에 비해 무려 74배가 증가한 것으로 스마트폰 시장이 빠르게 확산되고 있다. 스마트폰이 일상생활의 일부분으로 인식되어짐에 따라 스마트폰 이용자를 대상으로 이용행태에 대한 파악과 이를 통한 시사점 도출이 요구된다.

이에 본고에서는 국내 스마트폰 시장에 대한 일반인 조사 결과를 바탕으로 스마트폰 이용자 행태 변화를 분석하고 시장 활성화를 위한 시장개발 방향을 제시하고자 한다.

II. 스마트폰 이용행태

2.1 조사 개요

한국전자통신연구원 기술전략연구본부 지식서비스정책연구팀에서는 2012년도 하반기에 전국 주요 도시에 거주하는 17세 이상 49세 이하의 스마트폰을 이용하는 일반인 1,000명을 대상으로 전문 리서치 기관에 의뢰하여 구조화된 설문지를 바탕으로 일대일 대면면접을 통해 시장조사를 수행하였다[1],[6].

또한 이전 스마트폰 사용자와의 이용행태 변화 파악을 위해 2010년, 2011년 시장조사와의 비교 분석을 하였다[3],[4],[5].

2.2 스마트폰 이용행태 변화 비교

2012년 조사결과에 의하면, 스마트폰을 처음 이용한 시기는 '1년~2년 미만'이 37.2%로 가장 높게 나타났으며, 이용자의 대다수(87.2%)가 2년 미만으로 나타났다. 이는 2010년 하반기 조사결과에 의하면 2010년 처음 이용한 것이 82.4%로 나타난 것

과 연결되며, 스마트폰 이용자는 대략 2년 이내 (2010년~2011년) 스마트폰을 처음으로 접함으로써 스마트폰이 활성화된 시점과 일치하는 것으로 조사되었다.

스마트폰을 처음 이용한 동기로는 주로 다양한 응용소프트웨어 및 수시로 인터넷을 이용하기 위해 스마트폰 이용을 시작한 것으로 나타났다. 2010년 조사에서는 ‘수시로 인터넷을 이용하고 싶어서’, ‘새로운 서비스나 기술에 대한 호기심 때문에’가 주요 이용 동기였으나, 2012년에는 ‘다양한 소프트웨어를 이용하고 싶어서’ 외에 ‘고기능/고성능의 단말기를 이용하고 싶어서’가 주된 핵심요인으로 부상하였다.



(그림 1) 스마트폰 처음 이용 동기

스마트폰 선택시 주로 ‘디자인’, ‘단말 크기’, ‘화질’ 및 ‘단말기 가격’을 고려한 것으로 나타났으며, 특히 ‘디자인’에 대한 선호가 크게 향상된 것을 알 수 있다.



(그림 2) 스마트폰 선택시 고려사항

2010년 시장조사에서는 ‘이동중 교통수단 안에서’ 가장 많이 이용하였으나, 2012년에는 ‘직장/학교에서 휴식 또는 점심시간’이 스마트폰을 주로 이용하는 상황으로 나타났다. 특히, ‘이동중인 교통수단’이 2010년, 2011년의 스마트폰을 가장 많이 이용하는 상황 내지 장소인 반면, 2012년에는 개인의 여유 시간을 활용한 스마트폰 이용이 증가한 것으로 조사되었다.



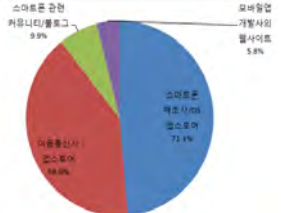
(그림 3) 스마트폰 처음 이용 동기

스마트폰을 통한 모바일앱 다운로드 경로에 대한 조사결과, 앱스토어가 주된 모바일앱 다운로드 경로이며, 이동통신사의 앱스토어 보다는 스마트폰 제조사/OS 업체(삼성, 애플 등) 앱스토어를 통한 모바일앱 다운로드가 일반적인 것으로 나타났다. 2010년 앱스토어를 통한 모바일앱 다운로드가 68.4%로 대부분 앱스토어를 이용하였으며, 2012년 앱스토어를 구체적으로 구분할 경우 스마트폰 제조사/OS 업체의 앱스토어 이용이 이동통신사 제공 앱스토어를 상회하는 것으로 나타났다.

모바일앱 다운로드 경로(2010년 상반기)

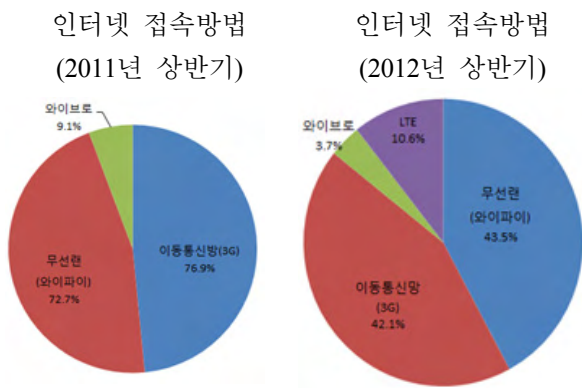


모바일앱 다운로드 경로(2012년 상반기)



(그림 4) 스마트폰을 통한 모바일앱 다운로드 경로 비교

스마트폰 확산과 함께 스마트폰에 ‘무선랜(와이파이)’ 탑재 및 ‘무선랜(와이파이)’ 서비스 제공 가능 지역의 확대로 기존의 이동통신망을 통한 접속 방법에서 ‘무선랜’을 통한 스마트폰 접속방법이 증가한 것으로 나타났다. 2011년 상반기 조사결과에 의하면, 이동통신망에 이어 무선랜이 주요 스마트폰 접속방법이었으며, 와이브로는 9.1%로 이용률이 낮았다. 2012년 상반기 조사결과에 의하면, 무선랜이 가장 많이 이용하는 스마트폰 접속방법이 되었으며, LTE 스마트폰 등장으로 와이브로를 통한 접속은 더욱 낮아지는 것으로 조사되었다.



(그림 5) 스마트폰을 통한 인터넷접속방법 비교

III. 결론

국내 스마트폰 시장 활성화를 위한 방향을 시사점으로 제시하면 다음과 같다.

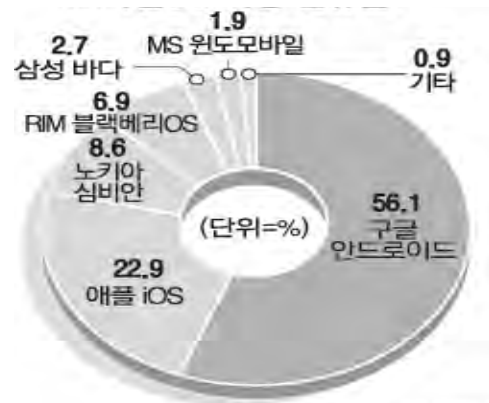
첫째, 스마트폰 기반 다양한 응용소프트웨어 개발 및 단말기 자체에 대한 기능 및 성능에 대한 소비자의 변화된 니즈를 반영한 R&D 개발 및 시장 확산 전략 요구된다. 시장도입기가 새로운 서비스, 기술에 대한 호기심에 따른 이용이 반영된 것이라면, 시장성장기에 접어들면서 스마트폰 자체의 역량 및 소비자 맞춤형 다양한 모바일앱 제공이 소비자 소구형 전략의 핵심으로 부각된다.

둘째, 향후 스마트폰 개발시 스마트폰 단말 자체에 대한 디자인, 단말 크기, 화질에 대한 선호도를 최우선적 반영이 필요하며, 저렴한 단말기 제공을 위한 기술적, 마케팅적 시장개발 전략 요구된다.

셋째, 스마트폰 사용자의 휴식 내지 여가 시간 같은 짧은 시간에 활용이 가능한 소비자 니즈를

반영, 이용자에게 편의와 유용성, 즐거움을 부여할 수 있는 특화되고 차별화된 서비스와 비즈니스 모델 개발 전략 필요하다.

넷째, 스마트폰에서 앱스토어를 통한 모바일 앱 다운로드가 가장 선호됨에 따라 구글, 애플 등과 같은 글로벌 IT 업체와의 차별적 경쟁역량 강화를 위해서는 국내 개발 앱스토어의 자체 개발역량 강화뿐만 아니라 해외 전문 우수업체와의 제휴/협력 네트워크 구축을 통한 글로벌 시장에서의 위상 제고가 필요하다. 애플의 iOS, 구글의 안드로이드가 전세계 스마트폰 OS의 대부분을 차지하고 있어 국내에서도 앱스토어 개발 역량 강화가 시급히 요구된다.



자료: Gartner(<http://www.gartner.com>)

(그림 6) 모바일 OS 시장점유율(단위:%)

다섯째 LTE 통신서비스 제공으로 향후 LTE를 통한 스마트폰 접속의 증가가 예상되며, 안정된 품질의 스마트폰 서비스 제공을 위해 무선랜-이동통신망(LTE 포함)-와이브로간 네트워크 연동 확대 및 서비스 개발이 필요한 것으로 판단된다. 스마트폰의 급속한 확산으로 무선랜은 이동통신망을 비교적 저렴한 비용으로 활용할 수 있는 수단으로서 무선랜 가치가 재확인 되고 있으며 LTE폰에서는 무제한 요금제가 제공되지 않기 때문에 이동하지 않는 상황에서 무선랜 이용이 비용측면에서 경제적이다.

마지막으로 스마트폰 사용자의 니즈를 반영하여 이용자 삶의 가치 증진을 위한 사용자 중심의 시장지향형 R&D 및 시장개발 전략의 추진이 요구된다. 공급측면의 기술주도형에서 탈피하여 수요측면의 시장친화형 R&D 전략의 중요성이 증대하

고 있다. 이용자의 자발적 참여를 통해 이용자가 스스로 스마트폰 서비스를 혁신 시키는 능동적 생산과 소비자의 역할이 중요해지고 있다. 또한 모바일 앱을 비롯한 다양한 스마트폰 콘텐츠 개발, 비즈니스 모델 창출 등 이용자의 능동적 참여 보장 환경 조성이 필요하다.

참고문헌

- [1] 박종현, 김문구, “스마트 단말 시장의 일반인 이용행태 변화 파악을 위한 심층 분석보고서”, 2012-01 ETRI 시장분석, 2012.
- [2] 박종현, 김문구, 이지형, 스마트 IT 산업과 시장의 이해, 전자신문사, 2012.
- [3] ETRI 시장분석연구팀, 스마트 IT 이용자 현황 조사보고서, 2010.8
- [4] ETRI 시장분석연구팀, 차세대 IT 시장 조사보고서, 2011.2
- [5] ETRI 시장분석연구팀, 스마트 기기 일반인 대상 이용자 현황 시장 조사보고서, 2011.9
- [6] ETRI 지식서비스정책연구팀, 스마트 단말 이용자 행태 조사보고서, 2012.6.
- [7] <http://www.gartner.com>

내장형 곱셈 연산 로직 기반 효율적인 Squaring 연산기의 FPGA 구현

*김현진, 이연철, 박태환, 서화정, 김호원
부산대학교 정보컴퓨터공학부

e-mail : *kim94@lycos.co.kr*, *pjk@yurim.skku.ac.kr*

Implementation of Efficient Squaring based on DSP method

*Hyun-Jin Kim, Yeon-Chul Lee, Tae-Hwan Park,
Hwa-Jeong Seo, Ho-Won Kim
School of Computer Science and Engineering
Pusan National University

Abstract

In this paper, we propose an efficient squaring method based on the inherent Multiply and Add hardware block in FPGA(Xilinx Spartan-6 FPGA). Because squaring operation is one of the most time consuming operations in Public Key Cryptosystem(PKC) such as RSA and ECC(Elliptic Curve Crypto system), faster squaring operation is necessary for efficient PKC based security protocol operations for key establishment and authentication. Contrary to previous works based on the Look Up Table(LUT) based squaring operation in a FPGA, our proposed method is based on the Multiply and Add operation which is in the FPGA hardware multiplication block. Our proposed squaring method is optimized to the inherent Multiply and Add hardware block from the latency perspective. The functionality of the proposed squaring method is implemented with a HDL language (Verilog) and then verified for the target of Spartan-6 FPGA LX9 Microboard.

I. 서 론

일반적으로 squaring 연산은 타원 곡선 암호법(ECC: Elliptic Curve Cryptosystem)과 Paring암호에서 핵심 연산 요소이다. 하지만, 공개키 암호 알고리즘에서 곱셈에 대한 연구는 많이 진행되어 왔지만, squaring 연산에 대한 연구는 그다지 많은 연구가 수행되지 않았다. 예를 들어, [1]에서는 기본적인 squaring 알고리즘에 대한 연구 결과가 소개 되어 있고 [1]에서 squaring에 대한 분석과 좀 더 효율적인 알고리즘이 제시 되어 있다.

본 논문에서는 기존의 squaring기법[1]에 대해 DSP(Digital Signal Processing) 방식을 토대로 효율적인 squaring 연산을 제안한다. DSP를 사용하는 경우, 그 장점으로는 기존의 LUT(Look Up Table) 방식에 비해 동작 주파수를 높일 수 있다는 장점이 있으며 또한 LUT에 사용되는 memory 공간을 줄 일 수 있다는 장점을 가진다.

본 논문에서는 DSP구현 기법보다 기존의 squaring 기법과 비교하여 DSP을 이용한 구현의 장점에 초점을 맞추어서 기술한다. II 장에서는 비교 알고리즘 및 제안하는 알고리즘에 대해서 설명하고 III 장에서는 DSP 적용에 대해 구현 관점에서 언급한다. IV 장에서는 향후 일정에 대해서 소개한다.

II. 알고리즘

2.1 Squaring 기법

2.1.1 Integer Squaring

제공기는 single-precision multiplication의 절반을 무시해도 되는 특징을 가지고 있어 곱셈기에 비해 보다 쉬운 연산이다. 이러한 특징을 이용하여 기존의 standard multiplication 알고리즘을 수정하여 만든 알고리즘이다. 알고리즘은 아래와 같다.

ALGORITHM1

INPUT: Integer $a \in [0, p-1]$.

OUTPUT: $c = a^2$.

1. $R_0 \leftarrow 0, R_1 \leftarrow 0, R_2 \leftarrow 0$.
2. For k from 0 to $2t-2$ do
 - 2.1 For each element of $(i, j) | i + j = k, 0 \leq i \leq t-1$ do
 $(UV) \leftarrow A[i] \cdot A[j]$.
 If $(i < j)$ then do:
 $(\varepsilon, UV) \leftarrow (U, V) \cdot 2, R_2 \leftarrow R_2 + \varepsilon$.
 $(\varepsilon, R_0) \leftarrow R_0 + V$.
 $(\varepsilon, R_1) \leftarrow R_1 + U + \varepsilon$.
 - 2.2 $C[k] \leftarrow R_0, R_0 \leftarrow R_1, R_1 \leftarrow R_2, R_2 \leftarrow 0$.
3. $C[2t-1] \leftarrow R_0$.
4. Return(c).

2.1.2 Wu et.al[1]

Wu et.al은 $1*1, 1*2, \dots, 1*(b-1), 2*1, \dots, (b-1)(b-1)$ 에 해당하는 pre-compute table을 만들어 initial LUT에 넣어 계산효율을 높였다. 곱셈의 결과는 최대 $(b-1)^2$ 개다. 만약 진수 b가 피연산자의 비트수인 n보다 작을 경우, pre-computation table의 크기가 줄어들며, 속도 또한 향상되게 된다. 이 기법은 기존의 squaring 기법이 가지고 있던 문제점들을 해결하고, 연산 효율을 높인 기법이며, 알고리즘은 아래와 같다.

ALGORITHM2

INPUT: Integer $X = (x_n x_{n-1} x_{n-2} \dots x_2 x_1)_b$

OUTPUT:

Integer $S = X^2 = (S_{2n} S_{2n-1} S_{2n-2} \dots S_2 S_1)_b$

begin

compute the products of $1*2, \dots, 1*(b-1), 2*1, \dots, (b-1)(b-1)$, and store these results along with the

corresponding products $1, 2, 3, \dots, (b-1)^2$ in the initial LUT(Look-Up Table)

$s_i = 0$ for $i = 1$ to n

for $i = 1$ to n

for $j = 1$ to n

$x_i * x_j$ from LUT(Look-Up Table)

$(uv)_b = x_i * x_j$

$S_{i+j} = S_{i+j} + u$

$S_{i+j-1} = S_{i+j-1} + v$

if $S_{i+j-1} \geq b$

then $S_{i+j} = S_{i+j} + 1$

$S_{i+j-1} = S_{i+j-1} - b$

if $S_{i+j} \geq b$

then $S_{i+j+1} = S_{i+j+1} + 1$

$S_{i+j} = S_{i+j} - b$

else $S_{i+j} = S_{i+j}$

return $S = (S_{2n} S_{2n-1} S_{2n-2} \dots S_2 S_1)_b$

end.

하지만 LUT를 사용하기 위해 추가적인 memory 구조를 설계해야 한다는 단점을 지니며 하드웨어로 구현시에 16비트 단위의 레지스터를 설계한다고 한다면, 512개의 플립플롭이 필요하다. 따라서 이러한 LUT를 쓰지 않고 보완하는 방식을 다음 절에서 제안한다.

2.2 DSP

DSP는 특정 FPGA보드에 DSP 블록으로 존재하며 신호처리에서 주로 사용하는 연산인, FFT와 산술 연산에 사용한다. FPGA와는 다른 고속의 클럭으로 동작하고, 내부 로직에 산술연산이 들어 있기 때문에 곱셈기 및 덧셈기의 고속 구현이 가능하다.

DSP48A1는 18비트 곱셈기와 48비트 덧셈기가 포함되어 있으며 기존의 DSP 블록에 비해 전력소모량이 적다는 장점을 가진다.

2.3 제안하는 방식

DSP의 하나의 블록이 가능한 연산중에서 squaring 연산을 위해 필요한 연산은 (1)과 같다. A, B 16비트 입력을 나타내며 C의 경우 48비트 입력을 나타낸다. CIN는 다른 slice에서 발생하는 캐리 값을 나타낸다.

$$R = C \pm (A \times B + CIN)$$

16비트*16비트 곱셈의 결과를 저장할 수 있는 32비트 보다 16비트 큰 48비트 덧셈기를 지원하기 때문에

ALGORITHM2에서의 두 번째 루프의 연산이 하나의 DSP 블록을 내에서 처리 될 수 있다.

따라서 대부분의 연산이 DSP에서의 연산으로 처리 될 수 있기 때문에, LUT로 발생하는 복잡한 로직 설계를 피할 수 있고, 정수 덧셈기와 뺄셈기의 설계도 불필요하다는 장점을 가진다.

그리고 if 조건문으로 발생하게 되는 불가피한 병목 현상을 필요로 하지 않기 때문에, FPGA 내부 클럭으로 한 클럭 내에 두 번째 루프 연산이 빠르게 계산 될 수 있다.

III. 구 현

구현에 사용된 시스템은 Sparatn-6 FPGA LX9 MicroBoard로 45nm의 6개 입력의 LUT를 가진 저 전력 프로세서와 320Mz로 동작하는 블록 램을 내장하고 있다. 또한 DSP의 경우 390MHz로 동작하는 DSP48A1가 1개 칼럼이 있다. 1개의 DSP48A1 칼럼에는 DSP48A1가 16개가 포함 되어 있지만, 본 논문에서는 하나의 DSP48A1만을 사용하여 반복적인 시프트 연산을 통해 구현하였다.

DSP 블록을 사용한 구현에서는 DSP 연산속도가 빠르고 FPGA와는 다른 고속의 클럭이 사용되기 때문에 DSP의 입력 이전과 출력 이후의 연결이 단순한 독립적인 형태여야 병목현상을 일으키지 않는다.

그런 이유로, ALGORITHM2의 입력 값 x 는 외부의 입력으로 가정하고, 내부의 S 는 272비트의 레지스터로 설계하여 이중 하위 256비트만 출력 값으로 지정하였다.

이는 S 레지스터의 입력을 3비트 카운터로 구현된 i 와 j 비교기를 이용, 반복적인 시프트 연산만으로 전체적인 루프 연산을 할 수 있기 때문이다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

구현결과 1개의 DSP48A1의 블록을 이용하여, S 레지스터의 구현 시에 16비트를 더 사용하였으나 기존에 512개의 플립플롭을 대체하면서도, 동일한 연산속도를 보였다. 따라서 FPGA 내부에 DSP 블록이 있을 경우 이를 이용하는 편이 유리하다.

실제 암호화 연산에서는 squaring의 결과에 modular 연산이 필수적이다. modular 연산의 경우 암호화 연산에서의 사용 빈도는 높지 않지만, 기본적으로 나눗셈 연산이기 때문에 연산의 비용이 다른 연산에 비해 매우 크다. 따라서 전체적인 속도를 향상시키기 위해서는 modular 연산의 고속화가 필수적이다. 따라서 향

후 연구 방향으로는 modular 연산의 고속화를 위한 연구가 필요한 것으로 보인다.

참고문헌

[1] Wu, C. L., Lou, D. C. and Chang, T. J. . Fast modular squaring method for public key cryptosystems. Annual Conference on Taiwan INTERNET (2006TANET). November1 - 3, Hualien, Taiwan. November, pp.1 - 10. F51
 [2]Xilinx FPGA user's guide, available at the site: http://www.xilinx.com/support/documentation/user_guides/ug389.pdf
 [3] D. Hankerson, A. Menezes, and S. Vanstone. Guide to elliptic curve cryptography. Springer Professional Computing. Springer-Verlag, New York, 2004.

금속 배관을 이용한 고속 통신 연구

*안찬욱, 김진우, 박현철
 한국과학기술원 전기 및 전자공학과
 e-mail: {cwan, jwkim901, parkhc}@kaist.ac.kr

Study on High-speed Pipeline Communications

*Chanwook An, Jinwoo Kim, Hyuncheol Park
 Department of Electrical Engineering
 Korea Advanced Institute of Science and Technology

Abstract

There are many metal pipelines infra structure in around, such as gas, oil pipelines and etc. We have studied the metal pipeline as a communication medium. In order to confirm the feasibility of communications, we have measured channel characteristics of copper pipelines and simulated BER performance with respect to data rate.

I. 서론

현재 우리 주변에는 가스관, 송유관 등의 금속 배관으로 구성된 인프라가 구축되어 있으며, 서비스를 제공하는 공급자들과 서비스를 제공받는 소비자들은 이러한 인프라를 이용한다. 공급자는 유선 전용 통신선로를 이용한 원격 통신으로 센서들의 상태를 확인하고 유량, 압력 등을 제어 및 관리하고 있다. 서비스 제공을 위해, 흔히 이용되는 유선 통신의 매체는 구리선이며, 공급자와 소비자 간의 연결은 연결 주체의 수와 Bus 형태에 따라 배선이 복잡해질 수 있다. 따라서 부가적이고 복잡한 전송선의 설치 없이 기존 설치된 인프라만으로 통신을 할 수 있는 방법을 고려하였다.

본 논문에서는 금속 배관을 전송 채널로써 통신 가능성을 검토하기 위해, 실제 배관의 채널 특성 측정 실험에 대하여 기술하였다. 또한, 측정된 결과를 바탕으로 시뮬레이션을 하여 BER 성능 측면에서의 통신 성능을 확인하고 통신 가능성을 기술하였다.

II. 본론

2.1 이론적 배경

금속 배관을 도체로써 이용한 통신은 우리가 흔히 이용하는 구리 도선처럼 배관 그 자체를 전송선으로 생각할 수 있다. 따라서 전송선에서 전달 함수를 구하는 것과 유사한 접근 방식인 2-port 네트워크의 ABCD-파라미터를 적용하여 배관을 이용한 통신에서의 전달 함수를 구하고자 한다.

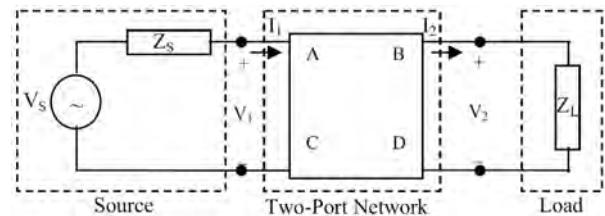


그림 1. 2-port 네트워크 (ABCD-파라미터)

ABCD-파라미터를 전달 함수로 변환하는 식은 다음과 같다.[1]

$$H = \frac{Z_L}{AZ_L + B + CZ_s Z_L + DZ_s} \quad (1)$$

2.2 측정 실험

금속 배관의 채널 특성을 측정하기 위해, Vector Network Analyzer (VNA, Agilent 社의 8714ES)와 Calibration Kit를 사용하였다. 측정 실험에서 사용한 두 가지 금속 배관은 길이 1m로 각각의 직경이 53.98mm와 19.05mm, 각각의 두께가 2.11mm와 1mm 인 구리 재질의 배관을 이용하였다. 각각의 금속 배관 양 끝 단에 SMA 커넥터를 부착하여 VNA를 연결하는 케이블과 쉽게 연결할 수 있게 하였다. 또한, 배관의 채널 특성을 똑같은 기준 전위에서 비교할 수 있도록 동일 접지선을 사용하여 각 배관에 가까이 밀착시켜 측정하였다. VNA를 이용하여 300kHz에서 30MHz 까지의 주파수 대역에서 각각의 S-파라미터 값을 얻었다.



그림 2. 배관의 S-파라미터 측정

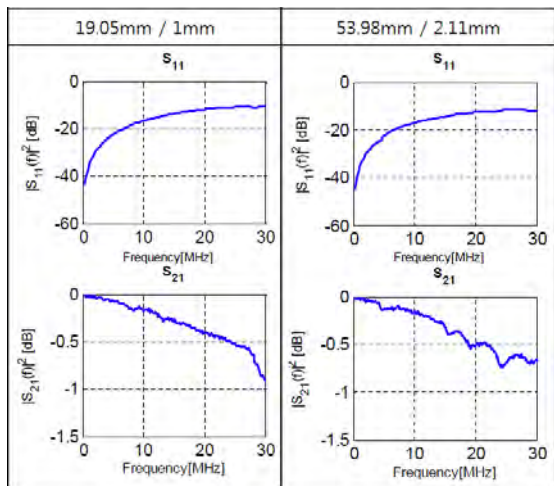


그림 3. 직경/두께에 따른 S₁₁, S₂₁ 측정

III. 시뮬레이션 및 결과

앞서 얻은 길이 1m 직경 53.98mm의 배관의 S-파라미터를 이용하여 ABCD-파라미터로 변환[3]하고 Cascade 연결의 시뮬레이션을 통해, 임의의 거리만큼 떨어진 배관 시스템의 전달 함수를 예측할 수 있었다. 특히, 200m 거리에 대해서는 임펄스 응답과 수신 SNR에 따른 BER 성능을 시뮬레이션 하였다.

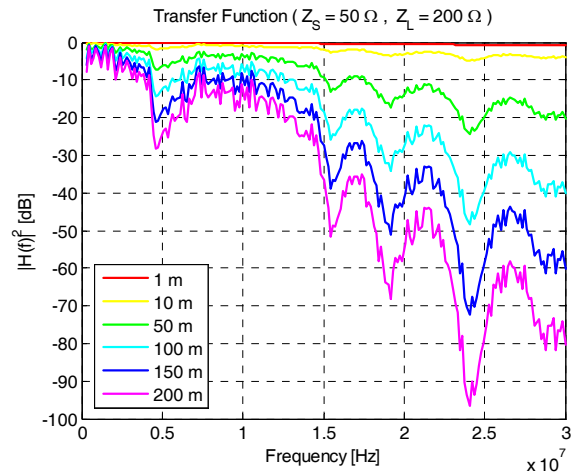


그림 4. 거리에 따른 시스템 전달 함수

각각의 거리에 대한 3dB 대역폭은 다음과 같다.

거리	3dB 대역폭
10m	18.1 MHz
50m	7.3 MHz
100m	2.8 MHz
150m	2.4 MHz
200m	1.9 MHz

표 1. 거리에 따른 3dB 대역폭

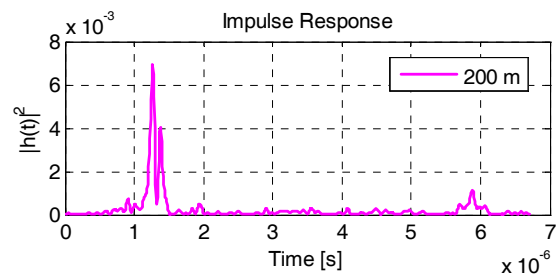


그림 5. 임펄스 응답

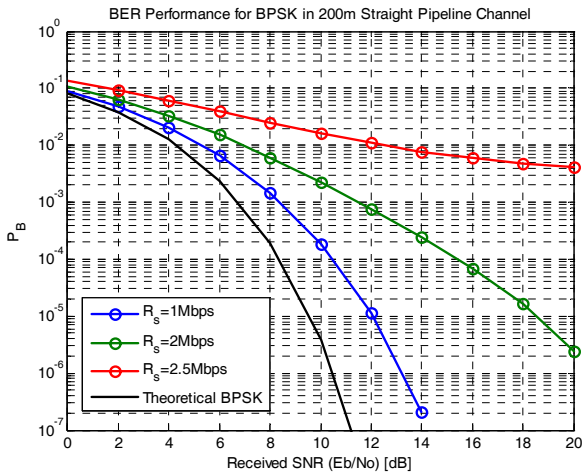


그림 6. Data rate에 따른 BER 성능(BPSK)

200m 거리의 배관 시스템에서 BER 성능 결과를 통해, 등화기 없이도 10^{-5} 의 오류 확률을 보장하는 Data rate가 2Mbps임을 확인하였다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 실험 및 연구를 통하여, 금속 배관의 채널 특성을 실측하고, 실측된 데이터를 바탕으로 임의 거리까지의 전달 함수를 구할 수 있었다. 특히, 200m 거리까지는 등화기 없이도 Data rate가 최대 2Mbps임을 확인하였다. 따라서 금속 배관을 도체로써 유선 채널로 이용하는 통신이 충분히 가능함을 확인하였다. 향후 연구로는 등화기를 추가하여 더 높은 Data rate를 갖는 시스템을 설계하거나, 여러 갈래로 분기되어 있는 형태의 배관 시스템 모델을 적용한 성능 평가를 고려할 수 있다.

참고문헌

- [1] Thomas Starr 외, Understanding Digital Subscriber Line Technology, Prentice Hall, 1998.
- [2] Sheroz Khan 외, Characterization of Indoor Power Line as Data Communication Channels Experimental Details and Results, International Journal of Electrical and Computer Engineering, 2009.
- [3] Dean A. Frickey, Conversions Between S, Z, Y, h, ABCD and T Parameters which are Valid for Complex Source and Load Impedances, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 2007.

- [4] Kelvin T. Erickson 외, Pipelines as Communication Network Links, University of Missouri-Rolla, 2005.

LTE-Advanced 서비스를 이용한 기지국 방식의 측위 방식 검토

*박만호, 이숙진

한국전자통신연구원 무선접속제어시스템연구실

e-mail : mano@etri.re.kr, sjlee@etri.re.kr

A Study on Network Based Positioning Method using LTE-Advanced Services

*Man-Ho Park, Sook-Jin Lee

Wireless Access Control Research Section

Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

This paper shows the network based positioning methods using LTE and LTE-Advanced services. We will discuss positioning method of LTE and propose new scheme for hybrid positioning using new technologies of LTE-Advanced.

I. 서론

스마트폰의 확대와 어플리케이션의 다양화로 인하여 위치정보를 이용한 서비스(Location Based Services)는 매우 중요한 서비스 영역으로 자리를 잡아 가고 있는 상황이다. 이러한 측위 서비스에서 일상적인 상업용 서비스를 위한 측위서비스 뿐만 아니라 긴급 구호와 공공복리 서비스를 위한 측위의 도입은 오랜 기술적, 정책적 현안중의 하나였다. 이러한 요구사항을 만족하기 위하여 미국과 유럽의 각국은 E911과 같은 법안을 통하여 네트워크 서비스 제공자의 위치정보 제공을 의무화하고 개발을 진행하고 있다. 우리나라의 경우에도 최근 긴급구호 및 공공복리 목적의 위치정보 서비스 제공방안에 대한 논의가 활발해 지고 있는 상황이다. 이에 본 논문에서는 최근 급격히 보급되고 있는

LTE(Long Term Evolution)와 차세대 LTE기술인 LTE-Advanced서비스를 이용한 기지국 방식의 측위 방식에 대하여 분석하며 이를 이용한 기지국 방식의 측위 서비스 구현가능성에 대하여 검토하고자 한다.

II. 본론

2.1 LTE의 LBS

LTE는 3GPP에 의해 표준화된 통신기술로 UTRA(Universal Terrestrial Radio Access)의 성능 향상과 3GPP의 무선접속 기술 최적화를 목적으로 개발되었다[1]. 최초의 상업적 LTE 망이 2009년 스웨덴과 노르웨이에서 서비스 되었으며 2011년 하반기 35개의 상업적 망이 운용되고 있다. 이후 지속적인 개발을 통하여 Release 9이후 LTE-Advanced기술에 대한 연구가 진행 중이다.

LTE의 측위 기술은 크게 A-GNSS(Assisted Global Navigation Satellite Systems), OTDOA(Observed Time Difference of Arrival) 그리고 ECID(Enhanced Cell ID)가 있다. 최근 LTE 사용에 대한 연구에 따르면 서비스 사용자의 약 50%가 실내 환경에서 접속하고 있으며, 이에 따라 안정적 실내측위 방식 연구에 대한 연구가 필요함을 알 수 있다[2]. GNSS서비스의

경우 지하 및 음영지역에서 서비스가 불가능하고 측위를 위해 4개 이상의 신호획득이 요구되며 정보 획득에 상당시간 지연이 발생한다는 단점이 있다. A-GNSS 방식은 GNSS 서비스 시 네트워크를 이용해 GNSS 수신 및 처리에 관한 정보를 제공함으로써 서비스 지연을 단축하는 방식이다.

OTDOA의 경우 기준점이 되는 두 개 또는 그 이상의 기지국과 단말간의 시간차를 측정함으로써 단말의 위치를 측정하는 방식으로 RSTD(Reference Signal Time Difference) 측정 정확도에 따라 성능이 좌우된다. 이에 관련된 PRS(Positioning Reference Signal) 측정은 페이딩, 주파수 밴드 상황 그리고 Cell Timing Offset에 의해 크게 영향을 받아 정확한 측정에 어려움이 있다. 또한 여러 기지국으로부터 RSTD측정을 통한 측위를 위해 먼저 eNodeB 송신 안테나의 위치와 각 셀의 전송 타이밍을 미리 알아야 한다는 제약이 있다.

E-CID방식은 기지국과 단말 사이의 RTT(Round Trip Time)을 측정함으로써 거리를 측정하는 방식으로 기준 기지국을 중심으로 측정된 반경에 위치하는 지점에 단말이 존재함을 가정하여 단말의 위치를 측정하는데 종단 간 성능에 의해 측위 정확도가 영향을 받는다.

2.2 Beamforming과 AoA 측위

빔포밍은 MIMO (Multiple Input Multiple Output)에 활용되는 무선 데이터통신 성능향상 기술 중 하나로 송신기와 수신기 사이에 사용가능한 가장 좋은 전파경로를 통해 데이터 전송을 위한 통신빔 형성기술을 말한다. 최적 경로의 검출을 위해 송신기는 위상변이 알고리즘을 이용해 다수의 안테나를 구동하며, 무선 출력의 대부분을 원하는 수신기를 향해 집중함으로써 효율을 극대화한다[3].

AoA (Angle of Arrival)방식의 측위는 2개 이상의 기준점으로부터 전달되는 신호의 방향을 측정하여 각 도래각의 교차점을 계산함으로써 단말의 위치를 계산하는 방식이다. 하지만 AoA방식 측위의 경우 기준점으로부터 거리가 멀어짐에 따라 정확도가 급격히 떨어진다는 단점이 있다.

2.3 CoMP와 LBS 활용가능성

CoMP (Coordinated multipoint transmission and reception)는 기지국 경계지역에서 다수의 기지국과 단말 사이의 협력적 또는 동시 전송을 통해 성능과 시스템 용량증대를 목적으로 개발된 기술로서 다수의 기지국과의 동시 통신 때 발생할 수 있는 간섭을 피하기 위하여 협력적 스케줄과 빔포밍을 수행하는 것을 특징

으로 한다[4]. 이를 활용할 경우 사용자가 기지국에 근접한 경우 기존 방식 측위를, 사용자가 기지국 경계에 위치하여 다수의 기지국으로부터 전파수신이 가능한 경우 협력적 AoA측위에 의한 개선된 측위를 복합적으로 수행함으로써 보다 나은 측위 성능을 제공하는 것이 가능하다.

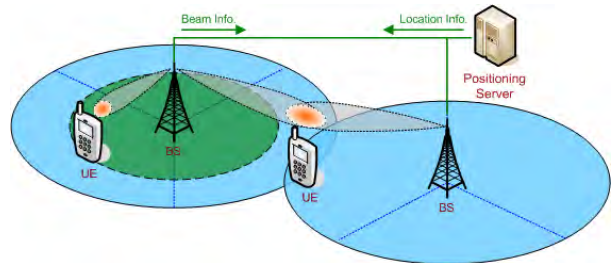


그림 2. AoA와 CoMP를 이용한 LBS 개념도

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 LTE 기반의 네트워크 측위방식과 LTE-Advanced 기술에 의한 측위성능 향상 가능성에 대하여 검토하였다. 일반적 측위서비스와 더불어 사용자가 경계지역에 위치한 경우 협력적 AoA를 통한 측위 성능의 향상 가능성을 제시하였다. 향후 제시된 구조에 대한 세부적인 기술적 문제점 해결방안과 특성에 대한 분석을 진행할 예정이다.

Acknowledgment

본 연구는 방송통신위원회의 "5m 정밀도의 증강현실 서비스 지원 LBS 플랫폼 개발"과제의 연구결과물로 수행되었음(KCA-11913-04003)

참고문헌

- [1] "UTRA-UTRAN Long Term Evolution (LTE) and 3GPP System Architecture Evolution (SAE)," www.3gpp.org, 2009.
- [2] "LTE Release 9 Technology Introduction - White Paper," <http://www.rohde-schwarz.com>.
- [3] I. Stevanovic, A. Skrivervik, and J. R. Mosig, "Smart antenna systems for mobile communications," Ecole Polytechnique Federale De Lausanne, Technical Report, 2003.
- [4] The advanced LTE toolbox for more efficient delivery of better user experience." Nokia Siemens Networks., 2011.

1)인피니밴드(Infiniband)를 활용한 서버-스토리지 환경에서 성능 향상 방안에 관한 연구

*제은경, 김영환, 박창원
한국 전자부품연구원

e-mail : jae.eunkyeung@gmail.com, yhkim93@keti.re.kr, parkcw@keti.re.kr

Improvement of Infiniband performance between Infiniband-based Server and Storage

*Eun-kyeung Jae, Young-Hwan Kim, Chang-Won Park
Korea Electronics Technology Institute

Abstract

Infiniband is an industry standard that offers low latency and high bandwidth as well as advanced features such as remote direct memory access(RDMA). However Infiniband offers low latency, its performance depends on the system's feature.

In this paper, to upgrade Infiniband performance, I wil describe the relationship between MTU(Maximum Transmission Unit) and throughput on the server. As a result of the test, As growing the size of MTU, the throughput of transactions is also growing.

I. 서론

21세기 인터넷 서비스의 급성장과 대중화에 따라 기업용 서버와 고속 연산용 서버로 양분되어 컴퓨터 서버 시장에 인터넷 서버라는 새로운 시장 영역을 창출하게 되었다. 또한 인터넷 서버는 스위치 기반형 점대

1) 본 논문은 산업원천기술개발사업(10039153)의 지원을 받아 수행된 연구임

점 연결망을 사용하는 클러스터 구조로 변화하고 있으며, 이 큰 흐름을 주도하는 것이 인피니밴드 기술이다. 인피니밴드는 낮은 병목현상과 넓은 대역폭 그리고 높은 확장 가능성이라는 장점 때문에 최근 각광받고 있는 추세이다.

인피니밴드가 낮은 병목현상이 특징이라고는 하지만, 시스템 성능에 따라 인피니밴드 성능이 차이를 보이는 것은 사실이다. 본 논문은 인피니밴드의 성능을 최대화 시키기 위해 MTU(Maximum transmission unit, 이하 MTU)을 접목시켜 연구한 내용을 서술할 것이다. 2장에서는 인피니밴드와 관련된 관련연구를, 제3장 본론에서는 MTU와 인피니밴드 성능과의 상관관계와 그에 관해 실험한 것에 대해 설명할 것이다. 그리고 마지막으로 결론 및 향후 연구방향을 서술할 것이다.

II. 관련 연구

2.1 인피니밴드 속도

인피니밴드는 쌍방향 시리얼 통신을 하는 통신 채널로서, 몇 개의 채널을 연동해서 사용하는 것이 가능하다. 몇 개의 채널을 묶어서 사용하는지에 따라 SDR(Single Data Rate), DDR(Double Data Rate),

QDR(Quad Data Rate) 3가지로 분류될 수 있다. 하나의 채널이 최대 2.5Gbps의 속도를 가지고 있음을 가정한다면 SDR, DDR, QDR은 [표 1]와 같은 총 대역폭과 사용자 사용 가능 대역폭을 가진다.

규격	SDR	DDR	QDR
1X	2.5/2Gbit/s	5/4Gbit/s	10/8Gbit/s
4X	10/8Gbit/s	20/16Gbit/s	40/32Gbit/s
12X	30/24Gbit/s	60/48Gbit/s	20/96Gbit/s

[표 1] 인피니밴드 채널 별 속도

2.2 인피니밴드 통신 방식

인피니밴드는 [그림 1]과 같은 통신 방식을 갖는다. 인피니밴드 연결망은 고속의 점대점 링크에 스위치를 기반으로 구성되어 있으며, 하나 또는 그 이상의 스위치와 프로세싱 노드, 입출력 디바이스 장치로 구성된 서버넷 라우터에 의해 상호 연결되어 있다.

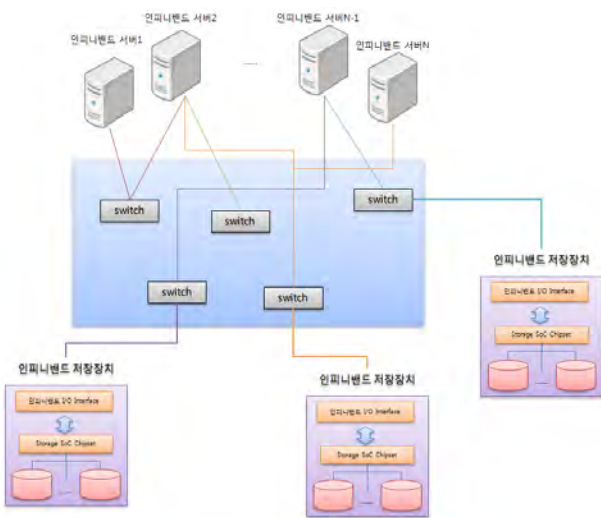


그림 1. 인피니밴드 통신 방식

2.3 인피니밴드 프로토콜 계층

인피니밴드는 다수의 서버 메모리와 프로세서를 서로 연결해 마치 단일 회로기판에서 이루어지듯 묶어주는 방식을 가진다. 이를 위해, 인피니밴드는 OSI(Open System interconnection) 네트워킹 스택의 물리적 레이어, 데이터링크 레이어, 네트워크 레이어, 전송 레이어를 단일 아키텍처로 통합했다.

III. 본론

본 장에서는 인피니밴드와 MTU의 상관관계와 그에

관한 실험에 관해 연구한 결과를 기술할 것이다.

3.1 인피니밴드와 MTU

MTU란? 패킷 또는 프레임 기반의 네트워크에서 전송될 수 있는 최대크기의 패킷 또는 프레임을 가리키는 명칭이다. 만약 MTU 크기가 크면 패킷을 처리할 수 없는 라우터를 만났을 때, 재전송해야 하는 경우가 생긴다. 반대로, MTU 크기가 작으면, 상대적으로 헤더 및 송수신 확인에 따르는 오버헤드가 생기게 된다. 운영체제의 기본 MTU 크기는 1500이다.

인피니밴드의 속도는 MTU 사이즈는 연관성이 있다. 이더넷 포트를 사용하는 인피니밴드의 MTU사이즈는 최대 4K까지 수용 가능하다. 그러나 인피니밴드 인터페이스 중 하나인 mlx4_en은 1560byte 만을 제공하기 때문에 MTU 값은 그 이상까지도 수용가능하다. 이와 같이 어떤 인터페이스를 사용하느냐, 어떤 회사 제품의 인피니밴드를 사용하느냐에 따라 MTU 사이즈와 트랜잭션 처리량의 차이를 보인다. 이 말의 증명을 위해 다음 절 부터는 실험한 내용을 서술할 것이다.

3.2 실험

실험을 위해 [그림 2]과 같이 실험 환경 모델링 하였다. 우선 Init과 Target에 Cent OS 6.4 리눅스를 설치하고, 인피니밴드를 활용하여 Target 디스크를 서버에 마운트 하여 파일시스템을 생성한다. 그리고 그 파일 시스템 위에 Oracle Database 11g Release 2 Standard Edition을 설치한다. 오라클 설치 후 Server 자체의 Disk와 인피니밴드를 통해 연결된 디스크에 데이터베이스 내에 실제 데이터를 저장하는 데이터파일을 생성한다. 이러한 환경에서 HammerRora를 사용하여 MTU 사이즈 별, User가 1분 당, 처리한 분당 트랜잭션 수를 측정해 보았다. [표 4]는 MTU 사이즈 별, User 수 별, 분 당 트랜잭션 처리 갯수를 측정한 것이다.

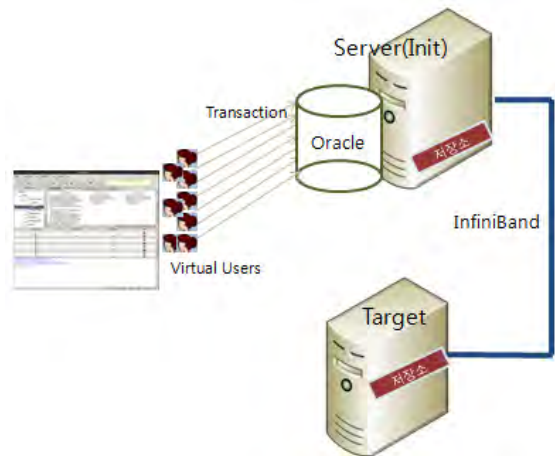


그림 2. 실험 환경 모델링

User수	MTU 512	MTU 1024	MTU 2048	MTU 4096
9000	10	8	8	6
12000	10	10	10	6
24000	6	943	704	661
36000	3266	3313	3031	2698
48000	3281	3969	4176	3946
60000	4017	4071	3981	3393
90000	4140	4031	3773	3666
120000	4443	3536	4022	4066

표 2. 분당 처리한 트랜잭션 갯수

[그림 3] 는 실험에 대한 결과를 그래프화 한 것이다. MTU 사이즈에 따라서 트랜잭션 처리 양은 MTU 사이즈가 증가함에 따라, 처리양도 증가함을 그래프를 통해 확인할 수 있다. 9000명의 유저가 트랜잭션을 처리함을 가정할 때에는 아무차이도 안 보였지만, 36,000명의 유저가 한번에 트랜잭션을 처리함을 가정할 때에는 ‘4096, 2048, 1024, 512’ 순서로 처리량이 낮아짐을 보였다.

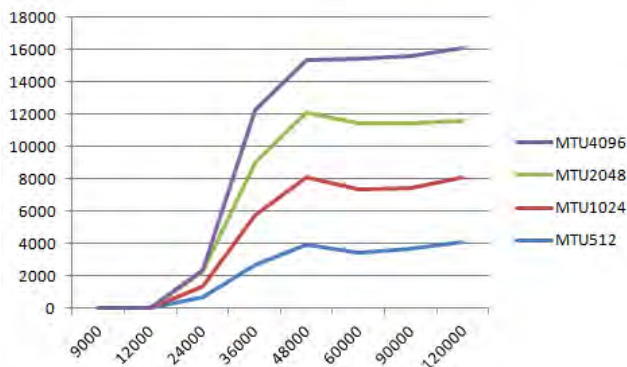


그림 3. MTU 사이즈 별 트랜잭션 처리 양

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 고성능 인피니밴드를 사용하기 위해 MTU 사이즈와 인피니밴드 결과물을 함께 비교해 보았다. 그 결과, MTU 사이즈가 증가시키면, 이에 따른 트랜잭션 처리량도 함께 증가함을 알 수 있었다. 하지만, 일정량이 증가한 후로는 트랜잭션 처리량에 변화가 더 이상 없는 것을 확인하였다.

오픈 클라우드 환경에서 스토리지 서버의 중요성이 점차 증대되는 가운데 인피니밴드 사용량도 점차 증가할 것이라고 생각된다. 이러한 시점에서 인피니밴드의

성능 증가할 수 있는 방향에 대한 연구가 좀더 필요할 것으로 생각되고, 세부적인 방향으로는 동적 MTU 사이즈 할당에 대한 연구가 필요할 것이다. 시스템과 상관없이 일정의 MTU 사이즈를 확정시키는 것 보다는 시스템에 따라 상황에 따라 동적으로 변경될 수 있는 알고리즘에 관한 연구를 제안한다.

참고문헌

- [1] J. Hefferd., “iSER Over Infiniband”, Internet Draft draft-hufferd-iser-ib-00.txt, July 2005
- [2] InfiniBand Trade Association. InfiniBand Architecture Spec., Release 1.1, October 24 2004.
- [3] Bortolotti, D., “ Comparison of UDP Transmission Performance Between IP-Over-InfiniBand and 10-Gigabit Ethernet ”, March 10, 2011
- [4] Eddington, Chris, “ InfiniBridge: an InfiniBand channel adapter with integrated switch”, Micro,IEEE, Agust 07, 2002
- [5] 박창원, 김영환, 손재기, 진기만, “ 인피니밴드 망에서의 저장장치 관련 기술”, October 2005

다수 네트워크 관리자를 고려한 NETCONF 프로토콜의 설정 데이터 갱신 기법

*차미양, **이양민, ***이재기

*동아대학교 컴퓨터공학과 박사과정, **폴홈 소프트웨어 대표, ***동아대학교 컴퓨터공학과 교수
e-mail : *miyangcha@nate.com, manson23@nate.com, jklee@dau.ac.kr*

Configuration Data Update Techniques of NETCONF Protocol considering the number of Network Administrators

*MiYang Cha, **YangMin Lee, ***JaeKee Lee

*PhD Student Dept. of Computer Eng. Dong-A Univ., **CEO Forhum
Software Company, ***Professor Dept. of Computer Eng. Dong-A Univ.

Abstract

The NETCONF protocol has been proposed to efficiently manage the complex network. The NETCONF protocol has many advantages, but there are some problems in the four-layer. In this paper, we assume the situation of the number of network administrators to treat various problems in network and we improve the inefficient update of the equipment set in the Operation layer. And we proposed standard method related to the data set of Content layer. We compared the proposed techniques with existing NETCONF protocol, as a parameter to the reaction rate about command and the number of control packets. As a result, we confirmed that the proposed method is superior.

I. 서론

오늘날과 같이 다양한 기기종 장비로 구성된 복잡한 네트워크를 효율적인 방법으로 관리하기 위해 제정된 것이 NETCONF 프로토콜이다. 그렇지만 NETCONF 프로토콜 표준을 만들었을 당시에도 한계점이 있었고,

다수의 네트워크 장비 제조회사들의 모든 장비에 대한 MIB(Management Information Base)를 표준화할 수 없다는 문제점도 여전히 존재한다. NETCONF 프로토콜은 Operation 계층에서 <lock>과 <edit-config> 연산에 단점이 존재하고, Content 계층에서는 확실한 표준이 없다는[1] 문제점이 있다.

본 논문에서는 앞에서 언급한 두 가지 문제점에 대한 해결 방안을 제시하고, 특히 네트워크 관리자가 다수 존재할 때 장비의 설정 변경을 갱신하는 효율적인 기법을 제안하였다.

II. 관련 연구

2.1 Operation 계층의 기능 개선에 관한 연구

이전의 연구들을 살펴보면 Operation 계층과 RPC 계층에서의 성능과 속도를 증가시키는 방법을 제시하고 있는 연구가 존재한다[2][3]. 또 다른 연구들은 네트워크 제어 메시지를 감소시키는 기법에 대해 기술하고 있다[4][5][6]. 또한 연산 도중 장비 설정과 관련된 메모리를 부분적으로 잠그는 <lock> 연산의 효율성에 대해 부분적으로 고려하는 연구들도 있다[7][8].

많은 기존 연구들이 초기 NETCONF 프로토콜의 문제점이나 단점을 여러 가지 방법으로 보완하여 개선하고 있다. 개선 기법을 적용하면 기존 NETCONF 보다 좋은 성능을 나타내는 것도 사실이다.

2.2 Content 계층의 개선에 관한 연구

Content 계층에 표준이 존재하지 않는다는 문제점을 지적하는 논문은 있으나[3] 문제점을 해결할 수 있는 방법을 제시하는 연구는 현재 존재하지 않는다. 그 이유는 각 장비 제조회사별로 설정 정보를 구성하는 형태가 다르고 설정 정보에 대한 표준이 없기 때문이다.

2.3 기존 연구들에 대한 고찰

기존의 여러 연구들을 분석해 보면, 가장 연구되지 않은 분야는 다수의 관리자가 하나의 장비에 대해 동시에 수정 작업을 진행할 때에 대한 연구이다. 그 중에는 <lock> 연산의 효율성을 증가시킬 수 있도록 수정하여 처리하려는 시도도 있고[6], 장비 설정 데이터의 안정성을 위해서 <lock> 연산은 수정하지 않는 것이 좋다는 연구도 있다[8].

어떤 형태의 연구이든 Running 설정을 갱신하는 방법에 대해서 명확한 해결책을 제시하고 있지 않다는 점이다. 또한 Content 계층에 대해서도 문제점에 대한 언급만 존재할 뿐 효율적인 설정 정보 관리 방법을 제시하고 있지 않다. 그림 1은 NETCONF 프로토콜 에이전트의 구조를 나타내고 있는데, 원으로 표시한 곳이 개선되어야 할 부분이다.

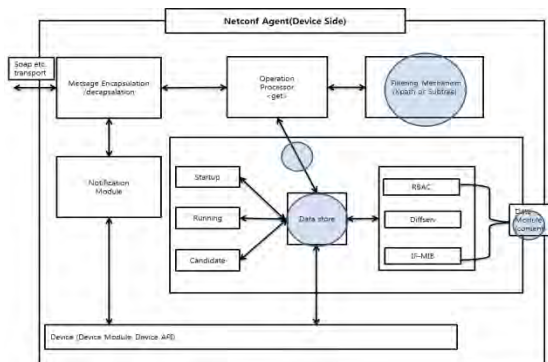


그림 1. NETCONF 프로토콜 에이전트 구조

III. 제안 프로토콜

본 논문에서는 관련 연구에서 고찰한 문제점을 해결하기 위한 두 가지 기법을 제안한다. 하나는 다수의 관리자가 하나의 장비를 동시에 접근할 때 처리하기 위한 방법인 XML 문서 갱신 기법인데, 이것은 Operation 계층에서 수행한다. 다른 하나는 Content 계층에서의 설정 정보 생성 및 유지 방법이다.

3.1 Operation 계층의 설정 정보 갱신 기법

이기종 장비로 구성된 네트워크에서 여러 명의 관리

자가 하나의 장비에 접근하여 설정을 변경할 때 사용할 수 있는 방법은 동작 설정을 업데이트 할 수 있는 후보(Candidate)를 복수 개로 유지하는 것이다.

하나의 장비에서 실제 동작은 동작 설정 데이터를 이용하기 때문에 동작 설정을 수정할 후보 설정을 여러 개 두고 본 논문에서 제안하는 규칙에 따라 후보들 중 적합한 문서를 이용하여 동작 설정을 갱신하도록 한다. 후보 문서는 XML로 작성된 문서이며, 이들은 장비의 에이전트가 관리하도록 하고 메모리의 허용 범위 내에서 네트워크 관리자 수만큼 생성하고 유지할 수 있다. 표 1은 후보 문서 갱신 규칙이다. 가장 우선 순위가 높은 것은 관리자의 권한을 나타내는 플래그이며, 다음 순위는 장비에 대한 변경 범위를 나타내는 플래그이다.

표 1. 장비 설정 XML 문서 갱신 규칙

- ① 복수의 XML 후보 문서 생성 및 유지
- ② 각 Manager를 이용하는 관리자는 XML 문서를 통해 단일 장비에 대한 수정 작업 가능
- ③ 각 XML 후보 문서를 동작 설정에 대해 업데이트 할 때 다음 규칙을 따름
 - Ⓐ User의 우선순위가 높은 XML이 동시에 도착하면 다른 관리자의 변경 명령은 모두 무시
 - Ⓑ 같은 등급의 User로부터 변경 요청이 도착할 경우
 - ㉠ 기존 동작 설정 문서와 후보 XML 문서의 변경된 부분 대조 및 확인
 - ㉡ 같은 Port 번호에 대한 변경은 먼저 도착한 것을 우선 처리
 - ㉢ 같은 IP에 대한 변경은 먼저 도착한 것을 우선 처리
 - ㉣ Routing Table 또는 Routing 정책에 대한 변경의 경우 전체 장비에 대한 수정은 전체 lock을 수행, 부분 Port와 IP에 대한 변경은 ㉡ ~ ㉣과 같은 방법 적용
 - ㉤ ACL List 수정 규칙도 장비 전체에 대한 명령의 경우 전체 lock을 수행, 부분 Port와 IP에 대한 변경은 ㉡ ~ ㉣과 같은 방법 적용
 - Ⓒ 개별 기능(장비 고유 기능)은 Case by Case로 다룸
 - ㉦ 특정 Manager에서 명령을 내릴 경우 장비 Agent에 API가 없거나 또는 Manager에 UI가 없는 경우: 수정 명령을 내리더라도 장비에서 수행되지 않으면 실행할 수 없음을 정확하게 피드백 함 (<rpc-reply> 및 <rpc-error>를 세분화하여 달성)

Operation 계층에서 가지고 있는 문제점인 <lock> 연산의 비효율성을 해결하기 위해서는 연산을 새롭게 정의하는 방법이 요구된다. 그러나 실제로 연산을 재정의 하는 방법보다는 RPC 명령을 가지고 있는 XML 문서를 네트워크 매니저의 수만큼 둔다. 그리고 각 관리자들은 자기가 보고 있는 문서를 동시에 고치는 것은 가능하게 하고 실제로 이것을 동작 설정(Running-Config)에 업데이트 할 때, 어느 것을 적용할 것인지에 대한 규칙을 정의하는 것이 효율적이다. <lock> 연산을 수행할 때는 에이전트에 도착한 세션 번호와 사용자의 권한 플래그를 이용해서 lock의 범위

를 결정하고 수정의 가능 유무를 결정할 수 있다. 도착한 메시지의 세션 번호는 다른 변경 명령과 구분하는 역할을 하고 사용자의 권한 플래그는 우선순위를 결정하는데 사용된다. 그림 2는 에이전트 내부에서 장비 설정 XML 문서 갱신 규칙이 적용되어야 하는 부분을 보여주고 있다. 후보 문서 체크를 하는 모듈이 핵심적인 역할을 하며 그 앞의 큐는 여러 관리자로부터의 문서를 저장하는 역할을 한다.

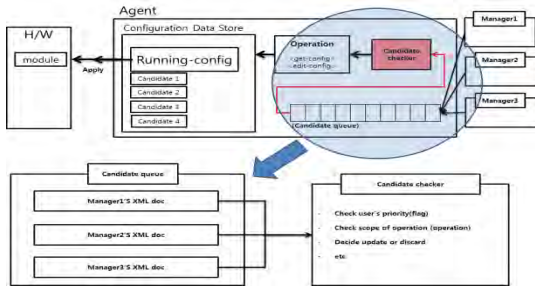


그림 2. 에이전트 내부에서 후보 체크 모듈 위치

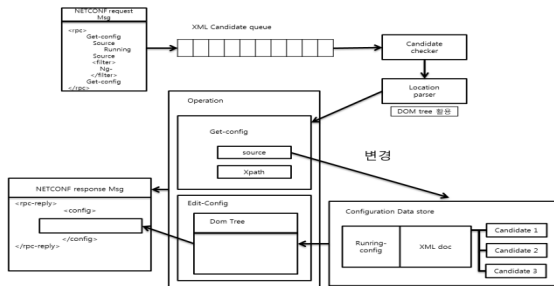


그림 3. NETCONF 메시지의 처리 순서

그림 3은 장비의 설정 변경을 위해 NETCONF 메시지가 처리되는 순서를 도식화한 것이다. XML 문서로 작성된 메시지는 후보 문서를 저장하는 큐에서 대기하다가 후보 문서 체크 모듈을 통과한다. 이때 본 논문에서 제안한 갱신 규칙이 적용되고, 체크를 통과한 후보 문서는 장비의 어떤 설정을 수정해야 하는지를 확인하는 위치 파서(Location Parser)를 통과하여 설정 데이터 스토어에 저장된다. 이후 규칙에 따라 동작 설정을 업데이트 하게 되면 그 결과가 관리자에게 피드백 되는 것으로 처리가 종료된다.

3.2 Content 계층의 설정 정보 생성 및 유지 방법

Content 계층의 표준화 문제에 대한 해결 방법은 완벽한 해결 방법이 존재하지 않는다. 그 이유는 장비 생산 업체마다 장비 자체의 고유 기능과 운영체제 버전이 존재하는데 이것을 모두 포괄하는 설정 데이터 구조를 만드는 것은 불가능하기 때문이다. 그러나 핵

심이 되는 라우팅 테이블, 포트 설정 명령, ACL 작성과 같은 부분은 동일하기 때문에 동일한 부분을 중심으로 하는 XML 문서 기반 데이터 구조를 만들었다. 데이터 구조의 기본 형태는 Cisco 장비에서 사용하는 것을 기본으로 하였다.

공통화 할 수 없는 부분은 그대로 둔 후 매니저를 이용하여 수정 작업을 시행할 때 변경할 수 없는 부분이나 데이터 구조가 다른 부분은 설정 데이터의 갱신이 불가능하도록 하고 그러한 결과를 정확하게 피드백하는 방식을 사용하였다. 그림 4는 이와 같은 구조를 만들기 위한 XML 문서 생성 규칙과 태그의 예시를 나타낸 것이다. 필요에 따라 여러 가지 새로운 태그 생성이 가능하지만 핵심적인 데이터와 장비 종속적인 데이터를 구분하는 것으로 충분하다. 이와 같은 방법으로 Content 계층의 데이터를 관리하면 보다 효율적이고 비교적 표준에 가까운 관리가 가능하다.

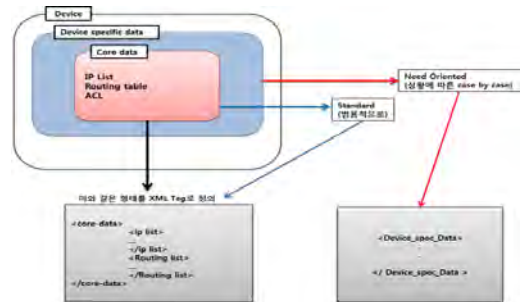


그림 4. Content 계층 데이터 구조 생성 예시

IV. 실험 및 분석

4.1 실험 환경

실험은 실제 네트워크 환경을 대상으로 하지 않고 표 1에서 제시한 갱신 규칙을 알고리즘으로 구현하였고, 처리 시스템을 큐 이론에 기반 하여 C 언어로 구현하였다. 단일 컴퓨터인 로컬 환경에서 실험을 수행하였고, 관리자 수는 10명으로 제한하였다. 그 중 최고 권한을 가진 관리자는 한 명이며, 나머지 관리자는 동등한 권한으로 설정하였다. 기존의 NETCONF가 처리하는 방식과 제안한 기법이 처리하는 방식을 순수 알고리즘으로 비교한 결과를 수치화 하는 형태로 실험하였다.

비교 인자는 명령의 반응 속도와 실제로 발생하는 제어 패킷의 개수이다. 특히 명령의 반응 속도는 다수의 관리자가 장비 설정 변경을 수행하고 응답을 수신하는 시간을 측정하는 것으로 본 논문에서의 중심 인자이다.

4.2 관리자 수에 따른 명령 반응 속도 비교

그림 5는 관리자 수의 증가에 따라 각 관리자가 내린 명령이 수행되고 반응이 돌아오는 시간을 측정한 것이다. 실험 결과는 관리자 수가 증가하더라도 본 논문에서 제안한 기법이 기존 NETCONF보다 명령 반응 속도가 빠름을 보여주고 있다. 제안 기법은 설정 XML 문서에 대한 후보를 다수로 두고 경우에 따라 병렬적으로 업데이트가 가능하기 때문에 다른 관리자의 접근이 끝날 때까지 대기해야 하는 기존 NETCONF보다는 반응 속도가 빠른 것으로 판단된다.

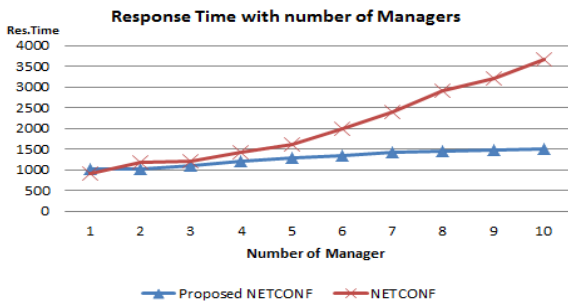


그림 5. 관리자 수 증가에 따른 명령 반응 속도

4.3 관리자 수에 따른 제어 패킷 개수 비교

그림 6은 관리자 수의 증가에 따른 순수 제어용 패킷 수의 증가 경향을 나타낸 것이다. 명령어를 담은 패킷을 관리자마다 한 개씩 생성시킨다는 조건에서 실험하였고, 이때 기존 NETCONF는 자신의 명령이 실행되지 않아서 다시 제어 패킷을 네트워크로 보내는 횟수가 증가한다. 이런 현상은 관리자 수가 증가할수록 현저하게 증가한다. 본 논문의 제안 기법에서는 관리자들이 피드백을 받아 명령어가 실행되지 않은 이유 등을 확인할 수 있다. 또한 병행 처리가 되는 경우도 많기 때문에 관리자 수가 증가해도 제어 패킷의 수가 크게 증가하지는 않는다.

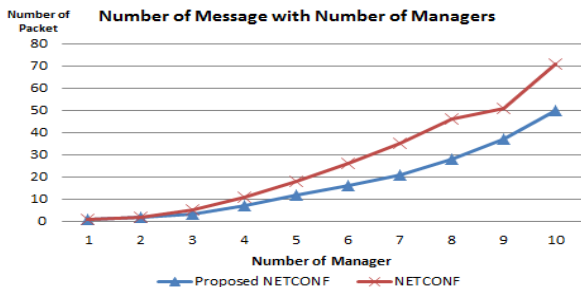


그림 6. 관리자 수 증가에 따른 제어 패킷 수

V. 결론 및 향후 과제

본 논문에서는 여러 가지 문제점 중에서도 다른 연구들에서 많이 다루고 있지 않는 다수의 관리자가 존재할 때의 장비 설정 데이터의 갱신 기법을 제안하였다. 또한 Content 계층에서 데이터 구조를 생성하는 방법도 표준이 없어 기존 연구에서 충분히 다루고 있지 않다. 본 논문에서는 이러한 부분에도 Content 계층의 데이터를 핵심 데이터와 장비 종속적 데이터로 구분하고 XML 태그를 재정의 하는 방법을 제안하였다. 알고리즘 중심의 로컬 실험을 수행하였고, 기존의 NETCONF보다 본 논문에서 제안한 개선 기법을 적용한 NETCONF 프로토콜이 명령 반응 속도와 패킷 생성 수에서 우수함을 확인하였다. 향후 과제로는 본 논문에서 개발된 알고리즘을 NS3에 적용하여 보다 실질적인 실험을 수행하는 것과 실제 네트워크에 적용하는 것이다.

알림

이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임

참고문헌

- [1] R. Enns, Ed, "NETCONF Configuration Protocol", RFC 4741, Dec. 2006.
- [2] Sun-Mi Yoo 외 2명, "Performance Improvement Methods for NETCONF-Based Configuration Management ", Computer Science, 2006, pp. 242-252
- [3] Huang Ji 외 2명, "Challenges to the New Network Management Protocol-NETCONF", Education Technology and Computer Science, 2009. ETCS '09. First International Workshop on, pp. 832 - 836.
- [4] Yanan Chang, Debao Xiao, "Design and Implementation of NETCONF-Based Network Management System", 2008 Second International Conference on Future Generation Communication and Networking, IEEE Computer Society Magazine, 2008. 12.1, pp. 256-259.
- [5] Schonwalder J., Bjorklund, M., "Network configuration management using NETCONF and YANG", IEEE communications magazine, Vol.48 No.9, 2010, pp.166-173.
- [6] James Yu, Imad Al, "An Empirical Study of the NETCONF Protocol", IEEE Computer Society Magazine, 2010. 4., pp. 253-258.
- [7] 이명숙 외 3명, "NETCONF 기반의 시스템 및 네트워크 구성 관리 성능 향상", 한국통신학회논문지, 제 33권, 제 9호, 2008.09, pp.787-790.
- [8] Apostolos E. Nikolaidis et al, "Management Traffic in Emerging Remote Configuration Mechanisms for Residential Gateways and Home Devices," IEEE Communications Magazine, Vol.43, Issue 5, May 2005, pp.154-162.

개선된 F함수 기반 ARIA 암호 알고리즘의 FPGA 설계

*김진영, 유수봉, 강민섭
안양대학교 컴퓨터공학과

e-mail : *vsdl1@anyanc.ac.kr, newbongman@anyang.ac.kr, mskang@anyang.ac.kr*

FPGA Design of ARIA Cipher Algorithm Based on Improved F Function

*Jin-Young Kim, Su-Bong Ryu, and Min-Sup Kang
Dept. of Computer Engineering
Anyang University

Abstract

This paper presents the FPGA design of ARIA cipher algorithm based on improved F function. In conventional approach, three kinds of function are mainly used for substitution layer. In the proposed approach, an improved F function is introduced in such a way that three functions are merged into only one function for increasing the computation speed and reducing hardware overhead. The designed cryptosystem was described using Verilog HDL, and it was synthesized for a Xilinx VirtexE FPGA device, using the ISE 10.1 software tools. The cryptosystem operates at a clock frequency of 71 MHz with throughput of 652Mbps on Xilinx-VirtexE FPGA device.

I. 서론

암호화 기술은 주로 군사용과 국가 기관의 정보 보호를 목적으로 사용되어 왔으나, 최근 인터넷 뱅킹 및 전자상거래, 차세대 이동전화, Smart Card, 전자주민증 등 휴대형 정보 단말기의 보안, 컴퓨터 파일 시스템의 기밀성 확보 등 매우 폭넓게 응용되고 있다[1-2]. 암호 알고리즘은 암호·복호화에 사용되는 키의 특성에 따라 암호·복호화 키가 같은 대칭키 암호 알고리즘과

암·복호화 키가 다른 공개키 암호 알고리즘으로 크게 구별하여 볼 수 있다. 대칭키 암호알고리즘은 메시지 처리 형식에 따라 스트림 암호 알고리즘과 블록 암호 알고리즘으로 나누어 볼 수 있으며, 스트림 암호 알고리즘은 비트 또는 바이트 단위로 암호·복호화를 하고 블록 암호화 알고리즘은 블록 단위로 암호·복호화 한다.

ARIA는 Involution SPN (Substitution-Permutation Network) 구조를 가지며, 128비트 데이터 블록에 대해 128비트, 192비트 그리고 256비트인 3종류의 키를 사용해 암호화(복호화) 한다[1,3].

데이터 보호를 위한 암호 알고리즘은 보통 구현이 용이하고 개발비용이 저렴하다는 이유 등으로 주로 소프트웨어로 구현된다. 그러나 소프트웨어로의 구현은 사용자의 증가로 인해 처리 속도를 따라가지 못하며 보안 측면에서 약점을 보인다.

본 논문에서는 연산 처리 속도를 증가시키기 위하여 개선된 F 함수를 기반으로 한 ARIA 알고리즘의 FPGA 설계 및 구현에 관하여 기술한다.

제안된 ARIA 암호알고리즘은 Verilog HDL을 이용하여 구조적 모델링을 행하였으며, FPGA 구현을 위하여 Xilinx ISE 10.1i 툴을 이용하였고, 타이밍 검증은 Modelsim 10.2c 툴을 이용하였다.

II. ARIA 암호 알고리즘

ARIA는 국가보안기술연구소(NSRI) 주도로 학계, 국가정보원 등의 암호기술 전문가들이 힘을 모아 개발한 국가 암호화 알고리즘이다[1]. ARIA 알고리즘은 암호화와 복호화를 수행하는 라운드 함수와 키 스케줄러로 구성되어 있다. ARIA 라운드 함수의 기본 구조는 Involution SPN 구조이며 입·출력의 크기는 128비트이고 키의 크기는 128비트, 192비트, 그리고 256비트를 선택할 수 있다. 수행 라운드는 키의 크기에 따라 12, 14, 또는 16 번 반복 수행을 한다.

ARIA 알고리즘은 라운드 키 덧셈(AddRoundKey), 치환 계층(Substitution layer) 그리고 확산 계층(Diffusion layer) 세 부분으로 구성되며, 마지막 라운드는 확산계층 대신 라운드 키 덧셈을 수행한다.

치환 계층은 8비트 몇 가지 성질을 만족하도록 선택된 입·출력 S-box들로 구성된다. 만족하는 성질은 최대 차분/선형 확률이 2-6이고, 대수적 차수가 7이고, 고정점과 반고정점이 없어야 한다.

ARIA의 치환 계층은 두 유형(유형1, 유형2) 으로 되어있다[1]. 두 유형(유형1, 유형2)은 모두 S-box S₁, S₂, S₁-1, S₂-1로 구성되어 있고, 두 유형의 치환 계층은 서로 역의 관계이다((유형1)-1=유형2). 또한 32비트 단위로 4종의 S-box를 사용한다.

치환 계층은 involution 구조를 위해 수정되었다. ARIA의 라운드 함수는 S-box S₁, S₂를 사용한 두 가지 유형의 치환 계층을 가지고 있어서 홀수 라운드 F_o와 짝수 라운드 F_e 로 구별된다[1].

또한 F_f 는 암호키 비트수에 따른 라운드에 따라 12, 14 또는 16번째에 수행된다. 두 유형의 치환계층은 S-Box를 교대로 사용되어 involution 구조인 확산 계층과 함께 전체 구조가 involution 구조가 되도록 한다 [1].

확산 계층은 ARIA와 다른 블록 암호를 구별 짓는 주요 부분으로 16 X 16 involution 이진 행렬을 사용한다. 확산 함수는 입력 16바이트에 대하여 바이트 단위의 행렬 곱을 수행한 결과 16바이트를 출력으로 한다. ARIA의 확산 함수 A : GF(2⁸)16 → GF(2⁸)16는 입력을 (x₀, x₁, ..., x₁₅)라 하고 출력을 (y₀, y₁, ..., y₁₅)라 할때, 확산함수는 행렬(5.1)의 곱으로 표현된다[1].

ARIA의 키 확장은 초기화 과정과 라운드 키 생성 과정의 두 부분으로 나뉜다. 초기화 과정에서는 암·복호화 한 라운드를 F함수로 하는 256비트 입·출력 3라운드 Feistel 암호를 이용하여, 암호키 MK로부터 네 개의 128비트 값 W₀, W₁, W₂, 그리고 W₃를 생성한다. 암호키 MK의 길이는 128비트, 192비트 또는 256비트

이므로 위 Feistel 암호의 입력에 필요한 256비트 (KL, KR)을 구성한다.

F_o와 F_e를 각각 홀수(byte_trans_layer(유형1) 사용), 짝수(byte_trans_layer(유형2) 사용) 라운드 함수라고 할 때 [표 1]과 같은 식으로 나타 낼 수 있다.

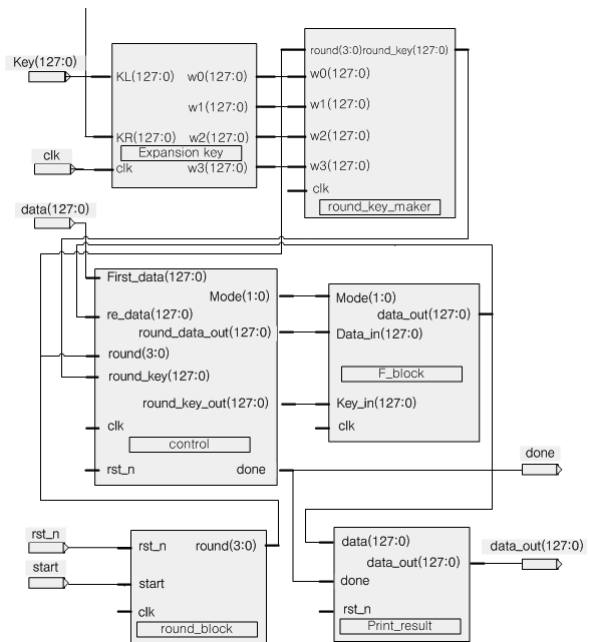
표 1. 키 확장 초기화 과정의 수식

$W_0 = KL$	$W_2 = F_e(W_1, CK_2) \oplus W_0$
$W_1 = F_o(W_0, CK_1) \oplus KR$	$W_3 = F_o(W_2, CK_3) \oplus W_1$

다음에 라운드 키 생성 과정에서는 네 개의 128비트 W₀, W₁, W₂, W₃를 조합하여 암호화 라운드 키 e_{k_i}와 복호화 라운드 키 d_{k_i}를 생성한다. 라운드 수는 암호키의 크기에 따라 각각 12, 14, 16라운드 이고, 마지막 라운드에는 키 덧셈 계층이 두 번 있으므로 각각 13, 15, 17개의 라운드 키를 생성해야 한다.

III. ARIA 암호 시스템 설계

[그림 1]은 구현한 ARIA 암호 프로세서의 전체 블록도를 나타낸다.



[그림 1]에서 알 수 있듯이 각 모듈은 expansion_key 모듈, F_block 모듈, control 모듈, round_block 모듈, round_key_maker 모듈, 그리고 print_result 모듈로 구성되어 있다. expansion_key 모듈은 키 확장 초기화 알고리즘을 이용하여 키를 초기화 하는 과정이고,

F_block 모듈은 세 가지 F함수인 Fo, Fe, Ff를 하나로 통합하여, 각 라운드(홀수 라운드(Fo), 짝수 라운드(Fe), 최종 라운드(Ff)) 값을 출력하는 모듈이다. control 모듈은 전체 시스템 라운드에 맞춰서 라운드 블록에서 발생된 라운드 값을 이용하여 라운드 키와 암호화 될 데이터와 키 값을 처리하는 블록이고, round_block 모듈은 전체 시스템에 필요한 카운트 및 라운드 값을 발생하는 블록이다. 또한 round_key_maker 모듈은 각 라운드에 필요한 라운드 키 값을 발생하는 모듈이며, print_result 모듈은 최종 연산된 데이터를 출력하는 모듈이다.

Expansion_key 블록은 앞서 설명한 키 확장 알고리즘을 이용하여 128비트 w0, w1, w2, 그리고 w3의 확장된 키 값을 출력한다. 확장된 키 값을 생성하기 위한 알고리즘은 기존 ARIA 알고리즘에서 소개한 방법으로 구현하였다.

[그림 2]는 개선된 F_block의 블록도를 나타낸다.

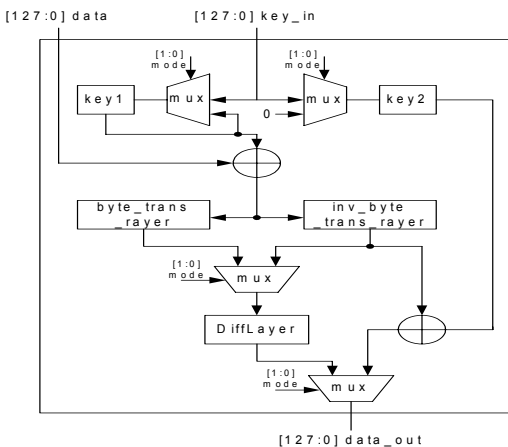


그림 2. 개선된 F_block 블록도

기존 ARIA 알고리즘의 명세서를 따라 구현해야 할 경우 Fo, Fe 그리고 Ff 블록을 각각 따로 구현해야 하며, 이를 위해서는 세 개의 서로 다른 블록을 구현하기 위해서는 한 개의 byte_trans_layer와 두 개의 inv_byte_trans_layer, 그리고 두 개의 DiffLayer가 요구된다. 또한 byte_trans_layer과 inv_byte_trans_layer는 서로 다른 S-box의 구성이 필요하기 때문에 이를 각각 구현할 경우 불필요한 하드웨어 오버헤드가 발생된다. 제안하는 개선된 방법에서는 3개의 블록 함수를 단일 F_block으로 통합 구현하며, 개선된 F_block은 동작 구분을 위한 2비트의 mode값을 사용한다. 즉, mode가 00일 경우 Fe함수, 그리고 01인 경우는 Fo함수 동작을 실행한다. mode가 10과 11인 경우는 최종 Ff함수 동작이 2개의 라운드 키 값을 필요로 하기 때문에 2개의 mode

로 나누어 구분하여 동작한다.

[그림 2]의 F_block 내부에서 key1과 key2는 각각 레지스터를 의미한다. 입력된 128비트 key_in 입력 값은 mux로 입력되며 mode에 따라 동작한다. mode[1]이 0인 경우 key1과 key2는 Fe와 Fo함수 동작을 위해 key1은 입력 받은 라운드 키 값을 유지하며 key2는 0값을 출력하게 된다.

mode[1]이 1인 경우 이는 최종 Ff함수 동작을 의미하게 때문에 key1은 12라운드 키 값을 유지하게 되고, key2는 13라운드에서만 13번째 라운드 키 값을 유지해서 F함수를 처리하게 된다.

byte_trans_layer와 inv_byte_trans_layer은 mode 입력으로 구분되어 동작하게 된다. 앞서 설명 하였듯이 mode[0]이 1일 경우는 홀수 함수를 의미하며 이는 Fo 동작을 위해 byte_trans_layer 값을 출력하고, 0일 경우 inv_byte_trans_layer 값을 출력하게 된다. 2번째 mux를 거친 데이터는 공통 연산인 DiffLayer 연산을 하게 되고, 마지막 mux에서 mode 신호에 따라서 최종 라운드임을 판별하게 되며 적절한 값을 출력하게 된다.

control블록은 128비트 frist_data, re_data, round_key, 4비트 round, clk 그리고 rst_n을 입력으로 받고, 2비트 mode, 128비트 round_data_dout과 round_key_out 그리고 done을 출력으로 한다. first_data는 암호화 할 초기 데이터 입력을 나타내며, re_data는 암호화 되는 중간 데이터 입력을 나타낸다. round는 전체 블록의 round 값에 따른 동작을 구분하는 신호를 나타낸다. round_key는 각 라운드에서 생성된 round_key 값의 입력을 나타낸다.

출력 값 mode는 F_block의 동작 구분을 위한 제어 신호를 나타낸다. round_data_out과 round_key_out은 각 round에 맞는 데이터를 출력한다. done 신호는 최종 동작 신호를 나타낸다.

round_block은 clk, rst_n, start 신호를 입력으로 하며, 4비트 round를 출력한다. round_block의 동작은 start 신호가 1로 동작하면 clk의 값에 의해 전체 동작에 필요한 round 값을 생성한다. rst_n은 round_block의 reset 동작에 관여한다.

round_key_maker 블록은 expansion_key 블록에서 생성된 128비트 w0, w1, w2 그리고 w3 값을 이용하여 round 값에 따라 round_key 값을 생성하는 기능을 한다. 입력받은 select 신호는 암호화 키 값과 복호화 키 값을 생성하기 위한 제어 신호이다.

마지막으로 최종 data 출력 블록인 print_result 블록은 입력받은 done 신호가 high로 동작할 때 입력값 128비트 data를 출력하는 기능을 한다.

IV. 구현 및 시뮬레이션 결과

본 논문에서 제안된 암호 프로세서의 각 모듈은 Verilog HDL을 이용하여 설계하였다. 또한, 논리 합성 및 검증은 KAIST의 IDEC 에서 지원 받은 툴인 Xilinx ISE 10.1i 툴과 Modelsim 10.2c를 이용하였다. FPGA는 Xilinx사의 VirtexE를 타겟으로 시스템을 구현하였다. [그림 3]과 [그림 4]는 각각 구현된 암호 시스템의 암호화 및 복호화를 위한 시뮬레이션 결과를 나타낸다.

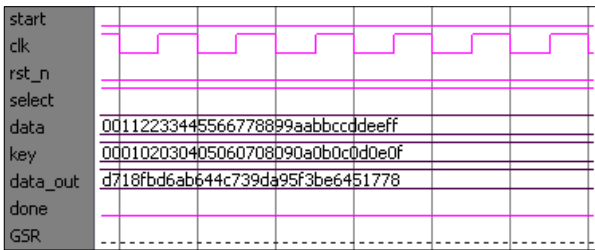


그림 3. 암호화 시뮬레이션 결과

그림 3. 암호화 시뮬레이션 결과

[그림 3]에서 암호화 검증에 사용한 평문 데이터는 “00112233445566778899aabbccddeeff”을, 128비트 암호화 키는 “000102030405060708090a0b0c0d0e0f”를 사용하였다[4]. 시뮬레이션 결과를 통하여 암호화된 값 “d718fbd6ab644c739da95f3be6451778” 을 얻을 수 있었다[4].

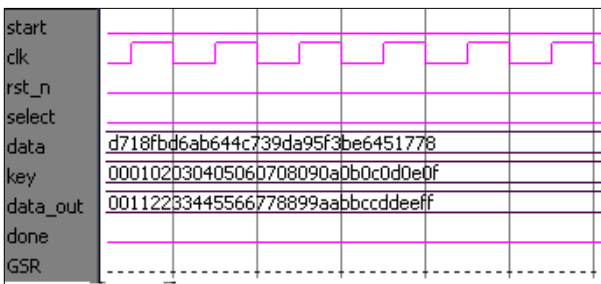


그림 4. 복호화 시뮬레이션 결과

[그림 4]에서 복호화 검증에 사용한 데이터는 동일한 암호문과 128비트 암호화 키를 사용하였다. 시뮬레이션 결과로부터 복호화 된 정확한 값 “00112233445566778899aabbccddeeff” 을 얻을 수 있었다[4]. [표 2]는 기존의 암호 프로세서와 제안된 암호 프로세서의 성능 비교를 나타낸다. 제안한 방법은 기존 방법과 비교할 때 게이트 수는 다소 증가했지만 처리율은 매우 개선되었음을 알 수 있다.

표 2. 암호 프로세서의 성능 비교

	Data bus	Area	Freq. (MHz)	Throughput (Mbps)	Process
문헌[2]	128 bits	1,491 slices	46.5	496	XCV-1600E
문헌[3]	32 bits	13,893 gates	71	22	0.35 um CMOS
문헌[5]	32	11,301 gates	467	215	0.25 um CMOS
제안한 방법	128 bits	9,217 slices	71.4	652	XCV-1600E

[표 2]에서 Throughput(처리율)은 “128 * Clock Freq. / 라운드 수” 로 계산하였다.

V. 결론

본 논문에서는 연산 처리 속도를 증가시키기 위하여 개선된 F 함수를 기반으로 한 ARIA 암호 알고리즘의 FPGA 설계와 구현에 관하여 기술하였다. 설계된 128-bit 암호 시스템은 Xilinx-VirtexE FPGA 소자 상에서 최대 동작 주파수 71.4 Mhz에서 652 Mbps 전송률을 보였다. 제안된 시스템은 저전력이 요구되는 스마트 카드와 모바일 시스템 환경에 최적이 되도록 설계하였다.

참고문헌

- [1] ARIA 알고리즘 명세서, <http://www.nsri.re.kr> 국가보안기술연구소, 2004.
- [2] 박진섭 외 5명, “ARIA 암호 알고리즘의 하드웨어 설계 및 구현,” 대한전자공학회 논문지, 42권, SD편, 4호, pp. 29-36, 2005.
- [3] 유영갑, 김승열, 김용대, 박진섭, “Low Power Cryptographic Design based on Circuit Size Reduction”, 한국콘텐츠학회논문지 제7권 제2호, 2, pp. 92-99, 2007.
- [4] 참조구현값, 한국정보통신기술협회.
- [5] 유권호, 구분석, 양상운, 장태주, 경량화된 확산계층을 이용한 32-비트 구조의 소형 ARIA 연산기 구현, “정보보호학회논문지 제16권 제6호, pp. 15-24, 2006.

LTE-Advanced 시스템을 위한 터보디코딩의 정지 기준 방법 성능 분석

김혜지, 변우석, 윤여욱, 김지훈
충남대학교 전자공학과
e-mail : jihoonkim@cnu.ac.kr

Performance Analysis of Stopping Criteria in Turbo Decoding for LTE-Advanced systems

Hyeji Kim, Wooseok Byun, Yeouk Yoon and Ji-Hoon Kim
Department of Electronics Engineering
Chungnam National University

Abstract

Stopping criteria in turbo decoding becomes more important due to low-power high-throughput requirements in LTE-Advanced systems. In this paper, we presents the performance analysis results of two well-known stopping criteria, HDA (Hard-Decision Aided) and CRC (Cyclic Redundancy Check) for LTE-Advanced system.

I. 서론

1993년 소개된 이래 W-CDMA를 포함한 많은 셀룰러 시스템에서 사용된 터보코드는 현재 차세대 이동통신으로 예정된 LTE-Advanced에서도 오류정정부호로서 사용되고 있다 [1][2]. 상대적으로 간단한 부호화 과정에 비해 복호화 과정은 그림. 1에 나타나 있는 것과 같이 2개의 SISO (Soft-Input Soft-Output) 디코더가 번갈아가면서 연산을 수행하여 1번의 iteration을 이루며, 이와 같은 과정을 다시 여러 번 반복하며 이루어진다. 복호화 과정에서 iteration의 수는 일반적으로 8회와 같이 고정된 값으로 지정하기도 하지만, 이보다 적은 iteration에서 이미 충분히 오류를 복원하여

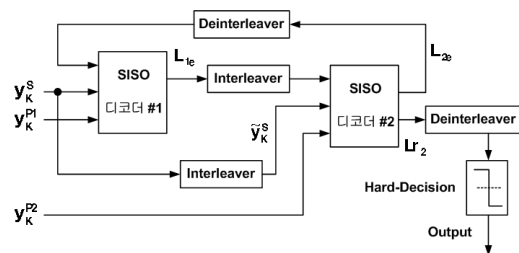


그림 1 터보디코더의 구조

추가적인 iteration을 요구하지 않는 경우가 많기에 미리 iteration을 멈추고 저전력 대기모드로 진입하기 위한 다양한 정지 기준 방법이 제안되었다 [3]-[4].

특히 이전 iteration의 SISO decoding 후 얻은 hard-decision 결과를 통해 추가적인 iteration을 허용하지 않는 HDA (Hard-Decision Aided)방식은 기존의 다양한 터보디코더에서 응용되어왔다 [4][5]. 하지만, LTE-Advanced는 CRC (Cyclic Redundancy Check)값을 할당하기에 이를 활용해서 CRC 방식의 정지 기준 방법을 사용할 수 있다 [1][6].

본 논문에서는 LTE-Advanced에서 사용되는 터보디코딩 방식에 앞에서 언급한 2가지 대표적인 정지기준을 구현하고, FER (Frame Error Rate)과 평균 iteration 횟수를 비교하여 성능을 분석 결과를 제시한다.

II. 본론

본 논문에서는 앞에서 언급한 정지 기준 방식인 HDA 및 CRC외에 이론적인 성능 기준치를 확인하기 위해 송신된 값을 모두 알고 있다고 가정하여 오류가 없는 순간에 복호과정을 멈추는 GENIE방식을 함께 성능 분석에 포함하였다.

2.1 HDA

HDA방식은 그림. 1의 SISO 디코더#2의 결과를 바탕으로 이전 iteration에서의 hard-decision값이 이번 iteration에서의 hard-decision값과 모두 동일하면 모든 오류가 정정되었다고 판단해 추가적인 iteration을 멈추는 방식이다.

2.2 CRC

복호과정에서 각 SISO 디코딩 후에 hard-decision을 내리고, 얻어낸 CRC값을 통해서 송신단에서 추가한 CRC값과의 관계를 통해 현재 수신한 Frame에 오류가 있었는지를 판단하는 방식으로서, 본 논문에서 사용한 생성다항식은 아래와 같다.

$$g_{CRC24B}(D) = [D^{24} + D^{23} + D^6 + D^5 + D + 1]$$

III. 성능 분석

그림. 2 및 그림. 3은 SNR (Signal-to-Noise Ratio)에 따른 FER 및 평균 iteration 횟수를 보여준다. 이때, 최대 iteration 횟수는 8로 고정하였고, Frame은 6144bit, Window 크기는 32로 설정하였다. 그림. 2에서 알 수 있듯이 CRC방식은 GENIE와 거의 유사한 FER을 보여주는 것을 알 수 있으며, 이를 통해 잘못된 순간에 iteration을 stop하는 경우가 거의 없음을 알 수 있다. 반면, HDA방식은 높은 SNR에서 Error Floor가 발생하는 것을 알 수 있다. 또한, 그림. 3에서 알 수 있듯이 CRC방식은 HDA방식 대비 평균 iteration횟수도 상대적으로 적은 것을 알 수 있다. 이를 통해 모든 면에서 CRC방식이 HDA방식 대비 우수한 성능을 보이는 것을 알 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

정지 기준 방식은 높은 전송속도와 낮은 소비 전력을 요구하는 휴대기기의 요구사항을 위해 그 중요성이 더욱 높아지고 있다. 본 논문에서는 기존에 널리 알려진 HDA방식보다는 CRC방식을 사용하는 것이 성능저하 없이 효율적으로 iteration수를 줄이는 것이 큰 도움이 된다는 것을 확인하였으며, 향후 높은 throughput을 위해 다수의 SISO 디코더가 동시에 동

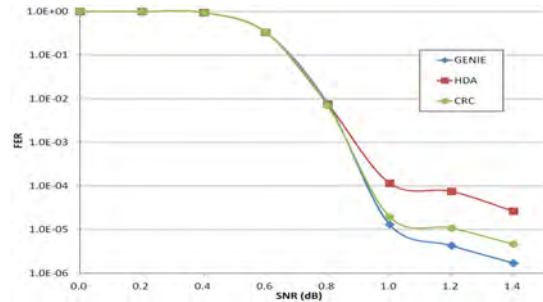


그림 2 FER 성능 비교

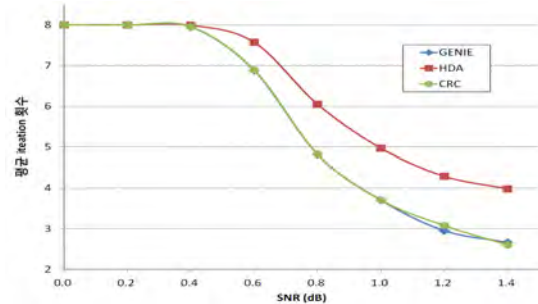


그림 3 평균 iteration 횟수 비교

작하는 경우 등 실제 하드웨어 구현을 고려한 연구를 통해 보다 실용적인 정지 기준 방식에 대한 연구를 진행하고자 한다.

Acknowledgement

이 논문은 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(2012R1A1A1010064).

참고문헌

- [1] C. Berrou. et al., "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes," in ICC 1993.
- [2] 3GPP TS 36.212 v10.0.0 (2011-01): "Multiplexing and Channel Coding (Release 10)."
- [3] Y. Wu. et al., "A Simple Stopping Criterion for Turbo Decoding," IEEE Communications Letters, vol. 35, pp. 701-702, Oct. 2001.
- [4] J. H. Kim and I. C. Park, "A unified parallel radix-4 turbo decoder for Mobile WiMAX and 3GPP-LTE," IEEE CICC 2009.
- [5] M. Bickerstaff, et al., "A 24Mb/s radix-4 logMAP turbo decoder for 3GPP-HSDPA mobile wireless," IEEE ISSCC 2003.
- [6] J. F. Cheng and H. Koorapaty, "Error Detection Reliability of LTE CRC Coding," IEEE VTC 2008-Fall.

통신사업자를 위한 IPTV망 기반 클라우드 게임

*윤영석, 조항정
 한국과학기술원 경영과학과
 e-mail : iseeu@kaist.ac.kr, joezo@kaist.ac.kr

Cloud Game on IPTV Network

*Young Seog Yoon, Hangjung Zo
 School of Management Science
 Korean Advanced Institute of Science and Technology

Abstract

Major mobile platform operators such as Google and Apple have shown great interest in TV game market and tried to transform their dominant platform power into TV era. In order for IPTV providers to compete against smart TV and console game manufacture, we propose cloud game on IPTV networks. We also present how IPTV networks could satisfy cloud game's requirement and how their motivations can be aligned with each other.

I. 서론

국내 IPTV 가입자 수는 2012년말 기준 630만 명에 도달하여[6] 외형적으로는 급격히 성장하고 있다고 할 수 있다. 그러나 IPTV는 방송 콘텐츠의 전송 외에 새로운 비즈니스를 개척하지 못했다는 측면에서 가입자를 활용한 플랫폼으로 자리매김하였다고 평가하기는 힘들다. 기술적 관점에서 IPTV의 제반 인프라로써 IP 망은 best effort망이 아닌 premium 망으로 활용 가치가 무궁무진하다 [1]. IPTV 고품질 망을 이용한 다양한 수익 모델의 하나로 게임은 다양한 연구 [2-4]에서 거론되어 왔다. 그러나 현행 IPTV 게임은 PC, mobile에서 제공되었던 게임을 TV 단말로 이식하는 것에 그치고 있어 소비자에게 차별화된 가치를 제공하는데 성공하지 못했고 [5], 결과적으로 성공적인 비즈니스 모

델로 자리매김하였다고 평가하기 어렵다. 그러나 TV 게임의 가능성에 대해 관련 사업자들은 일관된 시각을 견지하고 있고 다양한 노력을 진행하고 있다. IPTV 사업자의 입장에서 TV를 매체로 하는 게임 산업 연착륙을 위해 경쟁 전략 수립이 필요한 시점이다.

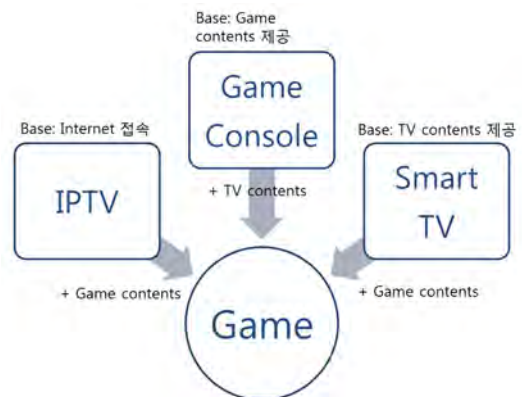


그림 1. TV를 매체로 하는 게임에 대한 다양한 접근

본 연구는 TV를 매체로 한 게임 시장에 진입하고자 하는 다양한 사업자들의 동향을 살펴보고 통신사업자 관점에서 IPTV망 기반 클라우드 게임을 제안하고자 한다. 개념적인 측면에서 클라우드 기술은 클라이언트의 저장용량에 대한 제약이 없을 뿐만 아니라 클라이언트의 컴퓨팅 파워에 대한 의존도가 낮아 별도의 셋톱박스 없이 게임 구동 환경을 제공해 줄 수 있으나, 네트워크의 성능이 뒷받침 되어야 하므로 통신사업자와 클라우드 게임업체와의 협력은 필수적으로 요구된다.

II. 본론

2.1 게임 콘솔의 접근 방향

게임 콘솔업체들은 IPTV, 스마트 TV 사업자의 게임 시장 진입에 대응하기 위해 콘텐츠 제공범위를 게임에서 탈피하여 방송영역으로 확장하는 전략을 전개하고 있다. 이미 XboX, PS3, Wii 등 콘솔 게임 제조업체는 게임 콘솔을 통해 유튜브, Netflix, Hulu, VUDU 등 비디오 영상 서비스를 제공하고 있으며 긍정적인 소비자 반응을 이끌어 내었다. 2011년 6월 E3 게임 컨퍼런스에서 소니는 PS3가 Netflix의 스트리밍 이용량의 30%를 차지한다고 밝힌바 있다. 미국의 소비자 광고 조사 분석업체 Nileson에 따르면[8], 게임 콘솔을 통해 Netflix와 Hulu를 시청하는 사용자들의 비중은 최대 25%에 달한다. 한편 E3 컨퍼런스에서 마이크로소프트는 XBoX를 통해 미국 시장내 실시간 방송 서비스 제공 계획을 공개하였으며 이용 편리성을 극대화하기 위해 음성 검색을 지원할 것이라 밝힌바 있다. 이미 XBoX live 서비스는 영국 SKY TV, 프랑스 Canal Plus, 호주 Foxtel과 제휴를 통해 실시간 방송 서비스를 제공하고 있다.

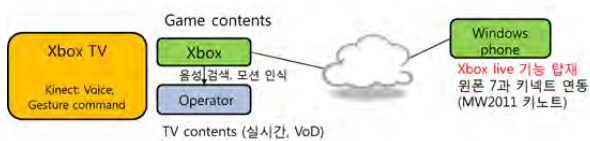


그림 2. XBoX TV의 개요

한편 게임 콘솔 제조사 Sony는 방송콘텐츠 확충 뿐 아니라 개방형 생태계 구축을 목표로 하고 있다. 2011년 1월 일본 도쿄에서 개최된 PlayStation Meeting 2011에서 소니는 크로스 플랫폼 전략 PlayStation suite을 공개하며 플랫폼 개방을 선언하였다. 소니는 극단적으로 폐쇄적인 생태계를 운영해왔다는 점에서 이번 발표는 소니의 전략이 폐쇄에서 개방으로 선회하였다는 큰 의미를 가진다. 플랫폼 개방의 가장 직접적인 배경은 이동형 게임기의 독점적 지위가 스마트폰에 위협받기 때문이다. PlayStation Suite은 이제까지 닫혀 있었던 자신들의 생태계를 열어 Android 플랫폼에 개방하여 PSP가 누려왔던 전용단말기의 지위를 Android 단말기에도 허용하겠다고 발표하였다. PlayStation suite는 PlayStation Certified 요구사항을 만족시키는 단말기면 PlayStation 용 게임을 다운로드 받을 수 있다. PSP의 1세대 게임들부터 순차적으로 PlayStation Suite로 컨버팅될 예정이다.

2.3. 클라우드 게임의 접근 방향

클라우드 네트워크는 업무 환경뿐만 아니라 게임구동 환경에도 큰 변혁을 예고하고 있다. 클라우드 서비스는 그 특성상 클라이언트가 아닌 서버에서 연산이 수행되기 때문에 클라이언트의 성능에 게임이 크게 영향을 받지 않는다는 장점이 있다. 클라우드 게임은 대규모 클라우드 서버에서 게임 프로그램을 구동하여 연산 결과만을 압축하여 전달하고, 이용자는 네트워크(스트리밍)를 통해 게임을 이용하는 형태의 게임을 말한다. 최근 클라우드를 이용한 다양한 형태의 게임이 제공되고 있으며, 이중 Onlive는 선도적 기술우위를 바탕으로 활발히 게임 시장을 공략하고 있다. 2010년 6월 미국에서 최초로 매월 14.95달러 월 정액제 출시하였으며 동년 12월 TV 서비스를 제공하기 위한 Micro console TV 어댑터 공급을 시작하였다.



그림 3. Onlive의 서비스 아키텍처

2010년 12월 Onlive는 가전제품제조업체 Vizio와의 협업으로 콘솔을 TV에 통합하여 콘솔 구매가 (약 12만원 상당) 부담을 최소화하고자 하였다. 또한 동년 7월 Onlive는 게임뿐만 아니라 제공 콘텐츠 영역을 동영상, 영화로 확대하겠다는 발표를 하였다. Onlive는 OS에 구애 받지 않는 multi-screen 지원할 수 있는 클라우드의 장점을 그대로 살려 iPad, 스마트폰 등 다양한 OS 지원하겠다고 밝힌바 있으며 2011년 1월에는 게임 콘솔을 S/W화하여 app으로 구현하여 시현한 바 있다. 2011년 11월 기준 253개의 게임을 제공하고 있으며, 제공되는 게임은 게임 공급업체들과 계약을 통해 공급 받고 있다. Onlive는 영국의 통신사업자 BT와의 제휴를 통해 영국BT 초고속 인터넷 가입자들을 대상으로 클라우드 게임 서비스를 제공한 바 있다.

2.3. 스마트 TV의 접근 방향

Apple, Google은 플랫폼 사업자로서 이미 스마트폰 플랫폼 시장의 대부분을 점유하고 있고, 플랫폼의 지배영역을 TV로 확장하기 위해 Apple TV, Google TV

를 출시한 바 있다. 비록 Apple TV, Google TV가 대중적 수요를 확보하였다고 말하긴 어렵지만 이들이 TV를 매체로 하는 콘텐츠 제공에 지속적인 노력을 기울이고 있다는 점은 분명하다.

Google은 2013년 스마트폰 운영체제와 TV운영체제를 통합하여[9], TV 시장으로의 진출을 보다 가속화하는 전략을 본격화하였다. 소비자들은 스마트TV에서 스마트폰에서 제공되는 앱을 그대로 이용할 수 있어 스마트폰에서 Google이 가진 지배력을 TV 시장으로 그대로 전이시킬 수 있고 기기간의 연동을 통해 다양한 N-스크린 서비스가 제공될 것으로 예상된다.

또한 Google은 클라우드 기반 게임을 준비 중에 있다. 2010년 11월 Adrenalin사는 블리자드의 World of Warcraft 게임을 클라우드를 이용 Google TV에서 시연한 바 있다. 2011년 11월 Google은 Onlive와 유사한 클라우드 게임 플랫폼을 개발중에 있다고 밝힌바 있다.

2.4. IPTV와 클라우드 게임의 접점: IPTV망 기반 클라우드 게임

기술적 관점에서 클라우드 게임이 시장의 요구에 부응하기 위해서는 기본적으로 네트워크 품질에 대한 보장이 요구되며 이러한 문제는 통신사업자가 보유한 IPTV 프리미엄 망이 해결해 줄 수 있다. 개념적인 측면에서 클라우드 기술은 클라이언트의 저장용량에 대한 제약이 없을 뿐만 아니라 클라이언트의 컴퓨팅 파워에 대한 의존도가 낮다는 장점이 있다. 클라우드 게임이 원활히 제공되기 위해서는 network response time에 대한 요구를 만족해야 한다. 이는 IPTV의 premium 망을 이용한다면 해결될 수 있다. 클라우드 게임 서비스를 위한 요구사항과 IPTV 망의 연결 고리를 정리하면 그림 4와 같다.



그림 4. 클라우드 게임 요구사항과 IPTV

한편 클라우드 게임 공급업체는 기존 게임 콘솔이 가진 지배적 위치에 독자적으로 대항할 수 없다는 측면에서 충분한 참여 유인을 가진다. 콘텐츠 개발자들은

게임 콘솔 플랫폼 별로 분할된 게임 구동환경을 극복하여 수익 확대를 기대할 수 있고, 게임 불법 복제를 원천 봉쇄할 수 있다는 측면에서 생태계 참여 유인이 크다. 게임 실행과 연산은 서버에서 구동되고 압축 영상 파일만이 클라이언트로 전달되는 클라우드 게임의 구동환경은 게임 불법 복제 문제를 사실상 해결할 수 있다. 한편, 기존 콘솔 게임은 게임 소비자들의 이용 행태를 추적하는 것에 한계가 있었다면 클라우드 게임은 소비자들의 게임 이용로그에 직접 접근이 가능하므로 개인화 광고 집행의 도구로 활용될 수 있다. 마지막으로 사용자 측면에서 IPTV 망 기반 클라우드 게임은 고사양 고가 단말의 구매를 필요로 하지 않기 때문에 가격경쟁력을 가진다. IPTV망 기반 클라우드 게임은 개발업체, IPTV 플랫폼, 클라우드 솔루션 제공업체 등의 이해를 결집할 수 있다. 지금까지의 논의를 요약하면 그림 5와 같다.



그림 5. IPTV망 기반 클라우드 게임의 장점

본 연구는 일종의 premium market으로 앱 스토어와 유사한 형태의 IPTV store와 클라우드 기반 IPTV 게임을 제안한다. 기본적인 구조는 앱 유통 구조와 유사하나 콘솔 게임 개발사의 진입 유도도 IPTV 게임 생태계 창출한다는 차별점이 있다. 플랫폼은 최소한의 수준에서 게임의 품질을 유지할 책임이 있으며 플랫폼은 방송 채널과 광고를 활용하여 기존 앱 스토어가 하지 못하는 프로모션 역할을 IPTV가 대행한다. 특히 방송 콘텐츠와 연계한 광고의 집행과 게임 앱의 소개, 그리고 별도의 게임 방송 채널 운영은 사용자의 관심을 불러일으키는 도구로 이용될 수 있는 가능성이 있다. 기존 앱 스토어의 게임이 라이트 유저를 대상으로 했고, 콘솔 게임이 헤비 유저를 잠재 소비자 군으로 포지셔닝 했다면, 클라우드 기반 IPTV 게임은 미들 유저를 중심으로 서비스를 제공해야 한다. 이를 통해 신규 수요를 발굴하고 저가로 기존의 콘솔 게임에 준하는 게임을 이용할 수 있다는 가치를 소비자에게 제공함으로써 신 생태계를 창조하고 참여 사업자들에게 급진적인 참여 동기를 제공할 수 있다. IPTV망 기반

클라우드 게임의 가치 사슬을 도식화 하면 그림 6과 같다.

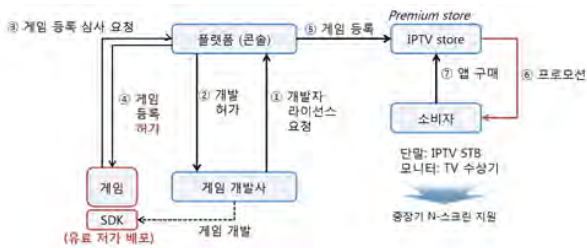


그림 6. IPTV 망 기반 클라우드 게임의 가치사슬

기술적인 측면에서 클라우드 컴퓨팅이 해결해야 할 선결요건이 존재한다¹⁾. 첫째, 일반적으로 클라우드 기반 게임 구동을 위해서는 network response time이 100msec 이하여야 한다. 둘째, 고품질의 영상을 제공할 수 있어야 한다. 제한된 네트워크 대역폭을 이용하여 게임 영상을 제공하기 위해 클라우드 네트워크는 영상 데이터를 압축하여 클라이언트에 전달한다. 따라서 영상 압축 기술은 클라우드 게임의 핵심 기술이라 할 수 있다. 그러나 이러한 영상 압축이 과도하게 높을 경우 압축에 많은 시간이 소요되므로 trade-off가 존재한다. 이는 향후 기술적으로 해결해야 할 문제라 할 수 있다. 셋째, 현재까지 클라우드 게임은 best effort망을 기준으로 제공되어 왔으나 본 연구는 QoS가 보장되는 IPTV 망을 경유하여 클라우드 게임이 제공될 것을 제안하였다. 그러나 IPTV망의 이용은 라스트 마일에서의 네트워크 품질은 보장할 수 있으나 백본망에서의 네트워크 과부하는 완전히 해소할 수 없다. 따라서 백본망에서 네트워크 자원을 어느 정도 점유할 것인지에 대한 정밀한 분석이 향후 추가적으로 연구되어야 할 것이다.

III. 결론

게임 콘솔제조사, 스마트 TV 업체들은 TV를 매체로 하는 게임 시장의 주도권 장악을 위해 다양한 노력을 경주하고 있다. 이러한 움직임에 대응하기 위해 통신사업자들은 IPTV 가입자 기반을 활용할 방안을 모색할 필요가 있다. 본 연구는 통신사업자의 입장에서 TV를 매체로 하는 게임 시장에 성공적으로 안착하기 위한 전략으로 IPTV망 기반 클라우드 게임을 제안하였다. IPTV망 기반 클라우드 게임은 생태계 참여자들

의 이해를 결집할 수 있다는 측면에서 통신사업자들의 긍정적인 검토가 요구된다. 통신사업자의 입장에서 IPTV 게임 시장 견인은 망 자원 활용 극대화, 플랫폼으로서 IPTV의 위상 정립, 신규 시장 창출이라는 의미를 가지며 결과적으로 통신사업자들의 새로운 수익원천 발굴로 연결될 수 있을 것이다.

참고문헌

- [1] K. Liu, A. Gil, and L. A. Berendt, "IPTV: The Entertainment Game Has Changed [Guest Editorial]," Communications Magazine, IEEE, vol. 46, pp. 88-89, 2008.
- [2] D. H. Shin, "Potential user factors driving adoption of IPTV. What are customers expecting from IPTV?," Technological Forecasting and Social Change, vol. 74, pp. 1446-1464, 2007.
- [3] J. Kishigami, "The Role of QoE on IPTV Services style," in Multimedia, 2007. ISM 2007. Ninth IEEE International Symposium on, 2007, pp. 11-13.
- [4] S. Ghellal and I. Lindt, "Interactive movie elements in a pervasive game," Personal Ubiquitous Comput., vol. 12, pp. 307-315, 2008.
- [5] H. Bouwman, M. Zhengjia, P. v. d. Duin, and S. Limonard, "A business model for IPTV service: a dynamic framework," Info, vol. 10, pp. 22-38, 2008.
- [6] 방송통신위원회, KCC, 2013
- [7] ZDnetKorea, 2013
http://www.zdnet.co.kr/news/news_view.asp?artice_id=20130507082054
- [8] Nilesen, 2011
<http://betanews.com/2011/07/27/who-are-these-people-watching-hulu-on-apple-or-google-tv-boxes/>
- [9] 경향신문, 2013
http://news.khan.co.kr/kh_news/khan_art_view.html?artid=201305161728141&code=920501

1) Cloud gaming latency analysis: Onlive and StreamMyGame Delay Measurement

MWSN's and applications in robotics

***Aamir Reyaz, *Bayanjargal Baasandorj, **Deok Jin Lee and
* Kill To Chong
*Chonbuk National University, Jeonju , South Korea
**Gunsan National University, Jeonju , South Korea
***Advanced Electronics and Information Research Center, JBNU,
Jeonju, Korea**

Abstract

Mobile Sensor Networks are composed of Mobile sensor nodes. As sensors became extensively deployed, some sensors may be enhanced with mobility. Such mobile sensors may be powerful and can recharge themselves automatically. Many researches focus on the development of mobile wireless sensor networks due to the beneficial advantages and applications of MWSN's. However they pose a number of optimization and conceptual problems. In this paper we reviewed the issues in MWSN's, their use in robotics and future security in MWSN's.

I. Introduction

There has been increasing interest on building mobile sensor networks recently. They have a great long term economic potential ability to transform our lives and pose a new system building challenges. Each mobile sensor node is capable of navigating autonomously or under the control of humans[1], these MSN's have emerged as an important area for research and development. Though MSNs are in its early stages its impact is envisaged to be far reaching from daily life to remote hazardous zones, disaster prone zones , defense application to probing of planets , they can also be used for monitoring and control as well. Due to the above mentioned

advances in MSNs technology , more and more practical applications of MSN's continue to emerge. Robotics is the branch of technology that deals with design, construction, operation, and application of robots, as well as computer systems for their control, sensory feedback, and information processing. These technologies deal with automated machines that can take the place of humans in dangerous environments or manufacturing processes, or resemble humans in appearance, behavior, and/or cognition. Many of today's robots are inspired by nature contributing to the field of bio-inspired robotics[2]. This paper is organized as follows: section 2 shows the mobile sensor network architecture and advantages over static sensor networks. Section 3 is about mobile sensor network applications in robotics.

II. Mobile sensor networks

2.1 MSN Architecture

The architecture of MWSNs can be divided into three catalogs flat, 2-tier, or 3-tier hierarchical architectures [3]

Flat-tier architecture. A [3] Flat or planner architecture comprises a set of heterogeneous devices which can be mobile or static and communicate in an adhoc manner. All the devices communicate over the same network which can be mobile or static.

Two-Tier architecture: It consists of a set of mobile nodes and a set of stationary nodes. The

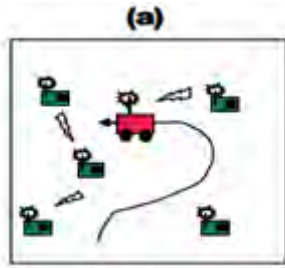


fig.1. (a)

mobile devices can form an overlay network to transmit data if the network density is high and in which nodes are always connected. Otherwise the network can become disjoint, mobile devices must perform as mobile agents. Those kind of devices do not forward data to the access points instantly but cache them in their memories, in order to gather data from their neighborhood sensors they need large memories. Overlay network can include devices which are mobile and have longer communication ranges, higher bandwidth and greater processing capability. Figure 2 shows the 2-Tier architecture[3].

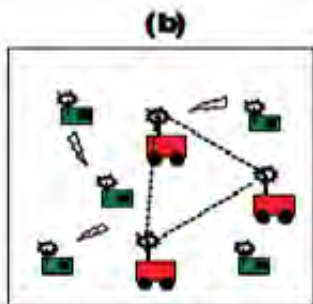


fig.2. (b)

Three-Tier architecture: In three tier architecture [3] A set of mobile devices receive data from the set of stationary sensor nodes and those mobile devices then forward it to the set of access points. Figure 3 shows t3-Tier architecture

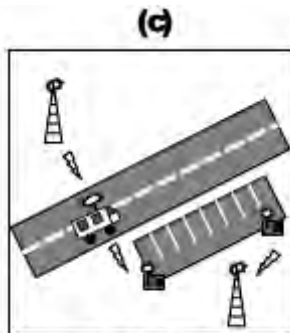


fig.3.(c)

III. Robotic sensor networks applications

By incorporating intelligent, mobile robots directly into sensor networks most of the problems in traditional sensor networks may be addressed. Mobile robots provide the means to explore and interact with the environment in a dynamic and decentralized way. In addition to enabling mission capabilities well beyond those provided by sensor networks, these new systems of networked sensors and robots allow for the development of new solutions to classical problems such as localization and navigation[5]. Mobile nodes can be implemented as autonomous perceptive mobile robots or as perceptive robots whose sensor systems addresses both navigation and environmental tasks. In this sense, robotic sensor networks are particular mobile sensor networks. So, robotic sensor networks are distributed systems in which mobile robots carry sensors around an environment to detect phenomena and produce detailed environmental assessments. The use of multi-robot systems for carrying sensors around the environment represents a solution that has received a considerable attention and can provide some remarkable advantages as well. A number of applications have been addressed so far by robotic sensor networks, including environmental monitoring, search and rescue etc . The set of capabilities provided by robot - sensor networks match up well with those needed to build an effective search and rescue system and also for monitoring Electro-magnetic Fields (EMFs).

3.1 Search and rescue

A fully featured search and rescue system should: Quickly and accurately locate victims, Map search space and locations of victims, Maintain communication with human responders, Assess victim. In order for a search and rescue systems to fulfill its mission, the system must be able to both quickly and reliably locate its victims within the search space. Moreover a search and rescue system must be able to handle a dynamic and potentially hostile environment.[5] presented an algorithmic

framework for utilizing an ad-hoc wireless networks comprised of large numbers of small, simple, and inexpensive wireless sensors and robots to conduct efficient and robust target tracking. They described a robot sensor network for target tracking without reliance on localization services such as GPS or magnetic compass, focusing on simple algorithms for distributed decision making and information propagation. They presented a robot-sensor network system that autonomously conducts target tracking in a fully distributed and scalable manner and does so without component possessing localization capabilities (e.g., GPS or magnetic compass). The key contribution of this approach is that it provides a solution with minimal hardware assumptions (in terms of sensing, localization, broadcast, memory/processing capabilities), all while subject to a dynamically changing environment. Moreover, this framework adjusts dynamically to both target movement and addition/deletion of network components. The network gradient algorithm provides an advantageous trade-off between power consumption and performance and requires relatively low bandwidth.

3.2 Electro-Magnetic Fields Monitoring:

The monitoring of EMF phenomena is extremely important in practice, especially to guarantee the safety of the people living and working where these phenomena are significant. [6] Presented a specific robotic sensor network oriented to monitor Electro-Magnetic Fields (EMFs). A coordinator (a computer) supervises the activities of the system, while a number of explorers (mobile robots equipped with EMF sensors) navigate in the environment and perform EMF measurement tasks. The system is a robotic sensor network that can autonomously deploy its explorers in an environment to cope with dynamic events, like a moving EMF source. The architecture of the system is hierarchical. A computer supervises the activities of the system, while a number of explorers (mobile robots equipped with EMF sensors) navigate in the environment to perform EMF tasks. The system maintains a grid map of the environment, in which each cell can be

either free or occupied by an obstacle or by a robot. The map is supposed to be known by the coordinator and the explorers. The environment is assumed to be static and the map is used by the explorers to navigate in the environment and by the coordinator to localize the EMF source.

IV. Conclusion

We reviewed the mobile sensor network architecture and characteristics. And the Robotics sensor networks are expected to increase in the near future, due to technological advances in miniaturization and communication. Multi-tasking like monitoring of multiple environment phenomena and map building etc will be the most interesting challenge for future generation robotic sensor networks.

V. ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the National Research Foundation of Korea (NRF) grant funded by the Korean government (MEST) (No. 2012038978) and (No. 2012-0002434), Jeollabuk-do R&D grant funded (No. 1201000509), and Project Number (R000188101-00198765).

References

- [1] Guangming Song, Yaoxin Zhou, Fei Ding, Aiguo Song, A mobile sensor network system for monitoring Unfriendly environments.
- [2] Wikipedia, <http://en.wikipedia.org/wiki/Robotics>
- [3] Isaac Amundson and Xenofon D. Koutsoukos, A survey on localization for mobile sensor networks
- [4] Chunsheng Zhu, Lei Shu, Takahiro Hara, Lei Wang, Shojiro Nishio, Research issues on Mobile sensor networks.
- [5] Joshua Reich, Elizabeth Sklar, Robot-sensor networks for search and rescue.
- [6] Francesco AMIGONI, Giulio FONTANA and Stefano MAZZUCA, Robotic sensor Networks: An application to Monitoring Electro-Magnetic Fields.

Audio/Video Bridging 네트워크 기반의 End-Point 제어/관리 시스템 구현

*위정욱, 박경원, 박용석, 송병철
전자부품연구원 네트워크융합연구센터

e-mail : jwwee@keti.re.kr, kwpark@keti.re.kr, yspark@keti.re.kr, songbc@keti.re.kr

An Implementation of The Control/Management System for The Audio/Video Bridging Network based End-Point

*Jungwook Wee, Kyungwon Park, Yongsuk Park, Byoungchul Song
Network Convergence Research Center
Korea Electronics Technology Institute

Abstract

Recently the need for Audio/Video Bridging (AVB) network based multimedia data transmission technique has increased due to the diffusion of network technologies and digitization of multimedia data. AVB technology enables the transmission of high-quality audio and video data and controls end-point devices in the ethernet network. However, the protocol for control and management of end-points in AVB networks is currently undergoing standardization process, and manufacturers are relying on proprietary protocols. In this paper, we implement a control and management system for AVB end-points based on IEEE std 1722.1 and verify the system performance by controlling a commercial AVB end-point product.

I. 서론

최근 홈 네트워크/정보가전 기술의 활발한 보급과 멀티미디어 데이터의 디지털화에 따라 국·내외의 국제 회의장 및 공설 운동장 등 대규모 음향 시설이 필

요한 장소에 네트워크 기반의 오디오 시스템이 적용되고 있는 추세이며, 배선의 간소화 및 유지/보수 비용 절감으로 인해 향후 아파트, 오피스, 공연장, 방송국 등의 음향기기에 네트워크 기반의 오디오 전송 시스템을 적용하려는 요구가 증가하고 있다. 이러한 요구 증가로 인해 상업 오디오 시장에서는 각사의 자체 표준을 이용한 오디오 전송 기술을 개발하였으나, 각 제품별 호환성 문제로 인해 표준 기술에 대한 필요성이 대두되어 이더넷(Ethernet) 기반의 멀티미디어 데이터 실시간 전송 기술인 Audio/Video Bridging(AVB) 기술의 표준화가 IEEE 802.1 작업그룹에서 진행되었다.

AVB는 네트워크를 통해 비디오 데이터와 함께 고품질의 압축/비압축 오디오를 전송하는 기술로 두껍고 무거운 아날로그 케이블을 대체하면서도 고품질의 AV 데이터를 실시간으로 전송할 수 있으며, AV 디바이스를 제어할 수 있는 IEEE 1722.1 프로토콜을 지원하여 네트워크에 연결되어 있는 AVB End-point를 제어하고 관리할 수 있다. 본 논문에서는 IEEE 1722.1 기반의 AVB 제어 시스템을 설계하고 상용 AVB End-point를 통한 오디오 신호 제어로 설계된 프로토콜을 검증한다.

II. IEEE 1722.1 AVDECC Protocol

IEEE 802.1 Audio/Video Bridging(AVB) 기술은 이더넷 기반의 네트워크를 통하여 고품질 멀티미디어 데이터를 전송하는 기술로 기존의 무거운 아날로그 케이블을 대체하면서도 멀티미디어 데이터를 실시간으로 전송할 수 있는 기술이다.[1][2] 이와 같이 고품질 멀티미디어 데이터의 실시간 전송을 위해 요구되는 정밀한 시간 동기 제공, 대역 예약 등에 대한 표준화가 Broadcom, Cisco, Intel 등이 결성한 AVnu Alliance 중심으로 진행되어 2011년 말에 완료 되었다.[3] 또한, 미디어 프레임 포맷, 동기화 정보, 제어 정보 등을 전송하기 위한 프레임 포맷인 IEEE 1722(Layer 2 Transport Protocol WG for Time Sensitive Stream) 표준과 IEEE 1722의 상위 계층을 정의한 IEEE 1722.1 표준화가 현재 진행되고 있다.[4][5] IEEE 1722.1 AVDECC (AVB Discovery, Enumeration, Connection Management, and Control)는 IEEE 1722 AVTP(Audio Video Transport Protocol)를 사용하는 이더넷 AVB 네트워크에서의 End-Point 제어/관리 프로토콜을 정의한다.

AVDECC 프로토콜은 세부적으로 그림 1과 같이 세 가지 프로토콜로 분류된다. ADP(AVDECC Discovery Protocol)는 layer 2 프로토콜로 AVDECC 기기들을 검색하고 발견하기 위해 사용되며 주기적으로 메시지를 주고 받아 현재 기기의 상태를 파악할 수 있도록 한다. ACMP(AVDECC Connection Management Protocol)는 네트워크에 연결된 End-point의 오디오/비디오 스트림을 연결(Connect) 하여 스트림을 재생하거나 연결해제(Disconnect) 하여 스트림의 재생을 중지시키는 역할을 한다. AECP(AVDECC Enumeration Control Protocol)는 네트워크에 존재하는 기기들의 기능(Capacity)을 감지하는 역할을 하며, 각 기기가 지원하는 기능에 따라 기기를 제어할 수 있도록 한다.

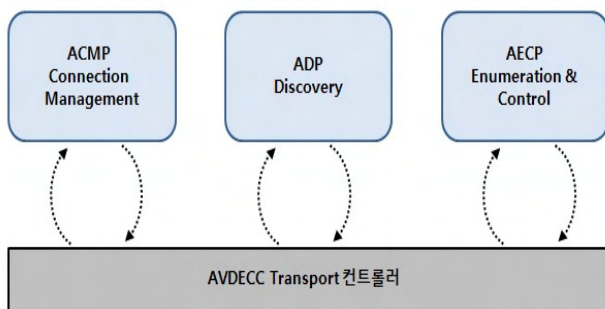


그림 1. AVDECC 프로토콜 기본 구조

III. AVB 제어/관리 시스템 구현

그림 2와 그림 3은 본 논문에서 구현한 AVB End-Point 제어/관리 시스템(AECMS: AVB End-point Control/Management System)의 state machine과 구현된 결과를 보여준다. AECMS는 먼저 AVB 네트워크에 연결된 End-point로부터 ADP의 Available 메시지를 수신하여 기존 목록과 비교한 후 새로운 기기라고 판단되면 목록에 추가하고, 일정 시간동안 Available 메시지가 수신되지 않으면 목록에서 삭제한다. AECMS는 각 End-point를 선택하여 제어 및 상태정보 command를 송신하고, response를 수신하여 command에 성공 여부를 판단한다. 오디오 소스를 가지고 있는 디바이스를 Talker로, 재생 장치를 가지고 있는 디바이스를 Listener로 설정한 후 Talker에게 CONNECT_TX_COMMAND 메시지를 송신하면, 메시지를 받은 Talker는 CONNECT_TX_RESPONSE 메시지를 송신한다. 이 메시지는 Listener에게도 전달되며, 이 메시지를 수신한 Listener는 이에 대한 응답으로 CONNECT_RX_RESPONSE 메시지를 송신하여 Talker에게 오디오 스트림 전송을 승인한다. 또한, AECMS는 Talker 뿐만 아니라 Listener에게 스트림 연결을 위한 메시지인 CONNECT_RX_COMMAND를 통해 Listener로부터 스트림 연결을 시작할 수 있다. AECMS가 CONNECT_RX_COMMAND 메시지를 Listener에게 송신하면, Listener는 Talker에게 CONNECT_TX_COMMAND를 전송하고, 이 메시지를 수신한 Talker는 AECMS로부터 메시지를 수신한 것과 동일한 과정을 통해 스트림 연결을 설정한다.

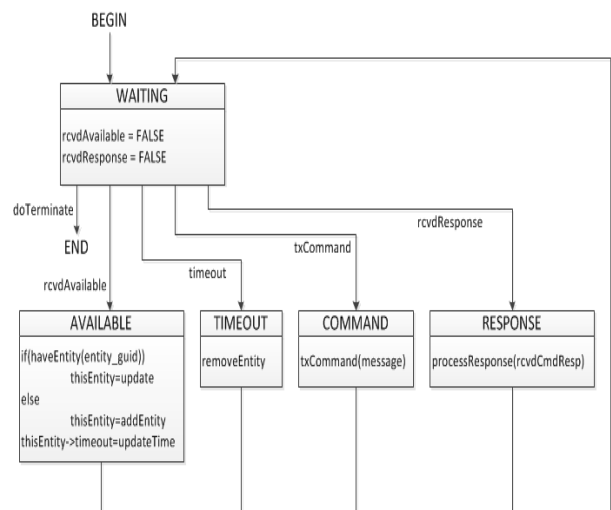


그림 2. AECMS State Machine

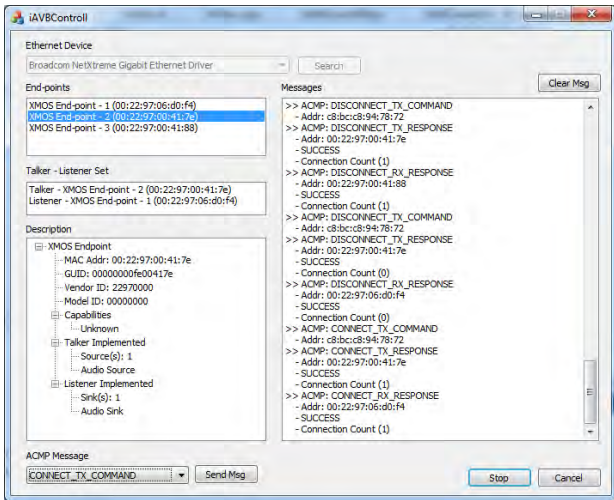


그림 3. AECMS 구현 및 동작 결과

본 논문에서는 구현된 AECMS를 상용 AVB End-point와 연동하여 동작 여부를 검증하였으며, 사용된 상용 AVB End-point는 XMOS사의 Reference 보드를 이용하였다. AECMS로부터 Talker로 설정되어 CONNECT_TX_COMMAND를 수신한 End-point는 아날로그 오디오 신호를 ADC를 통해 디지털로 변환한 후 이더넷을 통해 전송하며, Listener로 설정된 AVB End-point는 이더넷으로 수신된 오디오 스트림을 DAC를 통해 스피커로 재생한다. 재생 도중 DISCONNECT 명령에 의해 오디오 재생이 정지되고, 양방향 및 multicasting 재생 등의 다양한 제어 명령을 통해 AECMS에 구현된 IEEE 1722 및 IEEE 1722.1 프로토콜을 검증하였다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 IEEE 1722 및 IEEE 1722.1 표준의 AVDECC 프로토콜 기반의 AVB 제어/관리 시스템을 구현하였다. 구현된 시스템을 상용 AVB End-point에 연결하여 성능을 검증하였으며, 다수의 오디오 스트림과 다수의 스피커를 이용하여 다양한 시나리오에 대해 정상 동작하는 것을 확인하였다. 현재 상용 AVB End-point가 오디오 스트림만 전송이 가능하여 영상 신호 전송을 검증하지 못하였다. AVB 표준에서는 오디오 스트림뿐만 아니라 영상 스트림 전송도 지원하고 있으므로, 향후 본 논문에서 구현된 결과를 영상 스트림의 전송 및 제어에 대해 검증하여야 할 것이다.

Acknowledgement

본 연구는 산업통상자원부 및 한국산업기술평가관리원의 산업융합원천기술개발사업의 일환으로 수행하였음. [10041861, HD급 미디어의 양방향 실시간 전송 및 제어가 가능한 유무선 i-AVB 시스템 기술 개발].

참고문헌

- [1] M. J. Teener, "No-excuses Audio/Video Networking: the Technology Behind AVnu," AVnu Alliance White Paper, Aug, 2009.
- [2] G. M. Garner, F. Feng, K. den Hollander, H. Jeong, B. Kim, B. Lee, T. Jung, and J. Joung, "IEEE 802.1 AVB and Its Application in Carrier-Grade Ethernet," IEEE Comm. Mag., Dec. 2007.
- [3] IEEE, "IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks-Audio Video Bridging (AVB) Systems," IEEE Std 802.1 BA-2011, Sep, 2011.
- [4] IEEE, "IEEE Standard for Layer 2 Transport Protocol for Time-Sensitive Applications in Bridged Local Area Networks," IEEE Std 1722-2011, May 2011.
- [5] IEEE, "Draft Standard for Device Discovery, Connection Management and Control Protocol for IEEE 1722 Based Devices," IEEE P1722.1/D21, Aug. 2012.

구두

신호처리 소사이어티

신호처리 1
신호처리 2
신호처리 3
신호처리 4

SUMMER

FAST 기반 특징 점 추출 가속기의 구현

*김택규, 서용석, 김영기
한국원자력연구원

e-mail : taekkyukim@kaeri.re.kr, yssuh@kaeri.re.kr, ykkim1@kaeri.re.kr

Implementation of Feature Point Extraction Accelerator Based on FAST

*Taek-Kyu Kim, Yong-Suk Suh, Young-Ki Kim
Korea Atomic Energy Research Institute

Abstract

This paper presents the feature point extraction accelerator based on digital logics. The proposed scheme for real-time applications is designed by utilizing the FAST-9 algorithm of E. Rosten. The presented acceleration scheme can be developed by using approximately 2,215 Flip Flops, 3,315 LUTs, 1,750 Slices, and 17 Block RAMs in Xilinx Vertex IV FX FPGA. The proposed scheme is verified that it can extract about 2,000 features from the image with 640x480 pixels during 4ms.

I. 서론

카메라로부터 들어오는 입력 영상에서 특징 점들을 추출하기 위해 다양한 특징 점 추출 알고리즘들이 연구되고 있다. 특징 점 추출의 정확도 측면에서 주로 사용되는 기법들로는 SIFT^[1], Harris^[2], SURF^[3]가 있으나, 수식이 복잡하고 계산 양이 많기 때문에 적은 자원을 활용해서 구현해야 하는 소형의 내장형 시스템에서 실시간 처리가 힘들뿐만 아니라 디지털 회로로 구현할 경우 비용이 높은 단점을 가진다^[4,5]. 그래서 소형 내장형 시스템 상에서는 특징 점을 실시간으로 추출하기 위해 FAST-n^[6], SUSAN^[7] 같은 수식이 단순한 알

고리즘들이 각광받고 있다. 해당 알고리즘들은 영상 내에서 추출되는 특징 점들의 정확도가 복잡도가 높은 알고리즘보다 떨어지는 단점을 가지지만, 수식을 간략화 함으로써 실시간 처리가 용이한 장점을 가진다.

본 연구에서는 초당 30개의 영상으로부터 실시간으로 특징 점이 추출 가능하도록 하드웨어 가속기를 구현하고 FPGA를 이용하여 기능 및 성능을 검증하였다. 기존에 제안한 E. Rosten의 FAST-n (Feature from Accelerated Segment Test)에서 n이 9인 경우(이하: FAST-9)를 기반으로 한 하드웨어 가속기^[8]를 구현하고 검증하였다. FAST-9 기법은 기준 픽셀과 인접 픽셀들 간의 어둡고 밝음을 판단해 9개 이상의 연속되는 인접 픽셀들이 동시에 어둡거나 밝은 경우에 해당 기준 픽셀을 특징 점으로 추출하는 기법으로서, 가감셈기와 비교기만으로 구성되기 때문에 디지털 회로로 구현이 용이할 뿐만 아니라 수식이 간단하여 적은 구현 비용으로 하드웨어 가속기 구현이 가능하기 때문이다. 하드웨어 가속기의 동작 속도를 향상시키기 위해 파이프라인 구조로 설계되어 640x480 비디오 영상 입력을 받아 특징 점을 추출하였다.

II. 본론

2.1 FAST-9 알고리즘

FAST-9 특징 점 추출 기법은 알고리즘 연산 과정이 설정된 임계값을 기준으로 영상에서 얻어진 픽셀 정보들과 가감산 연산을 한 뒤에 비교 연산을 수행하

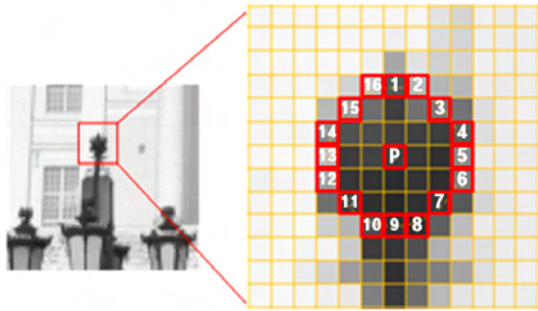


그림 1. FAST-9 기법

여 특징 점을 추출하기 때문에, 그 연산 과정이 단순하여 다른 특징 점 추출 기법들과 비교해 빠른 연산 처리 속도를 가진다. 그림 1은 FAST-9 특징 점 추출 기법을 설명한다. FAST-9 특징 점 추출 기법은 총 3 단계로 구성된다. 기준 픽셀을 인접한 픽셀들과 임계값 t 를 기준으로 비교해서 9개 이상의 인접 픽셀이 모두 밝거나 어두울 경우 기준 픽셀을 특징 점 후보로 간주하는 Feature Detection (이하: FD) 단계, 정의된 특징 점 후보들의 임계값 t 를 조절하면서 특징 정도에 따라 점수를 부여하는 Feature Score (이하: FS) 단계, 그리고 인접한 특징 점 후보들 간에 점수를 비교해서 점수가 낮은 특징 점 후보들을 제거하고 최종적으로 점수가 가장 높은 특징 점 후보를 특징 점으로 정의하는 Non-maximal Suppression (이하: NMS) 단계로 구성된다.

$$S_{p \rightarrow x} = \begin{cases} S_{dark}, & I_{p \rightarrow x} \leq I_p - t \\ S_s, & I_p - t < I_{p \rightarrow x} < I_p + t \\ S_{bright}, & I_p + t \leq I_{p \rightarrow x} \end{cases} \quad (1)$$

수식 (1)은 FD 단계에서 사용되는 수식이다. 영상의 전 영역의 픽셀들에 대해 수행되기 때문에 보편적인 영상에 대해서는 가속기의 전체 성능에 가장 큰 영향을 미친다. 우선, 특징 점 추출을 위해 원형으로 위치하는 16개의 주변 픽셀($I_{p \rightarrow x}, x \in \{1, 2, \dots, 15, 16\}$)들이 기준 픽셀 I_p 보다 밝은지 어두운지를 판단하는 기준인 임계값 t 를 설정한다. 만약, $I_{p \rightarrow x}$ 가 I_p 와 임계값 t 의 차보다 작으면 S_{dark} 로, I_p 와 임계값 t 의 합보다 크면 S_{bright} 로 정의된다. 정의된 $I_{p \rightarrow x}$ 들이 9개 이상 연속으로 S_{dark} 이거나 S_{bright} 이면 해당 픽셀을 특징 점 후보로 정의한다.

FAST-9 기법은 FD 단계에서 사용된 임계값 t 에 민감하게 특징 점이 추출된다. 이는 알고리즘이 구간 비교 방식을 취하지 않기 때문에 인접 픽셀들 간의 계산 결과가 서로에게 영향을 주지 않아, 복수개의 특징 점들이 밀집되어 발견되는 문제를 가진다. 하지만 특징 점이라 정의되는 픽셀은 인접 영역을 대표해야 하기

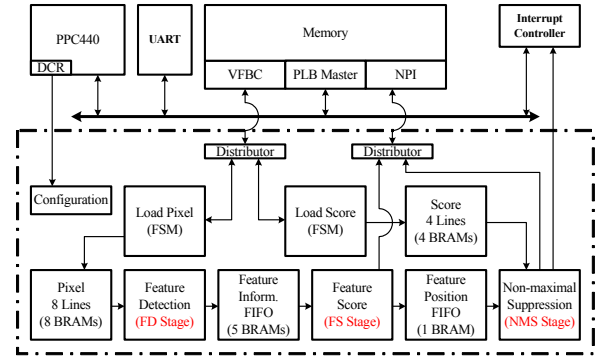


그림 2. 제안하는 FAST-9 하드웨어 가속기

때문에 군집되어 발견된 특징 점들 중 대표 특징 점을 찾으려고 FS단계와 NMS 단계를 수행한다.

$$V = \max \left(\sum_{x \in S_{bright}} |I_{p \rightarrow x} - I_p| - t, \sum_{x \in S_{dark}} |I_p - I_{p \rightarrow x}| - t \right) \quad (2)$$

수식 (2)에 따라 FS 단계에서는 특징 점 후보들에게 점수를 부여한다. 임계값 t 가 초기에 사용자에게 의해서 결정되기 때문에 임의성을 가지고 있다. 이를 NMS 단계에서 보완하고자 선행되는 단계로 특징 후보들에 대해서 특징 점 상태를 유지가 가능한 최대 임계값 t 를 찾고, 찾아진 임계값 t 를 특징 점 점수로 정의한다. 특징 점 후보들의 점수를 찾는 과정에서 최대 임계값 t 를 찾을 때까지 임계값을 바꾸면서 반복 수행해야 하기 때문에, 특징 점 후보가 과다하게 추출될 경우에는 FD 단계보다 오랜 수행 시간이 소요될 수 있다.

NMS 단계에서는 인접한 특징 점 후보들 간에 FS 단계에서 얻어진 점수를 비교하여, 인접한 특징 점 후보들의 점수들 중에서 가장 점수가 큰 특징 점 후보를 특징 점으로 정한다.

2.2 하드웨어 구현 및 시험

본 논문에서 제안하는 하드웨어 가속기는 그림 2와 같은 구조를 가진다. 구현된 FAST-9 가속기는 특징 점 후보들을 추출하는 FD 단계, 특징 점 후보들의 점수를 정하는 FS 단계, 그리고 인접한 특징 점 후보들 간에 점수를 비교해 최종 특징 점을 추출하는 NMS 단계로 구성된다. 각 단계 사이에는 데이터 접근성을 높이기 위해 Block RAM (BRAM)들이 사용되었고, 외부 메모리와의 인터페이스를 위해 Video Fram Buffer Controller (VFBC)와 Native Port Interface (NPI)를 지원하도록 설계하였다. 하드웨어 가속기의 기능 동작 및 성능 시험을 위해 PPC440 프로세서, Interrupt Controller, 그리고 UART가 추가적으로 사용되었다.

본 논문에서 설계한 하드웨어 가속기는 컴퓨터가 전송하는 시험 영상 데이터를 UART를 통해 입력 받았다. 입력 받은 영상 데이터는 PPC440 프로세서가 외부



그림 3. 640x480 크기의 시험 영상

메모리에 저장하였다. 그 다음으로 PPC440 프로세서를 통해 하드웨어 가속기 내부 Configuration 레지스터에 임계값과 가속기 내부 모듈들이 사용할 외부 메모리 주소, 그리고 영상 크기에 대한 정보를 저장하고 하드웨어 가속기가 동작하도록 설정하였다. PPC440의 시작 명령어를 받은 하드웨어 가속기는 FD 단계를 거쳐 입력 받은 영상에서 특징 점 후보들을 추출한 뒤에 First In First Out (FIFO)를 통해 FS 단계에 전송하도록 하였다. FS 단계에서는 각각의 특징 점 후보들의 점수를 정한 다음에 NPI를 통해 외부 메모리에 저장하도록 하였다. 이후 특징 후보들 간에 점수들을 외부 메모리에서 읽어온 뒤에 NMS 단계에서 점수들을 비교해 최종 특징 점들을 추출해 외부 메모리에 저장하도록 하였다. 영상 전 영역에 대해서 특징 점 추출이 완료되면, Interrupt Controller에 인터럽트 신호를 '1'로 설정함으로써 PPC440 프로세서에게 특징 추출이 완료되었음을 알려주었다.

III. 실험

본 장에서는 제안한 특징 점 추출 가속기의 성능과 하드웨어 구현 비용을 설명하고, 다른 논문에서 수행한 특징 점 추출 알고리즘과 비교하였다.

3.1 성능

본 논문에서 제안한 하드웨어 가속기는 그림 3의 영상을 이용해 기능 및 성능을 시험하였다. 하드웨어 가속기는 수행 시작 명령어를 받은 시점으로부터 입력된 영상의 픽셀들에 대해 특징 점 유무를 검사한다. 설계된 가속기의 수행 시간을 검사하기 위해 카운터 레지스터를 FPGA 내부에 설치하고, PPC440의 제어에 의해 시작 명령어를 받은 시점으로부터 특징 점 추출을

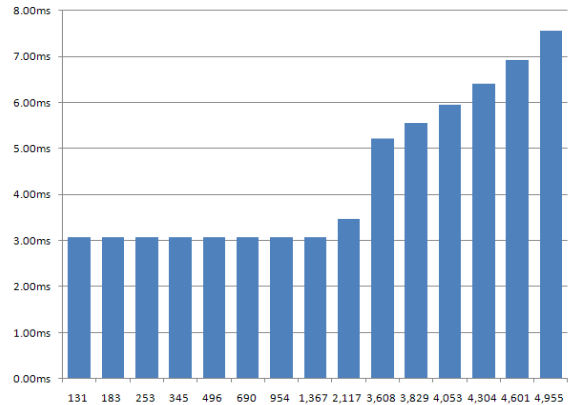


그림 4. 추출된 특징 점 개수에 따른 수행 시간

완료하고 Interrupt Controller에 '1'의 신호를 보낼 때까지의 시간을 측정하였다. 이후 하드웨어 가속기를 통해 추출된 특징 점들과 수행 시간은 UART를 통해 외부 컴퓨터에 전송하였다. 하드웨어 가속기의 처리 결과를 검증하기 위해서는 E. Rosten이 제공하는 C 언어 기반의 FAST-9 함수에 동일한 시험 영상을 입력하였고, 이후 추출된 특징 점들과 하드웨어 가속기로부터 입력 받은 특징 점들을 비교하는 과정을 수행하였다.

그림 4는 임계값 t 를 조절하면서 추출된 특징 점들의 개수와 수행 완료하는데 소요된 시간을 보여준다. 추출되는 특징 점의 개수가 늘어남에 따라 수행 시간이 오래 걸리는 것을 확인할 수 있다. 이는 FS 단계에서 특징 점 후보들의 점수를 정할 때 점수가 확정되는 시점까지 연산이 반복 수행되기 때문에, 특징 점 후보들이 많아지게 되면 반복 수행이 늘어나 발생하는 현상이다. 그렇기 때문에 최대 추출 가능한 특징 점 개수를 정하고, 이에 근거해서 적절한 임계값 t 가 정해져야 한다. 본 논문에서는 대략 2,000개 이상의 특징 점들이 추출되면 충분하다 가정함과 동시에 충분한 여유 시간을 고려하여 하드웨어 가속기에게 4ms의 시간을 할당하기로 결정하고, 이에 맞춰 임계값 t 를 조절하도록 하였다. 비교 대상으로 사용된 SUSAN 기법 기반의 하드웨어 가속기^[9]는 총 3.142ms의 수행 시간이 걸리기 때문에 수행 시간을 4ms 할당하게 되면 약 0.858ms 정도 느려지기는 하지만, 4ms는 640x480 크기의 영상 250장을 처리할 수 있는 시간이기 때문에 실시간 요건을 충분히 만족하는 것으로 판단된다.

3.2 구현 비용

본 논문의 하드웨어 가속기는 자일링스 사의 Vertex IV FX FPGA에 구현되었다. 구현된 하드웨어 가속기는 Integrated Software Environment (ISE) 개발 툴을

표 1. 하드웨어 구현 비용

Resource	SUSAN ^[9]	Prop. Hardware Accelerator
Slice Flip Flops	2,281	2,215
4 input LUTs	8,450	3,315
Occupied Slices	4,601	1,750
Block RAMs	16	17
MULT18X18s	1	0

이용해 합성되었고, 합성 결과를 통해 구현 비용이 평가되었다. 구현한 하드웨어 가속기는 100MHz로 목표로 구현되었다. 표 1은 제안한 하드웨어 가속기와 비교 대상으로 사용된 SUSAN 기반의 하드웨어 가속기^[9]의 구현 비용을 나타낸다.

제안한 하드웨어 가속기는 외부 인터페이스를 위한 NPI 및 VFBC 제어 회로를 포함해서 총 2,215개의 Flip Flops, 3,315개의 LUTs, 1,750개의 Slices, 그리고 17개의 BRAMs을 사용하였다. 비교 대상인 SUSAN 가속기는 외부 메모리와 데이터를 주고받기 위해 사용된 PLB bus IP interface (IPIF)를 제외하고, 총 2,281개의 Flip Flops, 8,450개의 LUTs, 4,601개의 Slices, 16개의 BRAMs, 그리고 1개의 MULT18X18이 사용되었다. 비록 1개의 BRAM이 SUSAN보다 추가되었지만, 외부 인터페이스를 고려함에도 불구하고 약 3.0%의 Flip Flops, 154.9%의 LUTs, 162.9%의 Slices, 그리고 1개의 MULT18X18 재원의 사용을 감소시켜 구현을 간소화하였다.

IV. 결론

실시간 특징 점 추출이 가능한 FAST-9 기법 기반 하드웨어 가속기를 자일링스 Vertex IV FX FPGA 기반에서 2,215개의 Flip Flops, 3,315개의 LUTs, 1,750개의 Slices, 그리고 17개의 BRAMs을 이용해 구현하였다. 구현한 가속기는 640x480 영상으로부터 약 2,000개의 특징 점을 추출하는데 약 4ms가 소요된다. 비교 대상으로 사용된 SUSAN 기반의 하드웨어 가속기와 비교해 약 3.0%의 Flip Flops, 154.9%의 LUTs, 162.9%의 Slices, 그리고 1개의 MULT18X18 재원을 절약하였다. 제안한 하드웨어 가속기는 소형 내장형 시스템에 적용되어 실시간으로 특징 점 추출이 필요한 분야에서 적용될 것으로 기대된다.

V. 향후 연구 방향

본 논문에서 사용한 FAST-9 특징 점 추출 기법을 하드웨어 가속기로 구현하고 시험하는 과정에서 임계

값 t에 민감하게 특징 점들이 추출되는 것을 확인하였다. 무리한 임계값 t는 필요 이상으로 다량의 특징 점 후보들을 찾게 만들어 FS 단계에서 특징 점 후보들의 점수를 정하는 과정에 많은 시간을 소모하게 만들어 전체 수행시간에 영향을 미치게 만든다. 이에 FAST-9 기반 하드웨어 가속기가 적절한 임계값 t에 기반을 두고 동작하도록 하는 방안이 향후 연구되어야 한다.

참고문헌

[1] D. G. Lowe, "Object Recognition from Local Scale-Invariant Features," Proceedings of the International Conference on Computer Vision, vol. 2, pp. 1150-1157, 1999.

[2] C. Harris and M. Stephens, "A Combined Corner and Edge Detector," Proceedings of the Fourth Alvey Vision Conference, pp. 147-151, 1988.

[3] H. Bay, T. Tuytelaars, and L. Van Gool, "Surf: Speeded up robust features," European Conference on Computer Vision, 1:404-417, Graz, Austria, May 2006.

[4] L. Teixeira, W. Celes, and M. Gattass, "Accelerated corner-detector algorithms," BMVC08, 2008. [Online]. Available: <http://www.comp.leeds.ac.uk/bmvc2008/proceedings/paper/45.pdf>

[5] D. Bouris, A. Nikitakis, and J. Waters, "Fast and Efficient FPGA-Based Feature Detection Employing the SURF Algorithm," 18th IEEE Annual International Symposium on Digital Object Identifier, pp. 3-10, 2010.

[6] Edward Rosten et al, "Faster and better: A Machine Learning Approach to Corner Detection," IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, vol. 32, no. 1, pp. 105-119, 2010.

[7] S. Smith and J. Brady, "SUSAN-A New Approach to Low-level Image Processing," International Journal of Computer Vision, vol. 23, pp. 45-48, 1997.

[8] 김택규, "영상 특징 추출을 위한 내장형 FAST 하드웨어 가속기," 전자공학회논문지 제49권 SP편 제2호, 28-34쪽, 2012년.

[9] C. Claus et al, "Optimizing the SUSAN corner detection algorithm for a high speed FPGA implementation," International Conference on Field Programmable Logic and Application, pp. 138-145, 2009.

의료용 장치 추적 연구

*홍형길, *남기표, *이현창, **박강령, ***박성윤, ***김성민
*동국대학교 공과대학 전자전기공학과

**동국대학교 공과대학 전자전기공학부 (교신저자)

***동국대학교 바이오시스템대학 의생명공학과

e-mail : *syutohell@nate.com, *oscar1201@dgu.edu, *leehc@dgu.edu, **parkgr@dgu.edu,

***bmepark@dmic.or.kr, ***smkim112@dgu.edu

Studies on Tracking of Device for Medical Application

*Hyung Gil Hong, *Gi Pyo Nam, *Hyeon Chang Lee, **Kang Ryoung
Park, ***Sung Yun Park***,
and Sung Min Kim***

*Department of Electronics and Electrical Engineering, Dongguk University

**Division of Electronics and Electrical Engineering, Dongguk University
(Corresponding author)

***Department of Medical Biotechnology, Dongguk University

Abstract

Previous studies on tracking of device for medical application have been done by using various sensors including ultrasonic, electromagnetic-based one and camera.

In this paper, we provide a review of the existing technologies of tracking of the device for medical application in terms of the types of sensor, marker and tracking algorithm, etc.

I. 서론

일반적으로 의료기기 장치를 추적하는 시스템들은 정확한 수술 도구의 위치를 이용하여 가상의 수술 시뮬레이션이나 수술 도구의 위치 안내를 하는 목적으로 이용된다. 여기서 수술 도구를 추적 할 시에 실시간으로 정확하게 추적을 하기 위해 일반적으로는 마커를 부착하여 3D 영역에서 추적한다. 이러한 추적 시스템들은 3D 영역에 대한 정확한 좌표를 얻기 위해서 두 대의 또는 다수의 카메라를 이용하여 영상을 획득하고 카메라의 캘

리브레이션과 특징점 추출 그리고 스트레오 매칭과 3D 차원 복원을 이용하여 정확한 마커의 위치를 계산하여 사용한다. 그 이외에도 마커를 부착하는 대신에 센서를 부착하여 수술 도구의 위치를 추적하는 시스템들이 존재한다.

본 논문에서는 기존에 개발되어 사용되고 있는 의료기기 장치를 추적하는 시스템들을, 추적을 위해 부착하는 마커 또는 센서 및 추적 알고리즘의 관점에서 분류하여 특징점들을 기술하고자 한다.

II. 의료기기 장치를 추적하는 이전 연구 방법들

기존에 의료기기 장치들을 추적하는 연구들은 크게 마커 기반 방법과 비 마커 기반 방법으로 나눌 수 있으며, 이에 대한 보다 자세한 설명은 하기와 같다.

2.1 마커 기반의 추적방법

2.1.1 가시광선 카메라 기반 방법

가시광선 영역은 사람의 눈으로 지각되는 파장 범위로

약 380~740nm범위를 가진다[1]. 가시광선 영역의 색들은 보라, 남, 파랑, 초록, 노랑, 주황, 빨강 등으로 표현이 가능한 색들이며 이러한 색 정보들을 이용하여 수술도구의 색과 구분이 가능한 마커를 사용하여 부착을 한 뒤에 추적을 하는 방법이다 [2].

여기서 수술 도구의 크기 또는 목적에 따라서 마커의 개수는 변경이 가능하며 3D 영역에서의 추적이기 때문에 2대 이상의 카메라 시스템을 사용한다[2] 그림 1은 가시 광선 영역에서 수술 도구에 마커를 부착한 후 추적을 하는 시스템의 블록도이다.

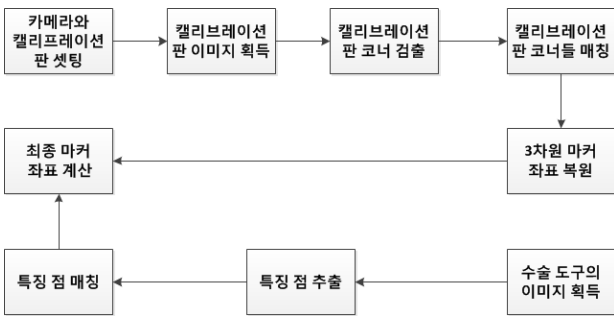


그림 1. 가시광선 영역 기반 추적 시스템 블록도[2]

이 논문에서는 캘리브레이션을 통해 2대 이상의 카메라 간 관계를 정립하고, 이 정보를 바탕으로 마커의 3D 좌표를 구한다. 즉, 이 논문에서는 3대의 카메라를 사용하고 막대기 모양의 수술 도구에 흑색 선의 마커 두 개를 사용하였다. 실제 두 개의 마커 간의 거리는 70mm이며 마커의 3D 좌표를 복원하여 두 마커의 거리를 측정할 결과, 검출 오차의 표준편차가 0.371632mm로 측정되었다. 이런 오차가 생기는 이유는 캘리브레이션 및 알고리즘의 에러에 인해서 발생하는 것으로 조사된다 [2].

2.1.2 적외선 카메라 기반 방법

이 방법에서는 적외선 카메라 및 수술 도구에 붙이는 마커의 경우 적외선을 반사 할 수 있는 재질을 사용한다. 그림 2와 같이 광학식 마커는 플라스틱재질이며 구 형태로 이루어져 있고 그 위에 반사 테이프가 부착되어 있는 형태이며, 이 마커 위치를 추적하는 시스템을 일반적으로 광 추적 시스템이라고 한다 [3]. 기존에 수술 도구에 부착된 마커를 사용하여 수술도구의 위치를 추적하는 시스템을 SNS (Surgical Navigation System) [4][5][6]이라고 하며, 이러한 연구들에서는 전술한 광 추적 시스템을 사용하여 마커를 추적하였다. 적외선 카메라에서는 적외선 다이오드 등을 이용하여 적외선을 조사하고, 광학식 마커에 반사된 빛을 적외선 카메라에서 획득하여 물체의 거리 및 3D 위치 등을 파악하게

된다. 가시광선 영역에서와 마찬가지로 수술도구의 형태에 따라서 광학식 마커의 개수는 다르게 사용하였다.

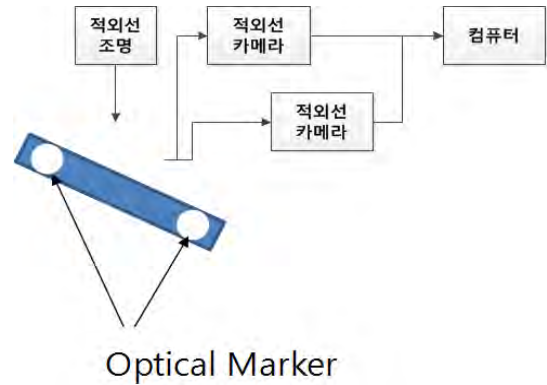


그림 2. Surgical navigation system의 개념도

또한, 기존에 두 대의 카메라와 수술 도구에 부착된 3개의 적외선 반사 마커를 이용한 연구가 수행되었다 [6]. 이 연구에서는 두 대의 카메라간의 관계 정립을 위하여 캘리브레이션을 적용하며 2D 영역의 각각의 마커를 취득한 영상을 이용하여 3D 영역의 마커의 위치를 복원하였다. 또한 전술한 바와 같이 수술 도구에 3개의 마커를 부착하여 사용하였다. 마커가 다수로 사용될 경우 각 반사된 물체의 거리를 이용하여 형태를 추정하였다. 3D 영역에서 마커의 위치를 복원한 결과, 0.5mm 정도의 오차를 나타냈다[7].

이외에도, SNS 시스템에서 3D 영역의 마커의 위치를 파악하기 위한 캘리브레이션 기반 연구 역시 수행되었다 [7].

2.2 비 마커 기반 추적 방법

2.2.1 전자기 추적 시스템 기반 방법

전자기 추적 시스템은 전압과 자기장을 이용하는 추적 시스템으로 객체의 위치를 결정하기 위해서 객체의 자기장 변화, 센서 코일의 전압이 감소하는 것을 사용하는 시스템이다. 이 시스템의 경우 별도의 전압과 자기장의 유무만으로 위치를 파악하기 때문에 별도의 카메라가 필요하지 않다. 또한 수술 중 환자의 신체 내부나 외부 어디든 제약 없이 추적이 가능하다는 장점이 있다. 이러한 장점을 활용하여 기존에 복강경 [8]이나 내시경 [9], 카테터, 바늘 같이 얇은 수술 도구 등에 소형 센서를 부착하여 추적한 연구들이 수행되었다. 이 시스템은 기본적으로 정확한 위치를 측정하기 위해서 송신기, 파워 공급 장치, 신호 증폭장치 등이 필요하다. 위치 데이터를 전기신호로 바꿔 전력을 증폭 시켜서 보내면 센서에서 발생된 신호를 위치 데이터로 변경하게 된

다.

이외에도 복강경에 전자기 센서를 붙여서 위치를 추적한 연구가 있었으며, 이 논문에서는 실험결과 실제 수술 도구의 위치와 약 1.4mm 오차를 나타내는 것으로 조사되었다 [10].

2.2.2 초음파 추적 시스템 기반 방법

초음파는 일반적으로 의료 분야에서 많이 사용되며, 초음파를 이용하여 실시간으로 영상화하는 방식으로 사용되며 인체에 해가 없다. 이 초음파를 이용하는 추적 시스템에서는 밴드 모양으로 초음파를 감지할 수 있는 수신기에 초음파 신호를 보내면 수신기에서 초음파 신호를 이용하여 이미지를 생성하며 해당 위치의 영상을 얻어내는 시스템이다. 전자기 추적 방법과 마찬가지로 이 시스템은 별도의 카메라가 필요 없다. 환자의 신체 내부나 외부 제약 없이 사용이 가능하다는 장점이 있으므로 소형 수술 도구에 많이 사용된다 [11][12].

이 초음파를 이용한 추적 시스템에서는 초음파의 신호를 보내는 송신기를 초음파 스캐너라고 부르며 2MHz 이상의 신호를 출력하여서 송신한다. 그림 3은 아래의 초음파 추적 시스템의 개략도 [13]이며 이러한 추적 시스템에 로봇 팔을 이용하여 수술 도구에 밴드 모양의 센서를 사용하는 연구도 존재한다.

이 연구에서는 로봇 팔의 위치와 로봇 팔의 프레임 위치 수술 도구의 위치, 초음파 센서 위치 등을 이용하였으며, 실험결과 실제 측정된 위치 오류는 1mm 이내로 조사되었다 [14].



그림 3. 초음파 추적 시스템

III. 결론

기존의 의료용 장치 추적 시스템은 크게 카메라 기반 방법과 카메라를 사용하지 않는 방법으로 나눌 수 있다. 일반적으로 카메라를 사용하지 않는 방법의 경우, 환자의 신체 내부에서도 위치를 추적할 수 있는 장점이 있지만 부수적인 H/W 장치들이 많이 사용되는 단점이 있다. 반면 카메라 기반 방법은 부수적인 H/W 장치들

의 사용이 적지만 환자의 신체 내부에서 사용이 어렵고 2대 이상의 카메라를 사용하는 경우 사전에 복잡한 캘리브레이션을 수행해야 하는 단점이 있다.

본 연구에서는 향후 보다 다양한 환경에서 강인하게 의료용 장치의 위치를 정확하게 추적할 수 있는 시스템 개발을 위해, 기존의 다양한 의료용 장치 추적 시스템에 대한 장단점을 분석하였다..

Acknowledgement

This study was supported by a grant of the Korea Healthcare Technology R&D Project, Ministry of Health & Welfare, Republic of Korea (A102058).

참고문헌

- [1] <http://en.wikipedia.org/wiki/Light> (accessed on May 6, 2013)
- [2] Z. Duan, Z. Yuan, X. Liao, W. Si, and J. Zhao, "3D Tracking and Positioning of Surgical Instruments in Virtual Surgery Simulation," Journal of Multimedia, Vol. 6, No. 6, pp. 502 - 509, 2011.
- [3] http://www.iotracker.com/index.php?q=optical_tracking (accessed on May 3, 2013)
- [4] J. Fischer, M. Neff, D. Freudenstein, and D. Bartz, "Medical Augmented Reality Based on Commercial Image Guided Surgery," Proceedings of Eurographics Symposium on Virtual Environments, 2004.
- [5] H. Wang, Q. He, G. Guan, B. Leng, and D. Zeng, "The Fast Method for Correction of Distortion on Infrared Marker-based Tracking System," International Journal on Smart Sensing and Intelligent System, Vol. 6, No. 1, pp. 259-277, 2013.
- [6] C. Wang, Y. Shen, W. Zhang, and Y. Liu, "Constrained High Accuracy Stereo Reconstruction Method for Surgical Instruments Positioning," KSII Transactions on Internet and Information Systems, Vol. 6, No. 10, pp. 2679-2691, 2012.
- [7] Y. Jianxi, Q. Jinwu, Y. Juxia, and F. Zengliang, "Research on Computer Aided Surgical Navigation Based on Binocular Stereovision," Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, Luoyang, China, June 25-28, 2006.
- [8] S. Yamaguchi, D. Yoshida, H. Kenmotsu, T.

- Yasunaga, K. Konishi, S. Ieiri, H. Nakashima, K. Tanoue, and M. Hashizume, "Objective Assessment of Laparoscopic Suturing Skills Using a Motion-tracking System," *Surgical Endoscopy*, Vol. 25, No. 3, pp. 771-775, 2011.
- [9] J. Yamashita, Y. Yamauchi, M. Mochimaru, Y. Fukui, and K. Yokoyama, "Real-Time 3-D Model-Based Navigation System for Endoscopic Paranasal Sinus Surgery," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 46 No. 1, pp. 107-116, 1999.
- [10] A. L. Trejos, R. V. Patel, M. D. Naish, and C. M. Schlachta, "Design of a Sensorized Instrument for Skills Assessment and Training in Minimally Invasive Surgery," *Proceedings of the 2nd Biennial IEEE/RAS-EMBS International Conference on Biomedical Robotics and Biomechatronics*, Scottsdale, USA, October 19-22, 2008.
- [11] D. Vilkomerson and D. Lyons, "A System for Ultrasonic Beacon-Guidance of Catheters and Other Minimally-Invasive Medical Devices," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency control*, Vol. 44, No. 1, pp. 27-35, 1997.
- [12] B. Breyer and I. Cikeš, "Ultrasonically Marked Catheter- a Method for Positive Echographic Catheter Position Identification," *Medical and Biological Engineering and Computing*, Vol. 22, Issue 3, pp. 268-271, 1984.
- [13] L. Mercier, T. Langø, F. Lindseth, and L. D. Collins, "A Review of Calibration Techniques for Freehand 3-D Ultrasound Systems," *Ultrasound in Medicine and Biology*, Vol. 31, No. 2, pp. 143-165, 2005.
- [14] J. Stoll, P. Novotny, R. Howe, and P. Dupont, "Real-time 3D Ultrasound-based Servoing of a Surgical Instrument," *Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 613-618, Orlando, Florida, USA, May 2006.

파이프라인 구조를 통한 HEVC intra TU의 인코딩

*홍윤표, 변주원, 김재석
연세대학교 공과대학 전기전자공학과

e-mail : applle@yonsei.ac.kr, dooller@yonsei.ac.kr, jaekim@yonsei.ac.kr

A pipelined architecture for intra TU encoding process in HEVC

*Yunpyo Hong, Juwon Byun, Jaeseok Kim
Department of Electrical & Electronic Engineering
Yonsei University

Abstract

A pipelined architecture for intra transform unit (TU) depth decision process is proposed. Since the intra TU depth decision process needs adjacent pixels of the current encoding transform unit when calculating residual pixels, it disturbs a pipelined architecture due to dependency among adjacent pixels. In our proposal, We categorize intra prediction modes by the use of adjacent pixels. Using this categorization, we designed a pipelined architecture by removing the dependency among adjacent pixels. The result shows that the execution time for the intra TU depth decision process is reduced by 24% on average as tested by the HM standard test sequences.

관련된 사항을 진행 중이다.

높은 압축 효율을 위해 HEVC에 도입한 여러 기술 중 가장 큰 변화는 기존 표준 코덱인 H.264/AVC에 없던 사지트리(quad tree)구조를 채택한 점이다. 이 구조를 이용하여 HEVC에서는 영상의 변화가 큰 부분과 적은 부분을 효율적으로 코딩할 수 있게 되었고 코딩 효율에서 매우 큰 이득을 볼 수 있었다. 하지만 이로 인해 HEVC는 인코딩을 수행하기 위한 연산시간이 매우 길어졌고 다른 크기의 블록들로 인해 주변 픽셀과의 연관성(dependency) 또한 매우 복잡해졌다. 이러한 복잡한 연관성으로 인해 HEVC에서는 이전 코덱에서 쓰던 여러 파이프라인 구조를 쓰기 어려워 졌다.

본 논문에서는 인트라 모드의 예측 방향(intra prediction mode)을 주변 픽셀과의 연관성에 따라 분류하고 이를 이용하여 HEVC 표준안에 맞게 인코딩 시 사용할 수 있는 파이프라인 구조를 제안한다.

I. 서론

HEVC(High Efficiency Video Coding)는 기존의 표준 코덱인 H.264보다 높은 압축 효율을 목표로 표준화가 진행중인 코덱이다[1]. ISO/IEC MPEG과 ITU-T VCEG 두 그룹이 공동으로 연구 개발 중이며 현재 표준화 회의는 거의 완료단계에 접어들어 extension에

II. 본론

HEVC의 unit들은 quad-tree 기반의 구조로 나누어진다. 이를 통해 영상의 variation이 심한 부분은 작은 unit을 이용하여 보다 세밀하게 영상을 표시하고, variation이 적은 부분에선 큰 unit을 이용하여 coding efficiency를 높일 수 있었다. 이러한 다양한 크기를 지

원하기 위해서 HEVC는 CU(Coding Unit), PU(Prediction Unit), TU(Transform Unit)등의 여러 계층 구조를 도입하였다. 이 중 TU의 크기(depth)를 결정하는 과정은 rate-distortion (RD) optimization process를 통해 encoding 가능한 모든 크기의 RD cost를 계산하여 최적의 cost를 낼 수 있는 크기를 선택한다. 이는 최적의 coding efficiency를 낼 수 있지만 대신 모든 가능성을 다 실험해 봐야 하기 때문에 연산 시 매우 많은 사이클이 필요하게 되는 단점이 생겼다.

우리는 이 연산 사이클을 줄이기 위해 파이프라인 구조를 생각하였다. 하지만 이 TU의 depth decision process를 파이프라인으로 구현하기 위해선 해결해야 할 문제가 있다. TU를 화면 내 예측(intra mode)을 통해 인코딩 시, 인접한 TU의 복원 픽셀(reconstruction pixel)을 이용하여 차분 픽셀(residual pixel)을 구하기 때문이다. 따라서 HEVC 인코딩의 기본 순서인 z-scan 순서에 따라서 코딩하지 않는다면 차분 픽셀이 없는 상태로 인코딩이 수행되어 코딩 효율이 떨어지게 된다. 이 때문에 현재의 방식으로는 코딩 효율을 떨어뜨리지 않고 연산 시간을 감소시키기 위한 파이프라인 구조를 사용할 수 없다.

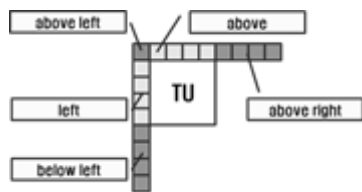


그림 1. 주변 픽셀 분류

이를 해결하기 위해 본 논문에서는 화면 내 예측 모드를 3가지로 분류하였다. 그림 1은 TU의 옆에 있는 픽셀들을 위치에 따라 그룹을 만들어 분류한 그림이다. 화면 내 예측 모드들은 인접한 픽셀의 복원된 값을 참조하지만 자신의 주변에 있는 모든 그룹의 픽셀을 이용하지는 않는다. 예를 들어 화면 내 예측 모드가 2 ~10 일 때는 복원 픽셀을 만들기 위해 Left와 Below-Left 픽셀만을 사용한다. 이는 곧 위쪽 TU의 인코딩 여부와 상관없이 차분 픽셀을 만들 수 있다는 얘기이다. 이와 같은 방식으로 화면 내 예측 모드가 26~34 일 때는 Above와 Above-right 픽셀만을 사용하기 때문에 왼쪽 TU의 인코딩 여부와는 상관없이, 나머지 모드(0, 1, 11~25)일 때는 Left, Above, Above-Left 픽셀만을 사용하기 때문에 오른쪽 위와 왼쪽 아래 TU의 인코딩 여부와 상관없이 차분 픽셀을 만들 수 있고 이는 곧 RD optimization process를 동시에 진행할 수 있다는 얘기이다. 표 1에서는 위의 기

준에 따라 나눈 그룹을 정리하여 표현하였다[2].

표 1. 예측 방향의 그룹화

그룹명	설명	예측 모드	이용 픽셀
Group -I	Horizontal	2~10	Left, Below-Left
Group -II	Vertical	26~34	Above, Above-Right
Group -III	The other	0, 1, 11~25	Left, Above, Above-Left

우리의 제안은 그룹화한 예측 방향을 이용하여 코딩 효율을 희생시키지 않고 파이프라인 구조를 구현하는 것이다. 이를 위해 RD optimization process를 그림 2 처럼 6단계의 파이프라인 구조로 설계한 후 각각의 그룹에서 인코딩 시 이용하는 픽셀에 따라 동시에 인코딩이 가능한 TU들을 파이프라인 구조를 이용하여 동시에 인코딩 함으로 TU의 depth decision 시 필요한 연산 사이클을 감소시켰다[3].

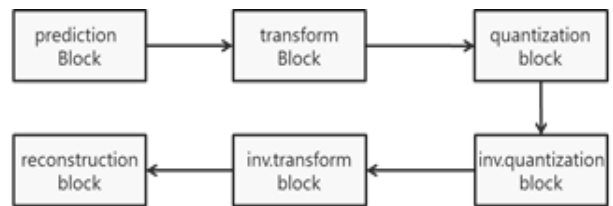


그림 2. 파이프라인 구조

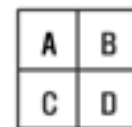


그림 3. 나누어진 TU의 이름 정의

각각의 그룹별 파이프라인 스케줄은 다음과 같다. 설명의 편의를 위해 사지트리 구조로 나뉜진 각각의 TU를 위치에 따라 그림 3과 같이 A, B, C, D로 표기하였다.



그림 4. Group-I의 파이프라인 스케줄

Group-I의 경우 인코딩 시 왼쪽과 왼쪽 아래의

픽셀을 이용하기 때문에 A와 C가 동시에 인코딩 가능하고, B와 D가 동시에 인코딩 가능하다. 따라서 그림 4와 같이 A와 C가 파이프라인 구조를 통해 동시에 인코딩 되고, 그 후 B와 D 역시 동시에 인코딩 되는 것을 확인할 수 있다. 따라서 파이프라인 구조가 없다면 24개의 스테이지가 필요한 연산을 14개의 스테이지로 줄일 수 있다.



그림 5. Group-II의 파이프라인 스케줄

Group-II의 경우 인코딩을 위해 위와 오른쪽 위의 픽셀을 이용한다. 따라서 A와 B, C와 D가 각각 파이프라인 구조를 통해 동시에 인코딩 가능하고 이는 그림 5에 표현되어 있다. 이 경우 Group-I과 마찬가지로 연산에 필요한 스테이지를 14개로 줄일 수 있다.

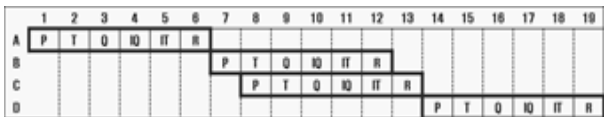


그림 6. Group-III의 파이프라인 스케줄

마지막으로 Group-III의 경우 인코딩을 위해 왼쪽, 왼쪽위, 위쪽의 픽셀을 사용한다. 때문에 B와 C만이 동시에 인코딩 가능하고 이를 이용하면 그림 6 처럼 파이프라인 스케줄을 정할 수 있다. 이 경우는 동시에 진행 가능한 TU가 한 쌍 밖에 되지 않기 때문에 위의 두 그룹과 다르게 네 개의 TU를 인코딩 하기 위해 19개의 스테이지를 필요로 한다.

III. 실험 결과

위의 방식을 이용해 TU Depth Decision에서 소모되는 cycle을 비교해본 결과 표 2 와 같은 결과를 얻을 수 있었다. 시뮬레이션은 HM 8.0[4]과 제안된 알고리즘을 비교하였고 All-Intra main 프로파일을 사용하였다. 표에서 보면 알 수 있듯 Test Sequence에 따라 다르지만 평균 24%의 cycle 감소 효과를 확인할 수 있었다.

표 2. HM 8.0과의 연산사이클 비교

Test sequence	QP	HM 8.0	Proposal	Cycle reduction (%)
BQMall	22	3,205	2,512	21.62
	37	3,041	2,203	27.57
Racehorses	22	793	647	18.36
	37	783	593	24.19
Four People	22	7,224	5,494	23.95
	37	6,718	4,887	27.25
Slide editing	22	7,251	5,776	20.34
	37	7,040	5,455	22.52
Average		10,642	7,978	24.00

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 화면 내 예측 모드를 주변 픽셀과의 dependency에 따라 그룹화 하고 이를 파이프라인 구조에 적용시켜 인코딩 과정 중 TU Depth Decision의 연산 사이클을 약 24% 가량 감소시켰다. 향후 TU Depth Decision 뿐만 아니라 다양한 과정에서 화면 내 예측 모드의 그룹화를 이용하여 연산시간을 단축시킬 수 있도록 연구를 계속 할 계획이다.

ACKNOWLEDGMENT

본 연구는 산업통상자원부 및 IDEC 플랫폼 센터 (지능형 자동차)의 지원과 산업통상자원부 및 한국산업기술평가관리원의 산업원천기술개발사업(정보통신)의 일환으로 수행하였음. [10035389, 고해상도 영상정보 수집용 Gbps급 초고속 초저전력 무선통신 SoC 연구]

참고문헌

- [1] JCT-VC, 'Samsung's Response to the Call for Proposals on Video Compression Technology', JCTVC-A124, Joint Collaborative Team on Video Coding (JCT-VC) 1st Meeting: April, 2010
- [2] 홍윤표 외, "파이프라인 구조를 통한 HEVC intra TU의 디코딩", 대한전자공학회 2012 추계 학술대회 p.467 ~ 469
- [3] Fu Li, Guangming Shi: 'A pipelined architecture for 4x4 intra frame mode decision in the high efficiency video coding', MMSP 2011, Hangzhou, China, October 2011, Vol. 1, pp. 1 - 5
- [4] HEVC Test Model software 8.0. [Online] https://hevc.hhi.fraunhofer.de/svn/svn_HEVCSoftware

CDF 분석을 이용한 시선 방향검출 시스템

*최인호, 성재경, 김용국
 세종대학교 컴퓨터 공학과
 e-mail : anya300@nate.com, ykim@sejong.ac.kr

Gaze Direction Detection System Using CDF Analysis

*In-Ho Choi, Jae-Kyung Sung, Yong-Guk Kim
 School of Computer Engineering, Sejong University

Abstract

본 논문에서는 CDF 분석을 이용하여 사람의 시선 방향검출 시스템을 다음과 같이 제안한다. 첫 번째로 OpenCV를 이용하여 검출된 얼굴영역에서 관심영역으로 지정하고 CDF 분석을 통해 눈동자의 예비 중심점을 지정한다. 두 번째 예비 중심점을 원본 이미지와 비교하여 정확한 중심을 검출한다. 마지막으로 검출된 중심점을 기준으로 좌우, 상하 공막의 공간을 비교하여 시선 방향을 검출한다.

I. 서론

현재 사람의 시선 방향검출은 마케팅 분야와 심리학, HCI(Human Computer Interaction) 분야 등에서 많이 이용되고 있다. 예로 마케팅 분야에서 어떤 제품을 정면으로 바라보는 시간에 따라 사람의 관심도를 측정할 수 있다. 이미 해외 대형마트에서는 이것으로 물건의 배치와 판매 유무를 결정하는 시스템에 응용하고 있다. 하지만 이런 시스템의 경우 높은 유지비용이 문제가 된다. 이 외 HCI 분야에서도 시선 방향을 이용해 사용자 인터페이스(User Interface)로 사용하는 연구가 활발하다. 시선으로 컴퓨터의 마우스를 조정하거나 장애우가 의사 표현하는 방법에 응용되고 있다. 정확도와 눈의 피로도가 문제되고 있다.

보통 시선 방향검출은 적외선 카메라를 많이 이용한다[1]. 적외선 카메라를 이용해 반사도가 가장 높은 부분을 이용해 눈동자의 중심점을 추출한다. 또는 CCD 카메라로 눈 영역을 PCA 분석하여 검출하는 방법이

있다[2]. 눈의 각 방향을 기저공간으로 사용해 시선 방향을 검출한다. 하지만 위의 방법들은 적외선 카메라의 안전성, 비용, 많은 계산이 문제가 된다.

우리는 이러한 문제점들을 해결할 수 있고 다양한 분야에 응용 가능한 시선 방향검출 방법을 제안한다. 두 번째 장에서는 CDF 분석을 이용한 눈동자 중심점 검출과 시선 방향 검출 시스템에 대해 설명한다. 이후 실험결과를 설명하고 결론으로 끝을 맺는다.

II. 본론

2.1 CDF를 이용한 눈동자 중심점 검출

본 시스템은 먼저 입력된 얼굴에서 눈동자 중심을 검출해야 한다. 눈동자의 중심점은 CDF (Cumulative Distribution Function) 분석을 통해 검출한다 [3]. (그림 1)은 눈동자 중심 검출의 흐름도를 보여준다. 흐름도에서 얼굴검출은 OpenCV 라이브러리를 이용한다.



<그림 1. CDF를 이용한 눈동자 중심점 검출 흐름도>

입력된 얼굴영상에서 얼굴을 검출 후 눈동자가 있는 좌·우 상단을 관심영역(ROI : Region of Interest)으로 지정한다. 이것은 머리카락(Hair)과 귀 등이 포함되어 눈동자 중심 검출작업의 오류를 줄일 수 있기 때문이다. 지정한 관심영역을 CDF 분석을 통해 분포도를 생성한다. (수식 1)은 이를 보여준다.

$$CDF(r) = \sum_{w=0}^r P(w) \quad (1)$$

where $0 \leq w \leq 255$

여기서 $P(w)$ 는 w 의 Gray 레벨의 히스토그램이고 r 은 Gray 레벨의 총 크기를 말하는 것으로 이미지의 Width와 Height의 곱과 같다. 생성된 CDF 분포도는 관심영역의 밝기가 누적되어 나타난다. 사람의 눈동자 대부분은 피부색 보다 어두운 색으로 되어 있으며, 공막은 흰색으로 동일하다. 이를 이용해 분포도의 0.05까지의 분포 구간을 예비 눈동자 영역으로 추출한다.

$$I'(x,y) = \begin{cases} 255 & CDF(I(x,y)) \leq 0.05 \\ 0 & Otherwise \end{cases} \quad (2)$$

위의 (수식 2)로 예비 눈동자 영역은 흰색으로 추출되고, 눈동자와 눈썹, 쌍꺼풀영역 등이 포함되어 나타난다. 예비영역으로는 정확한 눈동자의 중심을 검출할 수 없다. 이는 눈동자에 반사되는 빛에 따라 변하며 눈동자의 색상에 따라 다른 결과가 된다.



<그림 2. CDF를 이용한 눈동자 중심 검출 결과>

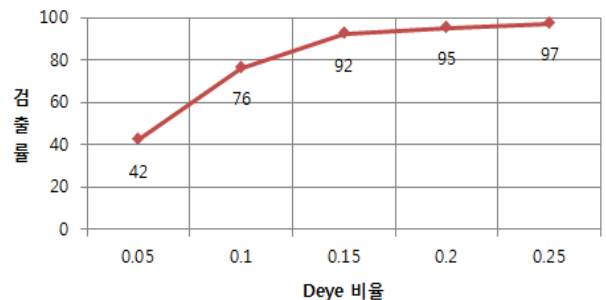
정확한 눈동자 중심 검출을 위해 관심영역에서 PMI (Pixel with the Minimum Intensity)를 추출하여 비교한다. 추출된 PMI를 중심으로 10×10 영역을 지정하여 포함된 CDF분석 결과를 누적하여 정확한 눈의 중심점 검출을 계산한다. (그림 2)는 CDF를 이용한 눈동자 중심 검출의 결과를 보여준다.

위의 알고리즘의 정확도 판단을 위해 BioID DB를 이용해 실험한다. 눈동자 중심 검출 정확도 판별은 아래 (수식 3)을 이용한다.

$$D_{eye} = \frac{\max(\|Cl - \tilde{Cl}\|, \|Cr - \tilde{Cr}\|)}{\|Cl - Cr\|} \quad (3)$$

여기서 D_{eye} 는 결과의 오차 값으로 실험에서는 0.05, 0.1, 0.15, 0.2, 0.25까지의 오차 범위를 인정하는 각각의 실험을 진행하였다. 다음으로 Cl, \tilde{Cl} 과 Cr, \tilde{Cr} 는 BioID DB의 정확한 각 눈동자(왼쪽 눈, 오른쪽 눈)의 중심점과 실험을 통해 검출된 눈동자의 중심점을 의미한다.

눈동자 중심점 검출률

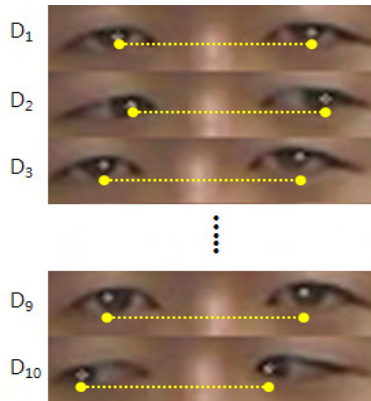


<도표 1. 검출된 두 눈동자 중심 사이의 거리>

실험결과는 (도표 1)에서 보여주고 있다. 허용 오차 범위를 0.25까지 하였을 때 97%의 정확도를 보여주고 있다.

2.2 시선방향 검출

여기에서는 2.1에서 설명한 알고리즘을 이용해 입력된 동영상에서 시선 방향검출 시스템을 개발한다. 사람이 가지고 있는 시선의 방향은 무수히 많다. 또한 응용하는 분야에 따라서 필요한 시선방향이 다르다. 이 중에서 우리는 시선의 좌측, 우측, 상측, 하측 그리고 정면 이렇게 5가지의 방향을 검출할 수 있도록 설계 하였다.



<그림 3. 검출된 두 눈동자 중심 사이의 거리>

다음으로 동영상에서 검출된 눈동자 중심의 정확도를 판별하기는 어렵다. 실시간 검출로 오검출(Error)이 이루어 질 수도 있으며 정확한 점을 추출하지 못하면 시선 방향검출은 어렵기 때문이다.

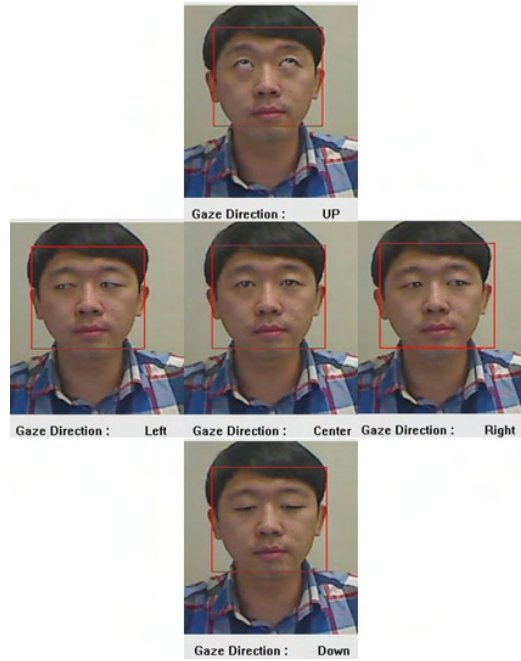
우리는 이것을 해결하기 위해 다음과 같은 방법을 이용했다. 첫 번째 다른 시선방향 검출 방법과 다르게 두 눈동자를 모두 이용하였다. 적외선 카메라를 이용하지 않기 때문에 하나의 눈동자로 방향을 검출하는 방법은 제외 하였다. 두 번째 (그림 3)과 같이 동영상의 시작 프레임부터 10프레임(Frame)까지 검출되는 두 눈동자의 중심점에 대한 평균 거리를 계산한다. 검출된 모든 점을 데이터로 사용하기에는 오검출까지 계산하는 문제가 생성된다. 이를 위해 추출된 10프레임의 평균거리를 크게 변경시키는 점들을 제외한 n개의 점을 사용하였다. 아래 (수식 4)은 두 눈동자 사이의 평균거리 계산을 보여준다.

$$D_{average} = \frac{1}{n} \left(\sum_{f=1}^n E_r - E_l \right) \quad (4)$$

여기서 $(E_r - E_l)$ 의 값이 다른 값과 ± 5 이상 차이가 날 경우 제외시킨다. 제외된 데이터 외 n개 프레임의 평균 거리를 구한다. 다음으로 구해진 두 눈동자 사이의 평균거리와 이 후 프레임에서 검출되는 두 눈동자 사이의 거리를 비교하여 검출 정확도를 판별한다.

III. 구현

본 시스템은 일반 Cam으로 촬영한 동영상을 실험 데이터로 한다. OpenCV의 얼굴 검출 시스템을 이용하였다. (그림 4)는 구현된 시선 방향검출 시스템의 결과를 보여준다.



<그림 4. 시선 방향검출 시스템>

IV. 결론 및 향후 연구 방향

우리는 CDF 분석을 이용한 시선 방향검출 시스템을 제안하였다. 빠른 속도와 정확도를 가지고 있는 시스템이다. 향후 UI 분야 또는 마케팅 분야 등 다양한 분야에서 널리 응용될 것 기대해본다

참고문헌

- [1] Keil A, Albuquerque G, Berger K, Magnor MA. Real-time gaze tracking with a consumer-grade video camera. Union Agency-Science Press 2010
- [2] Bebis, G., and Fujimura, K. An Eigenspace Approach to Eye-Gaze Estimation, Intl. Conf Parallel and Distributed Comput. Systems, Las Vegas, 2000.
- [3] M. Asadifard, J. Shanbezadeh, "Automatic Adaptive Center of Pupil Detection Using Face Detection and CDF Analysis", Proceedings of The International Multi Conference of Engineers and Computer Scientists, 2010

하반신 가려짐에 강인한 사람 검출 알고리즘

*박승, *김보상, *이성호, **홍태화, *고성제
 *고려대학교 전기전자전파공학과, **(주)삼성전자 DMC 연구소
 e-mail : *{spark, bskim, sungholee}@dali.korea.ac.kr, **taehwa.hong@samsung.com, sjko@korea.ac.kr*

A Human Detection Algorithm Robust to Lower Body Occlusion

*Seung Park, *Bo-Sang Kim, *Sung-Ho Lee, **Tae-Hwa Hong,
 and *Sung-Jea Ko
 *School of Electrical Engineering Korea University
 **Samsung Electronics Co., Ltd.

Abstract

In this paper, we propose an effective human body detection method robust to the lower body occlusion by combining the upper body and full body detectors. Since employment of both detectors together can decrease the detection speed compared with the single full body detector, we first find the candidates by using the upper body detector, and then the candidates are classified by both upper and full body detectors. Experimental results show that the proposed method can detect humans with higher accuracy and without loss of speed compared with the conventional method under the condition of lower body occlusion.

I. 서론

Integral channel features(ChnFtrs) 알고리즘[1]은 기존의 검출기와 비교하여 빠르고 높은 검출 성능을 보여주고 있다 [2]. ChnFtrs는 그림 1과 같이 입력 영상으로부터 얻어지는 10개의 채널에서 계산되는 다양한 특징들을 사용하여 검출 성능을 높이며, 이 때 integral image 기법을 사용하여 특징을 계산함으로써 빠른 검출 속도를 보장한다.

사람 검출 시 물체에 의한 가려짐이나 앉은 자세 등, 하반신이 가려지는 상황이 자주 발생한다. 이를 해결하기 위하여, 상반신에 대한 검출을 함께 수행한다면 더 다양한 상황에서도 성공적인 사람 검출이 가능하지만 검출 속도는 감소하게 된다.

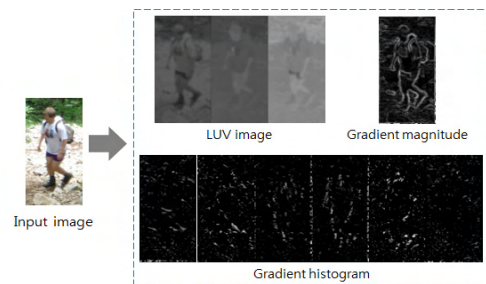


그림 1. Integral channel feature에서 사용하는 채널의 예

본 논문에서는 상반신 검출기와 전신 검출기를 효율적으로 사용하기 위한 방법을 제안한다. 제안하는 방법은 기존의 사람 검출 알고리즘에 비해, 하반신 가려짐에 강인한 검출 성능과 유사한 검출 속도를 보여준다.

II. 본론

제안하는 방법은 하반신 가려짐 발생 시에도 사람 검출을 성공적으로 수행하기 위해, 상반신 검출기와 전신 검출기를 함께 사용한다. 두 개의 검출기는 ChnFtrs 알고리즘[1]을 기반으로 하며, INRIA 학습 영상[3]을 사용하여 학습한다. 이 때 상반신 검출기는 학습영상의 상반신 영역에 대해서만 학습함으로써 얻어진다.

제안하는 검출기는 ChnFtrs에서 사용하는 soft cascade 방법[4]을 기반으로 다음과 같이 검출을 수행한다. 우선 각 검출기를 의미하는 강 분류기(strong classifier) H 는 N 개의 약 분류기(weak classifier) h 로 구성되어 있다. 이 때 입력 영상 내의 k 번째 윈도

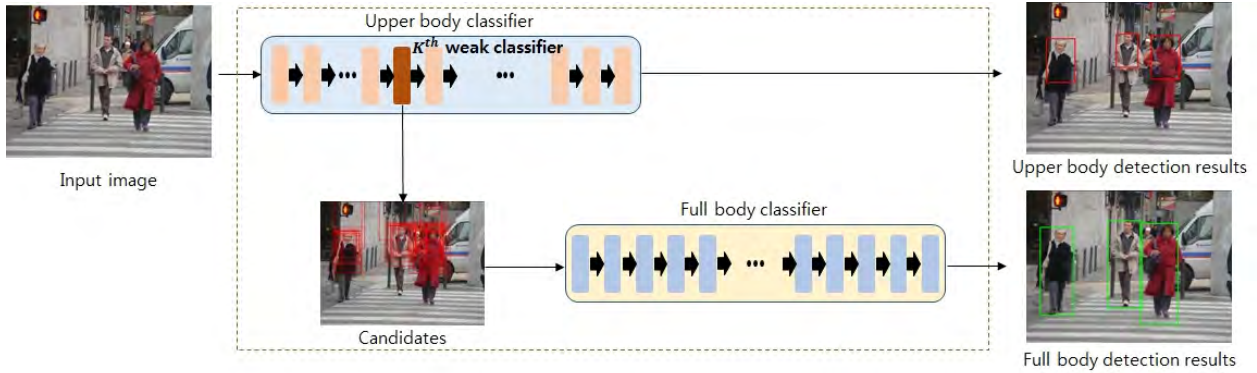


그림 2. 제안하는 검출기의 흐름도

우 x_k 에 대해 다음의 식 (1)과 같이 스코어 s 를 부여한다.

$$s_k(N) = \sum_{i=1}^N \alpha_i h_i(x_k) \quad (1)$$

여기서 α 는 각각의 약 분류기에 대한 가중치를 의미한다. Soft cascade방법[4]은 각 약 분류기마다 문턱값 $\theta(n)$ 이 정의되어 있고, n 번째 약 분류기의 스코어 $s_k(n)$ 이 $\theta(n)$ 보다 작을 때 x_k 를 오검출이라고 판단하며, N 번째까지의 약 분류기를 모두 통과했을 때 검출이라고 판단한다.

앞서 언급한 바와 같이 상반신과 전신에 대한 검출을 각각 독립적으로 진행하게 된다면, 두 개의 강 분류기에 대한 계산을 전체 영상에 대해 적용해야 하기 때문에 검출 속도가 느려지게 된다. 하지만 제안하는 검출기는 그림 2와 같이 상반신 검출기에 대한 스코어 계산을 K 번째 까지 진행을 하여 관심영역을 추려내고, 관심영역에 대해서만 전신 검출기에 대한 계산과 나머지 $N-K$ 개의 상반신 검출기의 약 분류기에 대한 계산을 수행하게 된다. 상반신 검출기를 통해 관심영역을 추출하는 이유는 상반신과 전신 모두 상반신을 포함하기 때문이며, 관심영역에만 나머지 예측을 진행하기 때문에 불필요한 계산을 줄일 수 있다.

III. 실험 결과 및 결론

그림 3은 직접 촬영한 영상에 대한 검출 결과의 예이다. 그림 3(a)는 ChnFtrs를 사용한 전신 검출기의 결과이며, 그림 3(b)는 제안하는 알고리즘의 결과이다. 제안하는 검출기는 전신 검출기만을 사용하였을 때와 달리 하반신 가려짐이 있는 상황에서도 사람 검출이 가능함을 확인할 수 있다. 검출 속도는 VGA크기의 영상에서 전신 검출기의 경우 97.8ms, 제안하는 방법은 99.7ms로 비슷하게 측정되었으며, 전신 검출기와 상반신 검출기를 병렬적으로 사용하였을 때에는 173.2ms로 증가됨을 확인하였다. INRIA 테스트 영상에서 단일 영상 당 오검출(FPPI)이 1일 때 전신 검출기와 제안하는 검출기에 대한 검출 율은 각각 90.6%

와 90.8%로 거의 동일하게 측정되었다.

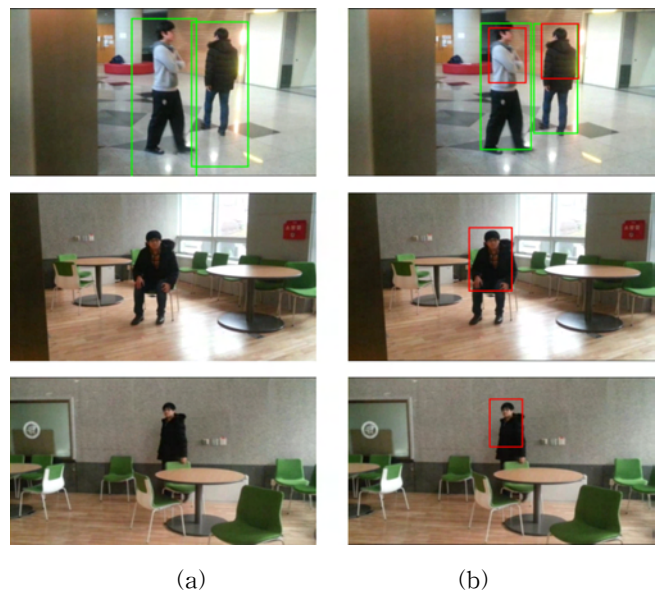


그림 3. 실험 결과

(a) ChnFtrs를 사용한 전신 검출기, (b) 제안하는 검출기

알리는 글

본 연구는 삼성전자의 지원을 받아 수행되었음.

참고문헌

- [1] P. Dollar 외, "Integral Channel Features", In *BMVC*, 2009.
- [2] P. Dollar 외, "Pedestrian Detection: An Evaluation of the State of the Art", *IEEE Trans. Pattern Analysis and Machine Intelligence*. vol. 34, p 743 - 761, 2012.
- [3] N. Dalal 외, "Histograms of Oriented Gradients for Human Detection", In *CVPR*, vol. 1, p. 886 - 893, 2005.
- [4] L. Bourdev 외, "Robust Object Detection Via Soft Cascade", In *Proc. of CVPR*, vol. 2, p. 236 - 243, 2005.

주변 픽셀의 분포를 이용한 인트라 모드 코딩 방식

*김영조, 변주원, 김재석
연세대학교 전기전자공학부

e-mail : zeroj@yonsei.ac.kr, jaekim@yonsei.ac.kr

Intra-Mode Coding Method Using the Distribution of Adjacent Pixels

*Young-Jo Kim, Ju-Won Byun, Jea-Seok Kim
School of Electrical & Electronic Engineering
Yonsei University

Abstract

This paper proposes a new intra-mode coding method in order to improve coding efficiency for High-Efficiency Video Coding standard (HEVC) which involves an increase in the number of intra-modes. Proposed intra-mode coding method uses a correlation between intra-modes and adjacent pixels. The correlation is that the occurrence rate of each intra-mode is different in about five times, depending on the distribution of adjacent pixels. The experimental results showed that the proposed method achieved an average bitrate reduction of 0.19% with only negligible additional computation time.

부분이다. 인트라 예측 부호화에서 가장 크게 변화된 부분은 모드의 개수이다. H.264/AVC에서는 총 9개의 모드를 이용하여 진행된 반면 HEVC에서는 총 35개의 모드를 이용하여 압축을 한다.[1][2] 모드의 개수가 약 4배가량 증가하며 압축효율이 많이 향상 되었지만 반면 모드 개수의 증가에 따른 모드 코딩에 쓰이는 데이터 량이 증가하게 되었다. 따라서 JCT-VC 회의가 진행 되면서 인트라 모드 코딩 효율을 높이기 위한 많은 방식이 제안 되었다. 제안된 방식들은 크게 두 가지로 구분이 되는데 먼저 주변 블록의 모드를 이용하여 현재 블록의 모드를 예측하는 MPM (Most Probable Mode)을 이용한 방식이며, 두 번째는 MPM을 통해 예측하지 못한 모드들에 대해서 코딩을 하는 나머지 모드 코딩 방식이다. 두 번째 방식이 본 논문의 초점이다.

본 논문에서는 주변 픽셀의 분포에 따른 각 모드의 발생 빈도를 이용하여 좀 더 효율적인 나머지 모드 코딩 방식을 제안한다.

I. 서론

HEVC (High-Efficiency Video Coding) 는 ISO-IEC/MPEG와 ITU-T/VCEG에서 구성한 JCT-VC (Joint Collaborative Team on Video Coding) 에서 개발된 차세대 동영상 압축 표준이다.

HEVC는 기존 표준인 H.264/AVC에 비해서 많은 부분이 발전되고 변화였다. 그 중에서 가장 크게 발전하고 변화된 부분 중에 하나가 바로 인트라 예측 부호화

II. 기존 방식 소개 및 분석

2.1 기존 인트라 모드 코딩 방식

본 논문은 HEVC 테스트 모델 중 하나인 HM 4.0을 기준으로 제안한다.[3] HM 4.0의 인트라 모드는 다음과 같은 방식으로 코딩된다. 먼저 현재 블록의 위쪽 블록과 왼쪽 블록의 인트라 예측 모드를 이용하여 2개의 MPM을 구한다.

현재 블록의 예측 모드가 두 MPM중 하나와 같을 경우 이 사실을 나타내는 플래그를 보낸다. 그 후 두 MPM중 어느 MPM과 같은지 나타내는 인덱스를 보낸다. 만약 현재 블록의 예측 모드가 두 MPM과 다르다면 나머지 모드 코딩 방식을 이용하여 코딩한다.

HM 4.0에서는 나머지 모드 코딩을 할 때, 랭킹 테이블을 이용해 발생 빈도가 높은 모드는 짧은 코드워드로 빈도가 낮은 모드는 긴 코드워드로 코딩을 하는 VLC (Variable Length Coding) 방식을 사용하여 압축 효율을 높이고 있다. 하지만 이 경우 상위 몇 개의 모드를 제외하고는 대부분 발생 빈도가 큰 차이가 나지 않고 비슷하여 높은 효율을 보이지 못한다.

2.2 인트라 예측 모드들의 방향성 및 주변 픽셀과의 관계 분석

인트라 예측은 기본적으로 현재 블록의 주변 픽셀만을 이용해서 현재 블록을 예측하는 방식이다. 따라서 주변 픽셀의 상황은 최종 예측 모드와 어느 정도 상관성을 갖게 되며, 그 관계를 분석해 보면 아래와 같다.

현재 HEVC에서 사용되는 Angular 인트라 예측 방식은 DC 모드와 planar 모드, 33개의 방향성을 갖는 모드로 이루어져 있으며, 각 모드를 방향성에 따라 위쪽 방향성과 왼쪽 방향성으로 그림 1과 같이 나눌 수가 있다. 위쪽 방향성을 갖는 모드들은 주로 위쪽 픽셀들을 참조하고 왼쪽 방향성을 갖는 모드들은 주로 왼쪽 픽셀들을 참조하게 된다. 이 때 각 모드들이 주로 참조하는 방향의 픽셀들이 편차가 낮은 서로 비슷한 값을 갖게 되면 그 방향성을 갖는 모드들의 예측 값이 거의 비슷해지게 되어 각 모드의 특성이 나타나지 않

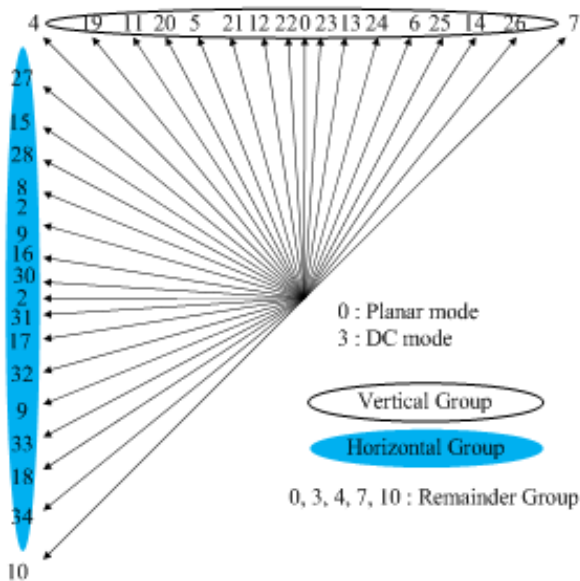


그림 1 인트라 예측 모드의 방향성

고 DC 모드와 비슷한 예측 값을 갖게 된다. 이 경우 다른 모드에 비해 뚜렷한 성능 향상이 없으므로 최종 예측 모드로 선택되기 힘들어진다. 따라서 주로 참조하는 방향의 픽셀들이 편차가 클 때, 그 모드가 최종 예측 모드가 될 가능성이 많아진다. 이와 같이 각 모드가 갖는 방향성에 의해서 주변 픽셀과 모드 사이에는 서로 상관성을 갖게 된다.

2.3 주변 픽셀의 분포에 따른 인트라 예측 모드들의 발생 빈도

위에서 분석한 관계를 바탕으로 주변 픽셀에 따른 각 모드들의 빈도를 분석해 보면 다음과 같다.

먼저 아래 그림2와 같이 주변 픽셀들의 편차에 따라서 각 블록을 4가지로 분류할 수 있다.

현재 블록 왼쪽의 픽셀들은 각 픽셀의 바로 인접한 아래 픽셀과의 차에 절대 값을 취한 후 합하여 편차를 구하였다. 위쪽의 픽셀들은 인접한 오른쪽 픽셀과의 차를 이용하였다. 이 편차와 그 부분 전체 픽셀 값의 합에 대한 비율을 이용하여 높은 편차와 낮은 편차로 분류하였다. 이때 기준 값은 블록의 사이즈에 따라서 차이가 나는데 블록의 사이즈가 클수록 편차 비율이 상대적으로 작아지기 때문에 기준 값 또한 작게 주었다. 그 기준 값은 4X4는 1/16, 8X8은 1/32, 16X16이상은 1/64 이다. 이렇게 현재 블록의 주변 픽셀들을 그 분포에 따라 분류하고 그것에 따라 현재 블록을 4가지 타입으로 분류하였다. 그림 3은 위에서 나눈 블록 타

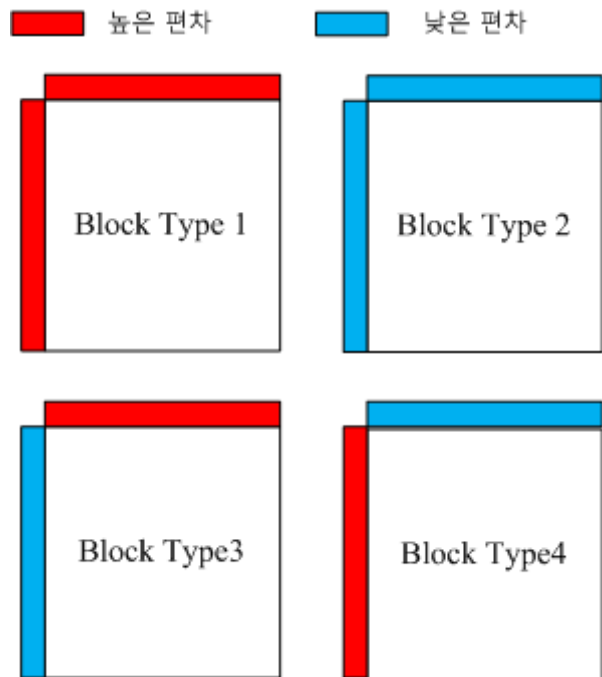


그림 2 주변 픽셀의 분포에 따른 블록 타입

III. 제안 방식

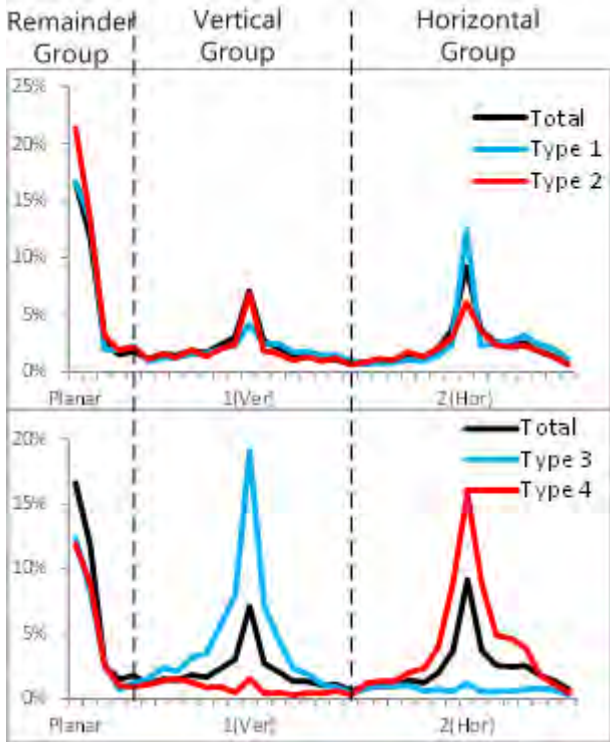


그림 3 블록 타입에 따른 인트라 모드의 발생 빈도

입에 따른 인트라 예측 모드들의 발생 빈도를 나타낸다. 그래프에서 앞쪽 5개의 모드는 DC를 포함한 중립 방향성을 갖는 모드이며 다음 15개의 모드는 위쪽 방향성을 갖고 나머지 뒤쪽 모드는 왼쪽 방향성을 갖는 모드이다. 위쪽과 왼쪽 방향성을 갖는 모드들의 배열순서는 그림 1에 나와 있는 모드의 배열과 같이 나열하였다. 그림 3의 검은색으로 나타낸 그래프는 전체 블록에서의 모드의 빈도를 나타낸다. 전체 블록에서는 planar, DC, horizontal, vertical 모드만 빈도가 높고 특별히 왼쪽이나 위쪽 방향성에 따른 빈도의 차이는 없는 것을 볼 수 있다. 또한 Type1과 Type2에서도 왼쪽과 위쪽 픽셀들의 분포가 비슷하기에 전체 블록에서와 마찬가지로 특별히 방향성에 따른 차이가 없는 것을 볼 수 있다. 반면 Type3에서는 위쪽 방향성을 갖는 모드들이 Type4에서는 왼쪽 방향성을 갖는 모드들이 빈도가 훨씬 높게 나타나 편차가 큰 부분의 방향성을 가진 모드들의 빈도가 높은 것을 확인 할 수 있다. 이것을 수치적으로 표현하면 Type3에서는 위쪽 방향성 모드의 빈도가 전체의 약 64%이고 왼쪽 방향성 모드가 12%로 위쪽 방향성 모도가 약 5배정도 빈도가 높다. Type4에서는 위쪽 방향성 모드의 빈도가 전체의 약 16%이고 왼쪽 방향성 모드가 55%로 약 3.5배정도 빈도가 높다. 또한 각 방향성에서 빈도 분포를 보면 중앙의 Vertical 모드와 Horizontal 모드에 가까울수록 높은 빈도를 나타낸다.

기존의 방식에서는 전체 블록에 대해서 하나의 랭킹 테이블을 이용하여 모드 발생 빈도에 따른 모드 코딩 방식을 사용한다. 하지만 이 경우 그림 3에 나와 있듯이 몇몇 빈도가 높은 모드를 제외하고는 대체로 비슷한 빈도를 가져 큰 효과를 보지는 못한다. 따라서 새로 제안하는 방식은 위에서 분석한 주변 픽셀의 분포에 따른 인트라 예측 모드 발생 빈도를 이용하여 압축 효율을 높이는 방식이다.

위에서 분석한 빈도를 보면 블록 Type1과 Type2는 비슷한 형태의 빈도를 보인다. 따라서 두 Type을 하나로 묶은 Type1&Type2, Type3, Type4 이렇게 세 개로 각 블록들을 나눈다. 그 후 각 Type의 특성에 맞게 초기 값을 정한 서로 다른 세 개의 랭킹 테이블을 이용하여 모드 코딩을 진행한다. 이때 초기 값은 위에서 분석한 방향성에 따른 빈도와 각 방향성의 중심에 가까운 모드들의 빈도가 높은 특성을 이용하여 빈도가 높은 모드를 앞쪽에 위치하게 하였다. 그림 4는 제안한 인트라 모드 코딩 방식의 진행 과정을 나타낸다.

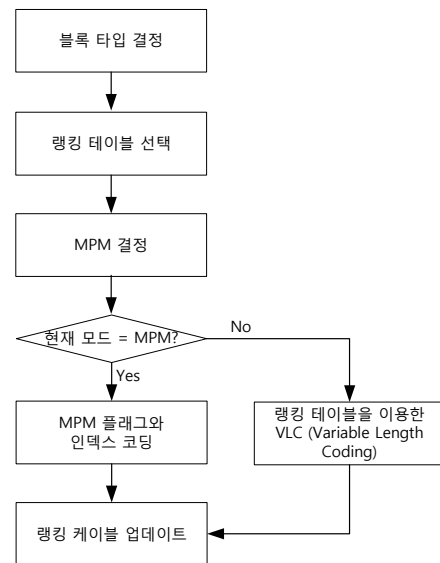


그림 4 제안된 인트라 모드 코딩 방식의 진행 과정

IV. 시뮬레이션 결과

제안된 인트라 모드 코딩 방법은 HEVC의 기준 소프트웨어인 HM4.0으로 실행되었다. 참고문헌 [4]에서 제공된 All intra-High efficiency 환경 설정을 이용하였다. 이 환경에서 엔트로피 코딩 부분만 CAVLC을

표 1. 제안 방식과 HM 4.0 사이의 성능 비교

Class	HM 4.0		제안 방식		성능 비교 BD-rate (%)
	Bitrate (kb/s)	PSNR (dB)	Bitrate (kb/s)	PSNR (dB)	
A	56664.3	38.77	56569.3	38.78	-0.24
B	41130.4	37.73	41090.6	37.74	-0.15
C	14234.3	36.80	14216.9	36.80	-0.18
D	4871.2	36.21	4866.4	36.21	-0.16
E	12695.8	40.81	12673.3	40.81	-0.24
평균					-0.19 (%)

사용하고 나머지 부분은 디폴트값을 사용하여 실험 하였다. 참고문헌 [4]에 있는 테스트 영상 중에서 10bit depth 영상과 Class F 영상을 제외한 18개의 영상이 사용되었다. 이 테스트 영상은 영상의 사이즈에 따라 5개로 구분된다. Class A는 2560×1600, Class B는 1920×1080, Class C는 832×480, Class D는 416x246, Class E는 1280×720의 사이즈를 갖는 영상이다. 위와 같은 환경에서 BD (Bjontegaard-Delta) 측정 방식을 이용하여 코딩 성능을 평가하였다.[5]

표 1은 제안 방식과 HM 4.0 사이의 성능 비교 결과를 나타낸다. 비교 결과 평균 -0.19%의 BD-rate gain을 얻었다. 즉, 제안된 방식은 HEVC 기준 소프트웨어인 HM 4.0에 비해서 평균 0.19%의 압축효율이 향상되었다. 각 Class 별로 보았을 때, Class A와 Class E에서 0.24%의 압축효율이 향상되어 가장 큰 성능을 보였으며, 모든 Class에서 0.15%이상의 압축효율이 향상되는 것을 확인 할 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문은 주변 픽셀의 분포를 이용한 새로운 인트라 모드 코딩 방식에 대해서 제안했다. 제안된 인트라 모드 코딩 방식은 주변 픽셀의 분포와 인트라 모드 사이의 상관관계를 이용하였다. 실험 결과 제안된 방식은 추가적인 연산 시간이 거의 없이 평균 0.19%의 압축효율을 향상 시켰다. 이 결과는 제안된 방식이 비디오 코딩의 효율을 향상시키기 위한 방법으로 적당하다는 것을 보여준다.

본 논문에는 주변 픽셀의 분포와 인트라 모드 사이의 상관관계를 인트라 모드 코딩에 적용하였지만, 우리는 이 상관관계가 인트라 예측의 다른 분야에 적용 되어도 좋은 성능을 보일 수 있을 것으로 기대한다.

Acknowledgement

본 연구는 산업통상자원부 및 한국산업기술평가관리원의 산업원천기술개발사업(정보통신)의 일환으로 수행하였음. [10035389, 고해상도 영상정보 수집용 Gbps급 초고속 초저전력 무선통신 SoC 연구]

참고문헌

- [1] Joint Collaborative Team on Video Coding, "WD4: Working Draft 4 of High-Efficiency Video Coding", JCTVC-F803, July 2011.
- [2] ITU-T and ISO/IEC JTC 1, Advanced Video Coding for Generic Audiovisual Services, ITU-T Recommendation H.264 and ISO/IEC 14496-10 (MPEG4-AVC), 4th ed., Sept. 2008.
- [3] HEVC Test Model 4 "HM4.0"
https://hevc.hhi.fraunhofer.de/svn/svn_HEVCSoftware/tags/HM-4.0/
- [4] Joint Collaborative Team on Video Coding, "Common test conditions and software reference configurations", JCTVC-F900, July 2011.
- [5] G. Bjontegaard, "Calculation of Average PSNR Differences between RD-Curves", ITU-T SG16 Q.6 VCEG, Doc. VCEG-M33, 2001.

시공간 인코딩을 이용한 원거리 손동작 인터랙션 디바이스

한규철, 김재완, 이수빈, 홍유진, 김형곤, 안상철, 김익재
한국과학기술연구원 영상미디어연구센터

e-mail : ghan221@imrc.kist.re.kr, jaewonk@imrc.kist.re.kr, subinlee@imrc.kist.re.kr,
hyj@imrc.kist.re.kr, asc@imrc.kist.re.kr, hgk@imrc.kist.re.kr, kij@imrc.kist.re.kr,

Hand gesture-aware glove based on spatiotemporally encoded optic signal

Gyu Chull Han, Jaewon Kim
Imaging Media Research Center
Korea Institute of Science and Technology

Abstract

We present a novel hand gesture interaction method which has a long-range working space(1m~5m) overcoming conventional approaches' limitations in cost-performance dependency. Experiment results demonstrate various applications where hand gestures are recognized as input commands to interact with digital information mimicking natural human hand gestures toward real objects.

I. 서론

최근 Microsoft Kinect와 같이 제스처 기반 인터랙션 디바이스에 관한 많은 연구가 진행되어지고 있지만, 원거리(3~5m)에서 손동작으로 인터랙션이 가능한 실용적 기술에 대한 연구는 미흡한 실정이다. 이러한 기술이 상용화 된다면 TV용 손동작 리모컨처럼 차세대 인터랙션 디바이스로서 활용 가치가 매우 높을 것으로 전망된다. 그러나 Kinect를 비롯한 전통적인 vision-based 인터랙션 방법들은 인터랙션 성능이 디바이스, 즉 카메라의 성능에 의해 좌우되는 근본적인 한계점을 가지고 있다. 즉, 빠르고 정확한 인터랙션 성능을 얻기 위해서는 고가의 고해상도, 고속 카메라의 사용이 불가결하다. 이러한 한계를 극복하기 위해 본 논문에서는 카메라를 사용하지 않는 시공간 인코딩 기법에 기반한 새로운 개념의 손동작 인터랙션 기술을 제안한다.

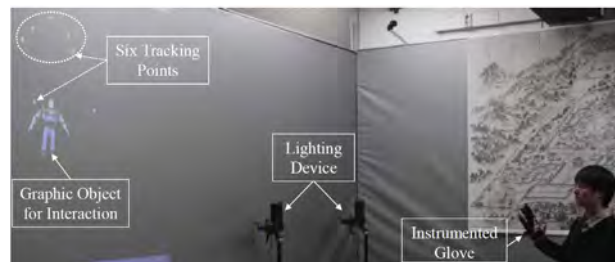


그림 1. 사용자가 넓은 공간과 원거리에서 직관적인 손동작을 통해 컴퓨터 정보(버즈)와 인터랙션을 수행하는 모습. 사용자가 착용하는 장갑장치에 6개의 포토 센서 마커를 통해 2개의 조명장치가 조사하는 시공간 코딩신호를 수신하여 위치 인식을 수행

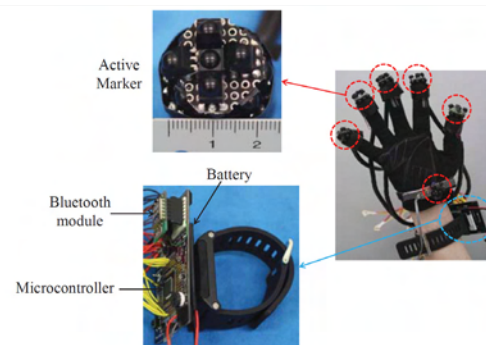


그림 2. 장갑장치는 포토센서마커와 제어장치, 배터리로 구성되어 있으며, 원거리에서 고속(3차원인식 속도 250Hz), 고정밀(3m에서거리에서 5mm 위치 정밀도) 인터랙션이 가능

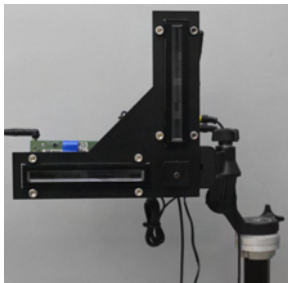
II. 본론

2.1 시스템 구성

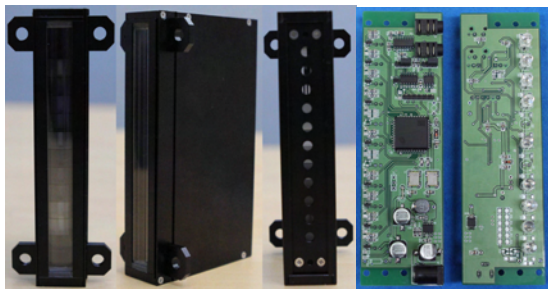
본 시스템은 한 개의 장갑, 한 쌍의 광원장치로 이루어져 있다. 장갑은 총 6개의 포토센서 마커, 마이크로 컨트롤러, 블루투스 모듈과 배터리로 구성되어 있다. 그림 2와 같이 6개의 마커는 손가락 끝과 손바닥 아래에 부착된다. 각각의 손끝에 위치한 마커는 다양한 각도에서 입사해오는 빛을 감지하기 위해 5~6개의 적외선 포토센서가 다양한 각도로 부착되어져 있다.

적외선 포토센서로는 높은 감지 속도(1차원에서 6개 마커 사용시 1kHz)를 위해 455kHz PCM(Pulse-code modulation) 주파수의 Vishay TSOP 7000을 사용하였다.

본 시스템의 위치 인식 속도는 시공간 인코딩 방법 특성 때문에 추적자유도(Degree of Freedom)에 반비례한다. 2차원과 3차원 위치 인식에서 각각 500Hz와 333Hz의 속도를 달성한다. 그림 3(a)에서 2차원 조명장치는 한 쌍의 1차원 조명장치(그림 3(b))로 구성되며 시공간적으로 인코딩된 광신호를 X-Y 평면에 조사한다. 포토센서와 블루투스 모듈을 제어하기 위해 마이크로컨트롤러(Microchip PIC18F45K20)를 사용하였다. 블루투스 모듈(FB755AC)은 마커의 위치 값을



(a) 2차원 조명 장치



(b) 1차원 조명 장치

(c) IR LED 유닛

그림 3. 시공간 인코딩 광신호를 조사하는 조명장치. 2차원 광원장치(a)를 위해 한 쌍의 1차원 광학 유닛(b)이 직교하여 장착되면 광원으로는 적외선 (c) LED를 사용

.PC로 전송해 주거나, PC로부터 피드백 신호를 사용자의 햅틱소자에 전송하는 역할을 한다. 장갑에 부착된 모든 전자기기들은 얇은 리튬폴리머 전지(3.7V/1000mA)로 동작된다.

1차원 광학유닛(그림 3. (c))은 사용자의 인터랙션 공간을 2진수 패턴 신호로 인코딩하기 위해서 9개의 IR LED로 구성되어 있다. 8개의 LED가 8비트의 이진 신호를 인코딩하고 유닛 중앙에 위치한 1개의 LED가 포토센서 마커와 동기화시키기 위해 사용되어진다.

2.2 위치 인식 방법

본 논문의 위치 인식 방법은 고속으로 8비트의 2진수 광신호를 사용자의 인터랙션 공간에 조사하는 시공간 인코딩 기술에 기반한다. 포토센서 마커의 위치는 이 마커의 위치에서 얻어진 8 비트 광신호를 디코딩함으로써 얻어진다. 예를 들어 그림 4와 같이 광원장치가 연속적으로 4비트의 2진 패턴을 발광한다면 마커의 위치가 밝은 패턴 영역 혹은 어두운 패턴 영역에 위치함에 따라 각각 1과 0의 광신호를 출력한다.

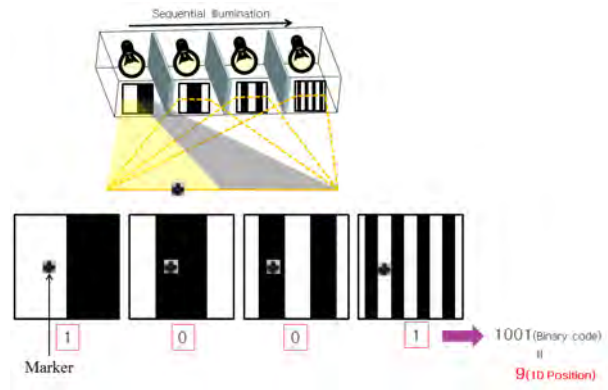


그림 4. IR LED가 순차적으로 이진 패턴을 조사할 때, 마커는 특정 위치에서 1차원 2진 코드값을 받는다.

그림 4에서 마커는 순차적으로 1001의 이진 광신호를 수신하게 되고 이를 십진수로 디코딩하면 9라는 위치 값을 얻게 된다. 이러한 방식으로 1차원 위치가 인코딩되며, 2차원 위치 인식을 위해 1차원 조명장치를 직교축에 추가함으로써, 즉 1쌍의 광원장치를 수직으로 X, Y축에 나란히 위치시킴으로써 구현된다. 3차원 위치 인식도 같은 맥락에서 3개의 조명장치를 X, Y, Z축에 대해 조사함으로써 이루어지며 이 경우 일체의 calibration 과정이 요구되지 않는다. 그러나 조명장치를 X, Y, Z축에 조사하는 것은 일반적으로 공간적인 제약이 따르는 경우가 많으므로, 본 논문에서는 그림 1과 같이 스테레오 비전방식과 유사하게 한 쌍의 2차원 조명장치를 사용하였다. 이 경우 3차원 위치를 얻

기 위해서 한 쌍의 2차원 좌표계를 calibration 하는 과정이 필요한데, 본 논문에서는 Miaw[13]의 방법을 사용하였다.

본 시스템의 위치 인식 속도와 감지 정확도는 포토센서의 반응속도와 광원장치인 그림 3(b)의 이진 패턴으로 이루어지는 인코딩 해상도에 비례한다. 따라서 위치 인식 속도와 정확도를 향상시키기 위해서는 vision-based 방법에 비해 훨씬 적은 비용이 소모된다.

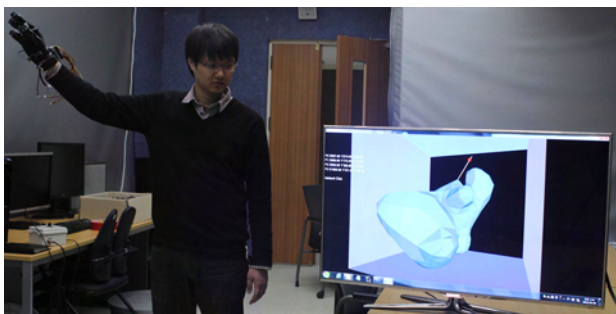
III. 실험 결과

그림 5(a)는 본 시스템을 사용하여 가변(Deformable)적인 그래픽 물체와 인터랙션하는 데모를 보여준다. 사용자는 물체의 임의 위치에서 물체를 잡고, 자유롭게 형태를 변형시킬 수 있다. 그림 5(b)는 강체 물체(rigid body)와 6자유도 인터랙션을 하는 데모 영상이다. 사용자는 임의 위치에서 물체를 잡고, 자유롭게 이동 및 회전을 할 수 있다. 그림 6(c)은 복수의 사용자가 함께 그림 그리는 작업을 수행하는 데모로서, 본 시스템이 복수 사용자에게 대한 멀티인터랙션이 가능함을 보여준다.

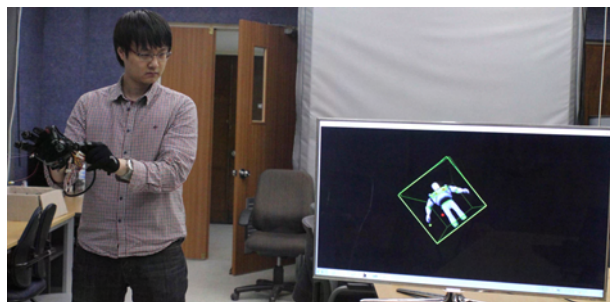
IV. 결론

본 논문은 원거리(3m~5m)에서도 사용이 가능한 시공간 인코딩 방법에 기반한 새로운 개념의 손동작 인터랙션 기술을 제시한다. 포토센서를 마커로 사용하는 본 논문의 위치 인식 기술은 넓은 작동 공간을 달성하였고, 손가락의 self-occlusion을 최소화 할 수 있었다. 본문에서 제시된 데모영상들은 본 시스템을 통해 사용자가 직관적인 손동작을 통해 컴퓨터 정보와 인터랙션 할 수 있음을 입증한다.

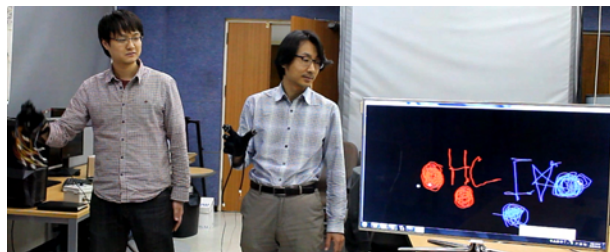
본 시스템은 기존의 인터랙션 기술보다 저비용으로 고속, 고정밀, 그리고 노이즈에 강건한 인터랙션 장치를 구현하였다는 점에서 상용 가능한 차세대 인터랙션 기술로서의 의의를 갖는다.



(a) 가변 물체에 대한 손동작 인터랙션



(b) 6자유도 인터랙션 데모



(b) 멀티 사용자간 인터랙션 데모

그림 5. 다양한 인터랙션 활용 예

참고문헌

- [1] Hirsch, M., Lanman, D., Holtzman, H., Raskar, R.: BiDi screen: a thin, depthsensing LCD for 3D interaction using light fields. ACM Transactions on Graphics **28** (2009)
- [2] Mistry, P., Maes, P., Chang, L.: WUW - Wear Ur World - A Wearable Gestural Interface. In the CHI '09 extended abstracts on Human factors in computing systems (2009)
- [3] Wang, R., Popovic, J.: Real-time hand-tracking with a color glove. ACM SIGGRAPH(2009)
- [4] BALLAN, L., TANEJA, A., GALL, J., GOOL, L., POLLEFEYS, M.: Motion capture of hands in action using discriminative salient points. Proc. of ECCV(2012)
- [5] Kim, D., Hilliges, O., Izadi, S., Butler, A.: Digits: freehand 3D interactions anywhere using a wrist-worn gloveless sensor. Proceedings of the 25th annual ACM symposium on User interface software and technology (2012)
- [6] Nii, H., Sugimoto, M., Inami, M.: Smart Light Ultra High Speed Projector for Spatial Multiplexing Optical Transmission. Procams Workshop (held with IEEE CVPR) (2005)

- [7] Raskar, R., Beardsley, P., Van Baar, J., Wang, Y., Dietz, P., Lee, J., Leigh, D., Willwacher, T.: RFIG Lamps: Interacting with a Self-describing World via Photosensing Wireless Tags and Projectors. *ACM Transactions on Graphics (SIGGRAPH)* **23** (2004)
- [8] Lee, J. C., Hudson, S. E., Summet, J. W., Dietz, P. H.: Moveable Interactive Projected Displays using Projector Based Tracking. *ACM symposium on User interface software and technology (UIST)* 63 - 2 (2005)
- [9] Welch, G., Bishop, G.: SCAAT: Incremental Tracking with Incomplete Information. *Proceedings of SIGGRAPH 97, Computer Graphics Proceedings, Annual Conference Series* (1997)
- [10] Kang, S., Tesar, D.: Indoor GPS Metrology System with 3D Probe for Precision Applications. In *Proceedings of ASME IMECE 2004 International Mechanical Engineering Congress and RD and D Expo* (2004)
- [11] Kessler, D., Hodges, L., Walker, N.: Evaluation of the CyberGlove as a Whole-Hand Input Device. *ACM Tran. on Computer-Human Interactions***2(4)** 263 - 83(1995)
- [12] Raskar, R., Nii, H., Dedecker, B., Hashimoto, Y., Summet, J., Moore, D., Zhao, Y., Westhues, J., Dietz, P., Barnwell, J., Nayar, S., Inami, M., Bekaert, P., Noland, M., Branzoi, V., Bruns, E.: Prakash: lighting aware motion capture using photosensing markers and multiplexed illuminators. *ACM Transactions on Graphics* **26** 36 (2007)
- [13] Miaw, Dennis: Second Skin : motion capture with actuated feedback for motor learning. MIT Thesis (2010)
- [14] Matyka, M., Ollila, M.: A pressure model for soft body simulation. *Proc. of Sigrad*(2003)

얼굴 특징 기반 성별 인식 방법

*고준범, 최성은, 김재희
연세대학교 전기전자공학과

e-mail : kojb87@hanmail.net, {choisungeun, jhkim}@yonsei.ac.kr

Gender estimation using facial features

*Junbeom Ko, Sung Eun Choi, Jahie Kim

School of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University

Abstract

Gender classification is a fundamental task for human beings, and features deciding someone's gender mainly come from face. There are many features which indicate someone's gender, so it is important to extract features as many as possible. For this purpose, LBP(Local Binary Patterns) is efficient for gender estimation, because skin and edge information of face can be detected by LBP. After extracting features for gender estimation, SVM(Support Vector Machines) classify whether input images is male or female. Experimental results showed that accuracy of gender estimation is 92.31%.

I. 서론

최근 보안 또는 정보 수집 등의 목적을 위해 개개인의 신원 인식의 자동화가 중요해지고 있다. 그 중에서 얼굴 인식의 한 부분인 성별 인식 또한 그 중요성이 점점 커지고 있다. 사람에게 성별인식은 2분법적인 구조이기 때문에 쉬운 과정이지만, 컴퓨터로 구현하는 것은 그리 쉽지만은 않다. 보통 성별 인식이라 함은

얼굴 영역 인식, 성별을 구분하는 특징 추출, 특징들을 이용해 최종 성별 분류 이 세 단계를 거치게 되는데 그 가운데 주로 성별을 구분하는 특징[1][2]에 대한 연구들이 활발하게 진행 되고 있다. 특징 추출은 크게 두 가지로 나눌 수 있다. 첫째는 얼굴 특징 점들의 거리나 비율을 이용한 geometry-based 방법이고 두 번째는 얼굴 표면상의 피부 정보, edge 정보 등을 이용한 appearance-based 방법이 있다.

본 논문에서는 appearance-based 방법을 사용하여 성별을 인식하는 것을 제안하고자 한다.

II. 본론

본 논문에서 제안하는 성별 인식 과정은 그림 1과 같으며, 얼굴 표면 정보를 추출하기 위해 LBP(Local Binary Patterns)[3][4]를 사용하였다.

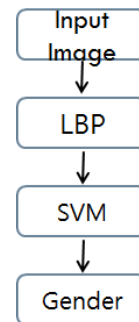


그림 1. 성별 인식 과정

첫 번째 과정은 성별 인식에 필요한 특징들을 추출해 내는 것이다. 눈 사이의 각도를 평행하게 하여 각 영상의 얼굴 영역을 균등하게 얻게 된다. 그 후 가로, 세로 42개의 구간으로 나누어 LBP를 적용시켜 성별 인식에 필요한 특징들을 얻는다. 그림 2는 image pixel 값들에서 LBP code를 추출해내는 과정을 보여준다.

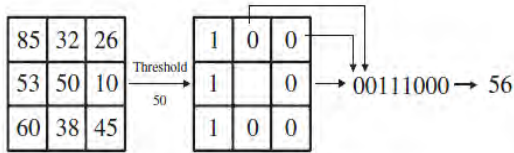


Figure 1. The basic LBP operator.

그림 2. LBP

세 번째 과정은 앞에서 추출한 특징들을 기반으로 SVM classifier를 이용해 최종 성별을 추측하게 된다.

III. 실험 및 분석

본 논문에서는 성별 인식기 성능을 평가하기 위해 BERC 얼굴 데이터베이스를 기반으로 실험을 진행하였다. BERC 데이터베이스는 각 영상의 성별 정보를 가지고 있기 때문에 성별 인식기 실험을 하는데 적합하다. 또한, 그림 3과 같이 각 얼굴 특징 점들의 위치 정보를 알 수 있으므로 얼굴 영역을 쉽게 찾을 수 있다. 각 얼굴 영상의 이미지는 크기가 196x144, 남자 199장 여자 191장으로 전체 390장의 영상을 가지고 5 fold cross validation을 이용해 실험을 진행하였다.

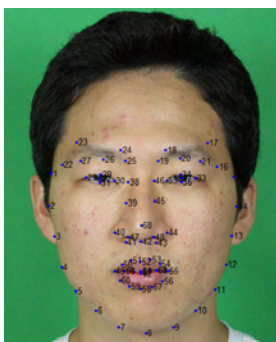


그림 3. BERC database

Methods	All ages
LBP + SVM	92.31%

표 1. 성별 인식기 결과

표 1를 보면 제안한 방법에 의한 성별인식의 정확도가 92.31% 인 것을 볼 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문은 모든 연령대를 고루 포함하고 있는 database를 사용하여 성별인식을 수행하였다. 모든 성별에 같은 feature를 사용하였기 때문에 나이에 따라서 인식률이 다르게 나왔다. 따라서 향후에는 나이 분류에 따른 성별인식기를 따로 만들어서 성별 인식을 수행하는 방향으로 진행하려 한다.

Acknowledgement

This research was supported by a grant from the R&D Program(Industrial Strategic Technology Development) funded by the Ministry of Knowledge Economy(MKE), Republic of Korea. Also, The authors are deeply thankful to all interested persons of MKE and KEIT(Korea Evaluation Institute of Industrial Technology) (10040018, Development of 3D Montage Creation and Age-specific Facial Prediction System).

참고문헌

- [1] A Mike Burton, Vicki Bruce “What’s the difference between men and women? Evidence from facial measurement”, Vol. 22, Perception, 1993.
- [2] Elizabeth Brown, “What gives a face its gender?”, Vol. 22, Perception, 1993.
- [3] Ahonen, T., Hadid, A., Pietikainen, M., “Face recognition with local binary patterns”, European Conf. on Computer Vision (ECCV), pp. 469-481.
- [4] Caifeng Shan, “Learning local binary patterns for gender classification on real-world face images”, Pattern Recognition Letters, Vol. 33, Issue 4, March 2012.

Local / Global PSF competition 기반 Deblurring

*한희철, 김경영

삼성전자 DMC 연구소

e-mail : *leonhan@samsung.com, ky9.kim@samsung.com*

Local / Global PSF competition based Deblurring

*Heechul Han, Kyungyoung Kim

DMC R&D Center, Samsung Electroics

Abstract

We introduce a practical deblurring method for an endoscopy to reduce operation time occurred by re-capturing the blurred images. A PSF estimation is performed using a fast blind deconvolution with long exposure image and short exposure image. A final image is selected between local PSF and global PSF based deblurring results using blur metric.

내시경의 빠른 진단을 위해서는 영상 촬영 시간을 단축시켜야 한다. 이를 위해 Blur의 발생시 Deblurring 알고리즘을 통해 영상을 복원해 주는 기술이 요구된다. 특히 환자의 움직임으로 인해 내시경 카메라가 움직일 경우 균일모션 Blur가 나타나게 된다. 균일모션 Blur란 영상의 각 픽셀들이 모두 동일한 형태로 Blur가 된 것을 의미한다. 카메라의 임의적인 x축 방향, y축 방향의 이동으로 인해 생성되는 Blur가 이 균일 모션 Blur이다. 이런 균일 모션 영상 Blur는 흔히 다음과 같은 식을 이용하여 표현된다 [1].

I. 서론

$$B=L*K+N \tag{1}$$

내시경 시스템의 주 사용자인 의사들의 영상 캡처 동작은 다음과 같이 이루어진다. 먼저 내시경을 이용하여 이상 병변이나 의심 영역을 발견했을 경우 주로 발판으로 제작되어져 있는 캡처 버튼을 누르게 된다. 캡처된 영상은 자동적으로 서버에 저장되며 이 후 환자의 관리를 할 수 있게 한다. 이때 환자의 장기가 심하게 움직이거나 무거운 내시경을 손에 쥐고 있는 의사의 손이 고정되지 않았을 시에 캡처된 영상은 Blur가 될 확률이 높다. 환자 및 장기의 움직임, 내시경 기구 사용의 어려움 등으로 Blur가 발생 시 다시 병변 위치를 찾기 위해 전체적인 내시경 시술 시간이 길어지는 문제점이 발생된다.

이 식에서 B는 센서로부터 획득한 Blur가 포함된 영상이고, K는 Blur 커널, L은 Blur가 없는 선명한 영상을 나타낸다. N은 영상획득 과정에서 추가되는 노이즈를 의미하고, * 는 Convolution 연산을 뜻한다. 노이즈의 영향을 무시할 경우, Deblurring은 B를 알고 있는 상태에서 K와 L을 추정해내는 문제이다. 여러 개의 서로 다른 L과 K의 조합으로 동일한 B를 만들어낼 수 있는 Blur 현상의 Ill-posed 특성 때문에, Deblurring은 매우 어려운 문제 중 하나이다. Blur를 제거하기 위해 움직임 정보인 PSF (Point Spread Function)를 추정 시, 기존의 Blur 영상에서 PSF를 추출하는 방법으로는 정확도가 떨어질 수 있다 [2]. 이 PSF의 정확도를 높이기 위해 Blur된 영상 이외의 Reference Image를 이용

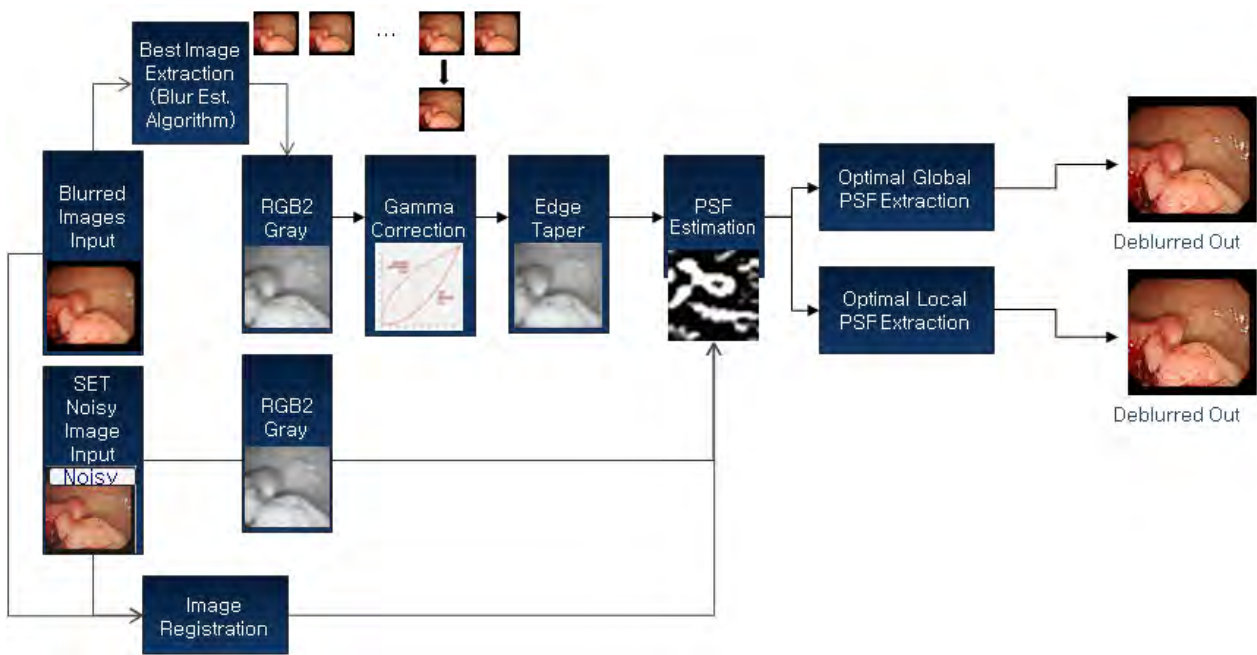


그림 1 Block Diagram

한 Multi-frame Deblurring 방법이 제시되었다 [3, 4]. 본 연구에서는 Short Exposure 된 Reference Image를 통해 Blur된 영상에서 효과적으로 PSF를 추출한 후, 추정된 PSF를 통하여 Blur된 영상을 Deblurring 처리할 때 Local / Global PSF 각각을 구한 후 서로의 경쟁을 통해 최적의 영상을 선택하는 Deblurring 알고리즘을 그림 1과 같이 제안한다.

II. 본론

2.1 PSF Estimation

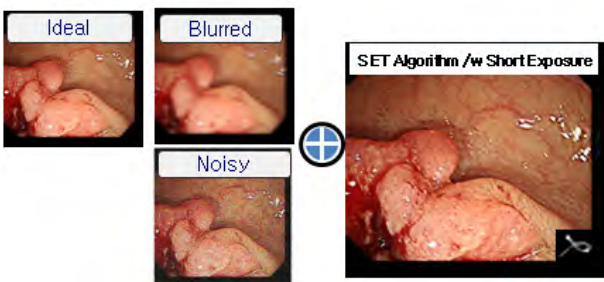


그림 2 . Reference Image를 이용한 PSF Prediction

내시경 영상의 특수성으로 인해 주로 장기에 Deblurring을 할 만한 특징점이 존재하지 않는다. 또한 의료 영상의 특수성으로 인해 영상의 왜곡에 대해서는 용납이 되지 않는다. 따라서 기존에 제안된 여러 가지 Deblurring 방식은 실제 내시경 영상 적용 시 상용제

품으로의 적용 확률이 높지 않다. 따라서 본 논문에서는 기존의 정보를 가장 잘 가지고 있지만 노이즈가 존재하는 단노출 영상과 실제 정보를 잘 가지고 있지만 Blur가 발생할 수 있는 장노출 영상 2장을 이용하는 방식을 그림 2와 같이 사용하였다. 이를 위하여 내시경 영상에서 조명이 장기간의 수분에 의해 반사되는 Saturation 영역을 활용하여 Image registration을 수행하였다. 이때 우리가 복원을 해야 하는 원본 영상은 Gamma correction을 수행한 후 Edge taper를 통해 Edge영역을 Blur 시킴으로서 Registration을 용이하게 하였다.

또한 의사가 발판을 이용해 캡처 동작을 시행할 때 여러 장의 영상을 동시에 캡처 한 후 그 중에 가장 Blur가 적은 영상을 입력 영상으로 사용함으로써 Deblurring의 확률을 높였다.

PSF estimation은 Fast blind deconvolution [1]을 사용하였고 이때 PSF 추정을 위해 reference로 노이즈가 존재하는 단노출 영상을 사용하였다.

2.2 Local/Global PSF 경쟁

PSF estimation시 전체 영상의 PSF를 측정하는 Global PSF와 영상을 부분적으로 나눈 후 각 Local 영역의 PSF 영상을 독자적으로 수행하는 Local PSF를 각각 사용하여 Deblurring을 수행하였다. Local PSF의 경우 속도를 위해 영상을

균일하게 등분한 후 각 균일 영역의 PSF 단위로 Deconvolution을 하는 방법과 가장 큰 motion을 가진 영역의 PSF를 선택하는 방법을 각각 수행한다. 이렇게 구해진 영상들을 Blur metric [5]을 통해 가장 Deblurring 특성이 우수한 영상을 선택하였다.

그림 3은 실험결과를 보이고 있다. (a)의 Noisy Image와 (b)의 Blur Image를 입력으로 사용하여 (e)의 Deblurring Image를 생성하였다. (b)와 (g)의 blur Image에 비해 (e)와 (h)의 Deblurring Image를 보면 병변이 좀 더 명확히 구분됨을 볼 수 있다. 병변 영상의 왜곡을 막기 위하여 Deblurring의 강도는 일반적 Deblurring 알고리즘에 비해 blur metric을 활용하여 적절하게 조절할 필요가 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

내시경을 사용하는 의사들의 VOC에 대응하기 위해 실제 시술 시간을 줄임으로서 환자 회전율이 높아지고 이에 따라 병원 수익성 증진에 기여할 수 있는 여러 가지 방법 중의 하나인 Deblurring을 통한 캡처 영상의 흔들림 방지 방법을 제안하였다. 내시경이라는 특수한 환경에 적합하게 처리하였고 그 특수성을 알고리즘 단계에서 활용할 수 있는 것은 적극적으로 고려하였다. 이 후 내시경의 특수성을 보다 활용하여 Blind deconvolution의 가장 큰 단점인 왜곡 문제를 해결하고자 한다.

참고문헌

[1] Sunghyun Cho et al, "Fast Motion Deblurring", Siggraph Asia 2009, Vol. 28, No. 5, 2009
 [2] 조호진 외, "영상 디블러링 연구 동향", 전자공학회지, 제 39(10), pp. 25-35, 2012
 [3] Dong-Bok Lee et al, "Multi-Stage Image Deblurring Using Long/Short Exposure Time Image Pair", ICCE, pp 78-79, 2013
 [4] 손창환 외, "다중 영상 기반의 고속 처리용 디블러링 기법", 전자공학회 논문지, 제 49(11), pp.

47-55, 2012

[5] Frederique Crete. et al, "The Blur Effect: Perception and Estimation with a New No-Reference Perceptual Blur Metric", Proceedings of the SPIE, Vol 6492, 2007

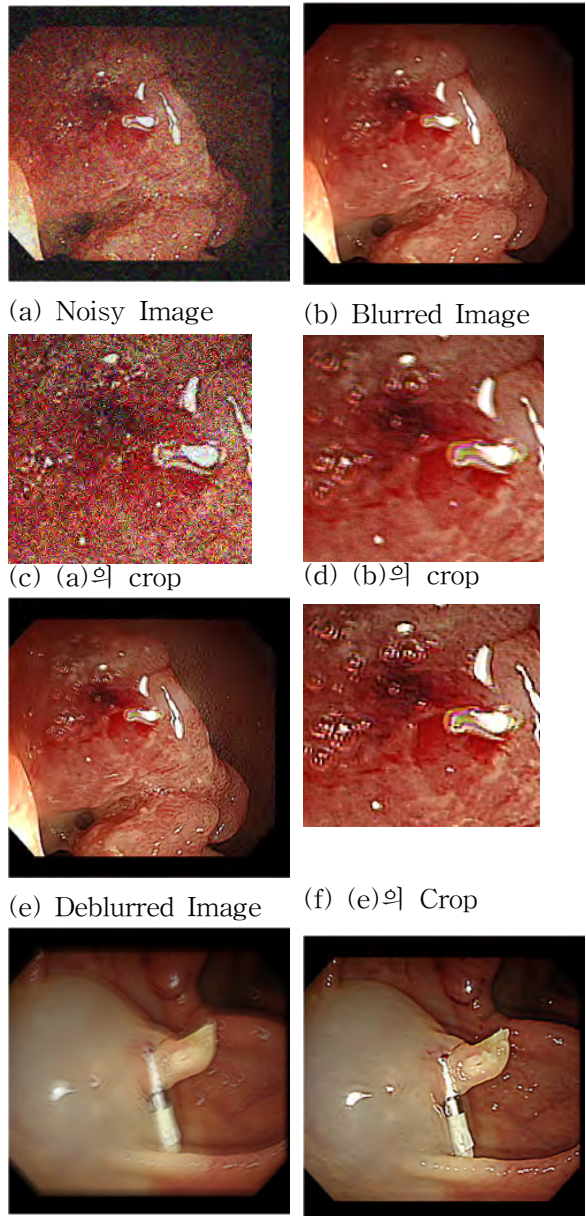


그림 3 실험 결과

확률적 SVM 분류기를 이용한 연령층 추정

*배지상, 김종옥

고려대학교 전기전자전파공학과

e-mail : *gowltkd@korea.ac.kr, jokim@korea.ac.kr*

Age Group Estimation Using Probabilistic SVM Classification

*Ji-Sang Bae, Jong-Ok Kim

School of Electrical Engineering

Korea University

Abstract

Age group estimation is generally divided into two steps, feature extraction and classification. In conventional methods, they use classifiers such as SVM (Support Vector Machine), Adaboost, Neural Network that gives the most likely class as a single output. In this paper, we propose a probabilistic classification model using SVM which yields the probability that test data belongs to each class, respectively. We apply our method to age group estimation and examine the accuracy of feature vector extracted from partial face regions.

I. 서론

사용자의 얼굴을 이용한 연령층 추정은 광고, 소비자 연령층 분석, 성인 인증 등 다양한 분야에 활용 가능하다. 기존의 연령층 인식 기법은 SVM, Adaboost, Neural Network 등의 분류기를 사용하였다. 하지만, 이들 분류기들은 가장 가깝다고 판단되는 하나의 class만을 출력으로 보여준다. 따라서 입력 데이터가 여러 class들에 비슷한 유사도를 보일 경우, 잘못 분류될 가능성이 있다. 본 논문에서는 SVM을 기반으로

입력 데이터가 각 class별로 속할 확률을 모델링하는 기법을 제안한다.

II. 본론

기존의 분류기들을 이용한 연령층 추정 기법은 입력 데이터가 속할 가능성이 가장 많은 하나의 class만을 출력하였다. 본 논문에서는 입력 데이터가 각 class에 속할 가능성을 확률적으로 모델링하고, 연령층 추정에 적용한다.

2.1 SVM 확률모델

SVM [2]의 초평면으로부터 입력 데이터까지의 거리가 멀수록, 입력 데이터가 어느 class에 속할지 명확하게 판단할 수 있다. Multiclass SVM의 경우, 식 (1)과 같이 초평면으로부터 입력 데이터까지의 거리를 구할 수 있다.

$$r_{ij} = \frac{g_i(x) - g_j(x)}{\|w_i - w_j\|} \quad (1)$$

$$g_i(x) = w_i^t x + w_{i0} \quad (2)$$

입력 데이터 x 에 대해, $g_i(x)$ 는 i 번째 class의 score를 나타내고, 식 (2)로 표현된다. Multiclass의 경우, 두 개의 class마다 경계가 되는 초평면이 존재하고, 입력

데이터와 i, j class의 초평면(H_{ij})까지의 거리(r_{ij})를 구할 수 있다. r_{ij} 가 클수록, 입력 데이터(x)가 j 번째 class에 대해 i 번째 class에 속할 가능성이 커진다.

입력 데이터와 초평면(H_{ij}) 사이의 거리(r_{ij})를 이용해 각 class에 속할 확률을 구한다.

2.2 연령층 추정

그림 1과 같이 미간, 오른쪽 눈가, 오른쪽 볼, 오른쪽 입가, 왼쪽 눈가, 왼쪽 볼, 왼쪽 입가에서 Bio-Inspired Feature [3]로 특징 벡터를 구하고, SVM 확률 모델을 통해 부위별로 각 class에 속할 확률을 구한다. 이 확률들의 조합으로 입력 얼굴 영상이 각 연령층에 속할 최종 확률을 구한다.

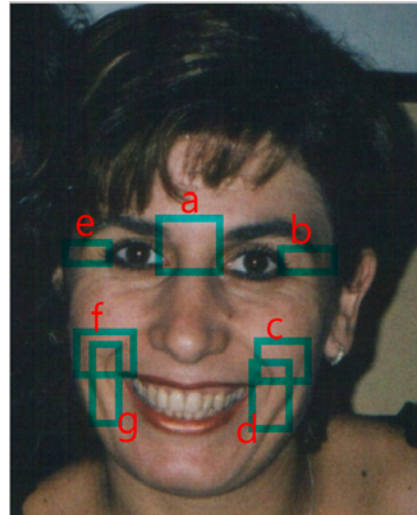


그림 1. 연령층 추정 부위

III. 실험결과

FG-NET DB [1] 중 500개의 얼굴 영상을 사용해 4-fold 교차검증 방법으로 실험하였다. 입력 얼굴 영상을 5개의 연령층 (0~13, 14~20, 21~40, 41~60, 60~)으로 추정하였다. 각 부위별 연령층 추정 결과는 표 1과 같다. 각 부위별 연령층 추정 결과보다 확률적 모델링을 통한 연령층 추정에서 향상된 결과를 확인할 수 있다. 부위별 연령층 추정에 실패한 경우에, 다른 부위의 연령층 추정 결과를 기반으로 더 정확한 연령층을 추정할 수 있음을 확인하였다. 부위별 특징 벡터들을 통합해서 연령층을 추정한 경우보다 제안 기법의 정확도가 더 높음을 볼 수 있다. 다양한 특징 벡터를 단순히 한꺼번에 사용하는 것보다 제안 기법을 사용하는 것이 연령층 추정에 효율적임을 확인하였다.

추정 부위	정확도(%)
미간 (그림1. a)	55.2
오른쪽 눈가 (그림1. b)	44.8
오른쪽 볼 (그림1. c)	45.6
오른쪽 입가 (그림1. d)	47.2
왼쪽 눈가 (그림1. e)	50.4
왼쪽 볼 (그림1. f)	44.8
왼쪽 입가 (그림1. g)	53.6
부위별 특징벡터 통합 (SVM)	58.4
부위별 특징벡터 통합 (제안 기법)	61.6

표 1. 얼굴 부위별 연령층 추정 정확도

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 초평면으로부터의 거리를 통해 입력

데이터가 각 class에 속할 확률을 추정하는 모델을 제안하였다. 부위별 특징벡터를 한꺼번에 사용한 방법보다 제안 기법을 연령층 추정에 적용했을 때 더 정확한 결과를 얻을 수 있음을 확인하였다. 초평면과 입력데이터의 거리에 따른 가중치를 확률적 분류기 출력에 반영함으로써 더 좋은 성능을 얻을 수 있을 것으로 기대된다.

감사의 글

이 논문은 삼성전자 DMC 연구소의 지원을 받아서 수행한 연구결과임.

참고문헌

[1] The FG-NET aging database. In <http://www.fgnet.rsunit.com/>.
 [2] H. Drucker, C. Burges, et al., "Support vector regression machines.," *Advances in neural information processing systems*, pp. 155-161, 1997.
 [3] G. Guo, Mu, Y. Fu and S. Huang. "Human age estimation using bio inspired features," *Proc. of IEEE Conf. Computer Vision and Pattern Recognition*, pp. 112-119, 2009.

PCA 기반 포즈 분류와 ASM 분할을 사용한 비디오속의 얼굴인식

김용석, 김진율
수원대학교 전자공학과

e-mail : ameba413@nate.com, jykim@suwon.ac.kr

Face Recognition in Video Using ASM segmentation with PCA-based Pose-Classification

Yong-Seok Kim, Jin-Yul Kim
Dept. of Electronic Engineering
University of Suwon

Abstract

We present experimental results on a face recognizer for identifying a person in video. The face is tracked using IVT and the pose is estimated by projecting the extracted face onto the PCA eigenspaces obtained from the training step using pose-classified DBs. Then, ASM segmentation is applied to improve the face recognition performance by eliminating the effect of non-face portion. Finally a PCA-based face identification is performed for the classified pose.

서론

기존의 얼굴인식은 고정된 카메라를 정면으로 응시해야만 하는 통제적인 방법이 널리 사용되고 있기 때문에 사람이 정면을 바라보지 않으면 인식이 불가능하다는 문제점을 지닌다. 또 고정된 카메라를 사용하는 인식 시스템에서는 대부분 얼굴의 정지영상을 이용하여 인식을 시도한다. 그러나 최근 통제되지 않은 환경 하에서 얻은 동영상 내에서 얼굴을 추적하고 인식하는 필요성이 크게 증가하고 있다. 이 경우 추적 대상의 얼굴을 연속적으로 추적하고 크기를 추정할 수 있어야 하고 얼굴추적의 결과로 획득한 얼굴 이미지의 시퀀스

로부터 누구인지를 판정할 수 있어야 한다.

본 논문은 기존 정지 영상이 아닌 얼굴추적의 결과로 획득한 얼굴 이미지 시퀀스로부터 사람을 인식하는 시스템의 구현에 관한 것이다. 먼저, 사람을 추적하기 위한 추적기로서 대상의 특징을 추출하고 그것을 기반으로 추적하는 IVT(incremental Visual Tracking) 기법[1]을 사용하여 대상의 얼굴을 추출하였다. 다음으로, 추출된 이미지를 사용하여 얼굴의 포즈를 분류[2]하고 분류된 포즈를 이용하여 미리 구축된 포즈별 얼굴 DB와 비교하여 얼굴인식을 시도하였다. 이때 추출된 이미지에 ASM(Active Shape Model) 기법[3]을 적용하여 추출되는 영상에서 얼굴인식의 성능을 저하시키는 배경성분을 제거하고 얼굴인식을 시도하여 인식 성능의 향상을 꾀하였다. 마지막으로, 구축된 얼굴 DB에 대하여 동영상으로부터 추출된 얼굴 이미지에 ASM을 적용하여 수행한 얼굴 인식 실험의 결과를 제시하였다.

II. 본론

2.1 Face tracker를 이용한 얼굴이미지 추출

본 논문에서는 얼굴추적기로 추적 대상의 특징을 업데이트하여 추적할 수 있는 IVT를 사용하였다[1]. IVT는 PF를 기반으로 동작하며, 현재 프레임에서 각 파티클의 가중치를 계산하여 그것을 Observation Model로 사용한다. Observation Model에서 각 파티클이 가지는 여러 개의 이미지원도우에서 가장 가능성이

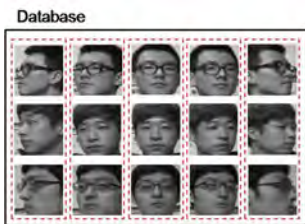
큰 윈도우를 현재 추적대상의 얼굴로 선택한다. IVT에서는 추적대상의 이전 프레임 이미지들을 이용하여 추적대상의 특징을 PCA 공간내의 평균영상 μ 와 Basis B 로 표현하고, 현재 프레임 이미지가 추가 되었을 때 이 프레임 이미지를 포함하는 새로운 PCA의 평균영상과 Basis를 효율적으로 계산할 수 있는 Incremental PCA 방법을 제안함으로써 추적대상의 모습이 조금씩 바뀌는 경우에도 우수한 추적성능을 보인다.

2.2 PCA 알고리즘

얼굴추적기에서 추출된 이미지는 2차원의 영상 이미지이고, 고차원의 데이터를 가지고 있기 때문에 학습 성능 및 속도를 향상시키기 위해서 대표적인 차원 축소 알고리즘인 주성분 분석법(PCA)을 사용하여 차원을 축소한다.[4] PCA는 고차원의 특징벡터를 저차원의 특징벡터로 정보의 손실이 최소화하는 특징벡터로 차원을 축소시키는 대표적인 알고리즘이다.

2.3 Multi-Space PCA를 이용한 포즈 분류

IVT 추적기로 얻은 얼굴 영상 시퀀스는 다양한 각도에서 바라본 얼굴의 이미지를 포함하고 있으므로 그대로 사용할 경우 얼굴 인식 성능의 저하가 불가피하다. 따라서 얼굴인식 성능의 향상을 위해서는 얼굴의 포즈별로 얼굴을 분류하고 분류된 포즈별로 얼굴인식을 시도한다. 이를 위하여 얼굴포즈를 분류할 수 있어야 한다. 얼굴 포즈를 분류하기 위해서 먼저 다른 사람들의 같은 포즈들을 분류하여 그림1과 같이 얼굴 DB를 구성하고 각 포즈별로 PCA를 수행하여 포즈별 고유 얼굴벡터를 갖는 multi-space PCA 공간을 구성한다.



<그림 1> Multi-Space PCA 공간

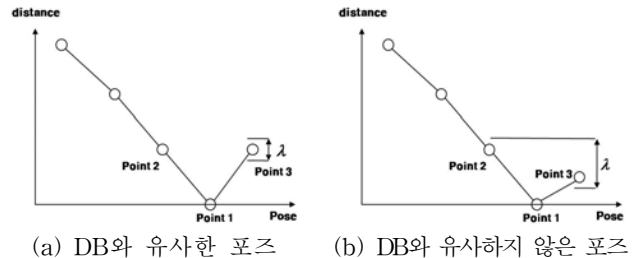
다음으로, 테스트 하려는 얼굴 이미지를 각 PCA 공간으로 투영하여 그 거리를 계산하고 최소 거리를 갖는 포즈로 분류한다. 이때, 각 포즈별 고유 얼굴벡터의 모든 정보를 사용하여 포즈를 분류 하려 한다면, 포즈별 고유벡터 안에서 잘못된 값으로 매칭 되어 포즈가 분류 되지 않는다. 따라서 포즈를 분류하기 위해서는, 각 포즈별 PCA공간이 가지고 있는 가장 큰 몇 개의 주성분을 추출하고[2], 추출된 주성분을 테스트이미지에 투영하여 해당 포즈별 PCA 공간과의 유클리디언 거리가 최

소일 때 포즈로 추정한다.

2.3.1 DB와 유사한 이미지 추출 및 얼굴인식

얼굴추적기에서 이미지를 추출하는 과정 중 학습된 이미지와 중심이 맞지 않아 배경성분이 학습된 이미지보다 많이 포함되어 인식률이 하락되는 문제와 추출된 이미지의 포즈가 변화하면서 포즈의 경계면에서 다른 포즈 공간으로 투영되어 잘못된 포즈 안에서 얼굴인식이 시도되어 인식률이 하락되는 문제점이 있다.

따라서 이 절에서는 추출된 이미지의 포즈가 변화하면서 다른 포즈 공간으로 잘못 투영되어 인식률이 하락되는 문제점을 학습된 DB 이미지와 유사한 포즈를 지나갈 때, 이미지를 추출하고 얼굴인식에 사용하여 동영상 속에서의 얼굴인식의 성능을 개선한다. 또한 포즈가 유사하지 않을 경우 얼굴인식에 사용하지 않아 잘못된 포즈로 투영되는 것을 막아줄 수 있다.



(a) DB와 유사한 포즈 (b) DB와 유사하지 않은 포즈

<그림 2> 포즈간의 거리 값

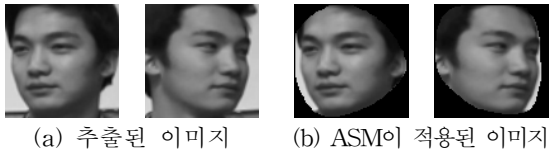
그림2 (a)와 같이 현재 추정된 포즈(Point1)에서 좌, 우(Point2, Point3)포즈와 현재 추적기로부터 추출된 얼굴 이미지와의 거리를 각각 계산하여 그 차이를 λ 로 두고, 그 크기가 일정한 범위(0과 가까운)안에 들어올 때 이 이미지는 DB속의 이미지와 유사한 포즈임을 나타내므로 이 얼굴이미지를 얼굴인식에 사용한다. 반면, 그림2 (b)에서는 Yaw 각도가 변하여 얼굴이 한 포즈에서 다음 포즈로 넘어 가는 과정에서 두 포인트의 거리차 λ 가 증가하는 것을 볼 수 있다.

2.4 ASM알고리즘을 이용한 배경성분 제거

앞서 말한 학습된 이미지와 중심이 맞지 않아 배경성분이 학습된 이미지보다 많이 포함되어 인식률이 하락되는 문제는 ASM[3]을 이용하여 배경성분을 제거하여 개선할 수 있다.

본 논문에서는 얼굴의 좌우 방향(즉, Yaw)으로 5개의 각도($\pm 90^\circ, \pm 45^\circ, 0^\circ$)로 DB를 구축하였기 때문에 사전에 포즈별로 사람의 외형 정보를 ASM 학습시킨다. 학습된 정보를 바탕으로 얻은 평균적인 형태의 특징점과 포즈 분류 정보를 활용하여 추출된 이미지에 특징점의 초기값을 설정하고, 이 추출된 이미지의 특

정점들을 얼굴의 윤곽선을 나타내는 최적의 위치로 반복적으로 이동 시킨다. 이 결과를 이용하여 최종적으로 그림3의 (a)와 같이 추출된 이미지를 (b)와같이 배경성분이 제거된 대상의 얼굴만을 포함한 이미지로 변환한다.



<그림 3> 추출된 이미지에 ASM 적용

III. 구현

그림4는 구현된 알고리즘의 흐름도이다. 실험에서는 12명의 사람을 학습하였고, 5개의 포즈에 한 사람당 10장씩의 이미지를 사용하여 총 600장의 이미지를 학습에 사용하였다.



<그림 4> 구현된 알고리즘의 흐름도

먼저, 추적기에서 얻어진 얼굴이미지는 각 포즈의 가장 큰 주성분을 사용하여 multi-space PCA 공간으로 투영되고 최소 거리값이 나오는 PCA공간을 현재 포즈로 선택한다. 다음으로 현재 포즈가 DB 내의 포즈와 유사한 포즈인지 판별한다. 이것은 매 프레임에서 얻은 모든 이미지를 얼굴인식에 사용하면 오히려 얼굴인식의 성능을 하락 시키게 되므로 추출된 이미지가 학습된 DB이미지의 포즈와 유사한 위치를 지나갈 때만 이미지를 추출하여 얼굴인식을 시도하기 위함이다. 그리고 나서, 앞서 선택된 포즈 정보를 이용하여 포즈별 ASM을 적용하여 배경성분을 제거하고, 학습된 이미지와 얼굴인식을 실행하게 된다. 아래 3.1절에는 앞서 설명한 DB와 유사한 이미지 추출을 사용하여 얼굴인식 하였을 때의 인식률을 제시 하였고, 추출된 이미지에 ASM을 적용하였을 때의 얼굴인식을 시도 한 경우의 인식률을 비교 하였다.

3.1 동영상 속의 얼굴인식 비교

본 실험에서는 먼저 얼굴추적기를 사용하여 동영상에서 한 사람당 평균 542장의 이미지를 추출하였다. 실험은 i) 동영상에서 추출되는 모든 이미지를 얼굴인식에 사용한 경우, ii) 포즈별 DB와 가장 유사한 이미지만을 추출하여 사용한 경우, 그리고 iii) 추출된 이미지만을 사용하되 ASM을 추가로 적용하여 배경성분을 제거한 경우에 대하여 수행되었으며 각 경우 얼굴 인식율을 비교하였다. 실험 결과 포즈 분류와 ASM을 이용한 배경영역 제거 기법을 적용한 경우 가장 우수한 결과를 얻을 수 있었다.

동영상 속의 얼굴인식	인식에 실패한 이미지	추출된 이미지 / 총 이미지	인식률
추출된 모든 이미지를 사용한 얼굴인식	-	- / 542	81%
DB와 유사한 이미지를 추출한 얼굴인식	4.9장	55 / 542	91%
추출된 이미지에 ASM을 적용	4.9장	55 / 542	95%
비 고			
정지영상에서의 얼굴인식	91%		

표 1 동영상속 얼굴 인식 실험 결과 비교

IV. 결론

본 논문에서는 동영상 내에서 얼굴포즈를 찾아내고 포즈별로 얼굴인식을 시도 하는 실험결과를 제시하였다. 포즈별 선별된 얼굴영상에 추가로 ASM을 적용하여 배경을 제거한 결과 더욱 우수한 인식결과를 보였다. 앞으로 PCA 이외의 다른 얼굴인식 알고리즘을 이용하여 성능을 개선할 수 있을 것으로 기대한다.

감사의 글

본 연구는 경기도의 경기도지역협력연구센터사업의 일환으로 수행하였음
[GRRC 수원2012-B2, U-city 보안감시 기술협력센터].

참고문헌

- [1]D. Ross, J. Lim, R.-S. Lin, and M.-H. Yang. "Incremental learning for robust visual tracking". IJCV, 2007.
- [2]Srinivasan, S, "Head pose estimation using view based eigenspaces" Pattern Recognition, 2002. Proceedings. 16th International Conference on, Vol. 4, 302 - 305, 2002
- [3]van Ginneken, B. "Active shape model segmentation with optimal features", Medical Imaging, IEEE Transactions on, vol. 21, pp 924 - 933 , Aug. 2002
- [4]Turk. Pentland. "Face Recognition Using Eigenface". Computer Vision and Pattern Recognition, 1991. Proceedings CVPR '91., IEEE Computer Society Conference on, pp 586 - 591, 1991

컬러바와 다항식 변환을 이용한 비디오 색 열화 복원 방법

*류병용, **안기욱, **홍석진, ***하명환, ****이문식, ***최성우, **채옥삼
*,**경희대학교 컴퓨터공학과, ***한국방송공사
e-mail : read100nm@khu.ac.kr

Restoration method for color-degraded video using color bars and polynomial transform.

*byungyong Ryu, **Kiok Ahn, **Seokjin Hong, ***Myunghwan Ha, ***Moonsik Lee,
***Sungwoo Choi, ***Oksam Chae
*,**KyungHee Univ., ***Korea Broadcasting System

Abstract

아날로그 마그네틱 방송 테이프는 보관 기간이 길어 질수록 테이프 안의 자성 물질의 자기 세기가 약해진다. 이로 인해 발생하는 색 열화 오류는 여러 가지 환경에 따라 오류의 정도도 다르고 비선형적이다. 기존의 컬러 보정 방법과 컬러 향상 방법은 색 열화 오류를 극복하기에 한계점이 있고 명확한 복원 기준이 없기 때문에 결과 영상이 열화 이전 영상과 비슷하다고 말하기 힘들다. 따라서 본 논문에서는 테이프 첫 부분에 대부분 존재하는 컬러바 영상과 다항식 변환을 이용해서 색 열화 영상을 복원하는 방법을 제안한다.

때, 재생 횟수에 따라서 열화의 정도가 다르고 색상마다 열화의 크기가 다르고 비선형적으로 일어난다. 위와 같은 특징 때문에 아날로그 마그네틱 방송 테이프에서 발생한 색 열화 영상을 복원하는 방법에 많은 어려움을 겪고 있다.

I. 서론

아날로그 마그네틱 방송 테이프는 보관 기간이 길어 질수록 테이프 안의 자성 물질의 자기 세기가 약해진다. 아날로그 영상의 밝기 값과 색차 값은 자기의 세기를 이용해서 기록하기 때문에 자기 세기의 변화는 곧 컬러와 밝기의 왜곡을 발생 시킨다. 특히 색의 선명도가 떨어지는 색 열화 현상이 크게 나타나게 된다 [그림 1].

이러한 색 열화 현상은 테이프의 보관 기간, 보관 상

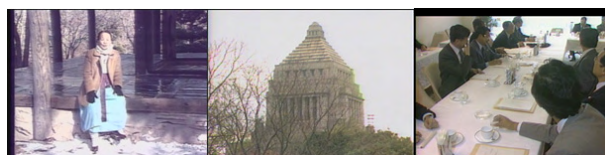


그림 1. 아날로그 마그네틱 방송테이프에서 발생한 색 열화 현상

색 열화를 복원하는 가장 단순한 방법은 사람이 직접 복원하는 것이다. 열화 영상을 눈에 보기 좋은 영상이 되도록 색상, 채도, 명도를 사람이 직접 조절하는 수동 방법이 있다. 자동으로 복원하는 방법으로는 Photoshop[6]의 Auto color기능과 같이 자동으로 컬러를 보정해 주는 방법과 [1][2]과 같은 컬러 영상 향상 알고리즘을 사용해서 열화 영상을 복원해 주는 방법이 있다.

하지만, 이러한 복원 방법들을 위에서 언급한 색 열화 문제에 적용하는데 많은 문제점이 있다. 수동 방법은 방대한 양의 콘텐츠 복원에 부적합하다. Photoshop[6]의 Auto Color는 입력 영상의 화소 분포의 중간 RGB 값을 가용 화소 값 범위의 중간 값으로 (8bit 영상일 경우 128)로 만들어 주고 어두운 부분과 밝은 부분의 픽셀의 일정 부분을 클리핑(clipping)해서 컬러를 보정해 주는 방법이다. 이는 입력 프레임마다 중간 값이 다르기 때문에 복원 결과가 일정하지 않은 문제점과 화소 분포의 중간 값을 값 범위의 중간 값으로 만들어 주는 방법이 색 열화 이전과 비슷하게 복원 되었다고 보기 힘들다는 문제점이 있다. Wang의 방법 [1]은 Naka-Rushton 함수[7][8]를 이용해서 화소의 밝기 값을 적절하게 조절해 주고, 지수 함수를 이용해서 대비를 향상 시키고 이를 컬러 영상에 각 채널에 적용해서 컬러 영상의 대비를 향상시켜 준다. 그러나 이러한 방법은 어둡고 대비가 낮은 영상에는 효과가 좋지만 색 열화 복원에는 적합하지 않다. Z. Rahman의 방법[2]은 레티넥스(Retinex)[3]기술을 이용 컬러 영상의 품질을 향상시켜주는 방법이다. 레티넥스(Retinex)[3]는 사람의 시각 시스템이 빛의 세기와 컬러를 인지하는 방법을 하나의 모델로 구현하고 이를 바탕으로 이미지를 향상시키는 방법이다. 하지만 이는 카메라와 사람 시각 시스템(Human visual system)간의 차이를 극복하려는 방법이므로 색 열화에 적합하지 않다. 특히 기존 색 보정 알고리즘과 색 대비 향상 알고리즘은 복원의 명확한 기준이 없기 때문에 결과가 색 열화 되기 전과 유사하기 복원되었다고 말하기 힘들다. 따라서 기존 색 보정 알고리즘과 색 대비 향상 알고리즘을 색 열화 복원에 사용하는 것은 적합하지 않다.

위 문제점을 해결하기 위한 좋은 방법으로 컬러바 영상을 사용하는 방법이 있다. 대부분의 비디오는 맨 첫 부분에 컬러바가 들어 있는 경우가 많다. 이를 이용해서 열화 된 컬러바의 영상을 쉽게 얻을 수 있고 컬러바는 원본 컬러의 정확한 값을 알 수 있기 때문에 열화 된 영상의 열화 정도를 측정 복원하는데 좋은 기준이 될 수 있다. 또한 비선형적인 컬러 열화 문제를 해결하기 위한 좋은 방법으로 출판 분야에서 널리 사용되는 다항식 변환[4]을 이용한 컬러 교정 방법이 있다. 따라서 본 연구에서는 열화 된 컬러와 원본컬러간의 상관관계를 다항식을 이용하여 표현하고, 컬러바에서 얻어진 열화 된 컬러와 원본 컬러의 표본을 이용해서 다항식의 계수를 계산, 상관관계를 구하고 이를 이용해서 열화 된 영상의 컬러를 복원하는 방법을 제안한다.

이렇게 복원된 영상은 열화되기 전 영상과 비슷하게

복원이 가능하고 비선형적인 열화에 대응이 가능하기 때문에 기존 방법들 보다 뛰어난 성능을 보여준다.

II. 본론

2.1 컬러 변환 다항식

아날로그 마그네틱 방송 테이프에서 발생하는 색 열화는 색상마다 열화의 크기가 다르고 비선형적으로 열화가 일어난다. 이러한 열화는 선형적인 방법으로 열화된 컬러와 원본 컬러를 모델링하기 어렵다. 따라서 열화된 컬러와 원본 컬러의 비선형적인 관계를 모델링하기 위해서 고차 다항식 변환을 이용한다[4]. 원본 컬러의 RGB에서 열화된 R'G'B'로 변환하는 m개의 항을 가진 변환 식은 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} R \\ G \\ B \end{pmatrix} = \Phi RGB \rightarrow R' G' B', m \begin{pmatrix} R' \\ G' \\ B' \end{pmatrix} \\ = \begin{pmatrix} a_{R_1} & \dots & a_{R_m} \\ a_{G_1} & \dots & a_{G_m} \\ a_{B_1} & \dots & a_{B_m} \end{pmatrix} \left[\Theta_m \begin{pmatrix} R' \\ G' \\ B' \end{pmatrix} \right]$$

수식 1. 컬러 변환 다항식

[수식 1]에서 비선형화 연산자 Θ_m 은 1 x 3 행렬을 1 x m행렬로 변환하는 역할을 m 값은 다항식의 항 개수를 나타낸다. 컬러 복원에 여러 가지 다항식이 사용 가능하다. 그중 기존 연구에서 컬러 보정에 사용된 대표적인 다항식을 이용해서 컬러복원을 수행 할 수 있다[5].

$$\Theta_3 \begin{pmatrix} R \\ G \\ B \end{pmatrix} = (R G B)^t \\ \Theta_6 \begin{pmatrix} R \\ G \\ B \end{pmatrix} = (R G B R G B B R)^t \\ \Theta_8 \begin{pmatrix} R \\ G \\ B \end{pmatrix} = (1 R G B R G B B R R G B)^t \\ \Theta_9 \begin{pmatrix} R \\ G \\ B \end{pmatrix} = (R G B R G B B R R^2 G^2 B^2)^t \\ \Theta_{11} \begin{pmatrix} R \\ G \\ B \end{pmatrix} = (1 R G B R G B B R R^2 G^2 B^2 R G B)^t$$

수식 2. 대표적인 다항식 변환을 나타내는 비선형화 연산자 5가지

위 [수식 2]는 컬러 복원에서 사용되는 대표적인 다항식을 비선형 연산자로 표현했다[5]. 여기에서 사용된 다항식은 최대 2차 다항식이고 항은 3에서 11개 까지

가진다. 사용하여 표현된 대표적인 다항식을 나타낸다.

2.2 컬러바를 이용한 변환 다항식 해법

컬러 변환 다항식을 풀기 위해서는 열화 된 컬러의 R, G, B값과 원본 R, G, B값을 알아야한다. 그리고 정확하게 열화 모델을 다항식으로 계산하기 위해서는 여러 가지 표본이 필요하다. 비디오 맨 첫 부분에 얻은 열화된 컬러바를 열화된 컬러 R, G, B 표본으로 놓고 정확하게 알려진 컬러바의 컬러값을 원본 컬러 R, G, B 표본으로 놓으면 실제 컬러 열화 모델을 계산 할 수 있다. 컬러바에 여러 가지 컬러가 있기 때문에 컬러바 여러 가지 컬러의 변환을 만족하는 동시에 만족하는 다항식 계수를 구해야 한다. 이러한 방법을 한 번에 [그림 2]와 같이 정의 했다.

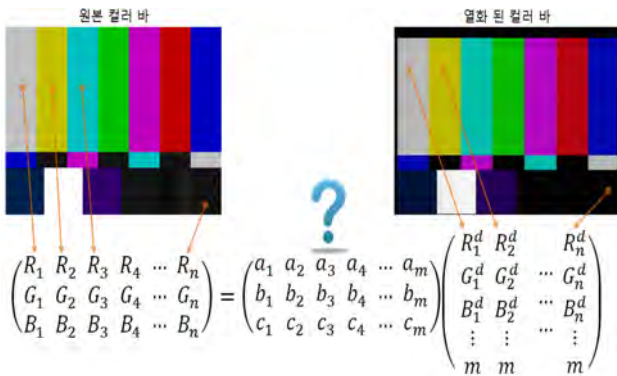


그림 2. 컬러바 여러 컬러에 대응되는 다항식

[그림 2]에서 원본 컬러바의 컬러를 3 x n 크기의 행렬에 정의 한다. 이 때 n은 컬러바의 컬러 숫자 이고 3은 R, G, B성분이다. 변환 행렬은 3 x m 크기로 정의 한다. 3은 R, G, B에 대한 변환을 나타내고 m은 다항식의 항의 개수를 나타낸다. 열화 된 컬러바의 컬러는 m x n의 행렬로 나타낸다. 이때 다항식의 계수는 SVD(singular value decomposition)를 이용한 최소 제곱 오차(least square error) 해법으로 산출하고, 이를 이용해서 얻어진 다항식을 이용해서 열화 된 컬러를 복원 한다.

III. 실험 및 결과

본 논문에 제안된 방법을 실험하기 위해서 컬러바가 포함된 색 열화가 일어난 동영상 상을 사용했다. 영상의 첫 부분에서 보여주는 컬러바 이미지를 정지 영상으로 캡처 한 뒤 다항식의 계수를 계산했다. 동영상은 압축

된 데이터 이므로 컬러바 경계면에 컬러 값 외곡이 많이 발생하게 된다. 따라서 [그림 3]과 같이 일정 경계를 제외한 컬러바 각 컬러의 내부 영역을 정하고 이 영역의 평균값을 이용해서 열화 된 컬러 표본 값을 얻었다.

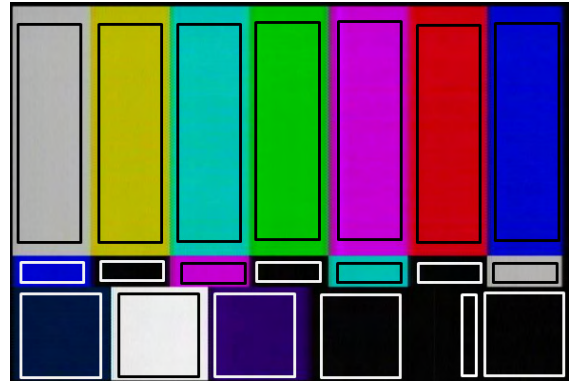


그림 3. 경계를 제외한 컬러바 내부의 영역 정의

컬러바의 원본 컬러 값은 알려진 컬러바 값을 사용했다. 여러 가지 사전 실험에서 Θ_9 의 9개 항을 가진 다항식이 가장 좋은 모습을 보여 주었다. 따라서 본 실험에서도 Θ_9 의 9개항을 가진 2차 다항식을 복원에 사용했다. 복원된 결과를 기존의 방법과 비교하기 위해서 Photoshop[6]에서 지원하는 Auto Color 기능을 제안된 방법과 비교 실험 했다.



그림 4. 복원결과 I



그림 5. 복원결과 II



그림 6. 복원결과 III

[그림 4a]의 원본 이미지는 국가대표팀 유니폼이 붉은 색에서 많이 벗어나 있고, 유니폼 위에 새겨진 등번호도 흰색에서 많이 벗어나 있다. 그래픽으로 삽입한 선수 이름도 컬러가 좀 어두운 모습을 보여준다. 전체적으로 색일 많이 열화 된 영상 이다. [그림 4b]의 Photoshop[6] Auto Color 결과를 보면 거의 원본이미지와 비슷한 모습을 보인다. 하지만 [그림 4c]의 제안된 결과는 국가대표팀 유니폼의 붉은색이 많이 좋아졌고, 등번호도 훨씬 뚜렷한 흰색을 보여준다. 선수 이름을 나타내는 그래픽 문자 부분도 원본보다 훨씬 선명하게 복원되었다.

[그림 5a]의 원본 이미지는 태극기의 컬러가 많이 부자연스러운 것을 알 수 있다. 전체적으로 관중들의 모습도 컬러가 많이 열화 된 모습을 보여준다. [그림 5b]의 Photoshop Auto[6] Color 결과를 보면 거의 원본이미지와 같은 결과를 보여준다. 하지만 [그림 5c]의 제안된 방법의 결과는 태극기의 색깔이 원본에 가깝게 복원 되었고 관중들의 모습도 선명한 컬러를 가진다.

[그림 6a]의 원본 이미지는 한복의 컬러가 약간 부자연스러운 영상이다. 그리고 전체적으로 이미지가 자연스럽지 않은 영상이다. [그림 6b]의 Photoshop[6] Auto Color 결과를 보면 전체적으로 이미지가 밝아 졌고 이로 인해서 한복 부분의 대비가 낮아 졌다. 한복의 주름이 사라지고 부자연스러운 영상이 나타난다. 하지만 [그림 6c]의 제안된 방법의 결과는 한복의 컬러가 자연스러워 졌고 한복 부분의 대비도 원본보다 좋아져서 자연스러운 영상을 보여준다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구에서는 아날로그 테이프에서 발생하는 색 열화를 복원하기 위한 방법을 제안했다. 비선형적인 오류를 복원하기 위해서 다항식 변환을 이용했고 또한 열화되기 전 원본과 가까운 영상을 복원하기 위해서 컬러바를 이용했다. 컬러바와 다항식 변환을 이용한 복원 결과는 기존 방법들 보다 자연스럽고 원본에 가까운 결과를 보여 주었다. 하지만 컬러바가 없는 영상에서는 복원을 하지 못하는 단점을 가지고 있다. 따라서 향후 컬러바 뿐 아니라 비디오 내용에서 컬러바와 같이 잘 알려진 컬러를 이용해서 컬러바가 없는 영상

을 복원하는 연구를 진행 한다면 컬러바가 없는 영상을 본 논문에서 제안한 방법과 비슷하게 복원이 가능할 것이다.

참고문헌

- [1] Y. Wang and Y. Luo, "Adaptive color contrast enhancement for digital images," Optical Engineering, vol. 50, Nov.,2011.
- [2] Z. Rahman, et al., "Multiscale retinex for color image enhancement," in Proceedings of the IEEE International Conference on Image Processing, 1996.
- [3] D. Jobson, et al., "A multiscale retinex for bridging the gap between color images and the human observation of scenes," IEEE transactions on Image Processing, vol. 6, pp. 965-976, July 1997
- [4] H. Kang, Color Technology for Electronic Imaging Devices. New York: SPIE Opt. Eng. Press, 1997
- [5] Haeghen YV, Naeyaert JMAD, Lemahier I. "An imaging system with calibrated color image acquisition for use in dermatology" IEEE Trans Med Imaging 2000;19:722 - 730.
- [6] <http://www.adobe.com/kr/products/photoshop.html>
- [7] Naka K. I., and Rushton W. A. H., " S-potentials from luminosity units in the retina of fish (cyprinidae). ," J. Physiol.. 185, , 587 - 599 ((1966)).
- [8] Meylan L., , Alleysson D., , and Susstrunk S., " Model of retinal local adaption for the tone mapping of color filter array images. ," J. Opt. Soc. Am. A. 24, , 2807 - 2816 ((2007)).

※ 본 연구는 한국방송공사 "콘텐츠 오류 복원기술" 지원 사업으로 연구되었음.

얼굴영상의 해상도 변화에 따른 LBP에 기반한 나이인식

*김대용, *최성은, **박강령, *김재희
 *연세대학교 생체인식 연구센터, **동국대학교 전자공학과
 e-mail : *pkm931@naver.com, *choisungeun@yonsei.ac.kr, **parkgr@dongguk.edu,
 *jhkim@yonsei.ac.kr

Age Estimation According to Variation of Facial Image Resolution based on Local Binary Pattern

*Dae Yong Kim, *Sung Eun Choi, **Kang Ryoung Park, *Jaihie Kim
 *Biometrics Engineering Research Center, Yonsei University
 **Department of Electronics Engineering, Dongguk University

Abstract

This paper proposes an age estimation method according to variation of facial image resolution based on Local Binary Pattern. The LBP operator is used for age feature extraction from facial image. Then the age is estimated by applying SVR(Support Vector Regression) classifier at each image resolution. The experimental results show that MAE is 5.12years for 504X504 pixel image and 6.98years for 140X140 pixel image.

I. 서론

사람의 얼굴에는 ID, 표정, 나이 등 많은 정보를 포함하고 있다. 이 중에서 나이 인식은 담배 자판기나 인터넷에서의 성인 인증, 디지털 카메라의 나이 인식 기능 등 응용분야가 다양해지고 있다.

기존의 나이 인식 연구는 일정한 조명과, 표정, 그리고 나이 정보를 풍부하게 포함하고 있는 고해상도 영상을 주로 사용하였으나, 담배 자판기, 인터넷 성인인증, 쇼핑몰에서 구매자의 연령대 파악 등 실생활에서 이뤄지는 나이인식은 위와 같은 조건보다 열악한 상태에서 나이인식이 이뤄진다. 실생활과 유사한 여러 가지 조건중 먼저 해상도 변화에 따른 나이인식 성능의 변화를 관찰해 보았다. 실생활에서 사용하는 특성을 고려해서 계산시간이 적은 Adaboost를 이용해 얼굴을

인식했으며, 텍스처 분석과 패턴인식 등에 많이 사용되는 지역적 이진 패턴(Local Binary Pattern)을 통해 나이인식 성능을 확인했다.[1]

II. 본론

지역적 이진 패턴(Local Binary Pattern(LBP))은 텍스처 분석, 패턴 인식 등에 많이 이용되는 방법이다. LBP는 모든 픽셀에 대해서 주변의 픽셀과의 크기 값을 비교를 통해 생성된 코드를 부여한다. LBP 코드를 부여하는 과정을 그림 1의 예제를 통해 이해할 수 있다. 또 이 과정을 식 (1)로 정리할 수 있다.

$$LBP_{P,R} = \sum_{p=0}^{P-1} s(g_p - g_c)2^p, s(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (식 1)$$

g_p : 주변 픽셀, g_c : 중심 픽셀

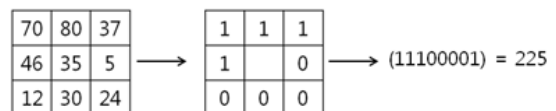


그림 1. LBP의 예

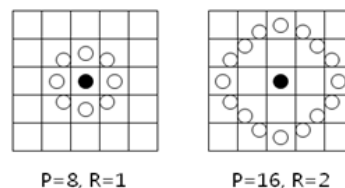


그림 2. P와 R 값에 따른 주변 픽셀 배치

P는 주변 픽셀의 수를 나타내고, R은 중심에서 주변 픽셀까지의 거리를 나타낸다. P, R값에 따른 주변 픽셀의 배치관계는 그림 2에서 설명된다. 다양한 P, R값을 사용함으로써 다 해상도 텍스처 분석을 적용할 수 있다.

텍스처의 특징을 잘 나타내주는 특징을 추출하기 위해 위에서 설명한 기본적인 LBP코드에 회전불변, 균일패턴을 적용한다. 그림 3에서 P는 8, R은 1일 경우에 회전 불변, 균일 패턴을 만족하는 코드를 나타낸다. 이에 추가로 불균일 패턴의 경우 9번 코드를 부여하여, 총 0번에서 9번의 10개 코드를 텍스처 특징으로 사용하게 된다.[2]

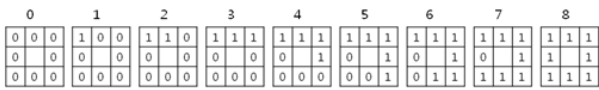


그림 3. P=8, R=1인 경우의 회전불변, 균일패턴

III. 실험

지역적 이진패턴을 통해 추출한 나이 특징을 이용해 해상도 변화에 따른 나이 인식 성능을 실험하였다. 이 논문에서는 일정한 환경에서 수집되어 피부 특징을 분석하기 좋은 BERC DataBase[3]를 사용하였다. BERC DB는 3세~83세 390장의 영상을 포함하고 있다.

먼저, 얼굴의 해상도를 정하기 위해서 웹캠을 이용해서 거리대별로 촬영한 영상을 바탕으로 얼굴의 해상도를 4가지로(280X280, 140X140, 70X70, 35X35) 선정했으며, LBP의 나이인식성능을 확인하기 위해 BERC DB의 평균 얼굴크기를(504X504) 기준으로, 해상도를 4가지로 변화시키면서 나이인식 결과를 비교했다.

Adaboost를 이용해서 얼굴을 인식한 후 두 눈을 이용해서 얼굴을 얼라인했고, 머리카락 등 불필요한 부분을 제거하여 표준화 후, LBP코드 분석을 위해서 7X7영역으로 분할했다. 총 49개 영역에서 생성된 LBP 코드를 연결시켜(Concatenating) SVR을 이용해 나이인식을 했으며, 나이인식 성능은 MAE(Mean Absolute Error)와 STD(Standard Deviation)을 통해 확인했다. 이때 나이인식을 위해 class 구분 없이 전체 나이를 하나의 class로 설정하였다. 실험의 흐름도는 그림 4에 표시하였다.

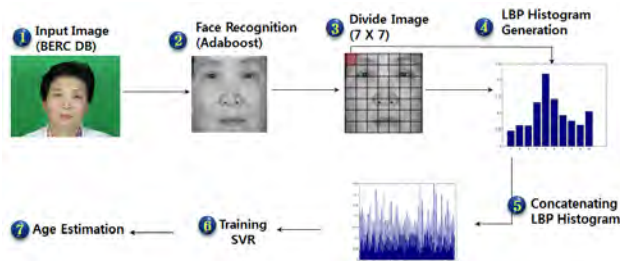


그림4. LBP기반하 나이인식 흐름도

실험 결과는 표 1에 표기하였으며, 별도의 class 구분 없이 LBP만을 나이인식 특징으로 사용했을 경우에도 BERC DB평균 얼굴크기(504X504)에서 MAE가 5.12세로 나타났다.

표 1. 해상도 및 P,R값 변화에 따른 나이인식 성능비교 (단위: 세)

구 분		504X 504	280X 280	140X 140	70X 70	35X 35
P=8, R=1	MAE	5.12	6.12	6.98	7.93	11.59
	STD	4.28	4.60	3.53	5.74	9.64
P=8, R=2	MAE	5.17	6.46	6.90	8.00	11.16
	STD	3.85	5.12	3.87	5.83	8.89
P=8, R=3	MAE	4.40	7.94	6.61	8.61	-
	STD	4.42	5.28	6.73	6.01	-

IV. 결론 및 향후 연구 방향

이번 실험을 통해서 LBP를 기반으로 입력 영상의 해상도 변화시 나이인식 성능을 확인했다. 영상의 크기가 140X140일 때 MAE가 6.98세로 나타났으며, 그보다 작은 영상에서는 나이인식의 어려울 것으로 판단했다. 향후 연구의 진행은 첫째, 다양한 크기로 얼굴을 분할해서 해상도별 최적의 분할크기를 도출해 내고 둘째, 해상도 변화와 LBP를 이용한 특징추출의 상관관계 확인하고 셋째, 분할된 얼굴의 영역과 나이인식의 상관관계를 확인하여 영역별 가중치를 달리 부여하여 방법을 확인할 것이다.

ACKNOWLEDGEMENT

This research was supported by a granted from the R&D Program(Industrial Strategic Technology Development) funded by the Ministry of Knowledge Economy(MKE), Republic of Korea. Also, The authors are deeply thankful to all interested persons of MKE and KEIT(Korea Evaluation Institute of Industrial Technology) (10040018, Development of 3D Montage Creation and Age-specific Facial Prediction System).

참고문헌

[1] T. Ahonen, A. Hadid, M. Pietikainen "Face Description with Local Binary Patterns: Application to Face Recognition", Pattern Analysis and Machine Intelligence, IEEE Transactions on Vol. 28, Issue: 12, pp.2037-2041.

- [2] Mäenpää T, Pietikäinen M, “Texture analysis with local binary patterns”, Handbook of Pattern Recognition and Computer Vision, 3rd ed, World Scientific, pp.197-216.
- [3] SE Choi, YJ Lee, SJ Lee, KR Park, J Kim “Age estimation using a hierarchical classifier based on global and local facial features”, PR 44(2011), pp.1262-1281

소실점 추정에 적용 가능한 새로운 직선의 강도

* 김항태, 송원석, 최두섭, 김태정

서울대학교 전기컴퓨터공학부 뉴미디어 및 통신 공동연구소

e-mail : *kht5109@infolab.snu.ac.kr*, *metro@infolab.snu.ac.kr*, *dschoi@infolab.snu.ac.kr*,
tkim@infolab.snu.ac.kr

New Strength of the Line for Detecting Vanishing Point

*Hang-Tae Kim, Won-Seok Song, Doo-Seop Choi, Tae-Jeong Kim

School of Electrical Engineering and Computer Science, Institute of New Media and Communication, Seoul National University

Abstract

소실점(Vanishing Point)은 영상 내의 직선들이 수렴하는 지점이며 영상에서 한쪽 방향으로 가장 먼 지점을 의미한다. 이러한 소실점을 검출하기 위해서는 경계선 검출(Edge Detection)을 수행하고 이를 대상으로 허프 변환(Hough Transform)을 적용하는 등 몇몇 방법을 이용하여 영상에서 직선을 찾으며 이러한 직선들이 수렴하는 최적의 지점을 찾아야 한다. 하지만 노이즈 및 렌즈결함 등 몇 가지 원인으로 인하여 검출된 직선들은 정확한 소실점에 수렴하지 않으며, 이로 인해 직선의 강도 측정은 소실점 검출에 있어서 매우 중요한 부분이라 할 수 있다. 본 논문에서는 보다 나은 소실점 검출을 위하여 직선의 강도를 측정하는 새로운 방법을 소개하도록 한다. 또한 기존의 소실점 추정 방법에 새로운 가중치 측정 방법을 적용하여 소실점을 추정하고 기존 방법을 통한 추정 결과와 비교하도록 하였다.

I. 서론

소실점(Vanishing Point)은 3차원 공간에서 평행한 직선들이 렌즈를 통해 2차원 영상으로 투영되는 과정에서 원근감에 의해 수렴하는 가장 먼 한 점이다.

이러한 소실점이 갖고 있는 정보는 여러 분야에서

사용이 되는데, 분야마다의 목적에 맞게 소실점을 추정할 때에는 다음 몇 가지 접근법을 사용한다.

먼저 몇몇 제한을 두고 소실점을 추정해내는 방법이 있다. 이러한 방법은 제한을 둔만큼 빠른 추정이 가능하여 실시간 추정이 필요한 분야에서 연구된다. 제한에 대한 예로는 소실점이 영상 내부에 하나만 존재한다[1]. 또는 특수한 영상에 한하여 소실점을 검출한다는 제한을 꼽을 수 있다. 이러한 제한 중 영상의 제한은 자동 항법에서 사용되며 대상이 로봇일 때는 ‘복도 영상’이라는 특수한 경우에 한하여 소실점을 검출하며[2], 차량의 경우에는 ‘도로 영상’이라는 특수한 경우에 한하여 소실점을 검출하는 등 목적에 맞는 영상을 대상으로 하는 제한이 있는 방법이다.

또 다른 방법은 영상정보와 함께 카메라 정보(Camera Parameter)가 필요한 방법이 있다. 이러한 방법의 예로는 다수의 소실점을 추정해내는 방법을 들 수 있다. 다수의 소실점은 3D 건물 구조 복원에 쓰이며 이때 소실점이 실제로 3방향(x,y,z)을 향해 가장 먼 지점에 존재한다는 특징과, 소실점을 지나는 직선인 소실선 들 사이에는 수직 하다는 특성을 이용한다. 이러한 특성을 통해 인공 구조물 영상내의 직선이 어느 방향을 향하는가를 알 수 있으며 건물 구조도 알아낼 수 있다. Rother는 다수의 소실점을 추정하기 위해 상호 수직 방향(Mutual Orthogonal Direction)을 이용하였으며, 이를 위해 카메라 정보를 사용한다[3].

마지막으로 2D-3D 변환에서는 소실점이 깊이 단서(Depth Cue) 중 하나인 선 원근법(Linear perspective)에서 중요한 단서로서 사용이 된다. 이때 소실점은 영

상에서 가장 먼 지점으로 설정되어 상대적인 깊이 추정을 통해 깊이지도(Depth Map)를 생성해낸다. 이때 분야의 특성상 소실점은 단안 영상 정보만으로 추정해 내어야 하므로 카메라 정보 등 사전 정보가 필요하거나, 제한이 있는 검출 방법들은 사용이 어렵다.

본 논문은 영상 정보 만으로부터 소실점을 찾는 방법을 대상으로 하였으며 직선들이 수렴하는 지점을 소실점으로 검출하는 방법에 주목하였다. 이러한 방법에서 직선의 강도는 소실점의 추정에 많은 영향을 주므로 더 나은 방법으로 강도를 측정할 필요가 있으며, 더 나은 직선의 강도 측정 방법으로서 ‘패턴 매칭’이라는 새로운 측정 방법을 제안하였다. 새로운 가중치의 적합여부를 판단하기 위해 기존의 연속 직선의 최대 길이를 직선의 가중치로 사용하는 방법을 통한 추정결과와, 동일한 추정 방식에 직선의 가중치만 새로 부여한 추정결과를 소실점을 추정할 때 사용하였다. 소실점을 추정하기 위한 방법으로는 영상 자체의 정보로부터 직선을 얻는 허프 변환(Hough Transform)[4]과, 검출된 직선들이 수렴하는 최적의 지점을 소실점으로 추정하는 방법을 이용하였으며, 얻어진 2개의 소실점을 비교하였다.

II. 기존 방법

허프 변환은 (x,y) 공간상의 직선을 (ρ, θ) 공간상에 한 점으로써 변환하는 방법이다. 이러한 변환은 식 (1)에 해당하는 직선의 공식을 그림 1 과 같이 ρ 와 θ 를 이용하여 식 (2)로 변환해 유한의 누적 공간상에 (영상의 가로 W, 높이 H일 때, ρ 의 범위 $[0, \sqrt{2WH}]$, θ 의 범위 $[0, 2\pi]$) 모든 직선을 표현할 수 있게 해준다.

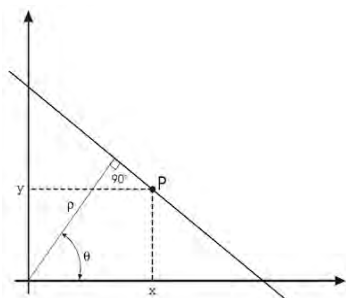


그림 1. 극좌표공간에서 직선의 표현.

$$y = ax + b \tag{1}$$

$$\rho = x \cos \theta + y \sin \theta \tag{2}$$

허프 변환은 소실점 검출에서 영상의 경계선 검출(Binary Edge Detection)결과를 대상으로 사용된다. 이

때 허프 누적 공간의 누적치는 누적치의 좌표 (ρ, θ) 에 해당하는 직선상에 위치한 경계 픽셀(Edge Pixel)들의 수와 동일하다. 소실점은 허프 변환을 이용해 누적 공간의 누적치가 높은 순서로 영상의 직선 성분을 검출하고 검출된 직선들이 수렴하는 최적의 지점을 소실점으로서 추정할 수 있다.

이러한 방법의 일환으로 Virginio는 직선에 대한 강도로서 경계선 검출 후 허프 누적 공간의 누적치를 정규화(Normalize)하여 사용하였으며[5], 검출된 모든 직선을 대상으로 최소자승법을 이용해 점과 직선간 거리의 제곱의 합이 최소화되는 점을 소실점으로 검출하였다.

또한 Han은 경계선 검출 결과에 PPHT(Progressive Probabilistic Hough Transform)[6]를 적용하고 이를 통해 얻어진 직선상에 존재하는 연속된 가장 많은 경계 픽셀 수를 직선의 가중치로 사용하며 두 직선의 가중치를 합하여 이들이 만드는 교차점의 가중치로서 부여하였다[7]. 그 뒤 교차점들의 군집화(Clustering)를 위해 모든 교차점들을 대상으로 그림 2 와 같이 영역 성장 기법(Region Growing)을 적용하여 가중치가 가장 큰 교차점으로부터 영역을 성장시켜나감에 다수의 영역을 검출하였다. 마지막으로 검출된 영역 내에 존재하는 교차점들이 지닌 가중치의 합이 가장 큰 영역을 소실점을 나타내는 영역으로 판단하며 이를 대상으로 무게 중심(centroid) 계산을 통해 유효 소실점을 검출하였다.

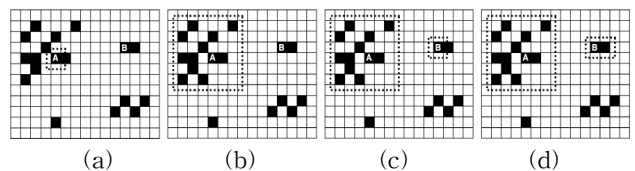


그림 2. 영역 성장 기법. (a) 가중치가 가장 큰 교차점을 씨앗으로 선택, (b) 씨앗으로부터 출발하여 주변 영역에 교차점이 없을 때까지 영역 성장, (c) 다음 씨앗점 선택, (d) 또 다른 영역 성장

III. 제안하는 직선의 가중치 측정 방법

3.1 직선과, 주변 정보의 획득

그림 3-(a)와 같이 긴 직선은 강한 직선이다. 이는 그림 3-(b)에도 적용되어 정확한 직선은 아니지만 그림 3-(a)와 비슷한 강도임을 알 수 있다. 그림 3-(c)는 점선이지만 실제로 직선이 열화되어 경계선 검출 과정에서 이와 같이 나타났을 확률이 큰 강한 직선의 하나이며 그림 3-(d)는 전혀 강한 직선이 아니다.

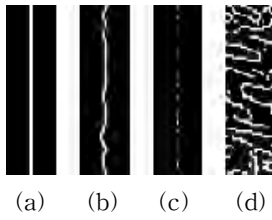


그림 3. 직선의 종류. (a) 연속이며 긴 직선, (b) 노이즈가 포함된 직선, (c) 점선, (d) 복잡한 텍스처

그림 3-(c)는 그림 3-(d)의 직선상에 존재하는 경계 픽셀들로서 직선 주변을 보지 않는다면 두 그림은 동일한 점선이 된다. 이러한 점은 그림 3-(b)에도 적용되어, 직선상에 존재하는 경계픽셀만 본다면 그림 3-(a)와는 전혀 다른 직선으로 보이게 된다.

위와 같은 이유로 정확한 직선의 강도 판별을 위해서는 그림 4의 예시와 같이 직선 주변의 정보가 필요하다.

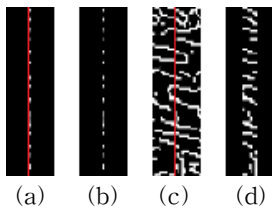


그림 4. 직선의 주변정보. (a) 강한 직선인 점선 상에 검출된 직선, (b) 직선(a)의 주변정보, (c) 복잡한 텍스처 상에서 검출된 직선, (d) 직선(c)의 주변정보

3.2 패턴 매칭 (Pattern Matching)

직선주변의 모든 경계 픽셀들은 해당 직선을 구성할 때 기여할 수 있는 경계 픽셀들로서 이를 대상으로 기여 여부를 판단한다. 본 논문에서는 판단의 수단으로 패턴 매칭을 도입 하였으며, 패턴은 직선의 기울기로부터 생성하게 된다. 또한 패턴은 그림 5의 예시와 같이 직선상 은 1, 직선에 수직하게 0.6, 0.3, 0 순서로 멀어지며 감소하는 가중치를 가진다.

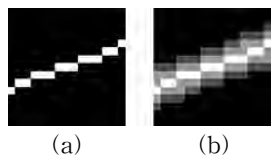


그림 5. 패턴. (a) 직선의 기울기, (b) 패턴

패턴 매칭은 패턴과 목적이 되는 경계 픽셀을 중점으로 하는 동일한 크기의 패치 사이에 픽셀단위로 매칭하는 것이다. 이때 패턴 매칭은 패턴을 Pt, 주변 정보로부터 온 패치를 Pc, 패턴매칭 결과를 Mr이라 하

였을 때 식 (3)에 해당하는 매칭점수를 연산하여 기준치 이상일 경우 직선을 구성하는데 기여하는 경계 픽셀로서 유지하고 이하일 경우 제외하는 방법이다. 그림 6은 패턴매칭의 예로서 패턴크기가 7일 때 패턴 매칭과, 연산결과를 나타낸 것이며 연산 기준 값이 70%라 가정할 때 100%는 유지하고, 34.4%는 제외하게 된다.

$$\sum_{i=1}^{size} \sum_{j=1}^{size} Mr(i,j) \times 100 / \sum_{i=1}^{size} \sum_{j=1}^{size} Pc(i,j) \quad (3)$$

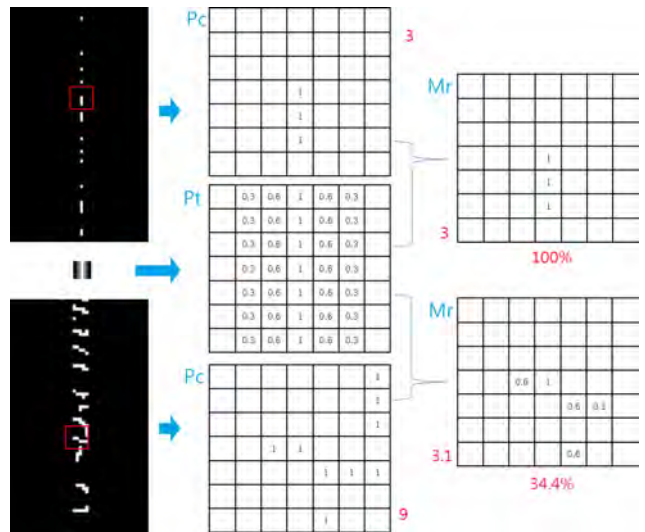


그림 6. 패턴매칭(패턴크기 7).

3.3 다중 크기 패턴매칭 (Multi-size Pattern Matching)

패턴이 클 경우 패치 내에 다수의 직선이 포함될 수 있다는 단점과 패턴에 표현할 수 있는 기울기가 많다는 장점이 있다. 이와 반대로 패턴이 작을 경우 표현할 수 있는 기울기가 적다는 단점과 패치 내에 다른 직선이 개입될 확률이 낮은 장점이 있다. 이와 같이 패턴의 크기에 따라 존재하는 장단점을 상호 보완하기 위해 큰 패턴을 이용한 패턴 매칭을 실시하고, 매칭결과 1, 0.6, 0.3의 값을 갖는 경계 픽셀과, 패치에서는 1이었지만 매칭결과 0이 된 경계 픽셀이 다수 존재한다면 작은 패턴을 이용한 패턴 매칭을 실시하는 2개의 크기를 갖는 다중 크기 패턴 매칭을 실시한다. 이러한 제안하는 패턴 매칭의 최종 결과는 그림 7과 같다.

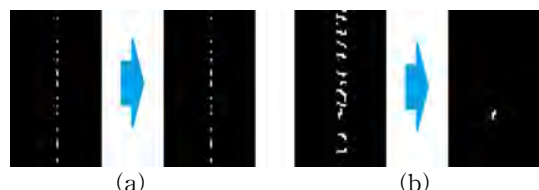


그림 7. 패턴 매칭의 결과. (a) 강한 점선일 때, (b) 복잡한 텍스처일 때

IV. 실험

실험에서는 매칭 점수의 기준값이 70%이고, 큰 패턴이 15x15이며 작은 패턴이 5x5의 크기를 갖는다.

그림 8은 제안하는 방법과 Han의 방법을 통해 가중치를 부여하고 큰 가중치를 갖는 직선을 표현 하였다. 그림 9는 Han의 소실점 검출 방법을 따라 두 종류의 가중치를 갖는 직선들로부터 교차점들을 구하고, 영역 성장 기법을 사용하며, 얻어진 영역들 중 가중치들의 합이 가장 큰 영역을 상대로 무게중심 계산을 통해 소실점을 검출한 결과 이다.

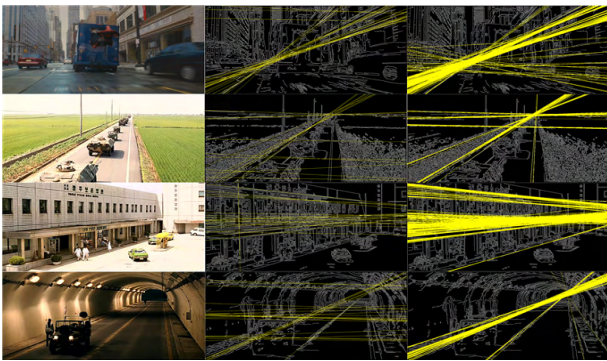


그림 8. 찾아진 직선 중 최대 가중치의 50% 까지 직선 표현. 좌측 열 은 원본영상, 중간 열 은 Han의 방법, 우측 열 은 제안하는 방법.

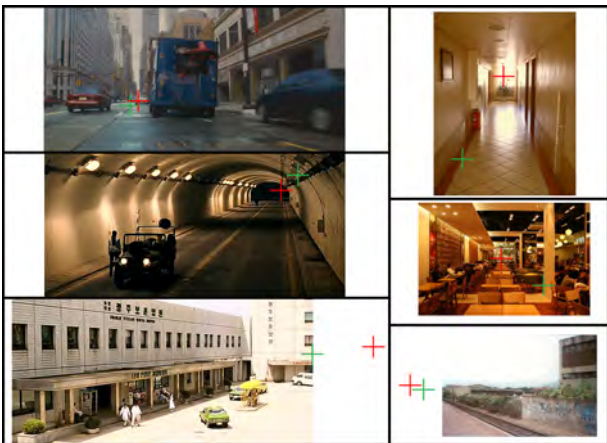


그림 9. Han의 방법을 이용한 소실점 추정(녹색)결과와 제안하는 방법을 이용한 추정(적색).

그림 8에서의 결과와 같이 제안하는 방법이 Han의 방법보다 소실점을 향하는 강도가 강한 직선이 많이 검출된다. 또한 그림 9에서는 제안하는 방법을 통해 실제 소실점에 더 근접하게, 보다 많은 종류의 영상에서 추정이 가능함을 알 수 있다.

V. 결론

패턴 매칭의 결과는 직선을 구성함에 있어서 의미 있는 픽셀들 이다. 이러한 의미 있는 픽셀들의 수를 새로운 직선의 강도로 제안하였으며, 제안하는 방법이 기존의 방법보다 진보된 방법임을 실험을 통하여 확인 하였다. 실험은 직선과 직선들이 만나는 모든 교차점에 가중치를 부여하고 영역 성장 기법을 사용하며, 가중치의 합이 가장 큰 영역을 대상으로 무게중심 연산을 통해 소실점을 검출하는 Han의 방법을 사용하였다. 이때 제안하는 가중치와 기존의 가중치를 적용하여 얻은 2개의 소실점을 비교했으며, 제안하는 방법이 기존 강도 보다 나은 직선의 강도를 반영함을 확인하였다.

VI. 감사의 글

이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(2013023069).

참고문헌

- [1] JW. Choi, WJ. Kim, HJ. Kim, CI. Kim. "Real-Time Vanishing Point Detection using the Local Dominant Orientation Signature" 전자공학회 논문지 제 48권 SP편 제 2호. 2011.
- [2] R. Ebrahimpour, R. Rasoolinezhad, Z. Hajiabolhasani, M. Ebrahimi. "Vanishing point detection in corridors: using Hough transform and K-means clustering" IET Computer Vision. 10. 2010.
- [3] C. Rother. "A new approach to vanishing point detection in architectural environments" Image and Vision Computing, vol.2, pp. 647-655. 2002.
- [4] PV. Hough. "Methods and means to recognize complex patterns" U.S. Patent 3,069,654. 1962.
- [5] V. Cantoni, L. Lombardi, M. Porta, N. Sicard. "Vanishing point detection: Representation analysis and new approaches" in Proc. of 11th International Conference on Image Analysis and Processing, pp. 90-94. 2001.
- [6] J. Matas, C. Galambos, J. Kittler. "Progressive Probabilistic Hough Transform for Line Detection" Computer Vision and Pattern Recognition. 1999.
- [7] JW. Han. "Relative Depth-Map Generation from Monocular Image using a Valid Vanishing Point" 한국정보과학회 가을 논문집. vol.33, No.2. 2006.

자동 얼굴 매력 점수 측정 방법

*박성연, 최희승, 최영주, 이아림, 김익재
한국과학기술연구원 영상미디어연구센터

e-mail : sy.park@imrc.kist.re.kr, hschoi@imrc.kist.re.kr, choiyoungju@gmail.com
,arim@imrc.kist.re.kr,kij@imrc.kist.re.kr

Automatic measurement of facial attractiveness

*Sungyeon Park, Heeseung Choi, Youngju Choi, Arim Lee, Ig-Jae Kim
Imaging Media Research Center
Korea Institute of Science and Technology

Abstract

In this paper, we present a novel framework to assess facial attractiveness automatically. We focus on four attractiveness predictors of a face considered as objective elements of beauty in time and space. Support vector regression (SVR) method is used to predict the attractiveness scores of four automatic predictors. To enhance the correlation between automatic and human raters, a final attractiveness score is calculated based on score fusion rule. Experimental results showed that the attractiveness score obtained by the proposed method has more correlation with human raters than the scores from other predictors.

I. 서론

사람 얼굴의 아름다움, 혹은 매력 정도를 평가하는 것은 오래전부터 철학자, 예술가 및 과학자들의 관심사였으며, 이는 현재까지도 이어져오고 있다 [1-3]. 얼굴의 매력도는 그 사람의 성격, 능력의 평가 및 대인관계 형성에도 영향을 끼치는 요소이므로, 얼굴의 매력도 측정 및 이를 향상시키기 위한 얼굴 성형 및 분

석은 의학 및 인지심리학 분야에서 큰 관심을 끌고 있다. 최근 이러한 사회적 추세에 따라, 얼굴의 매력도를 향상시킬 수 있도록 자동으로 얼굴을 변환하여 매력도를 향상시키는 연구가 진행되어 왔다 [6-7]. Leyvand [6]은 평가자들에 의해 얻은 매력 점수를 토대로 얼굴의 다수의 특징점들(landmark points)을 연결한 거리 정보를 사용해 변환하고자 하는 영상이 높은 매력 점수를 받을 수 있도록 얼굴을 변환하였다 [6]. [7]은 상기 연구와 같은 방법으로 특징을 추출한 후 double knowledge transferring 방법을 통하여, 서로 다른 문화권을 고려한 얼굴 매력도 향상 시스템을 개발하였다. 하지만 상기 연구들은 변환된 얼굴의 매력도 향상에 대한 평가를 변환 시스템에서 이미 사용한 특징을 기준으로 재평가함으로써, 사용된 얼굴 변환 시스템에 의존적인 매력 지수 평가를 수행하였다.

한편, 얼굴의 매력도를 평가 혹은 분류하는 방법에는 다음과 같은 기존 연구가 존재한다. Perrett은 얼굴의 좌우 대칭성(symmetry)이 매력도에 영향을 끼친다는 분석을 수행하였다 [4]. Ricketts는 얼굴 특정 부분의 비율이 황금 비율(golden ratio)을 따르는 얼굴이 매력적이라고 분석하였다 [5]. [8]은 8개의 얼굴 특징 간의 비율을 추출하여, k-nearest neighbor 알고리즘을 사용하여 얼굴의 매력도를 측정하는 방법을 제안하였으며, [9]에서는 얼굴 특징점 간의 거리 및 기울기 정보를 support vector regression (SVR)을 이용하여 얼굴의

매력 지수를 예측하였다. 위와 같이 얼굴의 매력도는 수가지 요인에 의해 정의할 수 있지만, 이들이 실제 사람이 평가하는 것과 어느 정도의 유사성이 있는지에 대한 객관적인 성능 비교는 이루어지지 않았다. 또한 널리 사용되는 다양한 특징들을 조합함으로써, 실제 평가자들과의 유사도가 향상되는지에 대한 여부에 대한 논의도 이루어진 적이 없다. 따라서 본 논문에서는 얼굴의 매력정도를 보다 정량적 및 객관적으로 비교하고 매력도 예측 성능을 향상시키기 위하여, 기존에 제안된 4가지 얼굴 매력지수를 평가하는 특징들을 분석하고, 각각의 특징과 실제 평가자들 간의 상관도 측정 및 최종적으로 상기 4가지 특징들을 이용한 얼굴의 매력 지수를 평가하는 시스템을 제안한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 얼굴 매력지수를 평가하는 4가지 특징에 대한 개괄적인 설명을 하고, 3장에서는 특징 정규화 방법 및 support vector regression (SVR)에 의한 얼굴 매력 정도 예측 방법에 대해 설명한다. 4장에서는 사용한 데이터 및 실험 결과에 대한 논의를 하며, 5장에서는 결론 및 향후 연구 방향에 대한 모색을 하였다.

II. 매력도 평가를 위한 특징

[8]에서는 얼굴의 매력도를 평가하는데 중요 요소인 얼굴, 눈썹, 눈, 입 간의 거리 비율을 8개 차원의 특징

벡터로 정의하였으며 본 논문에서는 이를 특징1로 명명한다. 또한 르네상스시대의 예술가들에 의해 제안된 매력적인 얼굴에 대한 비율 법칙으로 눈, 코, 입, 얼굴 등의 길이 비율을 neoclassical canons이라는 명칭으로 정의하였다 [3]. 본 논문에서는 이를 특징2로 명명한다. 황금비율(golden ratio)은 예로부터 얼굴 매력과 밀접한 관계를 가진다고 알려졌으며, Ricketts는 얼굴 특징 부분의 비율이 황금비율일 경우, 얼굴이 아름답게 보인다는 것을 실험적으로 증명하였다 [5]. 본 논문에서는 이를 특징3으로 명명하였다. 또한 얼굴의 대칭성(symmetry)은 매력적인 얼굴의 중요 요소이기 때문에 [4], 눈썹, 눈 코, 입, 얼굴의 대칭 정도를 9개의 차원의 벡터로 나타내었으며 이는 특징4로 명명하였다. 그림 1과 표 1은 위 4가지의 특징 벡터 각각의 요소에 대해 정의하였다.

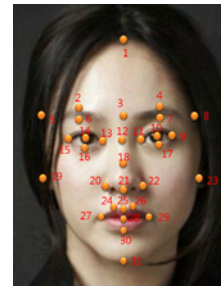


그림 1. 31개의 얼굴 특징점.

참고 문헌	특징 1		참고 문헌	특징 3		
[8]	물리적 의미	[그림 1] 참조	[3]	물리적 의미	[그림 1] 참조	
	눈 거리/눈과 입 거리	$dist(10-14)/dist(12-28)$		눈 거리/미간	$dist(16-17)/dist(13-11)$	
	눈 거리/얼굴 폭	$dist(10-14)/dist(19-23)$		눈 거리/코 넓이	$dist(16-17)/dist(20-22)$	
	눈과 입 거리/얼굴 길이	$dist(12-28)/dist(1-31)$		입 가로길이/미간	$dist(27-29)/dist(13-11)$	
	입과 오른눈 거리/입과 왼눈거리	$dist(14-28)/dist(10-28)$		입과 턱 거리/ 미간	$dist(25-31)/dist(13-11)$	
	이마/눈과 턱 거리	$dist(1-3)/dist(12-31)$		입과 턱 거리/코 넓이	$dist(25-31)/dist(20-22)$	
	얼굴중앙과 입 거리/턱 길이	$dist(18-28)/dist(28-31)$		미간/입	$dist(13-11)/dist(25-30)$	
	눈과 얼굴중앙 거리 /얼굴중앙과 턱거리	$dist(12-18)/dist(18-31)$		코 넓이 / 미간	$dist(20-22)/dist(13-11)$	
눈 중심과 얼굴중심 거리/얼굴 폭	$dist(mid(13,11)-12)/dist(19-23)$	코 넓이/윗입술길이	$dist(20-22)/dist(25-28)$			
참고 문헌	특징 2		[3]	특징 4		
[3]	물리적 의미	[그림 1] 참조		물리적 의미	[그림 1] 참조	
	이마/코	$dist(1-3)/dist(3-21)$		눈썹	$dist(2-3)/dist(4-3)$ $dist(6-3)/dist(7-3)$	
	코/턱	$dist(3-21)/dist(21-31)$		눈	$dist(9-12)/dist(15-12)$ $dist(11-12)/dist(13-12)$ $dist(16-12)/dist(17-12)$	
	이마/턱	$dist(1-3)/dist(21-31)$			코	$dist(20-21)/dist(22-21)$
	미간/코	$dist(11-13)/dist(20-22)$			입	$dist(24-21)/dist(26-25)$ $dist(27-28)/dist(27-29)$
	미간/왼눈	$dist(11-13)/dist(13-15)$		얼굴	$dist(5-3)/dist(8-3)$	
	미간/오른눈	$dist(11-13)/dist(9-11)$				
	왼눈/오른눈	$dist(13-15)/dist(9-11)$				
	입/1.5*코	$dist(27-29)/1.5*dist(20-22)$				
	얼굴/4*코	$dist(19-23)/4*dist(20-22)$				

표 1. 그림 1의 특징점을 이용한 각 특징 벡터 요소의 정의. $dist(a-b)$ 는 이차원 공간상의 점 a와 b사이의 유클리디언 거리를 의미한다. $mid(a,b)$ 는 점 a, b 사이의 평균점을 의미한다.

III. 특징 정규화 및 얼굴 매력도 예측

3.1 얼굴 특징 추출 및 매력도 특징 벡터 정규화
 그림 1에서 보이는 바와 같이, 본 논문에서는 얼굴의 대표적 특징점(landmarks) 31개를 active shape model (ASM)을 이용하여 자동으로 추출하였다. 추출된 특징 점을 이용하여, 표1에서 나타낸 바와 같이 4가지의 특징 벡터 요소 값들을 계산하였다. 또한 특징 2, 3, 4의 경우에는, 각 요소의 값이 특정 값(특징 2 및 4의 경우는 1, 특징 3의 경우는 1.618)을 가져야 하므로, 이 특정 값에서 계산된 값과의 차이가 작을수록 1에 가까워지고, 차이가 클수록 0에 가까워지는 특징값 정규화(normalization) 작업을 수행하였다.

$$y = e^{-(x-m)^2} \quad (1)$$

수식 (1)에서 m의 값은 특징 2 및 4의 경우는 1, 특징 3의 경우는 1.618을 갖는다. 또한 x는 계산된 특징 벡터의 요소 값이며, y는 정규화된 특징 요소 값이다. 또한 특징 1에서는 특징 값의 개념이 존재하지 않으므로, 특징 요소 값들이 모두 같은 범위(0에서 1)를 가질 수 있도록 min-max 정규화 방법을 사용하여 정규화를 수행하였다.

3.2 SVR에 의한 얼굴 매력도 예측

제안하는 얼굴 매력도 측정방법은 상기 4가지 특징에 따른 독립적인 점수 획득 방법의 조합으로 이루어진다. 본 방법은 그림 2와 같이, 얼굴 영상이 입력되면, 특징 벡터의 집합이 추출되고, 특징 벡터별 예측기가 동작하여 독립적인 4개의 점수를 출력하는 것으로 구성되어 있다. 특징 벡터별 예측기는 공통적으로 support vector regression(SVR)을 사용하였다. SVR은 support vector machine(SVM)이 가지는 특성 중에 회귀(regression)를 특화시킨 알고리즘으로써, SVR의 최적 파라미터들은 leave-one-out-cross validation 방법을 사용하여 최소의 트레이닝 에러를 가질 때의 파라미터 값으로 결정하였다. 사용한 데이터베이스에 대한 설명은 4.1절에서 자세히 설명한다.

또한 본 점수 예측 방법과 실제 평가자들간의 상관도를 향상시키기 위하여, 독립적으로 계산된 4개의 점수를 결합해 최종 매력점수를 획득하였다. 점수 결합 방법에는 여러 가지 방법이 존재하나, 본 논문에서는 각각의 매력 점수의 평균을 구하는 방식으로 최종 매력 점수를 획득했다.



그림2. 제안하는 얼굴 매력도 예측 시스템 흐름도

IV. 데이터 집합 및 결과

4.1 데이터베이스

사용한 데이터베이스는 무표정의 정면 여자 사진 80장으로 구성되어있다. 데이터의 개수가 매우 제한적이기 때문에, 본 논문에서는 이를 총 40개의 트레이닝 데이터 및 40개의 테스트 데이터로 나누어 평가를 수행하였다. 또한 SVR을 사용하기 위해, 각각의 사진에 대하여 매력도로는 13명의 평가자 (여자 5명 남자 8명)에 의해 최소 1점(least attractive)에서 최대 7점(most attractive)사이의 점수로 평가되었다. 한편 평가자들에 의해 작성된 점수는 개인마다의 점수 범위와 분포가 다르므로, 점수의 정규화 작업이 필요하다. 이를 위하여 본 논문에서는 z-score 정규화 방식을 사용하여 점수 정규화를 수행하였다. 평가자별로 총 40개의 데이터에 대하여 평균(μ)과 표준편차(σ)를 구해서 평가자 점수 정규화를 수식 2와 같이 수행하였다.

$$s'_k = \frac{s_k - \mu}{\sigma} \quad (2)$$

4.2 실험 결과

표 2와 그림 6은 40장의 테스트 데이터에 대하여, 제안한 시스템에 의해 평가된 매력도와 평가자들에 의해 획득된 점수의 상관도 및 에러값을 보여준다. 상관도 계산은 Pearson Correlation 방법을 사용하였으며, 에러값은 mean square error(MSE) 값으로 측정하였다. 표 2와 그림 6에서 보는 바와 같이, 독립적인 4개의 매력도 예측방법은 0.3 이상의 비교적 강한 양의 상관관계를 갖는다는 것을 확인하였다. 또한 4가지 예측기를 모두 결합한 경우에 0.55 이상의 강한 양의 상관관계를 갖는다는 것을 확인할 수 있었다.

	correlation	MSE
특징 1	0.517	0.0549
특징 2	0.345	0.0658
특징 3	0.425	0.0512
특징 4	0.386	0.0588
특징 조합	0.551	0.0546

표 2. 얼굴 매력 예측 시스템의 pearson correlation과 MSE

그림 3은 40개의 데이터에 대한 획득한 매력 점수 분

포이며, 그 값들은 1.5~ 2.7점 사이에 분포되어있다. 그림 4 및 5의 경우, 본 평가 시스템에 의해 매력도를 평가하였을 시, 2.642점 및 2.557점으로 2.7점에 가까운 상당히 높은 점수를 획득한 것을 알 수 있다.

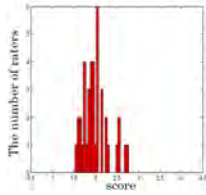


그림 3. 점수 분포도



그림 4.



그림 5.

V. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 4가지 특징을 이용해 자동 얼굴 매력 점수 예측 시스템을 구현하고, 각 특징들의 결과를 결합해 한 가지 특징으로만 매력도를 평가했던 기존의 연구들보다 좀 더 신뢰성 있는 시스템을 구현했다. 현재는 얼굴 각 요소들의 길이의 비율에 대해서만 고려했지만, 얼굴의 곡률 및 윤곽을 추가하고, 전역적인 얼굴의 특징을 고려할 수 있다면 시스템 성능 향상에 도움을 줄 수 있을 것이다. 또, 80장의 데이터 수 및 평가자 수가 13명으로 통계분석을 수행하기에는 부족하다고 볼 수 있어, 향후 충분한 데이터 수와 피 실험자 수를 확보하여 추가적인 연구를 수행할 것이다.

Acknowledgements

본 논문은 3D 몽타주 생성 및 연령별 얼굴 변환 예측 시스템 개발 과제의 지원을 받아 수행 되었다.

참고문헌

- [1] D. Jones, Physical Attractiveness and the Theory of Sexual Selection : Results From Five Populations, Museum of Anthropology, University of Michigan, 1996.
- [2] Y. Eishental, G. Dror, and E. Ruppim, Facial attractiveness: Beauty and the Machine, Neural Computation, vol. 18, pp. 119-142, 2006.
- [3] K. Schmid, D. Marx, and A. Samal, Computation of a face attractiveness index based on neoclassical canons, symmetry, and golden ratios, Pattern Recognition, vol. 41, no. 8, pp. 2710-2717, 2008.
- [4] David I. Perrett, D.Michael Burt, Ian S.Penton-Voak, Kieran J.Lee, Duncan A. Rowland, Rachel Edwards, Symmetry and Human Facial Attractiveness, Evolution and Human Behavior, vol 20, pp. 295-307, 1999.
- [5] David Ricketts RM, Divine Proportion in Facial Esthetics, Clin Plast Surg, vol 117, pp.236-245, 1982.
- [6] Tommer Leyvand, Daniel Cohen-Or, Gideon Dror, Dani Lischinski, Data-Driven Enhancement of Facial Attractiveness, ACM Transactions on Graphics (Proceedings of ACM SIGGRAPH 2008), 2008.
- [7] Yiqiang Chen, Jinjing Xie, Junfa Liu, Multi-culture Facial Attractiveness Enhancement Based on Double Knowledge Transferring, International Journal of Information Technology, vol 17, no. 1, 2011.
- [8] Parham Aarabi, Dominic Hughes, Keyvan Mohajer, Majid Emami, The Automatic Measurement of Facial Beauty, System, Man and Cybernetics International Conference on IEEE, 2001.
- [9] Amit Kargian, Gideon Dror, Tommer Leyvand, Daniel Cohen-Or, Eytan Ruppim, A Humanlike Predictor of Facial Attractiveness, Adv. Neural Info. Proc. Syst, vol 19, pp. 674-683, 2008.

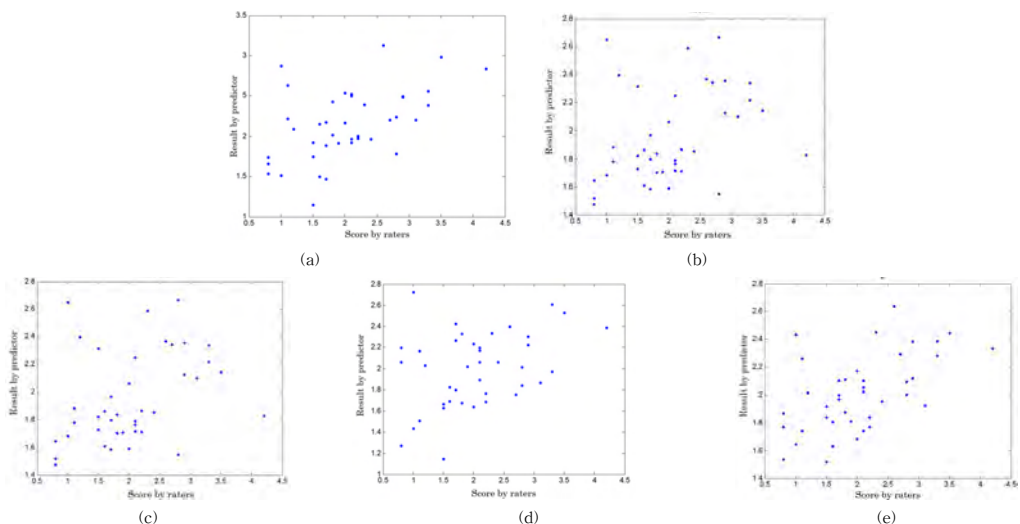


그림 6. 원 매력 점수와 시스템으로 얻은 매력 점수와의 상관도. (a) 특징 1, (b) 특징 2, (c) 특징 3, (d) 특징 4, (e) 특징 조합

고정-PTZ 카메라에서 영상 정합 기반의 뷰 동기화 방법

***,**남승수, *정성욱, *유장희, **서창호**
*한국전자통신연구원 영상보안연구실
**공주대학교 바이오정보학과

e-mail : {2snam, brcastle, jhy}@etri.re.kr, chseo@kongju.ac.kr

View synchronization calibration method based on image matching
for fixed-PTZ cameras

***,**Seung-Soo Nam, *Sung-Uk Jung, *Jang-Hee Yoo, **Chang-Ho Seo**
*Video Surveillance Research Section, ETRI
**Department of bio and Information, Kongju National University

Abstract

In a video surveillance system, consisting of the fixed and PTZ cameras, image feature point matching method is proposed for view synchronization. We use SIFT algorithm to extract the corresponding points of a fixed and a PTZ camera then, calculate 2-D homography relationship. Optimization method has been deployed to calculate motion information from a calculated 2-D homography. The experimental results show 2.4 pixels error using ETRI DB.

고리즘[3]과 MSER(Maximally Stable Extremal Region) 알고리즘[1]을 이용하는 방법이 있으며, 각각의 영상에서 SIFT 알고리즘에 특징점을 추출하고 KD-Tree 방법을 이용하여 영상의 대응점을 추출하는 방법이 소개 된다 [2]. 그러나 Low[2]가 제안한 방법에는 두 대의 카메라 사이에 대한 거리를 알아야 하며, 객체의 대응점을 직접적으로 비교하여 계산을 통해 검출해야하는 단점이 있다. 이를 극복하기 위해 본 논문에서는 두 영상의 모션벡터만을 이용하여 2-D 호모그래피(Homography)[4]관계를 최적화된 방법으로 분석하고 비교하여 고정-PTZ 카메라간의 영상보정에 사용하였다.

I. 서론

서로 다른 두 대의 CCTV 카메라를 이용하여 객체를 검출하는 다양한 연구들이 이루어지고 있으며, 검출 및 인식 성능 또한 높아져가고 있다. 두 대의 카메라를 이용하면 하나의 카메라로 넓은 지역을 감시하면서 동시에 또 다른 카메라를 이용하여 근거리 객체추적이 용이하다는 장점이 있다. 이러한 시스템에서 두 대의 카메라간에 영상정합 문제는 뷰 동기화를 위한 초기화 과정으로서 중요한 부분을 차지한다.

최근 제안된 두 대 카메라간의 영상정합의 전처리과정에는 SIFT(Scale Invariant Feature Transform) 알

II. 모션 벡터 계산

그림 1은 본 연구에서 제한한 서로 다른 두 대의 카메라 간의 뷰 동기화 방법의 전체 흐름도를 나타내고 있다.

2.1 두 영상의 대응점 추출

두 영상의 대응점을 추출하기 위해서 먼저 SIFT를 적용하여 특징점을 추출하였다. 추출된 특징점으로 부터 대응점을 찾기 위해서 RANSAC[4] 방법을 이용하였으며, 2-D 호모그래피 관계를 계산하여 유효특징점(Inlier)만을 필터링 하였다. 그림 2는 이러한 방법으로 계산한 유효특징점과 대응선을 예시한 것이다.

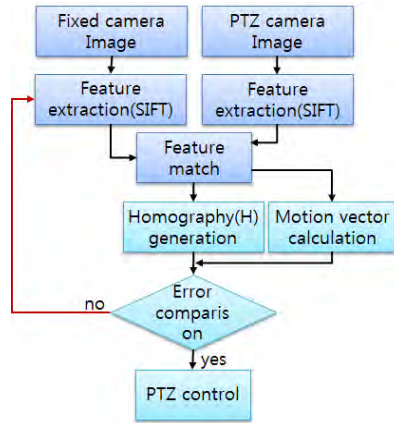


그림 1 전체 시스템 흐름도



그림 2. 호모그래피의 대응점 검출



(a) 2-D 호모그래피의 대응점 (b) 최적화된 근사값에 의한 대응점

그림 3. 2-D 호모그래피와 최적화된 근사값 대응점 비교

2.2 호모그래피 행렬 분석

일반적인 두 영상의 호모그래피 관계는 다음식 으로 표현될 수 있다 [4].

$$\vec{H} = \vec{H}_s \vec{H}_A \vec{H}_p$$

$$= \begin{bmatrix} sR & t \\ 0^T & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K & 0 \\ 0^T & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{I} & 0 \\ V^T & v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{A} & \vec{t} \\ V^T & v \end{bmatrix}$$

식에서 \vec{H}_s , \vec{H}_A 그리고 \vec{H}_p 는 Similarity · Affine · Projective 변환을 나타내는 인자이며, 주어진 환경에서는 \vec{H}_A 와 \vec{H}_p 의 영향이 미비하여 항등 행렬로 간소화될 수 있다. 식에서 비선형 함수에서 최소값을 찾는 최적화 방법중의 하나인 Levenberg-Marquardt 알고리즘[5]을 이용하여 모션 벡터를 계산하고, 그 값을 호모그래피 관계로 이루어진 값과 비교하여 실험하였다.

III. 실험 결과

두 대 카메라로 부터의 뷰를 동기화하기 위해 실험실 환경에서 촬영한 각각 100 프레임씩 총 200 프레임을 시험 영상으로 사용하였다. 해상도는 각각 640×480 픽셀 기준으로 실험을 진행하였다. 카메라는 고정 CCTV카메라와 PTZ를 위한 CCTV카메라를 사용하였으며, 시험을 위하여 PC환경에서 알고리즘을 구현하였다. 호모그래피 관계를 통한 대응점과 최적화 알고리즘으로 얻어진 각각의 영상에 대응점의 위치 결과는 그림 3과 같다. 두 개의 방식에 의한 대응점의 오차는 2.4픽셀 차이를 보인다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

고정-PTZ 카메라의 서로 다른 뷰를 동기화하기 위해 2-D 호모그래피에 의한 최적화 방법을 이용한 영

상보정을 제안하였다. 제안된 방법은 CCTV감시 및 관제 시스템에서 사람검출, 얼굴검출, 물체인식 등 검출 부분에 활용 될 수 있을 것이다. 향후에는 호모그래피에 오류 특징점(outlier) 판단 시스템을 추가하여 뷰 동기화의 오차를 줄이는 부분이 필요 할 것이다.

참고문헌

- [1] J. Xin, X. Ma, Y. Deng, D. Liu and H. Liu, "A New Method of Stereo Localization Using Dual-PTZ-Cameras", *Int. Conf. Intelligent Robotics and Applications*, PartIII, pp. 460-472, 2013.
- [2] Y. Low, S. Lee, B. Goi and M. Ng "A New SIFT-Based Camera Calibration Method for Hybrid Dual-Camera", *Int. Conf. Infor. Engineering & Information Science*, PartII, pp. 96-103, 2011.
- [3] D. Lowe, "Object Recognition from Local Scale-Invariant Features," *Int. Conf. Comput. Vis.*, pp. 1150-1157, 1999.
- [4] R.Hartley, A.Zisserman, *Multiple View Geometry in Computer Vision*, Cambridge, 2003.
- [5] Z. Jinxin, D. Junping, "Automatic Image Parameter Optimization based on Levenberg-Marquardt Algorithm", *IEEE Int. Symposium on Industrial Electronics*, pp. 724-728, 2009.

합성 개구 레이더(SAR) 영상의 왜곡 특성 및 분석

*양희인, 김지수, 천혜림, 김재현
아주대학교 전자공학과

e-mail : [kfcddong, soo, hyerimn1 jkim]@ajou.ac.kr

Characteristics and Analysis of Distortion on Synthetic Aperture Radar Image

*Heein Yang, Jae-Hyun Kim
Department of Electrical Engineering
Ajou University

Abstract

Synthetic Aperture Radar(SAR) transmits microwave and receives back-scattered wave, then process it to be image. Since SAR uses active sensor, SAR sensor can be operated in all weather conditions and be used for day/night monitoring. Therefore, SAR has numerous advantages over other observing systems. However, interpretation of back-scattered image is very complicated because the appearance of image is different to the image of optic sensor. This paper discusses the characteristics of SAR image, distortion on the image, and brief analysis of SAR image.

I. 서론

SAR(Synthetic Aperture Radar:합성개구레이더)는 전자기파를 이용하는 능동 센서로 가시광선보다 파장이 긴 마이크로파를 이용하기 때문에 광학(Optical) 센서와 같은 수동 센서와 달리 기상 조건과 일조 현상

※ 본 연구는 한국연구재단을 통해 교육과학기술부의 우주기초원천기술개발 사업(NSL, National Space Lab)으로부터 지원받아 수행되었습니다 (2012-0009092).

등에 관계없이 전천후로 지구 표면 탐사가 가능하다. SAR는 일반적으로 위성이나 UAV(Unmanned Aerial Vehicle)의 탑재체로 활용되며 최근 SAR 기술의 급속한 발전을 통해 초고해상도의 표적탐지 및 식별이 가능해짐에 따라 군사용으로는 물론 과학 민수용으로 활용범위가 넓어지고 있다. SAR 영상의 다양한 활용가능성과 장점에 의해 국내는 물론 해외에서도 SAR 센서에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

하지만 영상을 눈으로 쉽게 식별할 수 있는 가시적 이미지로 출력하는 광학 센서의 영상과 달리, 관측 대상으로부터 후방 산란된 SAR 영상을 해석하는 것은 상당히 복잡하다. 또한 광학 현상에서 일어나지 않는 왜곡이 일어나므로 왜곡 현상에 대한 이해와 분석 능력이 필요하다. 따라서 본 논문에서는 SAR 영상에 영향을 미치는 요소들을 파악하고, 영상 관찰 및 분석을 통한 영상 해석 기법을 제공한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 SAR 영상이 가지는 특징과 영상의 노이즈를 분석하기 위한 SAR 센서 비행체의 영상 획득 방법과 관측 대상의 특성에 따라 SAR 영상이 나타내는 패턴을 설명하고, SAR 비행체와 관측 대상의 지형적 관계에 의해 나타나는 영상의 특징을 나타내었다. III장에서는 SAR 위성이 관측한 영상을 분석하여 분석 대상이 가지는 특성이 SAR 영상에 미치는 영향을 분석하고 II장에서 제시한 영상 획득 방법이 SAR 영상 형성에 미치는 영향을 확인한다. 마지막으로 IV장에서 결론을 맺는다.

표 1. SAR 영상 왜곡 발생 원인과 현상

발생원인	현상
RCS에 의한 왜곡	(1) Multi-scattering (2) Bragg-scattering
기하학적 차이에 의한 왜곡	(1) Fore shadowing (2) Layover (3) Radar shadow

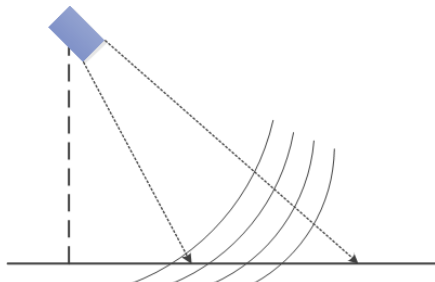


그림 1. SAR 센서의 측면 관측

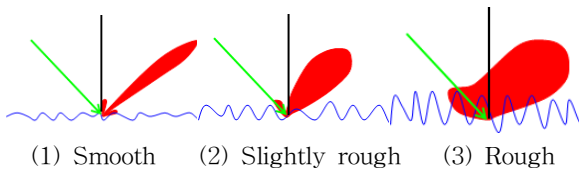


그림 2. 표면 거칠기에 따른 전자기파의 산란 현상

II. SAR 영상의 왜곡 현상

SAR는 관측 대상에 직접 신호를 방사하고 산란된 신호로 영상을 만들기 때문에 광학 센서와 같은 수동형 센서가 만든 영상과는 다른 왜곡을 가진다.

SAR 영상의 왜곡은 표 1과 같이 크게 두 가지 원인에 의해 나타난다. 첫 번째 원인은 전자기파의 산란 현상에 의해 나타나는 RCS(Radar Cross Section)에 의한 왜곡 현상이며, 다른 하나는 SAR 센서와 관측 대상의 기하학적 차이에 의한 왜곡 현상이다. 본 장에서는 SAR 영상의 왜곡 현상과 그 원인을 분석한다.

2.1 전자기파의 산란에 의한 RCS 왜곡

SAR 센서는 지상 관측을 위해 비행체에 탑재되고, 관측 대상으로부터 반사된 전자기파가 간접 받는 것을 방지하기 위해 그림 1과 같이 관측 대상의 측면을 관측한다.

관측 대상의 영상을 획득하기 위해서는 SAR 센서가 관측 대상으로부터 후방 산란된 전자기파를 받아야한다. 이 때, SAR 센서로 반사되는 전자기파의 에너지는 관측 대상 표면의 거칠기에 따라 달라진다. 관측

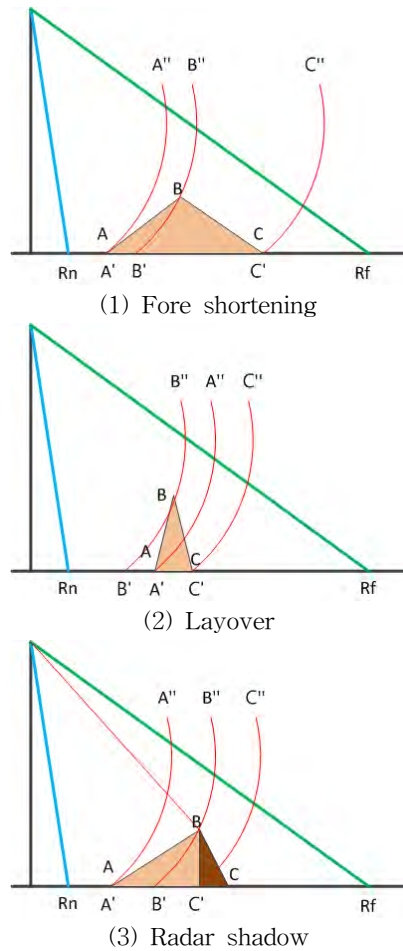


그림 3. 지형에 따른 SAR 영상 왜곡 현상

표 2. 기하학적 차이에 의한 왜곡과 왜곡 현상

왜곡 현상	왜곡 형태
(1) Fore shortening	지면 AB가 지면 BC에 비해 압축되어 나타남
(2) Layover	관측 대상의 영상이 뒤집힌 것으로 나타남.
(3) Radar shadow	관측 대상이 B에 의해 가려져 지면 BC가 관측되지 않고 그림자로 나타남

대상 표면의 거칠기에 따른 전자기파의 반사 패턴을 그림 2에 나타내었다. 잔잔한 수면의 경우, 그림 2의 (1)과 같이 투사한 전자기파가 관측 대상으로부터 모두 전반사된다. 이러한 경우, SAR 센서로 돌아오는 후방 산란 신호가 없기 때문에 관측 대상에 대한 영상을 만들 수 없게 된다. 이와 반대로 관측 대상의 표면이 Rayleigh condition에 따라 일정 수준 이상 거칠게 되면 후방 산란하는 전자기파 간의 간섭이 심해져서 영상의 품질을 떨어뜨릴 수 있다.

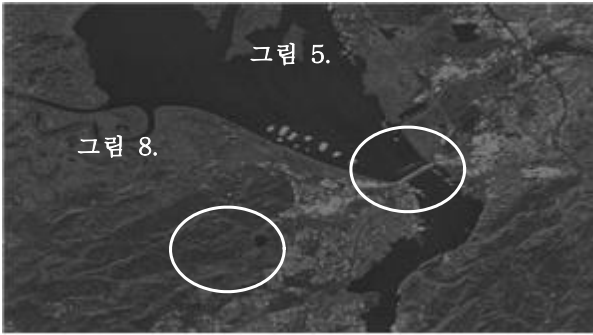


그림 4. SAR 영상(San Francisco, US)

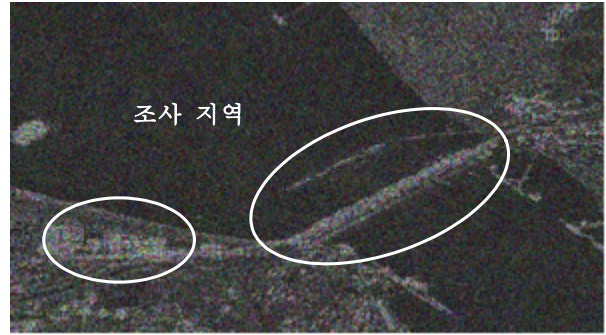


그림 7. 그림 5의 품질을 높인 SAR 영상



그림 5. 그림 4를 확대한 SAR 영상

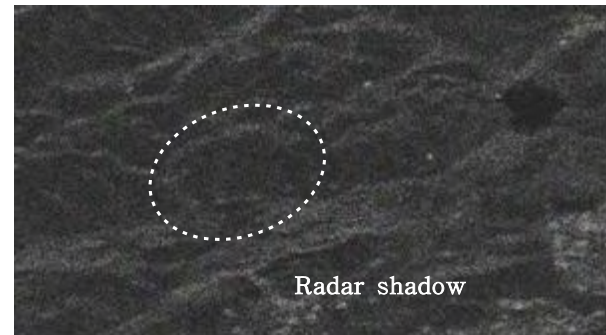


그림 8. 그림 4를 확대한 SAR 영상

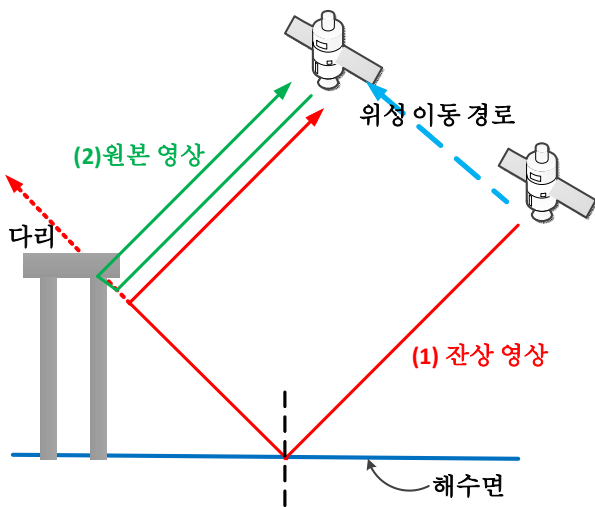


그림 6. 해수면에 반사된 전자기파

2.2 관측 대상의 기하학적 차이에 의한 왜곡

SAR 영상의 왜곡은 주로 측면 관측에 따라 관측 대상의 지형과 SAR 센서의 기하학적 차이에 의해 발생한다. SAR 센서가 후방 산란되는 신호를 그림 3의 (A, B, C)의 형태로 받아들이지 않고 (A', B', C')로 획득하기 때문에 왜곡이 일어난다. 이 중, SAR 센서와 관측 대상이 이루는 각도, 관측 대상의 형태에 의해

발생하는 왜곡을 표 2와 그림 3에 나타내었다.

또한 SAR 비행체가 일정 궤도에서 이동하며 후방 산란된 전자기파를 이용해 영상을 획득하기 때문에 도플러 효과에 의한 왜곡이 생긴다. 그림 6에서 다리를 향해 이동하며 영상을 획득하는 경우, 전자기파를 방사하는 동안 관측 대상인 다리와 가까워지고 후방 산란된 전자기파를 수신하는 동안 다리와 거리가 멀어진다. 전자기파의 파원인 SAR 비행체가 관측 대상에 가까워지는 동안 방사한 전자기파의 파장이 짧아지고 멀어지는 동안 전자기파의 파장이 길어지는 도플러 효과가 발생한다. 후방 산란된 전자기파의 파장이 변하기 때문에 영상에 왜곡이 발생하게 되고, 영상의 초점이 맞지 않는 것을 확인할 수 있다.

III. SAR 영상 획득 모의실험

SAR 영상에 나타나는 노이즈와 영상 특성을 확인하기 위해 ASF(Alaskan Satellite Facility)에서 제공하는 오픈 소스인 STP(SAR Training Processor) 툴을 사용하여 미국 샌프란시스코의 카르퀴네즈 해협(Carquines Strait) 주변을 관측한 SAR 영상을 그림 4에 나타내었다. 지상 관측 후 저장 데이터인 raw data를 RDA(Range Doppler Algorithm) 방법을 이용하여 이미지로 변환하였다. 조사 지역은 가로 4081 pixels,

표 3. 영상 획득 실험 환경

매개 변수	실험 환경
위성체 속도	7.548 km/s
고도	796.411 km
PRF	1293.2 Hz
Doppler Centroid Coefficient	그림 5 : 9.669568 그림 7 : 6.410152

세로 2256 pixels 이며 영상 분석에 있어 영상에 나타나는 speckle noise는 고려하지 않았다.

SAR 비행체의 이동에 따라 생기는 왜곡을 그림 5와 7에 나타내었다. 육지를 잇는 다리 사이에 해수가 흐르고 해수의 표면이 잔잔하고 유전율이 높기 때문에, 그림 6과 같이 해수면을 향해 방사한 전자기파 (1)이 전반사 된 뒤 다리에 부딪혀 후방 산란된다. 위성이 경로에 따라 이동한 후, 전자기파 (2)를 방사하게 되고 해당 위치에서 전자기파 (1)과 (2) 모두를 수신하게 된다. 두 전자기파의 영상이 함께 수신되기 때문에 영상에 잔상이 생겨 영상이 또렷하지 않은 것을 그림 5에서 확인할 수 있다. 또한 SAR 비행체의 이동에 의해 생기는 도플러 효과에 의해 수신한 전자기파 간의 간섭이 일어나 영상 품질이 떨어진다. 이를 보완하기 위해 그림 7에서는 SAR 비행체의 이동에 따른 도플러 주파수를 보정하였고, 그림 5에 비해 조사 지역이 더욱 또렷하게 보인다.

그림 8은 그림4의 샌프란시스코 내륙 지역을 확대한 영상이다. 내륙 지역에 존재하는 언덕과 경사면이 그림 3의 (3)과 같이 Radar shadow를 만들어내고 지형에 의해 가려지는 부분들이 검게 표시되는 것을 볼 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

SAR 센서의 전천후 지구 관측 기능과 high coherency에 의한 다양한 활용을 위해 SAR 영상 이해를 통한 지형 관측, 자원 탐사, 군사적 활용 등이 활발히 연구되고 있다. 본 논문에서는 SAR 영상 해석을 처음 접하는 초심자의 손쉬운 이해를 위해 SAR 영상이 가지는 특성과 이에 따른 노이즈를 확인하였고 또한 SAR 영상 관찰을 통한 노이즈 발생의 원인을 분석하였다.

SAR 영상에 나타나는 왜곡은 관측 방법과 전자기파의 특성에 의해 생기지만 bistatic radar를 이용한 기하학적 왜곡 감소, stepped-frequency를 이용한 잔상 감소, Doppler centroid 보정 등의 연구가 진행되고 있다. SAR 영상의 분석을 통해 왜곡 현상의 원인을 규명하

고 이를 보완할 수 있는 연구가 필요하다.

참고문헌

[1] G. C. Ian and H. W. Frank, Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data, Artech House, 2005.

[2] M. A. Richards, Fundamental of Radar Signal Processing, McGraw-Hill, 2005.

[3] J. C. Curlander and R. N. McDonough, Synthetic Aperture Radar: Systems and Signal Processing, John Wiley and Sons, 1991.

[4] A. V. Uppuluri and R. J. Jost, "MATLAB-Based ERS SAR Data Acquisition and Processing Software for Classroom Use," in *Proc IEEE*, April, 2004.

[5] Ž. Čučej and D. Gleich, "Signal Processing for Synthetic Aperture Radars," in *Proc IWSSIP 2010*, June, 2010.

MRF 기반의 Kinect-Stereo 융합 카메라를 사용한 깊이 영상 취득 기법¹⁾

윌리엄, 손기원, 이승재, 이만희, *박인규
인하대학교 정보통신공학부

e-mail : *williem.pao@gmail.com, kiwonshon86@gmail.com,*
creative.sjlee@gmail.com, maninara@hotmail.com, pik@inha.ac.kr

Robust Depth Acquisition Using Kinect-Stereo Fusion Camera on MRF Framework

Williem, Ki Won Shon, Seung Jae Lee, Man Hee Lee, *In Kyu Park
School of Information and Communication Engineering
Inha University

Abstract

본 논문에서는 Kinect와 스테레오 융합 카메라를 이용하여 높은 정확도의 깊이 영상을 얻는 새로운 기법을 제안한다. 또한 시공간 Markov random field (MRF) 기반의 깊이 영상 융합 기법을 제안한다. 기존의 연구와 달리 본 논문에서는 하나의 Kinect 카메라에 추가로 Kinect RGB 카메라를 병합하며 두 대의 Kinect RGB 카메라는 스테레오 카메라를 구성한다. 본 논문에서 제안하는 시공간 MRF 구조에서는 데이터 비용에서 시간적 정보를 고려하여 보다 우수한 품질의 깊이 정보를 추출한다. Kinect와 스테레오 정합의 융합을 통해 각 기법의 단점이 보완되어 높은 정확도의 깊이 지도를 얻을 수 있으며 시간적으로 깜빡거림이 줄어들어 부드러운 깊이 지도를 생성한다.

I. 서론

컴퓨터 비전 분야에서 스테레오 정합을 이용한 3차원 깊이영상 취득은 지난 수십 년 동안 지속적으로 연구 되어왔다. 지난 10년간 제안된 기존의 전역적 스테레오 정합 알고리즘은 MRF 모델을 이용한 에너지 최소화 문제로 해결되어 왔다.

1) 본 연구는 정보통신산업진흥원의 IT/SW 창의연구과정의 연구결과로 지식경제부와 (주)NHN에 의해 지원된 과제로 수행되었음(NIPA-2012-(H0505-12-1003)).

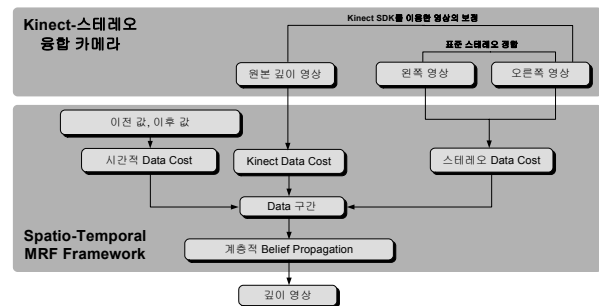


그림 1. 제안하는 알고리즘의 흐름

최근 저가의 3차원 카메라들이 출시되고 있는데 그 중 가장 광범위하게 이용되는 제품은 Microsoft의 Kinect이다. 그러나 Kinect 카메라는 너무 가까운 물체, 반투명/투명 물체나 전반사 특성을 가진 물체에 대해서는 정확한 깊이 정보를 얻지 못한다. 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 두 대의 Kinect 카메라를 조합하여 깊이 센서와 스테레오 정합을 동시에 수행하는 새로운 카메라 구조를 제안한다. 그림 1에 제안하는 알고리즘의 진행 흐름을 제시하였다.

II. 제안하는 Kinect-스테레오 융합 기법

1. Kinect-스테레오 융합 카메라

본 논문에서는 Kinect의 깊이 영상과 스테레오 정합

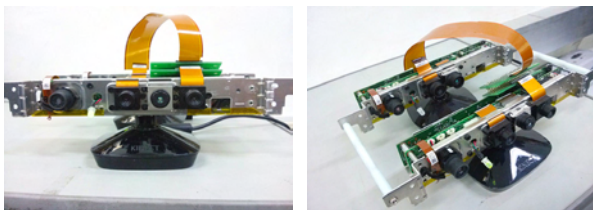


그림 2. Kinect-스테레오 융합 카메라

을 수행할 두 장의 컬러영상을 취득하기 위해, 그림 2와 같이 두 대의 Kinect를 결합한다. Kinect 센서와 공유되는 동일한 컬러 카메라를 하나의 구조로 조합함으로써 정교한 카메라 보정의 필요성이 사라진다. 두 RGB 카메라의 베이스라인의 길이는 5cm이다.

2. 시공간적(Spatio-Temporal) MRF 기반의 Kinect-스테레오 융합 기법

본 논문에서는 각 프레임에서 2차원 MRF 구조를 기반으로 한 일관적인 시공간 스테레오 정합을 수행한다. 제안하는 에너지 함수에서의 데이터 항은 스테레오 데이터 비용, Kinect 데이터 비용, 그리고 시간 일관성 데이터 비용의 세 가지 항으로 구성된다. 스테레오 카메라로부터 얻은 데이터 s , Kinect로부터 얻은 k , 그리고 시간적 정보로부터 얻은 t 를 이용하여 이를 표현하면 다음과 같다.

$$E = \sum_i \{w_s f_s(d_i, s_i) + w_k f_k(d_i, k_i) + w_t f_t(d_i, t_i)\} + \lambda_s \sum_{j \in N(i)} V(i, j) \quad (1)$$

여기서 λ_s 는 가중치이고, $f_s(d_i, s_i)$, $f_k(d_i, k_i)$, $f_t(d_i, t_i)$ 은 각각 스테레오, Kinect, 시간 일관성에 의한 데이터 비용이다. 본 논문에서는 계층적 신뢰도 전파기법^[1]을 사용하여 에너지 최소화 연산을 수행한다.

첫째, 스테레오 데이터 비용 $f_s(d_i, s_i)$ 는 왼쪽 영상과 오른쪽 영상의 그래디언트의 차이로 측정되며 다음과 같이 표현된다.

$$f_s(d_i, s_i) = \min(|\nabla R_i - \nabla L_{i+d}|, T_1) \quad (2)$$

여기서 ∇ 는 윈도우 중앙 화소와의 밝기차를 구하는 연산자이며 T_1 은 절단(truncation)값이다.

둘째, Kinect 데이터 비용 $f_k(d_i, k_i)$ 는 Kinect 깊이 값 k_i 와 후보 깊이 값의 차이로 계산된다.

$$f_k(d_i, k_i) = \min(|k_i - \frac{fB}{d_i}|, T_2) \quad (3)$$

여기서 변위 d_i 는 후보 변위, f 는 초점 거리, B 는 좌우 카메라간의 베이스라인 길이이며 T_2 은 절단값이다.

마지막으로 시간 일관성 데이터 비용은 식(4)와 같이 정의된다.

$$f_t(d_i, t_i) = b_j^d + b_k^d \quad (4)$$

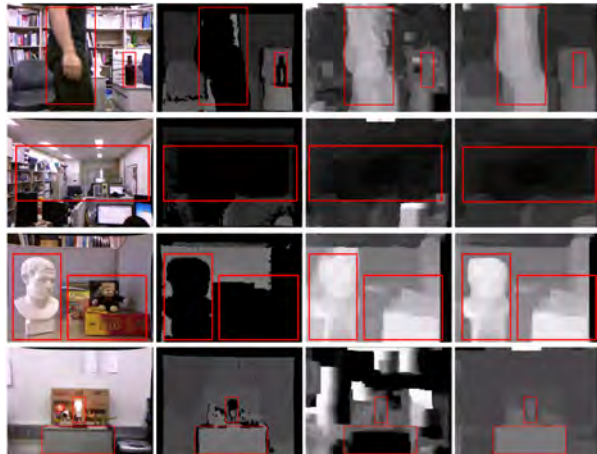


그림 3. 좌로부터 입력 RGB 영상(좌측), Kinect 깊이 영상, 스테레오 정합 결과 영상, 깊이 영상 융합 결과

여기서 i 는 현재 프레임에서의 위치이고, j, k 는 각각 이전 및 이후 프레임에서의 위치이다. b_j, b_k 는 각각 이전, 이후 프레임에서의 신뢰값(belief value)이다.

III. 실험결과

그림 3은 독립적인 Kinect 카메라 또는 스테레오 카메라에서는 깊이 영상이 잘 취득되지 않는 다양한 물체(텍스처가 부족한 물체, 너무 가까운 물체, 발광체, 전반사 물체)에 대한 실험 결과이다. 그림 3에 제시된 바와 같이 제안하는 깊이 융합 기법이 안정적으로 깊이 영상을 복원함을 알 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 시공간 MRF 구조로 모델링되는 Kinect와 스테레오 융합 카메라를 제안하였다. 주관적이고 정량적인 실험 결과를 통해 제안하는 기법은 3차원 깊이 영상을 안정적으로 취득함을 확인하였다.

참고문헌

- [1] P. Felzenszwalb and D. Huttenlocher, "Efficient belief propagation for early vision." IJCV, vol. 70, no. 1, pp. 41 - 54, October 2006.
- [2] J. Zhu, L. Wang, J. Gao, and R. Yang, "Spatial-temporal fusion for high accuracy depth maps using dynamic MRFs." IEEE TPAMI, vol. 32, no. 5, pp. 899 - 909, May 2010.
- [3] J. Zhu, et al, "Reliability fusion of time-of-flight depth and stereo geometry for high quality depth maps." IEEE TPAMI, vol. 33, no. 7, pp. 1400 - 1414, July 2011.

GMM 슈퍼벡터 기반 SVM을 이용한 오디오 사건 인식

*Trinh Tan Dat, 김진영
전남대학교 전자컴퓨터공학부
e-mail : trinhtandat1230@yahoo.com, beyondi@jnu.ac.kr

Audio Event Recognition Using GMM Supervector Based SVM

*Trinh Tan Dat, Jin-Young Kim
School of Electronics and Computer Engineering
Chonnam National University

Abstract

In this paper, we investigate GMM supervector based Support Vector Machine (SVM) with spectral features for audio event recognition. GMM supervector is obtained by stacking the mean of each Gaussian component that trained by adaptive GMM training. The GMM supervector then is used as input feature for SVM. Experimental results on an audio database demonstrate that our proposed approach significantly outperforms standard GMM-UBM on audio event recognition. Specifically, error rate is decreased from 26.52% to 14.97% by the GMM supervector based SVM using GUMI kernel as compared with GMM-UBM approach for 16 mixtures.

I. Introduction

Event recognition/detection using audio streams has become a challenging and important research problem in surveillance and monitoring systems [1]. It has been extensively and successfully used in many applications such as multimedia surveillance system, audio context recognition or audio indexing.

Our goal is to use audio signals as information to automatically identify the categories of sound events related to human presence such as crying, talking or screaming, or sounds of animals, nature, or objects.

Most of the previous research has used classifiers such as Gaussian Mixture Model (GMM), Hidden Markov Model (HMM) or Support Vector Machine (SVM) for audio event recognition [1-3]. In [1], authors combined short time energy, mel frequency cepstral coefficients (MFCCs), spectral statistical moments and their first and second derivatives as feature vectors. Feature vector dimension was then reduced by Principal Component Analysis (PCA) technique. GMM is applied to model the distribution of feature vectors for each event class. Eronen et al. [2] compared different features and classifiers for audio context recognition. Authors used MFCCs and their first-order time derivatives as feature vectors and HMMs with discriminative training for classification. They claim that the average recognition accuracy of the system was 58% against 69%, obtained in the listening tests in recognizing between 24 everyday contexts. The accuracies in recognizing six high-level classes were 82% for the system and 88% for the humans. In [3] authors compared various kinds of audio features for audio event recognition system. SVM was adopted

to classify each audio sample into on the different event classes. Results confirm that the accuracy of SVM is higher than GMM with each feature set.

In this paper, we propose to apply GMM supervector based SVM with spectral features for audio event recognition. First, the MFCC features are extracted from each audio sample. However, these features cannot be used directly for SVM, because the features extracted from samples of various lengths do not have a fixed dimension. To solve this problem, we use GMM supervector concept proposed in [5]. The MFCC features are used as input features to GMM-UBM in order to construct GMM supervector. The GMM supervector then is considered as input feature for SVM. GMM KL divergence kernel [5], GMM-UBM mean interval (GUMI) kernel [6] and some other commonly used SVM kernels are applied in the GMM supervector based SVM audio event recognition.

II. GMM-UBM System

2.1 Feature Extraction

Feature vectors are extracted from signals by using Mel-frequency cepstral coefficient (MFCC) technique [2]. The features are 13-dimensional MFCC (include 0th cepstral coefficient) plus a log energy feature, together with their delta and delta-delta coefficients. The features are calculated every 10 ms with a 25 ms Hamming window.

2.2 Modeling and Classification

The distribution of feature vectors for each event is modeled by a GMM. The GMM parameters can be estimated via Maximum A Posteriori (MAP) estimation by adapting from a Universal Background Model (UBM) [4]. The UBM is a GMM trained by EM algorithm using all training data [4].

Given a test audio sample $X = \{x_t\}_{t=1}^T$. Using the trained events models, the probability calculation is performed by using the objective function defined by

$$L(X|\lambda_m) = \log(p(X|\lambda_m)) = \sum_{t=1}^T \log(p(x_t|\lambda_m)) \quad (1)$$

where λ_m is m th event's model and $p(x|\lambda)$ is GMM distribution. The identified event is determined by

$$P^* = \operatorname{argmax}_m L(X|\lambda_m) \quad (2)$$

III. GMM Supervector based SVM

3.1 GMM Supervector

The GMM supervector is formed by stacking the mean of each Gaussian component that trained by GMM-UBM training [5]. The GMM supervector can be described through the following form

$$\mu = \begin{pmatrix} \mu_1 \\ \mu_2 \\ \vdots \\ \mu_M \end{pmatrix} \quad (3)$$

where M is the number of mixtures components.

The GMM supervector can be considered as a mapping from MFCC features of an audio sample to a high- and fixed-dimensional feature vector. Thus, we can use the GMM supervector as input feature for SVM classification. A block diagram of generating the GMM supervector is shown in Figure 1.

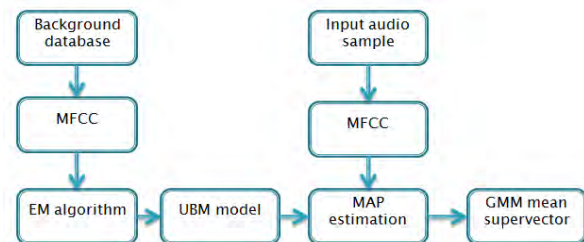


Figure 1. Block diagram of constructing the GMM supervector

3.2 SVM and Kernel Functions

An SVM [3, 5] is a binary linear classifier represented by a decision boundary based on a kernel function. The kernel function which is an important component for SVM is designed so that it can perform a non-linear mapping from an input space to a high-dimensional space.

Audio event recognition is a multi-class problem and SVM classifier can be used for multi-class problem with kernel method. LIBSVM version 3.13 [7] used for the multi-class SVM. In this paper, we apply four kernel functions for SVM to evaluate performance of recognition system, including: linear kernel, polynomial kernel, GMM KL divergence kernel [5] and GUMI kernel [6].

The first two kernels are commonly used. They

are given by equations (4) and (5), respectively.

$$K(x,y) = x^T y \tag{4}$$

$$K(x,y) = (x^T y + 1)^d \tag{5}$$

where d is the order of polynomial.

The GMM KL divergence kernel represented in [5] takes the form as

$$K(\mu^a, \mu^b) = \sum_{i=1}^M \left(\sqrt{\omega_i^u} (\Sigma_i^u)^{-1/2} \mu_i^a \right)^T \left(\sqrt{\omega_i^u} (\Sigma_i^u)^{-1/2} \mu_i^b \right) \tag{6}$$

where μ^a and μ^b are two GMM supervectors, μ_i^a and μ_i^b is the means of the i th mixture component in the two GMMs, ω_i^u and Σ_i^u are the weight and covariance matrix of the i th Gaussian component in the UBM, respectively. This kernel only uses the information from adapted mean and neglects the information of adapted covariance matrix. A kernel to be a linear combination of the Bhattacharyya mean distances, called GUMI kernel, is proposed in [6]. It allows us to exploit the information not only from the adapted mean but also from the adapted covariance matrix. The GUMI kernel is described as

$$K(\mu^a, \mu^b) = \sum_{i=1}^M \left(\left(\frac{\Sigma_i^a + \Sigma_i^u}{2} \right)^{-1/2} (\mu_i^a - \mu_i^u) \right)^T \left(\left(\frac{\Sigma_i^b + \Sigma_i^u}{2} \right)^{-1/2} (\mu_i^b - \mu_i^u) \right) \tag{7}$$

where μ^a and μ^b are two GMM supervectors, μ_i^a and μ_i^b is the means of the i th mixture component in the two GMMs, Σ_i^a and Σ_i^b is the covariance matrix of the i th component in the two GMMs, μ_i^u and Σ_i^u are the mean and covariance matrix of the i th component in the UBM, respectively.

IV. Experimental Results

4.1 Database

The performance evaluation of the proposed approach is conducted on the audio database collected from real-life environments. The database contains 2739 different samples corresponding to 22 distinct events. All the samples were recorded with 16 bit-precision at a sampling rate of 16 kHz. The samples were also detected and had different length (1 to 5 second each). The data was randomly spit into non-overlapping training and testing sets. For each event, we use 80% of the number of samples

for training and 20% for testing. Thus, there are 2191 samples selected as training set and another 548 samples as testing set. Table 1 shows information about selected audio samples.

In this work, we create three datasets from original database by randomly selecting training set and testing set. The experiment results are averaged out for these datasets. The UBM is trained with 16 and 32 mixtures. Relevance factor of $\tau=16$ is chosen for MAP estimation as given in [4].

Events	Number of samples	Events	Number of samples
Baby Crying	172	Front Door Bell	85
Broken Glass	70	Front Door Knob	78
Noise	80	Front Door Knock	79
Cell Phone Bell	46	Screaming	44
Dog Barking	234	Stuff Falling	56
Door Closing	315	Telephone Ring	40
Dish Falling	89	Toilet Flushing	103
Drawer Rolling	68	Walking Foot	498
Emergency Alarm	61	Wash Stand Water	41
Boiling Water Kettle	88	Human Talking	400
Dish Friction	22	Verandah Door Slide	70

Table 1. Some audio samples used for experiment

4.2 GMM Supervector based SVM with Different Kernels

We investigate the effective of our proposed GMM supervector based SVM (GSV-SVM) for audio event recognition system using different kernel functions. Table 2 shows the performance of the GSV-SVM approach using four different kernel functions for 16 and 32 mixtures, respectively.

The accuracy of recognition system through this approach is also greater than 80% in all cases. Further, we observe from experimental analysis that audio event recognition accuracy increases by increasing dimension of GMM supervector i.e. increasing number of mixtures. According to Table 2, it clearly shows that the GMM KL and GUMI kernel offer better performance than other kernel functions. Best recognition case through GSV-SVM approach attains 85.58% for 32 mixtures using GUMI kernel. The GUMI kernel can enhance the recognition rate and achieves the best performance even when small number of mixtures is used.

Kernel functions	Recognition rate (%)	
	16 mixtures	32 mixtures
Linear	81.11	82.02
3 rd Polynomial	80.57	81.72
GMM KL	84.30	84.42
GUMI	85.03	85.58

Table 2. Recognition rate of the GSV-SVM using various kernels

4.3 Performance Comparison of the Proposed Approach and GMM-UBM

We use the results in previous sub-section to compare with the GMM-UBM approach. Figure 2 shows comparison of the GSV-SVM approach using four kernels and GMM-UBM approach for 16 and 32 mixtures, respectively.

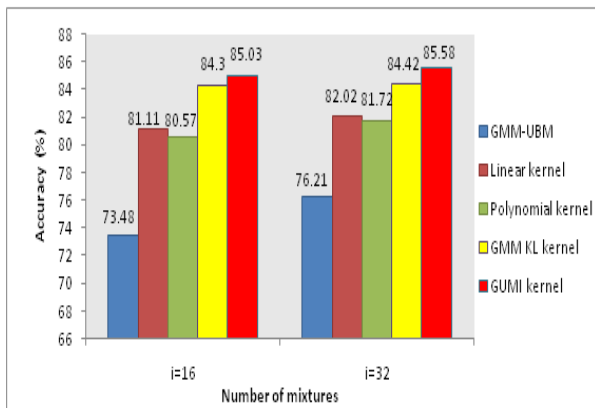


Figure 2. Comparison of the GSV-SVM using four kernels and GMM-UBM approach

From the figure, it can be seen that the GSV-SVM significantly outperforms the GMM-UBM for audio event recognition. Specifically, compared with the GMM-UBM, the accuracy of the GSV-SVM using GUMI kernel is 11.55% higher for 16 mixtures and 9.37% for 32 mixtures.

V. Conclusion

We have proposed to apply the GMM supervector based SVM with spectral features to audio event recognition. The GMM supervector is formed based on adaptive GMM training. We have also employed a multi-class SVM using various kernel functions to evaluate performance of recognition system. The results have confirmed that our proposed approach

can improve the accuracy of the recognition system significantly. In future, we intend to explore various feature extraction methods and to compare their effectiveness in an audio event recognition system.

Acknowledgement: This research was supported by the MKE (The Ministry of Knowledge Economy), Korea, under the ITRC (Information Technology Research Center) support program supervised by the NIPA (National IT Industry Promotion Agency) (NIPA-2012-H0301-12-3005) and the NRF of Korea Grant funded by the Korean Government (2009-0077345)

References

- [1] C. Clavel, T. Ehrette, and G. Richard, "Events Detection for an Audio-based Surveillance System," in Proceedings of the IEEE International Conference on Multimedia and Expo, pp. 1306 - 1309, 2005.
- [2] A. J. Eronen, V. T. Peltonen, J. T. Tuomi, A. P. Klapuri, S. Fagerlund, T. Sorsa, G. Lorho, and J. Huopaniemi, "Audio-based Context Recognition", IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, vol.14, no.1, pp. 321 - 329, 2006.
- [3] L. Lu, F. Ge, Q. Zhao, and Y. Yan, "A SVM-based Audio Event Detection System", International Conference on Electrical and Control Engineering, pp. 292-295, 2010.
- [4] D. A. Reynolds, T. F. Quatieri and R. B. Dunn, "Speaker Verification using Adapted Gaussian Mixture Models", Digital Signal Processing, vol.10, no.1, pp.19-41, 2000.
- [5] W. M. Campbell, D. E. Sturim, D. A. Reynolds, "Support Vector Machines using GMM Supervectors for Speaker Verification", IEEE Signal Processing Letters, vol.13, no.5, pp. 308-311, 2006
- [6] C. H. You, K. A. Lee, and H. Li, "An SVM Kernel with GMM-Supervector based on the Bhattacharyya Distance for Speaker Recognition", IEEE Signal Processing Letters, vol.16, no.1, pp. 49-52, 2009.
- [7] LIBSVM, www.csie.ntu.edu.tw/~cjlin/libsvm

기타 소음을 필터링한 수면 소리 기반 무호흡증 검출에 관한 연구

*박상윤, 박상희, 최선태, 조위덕
아주대학교 전자공학부

e-mail : *passa8837@gmail.com, seringon@ajou.ac.kr, shipteak@gmail.com,*
wdukecho@gmail.com

A Study of the Detect of Apnea Using Sleep Sound that Other Noise Filtering

*Sang-Yoon Park, Sang-Hee Park, Sun-Taag Choe, We-Duke Cho
Electrical and Computer Engineering
Ajou University

Abstract

In this paper suggest a study of the detect of apnea using sleep sound that other noise filtering. Sleep disorder characterized by abnormal pauses in breathing or instances of abnormally low breathing during sleep. Each pause in breathing, called an apnea, can last from at least ten seconds to minutes, and may occur 5 to 30 times or more an hour. Based this theory, Our system measured time of abnormal pauses breathing in snoring sound and detect the situation of apnea.

I. 서론

수면 중 코를 고는 사람들 중 코를 심하게 골다가 숨을 멈추는 경우가 있다. 이렇게 숨을 멈추는 시간이 10초 이상 이고 그 횟수가 1시간당 5번 이상 나타난다면, 혹은 7시간을 수면했을 때 30회 이상 나타난다면 이는 무호흡증으로 판단된다. 이러한 질환이 있

는 사람들은 만성피로가 올 뿐만 아니라 고혈압과 뇌졸중 등을 유발할 확률도 무호흡증이 없는 사람들에 비해 매우 높다. 하지만 치료를 받는다면 이런 질환들이 오는 것을 방지할 수 있다.[1] 연구에 의하면 무호흡증 치료를 받지 않은 사람은 받은 사람보다 12년 후 사망률이 17% 높다. 그렇다면 치료를 받으면 되지 않는가 생각할지도 모른다. 하지만 수면 중 무호흡증을 정상시에 판단하기엔 다소 어려움이 있고, 검사를 받기엔 검사비가 매우 비싸다는 단점이 있다.

본 논문에서는 직접 제작한 스마트폰 어플리케이션을 이용하여 수면 중 코골이 할 때를 녹음하고, 이 녹음된 파일에 필터를 적용함으로써 코골이 음역 이외의 기타 소음을 제거하고 신호의 패턴을 분석하여 수면 중 무호흡을 판단한다.[2]

II. 본론

수면장애는 깊은 수면에 드는 것을 방해하여 만성피로를 유발하는 것은 물론 기타 질환까지 유발시키기 때문에 일상생활을 하는데 있어 많은 영향을 주는 것은 물론 더해서는 생명에 위협을 준다. 수면시간이 충분한데 비해 정상시에 피곤한 정도가 심하다면 수면장애를 의심해 볼 수 있다. 하지만 같이 자는 사람이 있다면 그나마 수면장애의 유무에 대해서 알아챌 수 있

겠지만 혼자 잔다면 자신이 수면장애를 갖고 있는지는 판단하기 어렵다. 매년 1인 가구가 증가하고 있는 우리나라 같은 경우 수면장애에 의한 위협 또한 증가하고 있다.

무호흡증을 혼자서 판별해보기 위해서는 녹음을 하는 방법이 가장 정확할 것이다. 하지만 녹음한 음성파일을 듣고 있기에는 많은 시간이 필요시 된다. 다른 방법으로는 파형을 추출하여 분석할 수 있지만 진동에 의한 잡음, 혹은 수면 공간 이외에서 나는 외부 소음이 섞여있다면 쉽지 않을 것이다. 따라서 파형을 통해 수면 무호흡증을 판단하기 위해서는 Filtering을 해주는 것이 필요시 된다.

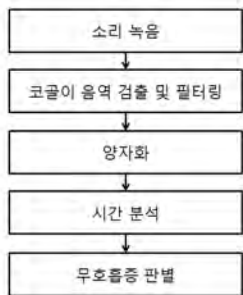


그림 1. 무호흡증 검출을 위한 과정

III. 구현

본 연구에서도 코골이와 관련된 파형만을 분석하기 위해 Filtering을 이용하였다. 코골이에 관련된 음역대만 Filtering하기 위해서는 우선 Time Variant로 되어있는 파형을 Fast Fourier Transform(FFT)을 통해 Frequency Variant로 변환해야 한다. [3]

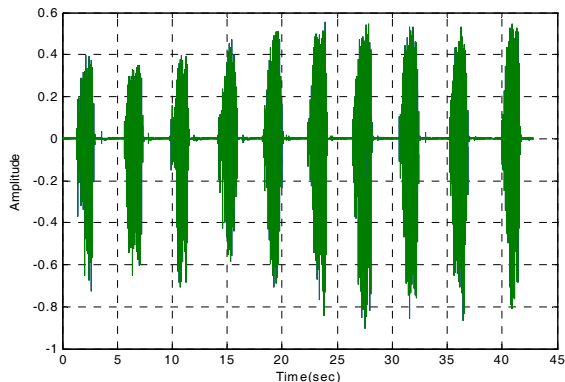


그림 2. 수면 중 코골이 음성 파형

그림 2은 MATLAB을 통해 코골이를 녹음한 wav파일을 Time Variant Graph로 출력한 것이다. 파형을 보면 할 수 있듯이 일정한 간격으로 코를 골고 있는 것을 확인할 수 있다. 이와 같은 경우는 코를 고는 수면장애는 있지만 무호흡증은 동반하지 않는 경우이다.

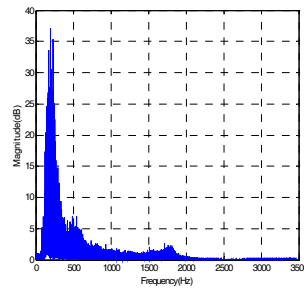


그림 3. FFT를 거쳐

Frequency로 나타난 음성 파형

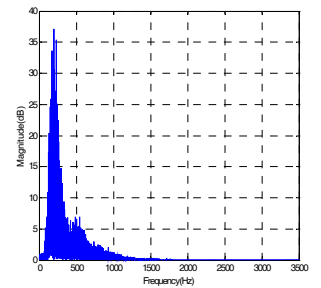


그림 4. LPF를 이용해

1000Hz 이상 잡음은 제거한 파형

그림 3는 그림 2의 신호를 FFT를 이용하여 Frequency Variant로 변환한 그래프이다. 코골이에 해당하는 주파수인 (500Hz) 이후에도 조금씩 신호가 존재하고 있는 것을 확인할 수 있다. 이런 소음들을 고주파수 영역을 제거하는 Butterworth Low Pass Filter(LPF)를 통하여 제거를 해줌으로써 기타 잡음을 Filtering할 수 있다. LPF를 설계할 때 cut off frequency를 500Hz로 설정하면 인식률이 크게 낮아지는 현상이 발생하여 1000Hz로 설정하였다. 그림 4을 통해 1000Hz 이상의 주파수대역의 신호가 감소한 것을 확인할 수 있다. 기타 소음이 Filtering된 신호를 원신호로 복원하기 위해서는 Inverse Fast Fourier Transform이 이용된다. 이를 거치면 그림 5와 같은 그래프를 얻을 수 있다. 그림 2과 비교하여 전체적으로 잡음이 많이 사라져 축소된 모습을 나타내는 것을 확인할 수 있다.

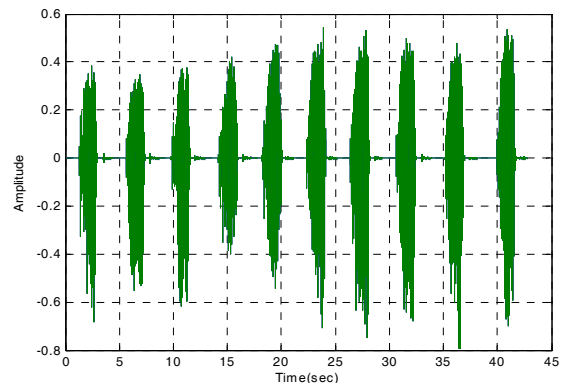


그림 5. LPF를 적용한 파형

다음으로 코를 고는 시간과 숨을 멈추는 시간을 측정해야 한다. 그림 5의 그래프는 소리의 그래프이기 때문에 양수 값과 음수 값을 진동한다. 따라서 양자화를 통해 소리가 있는 부분은 양수 값을 가지는 값들로 변환해 주어야 한다. 측정해야 하는 값들은 x축의 간격이 요구되기 때문에 0과 1로 이루어진 1bit 수식1의 양

자화를 사용하였다. 위의 그래프를 양자화 한 그래프는 그림 6과 같다. 그림 5의 신호를 1차적으로 양수의 값을 갖는 함수로 양자화를 한다. 그 결과는 그림 6의 네모 안에 있는 그래프와 같다. 이렇게 양자화가 된 그래프를 다시 detect하여 1bit 양자화를 한다. 그 결과는 그림 6의 1의 값을 갖는 그래프와 같다. 이 그래프를 통해 1의 값을 갖는 부분은 코를 끌고 있는 부분이고 0을 갖는 부분은 코를 끌지 않는 부분임을 알 수 있다.

$$P = \begin{cases} 0; & \text{When } (Amplitude < 0.1 \text{ with} \\ & \text{Duration } > 0.2 \text{ Seconds}) \\ 1; & \text{Otherwise} \end{cases}$$

수식 1. 양자화 조건식

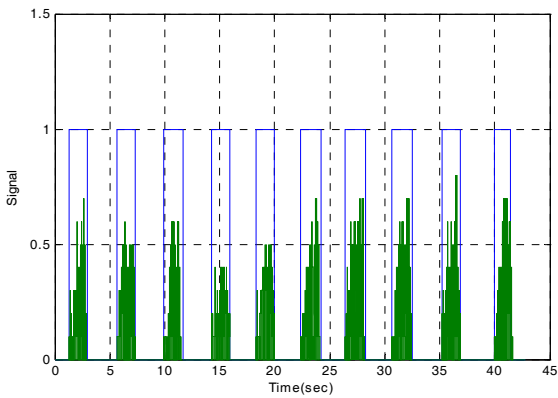


그림 6. 양자화 된 그래프

각 기간 동안의 값들을 다시 함수 화하면 그림 7과 같다.

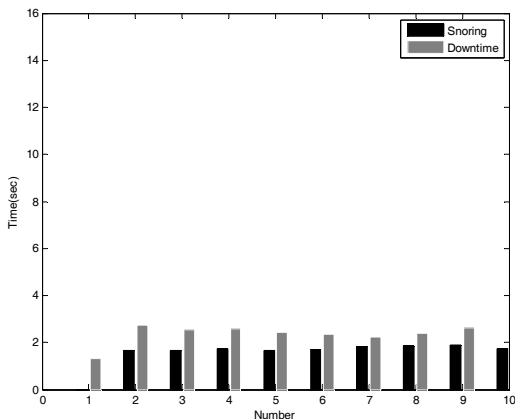


그림 7. 코를 고는 시간과 끌지 않는 시간을 Detect하여 그 값을 나타낸 그래프

그림 7 그래프에서 Downtime은 코를 끌지 않는 시간을 나타내고 Snoring은 코를 끌고 있는 시간을 나타낸다. 무호흡증이 없이 일반적으로 코를 끄는 실험자의 데이터라 코를 고는 시간과 끌지 않는 시간의 간격이 대체로 일정한 것을 확인할 수 있다.

설계된 분석기를 이용하여 무호흡증이 있는 사람의 경우 결과가 어떻게 다른지 아래의 그림 8을 통해 확인할 수 있다.

우선 그림 8의 첫 번째 그래프에서도 알 수 있듯이 세 번 코를 곤 후 무호흡 증상이 나타나는 것을 확인할 수 있다. 이를 Matlab을 통해 LPF를 하여 기타 소음을 제거하고 양자화를 시킨 그래프는 상단 오른쪽의 그래프와 같다. 무호흡증이 없이 코를 끄는 사람의 그래프인 그림 6과는 다르게 무호흡인 구간의 양자화 값이 0이 되는 것을 확인할 수 있다. 이 패턴을 분석하여 무호흡증상이 있다고 판단할 수 있다. 오른쪽 맨 아래 그래프를 통해 이 구간의 무호흡 시간이 15초 이상이 되는 것을 확인할 수 있고 이론에 의해 이런 구간이 1시간당 5회 이상 측정이 된다면 무호흡으로 판단할 수 있다. 위의 실험군의 경우 이러한 구간이 1시간당 5회가 되지 않고 7시간 수면을 기준으로 30회라는 점으로 판단할 때 또한 무호흡증으로 판단되지 않는다. 하지만 무호흡증 위험 군으로 판단할 수 있고 조기 치료를 받게 할 수 있다.

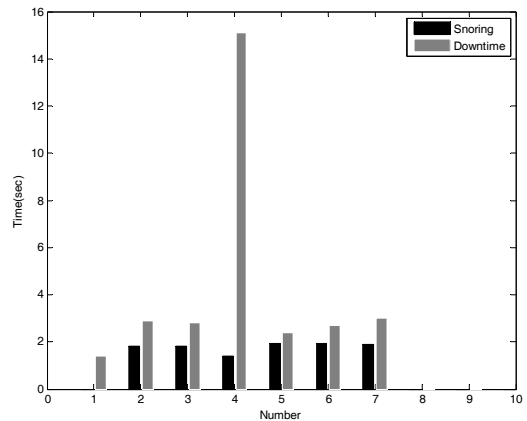
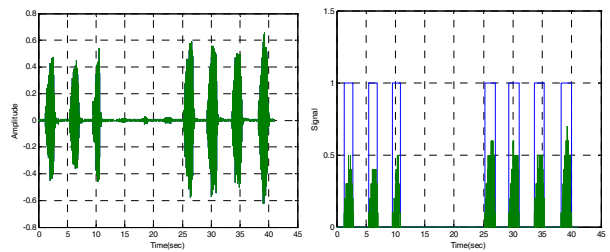


그림 8. 무호흡 증상이 있는 사람의 경우를 나타낸 그래프

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본문에서 볼 수 있듯이 위와 같은 패턴 분석에 의해 무호흡증 여부에 대해서 알아볼 수 있고 이를 통해 무호흡증 판별은 물론 심해지는 것을 예방할 수 있다. 하지만 아직 실험 군이 많이 확보되지 않은 상태에서 결론이 도출되어 이러한 알고리즘이 모든 무호흡증 환자를 판별하는데 타당하다 판단할 수 없다. 연구에 의하면 사람의 코골이는 약 500Hz이고 크기는 80~90dB 이 된다고 한다. 하지만 크기의 경우 녹음하는 환경에 따라서 달라진다. 따라서 지속적인 실험을 통하여 녹음하는 위치와 녹음 장비에 대해서 더 정확한 parameter가 필요하다. 결론적으로 위와 같은 시스템을 통해 무호흡증 판별에 대한 가능성을 볼 수 있었고 앞으로 실험 군을 늘려 더욱 다양한 경우에도 무호흡증을 판별할 수 있도록 보완이 필요하다.

참고문헌

- [1] 김병국; 이금숙. 코골이와 수면 무호흡증의 진단. 대한치과의사협회지, 2005, 43.11: p703-707.
- [2] JUNG, Hyovin, et al. Analysis of Snoring Sound in Obstructive Sleep Apnea Patients Based on Obstruction Site. Korean Journal of Otorhinolaryngology-Head and Neck Surgery, 2012, 55.8: p493-497.
- [3] 이창기; 김대익, “웨이브렛 변환을 이용한 음성의 적응 잡음 제거.” 한국전자통신학회논문지 제, 2009, 4.3: p190-196

부대역 적응 칼만 필터 기반 음향학적 반향 제거 기법의 soft decision에 관한 연구

*이철민, 강신재, 이강현, 김남수
서울대학교 전기 정보공학부 뉴미디어통신공동연구소
e-mail : {cmlee, sjkang, khlee}@hi.snu.ac.kr, nkim@snu.ac.kr

A Research on the Soft Decision for Acoustic Echo Cancellation using Subband Adaptive Kalman Filtering in Frequency Domain

*Chul Min Lee, Shin Jae Kang, Kang Hyun Lee, Nam Soo Kim
Department of Electrical and Computer Engineering and INMC
Seoul National University

Abstract

In this paper, we proposed a novel approach to cancel acoustic echo based on soft decision using subband adaptive Kalman filtering in frequency domain. The previous technique based on Kalman filtering has some problems as remaining considerable residual echo and deteriorating the estimated signal. The proposed method using soft decision could improve those problems. The proposed technique showed better performance than the previous method.

I. 서론

음향학적 반향은 마이크를 활용하는 많은 어플리케이션에서 발생하며 음성을 왜곡시키고 원치 않는 신호를 생성한다. 이를 제거하기 위해 다양한 적응 필터를 활용한 음향학적 반향 신호 추정을 시도하였고 많은 연구가 진행되었다[1].

최근 주파수 영역에서 인접한 주파수 대역을 고려하여 부대역 칼만 필터로 음향학적 반향 신호를 추정하는 기법이 제안되었다[2]. 인접한 주파수 영역에서의 연속성을 고려하여 고려하는 인접한 대역이 많아질수록 더 좋은 성능을 보였다. 그러나 잔여 반향 성분이

여전히 존재하고 주파수 영역에서 직접 페이즈 성분까지 추정하기 때문에 반향이 제거된 신호의 음성 왜곡이 발생하거나 부자연스러운 음이 발생하기도 한다.

본 논문에서는 이런 문제점을 해결하고자 soft decision 기법을 반향 제거 기술과의 결합을 제안하였다. soft decision 기법을 통해 이전 기법보다 향상된 반향 제거 성능을 확인하였다.

II. 본론

2.1 부대역 적응 칼만 필터 기반 음향학적 반향 제거 기법

과거에는 많은 연산량을 필요로 하는 칼만 필터에 기반한 음향학적 반향 제거 기법이 많이 연구되지 않았으나 최근 컴퓨터나 모바일 프로세서 등이 발전하고 실시간 처리 능력이 향상되면서 이를 이용한 기법들이 제안되고 있다.

부대역 적응 칼만 필터 기반 음향학적 반향 제거 기법은 단시간 푸리에 변환을 이용하여 입력 신호 및 레퍼런스 신호를 주파수 영역으로 변환하여 주파수 영역마다 칼만 필터를 기반으로 반향 패스를 찾는다. 반향 신호를 추정하고 최종적으로 반향이 제거된 신호를 얻게 된다. 단시간 푸리에 변환에 사용한 계수만큼 부대역 적응 칼만 필터를 구성하며 반향이 제거된 신호는 다음 처리할 입력 신호를 위한 필터 업데이트 정보로 사용한다. 이 때 각각의 칼만 필터에서 사용하는 공분산 행렬을 업데이트하며 필요한 파라미터 등을 추정하

게 된다. 칼만 필터에서 추정하는 각각의 state는 반향 패스를 주파수 영역으로 변환시켜 놓은 것과 대응되며 state의 변화는 시간에 따라 천천히 변화한다고 가정한다. 다른 칼만 필터와 차이점은 주파수 대역별로 반향 성분을 추정할 때 인접한 주파수 대역이 주는 영향을 고려하여 반향 패스를 추정함에 있다. 인접한 주파수는 서로 연속성을 가지고 있으므로 k번째 인접한 주파수를 고려할 때 (k-1)번째 및 (k+1)번째 인접한 주파수 성분도 동시에 고려하면 주파수 영역 간의 상관관계를 통해 원하는 반향 패스를 더 정확히 추정할 수 있고 결과적으로 반향 신호 추정이 정밀해진다[2].

2.2 부대역 적응 칼만 필터 기반 음향학적 반향 제거 기법과 soft decision 결합

부대역 적응 칼만 필터 기반 음향학적 반향 제거 기법은 인접한 주파수 성분을 많이 고려할수록 향상된 반향 패스 추정 결과를 보인다. 그러나 여전히 이 기법에서도 반향에 제거된 신호에서 잔여 반향 성분이 일정 부분 검출되며 주파수 영역에서 직접 페이즈 성분까지 포함한 반향 신호 추정으로 인해 반향이 제거된 신호의 명료성이 떨어짐을 보인다. 이를 해결하기 위한 방안으로 soft decision 기법[3]을 결합한 음향학적 반향 제거 기법을 제안하였다.

기존 방법에서 페이즈를 변화하는 과정을 수정하기 위하여 최종 반향 신호를 얻는 과정은 wiener filter를 이용한 이득 추정을 통하여 반향 신호가 제거하는 것이다. 인접한 주파수를 고려한 부대역 적응 칼만 필터는 기존처럼 반향 패스를 찾고 얻어진 반향 신호는 soft decision 과정을 위한 첫 단계로 추정한 반향 신호에 대한 power spectral density (PSD)를 구한다. 이 과정은 일반적으로 많이 사용하는 1차 평활화로 추정한다. 현재 입력된 신호와 추정한 반향 신호 PSD의 비율은 a posteriori SER (signal-to-echo ratio)라고 정의하고 추정한 반향 제거 신호 PSD와 추정한 반향 신호 PSD의 비율은 a priori SER로 정의하여 각각을 추정하는 과정을 거친다. 추정 방법은 음성 향상 기법에 널리 사용되는 decision-directed 기법을 사용한다 [4]. 각각을 수식으로 정리하면 다음과 같다.

$$\gamma(i, k) \equiv \frac{|Y(i, k)|^2}{\lambda_D(i, k)}$$

$$\xi(i, k) \equiv \frac{\lambda_S(i, k)}{\lambda_D(i, k)}$$

$\gamma(i, k)$ 는 a posteriori SER, $\xi(i, k)$ 는 a priori SER

이며 $Y(i, k)$ 는 현재 들어오는 i 번째 시간에서의 k 번째 주파수 성분을 의미하여 $\lambda_D(i, k)$ 는 추정한 반향 신호의 PSD, $\lambda_S(i, k)$ 는 추정한 반향 제거된 신호의 PSD 값을 의미한다. 그리고 다음과 같은 wiener filter를 통해서 이득을 추정한다.

$$G(i, k) = \frac{\xi(i, k)}{1 + \xi(i, k)}$$

일반적으로는 추정한 이득과 입력 신호의 곱으로 반향이 제거된 신호를 구하면 된다. 하지만 보다 정확한 반향 신호 제거를 위해 near-end 음성이 없을 확률을 구하여 soft decision을 취하여 최종적으로 반향 제거 신호를 추정하게 된다. near-end 음성이 존재하지 않을 확률을 구하기 위해서 추정하는 반향 신호와 반향 제거 신호 모두 평균이 0인 복소수 가우시안 분포를 따른다고 가정한다. 반향만 존재할 경우를 H_0 , 반향과 음성이 존재할 경우는 H_1 이라고 하면 구하고자 하는 near-end 음성이 존재하지 않을 확률은 Bayes' rule을 통해서 다음처럼 구할 수 있다[5].

$$p(H_0|Y(i, k)) = \frac{p(Y(i, k)|H_0)p(H_0)}{p(Y(i, k)|H_0)p(H_0) + p(Y(i, k)|H_1)p(H_1)}$$

$$= \frac{1}{1 + q\Lambda(Y(i, k))}$$

$p(H_0)$ 는 반향만 존재할 확률, 즉 음성이 존재하지 않을 a priori 확률을 의미하며, $p(H_1)$ 은 반향과 음성이 모두 존재할 확률을 뜻한다. q 는 $p(H_1)/p(H_0)$ 의 비율이며 $\Lambda(Y(i, k))$ 는 a posteriori SER $\gamma(i, k)$ 와 a priori SER $\xi(i, k)$ 를 이용하여 다음처럼 표현된다.

$$\Lambda(Y(i, k)) = \frac{p(Y(i, k)|H_1)}{p(Y(i, k)|H_0)}$$

$$= \frac{1}{1 + \xi(i, k)} \exp\left[\frac{\gamma(i, k)\xi(i, k)}{1 + \xi(i, k)}\right]$$

추정한 $p(H_0|Y(i, k))$ 는 음성이 존재하지 않는 확률이므로 최종적으로 반향이 제거된 신호를 구하기 위한 soft decision 과정은 다음처럼 정리된다.

$$\hat{S}(i, k) = (1 - p(H_0|Y(i, k)))G(i, k)Y(i, k)$$

III. 실험 결과

제안한 기법의 실험 평가를 위해서 SiTEC DB에서 남성 화자의 20개 음성 파일을 사용하였고 전체 발화 시간은 약 200초이다[6]. 실험을 위해 DB는 16kHz 샘플링하였으며 음향학적 반향 신호를 만들기 위하여 $4 \times 4 \times 3m^3$ 에 해당하는 가상공간에 reverberation 시간은 0.3초, 공간 임펄스 길이는 2048로 하는 공간 임펄스 응답을 시뮬레이션 하였다[7]. 단시간 푸리에 변환을 위해 윈도우 길이는 256 샘플, 고속 푸리에 변환은 256-point를 사용했고, hamming 윈도우를 사용했으며 50% overlap을 고려하였다. 실험 평가를 위해 사용한 측정 방법은 echo return loss enhancement (ERLE)를 사용하였으며 수식은 다음과 같다.

$$ERLE(dB) = 10\log\left[\frac{E[y^2(t)]}{E[e^2(t)]}\right]$$

$y(t)$ 는 입력 신호이며 $e(t)$ 는 반향이 제거된 신호이다.

ERLE 비교를 위해 기존 칼만 필터 기반 음향학적 반향 제거 기법과 soft decision을 결합한 기법을 실험하였다. K는 해당 주파수를 중심으로 고려한 인접한 주파수 대역 개수를 의미한다.

표 1. 기존 칼만 기법과 제안한 기법의 ERLE 비교

기법 종류	K	ERLE(dB)
기존 부대역 적응 칼만 필터 기법	0	15.90
	1	27.32
제안한 soft decision 결합 기법	0	24.84

표 1에서는 부대역 적응 칼만 필터 기반 음향학적 반향 제거 기법보다 제안한 soft decision 기법을 활용한 방법이 보다 향상된 ERLE 결과로 나타남을 확인할 수 있었다. 인접한 주파수를 고려하지 않은 경우에서 soft decision 결합 기법이 기존 인접한 주파수를 고려한 경우와 유사한 성능을 보였다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 부대역 적응 칼만 필터에 기반한 음향학적 반향 제거 기술의 단점을 해결하고 반향 제거 성능을 높일 수 있는 soft decision 기법과의 결합을

제안하였다. 성능 평가를 통해 이전 칼만 필터 기법보다 향상된 성능을 확인할 수 있었다. 동시 통화 구간 검출 기법과 결합하면 발화자의 음성이 존재할 경우보다 정확한 음성 추정이 될 것으로 기대한다. 이를 위해서는 반향이 존재하는 구간에서 정확한 동시 통화 구간을 검출하는 기법이 요구되며 마이크를 활용하는 많은 분야에서 널리 활용할 수 있다. 부대역 적응 칼만 필터에서 반향 패스를 추정하는 과정에서 계산량을 줄이기 위한 공분산 행렬이나 파라미터 추정 과정의 근사 기법이 적용되면 다른 음성 향상 기법들과 결합하여 음성 향상 성능을 개선하고 인식률 높은 음성 인식 결과도 기대할 수 있다.

ACKNOWLEDGMENT

본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업 (NIPA-2012-H0301-12-2005) 및 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2012R1A2A2A01045874)

참고문헌

- [1] E. Hänsler and G. Schmidt, Acoustic Echo and Noise Control : A Practical Approach. New York: Wiley, 2004
- [2] 이철민, 진유광, 강태균, 김남수, "부대역 적응 칼만 필터를 이용한 음향학적 반향제거기법에 대한 연구," 한국통신학회 동계종합학술발표회 논문집, 2012년 2월
- [3] Y.-S. Park and J.-H. Chang, "Frequency domain acoustic echo suppression based on soft decision," IEEE Signal Process. Lett., vol. 16, pp. 53 - 56, Jan. 2009.
- [4] Y. Ephraim and D. Malah, "Speech enhancement using a minimum mean-square error short-time spectral amplitude estimator," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process., vol. ASSP-32, no. 6, pp. 1109 - 1121, Dec. 1984.
- [5] Lee, S. Y. and Kim, N. S., "A statistical model based residual echo suppression," IEEE Signal Process. Lett., vol. 14, no. 10, pp. 758-761, Oct. 2007.
- [6] 원광대학교 음성정보기술산업지원센터 SiTEC website. [Online] Available: <http://www.sitec.or.kr/>
- [7] Emanuël Habets's Website [Online] Available: http://home.tiscali.nl/ehabets/rir_generator.html

압력센서를 이용한 호흡 수 검출 알고리즘

이영권, 민명기, 최선탉, 조위덕
아주대학교 전자공학부

e-mail : lyg6772@ajou.ac.kr, mmmgmjo@ajou.ac.kr, shiptaek@ajou.ac.kr,
wedukecho@gmail.com

An algorithm for Breath detection using Force Sensing Resistor

Young-Kwon Lee, Myeong-Ki Min, Sun-Taag Choe, We-Duke Cho
School of Computer Science and Electronics Engineering
Ajou University

Abstract

Using Force Sensing Resistor(FSR), We suggest an algorithm for detecting breath. Chest expands when inhaling, Chest shrinks when exhaling. Using this, we detected breath through attaching 3 FSRs on chest. We removed high frequency noise using Moving Average Filter, used Quantization for detecting peaks. If present value would be greater than previous value, find that next value would be less than present value. We got 41 times breathing from algorithm of 40 times in real.

I. 서론

미국 국립보건원 주관 하에 조사로는 미국 내에서 연간 인구 10만명 당 65명 꼴로 급성호흡장애증후군이 발생하고 있다. 가장 먼저 나타나는 증상은 호흡수의 증가이고 뒤이어 호흡 곤란이 생긴다. 유발요인 발생 후 12시간에서 36시간 안에 증상이 발생하며 대개 72 시간 정도 지나면 환자들이 명백한 증상을 호소한다.[1]

이 외에도 호흡 곤란의 증상으로 기좌호흡(누우면 호흡 곤란이 심해지고 일어나면 덜해지는 증상), 편평호

흡(일어나 앉으면 호흡 곤란이 심해지고 누우면 편해지는 증상), 측위호흡(좌측 혹은 우측으로 눕는 경우 호흡 곤란이 심해지는 증상)등이 있다.

일상 생활에서 호흡 곤란이 발생할 경우 빠른 조치를 취하지 않으면 생명에 위협이 될 수 있는데 이를 방지하기 위하여 여러 가지 연구가 진행되고 있다. 호흡수 검출 사례 연구로는 도플러 레이더를 이용하는 연구 [2], 한국전자통신연구원에서 개발한 e-Health 시스템 [3]등이 있다.

본 논문에서는 호흡 시 흉부가 팽창과 축소하는 점을 이용하여 흉부에 FSR를 부착하고 FSR에 가해지는 압력 값으로 호흡을 검출하는 알고리즘을 소개한다.

II. 본론

동물은 기본적으로 호흡 시 흉부가 팽창하고 축소한다. 이 원리를 이용하여 흉부에 FSR을 부착하고 호흡 시 압력 값을 측정하여 호흡을 검출한다.

1. Hardware

호흡을 검출하기 위해 Sensor로는 FSR-402를 사용하였고 MCU로는 Arudino Mega를 사용하여 압력의 변화를 측정하였다.

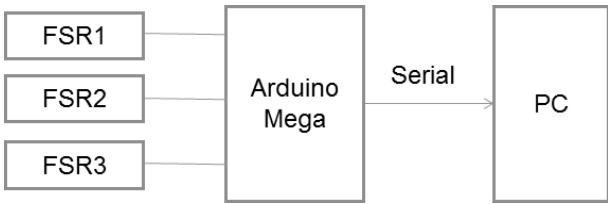


그림 1 호흡을 검출하기 위한 Hardware 구성도

그림 1은 호흡을 검출하기 위해 하드웨어를 구성한 그림이다. 벨트형식으로 하여 다음과 같이 일상 생활에서도 무리없이 활동하며 호흡을 검출할 수 있도록 하였다.



그림 2 벨트에 FSR을 부착하여 Wearable Device 형식으로 제작하고 착용한 모습.

2. 신호 파형 분석

들숨 시 FSR에 가해지는 압력이 증가하고 날숨 시 FSR에 가해지는 압력이 감소한다. 이를 살펴본다면 그림 3과 같다.

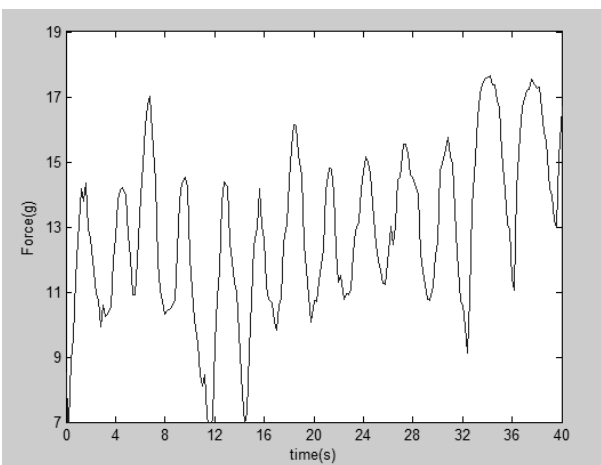


그림 3 FSR에 가해지는 압력의 신호 파형

그림 3에서 x축은 시간(s), y축은 무게(g)이다. 이 신호를 Moving Average Filter와 Quatization을 거치고 나면 그림 4와 같은 신호를 추출할 수 있다.

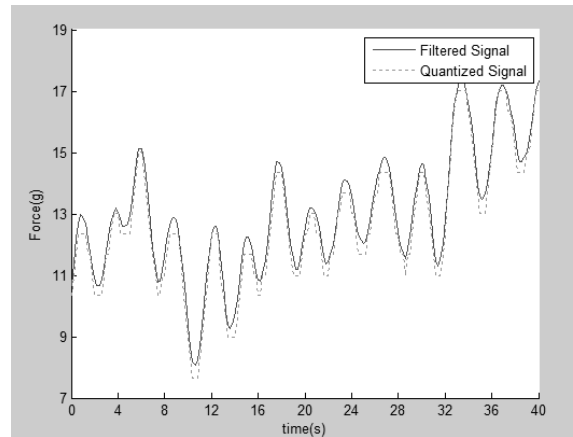


그림 4 전처리를 거친 신호 파형

실험에 의해 결정된 Moving Average Filter에서의 Window size는 8, samples, Quatization level은 0.03 * MAX value로 설정하였다.

3. 호흡 검출 알고리즘

두 점을 비교하여 상승하는 부분을 찾았다면 호흡을 셀 준비를 한다. 그 후 하강하는 부분을 찾으면 그 부분을 Peak라 인식하고 호흡수를 더한다.

그림 5는 peak를 검출한 결과이다.

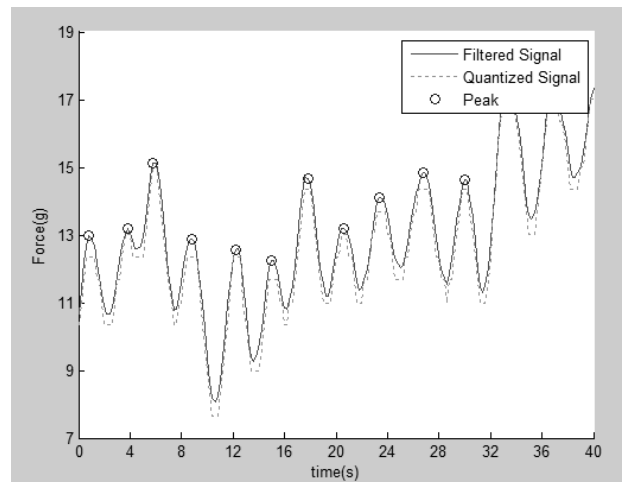


그림 5 Peak 검출

4. 실험 및 결과

그림 6는 약 2분간 40회 호흡한 신호이다. 0.3/s 정도 되었다. matlab을 이용하여 simulation한 결과 41회 라는 결과가 나왔다.

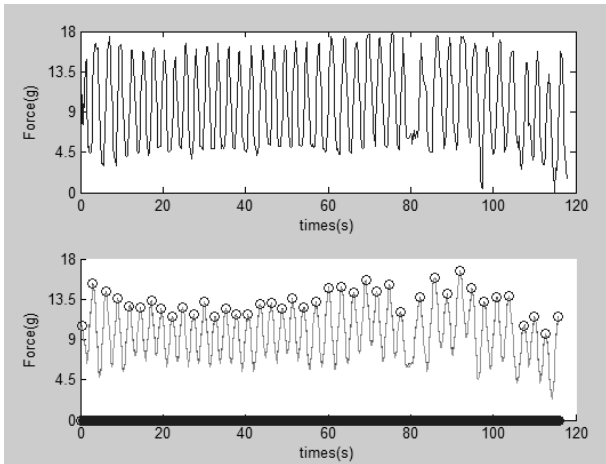


그림 6 호흡 데이터 및 검출 결과

참고문헌

[1] 코리아미디어, “급성호흡곤란증후군”,
 “http://m.koreanmedi.com/medi/detail.php?Groups=97&Hid=2834&part=97&search_page=1”

[2] 신재연, 조성필, 장병준, 박호동, 이윤수, 이경중, “도플러 레이더를 이용한 비접촉 방식의 심박 및 호흡 검출에 관한 연구,” 전자공학회 논문지 제 46 권 SC 편 제 1 호 2009년 1월

[3] 신승철, 유창용 등 8명, “응급상황 감지를 위한 e-Health 시스템의 구현” 한국정보과학회논문집, 제 31권 1권, 2004. 4., pp.322-324,

Ⅲ. 결론 및 향후 연구 방향

본 실험에서는 앉은 자세에서만 측정하였다. 앉은 자세는 상체의 움직임이 고정되어있기 때문에 FSR에 가해지는 압력이 일정하기 때문이다. 하지만 벨트를 착용하고 앉았다 일어서거나 허리를 구부리는 등 자세를 변경하면 FSR에 가해지는 압력이 변하기 때문에 호흡을 자세히 측정할 수 없었다.

차후 연구 주제로는 자세 변경 시 신호의 불안정함을 보정하고 직립 상태 및 보행 시 호흡을 검출하는 알고리즘을 구현한다.

향후 활용 방안으로는 3축 가속도 센서와 결합하여 일상생활에서 응급 상황 발생 시 사용자, 주위 사람 및 의사에게 응급 상황을 알리는 서비스를 제공하여 급성호흡곤란증후군 및 호흡에 관한 문제를 미리 예방하고 빠르게 대처하는데 도움이 될 것으로 예상된다.

공간 엘리어싱을 이용한 효율적인 Maximum Likelihood 도래각 추정 기법

*신종우, *이영준, *강인웅, **서원기, *김형남
*부산대학교 전자공학과, (주)넥스윌

e-mail : *sjjoly@pusan.ac.kr, *yjlee83@pusan.ac.kr, *helaman88@pusan.ac.kr,
**nextwill@nextwill.com, *hnmkim@pusan.ac.kr

An Efficient Maximum Likelihood Direction-of-Arrival Estimation Method Using Spatial Aliasing

*Jong-Woo Shin, *Young-Jun Lee, *In-Woong Kang, **Won-Gi Seo,
*Hyoung-Nam Kim
*Department of Electronics Engineering Pusan National University,
**Nextwill Co., Ltd

Abstract

Using spatial aliasing generated by a scaled array aperture, we propose an efficient maximum likelihood direction-of-arrival estimation method. The proposed method effectively reduces the search range necessary for the likelihood test. Computer simulation shows that the proposed method dramatically reduces the computational complexity while achieving the performance enhancement in estimation accuracy.

I. 서론

최대 우도 (maximum likelihood, ML) 도래각 추정 기법은 우도함수를 생성하여 이를 최대가 되게 하는 도래각을 입사 방향으로 결정하는 기법으로서, 안테나 배열을 이용한 도래각 추정 기법들 중에서 가장 우수한 추정 성능을 가진다 [1]. 하지만, 추정하고자 하는 신호원의 개수가 늘어나거나 2차원 도래각을 추정하는 경우와 같이 변수의 개수가 증가하는 경우에는 다차원 탐색을 수행해야 하므로 연산량이 급격히 증가하는 단

점이 있다. 따라서, 최대 우도 도래각 추정기법은 실제 이용보다는 주로 다른 도래각 추정 기법들의 성능을 비교하는 기준으로 사용되어 왔다 [1]. 이러한 단점을 극복하기 위하여 다양한 알고리즘적인 접근 방법들이 제안되어 왔으나 이러한 방법들 역시 구현 측면에서 과도한 연산량이 요구된다 [2].

이러한 문제점을 해결하기 위해 본 논문에서는 구조적인 접근방법을 시도한다. Scaled aperture를 이용하여 공간 엘리어싱을 발생시켜 탐색 범위를 감소시킴으로써, 연산량을 획기적으로 감소시키는 방법을 제안한다.

II. 효율적인 ML 도래각 추정 기법

2.1 최대 우도 도래각 (ML) 추정 기법

등간격 선형 배열 안테나에 D 개의 협대역 신호 $\{s_1(t), s_2(t), \dots, s_D(t)\}$ 가 각각 $\{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_D\}$ 로부터 수신될 때, 수신신호는 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\Theta)\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t), \quad (1)$$

$$\mathbf{A}(\Theta) = [\mathbf{a}(\theta_1) \ \mathbf{a}(\theta_2) \ \dots \ \mathbf{a}(\theta_D)] \quad (2)$$

여기서, $\mathbf{n}(t)$ 는 잡음 벡터를 나타낸다. 최대 우도 도래

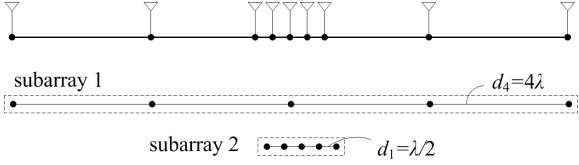


그림 1. 제안하는 안테나 배열 구조.

각 추정 기법에서 우도함수는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$L(\Theta) = \sum_{i=1}^M \mathbf{P}_{A(\Theta)} \mathbf{x}(t_i)^2 = \text{tr}[\mathbf{P}_{A(\Theta)} \mathbf{R}_{xx}] \quad (3)$$

$$\mathbf{P}_{A(\Theta)} = \mathbf{A}(\Theta) (\mathbf{A}^H(\Theta) \mathbf{A}(\Theta))^{-1} \mathbf{A}^H(\Theta) \quad (4)$$

최대 우도 도래각 추정 기법은 식 (3)의 우도 함수를 최대화 하는 도래각 집합을 신호원들의 도래각으로 추정한다.

2.2 공간 엘리어싱을 이용한 ML 도래각 추정

그림 1은 최대 우도 도래각 추정 기법에서 연산량을 감소시키기 위해 제안하는 안테나 배열 구조를 나타내며 공간 엘리어싱이 발생하는 부배열 안테나 1과 공간 엘리어싱이 발생하지 않는 부배열 안테나 2로 구성된다. 부배열 안테나1은 안테나 간의 간격이 4λ 이므로 공간 엘리어싱으로 인해 하나의 신호원에 대해 8개의 도래각 추정 결과를 얻을 수 있다. 또한, 이 8개의 도래각은 $|\sin\theta| \leq 1$ 을 만족시키는 k 에 대해 다음과 같은 관계를 가진다.

$$\theta_b = \sin^{-1}(\sin \theta_a - 2^{(-2)} k) \quad (5)$$

이러한 관계를 이용하여 부배열 안테나1에서는 $-\sin^{-1}(2^{-3})$ 에서 $\sin^{-1}(2^{-3})$ 의 범위에 대해서만 도래각을 탐색하여도 임의의 방향에서 입사하는 신호에 대해서 하나의 도래각 추정 결과를 얻을 수 있다. 부배열 안테나1에서 얻어진 도래각 추정결과는 식 (5)에 의해 8개의 도래각 후보들을 형성하며 공간 엘리어싱이 발생하지 않는 부배열안테나2에서는 8개의 도래각 후보들 중에서 실제 신호원의 도래각을 추정하는 역할을 한다.

III. 모의 전산실험 결과

제안된 기법의 성능을 검증하기 2개의 신호원이 10도,

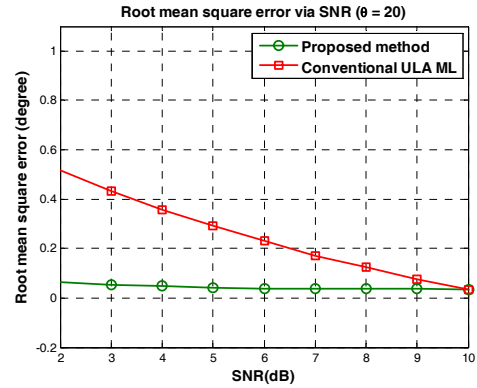


그림 2. 등간격 선형 배열 안테나 ML과 제안된 기법의 RMSE 비교 ($\theta=10^\circ$).

20도에서 입사한다고 가정하여 기존의 등간격 선형 배열 안테나를 사용하는 ML 도래각 추정 기법과 제안된 기법의 도래각 추정 정확도를 비교하였다. 제안된 기법의 유효 개구 크기가 등간격 선형 배열 안테나에 비해 크기 때문에 그림 2에서 확인할 수 있는 바와 같이 제안된 기법의 도래각 추정 성능이 우수한 것을 확인할 수 있다. 제안된 기법과 기존 ML 기법에서 생성해야 하는 우도 함수의 개수는 각각 다음 식과 같다.

$$\# \text{ of DOAs}_{ULAML} = C\left(\frac{180}{\Delta\theta}, D\right) \quad (6)$$

$$\# \text{ of DOAs}_{proposed} = C\left(\frac{2\sin^{-1}(2^{-3})}{\Delta\theta}, D\right) + C(8D, D) \quad (7)$$

여기서 $C(n,k)$ 는 조합을 나타내고 $\Delta\theta$ 는 탐색하는 도래각의 단위간격이며, $D=2$, $\Delta\theta=1$ 일 때 제안된 기법은 기존 기법에 비해 약 1.3%만의 우도함수 연산을 요구한다.

IV. 결론

본 논문에서는 공간 엘리어싱을 이용한 효율적인 최대 우도 도래각 추정기법을 제안하였다. 제안된 기법은 기존의 선형 배열 안테나 기반의 도래각 추정 기법에 비해 매우 적은 연산량을 가지며 유효 개구의 크기가 크기 때문에 더욱 적은 연산량을 가지는 것을 확인할 수 있었다.

감사의 글

본 연구는 지식경제부 산하 (재)충청광역경제권 선도산업지원단의 광역경제권 선도산업 육성사업에 의해

수행 되었습니다.

참고문헌

- [1] 김승일, 정양석, Array signal processing theory and application, 토파민, 2007.
- [2] Y.-H.Choi, Maximum likelihood estimation for angles of arrival of coherent signals using coherency profile, *IEEE Trans. on signal processing.* vol. 48, no. 9, pp.2479-2482, Sep., 2000.

Time-frequency Analysis based on EEG Signals using ERSP

*Ruoyu Du, Hyo Jong Lee

Division of Computer Science Engineering

Center for Advanced Image and Information Technology

Chonbuk National University

e-mail : dury@jbnu.ac.kr, hlee@jbnu.ac.kr

Abstract

The dynamics of electroencephalograph (EEG) activity in affective picture stimulation tasks were analyzed by independent component analysis (ICA) and time-frequency techniques. Four healthy college students volunteered the stimulus experiment with the standard IAPS affective pictures. These affective pictures are classified in two emotion states, positive and negative. ERSP image results revealed that there are the stronger responses of alpha and beta band than gamma band by the negative picture stimulus. In contrast, there have the stronger responses of gamma band than the alpha and beta band in the frontal lobe by the positive picture stimulus. However, the power spectrum of negative state decrease in the alpha and beta band around the central gyri area, and then the responses of negative state increase again in the parietal and occipital lobe. Additionally, beta band have the strong responses of positive state in the parietal and occipital lobe.

I. Introduction

An electroencephalograph (EEG) detects the abnormal brain waves or electrical activity of the brain. Recently, more and more studies [1,2] in the EEG signal processing, which is used to emotion recognition, apply the time-frequency analysis to carry on the investigation, especially using event-related spectral perturbation (ERSP)[3,4]. The

ERSP reflects the influence of the stimulation on the power spectrum, and can prove the evoked response theory [5]. These ERSP features exhibit certain patterns in the time-frequency domain and contain relevant and complementary information, and might have the potential to provide new or extra features to increase the performance. In this paper, we aim to find out the response features of brain wave during the emotional stimulation using ERSP maps.

II. Data Collection

2.1 Subjects

Four males in the age group of 23-25 years were employed as subjects, who were healthy and right-handed. All of the subjects were undergraduate or graduate students and were informed about the purpose of this research. Once the consent forms were filled-up, the subjects were given a simple introduction about the research work and stages of experiment.

2.2 Stimuli and procedure

There are 28 pictures from IAPS in this experiment. They included two stimulus types: positive and negative. During the experiment, the selected pictures were projected randomly for 4s following another 4s for resetting emotion with a blurred image. Due to its unknown emotional status before the projection of the first picture and after the projection of the last picture, a fixation mark (cross) was projected for eight seconds in the middle of the screen to attract the sight of the subject. The picture is selected randomly to display.

The EEG signals from each subject were recorded during the whole projection phase.

2.2 EEG recording

The EEG was recorded using a Brain Vision amplifier system. Silver-silver-chloride-electrodes (Ag/AgCl) were used in association with the “Easy Cap System”. In this research, eighteen electrodes (Fp1, Fp2, F3, F4, Fz, F7, F8, C3, C4, Cz, T7, T8, P3, P4, P7, P8, O1, and O2) were inserted to record EEG signals using the Easy Cap which refer to Figure 1.

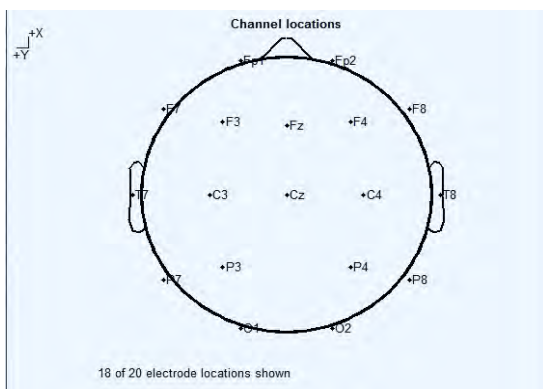


Figure 1. The montage used in this research based on 10-20 system of electrode placement

III. Time-frequency Analysis

The neural processes that generate EEG are intrinsically dynamic. There are transient changes in the power or peak frequency of EEG waves which can provide information of primary interest. The non stationary nature of the EEG signals makes it necessary to use methods which are able to quantify their spectral content as a function of time. Time-frequency Analysis is a well suited tool for the study of spontaneous and induced changes in the oscillatory states[5].

Event-related spectral perturbation (ERSP), which measures the mean event-related changes in the power spectrum at a data channel or component. They generalize the narrow-band event-related de-synchronization and synchronization[8]. Calculating an ERSP requires computing the power

spectrum over a sliding latency window then averaging across data trials. The color at each image pixel then indicates power (in dB) at a given frequency and latency relative to the time locking event. Typically, for n trials, if, $F_k(f,t)$ is the spectral estimate of trial k at frequency f and time t , then ERSP is given by

$$ERSP(f,t) = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n |F_k(f,t)|^2$$

To compute , EEGLAB uses either the short-time Fourier transform or a sinusoidal wavelet (short-time DFT) transform that provides a specified time and frequency resolution [5].

IV. Experiment Results

Results demonstrated that the positive and negative emotional states performance related change on brain activities were revealed by ERSP. Figure 2, 3 and 4 shown the ERSP features in the different lobes of brain from 8Hz to 50 Hz, which contained alpha(8-13Hz), beta(13-30Hz) and gamma(30-50Hz) band. Figure 2 shown the ERSP maps results of the pre-frontal and frontal lobe in the opposite emotions. The results indicated that there have the stronger responses of alpha and beta band in the negative emotional state than which in the positive emotion state. Additionally, the response of gamma band in the positive became stronger than which in the negative state. The ERSP maps in the central gyri and temporal lobe was shown in the Figure 3. The power spectrum of negative state decrease around the central gyri area, which shown in the first and second columns of four ERSP maps results in the negative emotional state row. However, there still have the stronger reponses of alpha and beta band in the temporal lobe. In the Figure 4, we can also find the strong reponses of alpha and beta band occurred in the parietal and occipital lobe. On the one hand, the strong responses of alpha and beta band were remained in the negative state. On the other hand, the response of beta band in the positive state increased a lot.

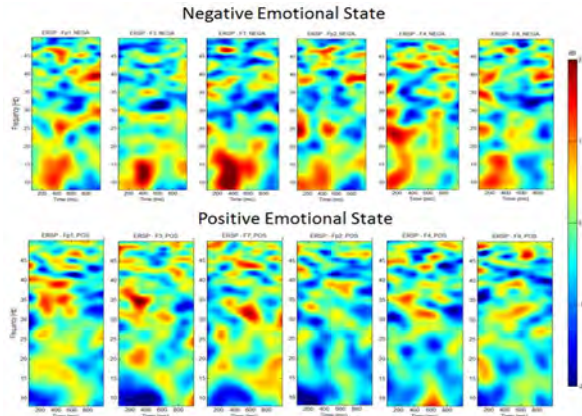


Figure 2. ERSP maps of different emotion states in channels of pre-frontal and frontal lobe

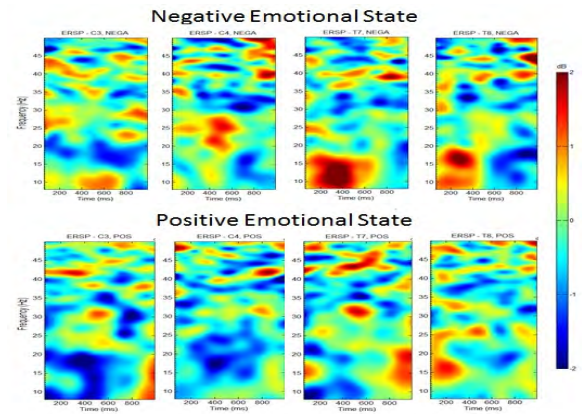


Figure 3. ERSP maps of different emotion states in channels of central gyri and temporal lobe

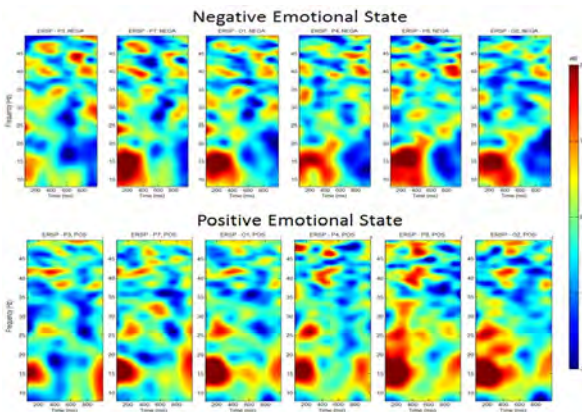


Figure 4. ERSP maps of different emotion states in channels of parietal and occipital lobe

V. Conclusion

In this paper we investigate how brain activity

changes according to positive and negative emotional stimuli. There have 28 IAPS pictures were selected as the stimuli. While those emotion statuses changed, the range of 8 to 50 Hz (include alpha, beta and gamma band) is extracted and the ERSP maps were calculated and revealed over the whole brain region. Although every region showed active brain wave for changing emotional stimulus, the intensity difference were found in the different regions, where emotional changes were dominant. In the future, combining with the related research, we can improve the experiment conditions and develop and apply EEG signal in the BCI study.

Acknowledgement : This work was supported by the National Research Foundation of Korea(NRF) grant funded by the Korea government(MEST) (No. 2012R1A2A2A03).

References

- [1] Knyazev, Gennady G., Kimberly A. Barchard, Olga M. Razumnikova, and Larisa G. Mitrofanova. "The relationship of positive and negative expressiveness to the processing of emotion information." *Scandinavian journal of psychology* 53, no. 3, pp. 206-215, 2012.
- [2] Chen, Xuhai, Jianfeng Yang, Shuzhen Gan, and Yufang Yang. "The Contribution of Sound Intensity in Vocal Emotion Perception: Behavioral and Electrophysiological Evidence." *PloS one* 7, no. 1, pp. e30278, 2012.
- [3] V. Kolev, T. Demiralp, J. Yordanova, A. Ademoglu, and U.Isoglu-Alkac, "Time-frequency analysis reveals multiple functional components during oddball P300," *Neuroreport*, vol. 8, no. 8, pp. 2061-2065, May 1997.
- [4] J. Yordanova, V. Kolev, and J. Polich, "P300 and alpha event-related desynchronization (ERD)," *Psychophysiology*, vol. 38, no. 1, pp. 143-152, Jan. 2001.
- [5] A. Delorme and S. Makeig, "EEGLAB: An open source toolbox for analysis of single-trial EEG dynamics including independent component analysis," *J. Neurosci. Methods*, vol. 134, no.1, pp. 9-21, Mar. 2004.

실시간 도래각 추적을 위한 FAPI와 FDPM의 성능 비교

*서영광, *신종우, **서원기, *김형남
*부산대학교 전자공학과, **(주)넥스윌

e-mail : *iloverey@pusan.ac.kr*, *sjjoly@pusan.ac.kr*, *nextwill@nextwill.com*
hnkim@pusan.ac.kr

Performance Comparison between FAPI and FDPM for Direction-of-Arrival Tracking

*Young-Kwang Seo, *Jong-Woo Shin, **Won-Gi Seo, *Hyoung-Nam Kim
*Pusan National University, **NEXTWILL Co., Ltd

Abstract

This paper compares the projection errors between the well-known fast subspace tracking algorithms: fast approximated power iteration (FAPI) and fast data projection method (FDPM). These algorithms guarantee the orthonormality and the convergence of the estimated subspace weighting matrix. Moreover, they reach the $(3 \times np)$ lower bound of the dominant computational complexity.

I. 서론

MUSIC (multiple signal classification)과 같은 부공간 기반 도래각 추정 알고리즘은 매우 높은 분해능을 가지는 것으로 알려져 있다. 하지만, 이러한 부공간 기반 기법은 EVD (eigenvalue decomposition) 또는 SVD (singular value decomposition)을 기반으로 구현되며, EVD와 SVD는 많은 연산량을 요구하는 단점이 있다. 따라서, 이동 신호원의 도래각을 추적하는 경우와 같은 실시간 부공간 추적 문제로의 적용에 어려움이 있다. 이러한 EVD와 SVD의 복잡도 문제를 해결하

기 위해 적은 연산량의 다양한 부공간 추적 기법들이 제안되어 왔고, 이 중에서 연산량이 $O(np)$ 에 비례하는 알고리즘들을 고속 부공간 추적 기법이라 한다.

초기의 많은 고속 부공간 추적 기법들은 연산량의 감소 측면에서는 큰 발전을 이루었지만, 연산과정에서 필요한 근사화 과정의 오차와 역행렬 연산으로 인하여 round-off 오차가 발생하였다. 이로 인해 추정된 부공간이 정확하지 않고 수렴하지 않는 문제점이 나타났다. 이러한 추정된 부공간의 정확성과 수렴성의 문제점들을 해결하고 안정성을 확보하기 위하여 다양한 기법들이 개발되었고, 이 중에서 FAPI (Fast Approximated Power Iteration) 와 FDPM (Fast Data Projection Method)은 안전성을 확보하면서 지배적인 연산량이 $(3 \times np)$ 로 다른 고속 부공간 알고리즘들에 비해 복잡도가 낮은 알고리즘으로 알려져 있다 [1], [2].

본 논문에서는 실시간 도래각 추적을 위하여 적용 가능한 알고리즘인 FAPI와 FDPM를 추정된 부공간의 투영 오차와 수렴속도 측면의 성능을 비교한다.

II. 고속 부공간 추적 기법

2.1 Fast Approximated Power Iteration

FAPI는 NP (Natural Power) [3] 기법에 기반한 부공간 추적기법의 한 종류로서 기존에 제안된 다양한 알고리즘의 문제를 해결한 알고리즘이다. 기존에 제안

된 NP 기반 부공간 추적 기법들은 식 (1), (2)와 같이 신호의 부공간이 천천히 변한다는 가정($\theta(k)=I_p$)을 통해 근사된 식으로 공분산 행렬을 계산한다.

$$C_{xx} W(k) = C_{xx}(k) W(k-1)\theta(k) \approx C_{xx}(k) \quad (1)$$

$$C_{xx}(k) W(k-1) \approx \beta C_{xx}(k-1) + x(k)x^H(k) W(k-1) \quad (2)$$

여기서 $x(k)$ 는 n 샘플의 입력신호, $C_{xx}(k)$ 는 수신신호의 $n \times n$ 공분산행렬, β 는 forgetting factor ($0 \leq \beta < 1$), $C_{xy}(k)$ 는 수축된 신호의 부공간행렬, 그리고 $W(k)$ 는 $n \times p$ 정규직교화 된 수신신호의 부공간 행렬을 나타낸다. 하지만 신호의 부공간이 급격하게 변하는 환경에서 식 (1), (2)의 근사화 과정은 유효하지 않으므로 이 가정을 적용한 기존 알고리즘들은 부공간의 수렴을 보장하지 못한다.

FAPI는 식 (3)과 같이 역행렬 연산과정이 없는 방법으로서 $\theta(k)$ 를 구하여 연산량과 round-off 오차 문제를 해결한다. 이를 이용하여 고속으로 부공간을 갱신한다.

$$\theta(k) = I_p - g(k)\tau(k)g^H(k) \quad (3)$$

2.2 Fast Data Projection Method

DPM [2]은 식 (4), (5)와 같이 수신신호 공분산행렬의 레일리 몫을 최대화 또는 최소화하는 행렬 $W(k)$ 를 정규직교행렬이라는 조건에서 찾는다.

$$\mathcal{J}(W) = \text{tr}(W^H C W) \quad (4)$$

$$W^H W = I_p \quad (5)$$

추정된 $W(k)$ 는 Gram-Schmidt 기법에 의해 생성된 정규직교화 행렬 $H(k)$ 곱해져서 정규직교행렬이 된다. 이러한 DPM은 Gram-Schmidt 기법의 직접적인 사용으로 인해 $O(np^2)$ 는 연산량을 가진다.

DPM의 실시간 적용을 위해 FDPM은 식 (6)으로 정의된 새로운 정규직교화 행렬을 이용하여 연산과정을 간략화한다 [2]. 이렇게 얻어진 FDPM의 지배적인 연산량은 $(3 \times np)$ 로 FAPI와 비슷한 연산량을 가진다.

$$H_{PA} = U(i)D(i)U^T(i) \quad (6)$$

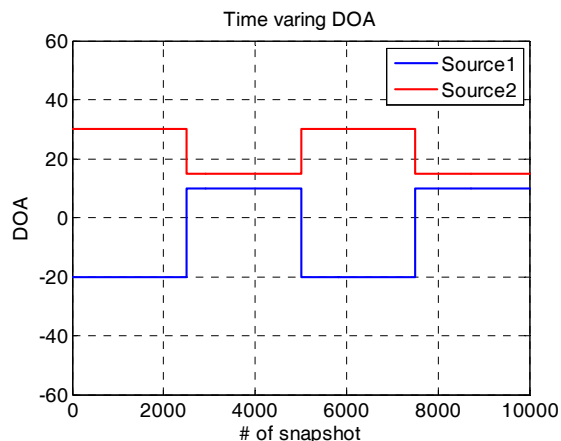


그림 1. 신호원의 도래각 변화.

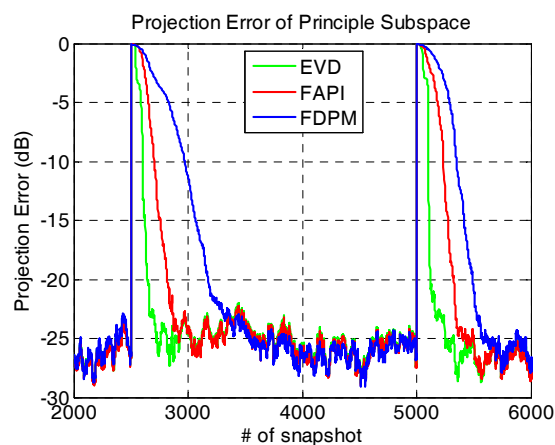


그림 2. 부공간 추적 기법들의 투영오차와 수렴속도 비교.

III. 모의 전산실험 결과

본 논문에서는 FAPI와 FDPM의 부공간 추적 성능을 비교하기 위하여 모의실험을 진행하였다. 모의실험 환경은 그림 1과 같이 도래각이 2500 샘플마다 급격하게 변하는 2개의 신호원에서 생성된 신호가 SNR이 5.7dB인 AWGN 환경을 거쳐 10개의 등간격 선형어레이에 수신된다고 가정하였다. 그리고 추정된 신호원 부공간의 정확도는 식 (7)의 투영오차와 상대적인 수렴속도를 통해 비교하였다.

$$E_p = 20 \log_{10} \frac{\|I - W(k)[W^H(k)W(k)]^{-1}W^H(k)P_x\|_F}{\sqrt{p}} \quad (7)$$

EVD와 FAPI에서 공분산행렬의 forgetting factor $\beta=0.99$ 이고 FDPM의 step size parameter는 $\alpha=0.00065$ 로 추정된 부공간의 정상상태에서의 투영오차가 EVD와 FAPI의 투영오차와 비슷하도록 선택하였다.

정상상태에서의 투영오차와 부공간의 수렴속도는 trade-off 관계로 정상상태의 투영오차가 작아지면 부공간의 수렴 속도는 느려진다. 그림 2의 EVD의 성능을 살펴보면 정상상태에서는 투영오차가 FAPI와 FDPM과 아주 비슷하지만 수렴속도가 상대적으로 빠른 것을 확인할 수 있다. 그리고 FAPI가 FDPM에 비해 빠른 수렴속도를 가지는 것을 확인할 수 있다.

IV. 결론

고속 부공간 추적 기법인 FAPI와 FDPM는 안테나 배열신호에서 신호 부공간을 추적하는 응용분야에 있어서는 FAPI가 FDPM에 비해서 뛰어난 성능을 가지는 것을 확인할 수 있었다. 하지만 FAPI은 FDPM과는 다르게 노이즈의 부공간을 추적할 수 없는 알고리즘으로 노이즈 부공간을 필요로하는 응용분야에 적용하기 힘든 단점을 가지고 있다.

감사의 글

본 연구는 지식경제부 산하 (재)충청광역경제권 선도산업지원단의 광역경제권 선도산업 육성사업에 의해 수행 되었습니다.

참고문헌

- [1] Roland Badeau, Bertrand David, Gaël Richard, "Fast Approximated Power Iteration Subspace Tracking", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol 53, no. 8, pp. 2931-2941, Aug. 2005
- [2] Rong Wang, Minli Yao, Daoming Zhang, and Hongxing Zou, "A Novel Orthonormalization Matrix based Fast and Stable DPM Algorithm for Principal and Minor Subspace Tracking", *IEEE Transaction on Signal Processing*, vol. 60, no. 1, pp. 466-472, Jan. 2012
- [3] Yingbo Hua, Yong Xiang, "A New Look at the Power Method for Fast Subspace Tracking", *Digital Signal Processing 9*, Article ID dspr.1999.0348, pp. 297-314, Sep. 1999

성긴 시스템 식별을 위한 향상된 인접 투사 알고리즘

*유진우, 신재욱, 박부견
포항공과대학교 전자전기공학과

e-mail : *spinkey@postech.ac.kr, shinshingo@postech.ac.kr, ppg@postech.ac.kr*

An Improved Affine Projection Algorithm for Sparse System Identification

*JinWoo Yoo, JaeWook Shin, PooGyeon Park

Department of Electrical Engineering

Pohang University of Science and Technology (POSTECH)

Abstract

This letter proposes a novel affine projection algorithm (APA) based on L_0 -norm cost for improving the convergence rate in a sparse system. The proposed algorithm guarantees a fast convergence rate owing to the effect of L_0 -norm cost. Simulation results confirm that implementing the proposed algorithm improves the filter performance in terms of the convergence rate for sparse system identification.

I. 서론

일반적으로 적응형 필터는 에코 제거, 소음 제거, 채널 추정 및 시스템 식별 등의 다양한 분야의 도구로 사용되어져 왔다 [1]-[2]. Least mean square algorithm (LMS)와 normalized LMS는 적은 계산 양과 구현의 용이함으로 인해 대표적인 적응형 필터로 알려져 있다. 하지만 LMS 타입의 알고리즘은 입력 신호가 서로 연관 관계가 있을 때, 성능의 저하를 보인다. 이러한 연관 관계를 가지는 입력에 대해 보다 나은 성능을 보장하기 위해, 입력 신호를 벡터로 쌓아서

사용하는 인접 투사 부호 알고리즘(affine projection algorithm, APA)이 개발 되었다 [3].

하지만, 안타깝게도 LMS 타입의 알고리즘과 인접 투사 알고리즘은 타겟 시스템이 성긴 특성을 가지고 있을 때에 대한 고려를 전혀 하지 않은 알고리즘들이다. 따라서 위에서 언급한 알고리즘들은 성긴 시스템 식별에 대해 보다 성능이 향상될 수 있는 가능성을 가지고 있다. 여기서 말하는 성긴 시스템(sparse system)이란 타겟 시스템의 계수들이 대부분 0에 가깝고, 극히 적은 소수의 계수들만 큰 값을 가지고 있는 시스템을 말한다. 이러한 성긴 시스템의 식별에서 보다 나은 성능을 보장하기 위한 여러 알고리즘들이 개발되어 왔다 [4]-[5]. 그 중에 L_0 -norm cost 개념을 이용한 방법이 성긴 시스템 식별의 수렴 속도를 높이기 위해 최근에 소개 되어졌다 [4].

본 논문은 인접 투사 알고리즘에 L_0 -norm cost 개념을 접목하여 성긴 시스템 식별에서 향상된 성능을 보장하는 알고리즘을 제안한다. 기존의 인접 투사 알고리즘의 cost에 L_0 -norm cost 항을 넣어서, 진보된 인접 투사 알고리즘을 유도했다. 기존의 성긴 시스템 식별을 위해 개발된 proportionate 타입 알고리즘들과 비교해 본 결과, 제안하는 알고리즘이 기존의 알고리즘들의 수렴 속도를 증가한다는 것을 확인할 수 있었다 [6]-[7].

II. 본론

2.1 인접 투사 알고리즘 (APA)

입력의 입력에 대하여 미지의 시스템을 통과한 시스템 결과 벡터는 아래와 같이 표현된다.

$$d_i = \bar{u}_i^T w_o + v_i \quad (1)$$

여기서, w_o 는 추정하고자 하는 n 차원의 행 벡터이며, v_i 는 분산 σ_v^2 을 지니는 측정 잡음이고, 입력 벡터는 $\bar{u}_i = [u_i \ u_{i-1} \ \dots \ u_{i-n+1}]^T$ 과 같다.

에러 벡터는 $e_i = \bar{d}_i - U_i^T \hat{w}_i$ 로 정의 되는데,

여기서 $\bar{d}_i = [d_i \ d_{i-1} \ \dots \ d_{i-M+1}]$ 는 필터가 찾아 가야 할 바람직한 결과 벡터를 의미하며,

$U_i = [\bar{u}_i \ \bar{u}_{i-1} \ \dots \ \bar{u}_{i-M+1}]^T$ 는 입력 벡터를 쌓아서 만든 입력 매트릭스이고,

$\hat{w}_i = [\hat{w}_i(0) \ \hat{w}_i(1) \ \dots \ \hat{w}_i(n-1)]^T$ 은 i 번째에 w_o 에 대한 추정된 결과 값이다.

기존의 인접 투사 알고리즘은 필터 계수들의 차이의 L_2 -norm을 최소화하고, *a posteriori* 에러를 0으로 두는 제한 조건을 이용하여 업데이트 식을 유도한다.

$$\min_{\hat{w}_{i+1}} \|\hat{w}_{i+1} - \hat{w}_i\|_2^2 \quad \text{subject to } \bar{d}_i = U_i^T \hat{w}_{i+1} \quad (2)$$

*Lagrange multiplier*를 이용하여 위의 (2)식으로부터 *cost function*을 유도하고, *gradient decent* 방법을 이용하여, 기존의 인접 투사 알고리즘의 업데이트 식을 유도할 수 있다 [3]. 아래의 (3)식은 기존의 인접 투사 알고리즘의 업데이트 식이다.

$$\hat{w}_{i+1} = \hat{w}_i + \mu U_i (U_i^T U_i)^{-1} e_i \quad (3)$$

위 식에서 μ 는 업데이트의 정도를 조절하는 변수인 스텝 사이즈이다.

2.2 성긴 시스템을 위한 향상된 APA

제안하는 인접 투사 알고리즘의 계수 업데이트 식을 얻기 위해 아래 (4)식처럼 기존의 인접 투사 알고리즘의 cost에 L_0 -norm cost 항을 더한 새로운 cost를 설정한다 [4].

$$J(\hat{w}_i) = \frac{1}{2} e_i^T (U_i^T U_i)^{-1} e_i + \gamma \|\hat{w}_i\|_0 \quad (4)$$

여기서, γ 는 L_0 -norm cost의 영향력을 결정하는 변수이고, $\|\cdot\|_0$ 는 0이 아닌 성분들(entries)의 개수를 의미하는 L_0 -norm이다.

(4)식의 cost 함수를 \hat{w}_i 에 대하여 미분하면 아래와 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \nabla_{\hat{w}_i} J(\hat{w}_i) &= \frac{\partial J(\hat{w}_i)}{\partial \hat{w}_i} \\ &= -U_i (U_i^T U_i)^{-1} e_i + \gamma \frac{\partial \|\hat{w}_i\|_0}{\partial \hat{w}_i} \\ &= -U_i (U_i^T U_i)^{-1} e_i + \gamma \bar{f}(\hat{w}_i) \end{aligned} \quad (5)$$

여기서, $\bar{f}(\hat{w}_i)$ 는 아래와 같이 정의한다.

$$\bar{f}(\hat{w}_i) = [f(\hat{w}_i(0)) \ f(\hat{w}_i(1)) \ \dots \ f(\hat{w}_i(n-1))]^T \quad (6)$$

한편, L_0 -norm을 근사하는 가장 대표적인 방법으로 아래의 근사가 있다 [4].

$$\|\hat{w}_i\|_0 \approx \sum_{k=0}^{n-1} (1 - e^{-\beta |\hat{w}_i(k)|}) \quad (7)$$

여기서, β 는 양의 정수이며, \hat{w}_i 의 모든 성분들의 zero attraction의 영역 및 강도를 조절하는 변수이다.

(7)의 근사를 이용하여, $\|\hat{w}_i\|_0$ 의 \hat{w}_i 에 관한 미분 결과를 성분별로 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} f(\hat{w}_i(k)) &= \frac{\partial \|\hat{w}_i\|_0}{\partial \hat{w}_i(k)} \\ &= \beta \text{sgn}(\hat{w}_i(k)) e^{-\beta |\hat{w}_i(k)|}, \quad \forall 0 \leq k < n \end{aligned} \quad (8)$$

일반적으로, *sgn* 함수는 아래와 같은 의미를 갖는다.

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} \frac{x}{|x|}, & |x| \neq 0 \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (9)$$

게다가, exponential 함수의 계산 양을 줄이기 위해서 1차의 Taylor series 전개를 적용하여, exponential 항을 근사한다.

$$e^{-\beta |x|} \approx \begin{cases} 1 - \beta |x|, & |x| \leq \frac{1}{\beta} \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (10)$$

(9)식과 (10)식을 (8)식에 대입하여 정리하면, 아래와 같이 간단하게 $f(\cdot)$ 을 표현할 수 있다.

$$f(x) = \begin{cases} -\beta^2 x - \beta, & -\frac{1}{\beta} \leq x < 0 \\ -\beta^2 x + \beta, & 0 < x \leq \frac{1}{\beta} \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (11)$$

마지막으로, *gradient decent* 방법을 이용하여, 제안하는 알고리즘의 필터 계수 업데이트 식을 (4)식의 cost 함수로부터 아래와 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{w}_{i+1} &= \hat{w}_i - \mu \nabla_{\hat{w}_i} J(\hat{w}_i) \\ &= \hat{w}_i + \mu (U_i (U_i^T U_i)^{-1} e_i - \gamma \bar{f}(\hat{w}_i)) \end{aligned} \quad (12)$$

위 식에서 μ 는 업데이트의 정도를 조절하는 변수인 스텝 사이즈이다.

III. 실험 결과

제안된 알고리즘의 성능을 증명하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 시스템 식별 상황을 구현하였다. 미지의 시스템 계수는 대부분 0에 가까운 계수 값을 가지고, 적응형 필터와 차수가 같다는 가정을 하였다. 미지의 시스템은 128 차수를 가지는 상태에서, 120개의 계수들은 0에 매우 가까운 임의의 값들을 가지도록 하고, 나머지 8개의 계수는 큰 값을 가지도록 랜덤하게 값을 설정하였다. 입력 신호를 몇 개 쌓아서 사용할지를 결정하는 인접 투사 알고리즘의 차수는 2로 설정하였다(M=2). 연관 관계가 있는 입력 신호들은 가우시안 잡음 신호들을 아래의 시스템에 통과시켜 생성하였다.

$$G_1(z) = 1/(1 - 0.9^{-1}),$$

$$G_2(z) = (1 + 0.05z^{-1})/(1 + z^{-1} + 0.05z^{-1})$$

신호 대비 잡음 비율(SNR)은 30dB이며, 오차의 정도를 가늠하기 위해 mean square deviation (MSD)를 기준으로 성능을 비교하였다. 아래는 실험에서 사용한 SNR과 MSD의 정의이다.

$$SNR = 10\log_{10}(E[y_i^2]/E[v_i^2])$$

where $y_i = u_i^T w_o$

$$MSD = 10\log_{10}(E[w_i^T w_i]/w_o^T w_o)$$

where $w_i = w_o - \hat{w}_i$

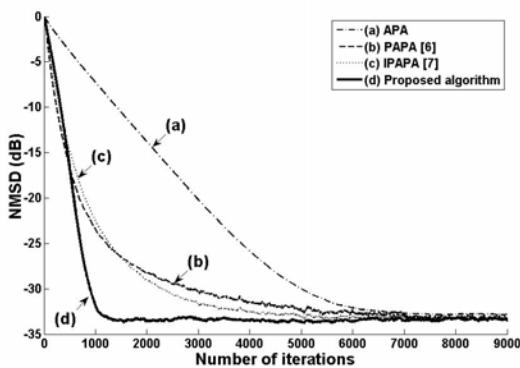


그림 1. $G_1(z)$ 을 통해 얻은 입력에 대한 MSD 곡선

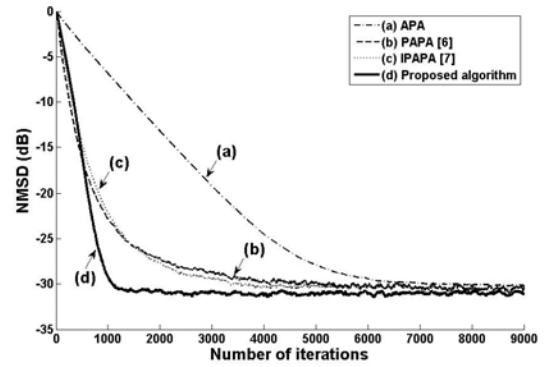


그림 2. $G_2(z)$ 을 통해 얻은 입력에 대한 MSD 곡선

그림1과 그림2는 제안하는 알고리즘과 PAPA[6], IPAPA[7] 간의 성능 비교를 나타내는 MSD 그래프이다. 본 실험은 성긴 시스템 식별에서 수렴 속도만을 비교하기 위해 각 알고리즘의 변수 조절을 통해 정상 편차(steady-state error)가 모두 같아지도록 하였다. 변수 설정 상태는 아래와 같다.

APA ($\mu = 0.09$),
 PAPA ($\mu = 0.08, \delta_p = 0.01, \rho = 0.01$),
 IPAPA ($\mu = 0.09, \alpha = 0, \epsilon = 0.01$),
 Proposed algorithm ($\mu = 0.45, \beta = 20, \gamma = 1.8 \times 10^{-5}$)

그림1과 그림2를 통하여, 제안하는 알고리즘이 기존의 성긴 시스템 식별을 위해 나온 적응형 필터 알고리즘들인 PAPA, IPAPA보다 수렴 속도 면에서 능가한다는 것을 확인할 수 있었다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문은 L_0 -norm cost를 이용하여 성긴 시스템 식별에 대해 향상된 성능을 보이는 인접 투사 알고리즘을 제안하였다. 인접 투사 알고리즘에 L_0 -norm cost를 도입한 결과로 새로이 얻어지는 효과는 0에 가까운 시스템 계수들의 수렴 속도를 향상시킨다는 것이다. L_0 -norm cost를 포함하는 새로운 cost를 통해 얻은 향상된 인접 투사 알고리즘은 기존의 PAPA, IPAPA보다 더 빠른 수렴 속도를 보장하는 것을 실험 결과를 통해 확인하였다.

참고문헌

- [1] S. Haykin: 'Adaptive filter theory', 4th ed. Upper Saddle River, NJ:Prentice-Hall, 2002
- [2] Chen B., Zhu Y., Hu J., Principe J.C.: 'A Variable Step-Size SIG Algorithm for Realizing the Optimal Adaptive FIR Filter', International Journal of Control, Automation, and Systems, 2011, 9, (6), pp. 1049-1055
- [3] K. Ozeki, and T. Umeda: 'An adaptive filtering algorithm using an orthogonal projection to an affine subspace and its properties', Electronics and Communications in Japan), 1984, 67-A, (5), pp. 19-27
- [4] Jin J., and Mei S.: ' L_0 Norm Constraint LMS Algorithm for Sparse System Identification', IEEE Signal Process. Lett., 2009, 16, (9), pp. 774-777
- [5] Wang Y., Zhang P., Wu M., and Yang J.: 'Variable regularisation efficient μ -law improved proportionate affine projection algorithm for sparse system identification', Electron. Lett., 2012, 48, (3), pp. 182-184
- [6] Liu L., Fukumoto M., and Zhang S.: 'A variable step-size proportionate affine projection algorithm for network echo cancellation', Digital Signal Processing, 2009 16th International Conference on, 2009, pp. 1-6
- [7] Sakhnov K.: 'An improved proportionate affine projection algorithm for network echo cancellation', Systems, Signals and Image Processing, 2008. IWSSIP 2008. 15th International Conference on, 2008, pp. 125-128

Convolutive 비음수 행렬 분해와 이득함수를 이용한 음성 향상 기법

권기수, 강태균, 배수현, 김남수, *이연우, *이성로
서울대학교 전기·정보공학부, *목포대학교

e-mail : {kskwon, tgkang, shbae}@hi.snu.ac.kr, nkim@snu.ac.kr, {ylee, srlee}@mokpo.ac.kr

A Speech Enhancement method using Convolutive Nonnegative Matrix Factorization with Gain Function

Kisoo Kwon, Kang Tae Gyoon, Soo Hyun Bae, Nam Soo Kim, *Yeonwoo Lee, *Seong Ro Lee
Department of Electrical and Computer Engineering
Seoul National University, *Mokpo National University

Abstract

This paper presents a speech enhancement method using convolutive non-negative matrix factorization. And in order to reduce the complexity, this algorithm is adapted to only speech. In noise case, the existing NMF is used. And for stable enhancement, Wiener-type speech-enhancement algorithm is applied. From this method, the continuity feature of speech is considered. Consequently, the performance is higher than before.

I. 서론

비음수 행렬 인수분해(Non-negative Matrix Factorization, NMF)는 0 또는 양수로 이루어진 하나의 행렬을 두 개의 행렬로 분해하는 것이다[1]. 이러한 비음수 조건으로 인해 구해진 기저 (basis) 행렬의 열 단위가 단순히 더해진 형태로 데이터를 복원할 수 있게 된다.

음성 또한 NMF를 쉽게 적용할 수 있다. 기존의 통계 특성을 이용한 음성 향상을 보면 음향 영역에서 하나

의 복합된 음향은 여러 기본 음향들이 단순히 더해진 것으로 볼 수 있다[2]. 이는 시간축의 값 뿐 아니라, Short Time Fourier Transform (STFT)를 통과한 주파수 축의 값에서도 유효하다. 이러한 이유로 처음에 음원 분리 분야에서 활발하게 연구되었다[3]. 여러 음원들을 혼련 과정에서 적절한 기저 행렬을 구하고, 이를 이용하여 여러 음원이 섞인 상황에서 원하는 음원만 추출해 내는 것이다. 이는 쉽게 음성 향상에 적용할 수 있다. 음성을 하나의 음원으로, 그 외의 소리를 잡음이라는 음원으로 생각하면 되기 때문이다[4].

본 논문에서는 NMF를 이용한 음성향상을 다룬다. 이 때 음성의 연속적인 특징을 살리기 위해 convolutive NMF (cNMF)를 적용하였다[5]. 또한 음성과 잡음의 추정 후 안정적인 성능을 위해 위너 형태 음성 향상 알고리즘(Wiener-type speech enhancement)을 이득함수로 적용하였다[7].

II. 본론

1) 기존 비음수 행렬 인수분해

NMF란 특정 정보 집단에서 개개의 정보들이 가지고 있는 공통된 부분 (basis)들을 분리해내는

것이다. 실제의 정보 집단을 V , 분리하고자 하는 행렬을 W, H 라고 하면 $V=WH$ 를 만족하게 된다. W 는 기저 행렬을, H 는 부호화 행렬을 나타낸다. V 는 W 의 각 열, 기저 (basis) 들의 합으로 복원 될 수 있다. V 는 $(n \times m)$ 크기를, W 는 $(n \times r)$, H 는 $(r \times m)$ 크기의 행렬이다. 음원 데이터를 이용할 경우 Short Time Fourier Transform (STFT) 를 통해 복소수 형태의 절댓값을 사용하게 된다. n 은 주파수 축 개수, r 은 기저 개수, m 은 시간 프레임의 개수를 의미한다.

2) cNMF 를 통한 기저 행렬 훈련

특정 정보 집단, V 에서 나온 W 는 해당 정보 집단의 주파수축에서의 공통적인 특징을 각각의 열로 가지고 있다. 음원이라는 것은 특정 한 시간 프레임의 특징뿐만 아니라 시간에 따른 특징 또한 중요하다. 특히 각 음원 간의 기저들은 서로 직교성(orthogonal)을 가질 수 없기 때문에 다른 소리의 기저를 사용하게 된다. 이는 바로 음성 손상 및 잔여 잡음을 발생 시킨다. 이러한 이유로 한 시간 프레임만 반영되는 기존의 NMF 대신 $T' > 1$ 인 T' 프레임이 반영되는 cNMF 를 음성 향상에 적용하기로 한다[5].

$$V \approx \sum_{t=0}^{T'-1} W_t \overrightarrow{H}_t = A$$

이를 목적으로 하는 목적함수가 필요하다. 시간 프레임 T' 개만큼의 기저 행렬이 나오고, 같은 위치의 열들은 시간적으로 연속적인 특징을 나타내고 있다. 이를 연속적으로 표현하기 위해 \overrightarrow{H}_t 를 사용하였다. 이는 t 만큼 행렬의 열을 오른쪽 방향으로 이동시키고 남은 열의 원소는 0 으로 대체한 것이다[5]. 이를 통해 convolutive 형태의 NMF 를 얻을 수 있다.

$$f(W, H) = \left\| V \cdot \log \frac{V}{A} \right\|^2 + \lambda \sum_{t=0}^{T'-1} \left\| \overrightarrow{H}_t \right\|^1$$

앞부분은 Kull-back Leibler Divergence 이다. 뒷부분의 항은 H 의 sparseness와 관련된 부분이다. 위치럼 간단한 식 하나로 H 의 sparseness를 변화시킬 수 있고, 이는 성능향상에 도움이 된다. 이 목적함수는 W, H 둘 다에는 convexity를 만족 못하기 때문에 하나씩 고정된 상태에서 다른 변

수에 대한 최적화 과정을 진행한다. 기존의 cNMF 는 고정소수점 방식을 이용했다[5]. 하지만 해당 논문에서는 묶음 형태로 전체 시간에서 구현을 한다. 본 논문에서는 H 를 업데이트 하는 수식을 이용하여 매 시간 프레임 별로 계산을 하지만, 수식이 다음과 같이 [5]의 수식과는 조금 다르다.

$$\overrightarrow{H}_t = \overrightarrow{H}_t \cdot \frac{W_t^T (V/A)}{W_t^T 1}$$

여기서 \cdot 는 원소별 곱을, $(-)$ 는 원소별 나누기를 의미한다. 이때 t 에 따른 H 의 값이 동일하지 않을 수 있기 때문에 모든 \overrightarrow{H}_t 의 평균을 H 로 정한다. 이렇게 H 와 W_t 에 대한 최적화를 한 과정으로 하여 H 가 수렴할 때까지 이 과정을 반복 수행 한다. 이로써 훈련과정에서 음성의 연속된 basis를 구할 수 있다.

3) 제안하는 방법

i) 향상 과정

보통 음질의 길이는 0.224초 정도 이다[6]. 이를 샘플링 주파수가 16kHz 인 음원에서 FFT 크기가 512 이고 75% overlap-add 한 경우에는 cNMF의 T' 가 28 이 되어야 한다. 이 경우 계산량에 있어서 큰 문제를 불러일으키고 잡음이 있는 환경에서는 성능도 보장할 수 없다. 그래서 이 논문에서는 $T' = 2$ 로 간단히 설정하고, 잡음의 경우에는 $T' = 1$ 인 기존의 방법을 사용하기로 한다.

향상 과정은 일반적인 고정 소수점 방식을 사용하였다[1]. 또한 sparseness 관련 부분은 없다. 기저 행렬은 고정된 상태로 진행하기 때문에 매 시간 프레임에서 \overrightarrow{H}_t 또는 H 의 최적화만 진행하게 된다. V 의 n 은 FFT 크기의 반이 되고, m 은 2 가 된다. 이 때 기저행렬은 훈련과정을 통해 얻은 음성과 잡음에 해당하는 것을 사용하고, 음성과 잡음의 기저행렬 형태가 다르기 때문에 목적함수의 한 원소를 다음과 같이 새롭게 정의한다.

$$V \approx \sum_{t=0}^{T'-1} W_t^s \overrightarrow{H}_t^s + W^n H^n = A$$

여기서 W_t^s 는 음성의 기저 행렬을, W^n 은 잡음의 기저행렬을 나타낸다. 그리고 $\overrightarrow{H_t^s}, H^n$ 은 $(r \times m)$ 크기의 행렬이다. 새로운 정의에 따라 음성 관련 최적화 식과 잡음 관련 최적화 식을 따로 구하게 된다. 음성의 경우 각 t 에서의 최적화 값을 구한다.

$$\overrightarrow{H_t^s} = \overrightarrow{H_t^s} \cdot \frac{\overrightarrow{V H_t^{sT}}}{\overrightarrow{W H_t^s H_t^{sT}}}$$

각 t 에 따라 나온 결과는 i) 과 마찬가지로 평균값을 구해 H^s 를 얻는다. 그 이후 다시 Λ 를 구한 후 다음과 같은 일반적인 NMF 식을 이용하여 잡음 관련 부호화 행렬을 구한다.

$$H^n = H^n \cdot \frac{V H^{nT}}{W H^n H^{nT}}$$

이 두 과정을 전체 부호화 행렬, $H = [H^s; H^n]$ 이 수렴할 때까지 반복하여 각 프레임에서의 적절한 값을 정한다.

각 시간 프레임에서 얻은 결과를 이용하여 $T' = 2$ 인 경우에는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{S} &= \overrightarrow{W_0^s H_0^s} + \overrightarrow{W_1^s H_1^s} \\ \hat{N} &= W^n H^n \end{aligned}$$

일반적인 cNMF 상황이라면 이 과정을 T 배수의 시간 프레임마다 진행하면 될 것이다. 하지만 음성의 최적 T 를 이용하지 않았고, 잡음과 섞인 환경에서는 cNMF 를 통해 얻은 기저행렬이 정확히 맞다는 보장을 할 수 없다. 그렇기에 이 논문에서는 모든 시간 프레임에서 수행을 하여 각 결과의 $1/T'$ 크기를 각 음성, 잡음의 추정 값으로 더해준다. 즉 이는 $T' = 2$ 인 상황에서는 50% overlap-add 와 유사하다. 이 과정으로 좀더 안정적인 결과를 얻을 수 있다.

여기서 또한 기존 음성향상 방법처럼 이득함수를 사용하는 것이 성능에 있어서 훨씬 안정적이다. 기존에는 아래와 같은 간단한 이득함수가 사용되었다.

$$G = \frac{\hat{S}}{\hat{S} + \hat{N}}$$

위 이득함수만으로 성능 향상을 보이지만, 위너 형태 음성 향상 알고리즘을 적용하게 되면 더욱 큰 성능 향상을 기대할 수 있다.[7]

$$G = \frac{\hat{S}^2}{\hat{S}^2 + \mu_k \hat{N}^2}$$

$$\mu_k = \mu_0 - \frac{SNR_{dB}}{s}$$

여기서 $\mu_0 = \frac{41}{5}, s = \frac{25}{9}, \max(\mu_k) = 2$ 의 값을 갖는다[7]. μ_k 의 최댓값이 2로 정한 이유는 해당 논문처럼 10으로 적용 시 음성 손상이 심하기 때문이다. 이 이득함수를 통해 이득, G 를 얻고 원래 신호의 STFT 형태를 곱해주면 얻고자 하는 STFT 형태의 음성 추정 값을 얻을 수 있다.

III. 실험 결과

음성은 TIMIT DB에서, 잡음은 NOISEX-92 DB에 있는, F-16, factory1, m109 을 사용하였다. 각 결과의 성능은 Perceptual Evaluation of Speech Quality (PESQ)를 사용하였다. 이 지표는 원본 음성과 가까울수록 4.5, 다를수록 0 의 값을 나타낸다.

훈련용 음성과 실험용 음성은 서로 다르게 하였으며 남녀의 비율은 1:1 로 해주었다. 또한 음성의 대본 또한 영향을 끼칠 수 있기 때문에 훈련용과 실험용 음성에 쓰인 대본은 서로 다르다. 잡음의 경우에는 각기 실험에 사용되지 않은 구간의 잡음 15초 가량을 이용하였고, 음성과 잡음의 기저는 각각 40 개로 동일하게 주었다. 그리고 $\lambda = 0.3$ 에서 성능이 가장 높았다. factory2 와 m109 의 입력 SNR 은 0dB F-16 의 입력 SNR 은 5dB이다. 이는 항상 전 PESQ 값을 비교하여 비슷한 정도로 정한 것이다.

[표-1.] PESQ의 상승량

noisy type	NMF	cNMF	cNMF +Wiener
factory1 (1.8610)	2.2941 (+0.433)	2.4374 (+0.576)	2.4761 (+0.615)
F-16 (1.8062)	2.1536 (+0.347)	2.2078 (+0.401)	2.2689 (+0.463)
m109 (1.8661)	2.3527 (+0.488)	2.4891 (+0.623)	2.5601 (+0.694)
평균 (1.8444)	2.2668 (+0.422)	2.3781 (+0.533)	2.4350 (+0.591)

실험 결과 [표-1]은 잡음이 섞인 실험용 음성을 여러 번 수행한 결과의 평균이다. 잡음 종류 아래에 있는 숫자는 항상 전의 pesq 값이다. 첫 번째 실험은 기존 NMF 만 이용했을 경우이다. 이 때 기저의 개수, 수렴 조건 등 모든 조건은 cNMF 실험과 동일하다. 두 번째는 cNMF만 적용한 결과이다. 마지막 세 번째는 이 논문에서 제안하는 방법으로 cNMF를 적용하고 이득함수로 위너 형태 음성 항상 알고리즘을 사용한 결과이다. 결과를 보면 cNMF 를 사용함으로써 큰 성능 향상을 얻을 수 있었다. 또한 새로운 이득함수를 적용함으로써 기존 보다 성능이 크게 상승하는 모습을 보였다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 잡음이 섞인 음성의 향상을 위해서 convolutive NMF 를 적용하였다. 기존의 NMF 는 제한된 기저의 개수와 다른 소리의 기저와 유사도가 어느 정도 존재하기 때문에 완벽히 음성과 잡음을 분리할 수 없다. cNMF 를 사용하게 되면 시간 흐름에 따른 각 음원의 특징 까지도 기저행렬로 얻을 수 있다. 계산량의 문제와 적절한 시간 단위 T' 를 특정할 수 없는 문제 때문에 $T' = 2$ 로 정하였다. 훈련 과정에서 cNMF는 음성에만 적용하고 잡음은 기존 NMF 를 이용하였고, 항상 과정에서는 기존의 NMF 방법을 이용하였다. 이득함수로 위너 형태 음성 항상 알고리즘을 적용한 것이 성능 향상에 도움이 되는 것을 볼 수 있다.

앞으로 음성향상에 적절한 T' 의 크기를 정하고, 이에 맞추어 복원 에러가 적은 방향으로 기저의 개수도 적절히 정한다면 더 높은 성능향상이 기대된다. 또한 각 기저들을 실시간으로 항상 과정에서 업데이트를 해준다면 더욱 향상된 결과를 얻을 수 있을 것이다.

사사

“본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업 (NIPA-2013-H0301-13-2005)과 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2012R1A2A2A01045874).”

참고문헌

[1] D.D.Lee, H.S. Seung, “Learning the parts of objects by nonnegative matrix factorization,”

Nature. 1999.
 [2] N.S. Kim, J.-H. Chang, “Spectral enhancement based on global soft decision,” IEEE Signal Process. Lett. 7 (5) pp. 108-110, May. 2000.
 [3] Cichocki A., Zdunek R., Amari S., “ New Algorithms for Non-Negative Matrix Factorization in Application to Blind Source Separation,” IEEE Acoustics, Speech and Signal Processing. Vol. 5, May, 2006.
 [4] Kevin W. Wilson, Bhiksha Raj, Paris Smaragdis, Ajay Divakaran, “Speech Denoising using Nonnegative matrix Factorization with priors,” ICASSP 2008 pp. 4029-4032, April. 2008.
 [5] Paul D. O’Grady, Barak A. Pearlmutter, “Convolutional Non-negative Matrix Factorization with a Sparseness Constraint,” Machine Learning for Signal Processing, 16th IEEE Signal Processing Society Workshop on. p 427-432, Sep. 2006.
 [6] Paul D. O’Grady, Barak A. Pearlmutter, “Discovering speech phones using convolutional non-negative matrix factorization with a parseness constraint,” Neurocomputing 72. p 88-101, Sep. 2008.
 [7] Hu Y., Loizou P., “Speech enhancement based on wavelet thresholding the multitaper spectrum,” IEEE Trans. Speech Audio process, Vol. 12, No. 1, pp-59-67, 2004

MCLT 기반의 오디오 정보 은닉 기술의 강인함 분석

조기호, 최석재, 최인규, 김정훈, 김남수, *정민아, *이성로
서울대학교 전기·정보공학부 및 뉴미디어통신공동연구소, *목포대학교
e-mail : {*khcho, sjchoi, ikchoi, jkkim*}@*hi.snu.ac.kr*, *nkim@snu.ac.kr*,
{*majung, srlee*}@*mokpo.ac.kr*

Study on the Robustness of Audio Data Hiding in MCLT Domain

Kiho Cho, Jae Choi, In Kyu Choi, Jeoung Hun Kim, Nam Soo Kim,
*Min A Jeong, and *Seong Ro Lee

Department of Electrical and Computer Engineering and INMC
Seoul National University, *Mokpo National University

Abstract

Audio data hiding techniques have been applied various applications such as audio watermarking and steganography. In this paper, we analyzed the robustness of the audio data hiding method based on the phase information of the modulated complex lapped transform (MCLT) coefficients. The experimental result represents that the proposed method is considered robust against various attacks.

I. 서론

음향 신호 전송 (acoustic data transmission)은 오디오 정보 은닉 (data hiding) 기술을 통해 음원에 데이터를 삽입하고, 삽입된 데이터를 근거리 무선 신호 전송에 활용하는 기술이다. 송신부는 오디오 신호를 재생하는 스피커이며, 수신부는 마이크가 있는 모바일 디바이스로, 그 신호를 녹음 후 데이터를 추출한다.

본 논문에서는 MCLT [1] 위상 정보 기반 음향 신호 전송을 위한 오디오 정보 은닉 기법 [2]이 신호처리 및 기타 의도적으로 은닉된 정보를 훼손하거나 삭제하려는 공격에 대한 강인함을 조사 및 분석하였다.

오디오 신호에 강해지는 공격에도 불구하고 데이터 검출이 가능하다면, 정보 은닉 시스템이 강인하다고 볼 수 있다. 오디오 신호에 가하는 공격은 공격된 오디오 신호의 음질이 크게 떨어지지 않는 범위 내에서 한정된다.

II. 오디오 정보 은닉 기술

2.1 데이터 삽입

데이터 삽입은 오디오 신호의 MCLT 계수의 위상을 검출 시에 데이터 비트 값에 따라 0 또는 π 가 되도록 바꿔준다. 인접한 프레임 간의 중첩이 있는 MCLT 특성 상, 중첩 후에 생기는 간섭 성분을 미리 계산해서 제한한다. 동기화 및 채널 추정을 위해 3프레임 당 1번 씩은 약속된 데이터를 삽입한다.

2.2 데이터 검출

데이터 검출은 주파수 도메인에서의 위상 상관 (phase correlation)을 구하여 데이터 위치를 동기화하며, MCLT 도메인에서 채널 왜곡 등의 영향을 상쇄하기 위해 Wiener 필터 기반의 채널 추정 및 보정을 수행한다 [3]. 채널 계수가 보정된 MCLT 계수의 실수부의 부호를 통해 수신된 데이터 비트를 결정한다.

III. 실험 결과

3.1 실험 개요

제안된 오디오 정보 은닉 기술에 대해 다양한 공격에 대한 강인함 (robustness)을 분석하기 위해 음질 및 검출 성능 평가를 진행하였다. 음질 지표로 객관적 평가 방식인 PEAQ [4]를 이용하였다. 원본과 테스트 신호가 음질이 같으면 0점, 음질 손상에 따라 -5점까지 점수가 결정된다. 검출 성능은 비트 전송 오류율 (bit error rate, BER)을 사용하였다. 제안된 시스템의 MCLT 길이는 512, 사용 주파수 대역은 3.5~6.5 kHz이며, 비트 전송률은 231 bps이다. 샘플링 주파수는 44.1 kHz이다.

3.2 공격 목록

데이터가 삽입된 오디오 신호에 가해진 공격은 다음과 같다. 이 때, 공격 당한 오디오 신호의 음질이 크게 떨어지지 않아야 한다.

- 1) Requantize: 16bit PCM파일을 8bit PCM으로 변경.
- 2) MP3: 오디오 파일을 64kbps MP3로 변경.
- 3) Denoising: 오디오 파일에 10dB, 5dB의 백색 가산 잡음을 더한 후, Wiener 필터 통과.
- 4) All-pass filter: 제안된 시스템이 주로 위상 변화가 있기 때문에, 원본 신호와 크기는 같고 위상이 다른 all-pass filter 통과. Pole값은 매 128 샘플마다 0.05~0.95의 범위에서 랜덤하게 결정.

3.2 실험 결과

다양한 장르의 30초 길이 16곡에 대해 실험한 결과는 아래 표 1과 같다.

공격	PEAQ	BER
No attack	-0.1991	0.0000
Requantize (8bit)	-1.1910	0.0006
MP3 (64kbps)	-3.1351	0.0084
Denoising (10dB)	-1.5359	0.0107
Denoising (5dB)	-2.2490	0.0307
All-pass filter	-2.3357	0.0521
Time scaling (1000ppm)	-	0.0172
Time scaling (1500ppm)	-	0.2459

표 1. 공격에 따른 PEAQ 및 BER 결과

데이터가 삽입된 신호는 원본 신호 대비 PEAQ 점수가 -0.1991이었는데, 이것은 음질 저하가 매우 낮은 수준임을 의미한다. Requantize, MP3, Denoising 10dB에서는 상당히 높은 강인함을 보였다. Denoising 5dB

와 all-pass filter의 경우에는 BER이 3~5% 수준인데, 비트 전송률과의 trade-off로 충분히 만회가 가능하다.

하지만 1500ppm 이상의 time-scaling 공격에는 취약함을 보였다. 이것은 통신 공학적 측면에서 보면 주파수 동기화가 제대로 이루어지지 않았기 때문이다 [5]. 참고로 Time-scaling 공격의 경우 PEAQ로 음질을 제대로 표현하기 어렵기 때문에 음질 점수 산정은 제외하였다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 기존에 제안된 MCLT 위상 정보 기반 오디오 정보 은닉 기술의 강인함을 분석하였다. 일반적인 신호처리 뿐 아니라 다소 음질이 떨어질 수 있는 강한 수준의 공격에도 어느 정도 강인함을 보여 일반적인 워터마킹 또는 스테가노그래피에도 사용할 수 있는 가능성을 보였다. 더 나은 성능을 위해서 주파수 동기화 기술의 적용 및 복제 공격 등 보안성 문제의 해결 등이 추후에 해결이 되어야 할 것이다.

사사

“본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업 (NIPA-2013-H0301-13-2005)과 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2012R1A2A2A01045874).”

참고문헌

- [1] H. S. Malvar, “Fast algorithm for the modulated complex lapped transform,” *IEEE Signal Processing Letter*, vol. 10, no. 1, pp. 8-10, Jan. 2003.
- [2] K. Cho, J. Choi, Y. G. Jin, and N. S. Kim, “Quality enhancement of audio watermarking for data transmission in aerial space based on segmental SNR adjustment,” in *Proc. IEEE Int. Conf. IHH-MSP12*, pp. 122-125, Jul. 2012.
- [3] P. Höher, S. Kaiser, and P. Robertson, “Twodimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering,” in *Proc. ICASSP*, pp. 1845-1848, Apr. 1997.
- [4] P. Kabal, “An examination and interpretation of ITU-R BS.1387: perceptual evaluation of audio quality,” *TSP Lab Technical Report*, Dept. Electrical & Computer Engineering, McGill University, May. 2002.
- [5] K. Fazel and S.Kaiser, *Multi-carrier and Spread Spectrum Systems*, Wiley, 2003.

이중 마이크로폰 위상 차에 기반한 목표 방향 음성 향상

*김선만, *김홍국, 이연우, 정민아, 이성로

*광주과학기술원, Mokpo대학교

e-mail : *{kobem30002, hongkook}@gist.ac.kr, {ylee, majung, srlee}@mokpo.ac.kr*

Target-Directional Speech Enhancement Based on Dual-Microphone Phase Differences

*Seon Man Kim, *Hong Kook Kim, Yeonwoo Lee, Min A Jeong,
Seong Ro Lee

*Gwangju Institute of Science and Technology, Mokpo National Univ.

Abstract

본 논문에서는 이중 마이크로폰 위상 차를 활용한 잡음 환경에 강건한 목표 방향 음성 향상 시스템을 제안한다. 이중 마이크로폰 잡음 음성으로부터 목표 방향 음성을 추정하기 위해, 제안 방법은 이중 마이크로폰 신호들 간 위상 차를 이용하여 목표-대-비 목표 방향 신호 비 (target to non-target directional signal ratio: TNR)를 추정하고, 추정된 TNR은 Wiener 필터에 적용됨으로써 음성 향상을 위한 마스킹 필터가 구해진다. PESQ (perceptual evaluation of speech quality that the performance) 평가 결과에 의하면, 제안된 방법은 0에서 20dB 신호-대-잡음 비 (signal-to-noise ratio: SNR) 잡음 환경에서 Wiener 필터, 빔포머, 위상 차 에러 기반 필터 (phase-error-based filter: PEF)의 단일 혹은 이중 마이크로폰 음성 향상 기법들 대비 더욱 좋은 음성 향상 성능을 보인다.

I. 서론

잡음에 강건한 음성 향상은 잡음 음성내의 음성 성분은 유지한 채, 잡음 성분을 최대한 감쇄시킴으로써,

이루어진다[1]. 이는 보통 STSA (short time spectral amplitude) 기반 하에 이루어지며, 단일 마이크로폰 시스템 보다는 다중 마이크로폰 시스템이 더욱 좋은 성능을 보인다[2]. 다중 음성 향상 기법은 목표 음성과 잡음 원이 서로 다른 방향에 존재한다는 가정하에 목표 음성의 도래 방향 (direction-of-arrival: DOA) 정보를 이용하며, 대표적으로는 빔포밍과 마스킹 방법을 들 수 있다.

먼저, 빔포머는 방향 별 민감도를 형성하고, 이로부터 비 목표 방향으로부터의 잡음을 감쇄시킨다. 하지만, 빔포머 기법은 사용되는 마이크로폰 개수에 의해 그 성능이 의존적이어서, 이중 마이크로폰 만으로는 마스킹 기반 방법 대비 성능이 좋지 않다[3][4]. 위상 차 에러 기반 필터 (phase-error-based filter: PEF) 로 대표 되는 이중 마이크로폰 마스킹 기법 [4]은 위상 차의 함수로서 음성 향상을 위한 마스킹 스펙트럴 게인 (spectral gain)을 구하며, 이는 위상 차 에러는 잡음 음성의 신호-대-잡음 비(signal-to-noise ratio: SNR)와 밀접한 관련이 있다는 사실에 기인한다. PEF는 슈퍼 방향성 빔포머 (super directive beamformer: SDB) 대비 숫자 음성 인식 성능을 더욱 개선하였으며, 이는 위상 차가 잡음 음성에서 목표 음성을 추정하기 위한 중요한 단서가 됨을 암시한다[4].

따라서, 위상 차와 같은 공간 단서의 활용 방법은 음성 향상을 이루기 위한 중요한 문제가 되며, 본 논

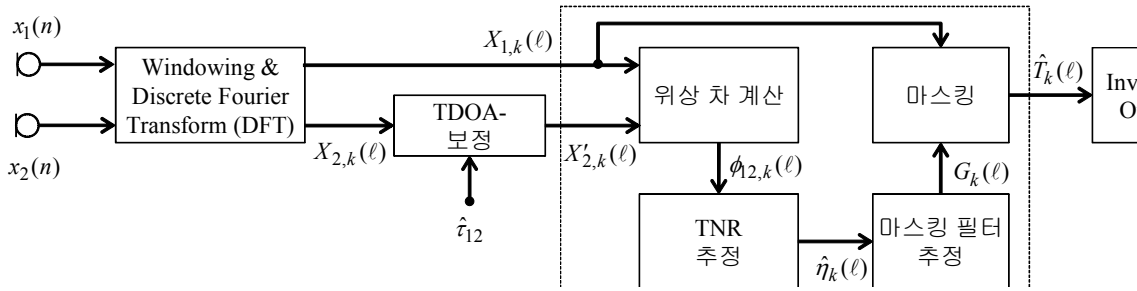


그림 1. 제안된 이중 마이크로폰 음성 향상 시스템의 블록 다이어그램

문에서는 이에 대한 효과적인 해결 방안을 제시하고자 한다. 구체적으로, 제안된 방법은 이중 마이크로폰 신호 간 위상 차를 사용하여 목표-대-비 목표 방향 신호 비 (target-to-non-target directional signal ratio: TNR) 을 추정하며, 추정된 TNR로 부터 잡음 음성 내의 목표 음성을 추정하기 위한 마스킹 필터가 구현된다.

II. 본론

2.1 PEF 기반 이중 마이크로폰 음성 향상

입력 신호가 자유 음장 조건을 만족하며, 목표 방향 음성과 비 목표 방향 잡음으로 분류된다고 가정한다. $X_{m,k}(\ell)$ 를 ℓ 번째 프레임에서의 m 번째 마이크로폰 신호 k 번째 스펙트럴 성분이라 하면, $X_{m,k}(\ell)$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다[2][4].

$$X_{1,k}(\ell) = T_k(\ell) + N_{1,k}(\ell) \quad (1)$$

$$X_{2,k}(\ell) = T_k(\ell)e^{-j\omega_k\tau_{12}} + N_{2,k}(\ell) \quad (2)$$

여기서, $k=0,1,\dots,K-1$ 이고, $T_k(\ell)$ 는 목표 방향 음성의 k 번째 스펙트럴 성분이다. 또한, $N_{m,k}(\ell)$ ($m=1,2$)는 비 목표 방향 잡음 $N_k(\ell)$ 의 m 번째 마이크로폰 입력 신호이다[2][4]. 게다가, 식 (2)에서 τ_{12} 는 두 마이크로폰 신호 간 TDOA (time difference of arrival) 이며, ω_k 는 k 번째 각 주파수이다. τ_{12} 의 추정치인 $\hat{\tau}_{12}$ 를 GCC-PHAT (generalized cross correlation with phase transform weighting)과 같은 음원 위치 추정 알고리즘으로부터 알고 있다고 가정하면 [2][4], 식 (2)의 $X_{2,k}(\ell)$ 에 $\exp(j\omega_k\hat{\tau}_{12})$ 를 곱함으로써 다음과 같은 결과를 얻는다.

$$X'_{2,k}(\ell) = T_k(\ell) + N'_{2,k}(\ell). \quad (3)$$

여기서, $N'_{2,k}(\ell) = N_{2,k}(\ell)\exp(j\omega_k\hat{\tau}_{12})$ 또한 비 목표 방향 잡음이다.

PEF는 이중 마이크로폰 신호 간 위상 차가 잡음 음성의 TNR과 관련 있다는 사실에 기인하여 마스킹 필터를 설계, 이로부터 목표 음성을 추정한다. 자세히 설명하자면, 먼저 TNR을 $\eta_k(\ell) \equiv |T_k(\ell)|^2/|N_k(\ell)|^2$ 로 정의하면, 마스킹 필터의 스펙트럴 게인 $G_k^{TNR}(\ell)$ 은 Wiener 필터에 기반하여 다음과 같이 얻어질 수 있다.

$$G_k^{TNR}(\ell) = \frac{\eta_k(\ell)}{\eta_k(\ell) + \mu}. \quad (4)$$

여기서, μ 는 잡음의 감쇄 정도를 조절하는 상수이다. PEF제안 논문 [4]에 따르면, 식 (4)의 TNR $\eta_k(\ell)$ 는 $X_{1,k}(\ell)$ 와 $X'_{2,k}(\ell)$ 간의 위상 차 $\phi_{12,k}(\ell)$ 를 이용하여 $1/|\phi_{12,k}(\ell)|^2$ 로 근사 추정되며, 이때의 마스킹 필터는 다음과 같다[4].

$$G_k^{PEF}(\ell) = \frac{1}{1 + \mu \cdot |\phi_{12,k}(\ell)|^2}. \quad (5)$$

2.2 제안된 이중 마이크로폰 음성 향상 방법

그림 1은 본 논문에서 제안된 이중 마이크로폰 음성 향상 시스템의 블록 다이어그램을 보여준다. 먼저 $X_{1,k}(\ell)$ 와 $X'_{2,k}(\ell)$ 간의 위상 차 $\phi_{12,k}(\ell)$ 가 구해진 후, 위상차 $\phi_{12,k}(\ell)$ 는 TNR $\eta_k(\ell)$ 을 추정하기 위해 이용된다. 추정된 TNR $\hat{\eta}_k(\ell)$ 에 기반하여 마스킹 필터의 스펙트럴 게인 $G_k(\ell)$ 가 구해진 후, 첫 번째 마이크로폰 신호 $X_{1,k}(\ell)$ 에 적용 된다.

TNR을 추정하기 위해 본 논문에서는 빔포머가 이용된다. 빔포머를 식 (1)과 (3)에 적용하고 그 출력을 $BF_k(\ell)$ 라 했을 때, 빔포머는 목표 방향 신호 추정을 위한 하나의 스펙트럴 게인 함수 $G_k^{BF}(\ell)$ 로 표현될 수

있다. 즉,

$$G_k^{BF}(\ell) = \frac{BF_k(\ell)}{X_{1,k}(\ell)} \quad (6)$$

$$= W_{1,k}^*(\ell) + W_{2,k}^*(\ell) \frac{|X'_{2,k}(\ell)|}{|X_{1,k}(\ell)|} \exp(j\phi_{12,k}(\ell))$$

여기서, W_m ($m=1,2$)는 m 번째 마이크로폰 입력 신호의 빔포머 가중치이며, *는 복소 켈레 연산자이다[2]. 각 마이크로폰 입력 신호에 빔포머 가중치가 적용되어 더해지는 보통의 빔포머 구조와는 달리, 식 (6)의 빔포머는 위상 차의 함수로 표현되어 위상 차를 직접적으로 다룰 수 있다. 따라서, 위상 차 $\phi_{12,k}(\ell)$ 를 $\phi_{12,k}^{norm}(\ell) = \phi_{12,k}(\ell) \cdot c/(\omega_k \cdot d)$ 와 같이 마이크로폰 간격 d , 음속 c , 각 주파수 ω_k 에 대해 정규화 함으로써 성능 향상을 이룰 수 있다[5]. 게다가, $|X'_{2,k}(\ell)|/|X_{1,k}(\ell)|$ 을 자유 음장 가정에 따른 1의 값으로 정함으로써, 마이크로폰 계인 미스매치 (gain mismatch)에 덜 민감한 빔포머를 구현할 수 있다[6]. 따라서, 식 (6)의 빔포머가 $W_{1,k}(\ell) = 0.5$ 와 $W_{2,k}(\ell) = 0.5\exp(j\omega_k\tau_{12})$ 의 가중치를 가지는 지연-합-빔포머 (delay-and-sum beamformer: DSB) 라면, 목표 방향 신호 추정을 위한 스펙트럴 함수는 다음과 같이 표현된다.

$$G_k^{DSB}(\ell) \approx 0.5(1 + \exp(j\phi_{12,k}^{norm}(\ell))). \quad (7)$$

한편으로, 목표 방향 신호를 차단하기 위한 차단 행렬 (blocking matrix: BM) 은 그 가중치 $W_{1,k}(\ell) = 1$ 와 $W_{2,k}(\ell) = -\exp(j\omega_k\tau_{12})$ 로 부터 다음과 같은 스펙트럴 함수를 얻는다.

$$G_k^{BM}(\ell) \approx 1 - \exp(j\phi_{12,k}^{norm}(\ell)). \quad (8)$$

최종적으로 TNR 추정치 $\hat{\eta}_k(\ell) = |\hat{T}_k(\ell)|^2 / |\hat{N}_k(\ell)|^2$ 는 $\hat{T}_k(\ell) = G_k^{DSB}(\ell) \cdot X_{1,k}(\ell)$ 와 $\hat{N}_k(\ell) = G_k^{BM}(\ell) \cdot X_{1,k}(\ell)$ 로 부터 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{\eta}_k(\ell) \approx \left| \frac{1 + \exp(j\phi_{12,k}^{norm}(\ell))}{2(1 - \exp(j\phi_{12,k}^{norm}(\ell)))} \right|^2 \quad (9)$$

$$= \frac{1 + \cos(\phi_{12,k}^{norm}(\ell))}{4(1 - \cos(\phi_{12,k}^{norm}(\ell)))}.$$

식 (9)의 TNR 추정치로부터 음성 향상을 위한 마스킹 필터는 PEF와 유사하게 $G_k(\ell) = \hat{\eta}_k(\ell) / (\hat{\eta}_k(\ell) + \mu)$ 와 같이 표현될 수 있다. 여기서, μ 는 PEF와 마찬가지로 잡음의 감쇄 정도를 조절하는 상수이다. 최종적으로, 목표 방향 음성 $\hat{T}_k(\ell)$ 은 $X_{1,k}(\ell)$ 에 $G_k(\ell)$ 를 적용함으로써 구해진다.

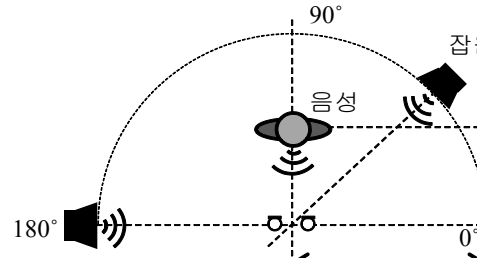


그림 2. 이중 마이크로폰 음성 향상 성능 평가를 위한 실험 환경

표 1. 다양한 SNR별 음성 향상 기법들의 PESQ 성능 비교

SNR (dB)	None	Wiener [1]	SDB [2]	GSC [3]	PEF [4]	제안 방법
20	2.98	3.16	3.04	3.16	3.31	3.58
15	2.62	2.81	2.69	2.81	2.95	3.24
10	2.24	2.46	2.31	2.48	2.60	2.88
5	1.86	2.08	1.93	2.15	2.24	2.51
0	1.46	1.70	1.55	1.79	1.87	2.12
Avg.	2.23	2.44	2.30	2.48	2.59	2.87

III. 음성 향상 실험 성능 평가

제안된 목표 방향 음성 향상 시스템의 성능을 평가하기 위해, 그림 2에서와 같은 이중 마이크로폰 잡음 음성 데이터 환경을 구축하였다. 목표 음성은 4cm 간격 이중 마이크로폰 시스템의 중앙으로부터 1m 거리에 위치해 있으며, 음성과 잡음은 각각 TIMIT [7]와 NOISEX-92 [8]의 데이터를 이용하였다. 또한, TDOA τ_{12} 값은 사전에 알고 있으며, 두 개의 배플 잡음 원이 2m 반경의 원호를 따라 180°와 45°에 위치했다. 잡음 원이 180°와 45°에 각각 위치한 경우를 S1과 S2, 잡음 원이 180°와 45° 모두 위치한 경우를 S3이라 정한다. 결과적으로 0, 5, 10, 15, 20 dB의 각 SNR별로 10개씩, 모두 50개의 잡음 음성 신호가 각각의 S1, S2, S3 상황 별로 준비되었다. 또한, 모든 신호에 대해서 16kHz 샘플링 주파수의 각 테스트 잡음 음성 신호에 512샘플수에 해당되는 32ms 해밍(hamming) 윈도우가 적용되었다.

먼저, 잡음 음성의 음성 향상 처리가 이루어진 음성 신호들에 대해 PESQ [9]를 측정하였다. 표 1은 다른 SNR 조건에서의 S1, S2, S3 상황 별 PESQ의 평균 값을 보여주고 있다. 표에서 보는 바와 같이, 기존 단일 그리고 다중 마이크로폰 음성 향상 기법들 대비, 제안

표 2. 다양한 잡음 환경에 따른 음성 향상 기법들의 PESQ 성능 비교

잡음 종류	None	Wiener [1]	SDB [2]	GSC [3]	PEF [4]	제안 방법
Babble	2.23	2.44	2.30	2.48	2.59	2.87
Factory	2.19	2.48	2.30	2.48	2.66	2.86
Vacuum Cleaner	2.02	2.50	2.14	2.31	2.63	2.74
White	2.05	2.63	2.25	2.37	2.90	2.98
Avg.	2.12	2.51	2.25	2.41	2.70	2.86

된 방법은 모든 SNR 조건에서 가장 높은 PESQ 값을 갖는다.

또한, 배블 (babble) 잡음 외에 진공 청소기 (vacuum cleaner), 공장 (factory), 백색 (white) 의 서로 다른 잡음 환경에서의 PESQ 성능을 측정 비교하였다. 표 2에서 보는 바와 같이 제안된 방법은 모든 잡음 환경에서 고려된 모든 기존 방법들 대비 가장 높은 PESQ 결과를 보인다. 따라서, 제안된 방법은 PESQ 평가 측면에서, 고려된 모든 SNR 및 여러 잡음 환경에서, 기존 음성 향상 기법들 대비 더욱 좋은 음성 향상 성능을 가진다고 할 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 이중 마이크로폰 신호를 활용한 잡음 환경에 강건한 목표 방향 음성 향상시스템을 제안하였다. 이를 위해 먼저 이중 마이크로폰 신호들 간 위상차를 이용하여 TNR이 추정되었고, 추정된 TNR은 Wiener 필터에 적용 되어 음성 향상 마스킹 필터가 구해졌다. PESQ 평가로부터, 제안된 방법은 0에서 20dB SNR 잡음 환경에서 Wiener 필터, 빔포머, PEF의 단일 혹은 이중 마이크로폰 음성 향상 기법들 대비 좋은 음성 향상 성능을 보였다.

감사의 글

본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 (NIPA-2013-H0301-13-2005)와 2012년도 교육과학기술부의 재원으로 한국연구재단의 대학중점연구소 (2009-0093828) 지원사업으로 수행되었음.

참고문헌

- [1] Benesty, J., Makino, S., and Chen, J., Speech Enhancement, New York: Springer-Verlag, 2005.
- [2] Brandstein, P. M. and Ward, D., Microphone Arrays, New York: Springer-Verlag, 2001.
- [3] Han, S., Hong, J., Jeong, S., and Hahn, M., "Probabilistic adaption mode control algorithm for GSC-based noise reduction," IEICE Trans. on Fundamentals of Electr., Communications and Computer Sciences, vol. E93-A, no. 3, pp.627-630, Mar. 2010.
- [4] Aarabi, P. and Shi, G., "Phase-based dual-microphone robust speech enhancement," IEEE Trans. Systems, Man, and Cybernetics-Part B: Cyber., vol. 34, no. 4, pp. 1763-1773, Aug. 2004.
- [5] Araki, S., Sawada, H., Mukai, R., and Makino, S., "Underdetermined blind sparse source separation of arbitrarily arranged multiple sensors", Signal Proc., vol. 87, no. 8, pp.1833-1847, Mar. 2007.
- [6] Dolco, S. and Moonen, M., "Superdirective beamforming robust against microphone mismatch," IEEE Trans. on Speech Audio Proc., vol. 15, no. 2, pp. 617-631, Feb. 2007.
- [7] Garofolo, J., Lamel, L. F., Fisher, W. M., Fiscus, J. G., Pallett, D. S., Dahlgren, N. L., and Zue, V., TIMIT Acoustic-Phonetic Continuous Speech Corpus. Philadelphia: Linguistic Data Consortium, 1993.
- [8] Varga, A., Steenneken, H. J. M., Tomilson, M., and Jones, D., The NOISEX - 92 Study on the Effect of Additive Noise on Automatic Speech Recognition, Documentation on the NOISEX - 92 CD - ROMs, June 1992.
- [9] ITU-T Recommendation P.862, Perceptual Evaluation of Speech Quality (PESQ), and Objective Method for End-to-End Speech Quality Assessment of Narrowband Telephone Networks and Speech Coders, Feb. 2001.

독립 성분 분석을 통한 뇌파 신호에서 안구 움직임 성분 검출에 관한 방법

¹김현규, ^{1,2}이효종

전북대학교 컴퓨터공학부

e-mail : hkim@jbnu.ac.kr, hlee@jbnu.ac.kru.ac.kr

Detection Method of Eyeball Motion Activity Component in the EEG through Independent Component Analysis

¹Hyun-Kyu Kim, ^{1,2}Hyo-Jong Lee

¹Dept. of Computer Science and Engineering, Chonbuk National University

²Center for Advanced Image and Information Technology

요 약

뇌파 분석을 수행하기 전에 수집된 뇌파는 여러 다른 뇌파 신호 및 안구 움직임과 같은 외부 신호들로 인해 혼합되어 관측이 된다. 회귀 분석은 관측된 뇌파 신호에서 외부 신호들을 분리하는 수학적 방법으로 사용되어져 왔다. 회귀 분석은 간단하고 직관적인 장점을 가지고 있지만 대뇌 활성도를 유지하지 못하는 단점도 가지고 있다. 다른 방법으로는 독립 성분 분석 방법이 있다. 독립 성분 분석은 대뇌 활성도를 유지하면서 외부 신호들을 분리하는데 뛰어난 성능을 보여준다. 본 논문에서는 독립 성분 분석 기법을 이용하여, 안구의 움직임 성분을 검출하는 간단하면서도 정확한 방법을 제안하였다.

I. 서론

뇌파는 시신경에서 뇌신경 사이에 신호가 전달 될 때 생기는 전기적 흐름으로써 그 크기는 수백 μV 로 0.1~100Hz 범위로 나타난다. 이러한 뇌파를 수집하여 분석하는 경우 안구 움직임과 같은 외부 움직임에 쉽게 혼합이 되는 경향을 보인다. 그러므로 뇌파를 분석하기 위해서는 혼합되어진 뇌파를 분리하는 작업을 선행해야 한다.

· 이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2012R1A2A2A03)

정상 군에서 가장 흔하게 일어나는 혼합 요소로는 안구 움직임이 있다. 그림 1에서 사각형 내부의 뇌파 신호들은 눈 깜빡임이 뇌파에 어떻게 혼합되어 나타나는 보여주고 있다. 이러한 신호를 분리하기 위해서 제안된 방법에는 공간필터(Spatial Filter)^[1], Blind Source Separation(BSS)^[2], Regression Methods^[3] 등이 있다. 이런 방법들은 회귀 분석 방법을 기반으로 하고 있는데, 안구 움직임 뿐 아니라 대뇌 피질 활성도를 감소시키는 것으로 알려져 있다^[4].

다른 분석 방법으로는 PCA(Principal Component Analysis), ICA(Independent Component Analysis) 분석 방법들이 있다^[5,6]. 이러한 분석 방법들은 뇌파를 수집하는 전극의 수가 충분 할 때 회귀 분석 방법보다 우수한 품질을 보장하는 장점을 가지고 있다^[7].

본 논문에서는 대뇌 피질 활성도를 유지할 수 있는 독립 성분 분석법을 사용할 때 안구 움직임 독립 성분을 판단 할 수 있는 수치적 방법을 제안하였다.

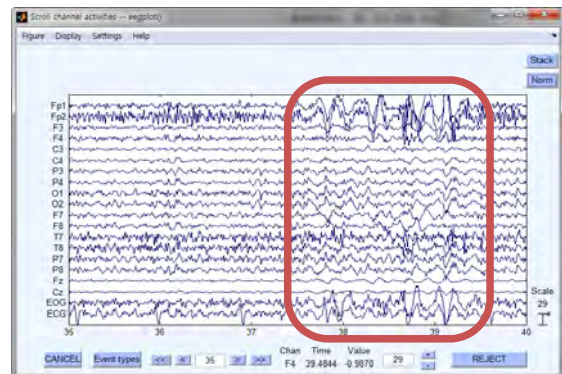


그림 1. 눈 깜빡임으로 인한 혼합된 뇌파

II. 본론

2.1 EEG(Electroencephalogram)와 EOG(Electrooculogram)

수집된 뇌파 신호는 EOG나 ECG와 같은 비 뇌파의 신호와 다른 외부 움직임 등의 영향으로 혼합되어 나타나게 된다. 이런 현상은 그림 1의 사각영역에서 뇌파의 위상 변이가 크게 나타나는 것을 볼 수 있다. 그러므로 뇌파를 분석할 때에는 혼합된 뇌파 신호들로부터 EEG를 분리하는 작업을 수행해야 한다. 가장 빈번하게 발생하는 혼합에는 안구 움직임에 따른 혼합이 있다.

안구 움직임에는 두 가지 종류로 구성되어 있다. 첫째는 큰 진폭으로 나타나는 눈 깜박임으로 전두엽 부근의 뇌파에 직접적인 영향을 미친다. 두 번째는 작은 진폭으로 나타나는 눈동자 움직임으로 두정엽 부근의 뇌파에 영향을 미친다.

2.2 ICA

관측된 결과를 가지고 원본 값을 추정하는 방법에는 ICA 알고리즘이 있다. ICA는 원본 값이 혼합되어 있다는 가정을 전제로 한다. 뇌파 신호 역시 이 가정에 일치한다. ICA의 수학적 표기는 수식 1과 같다.

$$\begin{cases} x_1(t) = a_{11}s_1 + a_{12}s_2 \\ x_2(t) = a_{21}s_1 + a_{22}s_2 \end{cases} \quad (1)$$

함수 x 는 관측된 결과 값이며 뇌파에서는 각 전극에서 수집된 신호이다. a 는 가중치이며 s 는 원본 값이다. ICA분석을 통해 s 값을 추정할 수 있다.

2.3 ICA에서 안구 움직임 성분 검색

EEG 신호를 이용하여 ICA 분석을 시도하면 그림 2와 같은 독립 성분에 따른 스펙트럼을 얻을 수 있다. 그림 2에서 좌측은 안구 움직임 성분이 1번 독립 성분에서 음의 스펙트럼으로 나타나있고, 우측은 안구 움직임 성분이 4번 독립 성분에서 양의 스펙트럼 나타나 있다.

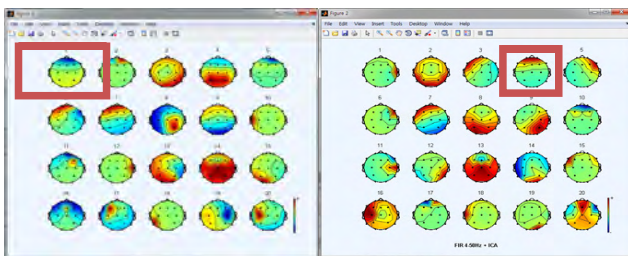


그림 2. 수집된 뇌파에서 ICA 스펙트럼 결과

ICA에서 안구 움직임 특징은 전두엽에서 활성도가 강하게 나타나고 후두부로 이동하면서 활성도가 낮아지는 특징과 EOG 전극의 파워 스펙트럼이 전두엽에 위치하는 Fp1 전극 파워 스펙트럼과 반대로 나타나는 특징이 있다. 안구가 움직일 때 EOG 전극이 아래에서 위로 움직이지만 Fp1 전극은 위에서 아래로 움직이기 때문이다. 이러한 특징을 활용하여 ICA에서 안구 움직임 성분을 판별 하는 방법을 수식 2에 나타내었다.

$$\begin{cases} E = \text{MAXINDEX}(|W_1 I_{Fp1}^{(c)} * W_2 I_{EOG}^{(c)}|) \\ I_{Fp1}^{(c)} * I_{EOG}^{(c)} < 0 \end{cases} \quad (2)$$

W 는 임의의 가중치이고, I 는 독립성분이다. 그림 2에서 나타난 원형이 I 에 해당하고 20개의 전극을 이용하였기에 20개의 독립 성분이 나타나있다. c 는 각 독립성분의 색인 번호이다. 모든 독립성분에 해당 연산을 수행 한 이후 최댓값을 가지는 색인 번호를 취하게 되면 E 의 결과는 안구 움직임 독립 성분 번호를 얻을 수 있다. 예를 들면 그림 2의 우측에서 $E=1$, 좌측은 $E=4$ 값을 얻게 된다.

III. 구 현

피험자들로부터 수집된 뇌파 신호에서 ICA 처리를 위해 EEGLab^[8]을 사용하였다. 뇌파 신호는 4명의 피험자들로부터 수집되었으며 각 피험자마다 총 6 세트씩 실험을 진행하였다. 각 세트 당 평균 실험 시간은 약 4분이다.

수식 2에서 가중치 W_1 와 W_2 는 각각 10.0으로 설정하였다. ICA로 분석된 독립 성분에서 정상적인 안구 움직임 성분 색인 번호와 제안된 분석법으로 판단된 안구 움직임 색인 번호를 표 1에 비교하여 나타내었다. 제안된 분석법은 정확하게 안구 움직임에 해당하는 독립 성분 색인 번호를 찾아 낼 수 있음을 알 수 있었다.

표 1. 정상적인 ICA의 안구 움직임 성분 색인 번호와 제안된 방법으로 판단된 안구 움직임 성분 색인 번호

세트	정상 값				제안된 분석법			
	피험자 번호				피험자 번호			
	A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4
set1	6	3	4	1	6	3	4	1
set2	2	4	3	1	2	4	3	1
set3	3	2	6	1	3	2	6	1
set4	1	1	5	1	1	1	5	1
set5	2	2	5	1	2	2	5	1
set6	2	4	6	1	2	4	6	1

IV. 결론 및 향후 연구 방향

뇌파 분석에 빈번하게 발생하는 안구 움직임 혼합을 분리하기 위한 방법으로 회귀 분석 방법과 독립 성분 분석 방법 등이 존재한다. 전극의 수가 많은 경우 독립 성분 분석은 대뇌 활성도를 유지하면서 안구 움직임 신호를 분리하는데 유리하다. 또한 독립 성분 분석은 안구 움직임에 대해서 강한 특징을 보여주고 있는데 그 특징을 활용하여 간단하게 안구 움직임 성분을 검출하는 방법에 대해 제안하였다. 제안된 검출 방법은 수집된 뇌파 신호에 대해서 정확히 안구 움직임 성분을 검출 하였으며 이를 통해 뇌파에서 안구 움직임 성분 분리 작업을 자동화 할 수 있게 되었다.

method of EOG artifacts in EEG recordings, *Clinical Neurophysiology*, pp. 98-104, Volume 118, Issue 1, January 2007.

- [8] EEGLab version 12.0.1.0b , <http://sccn.ucsd.edu/eeglab/>, 2012.

참고문헌

- [1] Ille N, Berg P, Scherg M. Artifact correction of the ongoing EEG using spatial filters based on artifact and brain signal topographies. *Journal of Clinical Neurophysiology*, pp. 113-24A, Apr, 2002.
- [2] Joyce CA, Gorodnitsky IF, Kutas M. Automatic removal of eye movement and blink artifacts from EEG data using blind component separation. *Psychophysiology* pp. 313 - 25, Volume 41, Issue 2, 2004.
- [3] Wallstrom GL, Kass RE, Miller A, Cohn JF, Fox NA. Automatic correction of ocular artifacts in the EEG: a comparison of regression-based and component-based methods. *Int J Psychophysiol*, pp. 105-19, Volume 53, Issue 2, 2004.
- [4] Barbati G, et al. Optimization of an independent component analysis approach for artifact identification and removal in magnetoencephalographic signals. *Clin Neurophysiol*, pp. 1220-1252, Volume 115, 2003.
- [5] Casarottoa S. Bianchia A.M, Ceruttia S. Principal component analysis for reduction of ocular artefacts in event-related potentials of normal and dyslexic children, *Clinical Neurophysiology*, pp. 609 - 619, Volume 115, 2004.
- [6] Moretti D.V., Babiloni F, et al. Computerized processing of EEG - EOG - EMG artifacts for multicentric studies in EEG oscillations and event-related potentials. *International Journal of Psychophysiology*, pp. 199 - 216, Voulme 47, 2003.
- [7] A. Schlögl, et al. A fully automated correction

포스터

신호처리 소사이어티

신호처리 1
신호처리 2
신호처리 3
신호처리 4
신호처리 5
신호처리 6

SUMMER

카메라 영상 기반 DEM 고도 오차 추정의 강인성 향상

*전영우, *배윤성, **박찬흠, ***황상현, *나종범
*KAIST 전기 및 전자공학과, **한국항공우주산업, ***국방과학연구소
e-mail : ywjeon@issserver.kaist.ac.kr, ysbae@issserver.kaist.ac.kr,
gopch@koreaaero.com, hyunhs21@add.re.kr, jbra@ee.kaist.ac.kr

Improvement on Error Estimation of Digital Elevation Model Based on a Camera Image

*Young Woo Jeon, *Yoonsung Bae,
Chan Heum Park, *Sang-Hyun Hwang, *Jong Beom Ra
*Department of electrical engineering, KAIST
**Korea Aerospace Industries, LTD
***Agency for Defense Development

는 정보 융합 방법으로 나뉜다 [1]. 본 연구에서는 카메라 영상정보를 이용한 기존의 DEM 고도 데이터 오차 추정 알고리즘보다 강인한 알고리즘을 제안한다.

Abstract

A digital elevation model (DEM) contains the elevation of the terrain, which is widely used in the Geographic Information System (GIS). However, the DEM may not be accurate due to the measurement inaccuracy and the change of topography with time. In this paper, we propose a robust algorithm for estimating DEM elevation errors using a camera image. Experimental results show that the proposed algorithm performs robustly.

I. 서론

지형의 고도정보를 담고 있는 DEM은 측정 정확도의 한계 및 시간에 따른 지형의 변화 등에 의해서 오차를 가질 수 있다. 이러한 고도 데이터 오차는 DEM의 품질을 결정하는 중요한 요소 중 하나로서 이를 줄이는 방법은 크게 오차의 통계적인 정보를 사용하는 후처리 방법과 DEM 이외에 추가적인 정보를 활용하

II. 본론

2.1 카메라 영상을 이용한 DEM 고도 오차 추정

기존 오차 추정 방법은 DEM의 정합된 depth map과 카메라영상에서 능선을 추출하고, 추출된 능선의 대응점들을 찾아 이들 위치 차이를 이용하여 DEM의 고도 오차를 추정한다 [1].

Depth map의 능선은 gradient를 이용하여 추출한다. 한편 카메라 영상의 능선은 잡음과 텍스처 등으로 인해 능선 추출이 용이하지 않으므로 비교적 쉽게 추출되는 depth map의 능선을 이용하여 카메라 영상에서 능선이 존재 할 수 있는 영역을 제한한 후, gradient 대신 edginess[2]를 data term으로 사용하여 다음과 같이 정의된 비용함수를 최적화하여 추출한다.

$$C_{total}(\mathbf{x}) = \mu C_{data}(\mathbf{x}) + (1 - \mu) C_{smooth}(\mathbf{x}). \quad (1)$$

여기서 \mathbf{x} 는 영상의 픽셀좌표이고 C_{data} 는 edginess의 크기가 클수록, 그리고 C_{smooth} 는 능선의 기울기변화가 작을수록 작은 값을 가진다. 한편 μ 는 가중치 조절을 위

한 값이다. 비용함수를 최적화하기 위해서는 dynamic programming (DP)을 이용한다.

고도 데이터 오차는 추출된 두 능선 정보로부터 DEM의 고도 오차로 인한 능선 변이를 분석하고 대응 점의 위치 차이를 이용하여 추정한다.

2.2 제안 알고리즘

기존 알고리즘에서는 식 (1)과 같이 edginess를 고려한 비용함수를 사용한다. 이는 잡음으로 인한 잘못된 능선 추출을 막기 위해 사용하였으나, 이로 인해 관심 영역 내에 강한 edginess가 존재할 경우 잘못된 능선이 추출되기도 한다. 그러나 edginess를 고려하지 않는다면 정확한 능선의 위치를 알기 어렵다. 제안하는 알고리즘은 이러한 문제점을 개선하기 위해 non-maximum suppression [3]을 사용하여 구한 edginess의 local maximum을 비용함수의 c_{data} 에 이용한다.

$$c_{total}(\mathbf{x}) = c_{data}(\mathbf{x}) + c_{smooth}(\mathbf{x}),$$

$$c_{data}(\mathbf{x}) = \begin{cases} 0, & N(\mathbf{x}) > 0, \\ 1, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (2)$$

여기서 $N(\mathbf{x})$ 는 edginess의 non-maximum suppression 결과이고, c_{data} 는 edginess가 local maximum이 아니면 1, 그렇지 않으면 0의 값을 가진다. 여기서 능선은 DP를 이용하여 비용함수를 최적화함으로써 추출한다.

III. 실험 결과 및 분석

제안하는 알고리즘의 성능을 확인하기 위해 사전에 정합된 DEM의 depth map과 카메라 영상을 이용하였다.

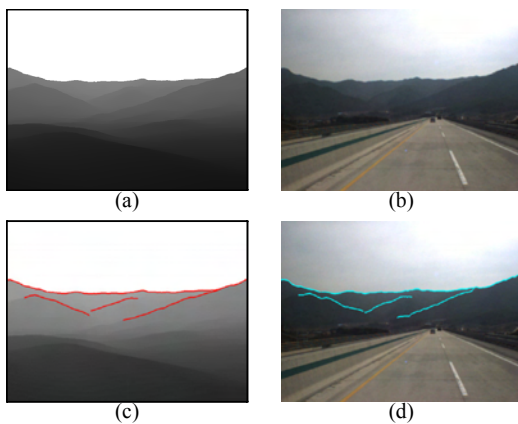


그림 1. (a) DEM의 depth map, (b) 카메라 영상, (c) 추출된 depth map 능선과 (d) 카메라 영상 능선.

그림 1은 제안된 알고리즘을 사용하여 depth map과 카메라 영상에서 추출된 능선을 보여주며 그림 2는 기존 알고리즘과의 추출 결과를 비교하여 보여준다. 그림 2에서 빨간색으로 표시된 영역은 depth map의 능선 정보를 사용하여 얻은 관심 영역이다. 기존 알고리즘은 주변에 강한 edge를 따라가는데 비해 제안하는 알고리즘은 능선을 성공적으로 추출한다.

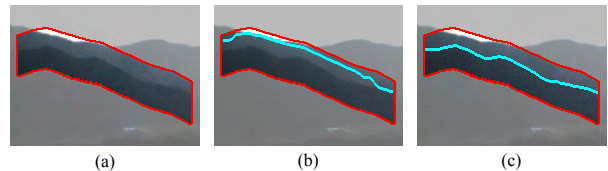


그림 2. (a) 카메라 영상에 관심영역 지정, (b) 기존 알고리즘 결과, (c) 제안 알고리즘 결과.

IV. 결론

본 연구는 카메라 영상을 이용하여 DEM의 고도 오차를 강인하게 추정하는 알고리즘을 제안하였다. 제안하는 알고리즘은 non-maximum suppression을 이용하여 edginess의 세기에 의존하지 않는 비용함수를 정의하고, 이를 이용하여 기존 알고리즘이 추출하지 못한 약한 edge를 가진 능선을 추출할 수 있음을 확인하였다.

감사의 글

본 연구는 민군기술협력진흥센터의 연구비 지원으로 수행되었습니다. (정부과제식별 번호 11-DU-EE-01)

참고문헌

[1] 전영우, 배윤성, 박찬흠, 황상현, 나종범, “카메라 영상을 이용한 DEM 고도 오차 추정 기법,” 제25회 영상처리 및 이해에 관한 워크샵, 2013.

[2] Y. S. Kim, J. H. Lee, and J. B. Ra, “Multi-sensor image registration based on intensity and edge orientation information,” *Pattern Recognition*, vol. 41, pp. 3356 - 3365, 2008.

[3] J. Canny, “A computational approach to edge detection,” *IEEE Trans. Pattern Anal. Machine Intell.*, vol. 8, pp. 679-698, 1986.

에지-보존 평활화를 위한 변분법적 접근 모델을 이용한 강건한 안개 제거 방법

*김상균, 박순영, **나인섭, ***조완현
*목포대학교 전자공학과
** 전남대학교 전자컴퓨터공학부
*** 전남대학교 통계학과

e-mail : {narciss76, sypark}@mokpo.ac.kr, ypencil@hanmail.net, whcho@chonnam.ac.kr

Robust Haze Removal Method Using Variational Approach Model for Edge-Preserving Regularization

*Sang-Kyoon Kim, Soon-Young Park, **In-Seop Na, ***Wan-Hyun Cho
*Dept. of Electronics Engineering Mokpo National University
**School of Electronics & Computer Engineering Chonnam National University
***Dept. of Statistics Chonnam National University

Abstract

본 논문은 단일 영상 안개 제거 문제를 해결하기 위한 변분법적인 접근 방법을 제안한다. 대기 장막을 추론하기 위해 에지-보존 평활화 특성을 만족하는 새로운 에너지 함수를 정의하였으며 변분법의 기본 전체를 사용함으로써 주어진 함수의 최대값을 찾기 위한 오일러-라그랑주 방정식을 유도하였다. 이 방정식은 경사 하강법과 시간 변수를 이용한 동적 모델을 이용하여 풀 수 있다. 이와 같은 방법으로 최적화된 대기 장막을 추정하였으며 이를 바탕으로 안개 영상을 복원하였다. 실험 결과, 제안된 알고리즘은 좋은 안개 제거 성능을 보였다.

I. 서론

옥외 영상은 연무, 안개 또는 장면으로부터 관측자로 향하는 빛의 흡수와 산란에 의한 다양한 대기 감쇠 요인을 내포하고 있다. 이러한 영상의 두 가지 주요 특징은 가시거리의 감소와 고주파 성분의 손실로 인한 장면의 흐릿함이다.

영상으로부터 안개 제거를 위한 수많은 방법들이 제안되었다. 그러나 대부분의 방법은 여러 장의 영상 또는 부가적인 정보를 이용한다. 최근에는 단일 영상을 이용한 안개 제거 방법들이 제안되었으나 이런 방법의

성공 여부는 강력한 가정이나 사전 정의에 의존한다 [1][2][3].

본 논문에서는 단일 영상 안개 제거 문제를 풀기 위한 변분법적 접근 방법을 제안한다. 대기 장막 또는 대기광 맵은 에지-보존 평활화 성질과 적절한 안개 제거 능력을 만족하는 에너지 함수를 최대화/최소화 함으로써 직접적으로 추정할 수 있다. 우선적으로, 변분법의 기본적인 공식을 이용하기 위하여 주어진 함수의 최대값을 찾기 위한 대기 장막에 대한 오일러-라그랑주 방정식을 유도하였다. 이 방정식은 경사 하강법 (gradient descent method)과 시간 변수를 이용하여 풀 수 있다[4][5][6]. 그리고 추정된 대기 장막을 이용하여 영상 복원을 수행하여 복원된 영상의 대비도를 향상시켰다.

II. 본론

2.1 대기광 추정을 위한 에너지 함수

대기광 또는 대기 장막 $A(x,y)$ 의 추정은 매우 중요하다. 안개 영상으로부터 대기광 $A(x,y)$ 을 추정하기 위해서 물리적 성질을 이용하여 두 가지 제약 조건을 설정하였다. 첫 번째 대기광은 반드시 양수값을 가진다. 즉, $0 < A(x,y)$ 이고 $I(x,y)$ 의 최소 요소보다 높을 수 없다. 그러므로 화소에 대해 최소 영상으로 정의되는 $W(x,y) = \min(I(x,y))$ 를 계산할 수 있다. $W(x,y)$ 는 관측된 영상 $I(x,y)$ 내의 백색 영상이다. 그리고 두

번째 제약 조건은 $A(x,y) \leq W(x,y)$ 로 쓸 수 있다.

가시성 복원을 위해서는 깊이 맵의 에지 경계를 제외하고 부드러워야 한다는 가정하에 결과 영상의 대비도를 최대화하기 위한 정규화된 해를 유도해야 한다. 그리고 대부분의 경우 $A(x,y)$ 는 부드러워져야 한다는 가정하에 $A(x,y)$ 를 최대화시키도록 만들어야 한다. 우선 Heaviside 함수 H 와 1차원 Dirac 함수 δ_0 를 다음과 같이 각각 정의된다.

$$H(z) = \begin{cases} 1 & \text{if } z \geq 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}, \quad \delta_0 = \frac{d}{dz}H(z) \quad (2)$$

그리고 이 문제를 다음과 같은 에너지 함수로서 표현하면 식(3)과 같다.

$$E(A(x,y)) = \int_{\Omega} H(W(x,y) - A(x,y)) dx dy \quad (3) \\ - \lambda^2 \int_{\Omega} \varphi(\|\nabla A(x,y)\|) dx dy$$

여기서, Ω 는 개방된 경계 집합이며 $\|\nabla A(x,y)\|$ 는 $A(x,y)$ 의 기울기의 계수이다. λ 는 식(3)의 두 번째항 사이의 영향을 균형 잡기 위한 정규화 파라미터이다. 에지-보존 평활화를 위한 함수 φ 는 Perona & Malik 함수를 이용하였다.

본 논문에서, 식(3)으로부터 에너지 함수 $E(A(x,y))$ 를 최소화시키는 대기광 $A(x,y)$ 를 찾고자 한다. 에너지 함수는 미지의 대기광 $A(x,y)$ 에 대한 오일러-랑그랑주 방정식의 해로서 주어진다. 그러나 함수 H 와 δ_0 는 수치적 해석을 위해서는 H_ϵ 과 $\delta_\epsilon = H'_\epsilon$ 으로 근사시킨 정규화 에너지 함수 $E_\epsilon(A(x,y))$ 을 이용해야 한다.

변분법을 이용함으로써 정규화 에너지 함수 $E_\epsilon(A(x,y))$ 를 최소화하는 대기광 $A(x,y)$ 는 오일러-랑그랑주 방정식에 의해서 유도될 수 있다. 뿐만 아니라, 식(3)의 수치적인 해는 경사 하강법을 사용함으로써 얻을 수 있다. 또는 인위적인 시간 변수 t 를 이용한 동적 모델을 이용하여 얻을 수 있다.

2.2 동적 모델

우선, 실험에서 사용할 H 와 δ_0 의 정규식은 다음과 같이 정의된다.

$$H_\epsilon(z) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{2}{\pi} \arctan\left(\frac{z}{\epsilon}\right) \right), \quad \delta_\epsilon(z) = \frac{\epsilon}{\pi(\epsilon^2 + z^2)} \quad (4)$$

$\epsilon \rightarrow \infty$ 됨에 따라, 이들은 H 와 δ_0 에 수렴한다.

$A(t,x,y)$ 를 방정식으로 구분하기 위해서 유한 차분 식을 이용한다. 일반적인 표현법으로 생각해보면 h 는 단

위 공간, Δt 는 시간 단위 그리고 $(x_i, y_j) = (ih, jh)$ 는 $1 \leq i, j \leq M$ 에 대한 격자좌표이다. $A_{i,j}^n = A(n\Delta t, x_i, y_j)$ 는 $n \geq 0$, $A^0 = A_0$ 일 때, $A(t,x,y)$ 에 대한 근사치라고 하면 유한 차분은 다음과 같다.

$$\Delta^x A_{i,j} = A_{i,j} - A_{i-1,j}, \quad \Delta^x_+ A_{i,j} = A_{i+1,j} - A_{i,j} \quad (5) \\ \Delta^y A_{i,j} = A_{i,j} - A_{i,j-1}, \quad \Delta^y_+ A_{i,j} = A_{i,j+1} - A_{i,j}$$

알고리즘은 다음과 같다. A^n 을 알고 있을 때, 먼저 $\delta_\epsilon^*(A^n(x,y)) = -\delta_\epsilon(W(x,y) - A^n(x,y))$ 를 계산한다. 그리고 A^{n+1} 을 다음과 같이 계산한다.

$$A_{i,j}^{n+1} = A_{i,j}^n + \Delta t \cdot \eta, \quad (6) \\ \eta = \delta_\epsilon^*(A_{i,j}^n(x,y)) + \left(\frac{\varphi' \left(\sqrt{\frac{(\Delta^x_+ A_{i,j}^n)^2}{h^2} + \frac{(\Delta^y_+ A_{i,j}^n)^2}{h^2}} \right)}{h^2} \right) \\ \times \left\{ \Delta^x \left(\frac{\Delta^x_+ A_{i,j}^n}{\sqrt{(\Delta^x_+ A_{i,j}^n)^2/h^2 + (A_{i,j+1}^n - A_{i,j-1}^n)^2/(2h)^2}} \right) \right. \\ \left. + \Delta^y \left(\frac{\Delta^y_+ A_{i,j}^n}{\sqrt{(A_{i+1,j}^n - A_{i-1,j}^n)^2/(2h)^2 + (\Delta^y_+ A_{i,j}^n)^2/h^2}} \right) \right\}$$

이런 선형 시스템은 반복법을 이용하여 풀 수 있다.

경사 하강법을 이용하기 위해서는 대기광 맵을 위한 근사적인 초기값을 필요로 한다. 여기서, 위의 대기광 맵 조건을 만족시키기 위해 다음과 같이 대기광 맵을 위한 초기값을 가정한다.

$$A^0(x,y) = \beta \min_{c \in (r,g,b)} I^c(x,y) \quad (7)$$

여기서, β 는 상수이고 $0 < \beta < 1$ 이다.

2.3 이미지 복원

일단 대기광 맵 $A(x,y)$ 와 I_∞ 가 추정되면 깨끗한 영상 $I_0(x,y)$ 의 각 색상 요소는 안개 모델을 이용하여 쉽게 복원할 수 있다. 그러나, 추정된 대기광이 안개의 색상에 근접함에 따라 이미지 복원 식은 무한대로 발산하게 된다. 따라서 대기광이 안개 색상과 유사한 안개 밀집 지역에서는 식(8)과 같은 하계(low boundary)를 설정하였다.

$$t_0(x,y) = 1 - \frac{\min_{(x,y) \in \Omega} I_b(x,y)}{A_c} \quad (8)$$

여기서, Ω 는 안개 영역의 블록이며 I_b 는 dark channel 값이다. 궁극적으로 복원된 영상은 다음과 같이 계산된다.

$$I_0(x,y) = A - \frac{A - I(x,y)}{\max(t(x,y), t_0(x,y))} \quad (9)$$

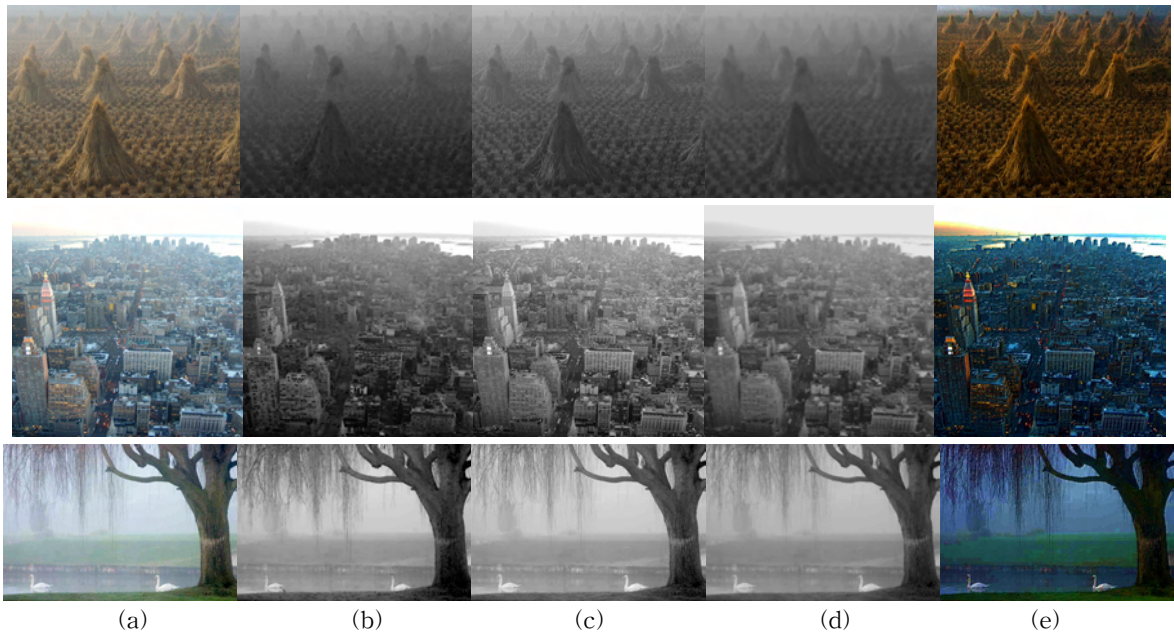


그림 1. 변분법적 접근에 의한 안개 제거 과정. (a) 원본 영상 (b) dark channel prior (c) 초기 $A(x,y)$ (d) 최적화된 안개값 (e) 복원된 영상

III. 구현

본 논문에서 제안한 알고리즘의 유효성을 검증하기 위하여 여러 비교 실험을 수행하였다. 실험은 He, Fattal, Tarel 등이 실험한 영상을 주로 이용하였다. 제안된 알고리즘을 이용함으로써 안개 제거 및 영상의 질을 높일 수 있었다. 그림 1 은 안개 제거 과정에서 나타난 결과들을 보여주고 있다. 실험 결과 제안한 방법은 색상 측면에서 더 나은 결과로 복원하였다. 그리고 He et al. 이 제안한 방법에 비교해서 비슷한 복원 능력을 보이면서 처리 속도면에서는 훨씬 빨랐다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서 효과적인 안개 제거를 위한 대기광을 추정하기 위한 에지-보존 평활화된 변분적인 접근 방법을 제안하였다. 실험 결과 제안된 알고리즘은 기존의 방법에 비교해서 뛰어난 처리 속도를 보였으며 색상의 과포화 현상이 발생하지 않았다. 심지어 안개가 짙게 낀 상황에서도 제안된 알고리즘은 정상적으로 동작하였다.

Acknowledgement

This research was partially supported by Basic Science Research Program through the National

Research Foundation of Korea(NRF) funded by the Ministry of Education, Science and Technology (2012R1A1A4A01009097) and the Korea Research Foundation Grant by the Korean government (KRF 2012-0002487).

참고문헌

- [1] R. Fattal, "Single image dehazing", ACM Trans. Graphics, vol. 27, no. 3, pp. 1-9, Aug. 2008.
- [2] He, J. Sun, and X.Tang, "Single image haze removal using dark channel prior", in Proc. CVPR, June 2009.
- [3] J.-P. Tarel and N. Hautiere, "Fast visibility restoration from a single color or gray level image", in Proc. ICCV, pp.2201-2208, Kyoto, Japan, 2009
- [4] A. K. Tripathi and S. Mukhopadhyay, "Single image fog removal using anisotropic diffusion", IET Image Processing, Vol. 6, No. 7, pp 966-975, 2012.
- [5] S. Teboul, L. Blanc-Feraud, G. Aubert, and M. Barlaud, "Variational Approach for Edge-Preserving Regularization Using Coupled PDE's," IEEE Tran. On Image Processing, Vol. 7, No. 3, pp 387-397, 1998.
- [6] L. I. Rudin, S. Osher and E. Fatemi, "Nonlinear total variation based noise removal algorithms," Physica, D, 60, pp 259-268, 1992.

공간 및 지역 정보기반의 정면 얼굴 추출

정성욱, 유장희
한국전자통신연구원 영상보안연구실
e-mail : {brcastle, jhy}@etri.re.kr

Frontal Face Extraction Based on Spatial and Local Face Information

*Sung-Uk Jung, Jang-Hee, Yoo
Video Surveillance Research Section
Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

Frontal face extraction is a key process for face related applications such as face recognition, gender/age classification, and access control. Since human head is a 3D structure the pose variation results in recognition accuracy. By using spatial (3D pose measure) and local information (distance measure between face components) of face, we propose a novel frontal face extraction method, which is robust to head pose and light-weighted algorithm, so that it can be deployed as a verification module of face and face components.

I. 서론

최근 들어 얼굴인식 기술은 접근제어 및 개인인증과 같은 물리보안 분야 뿐 아니라, 엔터테인먼트, CRM 시스템과 같은 분야로 응용영역을 확대하고 있다. 예를 들어, 얼굴영상을 촬영하여, 성별, 나이 인식과 같은 정보를 획득하고 광고 및 마케팅 서비스로 활용하거나 얼굴의 특징을 추출하여 비슷한 얼굴의 연예인과 매칭, 또는 얼굴의 특징을 비교해주는 엔터테인먼트 분야로서도 적용되고 있다.

앞서 기술한 얼굴 응용 시스템은 2차원 영상을 기준으로 얼굴을 판단하는 시스템이 대다수이다. 그러나,

얼굴 자체는 3차원 객체이기 때문에 얼굴의 3차원 포즈에 따라 얼굴 인식이 변하게 된다 [1]. 따라서 정면 얼굴을 검출하는 기술은 얼굴인식에 있어 중요한 요소이다. 기존의 얼굴검출 시스템은 Viola [2]의 Adaboost 기반 얼굴검출 시스템을 이용하는 것이 대부분이다. Viola의 방법은 통계치에 의한 학습 방법으로, 정밀하게 얼굴 및 얼굴 요소의 영역 및 위치를 추출하는 것이 아니라, 확률적으로 학습된 데이터와 가장 유사한 부분을 추출하게 된다. 즉, 환경에 따라 얼굴 및 얼굴요소를 검출하는데 있어 오검출이 생길 수 있으므로, 검출된 결과에 대하여 얼굴 및 얼굴요소의 검증모듈이 필요하다.

본 논문에서는 위와 같은 문제점을 해결하기 위하여 3차원 얼굴 포즈와 2차원에서의 얼굴요소 간의 거리를 이용하여 정면 얼굴을 검출하고, 얼굴요소 후보를 검증하는 방법을 제시하였다.

II. 정면 얼굴 추출 방법

비디오 영상에서 인식에 적합한 정면얼굴은 기본적으로 3차원에서 얼굴의 roll, pitch, yaw의 포즈 각도가 0° 에 가깝고, 카메라에서의 거리가 가장 가까운 영상이 이론적으로 인식에 적합한 영상이다. 본 논문에서는 정면얼굴을 검출하기 위해서, 포즈 정보 및 얼굴요소간의 거리 정보를 활용하였다. DeMenthon과

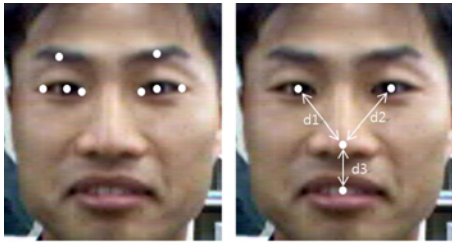


그림 1. 눈 후보점 및 얼굴요소간의 관계

Davis는 객체의 3차원 특징점 위치와 2차원 특징점 위치와의 상관관계를 이용하여, 캘리브레이션 (Calibration) 되지 않은 카메라의 외부 파라미터를 추출하였다 [3]. 본 논문에서는 위의 방법을 2차원 얼굴 영상에 적용하여 얼굴포즈를 추정하는 알고리즘[4]을 사용하여 공간에서의 3차원 각도를 추정하였다.

또한, 검출된 얼굴이 정면이라는 전제하에 일반적으로 얼굴요소들의 위치 정보는 다음과 같은 기준을 가진다. 즉, 그림 1과 같이 두 눈과 코의 거리는 비슷해야하며 ($d_1 \approx d_2$), 눈과 코의 거리는 눈과 입의 거리는 보다는 커야한다 ($d_1 > d_3, d_2 > d_3$). 정면 얼굴 검출 및 얼굴요소를 추출 및 검증하는 방법은 그림 2와 같다.

III. 실험결과

제안하는 방법의 정확성을 실험하기 위하여 ETRI 데이터베이스 및 Boston head 데이터베이스[5]를 사용하였다. ETRI 데이터베이스는 남자 38 명 여자 24명으로 총 1,224장의 정면 얼굴영상으로 이루어 있으며, Boston head 데이터베이스는 일반 조명하의 $\pm 40^\circ$ 의 얼굴포즈를 갖는 45개의 비디오 영상으로 이루어져있다. 표1은 제안하는 방법을 검증모듈로 활용할 때의 검출률 비교이고, 표2는 동영상에서 최적얼굴 검출시의 검출률을 나타내고 있다.

표1. 얼굴 및 얼굴요소 검증 실험 (ETRI DB)

검출률	검증단 미적용	검증단 적용
얼굴검출률	95.6% (1170/1224)	96.8% (1185/1224)
얼굴요소검출률	90.0% (1066/1185)	98.2% (1164/1185)

표2. 최적얼굴 검출률 (Boston face database)

객체수	검출률	오류율	비고
45 동영상	93.3% (42/25)	3.43°	각축당 $\pm 15^\circ$ 이하

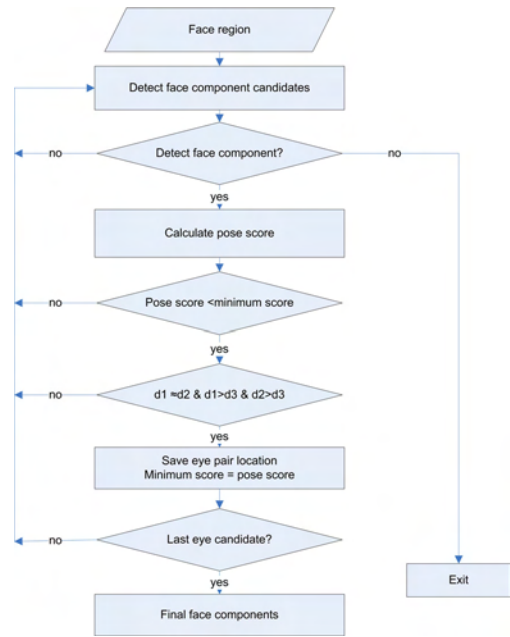


그림 2. 얼굴 및 얼굴요소 추출 과정

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 3차원에서의 얼굴 포즈 각도와 2차원에서의 얼굴 요소 위치 정보를 이용하여 얼굴 및 얼굴요소 검출과 검증하는 방법에 대하여 제안하였다. 제안된 방법은 얼굴 응용분야에 걸쳐 검증 모듈로 활용될 수 있다. 향후에는 포즈 추적 및 검증 모듈을 추가하여 비 정면얼굴에 대해서도 활용 가능한 연구가 필요할 것이다.

참고문헌

[1] W. Zhao, R. Chellappa, P. J. Phillips, and A. Rosenfeld, "Face recognition: A literature survey", *ACM Computer Surveys*, **35**(4), pp. 399-458, 2003.

[2] P. Viola and M. Jones, "Robust real-time object detection", *Int. J. Comput. Vis.*, **57**(2), pp. 137-154, Feb. 2001.

[3] D. Dementhon and L. Davis, "Model-based object pose in 25 lines of code", *Int. J. Comput. Vis.*, **15**(1), pp. 123-141, 1995.

[4] 김우원, 황진규, 이상윤, "2차원 영상의 얼굴 각도와 위치 판정", *한국방송공학회 하계학술대회*, pp.1-3, 2011.

[5] Boston face dataset, <http://www.cs.bu.edu/groups/ivc/HeadTracking/>

능동형 Trinocular 비전을 이용한 3차원 거리정보 추출 성능 향상

*한동일, 최재훈

세종대학교 컴퓨터공학과

e-mail : dihan@sejong.ac.kr, bluezerry@nate.com

Improvement of the 3-D depth estimation performance using the active trinocular vision

*Dongil Han, jeahoon Choi

Department of Computer Engineering, Sejong University

Abstract

본 논문은 두 개의 카메라의 양안 시차를 이용해 사물의 3D 정보를 계산하는 Stereo Matching 기술에 외부 레이저 패턴을 추가하여 얻을 수 있는 거리 정보를 합성하였을 때 어느 정도의 성능 향상이 이루어지는지를 시뮬레이션을 통해 계산하였다. Stereo Matching 기법은 Simple Tree Dynamic Programming(DP) 알고리즘을 하드웨어 구조에 적합하도록 구현한 M. jin[1]의 방식과 유사한 방식을 사용하였으며, 패턴을 통해 구해지는 Disparity를 시뮬레이션 하기 위해서 일정 간격으로 테스트 영상의 Ground truth를 삽입하는 방식으로 진행하였다. 이 연구를 통하여 외부 패턴을 사용하였을 때 Stereo Matching의 성능이 대폭 향상됨을 확인하였다.

I. 서론

최근 스마트폰, 스마트TV, 스마트자동차등 스마트 기기들이 발전하면서 기기들의 인터페이스 역시 점차 발달해가고 있으며 이러한 스마트 기기들의 경우 직접적인 상호작용 없이 주변의 환경 변화를 인식하여 동작하도록 하는 센서 기술이 점점 더 중요해지고 있다. 특히 두 개의 영상으로부터 상호간의 정합점(Matching Point)을 찾아내어 3D깊이 정보를 인식하는 스테레오 매칭의 경우 스마트 기기로부터 일정 거리 이상 떨어진

진 사물의 동작정보를 판별하는데 있어서 매우 유용하다. 하지만 이러한 센서 기술의 경우 인간의 시각 인지 시스템에 비해 인식된 결과의 성능이 부정확한 단점이 있다. 또한 일반적인 용도의 마이크로프로세서를 사용했을 때 실시간으로 스테레오 매칭을 구현하기에는 연산량이 많아 처리 속도가 느리며, 성능이 좋은 ADCensus[2], AdaptingBP알고리즘[3]등의 알고리즘은 재귀 함수등을 사용하여 하드웨어로 구현하기에는 부적합하다. 다른 알고리즘에 비해 하드웨어 구현이 쉬운 SSD+MF알고리즘[4]등은 상대적으로 성능이 떨어지는 문제가 있다. 그러므로 본 논문에서는 실시간 하드웨어 구현에 적합하면서도 일정 수준 이상의 성능을 보여주는 M.jin의 Simple Tree DP알고리즘을 적용하여 본 연구의 성능을 평가한다.

스테레오 매칭 외 거리 측정이 가능한 센서로는 적외선, 초음파, 레이저 등을 이용한 센서가 있으나 이러한 센서들은 점이나 선, 또는 작은 영역에 대한 거리를 측정하는 용도이기 때문에 사물의 동작 인식을 파악해야 하는 스마트 기기들의 입력 장치로는 사용이 곤란하다.

본 연구에서는 Laser Pattern을 이용해 특정 라인의 depth를 계산하는 Kim[5]의 연구 결과를 활용하여 Laser Pattern을 투사한 영상에 대해서 Simple Tree 매칭을 적용하였을 때 Stereo Matching 알고리즘의 성능이 얼마나 향상되었는지를 연구하였다.

II. 본론

2.1. 능동형 trinocular 비전 처리 블록도

본 논문에서 제안하는 알고리즘 블록도를 그림 1에 나타내었다.

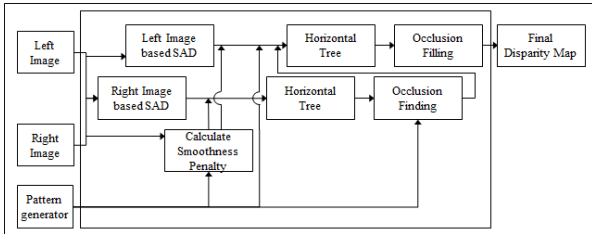


그림 1: 알고리즘 블록도

오른쪽 영상과 왼쪽 영상을 각각 입력받은 후 두 영상을 이용해 Smoothness Penalty와 오른쪽 기준 SAD를 구한 후 Horizontal Tree DP를 수행하고 나온 결과에서 Occlusion을 찾는다. 이때 레이저 패턴 투사를 이용해 얻은 Disparity를 이용해 Smoothness Penalty를 계산하고, Occlusion중에서 레이저 패턴에서 얻은 Disparity부분은 제외해준다. 이후 왼쪽 영상 기준 SAD를 구한 후 수정된 Occlusion과 수정된 Smoothness Penalty를 적용하여 왼쪽 영상 기준 Disparity map을 찾고 여기에 Occlusion 부분을 주변 픽셀값 중 가장 작은 값으로 채워 넣으면 최종 Disparity Map을 계산할 수 있다.

2.2. 스테레오 매칭 알고리즘

Disparity Map을 찾기 위한 기본 알고리즘은 입력 Image data의 Energy 값과 주변 픽셀과의 관계를 나타내는 Smoothness Penalty의 합이 최소화 되는 점을 찾는 방법이다.

$$E(D) = E_{data}(D) + E_{smooth}(D) \quad (1)$$

(1)의 식이 Tree 구조를 가질 경우 DP를 이용해 최적 해를 구하는 것이 가능해진다.

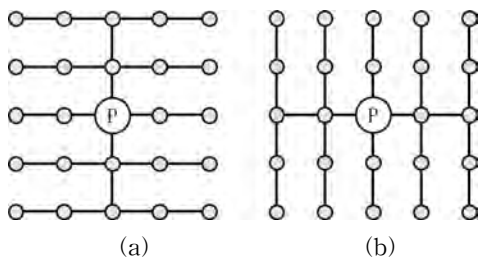


그림 1: Simple Tree

(a) Horizontal Tree (b) Vertical Tree

2.3. 레이저 패턴 투사 시뮬레이션

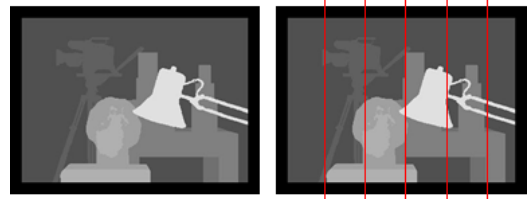


그림 2: Ground truth와 특정 라인 Disparity추출

레이저 패턴 투사를 시뮬레이션 하기 위해 실험에 사용된 영상과 Ground truth는 Middlebury Datasets[3]을 사용하였다.

2.4. Smoothness Penalty 처리

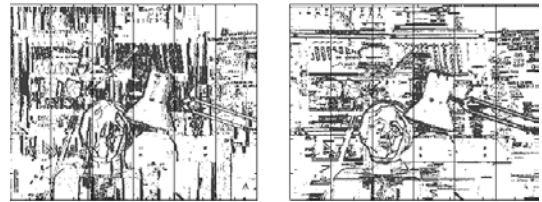


그림 3: Smoothness Penalty에 레이저 패턴 Penalty 추가

레이저 패턴 투사를 통해 얻어진 특정라인의 Disparity의 경우 Stereo Matching을 통해 얻어지는 Disparity에 우선하기 때문에 Smoothness Penalty를 0으로 해주어 주변 다른 픽셀에 영향을 받지 않고 주변 픽셀들에게 레이저 패턴 매칭부의 Disparity 값이 전파 되도록 한다.

2.5. Occlusion region 수정

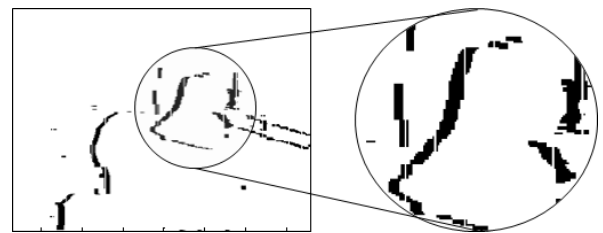


그림 4: 수정된 Occlusion region

레이저 패턴 투사를 통해서 얻은 Disparity가 계산한 Occlusion 영역과 겹칠 경우를 방지하기 위하여 Occlusion 영역을 수정해준다.

III. 실험

본 연구의 결과 영상들을 그림5와 그림 6에 나타내었

고 Ground Truth와의 오차율을 표1에 나타내었다.

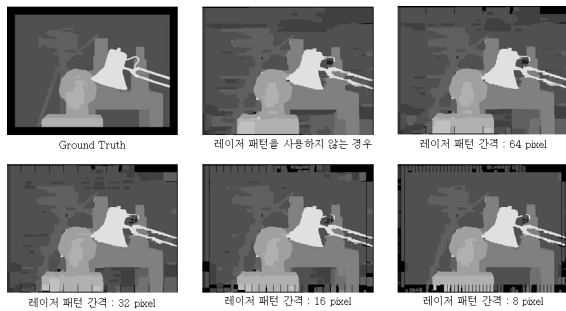


그림 5: tsukuba 영상 실험 결과

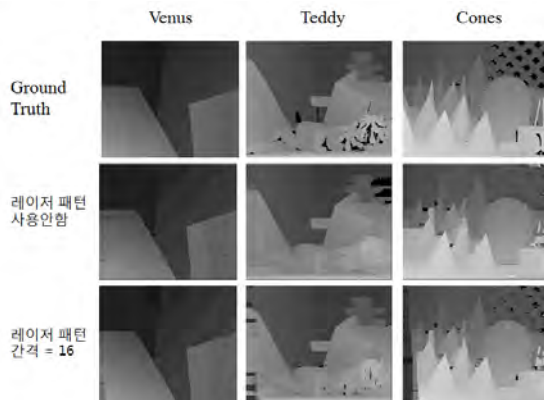


그림 6: Venus, Teddy, Cones 영상 실험 결과

표 1: Middlebury Datasets[6] 실험결과(Error rate)

패턴 간격	Tsukuba			Venus		
	n.o.	all	disc	n.o.	all	disc
패턴 미사용	1.43	2.51	6.6	2.37	2.97	13.1
64	1.28	2.20	6.59	1.03	2.05	10.2
32	1.16	2.07	6.02	0.69	1.69	8.24
16	1.14	1.97	5.63	0.54	1.44	6.98
8	0.86	1.59	4.57	0.43	1.49	5.85
	Teddy			Cones		
패턴 미사용	8.11	13.6	15.5	8.12	13.8	16.4
64	6.23	13.1	12.8	6.56	13.7	16.0
32	4.30	11.0	10.9	5.78	13.1	15.2
16	2.70	8.27	7.87	4.42	13.1	12.1
8	2.07	6.95	6.17	3.06	11.6	8.48

1. n.o.(non-occluded regions) are the errors are only for the non-occluded regions.
2. all (all regions) are the errors in all regions (excluding borders of the image).
3. disc (discontinuity) are the errors only for the regions near depth discontinuities.

본 논문에서 제시한 방법으로 M. Jin의 알고리즘을 수행하였을 때 다른 알고리즘과의 성능 차이를 표2에 나타내었다.

표 2: 다른 알고리즘과의 성능 비교

패턴 간격	Tsukuba			Venus		
	n.o.	all	disc	n.o.	all	disc
ADCensus[2]	1.07	1.48	5.73	0.09	0.25	1.15
AdaptingBP[3]	1.11	1.37	5.79	0.1	0.21	1.44
SSD+MF[4]	5.23	7.07	24.1	3.74	5.16	11.9
M. Jin et al.[1]	1.43	2.51	6.6	2.37	2.97	13.1
Our Method (패턴 간격 16)	1.14	1.97	5.63	0.54	1.44	6.98

	Teddy			Cones		
ADCensus[2]	4.1	6.22	10.9	2.42	7.25	6.95
AdaptingBP[3]	4.22	7.06	11.8	2.48	7.92	7.32
SSD+MF[10]	16.5	24.8	32.9	10.6	19.8	26.3
M. Jin et al.[1]	8.11	13.6	15.5	8.12	13.8	16.4
Our Method (패턴 간격 16)	2.70	8.27	7.87	4.42	13.1	12.1

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구를 통해서 레이저 패턴 영상을 추가하였을 때 Stereo Matching의 성능을 대폭 향상시킬 수 있었다. 384x288의 테스트 영상을 사용 시 레이저 패턴 투사를 통해 3.125~5.25%의 픽셀의 disparity 정보를 갱신 시 패턴을 투사하지 않았을 때보다 평균적으로 약 50%~80%의 Error rate가 감소하는 것을 확인하였다.

감사의 글

이 논문은 방송통신위원회의 ETRI 연구개발지원사업 (No. 11921-03001, Beyond 스마트TV 기술개발)의 지원과 한국연구재단의 기초연구사업(No. 2012-007498)의 지원을 받아 수행된 연구임.

참고문헌

- [1] Minxi Jin, Tsutomu Maruyama, "A Real-time Stereo Vision System Using a Tree-structured Dynamic Programming on FPGA", *FPGA '12 Proceedings of the ACM/SIGDA international symposium on Field Programmable Gate Arrays*, pp.21-24, 2012
- [2] X. Mei, X. Sun, M. Zhou, S. Jiao, H. Wang, and X. Zhang. "On building an accurate stereo matching system on graphics hardware", *GPUCV*, 2011.
- [3] A. Klaus, M. Sormann, and K. Karner. "Segment-based stereo matching using belief propagation and a self-adapting dissimilarity measure", *ICPR*, 2006.
- [4] D. Scharstein and R. Szeliski. "A taxonomy and evaluation of dense two-frame stereo correspondence algorithms", *IJCV*, 2002.
- [5] M. Y. Kim, H. Lee, and H. Cho, "Dense range map reconstruction from a versatile robotic sensor system with an active trinocular vision and a passive binocular vision", *Applied Optics*, vol. 47, pp. 1927-1939, 2008.
- [6] vision.middlebury.edu/stereo/eval/

깊이 정보를 이용한 얼굴포즈 추정

*최인영, 황진규, 김재성, 이경재, 이상윤
연세대학교 전기전자공학과

e-mail : ciyciyciy@yonsei.ac.kr, winispirit@yonsei.ac.kr, tusltifid@yonsei.ac.kr,
kjaelee@yonsei.ac.kr, syleee@yonsei.ac.kr

Head Pose Estimation Using Depth Information

*Inyoung Choi, Jinkyu Hwang, Jaesung Kim, Kyungjae Lee, Sangyoun Lee
School of Electrical and Electronic Engineering
Yonsei University

Abstract

Head pose estimation has been proposed in various ways ever. Previously, a method using color information has had a mainstream. However, we have to estimate the pose of the head by using only the depth information. We used Iterative Closest Point(ICP) algorithm to extract the pose information with 3d point cloud. Since based on a strong 3D registration method called ICP, we can obtain head pose data easily under the illumination changes. Experimental results shows that our work can obtain head pose estimation successfully.

I. 서론

일반적으로 컴퓨터 비전 분야에서 언급하는 얼굴포즈 추정(Head Pose Estimation)이란, 카메라를 기준으로 디지털 이미지를 통해 사람의 머리가 향하고 있는 방향을 알아내는 과정을 뜻하며[1], 이미지 비교를 이용한 방법인 appearance template method[2], 얼굴의 특징들을 이용한 tracking method[3], appearance template

과 tracking을 이용한 hybrid method[4] 등 다양한 방법으로 연구가 활발히 진행 중이다. 얼굴포즈를 추정하기 위한 기존의 기술들은 단순히 색상정보만을 사용하거나, 색상정보와 깊이 정보의 융합을 통해 문제를 해결하는 연구가 진행되고 있으나, 조명 변화에 민감하다는 단점이 있다. 본 논문에서는 오직 깊이(Depth) 정보만을 이용하여 얼굴포즈를 추정하는 방법에 대하여 제안한다. 깊이 정보는 최근 3차원 영상인식 및 응용분야에서 필수적으로 사용되는 정보로서, 깊이에 대한 정보를 제공하며, 주변 환경의 조명 변화에도 강인한 장점이 있다.

본 논문은 깊이 정보 취득 장비를 이용하여, 각 프레임 단위로 3차원 얼굴 깊이 정보를 얻고, 3차원 정합방법을 이용하여 얼굴포즈를 알아내는 방법으로서, 기존의 색상 정보를 이용한 얼굴 포즈 추정 방법의 조명 변화에 민감한 문제를 개선한다.

본 논문의 구성은 다음과 같이 기술되어있다. II절 : 제안하는 알고리즘에 대한 설명. III절 : 실험 내용 및 구현 결과. IV: 결론

II. 본론

2.1절에서는 깊이 이미지에서 얼굴을 찾아내는 여러 단계의 처리과정, 2.2절에서는 3차원 얼굴깊이 정보들의 정합을 이용하여 얼굴포즈를 알아내는 방법에 대해 설명한다.

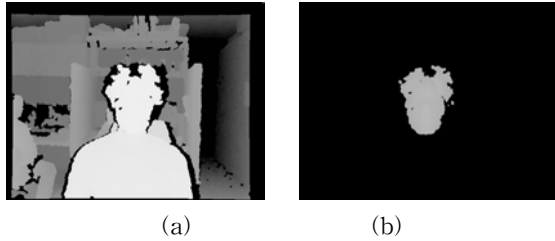


그림 1. 깊이 영상(a), 얼굴 깊이 영상(b)

2.1 얼굴부분의 깊이정보를 얻기 위한 처리

깊이 정보 취득 장비를 이용하여 취득된 깊이 영상(그림 1.(a))은 추정하고자하는 얼굴의 깊이 정보외에 불필요한 요소들에 대한 깊이 정보를 포함하고 있기에, 이를 분리하는 단계가 필요하다. 우선 취득된 깊이 영상위에 전체 이미지 사이즈의 1/4크기 Region of Interest(ROI)를 얼굴이 놓여 질만한 가운데 부분에 지정하고 나머지 깊이정보는 모두 제거한다. 설정된 ROI 내에서 가장 가까운 깊이 정보를 갖는 픽셀을 코라고 가정하여, 기준 픽셀값과 유사한 깊이 정보를 얼굴 깊이 정보로 설정한다.(그림 1.(b)) 설정된 얼굴 깊이 정보 내 기준 픽셀을 중심으로 100×60크기의 깊이 정보를 저장하는데, 이때 저장된 코 주변의 깊이 정보는 추후 얼굴 포즈를 측정할 때의 기준 데이터로 활용된다. 코 부분의 위치는 계속 이어지는 프레임에서 추적을 하게 된다. 이때 우리는 template matching을 이용하였다.

2.2 3차원 얼굴 점들의 정합(3D Registration)

2.1절의 과정으로 얻게 된 코 부위의 기준 데이터와 이어지는 프레임에서 얻는 데이터들을 3차원의 점들로 표현하여, 사람의 얼굴 표정이 변하지 않는다고 가정하고, 두 3차원의 점들을 정합시킬 수 있다. 여기서 3차원 정합(3D Registration)방법은 ICP알고리즘을 사용한다.[5]

III. 구현

	구분	PITCH (degree)	YAW (degree)	ROLL (degree)
밝은 사무실 환경	평균	2.1601	2.7278	2.6017
	표준편차	0.9873	0.8359	1.1012
어두운 사무실 환경	평균	2.3065	2.8021	2.6718
	표준편차	0.9912	0.8957	0.9791

표 1. 밝은 사무실 환경과 어두운 사무실 환경에서 각각 측정한 얼굴 포즈의 오차 평균, 표준편차 본 실험에서 사용되는 영상은 kinect를 통하여 취득한 깊

이 영상으로, 일반 사무실 환경이다. 영상 사이즈는 640×480으로 실험을 진행하였고, 우리가 제안한 방법의 오차를 측정하기 위해 무선 자이로스코프(EBIMU24G)를 ground truth로 설정하였다. 실험은 밝은 사무실환경과 어두운 사무실환경에서 약 500프레임 동안 진행하였다.

표 1은 우리가 제안한 방법의 결과, ground truth를 비교하여 얻은 오차들의 평균과 표준편차를 나타낸 자료이다. 밝은 사무실환경과 어두운 사무실환경 모두 비슷한 에러가 나왔으며, 얼굴의 회전범위가 pitch, yaw, roll기준으로 각각 약 10도 내외라는 것을 고려하였을 때, 조명 변화에 강인한 결과를 얻을 수 있었다..

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 깊이 정보만을 이용한 얼굴 포즈 추정방법에 대해 제안하였다. 우리가 제안한 방법은 깊이 정보에서 필요한 부분만을 선택한 후, 3차원 정합 과정을 통해 얼굴 포즈를 알아냄으로서 밝기 변화에 상관없이 얼굴포즈를 추정할 수 있음을 확인하였다.

Acknowledgement

“이 논문은 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구입니다(No. 2011-0016302). 또한, 본 연구는 지식경제부 산업융합원천기술개발사업의 연구비 지원으로 수행되었으며, 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원 관계자분들께 깊은 감사드립니다(10040018, 3D 몽타주 생성 및 연령별 얼굴 변환 예측 시스템 개발).”

참고문헌

[1] E. Murphy-Chutorian, M.M. Trivedi Head pose estimation in computer vision: a survey IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell., 31 (4) (2009), pp. 607 - 626.
 [2] S. Niyogi and W. Freeman, “Example-Based Head Tracking,” Proc. IEEE Int’l Conf. Automatic Face and Gesture Recognition, (1996), pp. 374-378.
 [3] A. Gee and R. Cipolla, “Determining the Gaze of Faces in Images,” Image and Vision Computing, vol. 12, no. 10,(1994), pp. 639-647
 [4] S. Ba and J.-M. Odobez, “A Probabilistic Framework for Joint Head Tracking and Pose Estimation,” Proc. 17th Int’l Conf. Pattern Recognition, (2004) pp. 264-267,
 [5] A method for registration of 3D shapes IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intellinege, 14 (1992), pp. 239 - 254.

Contour Discriminant Analysis 기반 손 모양 인식

*반유석, 이민규, 송응열, 이상윤
연세대학교 전기전자공학부

e-mail : van@yonsei.ac.kr, minkyulee@yonsei.ac.kr,
wp2001@yonsei.ac.kr, syleee@yonsei.ac.kr

Hand Posture Recognition based on Contour Discriminant Analysis

*Yuseok Ban, Jihun Oh, Song Eung Yeol, Sangyoun Lee
School of Electrical & Electronic Engineering
Yonsei University

Abstract

We propose a hand posture recognition method based on Edge-Preserving Domain Transform and a set of complex moments. This method efficiently extracts discriminant features of hand posture with respect to the existences of illumination, orientation and scale variation. Based on the experiments, our proposed method shows better hand posture recognition performance against the conventional method.

I. 서론

손 모양 인식은 언어적 특질을 내포한 의사소통으로써 친숙한 하나의 수단이 된다. 수화 인식 및 수신호 인식을 포함한 여러 분야에서 손 모양 인식에 기반을 둔 다양한 사용자 인터페이스에 대해 활발한 연구가 진행 중이다. 또한 최근에는 카메라를 통한 각종 영상 처리가 가능한 스마트폰 또는 스마트카 등이 발전함에 따라 다양한 응용 기술이 개발되고 있다.

그러나 여전히 카메라 기반 손 모양 인식 기술은 손 모양의 높은 자유도 문제, 정교한 정규화의 어려움,

국소적 조명 변화, 손 방향 및 크기의 변화 등으로 인해 인식 과정에 어려움이 존재한다.

본 논문은 이러한 어려움을 해결하기 위한 방법으로 엣지 보존적 도메인 변환을 활용한 효과적인 윤곽선 추출 및 Complex moments 분석 기반 손 모양 인식 기술을 제안한다.

II. 본론

2.1 Edge-Preserving Domain Transform(EPDT)

EPDT는 곡선에서 축지선상의 거리를 보존하면서 엣지 보존적 필터링을 선형적으로 적용하는 것이 가능한 기술로써[1], 손 내·외의 불필요한 노이즈를 제거할 뿐 아니라 효과적인 손모양을 인식을 위한 윤곽선 정보를 선택적으로 강조한다.

$$\mathcal{J}[n] = (1-a)\mathcal{I}[n] + a\mathcal{J}[n-1] \quad (1)$$

where $\mathcal{I}[n] = \mathcal{I}(x_n)$ is a discrete signal, $a \in [0,1]$ is feedback coefficient[2], and $\mathcal{J}[n]$ is the output signal after recursive filtering



그림 1. Domain Transform (a)적용 전과 (b)적용 후

2.2 Complex Moments Analysis

2차원 평면상에서의 선형 변환 불변적 Complex moments[2,3]를 손모양 윤곽선의 특징을 추출하는 방법으로 사용하였다. Complex moments의 사용은 회전 및 이동에 대해 강인할뿐더러 닳음을 이용한 크기의 변화 또한 고려하는 것이 가능하다. 2차원 영상 $I(x,y)$ 에 대하여 $(p \times q)$ 차수의 Complex moments M_{pq} 는 수식(2)와 같이 정의한다.

$$M_{pq} = \sum_x \sum_y x^p y^q I(x,y) \quad (2)$$

III. 구현

Sebastien Marcel Static Hand Posture Database[4]를 활용하여 총 4가지 손모양에 대해 Complex moment 분석 기반 손모양 인식 성능을 평가하였다. 5 fold cross validation을 사용하였고, False Positive Rate(FPR)와 True Positive Rate(TPR)를 계산하고 ROC(Receiver Operating Characteristic) [5]에 기반하여 다음과 같은 세 가지 Complex moments 분석 방법과 손모양 인식률을 비교하였다.

$$\text{Method1 : } I_1(A,B) = \sum_i \left| \frac{1}{m_i^A} - \frac{1}{m_i^B} \right| \quad (3)$$

$$\text{Method2 : } I_2(A,B) = \sum_i |m_i^A - m_i^B| \quad (4)$$

$$\text{Method3 : } I_3(A,B) = \sum_i \frac{|m_i^A - m_i^B|}{|m_i^A|} \quad (5)$$

where $m_i^X = \text{sign}(M_i^X) \cdot \log M_i^X$, $X \in A, B$, and M_i^X is Hu Complex moments[2].

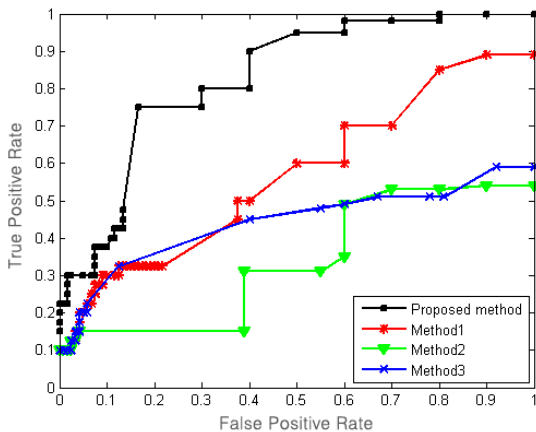


그림 2. ROC 손모양 인식 성능 비교



그림 3. Sebastien Marcel Static Hand Posture

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문은 Edge-Preserving Domain Transform 기반의 Complex moments 분석 방법을 활용하여 손 윤곽선의 효율적인 특징 추출을 통한 손모양 인식 기술을 제안하였다. 손모양의 높은 자유도 문제, 국소적 조명 변화, 손 방향 및 크기의 변화를 고려하여 실험을 진행하였으며, 세 가지 Complex moments 분석 방법과 비교하여 인식 성능이 향상되었음을 확인하였다.

향후에는 복잡한 배경 조건 하의 손모양 인식 및 손 영역 정규화에 대한 방향으로 연구가 필요하다.

참고문헌

- [1] Eduardo S. L. Gastal and Manuel M. Oliveira. "Domain Transform for Edge-Aware Image and Video Processing". ACM Transactions on Graphics. Volume 30 (2011), Number 4, Proceedings of SIGGRAPH 2011, Article 69.
- [2] M. K. Hu, "Visual Pattern Recognition by Moment Invariants", IRE Trans. Info. Theory, vol. IT-8, pp.179 - 187, 1962.
- [3] J. Flusser and T. Suk, "Rotation Moment Invariants for Recognition of Symmetric Objects", IEEE Trans. Image Proc., vol. 15, pp. 3784 - 3790, 2006.
- [4] S. Marcel. Hand posture recognition in a body-face centered space. In Proceedings of the Conference on Human Factors in Computer Systems (CHI), 1999.
- [5] Swets, John A.; Signal detection theory and ROC analysis in psychology and diagnostics : collected papers, Lawrence Erlbaum Associates, Mahwah, NJ, 1996.

Acknowledgement

이 논문은 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구입니다 (No. 2011-0016302). 또한, 본 연구는 지식경제부 산업융합원천기술개발사업의 연구비 지원으로 수행되었으며, 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원 관계자분들께 깊은 감사드립니다(10040018, 3D 몽타주 생성 및 연령별 얼굴 변환 예측 시스템 개발).

포렌식 스케치와 이질적 인식 방법을 이용한 몽타주 인식

김수연, 김중락, 오지훈, *이상윤
연세대학교 전기전자공학

e-mail : {sykim1221, jurock, jihun0507, syleee}@yonsei.ac.kr

Montage Recognition using Forensic sketches and Heterogeneous Face Recognition

Sooyeon Kim, Joongrock Kim, Ji-hun Oh, and *Sangyoun Lee
School of Electrical and Electronic Engineering
Yonsei University

Abstract

In this paper, we present a facial sketch recognition system with forensic sketches which are similar to montages used in the field of law enforcement. Shape context^[1] and Multiscale Local Binary Patterns(MLBP)^[2] are applied for feature extraction. Local Feature based Discriminant Analysis(LFDA)^[3] is utilized to recognize the identity of the montage. Experimental results on a dataset with 150 forensic sketches(probe) and 473 photos(gallery) are shown.

I. 서론

몽타주는 몽타주 작성가에 의해 제작되는 사람 얼굴의 그림으로써, 범죄 용의자를 검거하기 위해서나 실종된 사람을 찾기 위한 용도로 많이 사용된다. 그러나 데이터베이스에는 수 만장에 이르는 얼굴 사진들이 있기 때문에, 사람이 직접 하나하나 몽타주와 사진을 대조해 해당 인물을 골라내기에는 어려움이 있다. 따라서 최근에는 얼굴 인식 기술을 응용해 몽타주의 신원을 인식하는 몽타주 인식 연구가 활발히 진행되고 있다.

몽타주 인식 연구에서 주로 활용되고 있는 몽타주에

는 두 종류가 있다. 하나는 얼굴 사진 기반 몽타주(Viewed sketch)로써 몽타주 작성가가 얼굴 사진을 보고 그린 것이다. 현재 몽타주 인식 연구를 위해 많이 사용되고 있으며 외부에 공개되어 있는 데이터베이스도 존재한다. 이는 실제 얼굴과 매우 유사하기 때문에, 높은 몽타주 인식 성능을 취득하는데 도움을 주지만, 실제로 경찰청에서 제작되는 몽타주와는 상이하여 신뢰성이 떨어진다.

이 점을 극복하기 위해, 목격자의 진술을 기반으로 제작된 스케치(Forensic sketch, 이하 포렌식 스케치)를 이용해 신원을 인식하는 연구가 진행되고 있다. 그러나 포렌식 스케치는 목격자의 진술을 바탕으로 제작되어 실제 얼굴과 다르게 묘사되는 경우가 많기 때문에 인식 성능을 저하시킨다. 게다가 개인정보보호를 위해 경찰청으로부터 제공받기 어렵고 공개되어 있는 데이터베이스가 거의 없어 몽타주 인식 시스템의 성능을 평가하기가 힘들다. 기존 연구^[3]에서도 얼굴 사진 기반의 몽타주를 인식할 때보다 낮은 인식 성능이 나오는 것을 확인할 수 있고, 그만큼 포렌식 스케치 인식 연구가 매우 도전적인 분야임을 알 수 있다.

본 논문에서는 연구 목적으로 직접 제작된 한국인 포렌식 스케치 150장과 이질적 인식 시스템을 이용해 몽타주의 신원을 파악하는 방법을 소개하고, 그 결과를 보여준다.

II. 본론

이질적 얼굴 인식(Heterogeneous Face Recognition) 방법은 몽타주를 사진으로 변형하여 비교하는 합성 방식^[4]과 달리 서로 다른 양식(modality)을 갖는 몽타주와 사진으로부터 유사한 특징을 추출하고 비교해 신원을 인식하는 방법이다. 본 논문에서는 사진과 몽타주로부터 에지의 특징을 나타내는 Shape context^[1]와 텍스처의 특징을 나타내는 MLBP^[2]를 추출했다. Shape context에서 에지를 추출하기 위해 제로크로싱(zero-crossing) 방법을 사용했다. 그리고 LFDA^[3] 방법을 이용해 동일 인물의 사진과 몽타주 내 분산(within-scatter covariance)은 줄이고, 서로 다른 인물의 몽타주 간 분산(between-scatter covariance)은 크게 하여 몽타주의 신원을 인식했다.

III. 구현

몽타주의 신원을 인식하기에 앞서, 몽타주와 사진들을 눈 위치를 기반으로 정규화(normalize)하였다. 정규화된 영상은 가로 90, 세로 90픽셀의 영상으로, 눈 사이 거리는 50픽셀로 고정되어 있다. 머리 영역은 몽타주 인식에 불필요한 영향을 끼칠 수 있으므로, 정규화 과정에서 제외하였다.



그림 1. 정규화된 얼굴 사진(위)과 포렌식 스케치(아래)

실험은 학습 영상 수에 따라 두 번 진행되었다. 학습 과정에서 첫 번째 실험에서는 포렌식 스케치 150장 중 50장을, 두 번째 실험에서는 100장을 무작위로 선택해 학습했다. 검증 단계에서 나머지 100장 및 50장의 포렌식 스케치는 프로브(probe) 데이터로 사용했다. 그리고 신원을 알고 있는 갤러리(gallery) 데이터로는 473장의 사진을 이용했다. 인식률은 상위 50순위 이내에 해당 인물의 사진이 포함되어 있는가를 확인하고 개수를 세어 계산하였다. 그 결과는 표 1과 같다.

포렌식 스케치를 50장 학습했을 때 상위 50순위 이내에 약 44.33%의 인식률을 취득했고, 100장 학습했을 때 상위 50순위 이내에 약 62.67%의 인식률을 얻었다.

표 1. 포렌식 스케치 인식 성능

학습	순위	10	20	30	40	50
50장	인식률	14.33	23.67	32.00	38.33	44.33

학습	순위	10	20	30	40	50
100장	인식률	24.67	35.33	43.33	52.00	62.67

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 포렌식 스케치와 이질적 얼굴 인식 방법을 이용해 몽타주의 신원을 인식하는 방법을 소개하고 실험 결과를 보여주었다.

향후, 추가적으로 포렌식 스케치를 제작해 인식할 예정이며, 눈, 코, 입과 같은 얼굴의 부분적 요소끼리 비교함으로써 인식 성능을 향상시킬 예정이다.

Acknowledgements

이 논문은 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구입니다(No. 2011-0016302). 또한, 본 연구는 지식경제부 산업융합원천기술개발사업의 연구비 지원으로 수행되었으며, 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원 관계자분들께 깊은 감사드립니다(10040018, 3D 몽타주 생성 및 연령별 얼굴 변환 예측 시스템 개발). 또한, 포렌식 스케치 제작에 도움을 주신 한국과학기술연구원 관계자분들께 감사드립니다.

참고문헌

- [1] S. Belongie, M. Jitendra, and P. Jan. "Shape context: A new descriptor for shape matching and object recognition." *Advances in neural information processing systems*, pp. 831-837, 2001.
- [2] T. Ahonen, A. Hadid, and M. Pietikainen, "Face Description with Local Binary Patterns: Application to Face Recognition", *IEEE Trans. Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. 28, no. 12, pp. 2037-2041, Dec. 2006.
- [3] B. Klare, Zhifeng Li, and A. Jain, "Matching Forensic Sketches to Mug Shot Photos", *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. 33, pp. 639-646, 2011.
- [4] X. Tang and X. Wang, "Face Sketch Synthesis and Recognition", *Proc. IEEE, Int'l Conf. Computer Vision*, pp.687-694, 2003.

중요도 우선의 LBP 특징을 사용한 성별 분류 알고리즘

*서유나, 이동훈, 유창동
한국과학기술원 전기 및 전자공학과
e-mail : yn.seo@kaist.ac.kr, dongfu@kaist.ac.kr, cdyoo@ee.kaist.ac.kr

Gender classification algorithm using LBP features with high priority

*Yu-na Seo, Dong-hoon Lee, Chang D. Yoo
Department of Electrical Engineering
Korea Advanced Institute of Science and Technology

Abstract

Gender classification is one of the most important tasks in face analysis. Local Binary Pattern(LBP) is widely used feature to describe and represent faces. Contrary to the existing studies extract LBP histogram from all sub-region of whole face images, our algorithm extract LBP histogram from only some informative patches. Moreover, we tested our algorithm on totally uncontrolled database called Labeled Faces in the Wild(LFW) while the existing studies tested on databases acquired under well-controlled conditions.

I. 서론

성별 분류 문제는 감시 시스템, 맞춤형 광고, 지능형 시스템 등의 응용 분야에 필요한 중요 연구 분야로서 현재까지 많은 연구가 진행되어 왔다. 특히 얼굴은 성별을 구분하는 데 필요한 많은 정보들을 제공해주는 데, 얼굴을 이용하여 성별 분류를 수행한 기존의 연구는 크게 두 가지로 나눌 수 있다[1]. 첫째는 외형에 기반한 방법으로서 얼굴 전체를 나타내는 패치를 통째로 활용하는 방법이고, 둘째는 특징에 기반한 방법으로서 어떤 중요한 특징 정보만을 추출하여 성별 분류를 수

행하는 방법이다. 이때 사용되는 특징 정보 중 하나로 LBP(Local Binary Pattern)특징이 있다.

본 논문에서는, 효율적인 LBP 특징을 추출하기 위해 다른 패치들에 비해 상대적으로 많은 정보를 담고 있는 패치들만을 고려한다. 그리고 대부분의 기존 연구들이 제한된 환경에서 만들어진 데이터베이스에 대해 실험을 수행한 것과 달리, 다양한 변수가 그대로 반영되어 있는 실제 환경과 같은 조건의 이미지로 구성된 데이터베이스를 사용함으로써, 본 논문에서 제안하는 방법으로 얻어진 특징을 사용한 성별 분류 결과가 일반화 성능이 좋을 것을 보였다.

II. 본론

2.1 Local Binary Pattern (LBP)

LBP 특징은, 어떤 위치의 픽셀값과 그 픽셀을 둘러싸고 있는 8개의 픽셀값을 비교하여 주변 픽셀값이 더 크면 1, 작으면 0을 할당하여 각 픽셀을 8비트로 인코딩하여 히스토그램을 만들어냄으로써 얻어진다. 그러나 이렇게 얻어진 256개의 패턴이 모두 유용한 것은 아니며, 다른 패턴에 비해 좀 더 의미있는 패턴을 추려 효율적으로 사용하기 위해 0→1, 1→0의 변화가 2번 이하인 패턴 58개만을 고려해준다.[2]

LBP 특징을 사용하는 기존의 연구들에서는, 얼굴 이미지를 서로 겹치지 않는 작은 서브영역(sub-region)으로 나누어준 뒤 각각의 서브영역 패치에서 LBP 히

스토그램을 추출하여 이를 이어서 특징벡터를 만들어 주었다. 그러나 이 서브영역 중에서도 특히 많은 정보를 담은 서브영역만을 추려 LBP 특징을 추출해낸다면 더 효율적이고 성능좋은 특징 벡터를 만들 수 있을 것이다. 본 논문에서는 그러한 서브영역을 얼굴의 특징점을 기준으로 찾아주었다. 즉, 눈, 코, 입의 특징점을 중심으로 하는 서브영역 패치에서만 LBP 특징을 추출하였다.

2.2 분류기

본 논문에서는 Linear Support Vector Machine (SVM)을 분류기로 사용하였다. SVM은 가장 널리 사용되는 분류기 중 하나로서, 여러 가지 상황에서 보편적으로 좋은 성능을 보여준다고 알려져 있다. SVM은 고차원의 데이터에 대해서는 시간이 오래 걸리는 단점이 있으므로 실제 실험 시에는 PCA(Principal Component Analysis)를 이용하여 특징 벡터의 차원을 낮춰준 뒤 SVM을 사용하였다.

III. 구현 및 실험 결과

실험에 사용한 데이터베이스는 Labeled Faces in the Wild(LFW)[3] 데이터베이스로, 이는 웹에서 수집된 13,233장의 이미지들로 얼굴의 포즈, 기울어진 정도, 조명 변화나 밝기 등이 이미지마다 서로 다르기 때문에 실제 환경에서의 조건과 같다고 볼 수 있다. 이 LFW 데이터베이스에 대해서는 BeFIT 챌린지[4]에 의해 제안된 벤치마크를 위한 표준 프로토콜이 존재하므로, 본 논문에서도 이를 따라 정해진 대로 fold를 나누어 5-fold cross validation을 수행하였다.

구체적인 구현 과정은 다음과 같다. 먼저 Affine 변환을 통해 두 눈을 수평하게 맞추어준다. 그리고 양쪽 눈꼬리, 코 양쪽 끝, 입 양쪽 끝과 위아래입술 한가운데, 이렇게 10개의 특징점을 중심으로 하는 이미지 패치를 얻는다. 이렇게 얻어낸 10개의 패치 각각을 또 4등분하여 각 부분으로부터 LBP 특징을 구하면 총 $58 \times 2 \times 2 \times 10 = 2320$ 차원을 가지는 특징 벡터를 가지게 된다. 그리고 특징점을 중심으로 하는 이미지 패치 사이즈를 다양하게 하여 $2320 \times (\text{패치 사이즈 개수})$ 차원의 특징 벡터를 얻을 수 있다. 이렇게 구해낸 특징 벡터를 PCA를 통해 차원을 400으로 낮춘 뒤, SVM으로 학습시키고 분류해준다. 이 과정에서 SVM알고리즘은 liblinear toolbox[5]를 이용하였다.

그림 1의 실험결과는, 특징벡터의 차원이 커질수록 분류성능이 향상됨을 나타낸다. 그러나 차원이 커질수록 계산량이 많아져 시간이 오래 걸리므로 PCA를 이용하여 차원을 낮춰주었는데, 이 경우는 성능이 크게

차이나진 않으나 다소 감소함을 알 수 있었다.

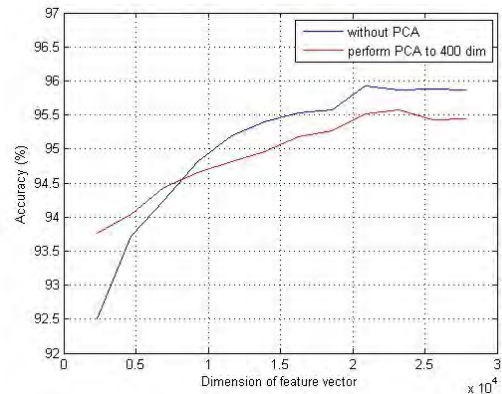


그림 1. 실험 결과

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 효율적이고 성능좋은 LBP 특징을 추출하기 위해 얼굴 이미지에서 다른 곳에 비해 정보가 많은 특징점 주변의 패치에서만 LBP 특징을 추출하여 성별 분류를 수행하였다. 패치 사이즈를 다양하게 하여 특징 벡터 차원을 증가시킬수록 성능도 좋아짐을 확인하였다. 그러나 성능과 수행시간 사이의 트레이드오프가 있으므로 이를 잘 조절하는 것이 필요하고, 특징 벡터의 차원을 PCA로 줄일 때 어느 정도로 줄이는 것이 적절하느냐에 대한 문제는 여전히 남아있다.

Acknowledgement

이 논문은 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임. (No.NRF-2011-0017202)

참고문헌

- [1] J. Bekos-Calfa, J. Buenapoda, and L. Baumela, "Revisiting Linear Discriminant Techniques in Gender Recognition," IEEE Transactions on PAMI, 2011
- [2] T. Ojala, M. Pietikainen and T. Maenpaa, "Multiresolution Gray-Scale and Rotation Invariant Texture Classification," IEEE Transactions on PAMI, 2002
- [3] GB. Huang, M. Ramesh, T. Berg and EL. Miller, "Labeled Faces in the Wild: A Database for Studying Face Recognition in Unconstrained Environments," Workshop on Faces in 'Real-Life' Images: Detection, Alignment, and Recognition, 2008
- [4] <http://fipa.cs.kit.edu/431.php>
- [5] <http://www.csie.ntu.edu.tw/~cjlin/liblinear/>

Depth 및 Spectral정보를 이용한 객체검출 방법

*권순, *정제교, *김현우, *하재욱, **김성호
대구경북과학기술원 IT융합연구부, 영남대학교 전자공학과
e-mail : soonyk@dgist.ac.kr

Object detection method using depth and spectral data

*Soon Kwon, *Je-kyo Jung, *Hyun-Woo Kim, *JaeWook Ha and
**Sung-ho Kim

*Division of IT-Convergence, Daegu-Gyeongbuk Institute of Science and
Technology, Daegu, Korea

**Department of Electronic Engineering, Yeungnam University,
Gyeongbuk, Korea

Abstract

This paper presents a novel method of detecting object by using 3D depth feature and spectral feature simultaneously. 3D pose and shape feature is estimated by using spin image and hough voting based matching method. Then material characteristic is classified by analysing the difference between each spectral graphs over VNIR band. The fusion of depth data and hyperspectral image analysis provides more accurate and concrete object detection.

I. 서론

3D 비전 기반 객체 인식기술은 기존의 2D 영상 정보만을 사용해온 영상감시 시스템의 성능을 상당한 수준으로 개선할 수 있는 가능성을 제공한다. 본 논문에서는 3D 비전분야의 기존 연구에서 주로 사용한 깊이(depth) 정보 뿐만 아니라 영상의 대역(spectral) 정보까지 융합하여 사용함으로써 객체의 포즈, 밝기변화 및 표면특성을 검출할 수 있는 방법을 제안한다.

제안된 방법은 Kinect센서로부터 깊이맵을 추출한 후 spin image기반의 강건 3D 특징량 추출 방법을 사용하여 일차적으로 물체를 검출한다[1-3]. 그리고 VNIR 대역의 대역별 영상정보로부터 물체표면의 특성을 구분한 후 원하는 객체를 분리해 낸다[4, 5]. 본 논문에서 제안된 3D정보 융합기반 물체검출 방법을 활용할 경우 기존의 지능형 영상감시 시스템 분야의 획기적 성능개선을 가져올 수 있을 것으로 예상된다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 2장에서는 제안한 3D특징량 및 3D 대역정보 기반의 물체검출 방법에 대해 기술한다. 3장에서 실험결과를 분석하고, 마지막으로 4장에서 결론을 맺는다.

II. 3D 물체 검출기법

2.1 Depth 정보기반 물체검출 방법

본 논문에서는 그림1과 같은 3D 물체검출 및 자세 추정 방법을 제안한다. 3D 및 RGB 영상데이터를 획득하여 off-line에서 3D 물체 모델 생성, 3D 특징량 추출 및 Implicit shape encoding을 수행한다. 한편, On-line 처리파트에서는 3D 및 RGB 데이터로부터 특징량 추

출, 매칭, Hough voting, 클러스터링, RANSAC기반 물체 검출, 및 Absolute orientation quaternion 기법을 이용하여 최종 자세를 추정한다.

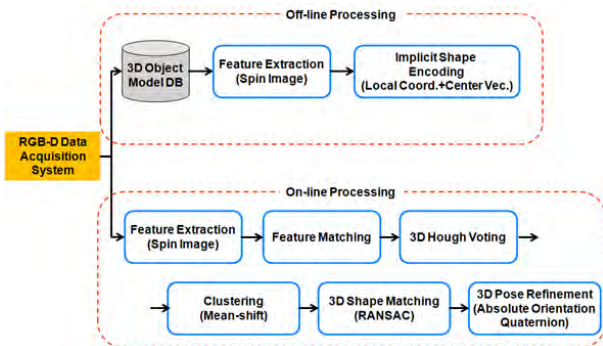


그림 1. 제안한 3D 물체검출 및 자세추정 방법 흐름도

2.2 Spectral정보 기반 물체특성 분석

2.1절의 알고리즘을 통해 검출된 물체는 3차원 특징 및 포즈를 기반으로 기하학적 형태변화에 강인한 성능을 보여주지만 물체의 특성까지 구분할 수는 없다. 본 절에서는 초분광(hyper-spectral) 영상 카메라를 함께 사용함으로써 물체표면에 반사된 대역별 영상특성 데이터를 얻은 후 물체특성정보를 분석하고자 한다.

Spectral정보 기반 물체특성 분석과정은 그림 2와 같다. 먼저, 초분광 영상카메라의 캘리브레이션을 수행하여 대역정보를 보정한 후, 물체의 대역별 영상정보를 획득한다. 획득된 대역별 영상정보로부터 특징을 구분하는 방법은 널리 사용되고 있는 PCA(Principal Component Analysis)[6]또는 LDA(Linear Discriminant Analysis)를 사용할 수 있으며 SVM(Support Vector Machine)을 사용하여 특징간 유사성이 있는 영역을 분류한다.

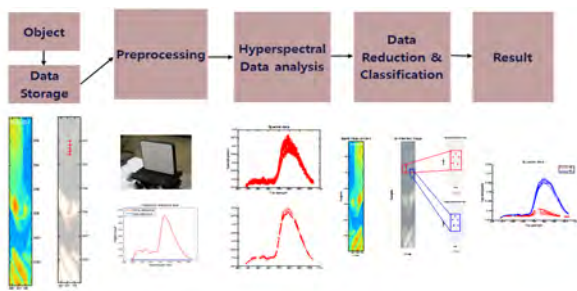


그림 2 초분광 영상 알고리즘 프로세스

III. 실험결과

본 논문의 실험을 수행하기 위해 영상획득 환경을

그림 3과 같이 구축하였다. Depthmap 영상은 객체 측정가능범위가 1m~5m인 Microsoft사의 kinect 센서를 사용하였고[3], hyperspectral 영상은 400nm~1000nm에서 균일한 간격으로 519개의 분광영상을 획득할 수 있는 Specim사의 VNIR대역 spectral camera를 사용하였다.



그림 3. 3D 영상 획득 시스템(좌:Kinect, 우:Hyperspectral Camera)

실험용 객체는 두가지 서로다른 재질을 가진 권총 샘플로 형태가 유사한 것을 사용하였다. 먼저, 각 객체 샘플에 대한 3D 물체 DB를 획득한 후 2.1절의 제안된 알고리즘을 적용해 그림 4 및 그림 5와 같이 객체를 검출할 수 있었다.

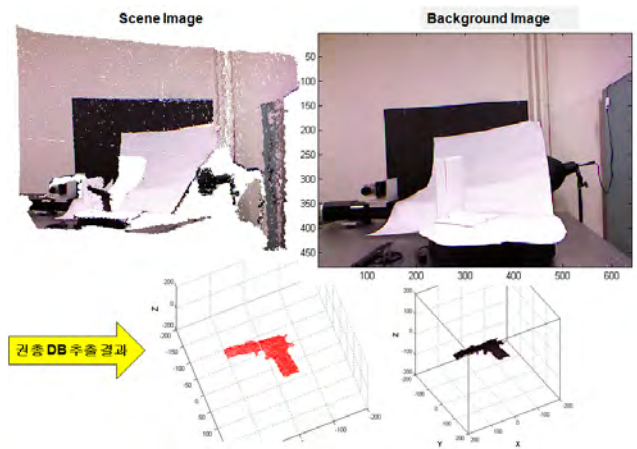


그림 4. 권총 물체 DB 획득 모습

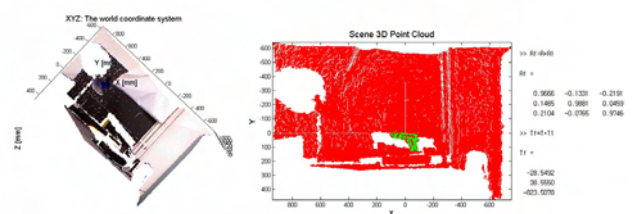


그림 5. 3차원 좌표상의 객체 검출 및 자세 추정 결과

그 다음 금속재질 및 플라스틱 재질로 구분된 권총 샘플

플에 대한 초분광 영상을 획득한 후 그림 6과 같이 물체의 특성분석 및 객체분류를 수행할 수 있었다. 서로 다른 재질의 두 객체는 초분광 영상 캘리브레이션 후에 상대적으로 대역별로 서로 다른 그래프를 보여주었다.

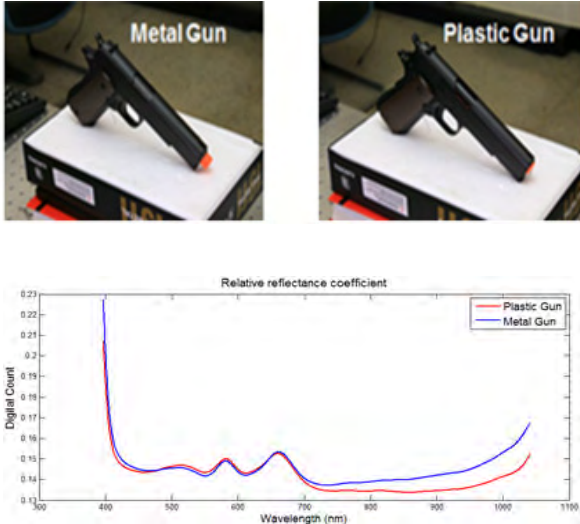


그림 6. Calibration 적용 후의 플라스틱총과 금속총의 초분광 특성 비교

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 3D depth정보 및 spectral정보를 동시에 활용한 강건 객체 검출 및 분류기술을 설명하였다. 제안된 방법은 기존의 2D 영상만을 사용한 객체검출방법에 비해 위치,포즈, 밝기 등의 변화에 따른 성능의 제약에 강건함을 알 수 있다. 또한, 객체의 Spectral 특성을 추가적으로 활용함으로써 유사한 컬러를 가진 객체들 간의 구분도 가능함을 알 수 있었다. 향후 depth 및 spectral정보를 실시간으로 동시에 획득할 수 있는 영상센서가 개발된다면 객체검출분야에서의 활용도가 보다 높아질 것으로 기대된다.

감사의 글

본 연구는 교육과학기술부에서 지원하는 대구경북과학기술원 기관고유사업에 의해 수행되었습니다.
(13-NB-05)

참고문헌

- [1] A. Johnson and M. Hebert, "Using Spin Images for Efficient Object Recognition in Cluttered 3D Scenes", IEEE Trans. on PAMI, 1999.
- [2] K. Lai, L. Bo, X. Ren, and D. Fox, "Detection based Object Labeling in 3D Scenes", ICRA, 2012.
- [3] J. Smisek, M. Jancosek, and T. Pajdla, "3D with Kinect", IEEE ICCV Workshop, 2011.
- [4] 김성호, 하재욱, 권순, "초분광 영상처리 기법 및 응용 동향 분석", IPIU, 2012.
- [5] S. M. Schweizer, J. M. F. Moura, "Efficient detection in hyperspectral imagery", IEEE Transactions on Image Processing, 10, pp. 584-597, 2001.
- [6] L. I. Smith, "A tutorial on principal component analysis" 2002.

Speckle 분포에 기초한 후쿠시마 원자로 2 호기 압력억제실 Vent 배관의 감마선 세기해석

조재완, 정경민
한국원자력연구원 원자력융합기술개발부

Analysis of gamma ray intensity on the S/C vent pipes area in the unit 2 reactor building of the Fukushima Daiichi Nuclear Power Plant based on speckle distribution

Jai Wan Cho and Kyung Min Jeong
Korea Atomic Energy Research Institute
E-mail: jwcho@kaeri.re.kr

Abstract

In this paper, we propose a qualitative gamma ray dose-rate estimation method that calculates speckles distributions in the CCD (or CMOS) camera image. When the four-legged walking robot entered to the unit 2 reactor S/C (suppression chamber) area of Fukushima Daiichi nuclear power plant to locate a radioactivity-contaminated water leakage points in the vicinity of the vent pipe, speckles (white noises) owing to a high dose-rate gamma ray are observed in the images acquired by the robot system. Generally, the number of speckles appeared in the camera image increases in proportion to the intensity of gamma ray dose-rate. We analyzed the 4 inspection movies from 6 video clips of the S/C vent pipe areas, released by TEPCO. The number of speckles on inspection video clip is extracted and compared each other. From the comparison results, we can characterize the highly gamma ray dose-rate contaminated vent pipe among 8 vent pipes.

I. 서론

(주) 도시바는 東京電力 福島 第一原子力発電所 원자로 건물 내부의 조사를 위한 4 족 歩行 로봇을 개발하였다 [1]. 부정지 주행 알고리즘과 다관절 구조의 설계에 의해 쓰레기 더미와 같은 장애물이 많은 험지에서의 주행성능이 개선되었다. 카메라, 선량계, 2 자유도 로봇 팔을 장착하고 있다. 또한, 협소구역 조사를 위해 카메라를 탑재한 소형 주행차를 탑재하고 있다. 東京電力은

약 4 개월 (2012. 12. 11 ~ 2013. 3. 15) 에 걸쳐, 福島 第一 原子力発電所 2 号機 원자로건물 지하의 压力抑制室 (S/C, suppression chamber, 이하 S/C 로 기술) 에 4 足 歩行 로봇을 투입하여, 방사능 오염수의 누설지점들을 조사하였다 [2]. 格納容器 (PCV, plant containment vessel) 와 S/C 를 연결하는 Vent 배관 주위를 조사하였다. Vent 관 하부의 Sleeve, Sand Cushion Drain 및 Bellows Cover 하부를 관측 카메라를 이용하여 영상 관측하였으나 누수는 발견되지 않았다. 4 족 보행 로봇이 계단을 올라가서 (그림 1), S/C 상부의 catwalk (grating 이라고도 하며, 철 강재를 격자모양으로 조립한 도랑 덮개)로 이동 (그림 2), Vent 관에 접근한다. 장착된 로봇 팔로 케이블 연결의 소형주행차를 배관 표면에 내려놓으면 (그림 3), 소형 주행차가 배관 주변을 돌아 다니면서 탑재된 카메라로 Vent 관 주변을 상세히 영상 관측하였다. 그리고 조사 동영상 들을 공개하였다. 관측 동영상들에는 고선량 감마선에 의한 백색 반점(Speckle, 이하 Speckle 로 기술) 들이 다수 관측되었다. 일반적으로 CMOS 공정의 반도체 소자는 고선량 감마선에 취약하다. CMOS 공정의 ASIC, FPGA 소자로 구성되어 있는 카메라 전자회로가 보다 높은 감마선 선량율에 피폭될 수록, 카메라 영상에는 speckle 분포들이 보다 증가한다. 본 논문에서는 (주) 동경전력이 공개한 2 호기 원자로 건물 지하의 Vent

관 조사 동영상으로부터 고선량 감마선에 의한 Speckle 분포를 추출하였다. 이러한 Speckle 분포로부터 와 PCV 를 연결하는 8 개 Vent 관중 방사능 오염물질이 많은 곳을 특정하고자 하였다.



그림 1. 계단을 오르는 도시바 4족 보행 로봇[2]

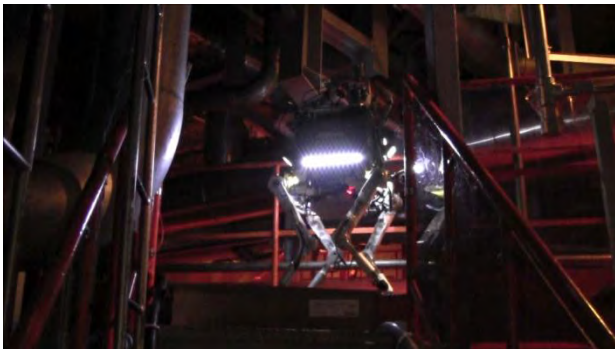


그림 2. Catwalk 를 주행하는 도시바 4족 보행 로봇

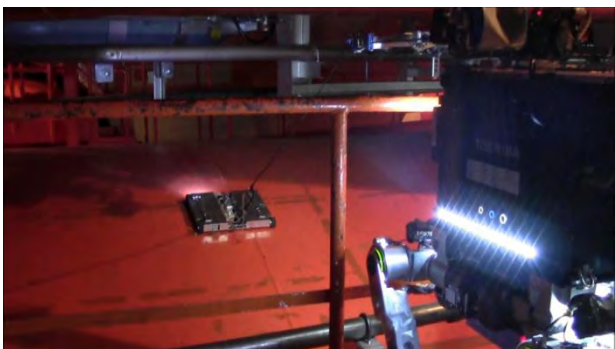


그림 3. S/C 배관 표면에 카메라 탑재 소형주행차를 내려 놓는 도시바 4족 보행 로봇

II. 2 호기 S/C Vent 관 조사영상 분석

후쿠시마 제 1 원자력발전소 2 호기 원자로 (BWR) 지하의 S/C 연결 8 개 배관의 조사 동영상 특성을 표 1 에 나타내고 있다.

표 1. 2 호기 원자로 S/C Vent 관 조사 동 영상 내용[3]

Vent 관 번호	조사 일자	Size (MB)	Frame Size (H×V)	Total Frames
1	2012. 12.11	39.8 (6.1min.)	616×344	1,827
2	2013. 3.6	16.3 (2.3min)	608×340	4,154
3	3.5	337 (78.5min)	616×344	18,413
4				
5	3.13	187 (39.9min)	616×344	11,976
6				
7	3.14	458 (70.7min)	616×344	18,433
8	3.15	190 (27.6min)	616×344	16,564

표 1 에 나타난 바와 같이, (주) 동경전력은 Website 에 8 개 Vent 배관을 조사한 동영상상을 공개하였다. 3 월 5 일 자 및 3 월 13 일 자 동영상은 3,4 번 및 5,6 번 배관을 동시에 조사하였으며, 1, 2 번 배관 조사영상은 요약본만 공개하였다. 본 논문에서는 그림 4 에 나타난 바와 같이 요약본에는 나타나지 않고 전체 영상에만 나타나는 특성 (조명 On/Off)을 고려하여 6 개 중 4 개의 동영상상을 대상으로 비교 분석하였다. 그림 4 는 차 영상처리 기법을 이용하여 7 번 Vent 관 조사 동영상에 대한 Speckle 크기를 나타낸 것이다 [4].

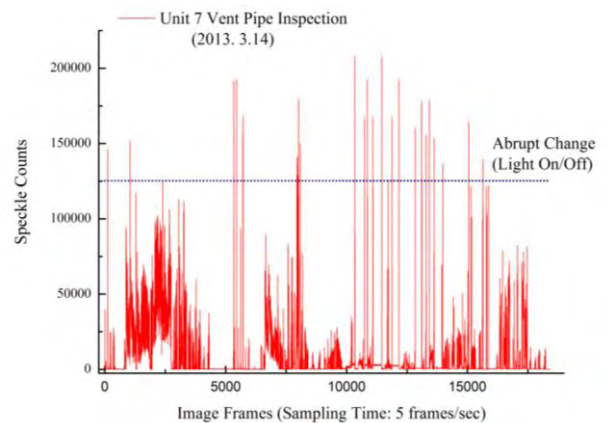


그림 4. 7 번 Vent 관 조사 동영상의 Speckle 분포[4]

그림 4 에서 X 축은 조사 동영상을 단일 영상으로 펼친 것이며, Y 축은 전후 영상의 차 영상처리과정에서 잡음 성분을 제거한 후에 영상의 밝기 성분을 나타낸 것이다. Y 축에 나타난 Speckle counts 는 소형 주행로봇이 정지한 상태에서 Vent 관 주변의 방사능 오염수 누설지점

을 조사할 때의 관측 영상에 나타나는 Speckle 성분이 물리적인 의미를 갖는다. 로봇이 이동할 때에는 배경이 움직이기 때문에 차영상 처리과정에서 나타나는 배경 성분이 고선량 감마선에 의한 순수한 Speckle 성분을 압도한다. 그리고, 조명의 On/Off 에 따른 급격한 배경의 변화도 순수한 Speckle 성분을 압도한다. 그림 4 에서 물리적 의미 (방사능 오염수 누설 지점을 육안 관측하기 위해 Vent 관 하부의 Sleeve, Sand Cushion Drain, Bellows Cover 영역의 조사지점) 를 갖는 영상 프레임은 10,571 ~ 13,500 이다. 이를 그림 5 에 나타낸다.

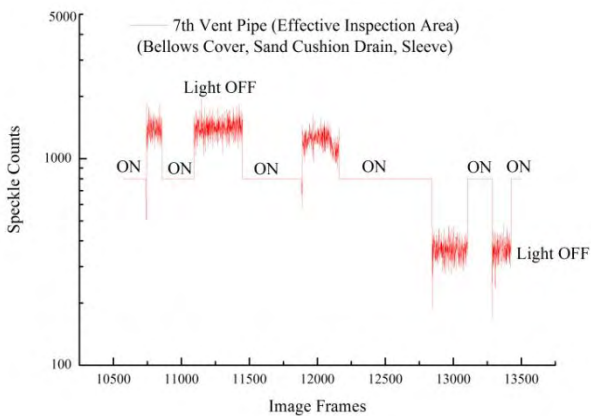


그림 5. 7 번 Vent 관 유효 조사 영역의 Speckle

그림 5 에서 조명이 ON 되었을 때 speckle 분포를 균일하게 표시한 것은 그림 6 에 나타낸 바와 같이 조명의 빛이 검사 대상(구조물)에 반사되어 고선량 감마선으로 인한 speckle 성분이 묻혀버리기 때문에 물리적인 의미를 부여하기 어렵다. 그림 6 에서 조명에 의해 밝게 반사된 영역에서는 노란 원으로 표시한 Speckle 성분이 거의 관측되지 않는다. 조명의 밝기 성분이 고선량 감마선에 의해 생성되는 Speckle 을 감추어 버린다.

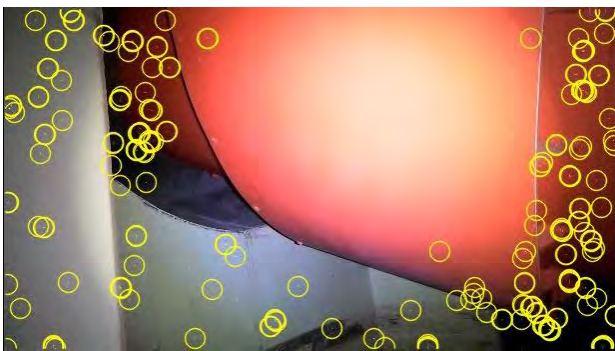


그림 6. Vent 관 Sleeve 주변 Speckle 분포 (Light ON)



그림 7. Vent 관 Sleeve 주변의 11891th 영상 프레임의 Speckle 분포 (Light OFF)

그림 7 에서 조명이 Off 된 상태에서는 고선량 감마선에 의한 Speckle 성분만 나타남을 알 수 있다. 조명이 ON 되었을 때에는 로봇이 이동할 경우 배경 성분이 dominant 하게 나타나지만, OFF 조명하에서는 로봇이 이동하여도 관측 카메라에는 감마선 성분에 의한 Speckle 성분만 나타난다. 그림 5 에서 12,500 프레임 이후의 Speckle 성분이 적은 것은, 조명을 끈 상태에서 감마선 선량율이 보다 낮은 구역으로 카메라 탑재 소형 주행차가 이동한 것으로 판단된다. 본 논문에서는 표 1 의 Vent 관 조사영역에서 조명을 Off 한 상태에서의 Speckle 성분을 비교하였다. 이로부터 6 개 (3~8) vent 관 중에서 감마선 선량을 분포가 상대적으로 높은 Vent 관을 확인할 수 있었다. 이를 그림 8~12 에 나타낸다.

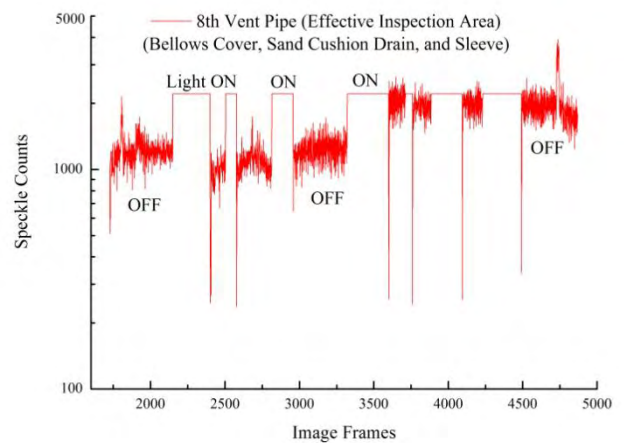


그림 8. 8 번 Vent 관 유효 조사 영역의 Speckle

그림 8~12 에서 Light ON 상태의 Speckle Counts 는 Light OFF 상태와 구분하기 위해서 임의의 값으로 하였다. 이는 카메라 탑재 관측카메라의 이동 방향에 따른 조명의 반사 특성이 다르기 때문에 계산되는 Speckle Counts 가 일정하지 않다. 그림 8~12 의 결과로부터, 관측 카메라의 열화가 MockUp 시험을 포함한 4 개월여

현장 시험기간 동안에 없다고 가정하면, 8 번 Vent 관 주변이 다른 Vent 관 에 비해 방사선환경이 보다 높음을 알 수 있다.

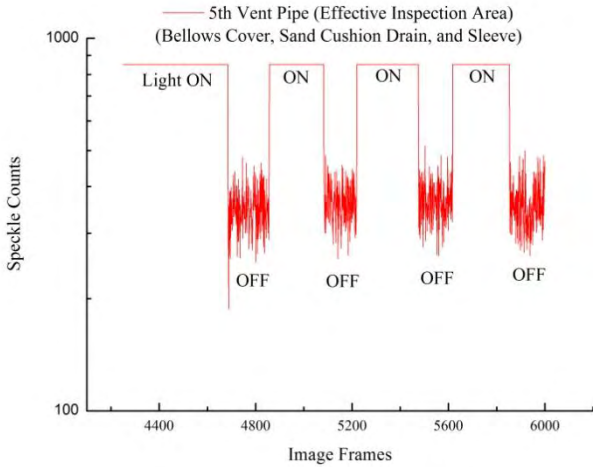


그림 9. 5 번 Vent 관 유효 조사 영역의 Speckle

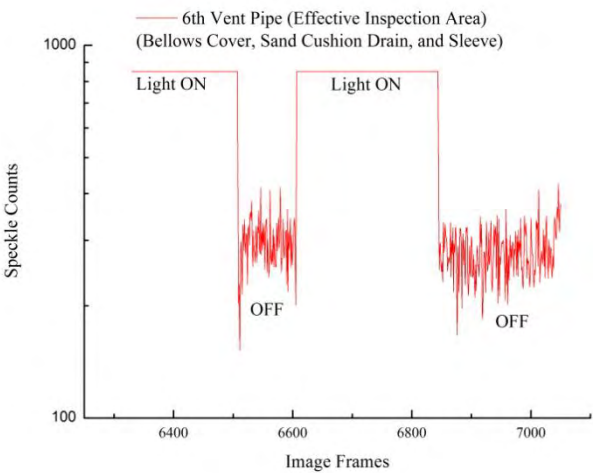


그림 10. 6 번 Vent 관 유효 조사 영역의 Speckle

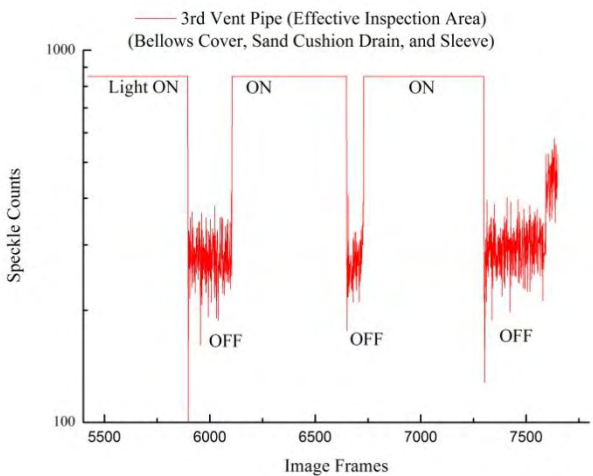


그림 11. 3 번 Vent 관 유효 조사 영역의 Speckle

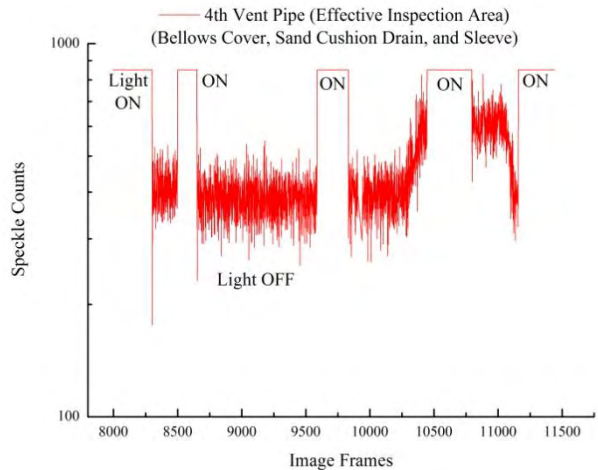


그림 12. 4 번 Vent 관 유효 조사 영역의 Speckle

III. 결론

본 논문에서는 일본의 (주) 동경전력이 공개한 후쿠시마 제 1 원자력발전소 2 호기 원자로건물 지하의 S/C 와 PCV 를 연결하는 8 개 Vent 관 주변 조사 영상들을 분석하였다. 영상에는 고선량 감마선에 의한 Speckle 들이 관측되었다. 일반적으로 감마선 세기가 강할수록 카메라 관측 영상에 나타나는 Speckle 들의 개수는 증가한다. 본 논문에서는 고선량 감마선에 의한 Speckle 특성을 분석하여 S/C 와 PCV 를 연결하는 8 개 Vent 관중 방사능 오염물질이 많은 곳을 특정하였다. (주) 동경전력이 공개한 동영상을 모두 분석한 결과 8 번 Vent 주변의 감마선 선량율이 가장 높았다.

참고문헌

- [1] (株)東芝, “福島第一原子力発電所向けの4足歩行ロボットの開発について”, http://www.toshiba.co.jp/about/press/2012_11/
- [2] (주) 동경전력, “2 号機ベント管下部周辺調査の実施について”, 발표자료, 2012. 12
<http://www.tepco.co.jp/nu/fukushima-np/>
- [3] (株)東京電力, “福島第一原子力発電所 2 号機ベント管下部周辺調査結果について”, 2013.3.15
- [4] 조재완, “후쿠시마 제 1 원자력발전소 2 호기 원자로건물 지하의 S/C Vent 관 조사영상 분석”, 제 39 회 한국정보처리학회 춘계학술발표대회

치안안전을 위한 CCTV통합관제센터용 실시간 지능형 영상 분석 및 검색 시스템

*송혁, *신화선, **곽수영, ***유지상, *최병호
*전자부품연구원, e-mail : hsong, L544, bhchoi@keti.re.kr
**한밭대학교, e-mail : sykwak@hanbat.ac.kr
**광운대학교, e-mail : jsyoo@kw.ac.kr

Development of online/realtime intelligent video analytic system for CCTV
retrieval system

*Hyok Song, Hwa Seon Shin, Soo Young Kwak, Byeong Ho Choi
Korea Electronics Technology Institute
Hanbat University, Kwangwoon University

Abstract

The ration of arrestin criminals is increasing using intelligent CCTV surveillance system vy video analysis and tracking. Surveillance system which police have or local government have several models with several kinds of video qualities. The system must have preprocessing, detecting, tracking and abnormal event detection function. in this paper, realtime online intelligent video analysis system is developed and optimized. GPU process is used for optimization.

관계가 있다는 연구결과가 보여지고 있으나 단순한, 모니터 요원을 활용한 예방에는 한계가 있다[1]. 실제로 모니터 관제요원이 30분이상 모니터링을 할 경우 발생하는 이벤트의 90%이상을 검출하지 못한다는 결과가 있다. 따라서 CCTV 관제시스템의 자동화, 지능화 및 실시간 경보를 위한 온라인 연결은 필수이며 최근 관련 장비를 채택하는 지자체가 조금씩 증가하고 있다.

본 논문에서는 지능형 실시간 관제시스템을 위한 영상 분석 시스템으로 영상 전처리, 객체 검출, 객체 추적 및 이상행위 검출부를 포함한 시스템을 구현함을 보인다. 2장에서는 각 모듈별 기술을 보이고 3장에서는 그 결과를 보이며 4장에서는 결론 및 향후 연구방향을 제시한다.

I. 서론

강호순 사건, 여대생 성폭행 사건, 어린이 납치사건, 보스턴 테러 등 다양한 범죄 및 테러가 전세계적으로 발생하고 있으며 언론을 통한 관심이 증가하고 있다. 각 범죄는 점점 지능화 흉폭화되고 있으며 그 증가세가 매우 크다. 최근 지자체 및 경찰은 CCTV를 활용한 범죄 예방 및 범죄 검거를 활용하고 있으며 많은 지자체에서 자체적으로 범죄예바를 위한 관제시스템을 운영하고 있다. 범죄 예방 및 검거는 CCTV 설치 대수와

II. 개요 및 연구 내용

2.1 관제 시스템 개요

행안부는 2010년부터 2015년까지 전국 지자체 단위로 220곳의 CCTV 통합관제 센터 건립을 목표로 하고 있으며 이를 위하여 다수의 CCTV를 소수의 인원으로 관제할 수 있는 시스템이 요구되고 있다. 또한 치안, 교통 등 다양한 공공분야에서 활용될 수 있으므로 에 대한 활용도가 커지고 있다. 최근 증가하고 있는

지능화되고 흉폭한 범죄에 대한 예방 및 신속한 대응을 위하여 다수의 CCTV에서 수집되는 영상정보를 통합 분석 및 관리할 수 있는 기술이 요구되고 있다.



그림 1. 통합 관제 시스템 개요

본 지능형 실시간 관제 시스템은 다음과 같은 기술이 포함되어 있다.

- 지능형 CCTV 통합 관제 기술
- 객체 검출 및 추적 기술
- 상황인지형 모니터링 시스템 기술
- 보행자의 이상행위 및 위험상황 인식 기술

2.2 영상 보정 모듈

CCTV카메라는 다양한 위치에 배치되어 있으며, 주간 및 야간 등 24시간 감시를 위한 동작을 하고 있고 다양한 조명환경에 놓인다. 따라서 객체의 검출 및 추적을 위한 전처리는 필수적이다. 본 시스템에서는 Bilateral filter를 이용한 노이즈 제거, 독립 채널 영상 보정을 통한 색상 보정 및 밝기 보정 모듈을 포함하고 있으며 흔들림 보정 모듈 역시 포함하고 있다[2].



그림 2. 밝기 보정 및 색상 보정

그림 2에서 보는 바와 같이 채널별 보정을 통하여 보정 후에 색상의 치우침이 없다.

2.3 객체 검출 및 추적 모듈

객체 검출 및 추적 모듈은 지능형 관제 시스템에서 가장 중요한 모듈이다. 본 연구의 배경 연구에서는 배경 영상을 추출하고 추출된 배경영상에서 객체를 검출하는 방법만 사용하였으나 이는 흔들림과 노이즈에 취약한 점이 있다[2]. 이를 보완하기 위하여 MOG(Mixture of Gaussian), HoG(Histogram of Gradient) 기법을 융합한 하이브리드 기법을 적용하였다[3].

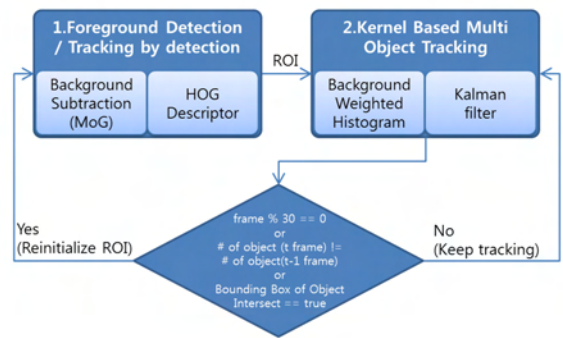


그림 3. 하이브리드 기법을 이용한 객체 검출 및 추적

그림 3에서 보는 바와 같이 객체 추적에는 BWH(Background Weighted Histogram) 기법과 Tracking 기법의 융합이 사용되었다.

2.4 이상행위 인지 모듈

최근 이상행위 검출은 단순한 패턴을 추출하는 방식에서 벗어나 베이시안 확률분석 방법을 활용하고 있다. 배회 검출의 경우 관심 지역의 설정 및 배회 시간을 설정함으로써 배회를 검출할 수 있으며, 침입의 경우 오동작 방지를 위하여 검출 패턴, 검출 크기 및 영역 설정으로 정확한 검출을 한다. 도주행위의 경우 움직이는 속도를 구하기 위하여 영상의 3차원상 움직임을 고려하여 속도를 검출한다.

2.5 고속 시스템 구현

지능형 관제 시스템은 많은 채널을 수용하여 실시간으로 동작하여야 하므로 빅데이터의 고속처리가 필수적이다. 영상 데이터를 병렬적으로 처리하기 위해서는 GPU를 이용하는 것이 일반적이다. 그러나 CPU와 GPU간 데이터 전송 속도에는 한계가 있으므로 소프트웨어의 효율적인 관리가 필수적이다. 영상 데이터는 네트워크 카메라로부터 압축된 영상으로 전송되며 전송된 데이터는 Decoding된다. 이 때 Decoding은 CPU에서 진행되지 않고 GPU에서 진행되어야 CPU-GPU

간 데이터 전송 속도에 영향을 받지 않는다.

참고문헌

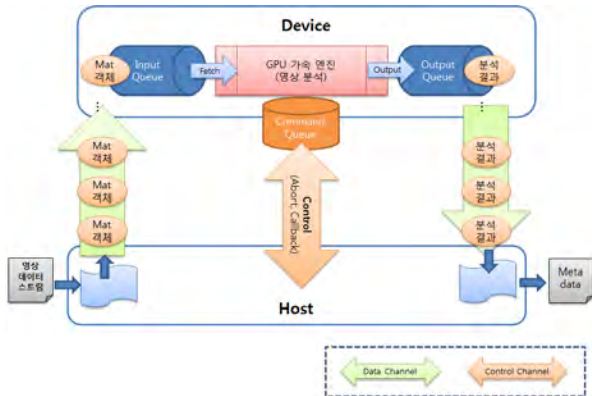


그림 4. 영상분석 GPU 가속 블록도

[1] 김원제, “CCTV 시장 동향 및 전망”, EIC, 2011
 [2] 장태우, 송혁, “첨단 IT기술의 융합을 통한 자동화된 CCTV 관제 시스템 구축”, IT정책경영학회지, 4권, pp279-285, 2012
 [3] Dasgupta, S., “Learning mixtures of Gaussians,” Foundations of Computer Science, 1999. 40th Annual Symposium on , vol., no., pp.634,644, 1999

III. 연구 결과

크게 객체 추출 및 추적, 이상행위 검출로 구분하여 성능을 검증하였다. 객체 추출 및 추적을 위하여 그림 5와 같이 자체제작 동영상, PETS와 같은 성능 점검을 위한 공인 데이터를 활용하였다. 객체 추적 에러율은 10% 이내의 결과를 보였으며 침입, 도주 및 배회의 이상행위 검출률은 100%로 나타났다.



그림 5. 테스트영상

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 시스템은 지능형 실시간 영상분석 시스템으로 객체의 검출 및 추적 그리고 이상행위를 추출하는 시스템이다. 본 시스템은 중앙경찰서 및 성북구청에 설치되어 시범운영되고 있으며 현재 실 현장에 맞도록 각 모듈의 보완작업이 진행중이다. 본 시스템의 현장 적용을 통하여 요구되는 현장의 개선 사항을 적용하고 상용화를 위한 안정화 작업이 계속 진행되고 있다. 현재 지능형 영상분석 시스템의 진행방향은 하나의 시스템 또는 하나의 카메라에서 검출하는 시스템에서 벗어나 카메라간 협업시스템으로 연구방향이 진행되고 있으며 영상센서 뿐 아니라 음성, 적외선 등 다양한 센서의 융합 시스템으로 진행되고 있다.

Integral image를 사용한 Mean shift 알고리즘

*최진모, 정용무, 송혁, 민수영
전자부품연구원

e-mail : *choijm@keti.re.kr, ymjeong@keti.re.kr, hsong@keti.re.kr, minsy@keti.re.kr*

Mean shift algorithm using integral image

*Jin-mo Choi, Yong Mu Jeong, Hyok Song, Soo Young Min
Korea Electronics Technology Institute

Abstract

This paper describes a novel fast mean shift algorithm based on integral image technique. Our proposed method is implemented by low computation complexity. Our algorithm is 10 times faster compared to the standard mean shift in 20×20 ROI. The test platforms are 3.4GHz Intel CPU and PC with 1.0GB memory. Our method is achieved 75ms in 640×480 resolution.

I. 서론

Mean shift는 Segmentation, Clustering, Tracking, Image boosting, Edge preserve smoothing, noise suppression등의 다양한 분야에 사용되는 알고리즘이다. Mean shift는 Bilateral filtering[1], Weighted least square optimization[2], Total Variation[3], L0 gradient minimization[4]와 같이 edge의 성분을 보존하고 노이즈를 억제하는데 탁월한 효과를 가진다. 그러나 Mean shift 알고리즘은 검색 윈도우에 존재하는 feature의 분포를 재귀적으로 계산함으로써 낮은 연산

속도를 나타낸다. 이를 해결하기 위하여 Robust Segmentation using marked regular pyramid and Mean shift[5]와 같은 가속 알고리즘이 개발되고 있다. 본 알고리즘은 Mean shift의 연산 속도를 향상시키는 방법에 대하여 서술한다. 우리는 입력 영상을 복수의 Layer로 나누어 Integral Image를 구성한다. 이는 Mean shift 알고리즘에 사용하기 적합한 가속 방법이다.

II. 본론

2.1 Mean shift

Mean shift는 ROI(Region of Interest)내에 관심 feature의 분포를 계산하여 ROI의 중심을 옮기는 알고리즘이다. 일반적으로 사용하는 Standard mean shift는 ROI의 형태를 원형으로 구성하고 관심 feature는 ROI의 중심값으로부터 상대적인 값을 취한다. 예를 들어 ROI의 중심값이 10이고, 관심 객체의 구간이 10일 경우, 관심 feature는 5에서 15사이의 값이 될 것이다. 반면 중심값이 11이면 관심 feature는 6에서 16사이의 값이 될 것이다. 이를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$f(x) = \{I(x) | T_{\min} \leq I(x) < T_{\max}\} \quad (1)$$

2.2 Integral mean shift

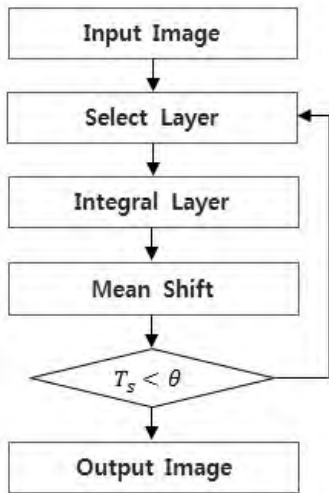


그림 1. Integral mean shift 흐름도

그림 1은 Integral mean shift의 흐름도이다. Integral Mean shift 알고리즘은 Integral image를 사용하기 때문에 ROI영역은 Integral image에 적합한 사각형 영역을 사용한다. T_s 는 재귀 조건의 임계값이다. Integral mean shift는 Integral layer라는 개념을 사용하는데 Integral layer는 그림 2와 같이 구성된다.

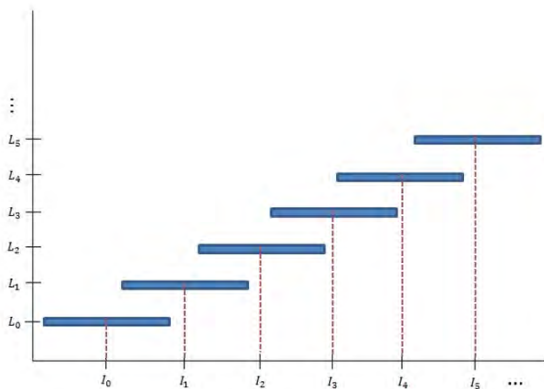


그림 2. Integral Layer 개요

Integral mean shift에 사용되는 입력영상은 Layer라는 복수의 층을 가진 영상으로 분할된다. 일정한 간격으로 구성된 각 layer의 중심 feature를 I_i 라고 정의했을 때 각 Layer의 너비 L_w 는 $\alpha(I_{i+1} - I_i)$ 이다. α 는 Layer의 너비에 대한 가중치 상수로, 우리는 4/3의 값을 사용하였다. 본 알고리즘은 Standard mean shift 알고리즘과 같이 ROI의 중심에 위치하는 feature값의 상대적인 값을 관심 feature로 설정하지 않는다. 대신에

ROI의 중심에 위치하는 feature값에 가장 가까운 Layer의 범위를 관심 feature로 정의한다.

$$f_L(x) = \{L_i(I(x)) | L_{\min i} \leq L_i(I(x)) < L_{\max i}, i = 0 \dots n\} \quad (2)$$

L_i 는 i 번째 Layer이고 $L_{\min i}$ 와 $L_{\max i}$ 는 각 Layer의 최소 범위와 최대 범위이다. f_L 은 선택된 Layer의 feature값이다.

각 Layer L_i 의 중심값 I_i 는 feature 사이에 등간격으로 배치되므로 i 는 $0 \leq i \leq MAX/(I_{i+1} - I_i)$ 의 범위를 가진다. MAX는 해당 feature의 최대값으로 feature가 intensity일 때에는 255의 값을 가진다. 본 알고리즘은 i 의 최대값인 $MAX/(I_{i+1} - I_i)$ 를 level이라고 정의한다. 즉 layer는 level + 1의 개수를 가진다.

level + 1의 개수로 나뉜 Layer는 Integral image로 구성된다. 이를 본 논문은 Integral Layer라고 정의한다.

그림 1의 Select layer는 ROI의 중심값으로부터 가장 가까운 I_i 를 가지는 L_i 를 선택하는 과정이다. 예를 들어 ROI의 중심값이 24이고, $I_0 = 10, I_1 = 20, I_2 = 30, I_3 = 40, \dots$ 일 경우에 선택된 Layer는 L_1 이 된다.

Layer가 선택되면 ROI 영역에 대하여 다음과 같이 에너지를 구한다.

$$e(x,y) = ii(x+r,y+r) - ii(x-r-1,y+r) - ii(x+r,y-r-1) + ii(x-r-1,y-r-1) \quad (3)$$

ROI영역의 에너지 $e(x,y)$ 는 해당 영역의 feature 개수, intensity, 좌표 등의 domain으로 구성되어 있다. 즉 수식 (3)으로부터 새로운 ROI의 중심값을 얻을 수 있다. 이는 ROI의 중심 좌표가 이동될 때마다 관심 feature의 값을 pixel단위로 검색하여 에너지를 구할 필요 없이, 4개의 좌표만으로 해당 영역의 에너지를 구할 수 있다는 뜻이다.

그림 1의 Mean shift 단계에서 ROI의 중심 좌표가 이동되면 재귀 조건 T_s 를 만족하는지를 조사한다. 만약, 재귀조건을 만족하지 못하면 다시 Select layer 단계로 돌아간다. 이 때 선택된 Layer는 이전에 선택되었던 Layer와 다를 수 있다. 이는 그림 2의 Integral layer가 서로 겹치면서 구성되어 있기 때문이다.

Integral mean shift는 Integral layer를 사용하였기 때문에 Standard mean shift의 관심 feature와는 다를 수밖에 없다. 그러나 ROI 영역 내에 Intensity의 기댓값은 Gaussian 분포로 표현할 수 있기 때문에[1] ROI 내의 Intensity 기댓값을 수렴하게 Layer를 구성할 수 있다. 즉, Integral mean shift의 결과값은 ROI 영역의

크기에 반비례하여 Standard mean shift의 결과값과 유사하게 된다.

$$p(x|x+r) \propto \exp(-\frac{1}{2}r^2) \quad (4)$$

III. 구현 및 결과

본 알고리즘은 성능 평가를 위하여 Intel 3.4GHz CPU, 1GB memory 상에서 500frame으로 구성된 5개의 동영상으로 실험했다. 관심 영역의 반지름은 10pixel, 30pixel, 50pixel, 100pixel이다. Standard mean shift의 ROI는 원형 구조이며 Integral mean shift의 ROI는 사각 구조이다. 동영상의 해상도는 640×480이다.



(a) Standard mean shift, ROI = 10, level = 16



(b) Integral mean shift, ROI = 10, level = 16

그림 3. Standard mean shift와 Integral mean shift 결과

Integral mean shift의 level은 16으로 설정하였고 Standard mean shift의 관심 feature는 ROI의 center값

으로부터 16 intensity의 차이로 설정하였다.

ROI를 10×10으로 설정했을 경우 본 방법은 평균 75ms가 걸리는 반면, standard mean shift는 평균 771ms의 처리속도가 걸렸다. Integral mean shift는 ROI가 커질수록 처리속도가 둔감하게 증가하는 반면, Standard mean shift는 ROI가 커질수록 처리속도가 크게 증가했다 ROI가 100×100 일 경우, Integral mean shift는 평균 135ms가 걸린 반면, Standard mean shift는 평균 129952ms의 처리속도가 걸렸다.

표 1. ROI 크기에 따른 Standard mean shift의 처리속도

ROI	10	30	50	100
동영상1	765	6569	27571	144497
동영상2	777	6404	22808	129109
동영상3	773	6413	22812	128601
동영상4	771	6238	23080	131559
동영상5	768	7280	25698	105995

표 2. ROI 크기에 따른 Integral mean shift의 처리속도

ROI	10	30	50	100
동영상1	74	89	109	126
동영상2	76	100	112	142
동영상3	77	95	111	135
동영상4	75	91	112	145
동영상5	75	90	114	125

참고문헌

- [1] C. Tomasi and R. Manuchi, Bilateral filtering for gray and color images, In *ICCV*, 839-846, 1998
- [2] Z. Farbman, R. Fattal, D. Lischinski, and R. Szeliski, Edge-preserving decompositions for multi-scale tone and detail manipulation. *ACM Trans. Graph.* 27, 3, 2008
- [3] L. Rudin, S. Osher and E. Fatemi, Nonlinear total variation based noise removal algorithm, *Physica D*, 60, 259-268, 1992
- [4] Li Xu, Cewu Lu, Yi Xu and Jiaya Jia, Image Smoothing via L0 Gradient Minization, *ACM Trans. Graphics*, 30, 6, Article 174, 2011
- [5] Xu Xue-me, Li An and Mo Qin, Robust Segmentation using marked regular pyramid and Mean shift, *International Symposium on Intelligence Information Processing and Trusted Computing*, 341 - 344, 2010

Sample Adaptive Offset에서 Edge Offset 모드의 효율적인 부호화 방법

*변주원, 홍윤표, 김재석
연세대학교 전기전자공학과

e-mail : dooller@yonsei.ac.kr, applle@yonsei.ac.kr, jaekim@yonsei.ac.kr

A Efficient Coding Method of the Edge Offset Mode in the Sample Adaptive Offset

*Ju-Won Byun, Yun-Pyo Hong, Jae-Seok Kim
School of Electrical and Electronic Engineering
Yonsei University

Abstract

This paper proposes a efficient coding method of the edge offset mode in the sample adaptive offset. The sample adaptive offset compensates the pixel value which occurred from local properties. The offset values are encoded by CABAC. The proposed method changes the orders of the offset values by statistical information. It gives 0.1% bit-rate reduction when compared HM v8.0.

I. 서론

ITU-T Video Coding Experts Group (VCEG)와 Moving Picture Experts Group (MPEG)은 Joint Collaborative Team on Video Coding (JCT-VC)을 만들어 2010년에 차세대 동영상 압축 표준인 High Efficiency Video Coding (HEVC)를 만들었다. HEVC는 기존의 표준인 H.264/AVC와 비교하여 약 50%의 bit-rate를 감소시켰다. 이를 위해 다양한 기술이 제안되었다. 그 중 Sample Adaptive Offset (SAO)는 HEVC에서 새롭게 제안된 loop-filtering 방법이다 [1]. SAO는 기존의 deblocking filter와

adaptive loop filter에서 보상하지 못하는 부분 특성에 의한 왜곡값을 보상한다. SAO는 band offset과 edge offset 2가지의 모드가 있으며 Coding Tree Unit (CTU) 단위로 적절한 mode와 offset 값을 설정하여 전송한다. 본 논문에서는 edge offset에서의 offset의 특성을 분석한 후, 이에 적합한 부호화 방법을 제안한다.

II. 본론

2.1 Edge Offset

그림 1은 edge offset 모드에서 블록 내에서 가능한 0°, 90°, 135°, 45°의 4가지 방향을 보여준다. C는 SAO 연산이 이루어지는 중심화소, 음영 표시된 부분은 주변화소를 의미한다. 중심화소와 주변화소의 값의 차이를 이용하여 표 1과 같이 카테고리를 나누게 된다.

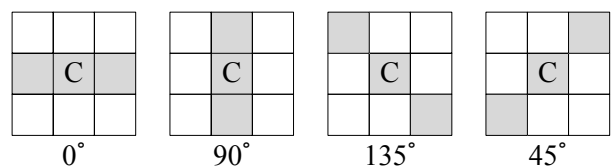


그림 1. Edge Offset의 4가지 방향

HEVC의 reference software인 HM v8.0에서 SAO는 edge offset 모드에서 방향과, 4개의 카테고리의 각각의 offset의 값을 부호화하여 보내게 된다. 카테고리 1, 2의 offset의 값은 양수만을 갖고, 카테고리 3, 4의 offset의 값은 음수만을 갖는다. 이에 따라 각각의 offset의 값은 절댓값만 절삭형 단항코드로 이진화하여 CABAC의 bypass mode로 부호화 하게 된다 [1-2].

표 1. Edge Mode에서의 카테고리

카테고리	상태
1	C<2개 주변화소
2	C<1개 주변화소 && C==1개 주변화소
3	C>1개 주변화소 && C==1개 주변화소
4	C>2개 주변화소
0	나머지

2.2 기존의 방법의 문제점

각각의 카테고리의 offset값의 출력 비율을 구하기 위해서 QP는 27로 설정하고, Class C인 ‘BasketballDrill’, ‘BQMall’, ‘PartyScene’, ‘RaceHorses’, Class D인 ‘BasketballPass’, ‘BQSquare’, ‘RaceHorses’, Class E인 ‘Vidyo1’, ‘Vidyo3’, ‘Vidyo4’의 환경에서 카테고리별 offset 절댓값의 발생 비율을 구하였다. 결과는 그림 2와 같이 카테고리 1과 4에서는 0의 발생 비율이 1에 비해서 낮게 나왔다.

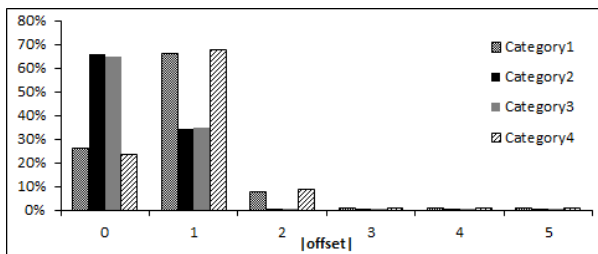


그림 2. 카테고리별 |offset|의 발생 비율

기존 방법의 경우에는 offset의 절댓값이 0이 될 경우 가장 작은 bit를 전송 하고, 값이 커질수록 많은 bit를 전송하게 된다. 따라서, 카테고리 1과 4의 부호화 방법의 변화를 통하여 부호화 효율을 높일 수 있음을 알 수 있다.

2.3 제안하는 부호화 방법

2.2의 실험 결과에 따르면, 카테고리 2와 3에서는 기존의 방법을 그대로 사용하고, 카테고리 1과 4에서는 |offset|의 값이 1인경우가 0인 경우에 비해서 높은 확률로 나타나기 때문에 order에 따른 offset 값을 변경하였다. 표 2는 제안하는 부호화 방법이다.

표 2. order에 따른 카테고리별 offset의 값

카테고리	order					
	0	1	2	3	4	5
1	1	0	2	3	4	5
2	0	1	2	3	4	5
3	0	-1	-2	-3	-4	-5
4	-1	0	-2	-3	-4	-5

III. 실험

제안하는 부호화 방법의 성능을 보기위해서 HM v8.0의 All Intra Main을 사용하였다. 2.2에서의 실험 영상을 사용하였고, QP는 22, 27, 32, 37이다. 표 3은 제안 방법의 HM v8.0과의 Bitrate 차이값이다. 약 0.1%의 Bitrate가 줄어들었음을 알 수 있다.

표 3. 제안 방법의 HM v8.0과의 Bitrate 차이값

	Y	U	V
Class C	-0.03 %	-0.10 %	-0.12 %
Class D	-0.02 %	-0.12 %	-0.15 %
Class E	-0.05 %	-0.07 %	-0.10 %
Overall	-0.03 %	-0.09 %	-0.12 %

IV. 결론

본 논문은 SAO의 edge offset모드에서의 카테고리별 offset 값의 특성을 분석하여 효율적인 부호화를 이루었다. 제안된 방법은 표준 HEVC 코드에 비하여 all intra mode에서 약 0.1%의 압축률 향상을 이루었다.

Acknowledgement

본 연구는 산업통상자원부 및 IDEC 플랫폼 센터 (지능형 자동차)의 지원과 산업통상자원부 및 한국산업기술평가관리원의 산업원천기술개발사업(정보통신)의 일환으로 수행하였음. [10035389, 고해상도 영상정보 수집용 Gbps급 초고속 초저전력 무선통신 SoC 연구]

참고문헌

- [1] B. Bross, W. -J. Han, G. J. Sullivan, J. R. Ohm, and T. Wiegand, "High Efficiency Video Coding (HEVC) text specification Working Draft 10," JCTVC-L1003, Jan. 2013.
- [2] Jun Xu and Ali Tabatabai, "AHG6: on SAO signalling", JCTVC-J0268, July. 2012.

적응적 특징맵과 저니키 모멘트를 이용한 실시간 기호 검출

*원선희, 주성일, 최형일
승실대학교 글로벌 미디어학부
e-mail : nifty12@ssu.ac.kr, sijoo82@ssu.ac.kr, hic@ssu.ac.kr

An Method for Real-time Sign Detection
using Adaptive Feature Map and Zernike Moment

*Sun-Hee Weon, Sung-Il Joo, Hyung-Il Choi
Department of Global Media
SoongSil University

Abstract

In this paper, we exploit the real time sign detection system in subway station for sign recognition that one of the important factors of walking assistance system. This paper suggest the adaptive feature map that can be robustly extract the sign region from complex environment with light and noises. And recognize a sign using fast zernike moment features which is invariant under translation, rotation during walking. We considered three types of signs as arrow, restroom, and exit number and perform the training and recognizing steps through adaboost classifier. The experimental results prove that our method can be suitable and stable for real-time system through yields on the average 87.16% stable detection rate and 20 frame/sec of operation time for three types of signs in 5000 images of sign database.

I. 서론

자연영상에서의 실시간 기호 검출 및 인식에 관한

연구는 대체로 색상정보를 이용하거나 질감 혹은 윤곽선 정보를 이용하여 기하학적 형태를 분석하는 방법 등이 연구되고 있다. C.Y. Fang는 HSI 칼라 시스템을 이용해 기호 및 문자를 검출하고 기하학 모델을 이용하여 이를 인식하는 방법을 제안하였으며[1], M. A. Mattar는 영상을 패치 단위로 분할하여 각 패치의 지역적 질감 특징을 계산함으로써 기호와 배경을 분류하는 방법을 연구하였다[2]. M. Rusinol는 기호의 윤곽선을 추출하고 근사다각형을 계산하여 벡터 공간의 기호간의 유사성 판단함수를 통해 회전에 불변인 정규화된 교차 상관계수를 이용함으로써 기호의 기하학적 특성을 이용한다[3].

이러한 연구들은 기호를 분리하기 위하여 기본적인 색상이나 질감, 에지 등의 저수준 특징을 이용하여 단순한 방식으로 접근하고 있다. 빠른 처리속도와 낮은 연산량을 가지는 이점이 있으나 자연영상과 같이 복잡한 배경에서는 잡음을 효과적으로 제거하고 기호의 위치를 효과적으로 검출하기에는 상당히 무리가 있다. 보행자나 광고판 등의 수많은 잡음성분들로부터 기호를 검출하기 위해서는 강건한 특징맵을 구성할 필요성이 있다. 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위하여 저수준 특징을 적응적으로 결합한 특징맵을 제안한다. 기호의 뚜렷한 특징인 에지와 고유의 밝기 정보, 그리고 기호의 구조적인 특성인 원 형태정보를 결합하여 적응적인 특징맵을 구성함으로써 보다 안정적인 기호 영역 검출방법을 제안한다.

본 논문에서 이용한 저니키 모멘트(Zernike moment)는 단위원(Unit circle) 상에서 정의되는 제르니케 다항식들이라 불리는 사각형 적분함수들의 집합 상에서 완전한 직교기저(Orthogonal basis)를 형성하는 복소수 직교함수들의 집합으로 회전에 불변인 특성을 가진다 [4]. 그러나 저니키 모멘트는 정의식이 복잡하기 때문에 연산 시간이 오래 걸리는 단점이 있다. 이러한 단점을 보완하기 위하여 본 논문에서는 보행자에 의해 영상이 회전되거나 이동되어 기호의 특징이 변형되는 문제점 해결을 위해 Hwang의 고속 저니키 모멘트(Fast zernike moment) 알고리즘을 이용하여 높은 검출율을 유지하고 연산속도를 향상시킨다.

본 연구를 위해 실험환경을 지하철 역 내부로 규정하였고, 실내에 존재하는 조명에 강건하게 기호 영역을 검출하도록 적응적 특징맵을 이용하며, 검출된 후보영역으로부터 회전에 강건한 저니키 모멘트 특징을 추출하여 에이다부스트 분류기(Adaboost classifier)로 학습 및 인식함으로써 실시간 기호 인식 시스템을 구현하였다.[5]

II. 제안하는 방법

본 논문에서는 실시간으로 기호 영역을 검출하고 인식하기 위하여 크게 영역 검출, 특징 추출 및 기호 인식의 3단계로 구성된다. [그림 1]은 본 논문에서 제안한 실시간 기호 인식 시스템을 나타낸 것이다. 첫 번째 단계로, 전처리 단계 수행 후, 에지맵과 밝기맵, 허프맵을 결합한 적응적인 특징맵을 생성한다. 두 번째 단계로, 검출된 후보영역 내에서 회전에 강건한 특징인 저니키 모멘트 특징 벡터를 추출하고, 마지막 단계에서는 이 특징을 바탕으로 에이다부스트 분류기 기반 학습 및 인식을 수행한다.

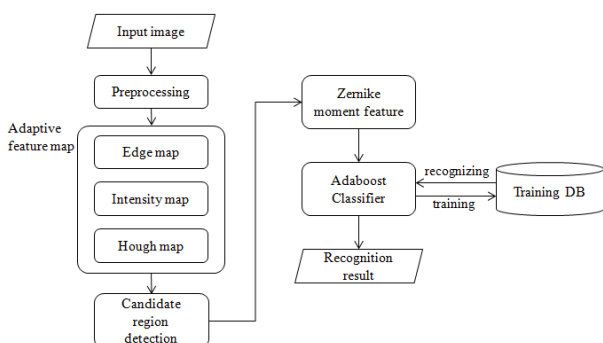


그림 1. 기호 객체 검출 시스템 흐름도

2.1 적응적 특징맵 기반 영역 검출

본 논문에서는 인공적인 조명성분이 강한 지하철 역

이라는 특정 환경을 고려하여 에지맵, 밝기맵, 허프맵의 논리합 연산에 의한 적응적 특징맵을 생성함으로써 기호의 후보영역을 검출한다.

문자와 기호 영역검출을 위한 적응적 특징맵 구성을 위해 영상의 에지 정보를 첫 번째 특징맵으로 사용한다. 기호 형상의 공통된 특징인 직선 성분을 보존하고 잡음 성분을 제거하기 위해 다른 연산자에 비해 비교적 좋은 결과를 얻을 수 있는 케니 에지 검출기를 사용하였으며, 실험에 의하여 저임계값과 고임계값을 각각 150과 200으로 설정하였다. 추출된 에지 성분들의 방향성 분석을 통해 긴 선 혹은 짧은 선 성분들을 제거하기 위하여 4-방향 체인코드를 참조하여 방향성을 검사한다. [그림 2]에서는 에지맵 추출 과정의 수행 결과를 나타낸 것으로서, 긴 선과 짧은 선의 제거를 통한 (c)결과 영상에서 영상 하단에 에지가 여전히 존재하므로 추가적인 특징맵 구성이 필요하다.



(a) 케니 에지영상 (b) 최종 에지맵

그림 2. 에지맵 구성 결과

대부분의 기호들은 배경과 전경의 색상 및 밝기 대비가 뚜렷하다는 특징을 가진다. 이러한 특성을 고려하기 위해 색상정보 대신 밝기정보를 이용하여 특징맵을 구성하는 방법이 효율적이다. 따라서 두 번째 특징맵으로 밝기맵을 구성한다. 밝기맵 $I(s)$ 을 구성하기 위해 11×11 크기의 윈도우를 사용하여 중앙 화소와 주변 화소들 간 밝기값의 차이의 합이 일정 임계값 이상인 영역을 검출한다. 단, 입력 영상에 따라 잡음이 분포할 수 있으므로 가우시안 스무딩 필터 $G(\cdot)$ 를 수행하고 기호의 구조적 특성에 따라 잡음을 제거한 후, 최종 영역으로 검출한다. [그림 3]은 밝기맵을 적용하여 화살표 기호 영역을 검출한 결과이다.



(a) 잡음제거 전 밝기맵 (b) 최종 밝기맵

그림 3. 밝기맵 구성 결과

세 번째 특징맵을 위해 기호의 또 다른 형태적인 특성을 분석하여 원(circle) 형태를 이용한다. 원을 검출하기 위해 허프변환(Hough transform)을 적용하며 기호 주변으로 많은 잡음들이 분포하고 있기에 적절한

파라미터 설정을 통해 잡음 성분들을 제거한 후 출구 기호 영역을 검출한다. [그림 4]는 허프맵을 통한 출구 번호 기호 영역을 검출한 결과이다.

밝기맵, 에지맵, 그리고 허프맵을 식(1)과 같이 논리합 연산을 통해 적응적 특징맵을 산출한 결과로 기호 검출을 위한 1차적인 후보영역이다. 밝기맵에서 검출되지 않은 출구번호 기호가 에지맵과 허프맵을 통해 보완되었음을 알 수 있다.

$$FeatureMap(s) = E(s) \vee I(s) \vee H(s) \quad (1)$$



(a) 허프맵만 원 검출



(b) 파라미터 조정을 통한 최종 허프맵

그림 4. 허프맵 구성 결과



(a) 밝기맵

(b) 에지맵



(c) 허프맵

(d) 기호 검출 결과

그림 5. 적응적 특징맵을 이용한 기호 영역 검출 결과

2.2 저니키 모멘트 기반 특징추출

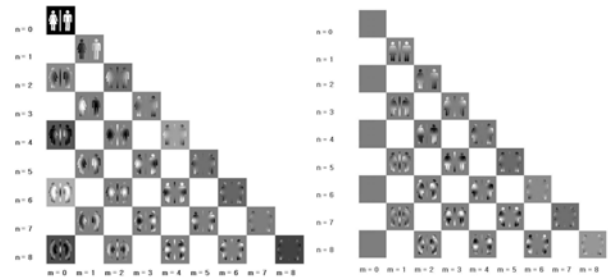
2.1절에서 검출된 기호 후보영역들로부터 특징을 추출하기 위해 사용된 저니키 모멘트는 회전에 불변한 특징으로서, 보행 시 보행자에 의해 카메라가 회전될 경우에 발생하는 왜곡에 대해 강건하게 작용할 수 있다. 수식은 식(2)와 같다. 이는 속도개선을 위해 제안된 고속 제르니케 모멘트 알고리즘으로서 기저함수의 대칭성과 반대칭성을 이용한 방법이다[6].

$$Z_{pq} = \frac{n+1}{\pi} \iint_{\substack{x^2+y^2 \leq 1, \\ 0 \leq x \leq 1.0, \\ 0 \leq y \leq x}} R_{pq}(r) \times [g_q^r(x,y) - jg_m^i(x,y)] dx dy \quad (2)$$

저니키 모멘트를 추출하여 학습 및 인식하기 위해

본 연구에서는 영상의 크기를 65x65 로 정규화하였고, 사용된 차수는 8차로서 총 25개의 특징벡터를 추출하였다.

[그림 6]은 화장실 기호에 대해 저니키 모멘트를 추출한 결과로서 $m=2k$ 인 경우, 실수부와 허수부에 대한 기저함수의 예를 나타낸다. 이 경우 직선 $y=x$ 에 대한 대칭성을 찾을 수 있으므로 기존의 저니키 모멘트 방법보다 대칭성을 이용하여 연산량을 감소시킬 수 있다.



(a) 실수부

(b) 허수부

그림 6. $m=2k$ 인 경우 화장실 기호의 저니키 기저함수

2.3 학습 및 분류

2.2절에서 추출한 저니키 모멘트를 학습 및 인식하여 기호 영역을 검출하기 위해 본 연구에서는 에이다부스트 분류기를 적용하였다. 본 논문에서는 에이다부스트의 강분류기를 생성하기 위해 25개의 제르니케 모멘트 특징벡터 중 첫 번째 모멘트인 이 영상의 그레이스케일을 표현하므로 이 특징으로 나머지 24개의 특징을 정규화하여 분류기의 입력벡터로 사용한다.

III. 실험결과

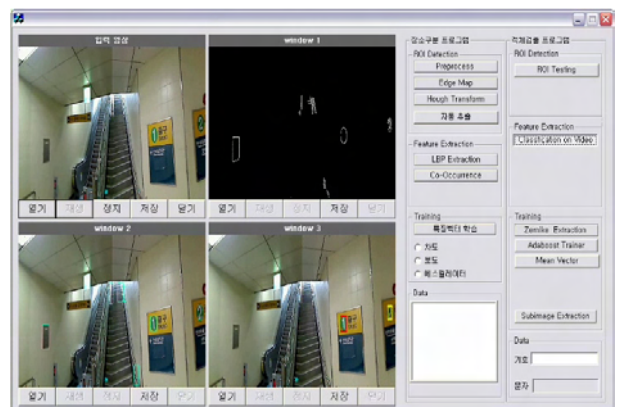
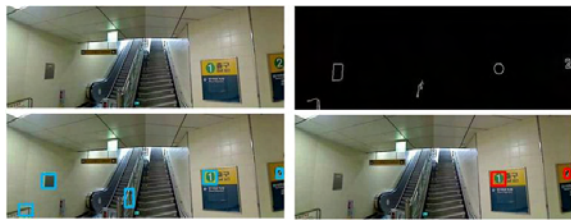


그림 7. 구현된 기호 검출 시스템

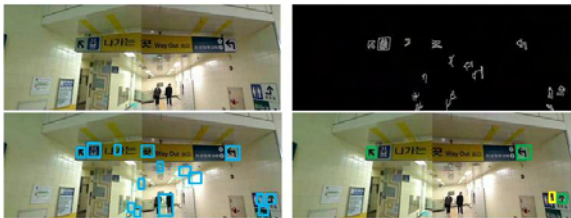
본 논문에서 실험을 위해 사용한 영상은 640x240 크기의 영상을 실시간으로 입력받아 처리하였으며, 평균

18 fps로 수행된다. 실험을 위하여 구축된 기호 학습영상 데이터베이스는 총 5000장의 영상으로 구성되었으며, 각 기호별 형태는 화장실의 경우 남자와 여자가 분리된 형태를 각각 400장씩, 통합된 형태를 700장 사용하였다.

[그림 7]은 본 연구에서 구현한 기호 인식 시스템으로서 실시간으로 입력되는 영상으로부터 학습 데이터를 이용하여 출구, 화살표, 화장실 기호 등을 검출 및 인식한다.



(a) 출구기호



(b) 화살표



(c) 화장실

그림 8. 기호별 인식 결과

[그림 8]은 에이다부스트를 이용하여 학습한 기호에 대해 다양한 환경에서 실험 결과이다. 실내의 조명과 수많은 이동객체로 인해 복잡한 환경임에도 불구하고 에이다부스트 분류기에 의해 잡음이 비기호 영역으로 분류되어 제거되므로 효율적으로 기호가 인식됨을 확인할 수 있다. 편의상 녹색은 화살표 기호, 적색은 출구 기호, 황색은 화장실 기호로 인식결과를 나타내었으며, 후보영역으로 검출된 영역은 청색이다. 영상의 좌측 상단에 존재하는 화살표 및 출구 기호와 우측 상단에 존재하는 기호는 모두 동일한 기호로써 입력영상이 왜곡되거나 보행자에 의해 영상의 회전될 경우에도 저니키 모멘트의 회전 불변 특성을 반영하므로 강건한 인식 결과를 획득할 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문은 지하철역 내부의 기호검출을 위한 방법으로 조명과 잡음에 강건하기 위해 에지와 밝기, 허프변환을 이용하여 적응적인 특징맵 구성하였고, 연결성분 분석을 통하여 1차적인 잡음제거 후 기호의 후보영역을 검출하였다. 또한 보행자의 움직임에 따른 회전에 강건하기 위해 회전 불변 특성을 갖는 고속 제르니케 모멘트 특징과 에이다부스트 분류기를 결합하여 기호를 인식하였다.

감사의 글

이 논문은 서울시 산학연 협력사업(SS110013)의 지원을 받아 수행된 연구임.

참고문헌

- [1] C. Y. Fang, S. W. Chen, and C. S. Fuh, "Road-sign detection and tracking", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 52, No. 5, pp. 1329-1341, 2003.
- [2] M. A. Mattar, A. R. Hanson, and E. G. Learned-Miller, "Sign Classification using Local and Meta-Features", 2005 IEEE Computer Society Conference on Computer Vision and Pattern Recognition-Workshops(CVPRW'05), Vol. 3, pp. 26-26, 2005.
- [3] M. Rusinol, J. Lladós, and P. Dosch, "Camera-Based Graphical Symbol Detection", Ninth International Conference on Document Analysis and Recognition (ICDAR 2007), Vol. 2, pp.884-888, 2007.
- [4] F. Zernike, "Beugungstheorie des schneidenverfahrens und seiner verbesserten form, der phasenkontrastmethode", Physical 7, pp. 689 - 701, 1934.
- [5] 원선희 외, "회전 불변 제르니케 모멘트를 이용한 실시간 지하철 기호 객체 검출", 디지털콘텐츠학회 지 제12권 제3호, pp. 279-289, (2011. 9)
- [6] S. K. Hwang and W. Y. Kim, "An Efficient Computation of Zernike Moments Using Symmetric Properties of the Basis Functions", Journal of KISS-Software and Applications, Vol.31, No.5, pp. 563-569, 2004.
- [7] J. Zhu, S. Rosset, H. Zou, and T. Hastie "Multi-class AdaBoost", Statistics and Its Interface, Vol. 2, pp. 349-360, 2009.

3D 인터랙션을 위한 손가락 인식 인터페이스

*안양근, 권지인

전자부품연구원 실감정보플랫폼연구센터

e-mail : ykahn@keti.re.kr, jin2070@empal.com

Finger Gesture Recognition Interface for 3D Interaction

*Yang-Keun Ahn, Ji-In Kwon

Realistic Media Platform Research Center

Korea Electronics Technology Institute

Abstract

In this thesis, we embody spatial touch interface system by using infrared rays camera that could use in a stereo-scopic image projector. These days there are no solution that representing spatial concept in touchscreen solution that mostly used in mobile gadgets, tablet PC. therefor I propose spatial touch interface system that could effectively interact with Display machine like stereo-scopic image projector.

I. 서론

최근, 키보드를 사용하지 않고, 화면에 나타난 문자나 특정 위치에 사람의 손 또는 물체가 닿으면, 그 위치를 파악하여 저장된 소프트웨어에 의해 특정 처리를 할 수 있도록 화면에서 직접 입력을 받을 수 있게 한 터치스크린이 널리 사용되고 있다. 터치스크린은 기능에 해당하는 문자나 그림 정보를 다양하게 표시할 수 있어 사용자의 기능 인지를 용이하게 한다. 때문에 지하철 역, 백화점, 은행 등의 장소에서 사용되는 키오스크, 점포의 판매용 단말기 및 일반 업무용 기기, 스마트폰과 태블릿 PC 등에 적용되어 다양하게 활용되고

있다. 터치스크린은 모니터 화면에 터치 패널을 덧붙여서 손 끝이나 기타 물체가 소정의 영역에 접촉할 때 해당 영역의 특성이 변화하는 것을 인지하여 사용자 입력의 발생을 감지한다. Gerald D. Morrison[1]은 4개의 적외선 카메라와, 2개의 적외선 LED array를 이용해 멀티터치가 가능한 터치 스크린을 구현하였다. 이처럼 지금까지의 터치스크린은 전체 화면을 2차원 격자 형태로 구분하여 접촉된 위치를 해석 했으며, 이는 정전용량, 초음파, 적외선, 저항막, 음파 인식 등을 이용하여 인식하는 방식이다. 즉, 디스플레이 화면과 터치 패널이 동일한 면에 위치하는 2차원 형태이기 때문에, 디스플레이와 떨어진 자유공간을 터치하는 가상 터치스크린 방식은 불가능 하다는 한계를 가지고 있다.

이러한 한계를 극복하기 위한 다양한 시도들이 있었다. Ryo Yasunaka et al[2] 은 초음파를 이용하여 3차원 공간 상의 손의 위치를 인식하는 방식으로 3차원 인터페이스 시스템을 구성하였다. 하지만 이 방식은 손가락에 부피가 큰 초음파 송신기를 부착해야한다는 단점 때문에 사용자가 사용하기 편한 인터페이스는 아니다.

II. 본론

2.1 시스템 구성

사람의 눈은 가시광선만을 인식하는 반면에, 디지털 카메라에 사용되는 CCD 또는 CMOS 센서의 경우에는 적외선 영역까지 인식할 수 있다. 따라서 사람이 실제로 보는 사물의 색상에 적외선이 영향을 미쳐 촬영된 영상의 색상과 차이를 보이게 된다. 이를 방지하기 위해 일반적인 카메라의 경우, 적외선 차단필터를 이용하여 정확한 색상을 표현한다. 적외선 카메라란 반대로 가시광선을 차단하고 적외선 영역대의 빛을 통과시킬 수 있는 카메라를 말한다. 가정이나 사무실 등 실내에서 주로 사용하는 형광등의 경우 적외선 방출량이 적기 때문에 적외선 카메라로 보는 실내를 촬영하면, 어두운 영상이 나오게 된다. 본 논문에서 제안하는 공간터치 시스템에서는 적외선과 적외선 카메라의 특성을 이용하여 적외선 LED통해 사람 눈에 보이지 않는 적외선을 조사하고, 적외선 카메라로 촬영된 영상으로 3D영상 가상터치 시스템을 구현하였다.

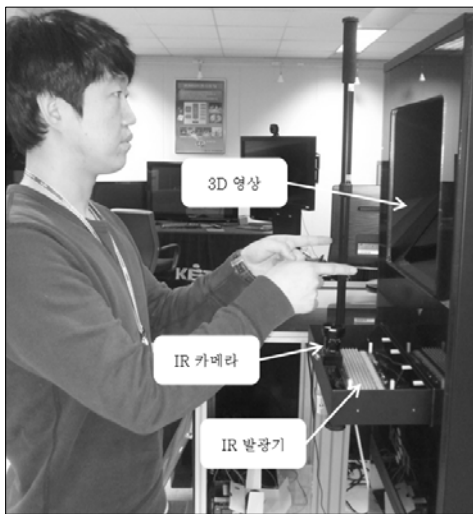


그림 1. 시스템 구성

2.2 알고리즘 구현

그림 2는 3D영상 가상터치 알고리즘의 순서도이다. 시간이 오래 걸리거나 복잡한 연산을 지양하고 단순하고 빠른 연산의 조합으로 영상처리 연산의 실시간성을 확보함과 동시에 정확한 손의 위치를 추적할 수 있는 시스템을 구현하였다.

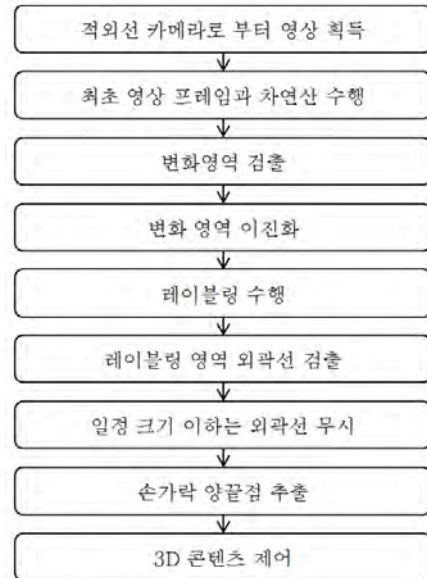


그림 2. 알고리즘 순서도

실내 환경의 경우 주변 환경의 변화가 거의 없기 때문에, 특별히 사용자의 입력이 없는 경우에는 항상 같은 영상을 획득하게 될 것이다. 따라서 특정 공간에 손가락을 이용한 터치 이벤트가 발생하면, 영상에는 변화하는 영역이 생기기 마련이다. 만일 아무런 입력이 없다가 손가락이 영상 안에 잡히게 되면 손가락 영역에 변화를 감지 할 수 있다. 이러한 영상의 변화를 빠르게 검출하는 방법으로 차영상을 이용하는 방법이 있다. 처음에 시스템이 시작 할 때 아무런 입력이 없는 상태의 영상을 저장해 두고, 입력이 들어온 영상과의 차연산을 통해 변화한 영역을 쉽게 찾아낼 수 있다.



그림 3. 두 영상과 차연산을 통해 얻어진 차영상.(a)입력영상 (b)최초 획득영상 (c) (a)와 (b)의 차영상

그림 3을 보면 최초에 획득한 영상과 다른 부분만 나타나는 것을 볼 수 있다. 만일 이용자가 손가락을 카메라 위에 가져다 대지 않았다면, 차영상의 모든 픽셀 값은 0으로, 이전 영상과 차이가 없음을 확인 할 수 있을 것이다. 들어온 영상은 0~255사이의 Gray-Scale로 표현된다. 따라서 어디부터 손이고 손이 아닌지 Gray-Scale화소의 값으로 분별하는데 애매모호한 부분이 생길 수 있다, 이런 경우, 복잡한 연산에 있

어서 속도가 저하되는 요인이 될 수 있다. 따라서 사전에 특정 임계값을 기준으로 이진화 한다면, 손의 영역을 찾는 데 있어서 명확한 경계를 검출 할 수 있다.



그림 4. 차영상을 특정 임계값으로 이진화 한 영상

그림 4는 이전 단계에서 획득한 차영상과 이진화 연산을 통해 얻어진 이진영상을 보여주고 있다. 차영상에서 보이는 음영이 모두 사라진 것을 확인할 수 있다. 이진화를 통해 손의 영역이 검출 되었다면, 각 영역을 의미있는 단위로 묶고 영역을 분리할 수 있는 레이블링이 필요하다. 레이블링 된 손의 영역을 통해 손이라고 인식하기에 충분히 큰 값을 갖는다면, 외곽선을 검출하고 손 끝점을 찾아 추적한다. 외곽선 추출은 레이블링된 영역의 가장자리를 찾아 직선으로 연결하여 찾을 수 있다.

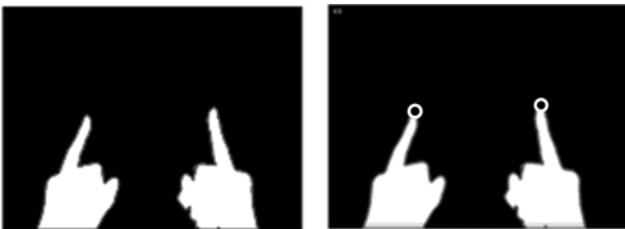


그림 5. 외곽선 검출과 이를 이용한 손의 끝점 추출

그림 5는 이진화한 영상의 외곽선과 각 손의 끝점을 검출한 영상이다. 두 손가락이 서로 다른 영역으로 묶여 있기 때문에 손의 끝점이 두 개가 검출이 된다.

검출된 손가락을 이용한 콘텐츠 연동을 위하여 3차원의 회전하는 물체를 확대 축소시키는 간단한 어플리케이션에 공간 터치 시스템을 적용하여 프로그램을 수행하였다. 공간터치 시스템을 통해 계산된 두 손가락의 위치를 추적하여, 두 손가락 간의 거리변화 정도에 따라 마우스 휠 Up 또는 Down 메시지로 매핑하여 이벤트를 발생시켜 인터랙션을 구현하였다.

III. 결론

본 논문에서 제시하고 있는 입체 3D 영상 장치와 적외선 스크린 방식의 공간터치가 결합된 시스템은 기존의 터치스크린 방식에 비해 장점을 보인다. 우선은 눈에 보이지 않는 적외선을 이용해 어렵지 않게 터치스크린을 설치 할 수 있다는 점과 간단한 영상처리로도 실시간 가상 공간 터치 스크린이 가능하다는 것을 보여주었고, 간단한 동작에 따라 사용자에게는 재미있는 인터랙션을 줄 수 있다. 또한 사용자들에게 보다 실감나는 사용자 인터페이스를 제공하는 기기로써 재미와 편리함을 줄 수 있을 것이며 가까운 장래의 단말기들은 이러한 실감형 사용자 인터페이스를 사용하게 될 것이다.

본 연구는 미래부가 지원한 2013년 정보통신·방송(ICT) 연구개발사업의 연구결과로 수행되었음.

참고문헌

- [1] Gerald D. Morrison, "A Camera-Based Input Device for Large interactive Displays" IEEE Computer Society, 2005.
- [2] Ryo Yasunaka et al, "Proposal of 3 Dimension Imaginary Space Touch Panel Using Ultrasonic Sensor", IEEE SENSORS 2010 Conference p1346, 2010.

적외선 카메라 기반의 손동작 인식 인터페이스

*안양근, 권지인

전자부품연구원 실감정보플랫폼연구센터

e-mail : ykahn@keti.re.kr, jin2070@empal.com

Hand Gesture Recognition Interface Based on IR Camera

*Yang-Keun Ahn, Ji-In Kwon

Realistic Media Platform Research Center

Korea Electronics Technology Institute

Abstract

User Interface based on vision for controlling TV or PC has advantage that user could control TV or PC naturally and freely from all kind of device. So there have been variety of researches for recognition of human hand move by using RGB camera and Depth camera. but they have disadvantages that costing too much in setting and lack of accuracy of camera. Therefore proposing solution is that separating hand region from background accurately by using low cost infrared rays camera. and we can recognize the Click motion and Move motion by correlation of fingertips that extracting from contour, not using template matching or complicate study solution.

I. 서론

컴퓨터 비전 기술이 발전함에 따라, 제스처 인식 기술[1][2]에 의한 보다 효과적인 인터페이스에 대한 관심이 많아지고 있다. 손동작 인식 기술[3][4]은 새로운 사용자 인터페이스 방식으로 장치에 구애받지 않고 사용자에게 자연스러운 인터페이스를 제공한다.

특히 손 인식 분야에 있어 RGB 카메라, Depth 카메라를 이용한 방법이 시도되어왔다. 먼저 웹캠을 이용한 경우, 센서의 가격이 저렴하나 환경에 민감하다는 단점이 있다. 이러한 단점을 극복하기 위해 Depth 카메라를 이용한 시도가 있으나, 손가락의 섬세한 움직임을 감지할 만큼의 해상도가 부족하고 비용이 비싸다.

제안하는 방법은 단순한 방법의 적외선 발광기 일체형 적외선 카메라를 이용하여 빛이나 상용자의 피부색에 구애 받지 않고 정확한 손의 실루엣 이미지를 획득할 수 있다. 화면 조작에 있어 중요한 인터페이스 기능은 click동작과 move동작이라 할 수 있다. 이에 대한 연구로는 먼저, 각각의 동작을 학습해두고 동작 분류기를 구현하는 방법이 있다[5]. 이 방법은 사전에 사용자의 동작을 학습시켜야 하는 불편이 있고, 학습데이터가 충분하지 못하거나 과할 경우에 인식률이 떨어지는 문제가 있다. 또 다른 것으로는 매 프레임마다 템플릿 매칭을 수행하여 동작을 구분하는 방법이다[6][7]. 이 방법은 학습에 의존하지 않으나 속도가 느리고 사용자마다 인식률이 달라질 수 있다. 제안하는 방법은 보편적으로 fingertip의 곡률이 다른 곳보다 크다는 점에 착안하여 이를 검출하였다. 그 후 fingertip들의 상관관계를 특징으로 정하고, 이를 펠터링함으로써 click동작과 move동작을 구분한다.

II. 본론

2.1 시스템 구성

본 시스템의 하드웨어 구성은 그림 1과 같다. 먼저 카메라는 손의 상단부에 위치해 있고, 적외선 발광 라이트가 장착되어 있다. 카메라의 렌즈는 적외선 통과 필터가 장착되어 있어, 반사된 적외선의 세기만을 감지 할 수 있다. 따라서 사물의 색깔이나 주변 조명의 강도에 영향 없이, 일관된 이미지 정보를 획득할 수 있다. 획득된 데이터는 손동작 인식 모듈에서 커서의 이동 위치와 click여부를 판단하는데 이용된다.

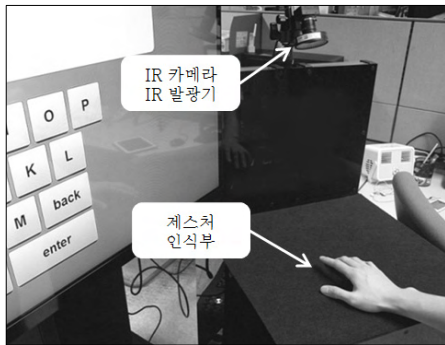


그림 1. 시스템 구성

2.2 알고리즘 구현

본 시스템의 알고리즘 구성도는 그림 2와 같다. 카메라로부터 입력된 이미지는 전처리 단계에서 노이즈가 제거되고 관심 영역만이 남는다. Fingertip 검출 단계에서는 관심 영역에서 손가락의 끝을 검출하고, 손가락 끝으로부터 click 동작인지 move 동작인지를 판별하기 위해 특징을 추출한다. 이 특징을 더욱 뚜렷하게 하기 위해 필터링 과정을 거친다. 이때 저주파 통과 필터는 잘못된 특징 데이터(노이즈)를 제거하고, 고주파 통과 필터는 click 동작과 같은 고주파 동작을 걸러낸다.

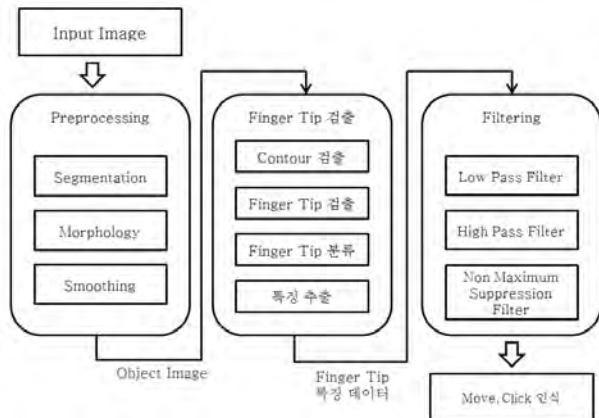


그림 2. 알고리즘 구성도

전처리 과정은 입력 영상에서 배경을 제거하는 Segmentation 과정과, 노이즈를 제거하는 Blur, Morphology 연산으로 이루어진다.

먼저 입력이미지는 8bit Grey Scale 이미지로써, 손 영역은 카메라와 가깝기 때문에 적외선이 많이 반사되고 이는 이미지 상에서 밝게 나타난다. 반면 배경 영역은 적외선이 적게 반사되어 어둡게 나타나므로, 밝기가 일정 임계치 이하인 부분을 배경으로 간주하고 이를 제거한다. 이때 임계치를 고정하면 사용자 손의 색조(tone)에 차이에 따른 Segmentation 오류를 유발할 수 있다. 이를 최소화하기 위해, 본 시스템에서는 Otsu's Thresholding 방법[8]을 이용하여 배경과 손 영역을 구분하는 최적의 임계치를 구할 수 있었다.

Morphology 연산은 형태학적 영상처리 방법을 이용하여 이미지에서 생성되는 불필요한 Salt noise와 Pepper noise를 제거한다. Smoothing 처리는 이 후에 나오는 곡률 추출 과정을 위해, 불필요하게 나타나는 큰 곡률들을 제거하기 위한 과정이다. 이를 위해 본 시스템에서는 Gaussian Smoothing 방법을 사용하였다.

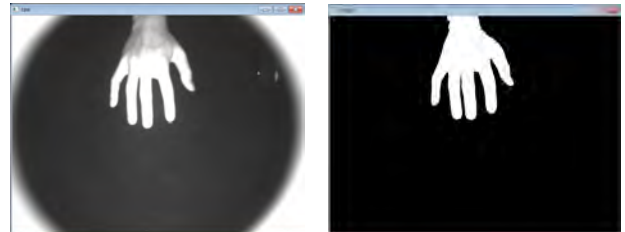


그림 3. 전처리 전 후

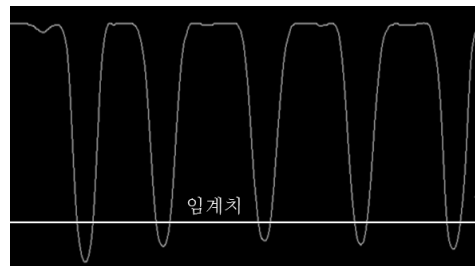


그림 4. 외각선의 곡률 그래프

손의 click동작과 move동작을 추출하기 위해 영상 정보에서 이를 구분할 수 있는 특징 데이터를 추출하여야 한다. 본 논문에서 이 특징 데이터는 fingertip을 검출하고 라벨링 한 후, 엄지, 검지와 중지 사이의 각을 이용한다. Fingertip은 “손의 전체 외각선의 곡률 데이터 중에서 가장 작은 곡률을 보이는 지점”이라는 가정을 전제로 한다. 이를 위해 먼저 손의 외각선 포인트들을 추출[9]한 후, 현재 위치(cur)로부터 양쪽으로

일정 간격(len)에 위치한 두 개의 위치 벡터의 내적으로 코사인 값을 이용한다. 이렇게 모든 외각선 포인트들에 대해 곡률을 추출하면 전체 곡률 데이터를 얻을 수 있다. 그 후 일정 곡률 이하의 값은 제거하여, fingertip으로 추정되는 영역만을 남긴다. 라벨링은 영상 내에서 서로 떨어져 있는 객체 영역들을 구별할 때 사용되는 군집화 알고리즘으로, 각 객체마다 고유번호를 정해주는 역할을 한다. 본 논문에서 라벨링 알고리즘은 Grass Fire 알고리즘을 사용하였다. 본 논문에서는 동작 인식에 필요한 특징을 둘로 나누었다. 먼저 move 동작에 사용되는 특징은 fingertip들의 변위로써, 본 논문에서는 중지의 변위를 사용하였다.

본 논문에서는 그림 5와 같이 검지와 엄지를 잇는 선분과, 중지와 검지를 잇는 선분의 사이각이 move 동작에 둔감하게 변하며, click 동작에 민감하게 변한다는 점에 착안하여 이를 특징 데이터로 이용하였다.

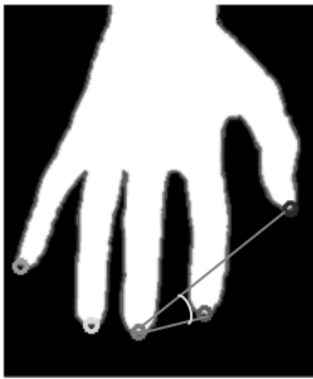


그림 5. 사용된 특징데이터

Move 동작은 fingertip들의 변위벡터를 이용하여 추출할 수 있으며, 본 논문에서는 중지의 변위 벡터를 이용하여 추출하였다. Click 동작은 추출된 특징 데이터가 급변할 때, 즉 특징 데이터의 고주파 성분을 감지하여 추출한다.[9] 이 때 일련의 필터링 과정을 거쳐서, 고주파 성분을 강화하고 저주파 성분을 억제한다. 이는 click 동작에 해당되는 고주파와 move나 회전 동작에 해당되는 저주파를 더욱 뚜렷이 구분하기 위함이다. 이를 위해 먼저 저주파 통과 필터를 이용하여 노이즈 데이터를 제거하고, 고주파 통과 필터를 이용하여 고주파 성분을 강화한다. 본 논문에서는 저주파 통과 필터로서 Median 필터를 이용하였다. 또 고주파 통과 필터로서 2차 미분 마스크 필터를 이용하였다.

2.3 실험 결과

실험에 사용된 카메라는 Point Grey 사의 Firefly MV FMVU-03MTM 기종이며 30 FPS의 속도로

Grey Scale 이미지를 획득한다. 사용된 PC는 인텔 i7 CPU, 4G RAM, 32 bit Windows7 운영체제를 탑재하였다. 제안하는 방법의 속도는 카메라의 입력 시간(30 fps)를 제외하면 150 FPS를 보였다. 정확성을 검증하기 위해 5명의 사용자가 키보드 모양으로 제작된 문자 입력 화면을 A부터 Z까지(26개) 순서대로 클릭하면서 성공한 횟수를 기록하였다. 문자를 클릭했는데 클릭이 되지 않거나, 클릭하지 않았는데 클릭이 되었을 경우는 실패로 간주하였다.

	Trial 1	Trial 2	Trial 3	Average
User1	24	25	26	25(96%)
User2	25	26	26	25.67(99%)
User3	25	25	26	25.33(97%)
User4	26	24	26	25.33(97%)
User5	23	26	26	25(96%)

표 1. 클릭 성공 횟수

III. 결론

본 논문에서는 적외선 카메라를 이용하여 손동작을 인식하는 인터페이스를 구현하는 방법에 대하여 기술하였다. 적외선 카메라를 이용하여 저비용으로 정확한 실루엣 이미지를 구할 수 있었고, 외각선의 곡률 정보를 이용하여 fingertip을 검출하였다. 이 후 fingertip들의 상관관계를 이용한 특징데이터를 주파수 공간에서 해석함으로써 click동작 구분이 가능했다. 제안하는 방법을 이용하면 간단한 방법으로 click과 move동작을 인식하는 손동작 인식 인터페이스를 구축할 수 있다. 하지만 click여부를 인식함에 있어서 손가락을 눌렀다 뺐는지는 분간이 가능하나 손가락이 눌려진 상태인지 그렇지 않은지는 분간할 수 없다는 한계가 있다. 이는 fingertip 특징 선정에 있어 scale정보를 반영할 필요가 있다.

본 연구는 미래부가 지원한 2013년 정보통신·방송 (ICT) 연구개발사업의 연구결과로 수행되었음.

참고문헌

[1] I. F. Ince, M. S. Garzon, and T. C. Yang, "Hand Mouse: Real time hand motion detection system based on analysis of finger blobs", International Journal of Digital Technology and its Applications, Vol. 4, No. 2, pp. 40-56, 2010.

- [2] S. Koepnick, R. V. Hoang, M. R. Sgambati, D. S. Coming, E. A. Suma, and W. R. Sherman, "RIST: Radiological Immersive Survey Training for Two Simultaneous Users", Computers & Graphics Special Issue on Graphics for Serious Games, Vol.34, No. 6, pp. 665-676, 2010.
- [3] Q. Chen, N. D. Georganas, and E. M. Petriu, "Real-time vision based gesture recognition using haar-like features", In Proceeding of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, pp. 1-6, 2007.
- [4] C. C. Hsieh, D. H. Liou, and D Lee, "A real time hand gesture recognition system using motion history image", 2010 2nd international conference on signal processing systems(ICSPS), Vol. 2, pp.394-398, 2010.
- [5] 안명수, 강대성, "몰입형 인터페이스를 위한 손동작 인식 알고리즘에 관한 연구", 한국정보기술학회논문지 10(30), 189-194, 2012.3.
- [6] R. Brunelli, "Template Matching Techniques in Computer Vision: Theory and Practice", Wiley, 2009.
- [7] 김광백, "손의 형태학적 정보와 윤곽선 추적 기법을 이용한 손금 추출 및 분석", 한국전자통신학회 논문지, 제 6권, 제 2호, pp. 243-248, 2011년 4월.
- [8] Suzuki, S. and Abe, K., Topological Structural Analysis of Digitized Binary Images by Border Following. CVGIP 30 1, pp 32-46, 1985.
- [9] NOBUYUKI OTSU, A Tlreshold Selection Method from Gray-Level Histograms, 2EEE TRANSACTIONS ON SYSTREMS, MAN, AND CYBERNETICS, VOL. SMC-9, NO. 1, JANUARY 1979.

미소 혈관내 백혈구 운동의 자동 검출법

*김응규, 임재원

한밭대학교 정보통신공학과

e-mail : kimeung@hanbat.ac.kr, wodjslek@nate.com

Automatic Detection Method of Leukocyte Motions in a Microvessel

*Eung-Kyeu Kim, Jae-Won Lim

Dept. of Information and Communication Engineering,

Hanbat National University

Abstract

In this paper, we propose an automatic detection method of the motion of the leukocytes in a microvessel using spatiotemporal image analysis. The motion of the leukocytes that adhere to vessel walls can be visualized as the motions along the walls contours in images. We use the constraint that the leukocytes move along vessel wall contours to generate a spatiotemporal image, and the leukocyte motions are detected using the methods of spatiotemporal image analysis. A result of experiments, the proposed method can stably detect the leukocyte motions even when multiple leukocyte traces intersect each other.

I. 서론

혈구의 동태 해석은 생리학의 분야에 있어서 중요한 주제중의 하나가 되고 있다. 미소 혈관 중에서 벽에 부착하는 백혈구와 혈관벽 사이의 상호 작용 해석에 있어서 백혈구의 속도가 중요한 지표가 된다. 혈관벽 부착성을 반영하는 백혈구의 속도와 백혈구 대상의 생리적 상태와의 관련성을 조사함으로써 생체 방어기 순

서 해명의 단서를 포착할 수 있다. 미소혈관을 흐르는 혈구의 대다수는 적혈구 이다. 이것에 비해 백혈구는 그 수가 적고, 대부분의 백혈구는 혈관에 부착하면서 느린 속도로 흐르고 있다. 이들 비디오 영상을 한 장씩 보더라도 거의 어떤 것도 알 수는 없지만 동영상으로 보면 백혈구가 고속 대량의 적혈구 흐름속에서 느린 속도로 드물게 한 개씩 흘러가는 것을 발견할 수 있다. 영상중에서 혈관 중앙부근에 존재하는 백혈구는 대량의 적혈구에 가려져 발견하기가 매우 어렵지만 혈관벽에 가까운 백혈구는 적혈구의 축 집중 효과[1]에 의해 발생하는 투명한 혈장층의 상부를 흐르기 때문에 적혈구에 가려지는 일이 적게되어 어느정도 발견할 수 있다.

기존의 경우 백혈구의 속도 측정법은 한 장면씩 사람의 손에 의해 해석을 행하기 때문에 그것에 수반되는 노력 및 측정값의 정확도와 재현성 등의 문제가 존재하였다. 그래서 이번 연구에서는 혈관벽에 부착하면서 혈관속을 흐르고 있는 백혈구를 자동적으로 검출하고 측정하는 것을 목표로 하였다.

영상으로부터 외관상의 속도를 구하는 기존 방법으로서 상관법과 구배법이 제안되어 왔지만[2] 본 논문에서 대상으로 하는 잡음과 방해 성분이 많은 조건 하에서 이들 기존 방법으로 백혈구를 검출한다는 것은 매우 어려운 일이다. 한편, 적혈구의 축 집중 현상에 의해[1] 영상중에서 혈장층 부근의 백혈구를 어느정도

관찰할 수 있다. 이를 위해 미소 혈관벽 바로 안쪽에 보이는 혈장층에 연한 부분으로부터 잡음에 의한 영향이 적은 백혈구 운동 정보의 획득을 기대할 수 있다. 그러므로 본 연구에서는 미소 혈관 혈장층의 공간 위치를 스네이크(snake)에 의해 탐색하여 미소 혈관에 따른 시공간 영상을 자동적으로 생성하여 검출하는 방법을 제안한다.

II. 혈구의 문제 및 처리방법

그림 1은 생쥐(mouse)의 장(intestine)사이의 막(membrane)에 존재하는 미소 혈관을 현미경으로 촬영한 영상 계열로부터 2개의 영상 프레임을 나타낸다. 각각 첫번째의 프레임과 31번째의 프레임으로 그 크기는 640×200 화소이며, 각 프레임 간의 시간 간격은 $1/30[\text{sec}]$ 이다. 그림 1에 나타난 바와 같이 영상 계열에 있어서 한 개의 프레임만을 보면 혈관속에는 많은 적혈구를 포함하고 있기 때문에 백혈구의 발견은 쉽지 않은 일이다. 그러나 연속적으로 영상계열을 관찰해 보면 적혈구는 보통의 비디오에서 추적할 수 없을 정도로 빠르게 흐르고 있다. 한편, 혈관벽에 부착하면서 흐르고 있는 백혈구는 비교적 속도가 느려서 그 운동을 관찰할 수 있다. 그림 2에 나타난 바와 같이 적혈구의 축 집중 현상과 백혈구 주변의 녹색 현상에 의해 미소 혈관의 바로 안쪽에 투명한 혈장층이 존재한다. 혈장층 상부에서는 적혈구와 겹치지않아 백혈구의 움직임을 비교적 선명하게 포착할 수 있다. 본 연구에서는 백혈구 운동의 안정한 자동 검출을 행하기 위해 혈장층의 백혈구 추출을 목표로 한다. 그렇게하기 위해 혈장층의 정확한 위치 결정을 행해 그것을 공간축으로 하는 시공간 영상을 생성하여 백혈구 궤적의 영상화를 행한다.



그림 1. 미소혈관의 현미경 영상(첫 번째 프레임)

우선, 생체 자신의 운동에 의해 영상 계열에 있어서 각 프레임에는 전체적으로 평행 운동이 발생하고 있다. 이것을 제거하기 위해 정규화 상관법에 의한 템플레이트 조합(template matching)을 행한다.

다음으로, 혈관 영역내의 각 화소에서는 시간 분산이 크고, 혈관 영역외에서는 시간 분산이 작아 시간

분산이 큰 장소를 혈관 영역이라고 한다. 각 위치의 시간 분산을 나타내는 시간 분산 영상에 대해서 자동적으로 2치화를 행하여 혈관 영역을 추출한다.

그 다음으로, 혈관 영역의 경계선을 B-스플라인(B-spline) 함수로 나타낸다. 2치화에 의해 추출된 혈관 영역의 경계선 데이터는 이산 데이터로 속도의 추정에 중요한 경계선에 따른 거리를 연속량으로 나타낼 수가 없다. 그래서 이들 데이터를 샘플링 점으로 해서 B-스플라인을 혈관 영역의 경계선에 적용시킴으로써 혈관 영역의 경계선을 연속 함수로 나타낼 수 있다.

최종적으로, B-스플라인으로 결정한 혈관 영역의 경계선을 초기값으로 해서 스네이크(snake)에 의해 밝은 영역인 혈장층을 나타내는 공간축의 위치를 정밀하게 결정한다. 적혈구는 혈장층에 따른 공간축을 기초로 하여 시공간 영상을 획득함으로써 상대적으로 선명한 백혈구의 운동 궤적을 영상화할 수 있다.

III. 혈관 영역의 추출

영상 계열에 있어서 생체 자신의 운동에 의해 전체적으로 작은 평행 운동만 존재하기 때문에 전처리로서 이들 평행 운동을 제거할 필요가 있다. 이를 위해 영상 계열의 각 프레임 영상에 대해 정규화 상관법[3]에 의한 템플레이트 조합(template matching)에 의한 위치 정합을 행한다. 템플레이트 조합에 의한 위치 정합의 성공률과 정확도를 높이기 위해 복수개의 템플레이트를 사용한다. 본 연구에서 사용한 영상에서는 단 1개의 템플레이트를 사용하더라도 매우 양호하게 평행 이동량을 추정할 수 있다. 이에 반하여 템플레이트 선정 방법이 좋지않은 경우, 오정합(mismatching)을 일으킬 가능성이 있다. 이 오정합을 제거하기 위해 영상 계열중의 참조 영상에 있어서 임의로 결정한 그림 3에 나타난 20×20 화소들의 정사각형인 $k(k > 2)$ 개의 템플레이트를 사용한다. 그 k 개의 템플레이트를 $i(1 < i < k)$ 개씩 조합한다. 이와같은 양호하지 못한 템플레이트를 제거하기 위해 각 시각 t 에 있어서 평행 이동의 표준 편차 $S_i(t, w)$ 가 최소가 되는 조(group)에 있어서 평균 이동값을 결과로서 출력함으로써 큰 위치 이탈을 일으킨 오정합 템플레이트를 제거한다.

혈구는 혈관 영역내를 흐르기 때문에 시간 변화에 따른 농도값의 시간 분산이 크게되면 혈관 영역이라고 판정할 수 있다. 이를 위해 위치 정합된 영상 계열로부터 각 화소 위치의 시간 분산을 나타내는 그림 4와 같은 시간 분산 영상을 구한다. 시간 분산 영상 $S(x, y)$ 는 다음 식으로 표시된다.

$$S(x,y) = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (I_i(x,y) - \bar{I}(x,y))^2 \quad (1)$$

여기에서,

$$\bar{I}(x,y) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n I_i(x,y) \quad (2)$$

$I_i(x,y)$ 는 위치 정합이 끝난 영상 계열의 i 번째 영상이고, 또한 n 은 영상의 매수이다. 그림 4에 나타낸 바와 같이 효과적으로 혈관 영역이 강조되었다.

최종적으로, 시간 분산 영상을 2치화 한다. 우선, 시간 분산 영상을 그림 5와 같이 $\sigma=1$ 화소의 가우스 필터(gaussian filter)로 평활화한 후 문헌 [4]의 자동 문턱값 선정법에 기초하여 자동적으로 2치화를 행하여 그림 6에 나타낸 혈관 영역을 추출한다. 백혈구 운동의 궤적을 추출하기 위해 시공간 영상을 생성한다. B-스플라인 함수에 의한 혈관 영역의 경계선을 유연한 연속 함수로 표현한 후, 스네이크(snake)를 이용해서 혈장층에 따른 공간 위치인 공간축을 설정한다. 이 시공간 영상은 혈관 영역의 경계선에 따른 방향을 공간축으로 하고 세로 방향을 시간 축으로 한다.

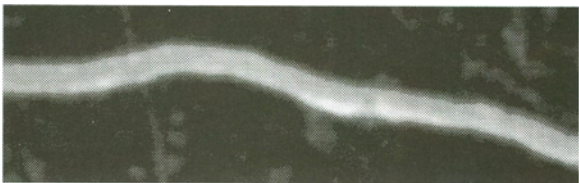


그림 5. 가우시안 필터 평활화에 의한 시간 분산 영상

IV. 실험 결과

4.1. 템플레이트 조합 결과

각각의 계열에 있어서 5개의 템플레이트를 각각의 템플레이트 조합을 행한 결과를 그림 3에 나타냈다. 위치 정합은 선택한 템플레이트의 검출 위치 평균을 일치시켜서 행한다. 몇 개의 템플레이트를 조합시키면 양호한지를 조사하기 위해 검출 템플레이트 위치의 평균 이동량으로부터 편차의 표준 편차 $S_d(t,w)$ 를 구하였다. 각 조합 템플레이트 수 i 에 대해 조합 w 를 변경시켜 최소 $S_d(t,w)$ 를 구하였다. 본 실험에서는 모든 계열에서 $Min_w[S_d(t,w)] > 0.5$ 가 되는 프레임 수가 0(zero)이 되는 최대의 템플레이트 수 i 로서 $i=3$ 을 사용하였다. 그 결과, 템플레이트 수 $i=3$ 에서 모든 계열에 있어서 $Min_w[S_d(t,w)] > 0.5$ 가 되는 프레임은 없어 오정합을 효과적으로 제거할 수 있었다. 일반적으로 오정합이 포함되지 않는 경우 많은 템플레이트에

서 추정값의 평균을 취하는 쪽이 정확도가 향상된다.

V. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 시공간 영상 해석을 이용한 미소 혈관에 있어서 백혈구 운동을 자동적으로 검출하는 한가지 방법을 제안하였다. 혈관벽에 부착하는 백혈구의 운동은 영상에 있어서 벽의 윤곽선을 따라 운동하는 것으로 시각화될 수 있다. 여기에서는 시공간 영상을 생성하기 위해 백혈구가 혈관벽의 윤곽선을 따라 움직인다는 구속 조건을 사용함으로써 백혈구 운동을 검출하였다. 실험 결과, 제안된 방법은 여러개의 백혈구 흔적이 서로 교차할 때에도 안정하게 백혈구 운동을 검출할 수 있음을 나타냈다.

참고문헌

- [2] B. P. Fleming, B. Klitzman, and W. O. Johnson, "Measurement of erythrocyte velocity by use of a periodic differential detector", American Journal of Physiology, Vol.249, Heart Circ.Pysiol.18, H899-H905, 1985.
- [3] R. C. Bolles and H. H. Baker, "Epipolar plane image analysis: a technique for analyzing motion sequence, Proc. 3rd Int. Symposium on Robotics Research, pp.41-48, 1986.
- [4] U. H. von Andrian, J. D. Chambers, L. M. Mcevoy, R. F. Bargatze, K. E. Arfors, and E. C. Butcher, Two-step model of leukocyte-endothelial cell interaction in inflammation: distinct roles for lecam-1 and the leukocyte β_2 integrins in vivo", Proc. Natl. Acad. Sci. USA, Vol.88, pp. 7538-7542. 1991.
- [5] C. Y. J. Yip, S. Y. Aggarwal, K. R. Diller, and S. C. Bovik, "Simultaneous multiple site arteriolar vasomotion measurement using digital image analysis", Microvaslular Research, Vol.41, pp.73-83, 1991.
- [6] S. E. Umbaugh, Computer Imaging Digital Image Analysis and Processing, A CRC Press Book, pp.328-355, pp.377-391, 2005.

다수의 광각 카메라를 이용한 로봇청소기 테스트 시스템

*황희정, 장진원, 김선일, 백광렬
부산대학교 전기전자공학부
e-mail : *dreammhj@nate.com,*

jinwon@pusan.ac.kr, sunil.kim@pusan.ac.kr, krbaek@pusan.ac.kr

The Test System of Robot Vacuum Cleaner using Wide Angle Camera Array in a Wide Area

*Hee-Jung Hwang, Jin-Won Jang, Sun-Il Kim and Kwang-Ryul Baek
School of Electronic and Electrical Engineering
Pusan National University

Abstract

In this paper, calibrating distortion and object search algorithm for using multiple wide angle cameras in a hall is proposed. In order to monitor a hall with a minimum of camera, wide angle lens is used. Distorted image is calibrated by transformation matrix. According to camera's angle of view and height of position which is installed camera, the number of cameras are selected. Also projective transformation is used for reducing camera position error and initializing region of interest. Proposed algorithm is applied to various movement of robotic vacuum cleaner and robustness of algorithm is verified.

I. 서론

기술의 발달로 인해 인간의 역할을 대신하는 무인 로봇에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다. 무인 로봇을 산업 현장에서 활용하기 위해 다양한 환경에 대한 반복적인 실험이 필요하다. 그렇기 때문에 로봇을 감시할 수 있는 무인 로봇 감시 시스템이 필요하다.

본 논문에서는 로봇 청소기의 동작을 무인으로 감시하기 위한 시스템을 제안한다. 기존에는 로봇 청소기의 동작 테스트를 위해서 실제 집과 같은 환경을 만들어 놓고 장시간 동작 시키는 것을 사람이 직접 감시를 했다. 본 논문에서는 이 작업을 무인으로 24시간 감시하기 위한 시스템을 제안한다.

본 논문에서는 시스템의 복잡성과 정보량의 부족, 왜곡을 최소화하기 위해 광각 렌즈가 장착된 다수의 카메라를 이용한 물체 탐색 시스템을 제안한다. 알고리즘을 적용하기 전처리 단계로서 광각 렌즈의 화각과 천장의 높이를 이용해서 필요한 카메라의 최소 개수를 결정하는 방법을 소개한다. 그리고 광각 렌즈의 왜곡과 카메라의 위치에 대한 오차를 영상 변환 기법을 사용해서 보정 및 여러 대의 카메라로부터 얻어진 영상을 정합한다. 마지막으로 물체를 인식하기 위해 물체의 특징에 기반을 두는 인식 알고리즘을 제안한다. 또한 제시한 알고리즘을 다양한 상황에 적용시켜보고 그 결과를 통해 검증하였다.

II. 본론

2.1 카메라 배치

본 논문에서 제안하는 시스템을 구성하기 위해서 먼저 화각에 따른 감시영역을 계산한다.

$$\begin{aligned}
 A_x &= 2h \tan \frac{\alpha_x}{2} \\
 A_y &= 2h \tan \frac{\alpha_y}{2}
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

α_x 는 가로 방향 화각, α_y 는 세로 방향 화각, h 는 카메라와 감시하고자 하는 공간까지의 거리이고, A_x , A_y 는 감시하고자 하는 공간의 가로와 세로의 길이이다. 각 카메라에서 감시하는 물체가 모두 보이게 하기 위하여 물체 크기보다 넓은 영역이 겹쳐지게 카메라를 배치한다. 이에 따른 카메라 배치도가 그림 1에 나타나 있다.

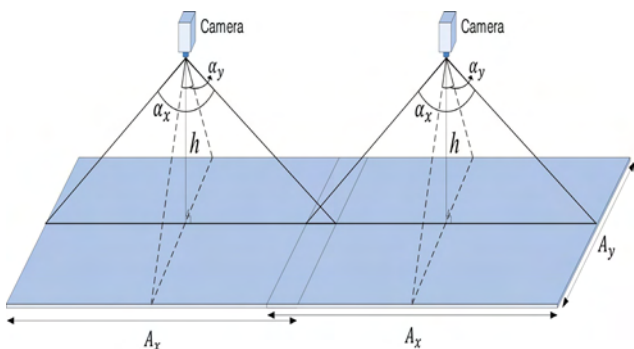


그림 1. 카메라 배치

2.2 렌즈 왜곡 보정

배치된 광각 카메라로부터 얻어진 영상의 왜곡은 내부 요소와 외부 요소에 의해서 나타난다[1]. 외부 요소는 카메라의 위치에 관련하며 내부 요소는 카메라의 특성에 관련한다. 렌즈에 의한 왜곡은 내부 요소에 기인하는데 본 논문에서는 방사 왜곡과 접선 왜곡만을 다룬다.

렌즈 왜곡 보정을 위해 LCD패널에 출력된 체스 판 모양의 영상을 사용하였고 이미지 워핑(image warping) 기법을 이용해 렌즈 왜곡을 보정 하였다[2]. 종이에 인쇄된 영상에 비해 LCD패널에 출력된 영상은 평면성이 보장되고 사이즈, 해상도 변경이 쉽다는 장점이 있다.

본 논문에서는 변환 행렬을 만들어 왜곡 보정한다. 변환 행렬을 만들기 위해 표준 영상에서의 교차점 좌표와 왜곡된 교차점 좌표가 필요하다. 변환 행렬의 계수를 계산하기 위해 얻어진 좌표를 식 (2)에 대입해 계산식을 만든다[3].

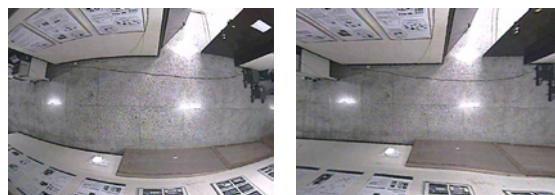
$$\begin{aligned}
 x &= \sum_{i=0}^N \sum_{j=0}^{N-i} a_{ij} u^i v^j \\
 y &= \sum_{i=0}^N \sum_{j=0}^{N-i} b_{ij} u^i v^j
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

a_{ij} , b_{ij} 는 변환 계수들이고 u, v 는 표준 영상에서의 교차점, x, y 는 입력 영상에서의 교차점, N 은 차수이다. 식 (1)을 행렬로 만들면 다음과 같다.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_1 & y_1 \\ x_2 & y_2 \\ \vdots & \vdots \\ x_M & y_M \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & v_1 & v_1^2 & \cdots & u_1^{N-1} & u_1^N \\ 1 & v_2 & v_2^2 & \cdots & u_2^{N-1} & u_2^N \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & v_M & v_M^2 & \cdots & u_M^{N-1} & u_M^N \end{bmatrix}}_{\mathbf{U}} \underbrace{\begin{bmatrix} a_{00} & b_{00} \\ a_{01} & b_{01} \\ \vdots & \vdots \\ a_{N0} & b_{N0} \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}}
 \tag{2}$$

일반적으로 \mathbf{U} 는 정사각행렬이 아니기 때문에 \mathbf{T} 를 구하기 위해서 식 (3)을 사용한다.

$$\mathbf{T} = (\mathbf{U}^T \mathbf{U})^{-1} \mathbf{U}^T \mathbf{D}
 \tag{3}$$



(a)입력 영상 (b)보정 영상
그림 2. 렌즈 왜곡 보정

2.3 영상 정합

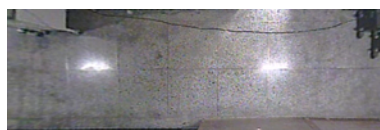
렌즈에 의한 왜곡이 보정되면 카메라 위치에 대한 오차를 보정한다. 카메라 위치에 대한 오차를 보정하기 위해 호모그래피(homography)를 이용해 사영 변환을 하였다[3]. 컴퓨터 비전에서의 호모그래피는 하나의 평면을 다른 평면으로 옮기는 변환을 의미한다. 이러한 변환을 이용하면 영상 평면과 객체 평면 사이의 오차를 줄일 수 있고 우리가 원하는 관심 영역을 추출 할 수 있다.

$$[x' \ y' \ z'] = [x \ y \ 1] \begin{bmatrix} h_{00} & h_{01} & h_{02} \\ h_{10} & h_{11} & h_{12} \\ h_{20} & h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}
 \tag{6}$$

그림 3의 (a)에 선으로 표시된 영역이 관심 영역이며 (b)는 변환 결과 이다.



(a)관심 영역

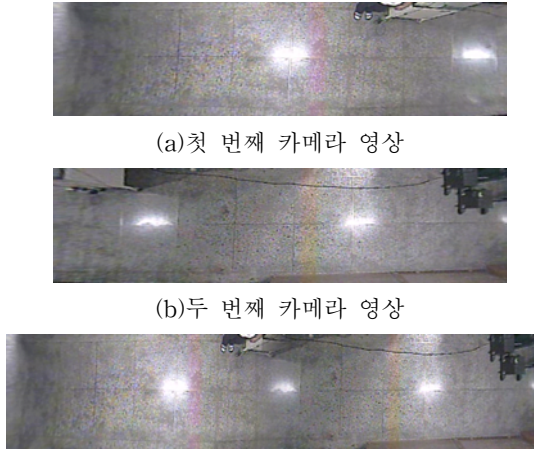


(b)사영 변환

그림 3. 사영 변환

여러 대의 카메라로부터 얻어진 영상을 각각 보정 및

관심영역을 추출하고 난 뒤 영상들을 하나의 영상으로 합치기 위해서 본 논문에서는 알파 블렌딩(alpha blending) 기법을 사용하였다. 그림 4에 알파 블렌딩 결과가 나타나 있다.



(a) 첫 번째 카메라 영상

(b) 두 번째 카메라 영상

(c) 알파 블렌딩 결과

그림 4.

2.4 객체 분할

정합된 영상에서 탐색 영역을 설정하고 이진화와 레이블링을 이용해 물체 분할을 하였다. 이진화는 클러스터링 기반 이진화 방법 중 Otsu 방법을 사용하였다[4]. Otsu 방법의 경우 배경의 밝기와 물체 밝기의 차이가 클 경우에는 물체를 잘 분할하지만 영상의 가장자리에서와 같이 배경과 물체의 밝기가 전반적으로 비슷해지면 Otsu 방법을 이용해 물체를 분할 할 수 없다. 이러한 문제를 해결하기 위해서 Otsu 방법을 이용한 이진화로 분할에 실패하면 분할에 성공한 5개 Otsu 임계값의 평균을 사용하여 이진화했다. 이진화 후에 남아있는 잡음을 제거하기 위해서 모폴로지 닫기 연산을 하였고 4-이웃 연결성 레이블링을 사용하였다.



(a) 입력 영상

(b) Otsu

(c) 모폴로지

그림 5.

2.5 객체 인식

물체가 분할이 되면 물체에 대한 특징을 판별한다. 물체를 판별하기 위해 사용할 수 있는 특징으로는 기하학적 특징, 경계선 대조 특징, 형태 규칙성 특징, 공간적 일관성 특징, 외곽선 특징 등이 있다[5]. 이러한 특징 중에서 본 논문에서는 종횡비(aspect ratio), 면적(area), 점유율(occupy ratio)과 원형도(circular ratio)를 사용했다.

이 특징들은 레이블링 된 영역의 각 연결 성분들을 이용해 판별된다.

종횡비는 레이블링 된 영역 중 너비와 높이의 비가 비슷한 특징을 이용해 종횡비가 비슷하지 않은 연결 요소들을 제거를 하는 특징이다.

$$F_{Aspect} = \max(w/h, h/w) \quad (7)$$

w 는 인식된 물체의 외접사각형(bounding box) 너비, h 는 높이, $\max(w/h, h/w)$ 는 w/h 와 h/w 중 큰 값을 취하는 것을 뜻한다. 왜곡이 없는 물체의 종횡비는 같으므로 초기 값을 1로 설정하고 인식 하기 위한 범위로 $\pm 15\%$ 의 여유를 두었다.

면적은 물체의 크기에 비례하며 물체의 크기가 지나치게 크거나 작은 요소를 제거하는 특징이다.

$$F_{Area} = \text{Number of pixel} \quad (8)$$

*Number of pixel*은 레이블링 된 영역의 화소의 개수를 뜻하며 실험에 사용된 물체의 크기는 왜곡이 없는 경우 가로와 세로의 길이가 약 40화소 이므로 1600을 초기 값으로 설정하고 인식하기 위한 범위로 $\pm 40\%$ 의 여유를 두었다.

본 논문에 사용된 이동 물체는 매 프레임 규칙적으로 모서리가 둥근 사각형 형태를 보인다. 즉 삼각형, 원형에 비해 높은 점유율을 가질 것이고 이러한 특징을 이용해서 물체를 구별한다.

$$F_{Occupy} = \frac{F_{Area}}{w \times h} \quad (9)$$

끝이 둥근 특징 때문에 초기 값을 0.9로 설정하고 인식 하기 위한 범위로 $\pm 10\%$ 의 여유를 두었다.

외곽선의 길이와 연결성분의 개수를 이용해서 원형도를 판별한다[6].

$$e = \frac{4\pi \times F_{Area}}{l^2} \quad (10)$$

l 은 물체의 외곽선의 길이를 뜻한다. 물체는 사각형과 원형의 특징을 모두 가지고 있기 때문에 원과 사각형의 원형도의 절반인 0.9를 초기 값으로 설정하고 물체를 인식하기 위한 범위로 $\pm 40\%$ 의 여유를 두었다.

2.6 객체 탐색

앞서 설명한 특징들을 통해서 탐색하고자 하는 물체로 인식이 되면 물체의 외접사각형의 중심을 물체의 중심위치로 설정한다. 이 때 유사한 물체가 2개 이상 인식되면 이전에 인식된 좌표로부터 가장 가까운 물체를 인식하고 인식된 물체의 중심위치를 기준으로 초기에 설정된 원도

우를 이동시킨다.

III. 실험결과

영상 입력을 위해 사용된 카메라는 1/3인치 CCD 카메라인 LG社의 L320-DN을 사용하였다. L320-DN은 C/CS-마운트 렌즈를 장착할 수 있으며 NTSC출력이고 최대 화각은 127도이다. 알고리즘을 구현하기 위해 PC를 이용했으며 사양은 CPU는 Intel Core i5 2.5GHz, RAM은 8GB이다. 구현에 사용된 프로그램은 알고리즘의 전체적인 실행을 위해 Visual Studio 2010을 사용하였다. 또 실험에 사용된 이동물체는 LG社의 로봇청소기 VR6260LVM를 사용했으며, 로봇청소기의 크기는 340mm x 340mm x 89mm이다. 카메라는 바닥에서 수직으로 천장에 설치하였다. 복도의 바닥부터 설치된 카메라까지의 높이는 2.4M이며 그림 6에 실험 환경이 나타나 있다.

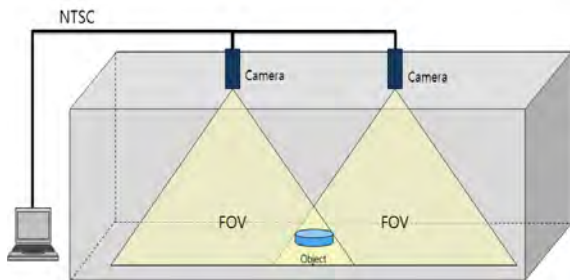


그림 6. 실험 환경

본 논문에서는 렌즈 왜곡 보정과 영상의 정합 및 물체 탐색 알고리즘을 검증하기 위하여 그림6과 같이 카메라를 복도에 설치하였다. 그리고 복도에 있는 로봇 청소기를 이용하여 물체탐색 알고리즘을 검증해 보았다. 각 그림의 큰 사각형은 탐색 영역이고 작은 사각형은 검출된 물체의 외접사각형이다.

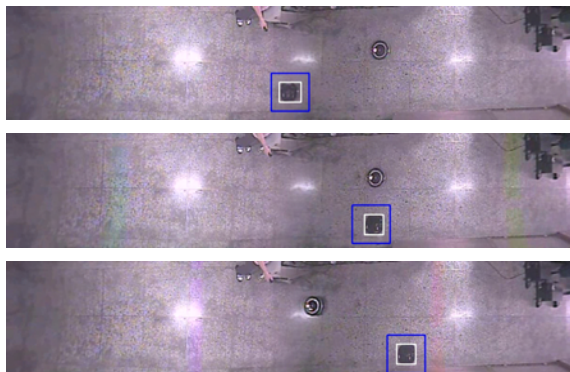


그림 7. 윈도우 내에 추적물체만 있는 경우

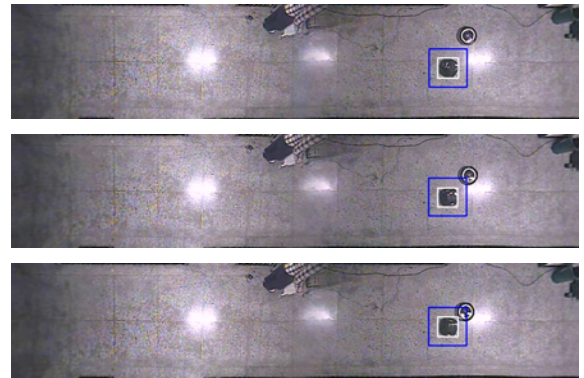


그림 8. 윈도우 내에 유사한 물체가 있는 경우

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 넓은 공간을 감시하기 위해 얻어진 다수의 영상들의 왜곡을 변환 행렬을 이용해 렌즈 보정하였다. 또 보정된 영상들을 정합하고 물체의 특징 값들을 추출하여 물체를 탐색 할 수 있다는 것을 보여주었다. 또한 제안하는 알고리즘은 노이즈와 조명의 변화에 강인한 성능을 보여주었다. 구현된 시스템은 카메라 2대에 국한되어 있지만 본 논문에서 제안한 알고리즘으로 더 넓은 공간에서 더 많은 수의 카메라를 이용하는 시스템에도 확장 시킬 수 있을 것으로 기대 된다. 차후 집안 전체를 여러 대의 카메라로 감시하는 것이 목표이다.

참고문헌

- [1] 이광진, “렌즈 왜곡 영상을 위한 자동 보정 방법,” 공학석사학위논문, 한양대학교 전자공학과, 1999.
- [2] L. Zhang, “A practice method for calibrating omnidirectional cameras using LCD panel,” *IEEE International Conference on Information and Automation*, p. 352-357, Jun, 2009.
- [3] G. Wolberg, *Digital Image Warping*, IEEE Computer Society Press, p. 52-65, Aug, 1990
- [4] N. Otsu, “A threshold selection method from gray level histograms,” *IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics*, vol. SMC-9, no. 1, pp. 62-66, Jan, 1979.
- [5] K. ZHU, “Automatic character detection and segmentation in natural scene images,” *Journal of Zhejiang University SCIENCE A*, vol. 8, no. 1, pp. 63-71, Jan, 2007.
- [6] 강동중, *Visual C++을 이용한 디지털 영상처리*, 사이텍미디어, pp. 259-261, 2003.

블랙박스 영상을 이용한 실내 주차장의 주차 위치 정보 추출

*황희정, 장진원, 김광옥, 백광렬
부산대학교 전기전자공학부
e-mail : *dreammhj@nate.com,*
jinwon@pusan.ac.kr, linux-jo@hanmail.net ,krbaek@pusan.ac.kr,

Algorithm for Parking Position Extraction

Using the acquired Image from Car Black Box in the Interior of Buildings

*Hee-Jung Hwang, Jin-Won Jang, Kwang-Ok Kim and Kwang-Ryul Baek
School of Electronic and Electrical Engineering
Pusan National University

Abstract

This paper proposes an algorithm for a system that recognizes an information of parking position of a vehicles in an indoor parking lot and transmits the position information of vehicles to owner. The proposed algorithm is to extract the information of parking position from acquired images through installed camera on the inside of the car. This paper use the proposed algorithm based on column-related information and other methods(EDF, bilateral filtering and Niblack's method etc.). The experiment results showed that the proposed algorithm was quite successful.

I. 서론

현대의 주위 환경을 살펴보면 대형 백화점 및 마트의 대형 주차시설을 찾을 수 있다. 이곳에서는 차량의 위치 정보를 알려주는 시스템을 설치하여 차량의 위치 정보를 제공하고 있다.

기존의 주차 위치 인식 시스템은 각 주차장에 설치되어 있는 카메라 및 센서를 이용하여 차량의 영상을 획득한다. 이 시스템은 획득한 영상을 분석하여 번호판을 인식한 뒤 그 결과를 기반으로 주차 위치 정보를 제공한다[1]. 하지만

이 방법은 각각의 주차 구역에 카메라 및 센서를 필요로 하므로 주차장의 구역이 넓을수록 많은 설비 투자비용을 필요로 한다.

본 논문에서는 차량 내부에 설치되어 있는 카메라를 이용하여 영상을 입력받기 때문에 설비 투자비용이 현저하게 줄어든다. 제안하는 알고리즘은 차량에서 입력받은 영상에서 각각의 기둥에 나타나 있는 정보를 이용하여 주차 위치 정보를 인식한다. 이 알고리즘은 카메라를 이용하여 번호판을 인식하는 기존의 방법보다 효율적으로 차량 소유주에게 자차의 주차 위치 정보를 알려줄 수 있는 방법을 제안한다.

II. 기둥 강조 기법에 의한 주차 정보 추출

입력받은 그레이스케일 영상에 Sober 마스크를 적용하여 수평, 수직 성분만 남은 이미지를 구한다. 하지만, 에지를 구한 영상을 분석해보면 완전한 수직이 아니라 조금씩 기울어진 수직 성분임을 알 수 있으므로 본 논문에서는 다음의 방법을 제안한다. 기존의 방법들 - Roberts, Prewitt, Sober 등은 대각선 방향을 따라 강한 응답을 갖지 못한다. 그래서 아래의 수식(1)을 적용하여 보다 정확한 기울기 정보를 구할 수 있다.

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{dy}{dx}\right) \quad (1)$$

Lee[2] 등이 제안한 EDF는 각각의 에지 방향에 대한 에

지 크기를 누적한 히스토그램을 말한다. EDF는 다음 수식 (2)와 같다.

$$F(\theta) = \sum_{n(\theta)} \nabla f(x, y) \quad (2)$$

수식 (2)에서 $n(\theta)$ 는 $d(x, y) = \theta$ 인 화소의 개수이며, θ 는 $[0, 180]$ 의 범위의 정수이다.

본 논문에서는 주차정보를 추출하기 위해 기동강조기법을 제안한다. 제안하는 알고리즘은 EDF를 이용하여 수직 기동 부분으로 예상되는 영역을 추출한다. 본 논문에서는 실험적인 값을 이용하여 수직 성분을 $87^\circ \sim 93^\circ$ 에 해당하는 값으로 EDF를 적용하였다.

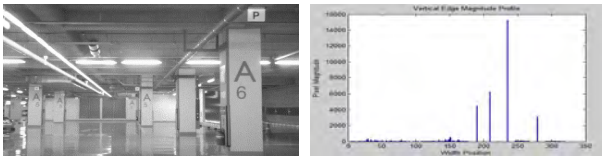


그림 1. (a) 입력 영상 (b)EDF

제안하는 알고리즘에서는 수직 기동 부분으로 예상되는 영역을 입력되는 이미지의 크기에 따라 유동적으로 추출한다. 알고리즘에서는 입력되는 영상의 크기에 대한 기동의 최대 넓이와 기동의 최소 넓이를 설정하여 수직 기동 부분으로 예상되는 영역을 추출한다. 본 논문에서는 기동의 최대 넓이를 입력 영상의 30%로 설정하고 최소 넓이를 3%로 설정하였다.



그림 2. 수직 기동부분으로 예상되는 영역 추출

제안하는 알고리즘에서는 이미지 처리 시간을 단축하기 위해 관심영역을 설정하였다. 제안하는 알고리즘에서는 입력 영상의 위, 아래 영역 정보의 일부는 불필요하다고 가정하고 입력 영상의 나머지 영역을 관심영역으로 설정하였다. 본 논문에서는 입력 영상의 세로 길이에서 위, 아래 20% 정도를 불필요한 영역으로 설정하였다.

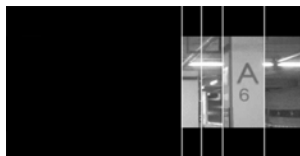


그림 3. 상하 비율을 적용한 관심 영역 결과.

관심 영역에서 경계선을 살리면서 영상을 평활화 하는 방법에는 여러 가지가 있다. 본 논문에서는 양방향 필터를

이용하였다. 양방향 필터는 가우시안 필터에 가중치를 부여한 것으로 커널의 중앙에 위치한 화소의 휘도값과 근방의 화소값이 차이가 클수록 작은 가중치를 적용하여 경계를 보존하면서 평활화를 수행한다.

$$H(p) = \frac{1}{w} \sum_{n \in N} I(n) c_s(p, n) c_f(p, n) \quad (3)$$

$$w = \sum_{n \in N} c_s(p, n) c_f(p, n)$$

$$c(p, n) = \exp\left\{-\frac{1}{2} \left(\frac{d(p, n)}{\sigma_d}\right)^2\right\}$$

$H(p)$ 는 결과 영상, $I(n)$ 은 입력 영상이고 $c(p, n)$ 은 유사도를 나타내는 식이다. 여기서 유사도를 나타내는 식은 거리에 대한 가우시안 함수이다. w 는 양방향 필터의 가중치이며, $c_s(p, n)$, $c_f(p, n)$ 은 도메인 필터 및 레인지 필터로 가우시안 필터를 채택하였다.

양방향 필터를 이용하여 출력된 영상에서 정보 문자 후보 영역을 추출하기 위해 이진화[3]를 한다. 본 논문에서는 조명에 의한 그림자가 진 상태에서도 우수한 성능을 발휘하는 Niblack's Method[4, 5]를 사용하였다.

$$Niblack(x, y) = \begin{cases} 255 & f(x, y) > T_+(x, y) \\ 0 & f(x, y) < T_-(x, y) \\ 0 & \text{others} \end{cases} \quad (4)$$

$$T_{\pm} = \hat{\mu}(x, y, W_B) \pm k \cdot \hat{\sigma}(x, y, W_F)$$

$$\hat{\mu}(x, y, W_B) = \text{Mean}(f(x, y), W_B)$$

$$\hat{\sigma}(x, y, W_F) = \text{Deviation}(f(x, y), W_F)$$

k 는 Niblack's의 가중치로 표준편차필터에 곱해지는 값으로 본 논문에서는 $k = 0.18$ 로 하였다. Niblack's를 수행하고 난 후에 노이즈 제거 및 레이블링 수행을 위해 미디언 필터를 적용하였다.



그림 4. (a)양방향 필터 적용 영상.

(b)ROI 적용 및 NiBlack's 연산 후 미디언 필터 출력 영상.

미디언 필터를 적용한 영상은 레이블링을 이용하여 정보 문자 후보 영역을 구분한다. 구분된 정보 후보 영역은 기하학적·형태학적 특징을 적용하여 문자 정보 영역 유무를 판단한다.

영상에서 문자가 차지하는 영역의 형태를 고려하여 크기가 너무 크거나 작은 정보 문자 후보 영역과 세로에 비해

가로로 너무 길거나 반대인 경우 정보 문자 후보 영역을 제거할 수 있다. 수식 (5)는 문자의 기하학적 특징을 반영한 수식이다.

$$area = width \times height \quad (5)$$

$$geometric = MAX\left(\frac{width}{height}, \frac{height}{width}\right)$$

$$occupy = MIN\left(\frac{white}{black}, \frac{black}{white}\right)$$

$width$ 는 정보 문자 후보 영역의 너비, $height$ 는 정보 문자 후보 영역의 높이를 나타낸다.

$$edge = \frac{I(x, y)}{area} \quad (6)$$

$$I(x, y) : I_{sober}(x, y) > pixel\ value$$

수식 (6)은 문자의 형태학적 특징을 반영한 수식이다. 레이블링 결과 정보 후보 영역에서 그림자로 인한 정보 문자 후보 영역을 제거할 수 있다. 정보 후보 영역에서 정보 영역과 비정보 영역의 경계 성분은 일정한 비율로 나타나므로 비정보 영역을 제거할 수 있는 비율을 설정하면 효과적으로 제거할 수 있다.

다음으로 기둥 영역에서 나타나는 정보의 문자열 특성을 적용한다. 기둥에 나타나는 정보의 문자열 특성은 단일 배경에 문자만 나타나 있는 점이다. 문자 정보 후보 영역의 주위 화소를 고려하면 정보 영역인지 비정보 영역인지 판단할 수 있다.



(a) 정보 문자 후보 영역.
(b) 기하학적, 형태학적 특징 적용.

III. 실험결과

실험환경은 차량에 설치되어 있는 카메라를 통하여 입력 받은 영상을 이용하였다. 획득한 영상은 Window 7 기반의 Visual Studio 2008에서 Intel(R) Core2 Duo @2,40GHz 프로세서를 사용하여 본 논문에서 제안하는 알고리즘을 적용하였다. 그림 6.에 알고리즘을 적용한 이미지를 나타내었다. 실험 결과는 주차장에서 주차 완료시까지 입력받은 영상에서 필요한 기둥의 정보를 놓치지 않고 표시한 확률을 측정하였다. 입력으로 사용한 데이터 영상은 5군데 백화점 및 마트에서 각각 1000장의 이미지를 추출하였다. 표 1.에 그

결과를 나타내었다.

	P
L. Department store	83.5%
H. Department store	89.6%
S. Department store	86.5%
H. Mart	81.1%
E. Mart	80.3%

표 1. 실험 결과.

P는 전체 이미지에서 나타난 문자 정보의 개수에서 잡음 이미지 없이 문자 정보를 찾은 확률이다. 실험결과를 통해 본 논문에서 제안하는 알고리즘이 차량 위치 정보 제공 시스템에 적용되기에 적합하다는 것을 알 수 있다.

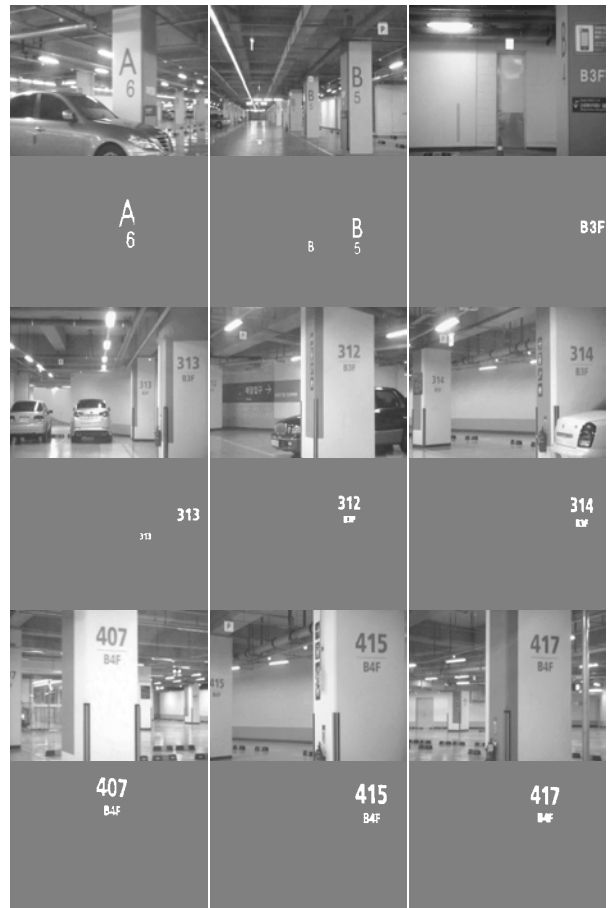


그림 6. 실내 주차장에서의 결과.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 GPS 신호를 이용하지 못하는 실내의 주차장에서 차량의 위치 정보를 찾고자 할 때 차량에 설치되어 있는 카메라를 통해 입력받은 영상에서 위치 정보를 찾

는 알고리즘을 제안하였다.

본 논문에서 제안한 알고리즘은 정보가 있는 기동영역을 관심영역으로 설정하여 관심영역에서만 영상처리를 한다. 알고리즘 검증을 위해 다양한 주차장 이미지를 바탕으로 실험을 수행하였다. 실험을 통하여 실내 공간에서 주차한 차량의 위치를 확인하는 데에 유용성을 확인하였다. 향후 차량 주차 위치 인식 시스템에 적용하여 사용자에게 주차의 위치 정보를 알려줄 수 있다. 차후 여기서 추출된 주변 정보를 스마트폰을 통해서 차량 소유자에게 전송하는 것이 본 논문에서 제안하는 시스템의 완성된 형태이다. 또한 무인 자동차의 자동 주차 시스템에도 응용되어 사용될 수 있을 것으로 기대된다.

참고문헌

- [1] NEXPA SYSTEM, KR-A-1020060017773, "Parking Lot Management System using a Camera," Sep, 2006
- [2] J. W. Lee, U. K. Yi, and K. R. Baek, "A cumulative distribution function of edge direction for road-lane detection," *IEICE Trans. on Information and System*, Vol. E84-D, No.9, Sep, 2001.
- [3] N. Otsu, "A Threshold Selection Method From Gray Level Histograms," *IEEE Transaction on Systems, Man, and Cybernetics*, pp. 62-66, 1979.
- [4] Zhu Kai-hua, Qi Fei-hu, Jiang Ren-jie, Xu Li, "Automatic Character Detection and Segmentation in Natural Scene Images," *Journal of Zhejiang University - Science A*, Vol. 8, No. 1, pp. 63-71, 2007.
- [5] L. Winger, J.A. Robinson, M. ED Jernigan, "Low-Complexity Character Extraction In Low-Contrast Scene Images," *International Journal of Pattern Recognition and Artificial Intelligence*, Vol. 14, No. 2, pp. 113-135, 2000

준초해상도 영상법을 기반한 광섬유 현미경 영상의 손실 정보 복원 방법

이천양, 차영문, *한재호
고려대학교 뇌공학과

e-mail : cy-lee@korea.ac.kr, hanjaeho@korea.ac.kr

Reconstruction method for missing information based on quasi super resolution imaging in optical fiber microscopy

Cheon-Yang Lee, Yeong-Mun Cha, Jae-Ho Han
Department of Brain and Cognitive Engineering
Korea University

Abstract

A quasi super resolution method for improving honeycomb effect by inherent structure of fiber bundle is demonstrated. When images which have offsets in a square pattern are combined, final restored image presents completely removed honeycomb pattern. A image sharpness at the edge is almost preserved to 95% compared with single-fiber image.

I. 연구 배경

광섬유다발의 사용으로 고해상도 영상시스템은 접근하기 어렵고, 현미경 재물대에 놓기 어려운 조직까지 측정한다 [1, 2]. 광학영상을 위한 광섬유다발 사용의 장점은 다발내에 개별적인 광섬유로 빛을 결합함으로써 탐촉자에서 주사없이 조직표면에 여러 점을 측정하는 것이다 [3, 4]. 이러한 장점은 최소 침습적인 영상을 제공하고 잠재적으로 의료진단의 가능성을 향상시킨다 [5, 6]. 하지만, 광섬유다발을 영상을 전달하기 위해 사용될 때, 광학적 누화 이외에도 다발에서 개별적인 광섬유사이의 공간에 의해 해상도는 제한된다 [7, 8]. 이

러한 열화된 해상도는 조직영상에서 필요한 구조적 특징을 나타내는 것을 방해한다.

본 연구에서는 광섬유다발에 의한 벌집무늬 효과를 억제하기 위해 다중영상을 중첩시키는 단순 보간 방법을 구현한다. 제안된 방법은 공간상에서 측면방향으로 광섬유다발 탐침을 위치 이동함으로써 동작한다. 하나의 광섬유 코어 크기만큼의 미세한 움직임은 광섬유다발 기반 영상 전체에 걸쳐 벌집무늬 효과를 보상할 수 있음을 보여주었다.

II. 실험 방법 및 결과

2.1 시료 및 영상 획득

광섬유다발을 영상은 나뭇잎의 해면층을 위쪽에서 바라보는 방향으로 측정했다. 그림 1(a)는 표면에서 2mm × 2mm 크기만큼 광섬유다발로 얻어진 원 영상 (해상도: 600 × 600 픽셀)을 나타낸다. 여기서 광섬유다발구조 때문에 규칙적으로 배열된 벌집무늬가 발생된다. 여기서 밝은 부분은 해면층의 세포이고 어두운 부분은 물이 통과하는 혈관부분을 나타낸다.

2.2 제안된 영상 복원 방법

벌집무늬 효과를 분리하기 위한 제안된 중첩방법을 그림 1(b)에서 도식도로 나타냈다. 제안된 방법을 실행하기 위해서, 광섬유다발 영상 시스템은 측면방향(x-

축, y-축) 이동을 제어해야 한다. 주사형 전자 현미경 (SEM)으로 측정된 광섬유다발의 확대된 단층면의 밝은 원형들은 광섬유다발의 코어부분이고 코어사이 어두운 회색부분은 클래딩 부분을 나타낸다. 벌집무늬 효과를 보강하기 위해 우리는 4장의 영상을 광섬유 코어의 크기만큼 이동해 중첩시켰다. 여기서 이동된 중심점은 사각형의 패턴을 그리며 개별 영상을 획득한다. 열화되고 손실된 정보는 광섬유다발을 이동시킴으로 회복될 수 있으며 열화 패턴은 코어간 거리와 관련이 있다.

2.3 결과 영상 및 분석

그림 1(c)는 다중 영상 중첩방법으로 회복된 영상을 나타낸다. 영상의 개수에 따라 회복 정도가 다르며 4장의 영상을 사각형을 패턴을 그리며 중첩시켰을 때 벌집무늬 효과가 최대로 억제됨을 보였다. 광섬유로 표면을 주사해 벌집무늬가 나타나지 않는 영상과 회복된 광섬유다발영상을 비교했을 때 95%의 경계면 보존을 보였다. 제안된 방법은 광섬유다발을 이용한 다양한 영상기술에 적용해 진단이나 임상적 사용이 잠재적으로 가능하다.

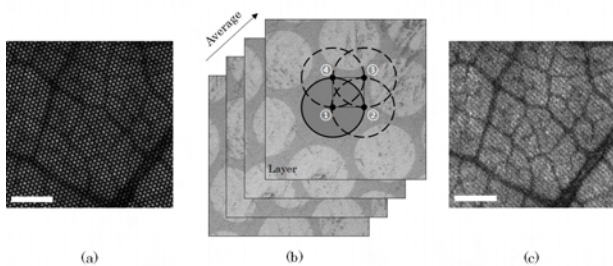


그림 1. 벌집무늬 효과 영상 처리방법 및 결과 : (a) 벌집무늬를 갖는 나뭇잎사진(막대축척 : 0.5mm); (b) 영상 중첩방법 개요도; (c) 4장의 영상을 중첩시킨 결과

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the World Class University program (R31-10008) and by the Basic Science Research Program (NRF-2011-0010823) through National Research Foundation of Korea. *Asterisk* indicates corresponding author.

참고문헌

- [1] J.-H. Han, X. Liu, C. G. Song, and J. U. Kang, "Common path optical coherence tomography with fibre bundle probe," *Electron. Lett.* 45(22), 1110 - 1112 (2009).
- [2] X. Liu, Y. Huang, and J. U. Kang, "Dark-field illuminated reflectance fiber bundle endoscopic microscope," *J. Biomed. Opt.* 16(4), 046003 (2011).
- [3] W. Göbel, J. N. Kerr, A. Nimmerjahn, and F. Helmchen, "Miniaturized two-photon microscope based on a flexible coherent fiber bundle and a gradient-index lens objective," *Opt. Lett.* 29(21), 2521 - 2523 (2004).
- [4] H. D. Ford and R. P. Tatam, "Characterization of optical fiber imaging bundles for swept-source optical coherence tomography," *Appl. Opt.* 50(5), 627 - 640 (2011).
- [5] B. J. Reid, P. L. Blount, Z. Feng, and D. S. Levine, "Optimizing endoscopic biopsy detection of early cancers in Barrett's high grade dysplasia," *Am. J. Gastroenterol.* 95(11), 3089 - 3096 (2000).
- [6] H. Yamamoto, H. Kita, K. Sunada, H. Hayashi, H. Sato, T. Yano, M. Iwamoto, Y. Sekine, T. Miyata, A. Kuno, H. Ajibe, K. Ido, and K. Sugano, "Clinical outcomes of double-balloon endoscopy for the diagnosis and treatment of small-intestinal diseases," *Clin. Gastroenterol. Hepatol.* 2(11), 1010 - 1016 (2004).
- [7] N. Ortega-Quijano, F. Fanjul-Vélez, and J. L. Arce-Diego, "Optical crosstalk influence in fiber imaging endoscopes design," *Opt. Commun.* 283(4), 633 - 638 (2010).
- [8] B. A. Flusberg, A. Nimmerjahn, E. D. Cocker, E. A. Mukamel, R. P. J. Barretto, T. H. Ko, L. D. Burns, J. C. Jung, and M. J. Schnitzer, "High-speed, miniaturized fluorescence microscopy in freely moving mice," *Nat. Methods* 5(11), 935 - 938 (2008).

원 영상신호와 TV 출력신호 간의 화질 비교 시스템 구현

안상진, 김보상, 윤여진, 고성제
고려대학교 전기전자전파공학부

e-mail : {sjahn, bskim, yjyoon}@dali.korea.ac.kr, sjko@korea.ac.kr

Implementation of Picture Quality Comparison Between Original Video Signal and TV Output Signal

Sang-Jin Ahn, Bo-Sang Kim, Yeo-Jin Yoon, and Sung-Jea Ko
School of Electrical Engineering
Korea University

Abstract

This paper deals with the implementation of a system for picture quality comparison and measurement between an unprocessed video image and a processed video image from a main board in a television set. The proposed system is developed based on the Xilinx Spartan-6 LX150T FPGA device, and the evaluation tool consists of a signal interface converting system and a picture quality analysis software using MFC in C++.

I. 서론

일반적으로 시중에 판매되고 있는 주요 TV 제품들은 사용되는 display module의 종류가 다양하고 그에 따른 광학특성도 상이하다. 또한 다양한 시청환경 하에서 각종 video contents를 시청하는 소비자의 선호경향도 차이가 있다. 이런 이유로 TV는 원본영상의 화질저하가 발생되지 않고 display module 특성에 최적화된 영상이 출력될 수 있도록 신호처리를 수행한다. 이것은 결국 입력신호(원본신호)와 출력신호(가공신호) 간 화질차이가 발생하게 됨을 의미하고, 이를 효과적으로 비교 분석할 수 있는 평가 시스템이 필요하다. 본 논문에서는 Xilinx Spartan-6 LX150T FPGA device를 이용한 인터페이스 변환시스템과 MFC를 기반으로 한 화질평가 소프트웨어를 제작하여 평가 시스

템을 구현하고, hardware system에 대한 전반적인 구성 및 동작설명과 화질평가 소프트웨어의 GUI 부분에 초점을 맞추어서 기술하고자 한다.

II. 본론

2.1 FPGA를 이용한 Hardware System 구축

일반적인 TV set의 main board에서 display module로 전송되는 영상신호의 규격은 LVDS(Low Voltage Differential Signaling)[1]이나 이 신호는 PC에 직접 연결하여 처리할 수 없다. 또한 정지영상 뿐만 아니라 동영상까지 입력받을 수 있도록 범용 PC가 지원하는 여러 입력포트 규격 중 하나인 HDMI(High Definition Multimedia Interface)[2]로 변환할 필요가 있다. 따라서 TV출력영상에 대한 화질측정을 PC환경에서 수행하기 위해서는 그림 1에서 보이는 바와 같이 TV와 PC 간 신호전송이 가능한 인터페이스 변환시스템의 구축이 필요하다. 이를 위해 Xilinx사 FPGA device인 Spartan-6 LX150T가 적용된 TED사의 FPGA evaluation kit를 사용하였다. 또한 TV main board와 FPGA kit의 LVDS 수신보드를 연결함과 동시에 TV 출력영상을 display module로 확인하면서 화질을 분석할 수 있도록 하나의 LVDS 입력신호를 두 개의 LVDS 출력신호로 생성해주는 connector bridge board를 제작하였다. 그리고 FPGA kit의 HDMI 출력보드에서 나오는 신호를 입력받아 PC에 저장할 수 있도록 AverMedia사의 HDMI Capture Card를 사용하였다.

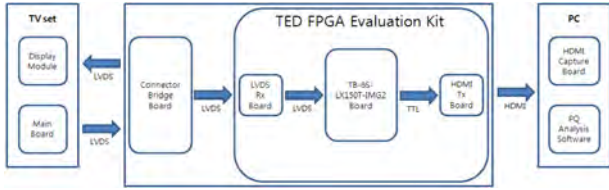


그림 1. 제작된 인터페이스 변환시스템 구성도

2.2 인터페이스 변환을 위한 Verilog HDL 설계

LVDS 신호를 HDMI 신호로 변환하기 위해서 Verilog HDL을 사용하여 1개의 top module과 5개의 주요 sub module을 설계하였다. 이는 LVDS 입력신호를 병렬신호로 변경하는 lvds_rx module, 병렬신호 데이터를 초기화시켜주는 lvds_data_init module, 입력 clock 대비 2배 빠른 clock을 생성해주는 hdmi_clock_gen module, 병렬신호를 hdmi_tx module에 입력시켜주기 위해 데이터를 재배열해주는 lvds_hdmi_video_sync module, 마지막으로 HDMI 출력보드로 전송되는 신호를 생성하는 hdmi_tx module로 구성된다.

2.3 영상의 화질분석을 위한 소프트웨어 구현

FPGA kit를 통해 입력받은 TV출력 영상신호와 원본 영상신호를 비교 분석하기 위해서, C++ 기반 MFC와 OpenCV 1.0 library를 사용하여 그림 2와 같이 PC 상에서 동작 가능한 소프트웨어를 구현하였다. 이 프로그램에는 분석영상의 각 픽셀 값을 보기 위한 pixel viewer, 한 줄의 값을 보여주는 line scan viewer, TV 출력영상에 포함된 noise분석을 위한 noise viewer, 그리고 영상 전체 혹은 부분 영역에 대한 히스토그램을 보여주는 histogram viewer와 같은 기본기능과, TV 출력영상의 객관적 화질평가를 위해 PSNR과 SSIM[3]과 같은 화질평가 metric값을 계산하여 출력해주는 기능이 구현되어 있다.

III. 실험 및 결과

실험 환경은 AverMedia사 HDMI Capture Card를 장착할 수 있는 PCI-E slot을 가진 PC(Windows7 OS, Intel Core i5-3570 3.4GHz)를 사용하였다. Capture Card를 이용하여 저장한 원본 및 출력영상 신호의 해상도는 1920x1080이다. 동영상의 경우 H.264 codec을 이용하여 최대 30Hz 프레임까지 mp4 형식의 파일로 저장된다. 그림 2는 원본영상과 random noise가 가미된 영상을 구현된 S/W 프로그램에 입력하여 분석한 결과이다.

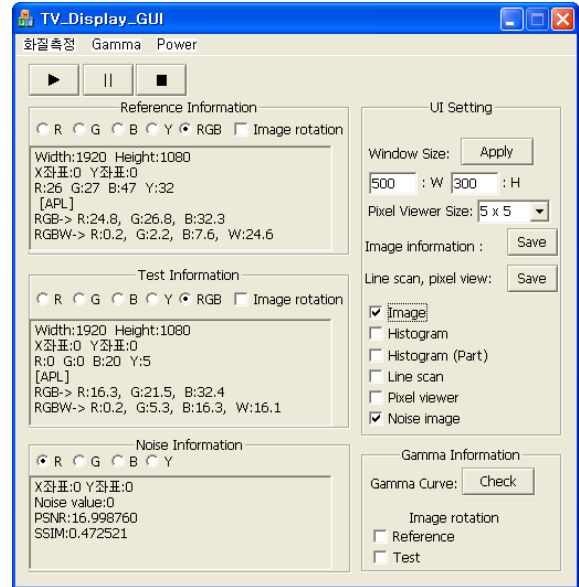


그림 2. 구현된 영상 화질분석 소프트웨어

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 원본영상과 특정 신호처리가 된 TV 출력영상을 객관적으로 비교 분석하기 위해 FPGA device를 사용한 인터페이스 변환 시스템과 화질분석 소프트웨어를 구현하였다. 개발한 시스템은 인터페이스 변환시스템의 connector bridge board만 수정한다면 각종 TV에 적용된 화질 알고리즘을 추정하는데 활용될 수 있다. 향후 보다 빠른 프레임 속도를 가지는 동영상을 처리하기 위해 Verilog module의 기능을 향상시키고, 입력신호의 프레임 구조를 분석하여 film mode detection과 같은 동영상 화질 factor도 측정할 수 있는 방법을 연구하고자 한다.

알리는 글

이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2012R1A2A4A01008384)

참고문헌

- [1] http://en.wikipedia.org/wiki/Low-voltage_differential_signaling
- [2] <http://en.wikipedia.org/wiki/HDMI>
- [3] Z. Wang, A. C. Bovik, H. R. Sheikh, and E. P. Simoncelli, "Image quality assessment: From error visibility to structural similarity," *IEEE Trans. Image Process.*, vol. 13, no. 4, pp. 600-612, Apr. 2004.

압축 센싱을 이용한 초음파 이미지의 신호 복원

Pavel Ni, 성진택, 장환철, 박상준, 류정민, 이흥노*
광주과학기술원 정보기전공학부

e-mail : {pni, jtseong, hcjang, sjpark1, jmryu, heungno}@gist.ac.kr

Signal Reconstruction of Ultrasound Images Using Compressive Sensing

Pavel Ni, Jin-Taek Seong, Hwanchol Jang, Sangjun Park, Jeong-Min Ryu,
Heung-No Lee*

School of Information and Mechatronics
Gwangju Institute of Science and Technology (GIST)

Abstract

In this paper we present results of applying Compressive Sensing technique to medical ultrasound Radio Frequency signals (RF). Compressive Sensing allows decrease sampling rate by acquiring directly compressed signals. Those signals then reconstructed through optimization routine. In our research we reduced sampling rate 4 times of that stated by Nyquist-Shannon theorem. As a result we provide B-Mode image reconstructed without significant losses and have no visual difference comparing with image obtained with Nyquist-Shannon sampling rate.

I. 서론 (Introduction)

Ultrasound (US) medical imaging is widely used because it can operate in real time and relatively inexpensive comparing with MRI, PET systems. However among those systems US has purest

spatial resolution and high speckle noise. Principle of ultrasound imaging modalities is based on propagation sound pulses from individual transducer elements into human body. Different time delays applying to elements on transducer array to make focused beam and to steer beam along region of interest (ROI). During propagation sound wave encounter certain anatomical structures where it is attenuates absorbed and reflects back to transducer. Reflected signal then recorded and processed to obtain B-mode images. Engineers focused on improving quality of ultrasound images and maintain real time imaging capabilities.

Conventional approach is to increase number of elements and use higher frequencies to achieve better resolution, it results in complexity of system and large amount of data to be generated. Recently developed technique known as Compressive Sensing (CS) allows acquire directly compressed signal. and this paper we show results of applying CS theory to medical ultrasound signals. Further, we provide short review of CS theory and description of our experimental setup.

II. 본론 (System Description)

In our research we used B-scan images obtained using commercial E-Cube 9 ultrasound machine. We used 128 element transducer (C1-6) with frequency range 1-6 Mhz. We examined multi purpose ultrasound phantom (CIRS 040 GSE). Phantom has series of gray scale targets. Hardware of E-Cube 9 was modified to allow directly access data from 64 channels. RF data was acquired in signal processing chain after analog digital converter (ADC). We resampled this data using 5 times lower sampling rate and used this data as an input to our compressive sensing approach of reconstructing original B-mode image.

III. 구현 (Implementation)

Compressive Sensing theory based on two ideas signal should have sparse representation in a given basis and sampling protocol should be incoherent to sparsifying basis. The idea of sparsity is states that if signal has sparse representation it can be compressed. In our research we used Fourier-domain for spars representation of signal because RF data is sufficiently sparse in this domain. Incoherence sampling is a requirement to sample basis to be not correlated with sparse basis. It simply can be done by making sampling protocol random. Mathematically we can write reconstruction of ultrasound images as $y = \Phi\Psi x$, where x is original signal of the length n , y - is random measurements of original signal of the length m , Φ - is a sensing basis. Ψ - is sparsifying basis. CS allows reconstruct signal x known only $m < n$ measurements y if x has sparse representation in certain domain.

Given m measurements of y and Φ, Ψ bases we reconstruct signal x of length n using Minimum L1 norm $\hat{x} = \arg\min \|x'\|_1$ such that $\Phi\Psi x' = y$.

Figure 1 shows an image obtained using L1 norm reconstruction of sparse signal using only 20% of original data.

IV. 결론 및 향후 연구 방향 (Conclusion)

Conventional ultrasound systems rely on Shanon-Nyquist sampling theorem. Compressive sensing has shown that sampling rate could be dropped and signal can be reconstructed with few measurements. We achieved 5 times drop in sampling rate and reconstructed B-mode image only with 20% of data needed for conventional approach. This advantage was achieved by solving underdetermined system of linear equations.

In our further work we would like to maximize efficiency of CS algorithm and, understand the limits of Compressive Sensing theory in medical ultrasound field. Future work also may include the study of taking RF signals in random unfocused wave manner instead of focused beam. This kind of approach may help robust acquisition time by avoiding scanning steps and simultaneously acquire reflected signals from all region of view.

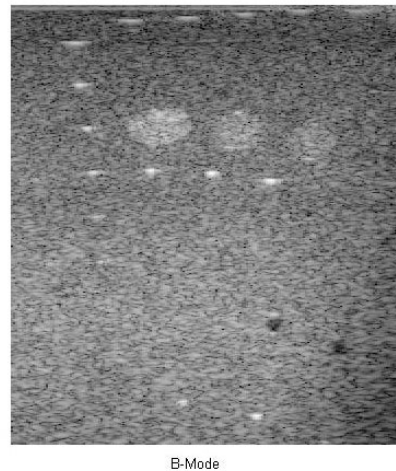


Figure 1. B-mode image achieved with only 20 % of original data

ACKNOWLEDGMENT

이 논문은 2013년도 정부 (교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (중견연구자-도약연구사업, N0. 2013-035295)

참고문헌 (References)

- [1] H. N. Lee, Introduction to Compressed Sensing (Lecture notes; Spring semester, GIST, Korea, 2011)
http://infonet.gist.ac.kr/wp-content/uploads/2012/11/Book_CS.pdf
- [2] D. L. Donoho, Compressed Sensing, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 52, ppp. 1289-1306, Sept, 2006
- [3] E.J. Candes, Compressive sampling, in Proc. Int. Cong. Mathematicians, Madrid, Spain, vol. 3, 2006, pp. 1433-1452.

DCT 대역 분할 영상 기반의 고명암 대비 영상 압축

이근영, 이성학, 권혁주, 송규익
경북대학교 IT대학 전자공학부

e-mail : *g_y_lee@ee.knu.ac.kr, shak2@ee.knu.ac.kr*

HDR Image Compression Based on Band Splitted Images Using DCT Coefficients

Geun-Young Lee, Sung-Hak Lee, Hyuk-Ju Kwon, Kyo-Ik Sohng
School of Electronics Engineering
Kyungpook National University

※이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단 기초연구사업의 지원을 받아 수행된 연구임 (2012R1A1A2008362)

Abstract

In order to apply tone mapping in pursuance of image compression, not as post-processing, the proposed method includes the tone mapping in JPEG baseline. To achieve this, an image is decomposed in detail, base, surround images in term of DCT coefficients. In addition, because the defects, such as desaturation and sharpness falling resulted by tone mapping, a compensation module is added. As a result, it is confirmed that JPEG encoder applying the proposed tone compression transmits images well and represents the enhanced images.

I. 서론

톤 맵핑은 영상의 전반적인 휘도 레벨의 다이내믹 레인지를 줄이고 국부 영역의 세부 휘도 정보를 보존함으로써 일반 LDR 영상을 실제 눈으로 보는 HDR 장면처럼 보여준다. 이를 위해 영상에서 세부 휘도 정보와 국부 휘도 정보, 그리고 전역 휘도 정보의 추출은 반드시 필요하다. 톤 맵핑에 필수적인 이 정보들을 추출을 하기 위해서, 공간영역에서 가우시안 필터나 바이레터럴 필터를 사용하는 방법이 제안되었다[1]. 하

지만 가우시안 필터의 후광현상이나 바이레터럴 필터의 느린 계산 속도는 문제점으로 지적되고 있다[2]. 또한, 톤 맵핑에 따른 채도 저하와 선명도 손실 문제점 때문에 톤 맵핑 영상은 다양한 후 처리과정을 필요로 한다.

본 연구에서는 DCT 계수를 이용해 개선된 톤 맵핑에 필요한 부대역 영상 정보를 추출하고, JPEG baseline의 부호화 과정 내부에서 톤 맵핑이 가능한 새로운 영상 처리 방법을 제시한다. 이를 통해 기존의 영상 후 처리 과정을 통한 톤 맵핑 방법이 아닌, 영상 압축과 동시에 톤 맵핑 보상된 영상을 생성할 수 있도록 하였다. 또한, 톤 맵핑의 일반적인 문제인 채도 저하와 선명도의 손실을 분석하고, 제안한 방식에 채도와 선명도를 보상하기 위한 알고리즘을 포함시켰다.

II. 본론

2.1 DCT 계수를 이용한 대역 분할

JPEG baseline 내부에서 DCT는 영상의 8x8 화소 블록 단위로 처리되며, 각 계수들로부터 국부 영상의 주파수 영역 성분 분포가 파악된다. 일반적으로 톤 맵핑에 필수적인 정보들 중 세부 명암 정보는 국부 영상의 고주파, 국부 휘도 정보는 국부 영상의 저주파, 그리고 전역 휘도 정보는 전체 영상의 저주파로 간주할 수 있다. 따라서 JPEG baseline에서 Y 영상의 8x8 DCT 계수에서 주파수 영역을 분리하여 톤 맵핑에 필

요한 세부 휘도 정보와 국부 휘도 정보를 추출할 수 있다. 또, 전체 영상의 저주파로 간주되는 전역 휘도 정보는 8x8 DCT 계수의 DC 성분만을 취합하여 추출할 수 있다.

아래 그림 1은 톤 맵핑을 위한 정보를 추출하기 위해 8x8 DCT 계수에서의 주파수 분할을 나타낸 것이다. 그림 1에서 톤 맵핑에 필요한 세부 휘도 정보, 국부 휘도 정보, 전역 휘도 정보들을 각각 Detail, Base, Surround로 나타내었다.

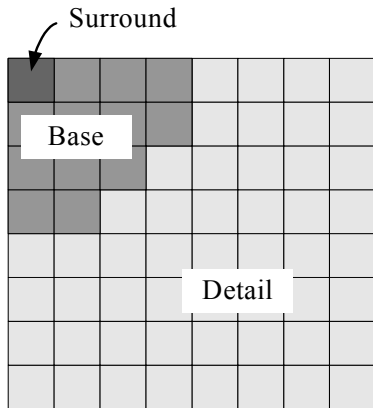


그림 1. DCT 계수를 이용한 대역 분할

2.2 톤 맵핑

제안한 방식에서 사용한 톤 맵핑 함수는 CIE에 의해 만들어진 현색 모델인 CIECAM02에 나타난 원추세포 자극치의 색 순응 후 비선형성을 나타낸 지수 함수를 이용했다. 이때, 국부 휘도 (b)와 전역 휘도 정보 (w)를 이용한 톤 맵핑된 국부 휘도 정보 (b')는

$$b' = \frac{400(F_L b/w)^{0.7}}{27.13 + (F_L b/w)^{0.7}} + 0.1, \quad (1)$$

$$k = 1/(5L_A + 1), \quad (2)$$

$$F_L = 0.2k^4(5L_A) + 0.1(1 - k^4)^2(5L_A)^{1/3} \quad (3)$$

과 같고, 여기서 L_A 는 w 의 20 % 값을 나타낸다. 제안한 방식에서는 인간 시각 시스템의 고명암 대비 자극치에 대한 톤 맵핑 메커니즘을 효과적으로 적용하기 위해 CIECAM02의 단순 지수 함수를 사용하였다[3].

뿐만 아니라, 주변 휘도가 증가함에 따라 영상의 대비가 증가하는 Bartleson-Breneman 효과를 적용하기 위해 휘도에 따라 변화하는 감마를 모델링 한 함수

$$\gamma = 0.173\exp(0.310\log L_A) + 0.329 \quad (4)$$

를 이용했다[4]. 톤 맵핑된 국부 휘도 정보 (b')에 식

(4)의 감마 함수를 이용하여, Bartleson-Breneman 효과를 적용하였다.

2.3 채도 및 선명도 보상

톤 맵핑에 의한 채도 저하는 일찍이 제기되어 온 문제점이다. 따라서 이미 채도 보상을 위한 방법들은 많이 제시되어 왔는데, 그 중 가장 일반적인 접근 방법은 톤 맵핑 전후의 휘도에 대한 채도 비율을 보존하는 방법이다[5]. 제안한 방식에서도 톤 맵핑 후 변화되는 휘도 레벨의 비율과 동일하게 채도 비율을 변화시키기 위해 제안한 색 이득 요소 (C_{gain})는

$$C_{gain} = b'/b \quad (5)$$

로 계산될 수 있다. 여기서 b' 은 톤 맵핑 후의 국부 휘도 정보, b 는 톤 맵핑 전의 국부 휘도 정보이다. 이를 통해 휘도 레벨에 대한 채도 비율을 유지함으로써, 세부 휘도 정보 톤 맵핑에 의해 저하되는 채도를 보상했다.

또, 톤 맵핑에 의한 휘도 정보의 압축은 세부 휘도 정보의 손실을 야기 시킨다. 따라서 톤 맵핑 전에 세부 휘도 정보를 영상에서 분리해, 톤 맵핑으로 인한 손실을 최소화해야 한다. 이러한 이유로 톤 맵핑 시 영상에서 세부 휘도 정보에 대한 추출 및 보상이 필요하다. 제안한 방식에서는 단순히 추출한 세부 휘도 정보를 보존하여 톤 맵핑으로 인한 손실을 줄이는 것에서 더 나아가, DCT 계수와 마스크를 이용한 선명화 방법을 적용하여 세부 휘도 정보를 향상시켰다[6]. 이때 사용한 마스크는 표 1에 나타났다.

표 1. 선명도 향상을 위한 선명화 마스크.

1.00	1.06	1.17	1.28	1.41	1.63	1.87	2.02
1.06	1.12	1.21	1.33	1.50	1.71	2.07	2.40
1.17	1.21	1.28	1.39	1.54	1.85	2.17	2.73
1.28	1.33	1.39	1.48	1.66	1.94	2.49	3.04
1.41	1.50	1.54	1.66	1.93	2.42	2.98	3.31
1.63	1.71	1.85	1.94	2.42	3.07	3.41	3.60
1.87	2.07	2.17	2.49	2.98	3.41	3.45	3.52
2.02	2.40	2.73	3.04	3.31	3.60	3.52	3.40

그림 2는 채도 보상과 선명도 보상을 나타낸 블록도이다. 앞서 제안한 색 이득 요소를 CbCr 색차 신호에 곱하여 톤 맵핑에 의해 저하되는 채도를 보상했다. 또, DCT 계수를 통한 대역 분할을 통해 추출된 영상의 세부 휘도 정보 ($Detail_{det}$)에 선명화 마스크를 적용하여 선명도를 향상시키고 톤 맵핑 후 국부 휘도 정보와 다시 합해 저하되는 선명도를 보상하였다.

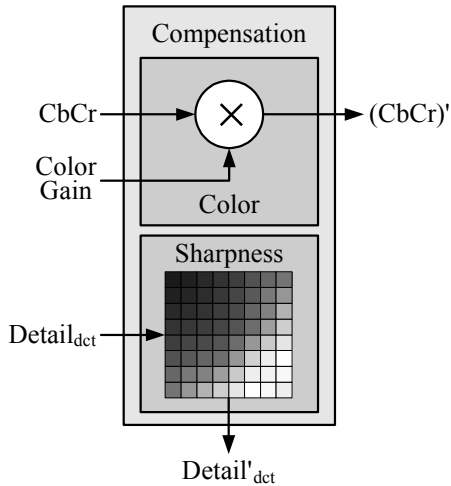


그림 2. 채도 보상과 선명도 보상 블록도

III. 제안한 방법의 구조 및 결과 영상

제안한 방법의 블록도를 그림 3에 나타내었다. 제안한 방법은 JPEG baseline 부호화 과정에서 입력과 DCT 계수 처리, 그리고 8x8 화소 블록 단위로 처리하는 것을 그대로 따르고 있다. JPEG baseline의 부호화 처리과정을 변화시키지 않고 톤 맵핑을 위한 부분을 내장하여 JPEG 압축과 동시에 톤 맵핑된 결과 영상을 전송할 수 있다.

제안한 방식은 일반적인 24bit 컬러 영상을 입력으로 YCbCr로 색 변환을 거치고, 휘도 정보 Y와 색차 정보 CbCr을 분리하여 Y에만 톤 맵핑을 적용한다. 톤 맵핑을 적용하기에 앞서, DCT 계수를 이용한 마스크 기반의 대역 분할을 이용하여 영상에서 톤 맵핑에 필요한 세부 휘도 정보, 국부 휘도 정보, 전역 휘도 정보를 추

출한다. 그리고 국부 휘도 정보와 전역 휘도 정보에 톤 맵핑을 적용하는데, 이때 인간 시각 시스템을 이용하여 좀 더 자연스러운 톤 맵핑을 시도하기 위해 CIECAM02 내부에 나타난 광 수용체 비선형 함수와 주변 휘도가 증가함에 따라 영상의 대비가 증가하는 Bartleson-Breneman 효과를 적용하였다.

또, 톤 맵핑에 의한 일반적인 문제점인 채도 저하와 선명도 감소를 보상하기 위해, 먼저, 영상에서 분리된 세부 휘도 정보에 마스크 기반의 선명도 보상 기법을 적용한다. 다음으로, 톤 맵핑 전후의 국부 휘도 비율을 색 이득 요소로 정의하고, 톤 맵핑 전후의 휘도에 대한 채도 비율을 보존하여 채도 저하를 보상한다. 이러한 보상 이후, 톤 맵핑이 적용된 국부 휘도 정보와 선명도 보상을 거친 세부 휘도 정보가 합쳐진 최종 휘도 신호 Y'_{det} 가 계산되고, 색 보상을 거친 색차 신호 $(CbCr)'_{det}$ 와 함께 최종 결과인 $(YCbCr)'_{det}$ 를 출력한다.

앞서 언급한 바와 같이, 제안한 방법은 JPEG baseline의 부호화 과정 안에서 이루어지는 톤 맵핑 방법으로서 최종 결과인 $(YCbCr)'_{det}$ 는 양자화 과정과 전송 과정을 거쳐 다시 복호화 과정을 진행할 수 있고, 이를 통해 결과적으로 영상 압축, 혹은 전송과 동시에 톤 맵핑된 영상이 재생되어진다.

일반 JPEG 영상과 제안한 방법의 결과 영상을 그림 4에 나란히 나타내었다. 제안한 방법의 결과 영상은 제안한 방법 내부의 톤 맵핑 결과로 영상의 명암 대비가 크게 개선되었고, 또한, 채도와 선명도가 향상되었다. 특히 그림 4의 위쪽 이미지는 톤 맵핑의 결과로 나타날 수 있는 채도 저하가 일어나지 않고, 그림 4의 아래쪽 이미지는 톤 맵핑의 또 다른 문제점인 선명도 감소가 나타나지 않는 것을 확인하여 톤 맵핑의 문제점 보상이 제대로 이루어진 것을 알 수 있다.

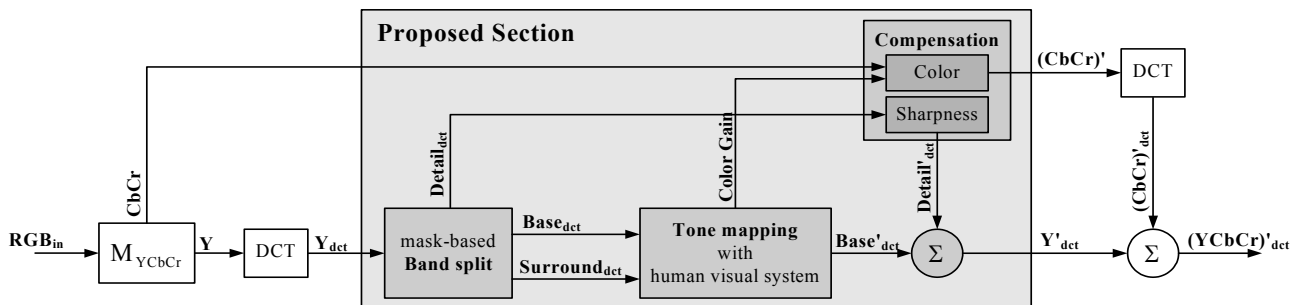


그림 3. 제안한 방법의 블록도.



(a) (b)
그림 4. 결과 영상: (a) JPEG 영상 (b) 제안한 방법의 결과 영상.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 JPEG baseline에 톤 맵핑을 내장하여, 톤 맵핑을 영상의 후 처리과정이 아닌, 영상의 압축과 동시에 톤 맵핑을 적용할 수 있는 방법을 제안하였다. 이를 위해 톤 맵핑에 필요한 영상 정보들을 이해하고, DCT 계수를 이용하여 영상에서 부대역 정보들을 추출하였다. 그리고 톤 맵핑에 의한 문제점인 채도와 선명도의 저하를 분석하고, 보상하기 위한 모듈을 내장하였다. 그 결과, 일반 JPEG 영상에 톤 압축 과정이 적용된 영상을 확인 할 수 있었고, 화질이 효과적으로 향상됨을 확인 하였다.

추후 JPEG baseline에 톤 맵핑을 내장함에 따른 증가하는 계산 시간에 대한 논의가 더 필요하고, 톤 맵핑과 블록 단위 처리의 결합으로 인한 어두운 영역에서 부각되는 블록킹 현상도 개선의 여지가 남아있다.

참고문헌

[1] J. Kuang, G. Johnson, and M. Fairchild, "iCAM06:

A refined image appearance model for HDR image rendering," *Journal of Visual Communication and Image Representation*, vol. 18, no. 5, pp. 406-414, 2007.

- [2] F. Durand and J. Dorsey, "Fast bilateral filtering for the display of high-dynamic-range images," *ACM Transactions on Graphics*, vol. 21, no. 3, pp. 257-266, 2002.
- [3] M. Fairchild, *Color Appearance Model*, John Wiley&Sons, Ltd, Second Edition, 2005.
- [4] S. H. Lee, S. W. Jang, E. S. Kim, and K. I. Sohng, "The quantitative model for optimal threshold and gamma of display using brightness function," *IEICE trans. fundamentals*, vol. E89-A, no. 6, 2006.
- [5] R. Mantiuk, A. Tomaszewska, and W. Heidrich, "Color correction for tone mapping," *EUROGRAPHICS 2009*, vol. 28, no. 2, 2009.
- [6] Y. K. Lee, J. K. Seok, S. H. Lee, I. H. Song, and K. I. Sohng, "Improvement of LCD motion blur in MPEG Domain," *Proc. of IPCV*, vol. 2, pp. 798-801, 2009.

현색 량 예측 모델을 이용한 HDR 영상 처리 기법

권혁주, 이성학, 이근영, 채석민, 송규익
경북대학교 전자공학부

e-mail : olin1223@ee.knu.ac.kr, shak2@ee.knu.ac.kr

HDR Image Rendering Method Using Estimation of Color Appearance Attributes

Hyuk-Ju Kwon, Sung-Hak Lee, Geun-Young Lee, Seok-Min Chae,
Kyu-Ik Sohng

School of Electronics Engineering, Kyungpook University

※ 이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단 기초연구사업의 지원을 받아 수행된 연구임 (2012R1A1A2008362)

Abstract

HDR reproduction and Tone Compression have been developed for the high dynamic images rendering. The iCAM is the HDR rendering algorithms based on the color appearance model. However, the iCAM has distortion of hue and chroma after tone compression step. In this paper, we propose a new algorithm to improve these distortions.

I. 서론

디지털 카메라와 디스플레이 장치는 다이내믹 레인지가 좁기 때문에 자연 영상의 촬영 및 출력에 있어 제한이 따른다. 따라서 넓은 다이내믹 레인지의 자연 영상을 다이내믹 레인지를 줄여 효과적으로 디스플레이 재현하기 위하여 HDR (high dynamic range) 표현 기법 및 톤 압축 알고리즘이 개발되었다[1]. iCAM (image color appearance model) [2]은 대표적인 HDR 렌더링 알고리즘으로 휘도 레벨에 따른 인간 시각 특성을 고려한 색순응 및 톤 압축 단계를 가지고 있다. 색순응 단계는 입력 영상의 조명을 예측하여 디스플레이 되는 조명환경에 알맞은 색상으로 변화 시키며, 톤 압축 단계에서는 휘도 레벨의 크기에 따라 변화하는

시각 원추 세포의 감각 특성을 고려하여 영상의 다이내믹 레인지를 줄인다. 하지만 톤 압축 단계에서 다이내믹 레인지의 변화뿐만 아니라 색상 및 채도의 변화를 가져오기 때문에 이를 개선할 필요가 있다.

본 논문에서는 톤 압축 과정에서 발생하는 색순응 점 이동 문제점을 개선하기 위한 새로운 HDR 영상 처리 모델을 제안한다. 제안된 모델에서는 색순응과 톤 압축 단계를 병렬 처리 함으로써 각 단계의 간섭 영향을 줄였다. 그리고 색순응 단계에서 구해진 색상과 채도를 보존하기 위하여 CIECAM02 모델[3]을 사용하여 현색 속성을 구하며, 현색 역변환 모델을 통하여 이 속성들을 톤 압축 단계에 적용 하였다. 결과 영상의 비교를 통하여 제안한 모델의 우수성을 확인 할 수 있었다.

II. 기존의 알고리즘

2.1 CIECAM02

CIECAM02는 현색 모델로서 주어진 조명 환경 아래에서 물체의 현색 속성을 예측할 수 있다. CIECAM02에서는 lightness, chroma, saturation 그리고 hue 와 같은 상대적인 현색 속성뿐만 아니라, brightness 및 colorfulness 와 같은 절대적 현색 속성을 예측함으로써 Stevens 및 Hunt 효과를 고려하였다. CIECAM02의 입력 변수는 물체의 상대적 XYZ 자극치, 조명의

XYZ 자극치, 그리고 환경 변수를 가지고 있다[4].

일반적으로 이미지의 경우 조명 환경을 알 수 없기 때문에 절대적인 현색 속성을 구하기는 어렵다. 따라서 백색을 기준으로 그 크기를 나타내는 상대적 현색 속성을 사용하여 이미지의 색 속성을 비교하는 것이 용이하다. CIECAM02에서 나타는 상대적 현색 속성인 lightness, chroma, 그리고 hue의 수식은 아래와 같다.

$$J = 100(A/A_w)^{0.72} \tag{1}$$

$$C = t^{0.7} \sqrt{J/100} (1.64 - 0.29^n)^{0.73} \tag{2}$$

$$h = \tan^{-1}(b/a) \tag{3}$$

식(1)에서 J 는 lightness, A 는 입력 영상의 각 픽셀에 대한 무채색 응답 (achromatic response)을 나타내고, A_w 조명영상의 무채색 응답을 나타낸다. 그리고 c 와 z 는 조명 환경에 따른 변수를 나타낸다. 식(2)에서 C 는 chroma를 나타내며, t 와 n 는 배경과 hue에 따른 변수이다. 식(3)에서 h 는 hue를 나타내며, a 와 b 입력 영상의 대립색 응답 (opponent color response)에 따르는 값이다.

2.2 iCAM

iCAM은 CIECAM02를 기반으로 이미지 렌더링이 가능한 모델이다. 그림 1은 iCAM의 블록도를 나타낸다. iCAM의 입력 영상은 HDR 포맷을 가진 RGB_e 영상이며 이를 변환 행렬을 이용하여 XYZ 3자극치로 변환시킨다. 그리고 영상의 조명을 예측한 뒤 각 픽셀에 해당하는 휘도 레벨을 기준으로 색순응과 톤 압축 과정을 거친다. 일반적으로 영상의 촬영 시 조명 조건을 알 수 없기 때문에 조명예측에 사용되는 영상을 가우시안 저역통과 필터를 통과한 영상이 사용된다. 하지만 iCAM 모델에서는 톤 압축 과정을 거치면서 다이내믹 레인지는 줄어들게 되지만 색순응 단계에서 구해진 hue와 chroma의 왜곡이 나타나 이에 대한 개선이 필요하다.

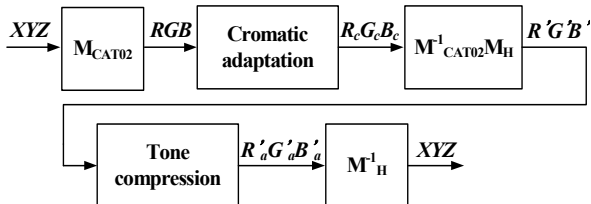


그림 1. iCAM의 블록도.

III. 제안한 알고리즘

iCAM 모델에서는 색순응 단계와 톤 압축 단계의 간섭 영향이 높기 때문에 다이내믹 레인지의 변화가 hue와 chroma에 영향을 미치게 되었다. 본 논문에서는 이를 개선하기 위해 색순응과 톤 압축 단계를 병렬 처리 함으로써 각 단계의 상관성을 줄이고 톤 압축 이후 hue와 chroma의 보상을 위해 현색 속성의 맵핑 방법을 제안하였다. 그림 2는 제안한 알고리즘의 블록도를 나타낸다.

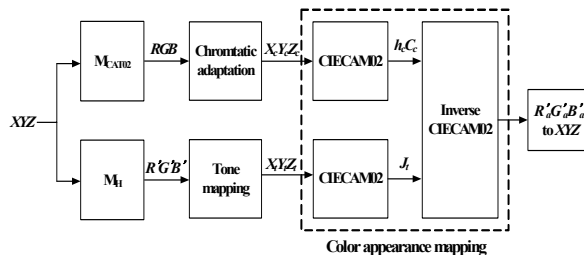


그림 2. 제안한 알고리즘의 블록도.

색순응 단계에서는 순응 휘도에 따른 원추세포 응답의 크기로부터 나타내어진다. 원추세포 응답은 XYZ 3 자극치를 CAT02 행렬을 이용하여 아래의 수식과 같이 변환이 가능하다.

$$\begin{bmatrix} R \\ G \\ B \end{bmatrix} = M_{CAT02} \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} \tag{4}$$

$$M_{CAT02} = \begin{bmatrix} 0.7328 & 0.4296 & -0.1624 \\ -0.7036 & 1.6975 & 0.0061 \\ 0.0030 & 0.0136 & 0.9834 \end{bmatrix} \tag{5}$$

식(4)에서 XYZ는 3자극치 값을 나타내고, RGB는 원추세포 응답을 나타낸다. 그리고 RGB를 순응 휘도의 크기에 따른 D65 광원에 대한 대응 색으로 아래와 같이 변환시킨다.

$$R_c = \{R_{D65}D/R_w + (1-D)\}R \tag{6}$$

$$G_c = \{G_{D65}D/G_w + (1-D)\}G \tag{7}$$

$$B_c = \{B_{D65}D/B_w + (1-D)\}B \tag{8}$$

$$\begin{bmatrix} X_c \\ Y_c \\ Z_c \end{bmatrix} = M_{CAT02}^{-1} \begin{bmatrix} R_c \\ G_c \\ B_c \end{bmatrix} \tag{9}$$

식(6)-(8)에서 R , G , 및 B 는 원추세포 응답을 나타내

고, R_w , G_w , 및 B_w 는 백색 영상에 대한 원추세포 응답을 나타낸다. 그리고 D 는 순응 휘도 크기에 따른 순응의 정도를 나타내는 변수이다. R_{D65} , G_{D65} , 그리고 B_{D65} 는 순응 시키는 조명 환경으로 D65 광원의 원추세포 응답을 나타낸다. R_c , G_c , 및 B_c 는 순응된 원추세포 응답을 나타낸다. CAT02 역 행렬을 사용하여 $X_c Y_c Z_c$ 로 변환한다.

톤 압축 단계에서 Hunt-Pointer-Estevéz 행렬을 이용하여 XYZ 를 원추세포 응답으로 아래와 같이 변환시킨다.

$$\begin{bmatrix} R' \\ G' \\ B' \end{bmatrix} = M_H \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$M_H = \begin{bmatrix} 0.38971 & 0.68898 & -0.07868 \\ -0.22981 & 1.18340 & 0.04641 \\ 0.00000 & 0.00000 & 1.00000 \end{bmatrix} \quad (11)$$

식(10)에서 XYZ 는 3자극치 값을 나타내고, $R' G' B'$ 는 원추세포 응답 값을 나타낸다. 그리고 $R' G' B'$ 를 순응 휘도의 크기에 따라 아래와 같이 톤 압축을 시킨다.

$$R'_t = \frac{400(F_L R' / 100)^{0.42}}{27.13 + (F_L R' / 100)^{0.42}} + 0.1 \quad (12)$$

$$G'_t = \frac{400(F_L G' / 100)^{0.42}}{27.13 + (F_L G' / 100)^{0.42}} + 0.1 \quad (13)$$

$$B'_t = \frac{400(F_L B' / 100)^{0.42}}{27.13 + (F_L B' / 100)^{0.42}} + 0.1 \quad (14)$$

$$F_L = 0.2k^4(5L_a) + 0.1(1 - k^4)^2(5L_a)^{1/3} \quad (15)$$

$$k = 1 / (5L_a + 1) \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} X_t \\ Y_t \\ Z_t \end{bmatrix} = M_H^{-1} \begin{bmatrix} R'_t \\ G'_t \\ B'_t \end{bmatrix} \quad (17)$$

식(12)-(14)에서 R'_t , G'_t , 및 B'_t 는 원추세포 응답을 나타내고, R'_t , G'_t , 및 B'_t 는 휘도 레벨에 따라 톤 압축된 원추세포 응답을 나타낸다. F_L 은 순응 휘도 레벨 L_a 에 따른 계수를 나타낸다. 그리고 $R'_t G'_t B'_t$ 를 Hunt-Pointer-Estevéz 역 행렬을 이용하여 $X_t Y_t Z_t$ 로 변환한다.

현색 속성 맵핑 단계에서는 색순응 단계와 톤 압축 단계의 XYZ 자극치를 식(1)-(3)을 사용하여 각 현색 속성, lightness (J), hue (h), 그리고 chroma (C)를 구한다. 그리고 톤 압축에서 얻어진 J_t 와 색순응 단계

에서 얻어진 h_c 와 C_c 를 CIECAM02의 역 모델을 이용하여 변환한다. 아래 수식은 J , h , 그리고 C 로부터 순응된 원추세포 응답 $R'_a G'_a B'_a$ 까지 변환 과정을 나타낸다.

$$t = \left\{ \frac{C}{(J/100)^{0.5} \times (1.64 - 0.29^J)^{0.73}} \right\}^{1/0.9} \quad (18)$$

$$e_t = 961.5 N_c N_{bb} \{ \cos(h) + 3.8 \} \quad (19)$$

$$A = A_w (J/100)^{1/cz} \quad (20)$$

식(18)-(19)의 t 와 e_t 는 대립 색 응답에 사용되는 계수이며 N_c 와 N_{bb} 는 조명 환경에 대한 계수이다. 식(20)의 A 는 영상의 무채색 응답으로 J , 백색영상의 무채색 응답 A_w , c 와 z 의 조명 환경에 따른 변수로부터 얻어진다.

$$a = \begin{cases} 0, & t=0 \\ \frac{(A/N_{bb} + 0.305) \tan(h)}{e_t \csc(h)/t + 0.478 \cot(h) - 4.734}, & |\sin(h)| \geq |\cos(h)| \\ \frac{A/N_{bb} + 0.305}{e_t \sec(h)/t - 0.019 \tan(h) + 0.478}, & |\sin(h)| < |\cos(h)| \end{cases} \quad (21)$$

$$b = \begin{cases} 0, & t=0 \\ \frac{A/N_{bb} + 0.305}{e_t \csc(h)/t + 0.478 \cot(h) - 4.734}, & |\sin(h)| \geq |\cos(h)| \\ \frac{(A/N_{bb} + 0.305) \tan(h)}{e_t \sec(h)/t - 0.019 \tan(h) + 0.478}, & |\sin(h)| < |\cos(h)| \end{cases} \quad (22)$$

$$R'_a = \frac{460}{1403} \left(\frac{A}{N_{bb}} + 0.305 \right) + \frac{451}{1403} a + \frac{288}{1403} b \quad (23)$$

$$G'_a = \frac{460}{1403} \left(\frac{A}{N_{bb}} + 0.305 \right) - \frac{891}{1403} a - \frac{261}{1403} b \quad (24)$$

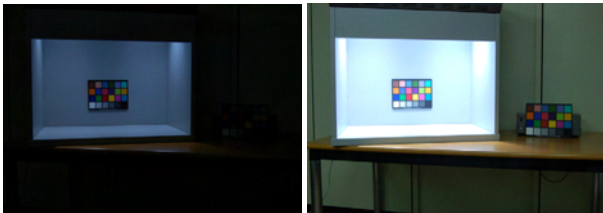
$$B'_a = \frac{460}{1403} \left(\frac{A}{N_{bb}} + 0.305 \right) - \frac{220}{1403} a - \frac{6300}{1403} b \quad (25)$$

식(21)-(25)에서 $R'_a G'_a B'_a$ 은 순응된 원추세포 응답으로 대립색 응답 a 와 b , 영상의 무채색 응답 A , 그리고 조명 환경 계수 N_{bb} 로 얻어진다. 마지막 단계에서는 $R'_a G'_a B'_a$ 를 XYZ 로 변환한다.

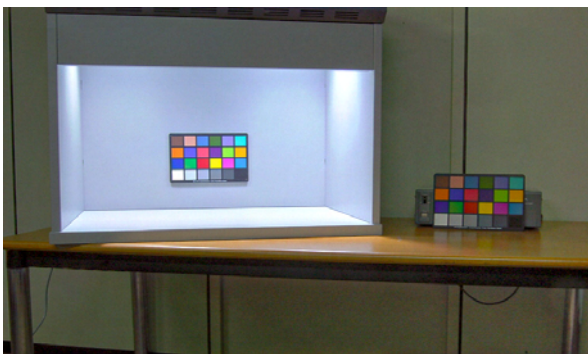
IV. 실험 결과 및 고찰

그림 3은 HDR 입력영상, iCAM06과 제안한 알고리즘의 결과 영상을 나타낸 것이다. iCAM06은 iCAM의 최신 모델이다. iCAM06에서는 입력영상과 비교 시 전체적인 hue가 달라져있는 반면 제안한 알고리즘에서는 결과영상의 hue가 입력영상에 가깝게 개선되었다.

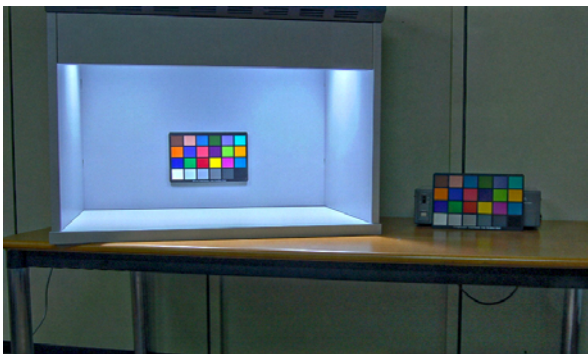
그림 4는 그림 3의 라이트박스 안에 있는 Macbeth Color Checker의 고체도 12 패치의 hue와 chroma를 색순응 단계 (Δ), iCAM06의 톤 압축 단계 (\square), 그리고 제안한 알고리즘(\circ)에 대하여 CIECAM02 좌표계로 나타낸 것이다. iCAM06의 톤 압축 단계에서 hue와 chroma의 왜곡이 제안한 알고리즘에서는 개선되어진 것을 확인할 수 있다.



(a)



(b)



(c)

그림 3. HDR 입력 영상 및 렌더링 결과 영상. (a) 입력영상, (b) iCAM06 영상, 그리고 (c) 제안한 알고리즘의 영상.

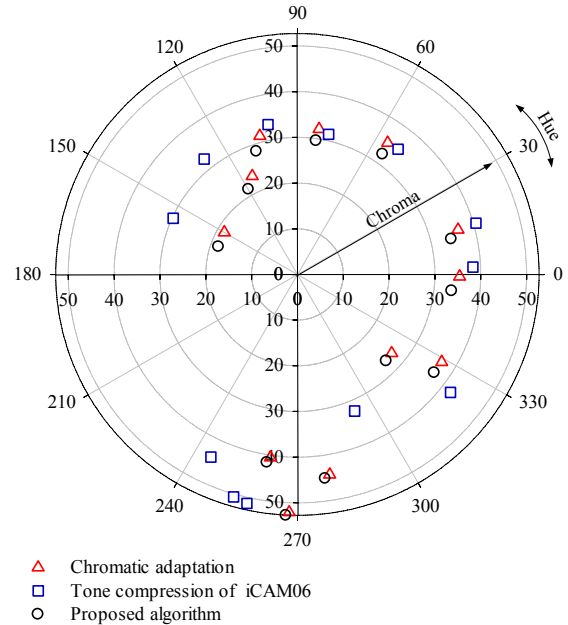


그림 4. CIECAM02 좌표계로 나타낸 각 단계의 hue와 chroma. 색순응 단계 (Δ), iCAM06의 톤 압축 단계 (\square), 그리고 제안한 알고리즘(\circ).

V. 결론

본 논문에서는 iCAM 모델의 톤 압축 이후에 나타나는 hue와 chroma의 왜곡을 개선하기 위하여 새로운 형태의 알고리즘을 제안하였다. 제안된 알고리즘은 색순응과 톤 압축의 상관성을 줄이기 위해 병렬처리 하였고 현색 속성 맵핑을 사용하여 색의 왜곡 현상을 개선하였다.

참고문헌

- [1] G. M. Johnson, M. D. Fairchild, "Rendering HDR Images," in: IS&T/SID 11th Color Imaging Conference, Scottsdale, pp. 36-41, 2003.
- [2] J. Kuang, G. M. Johnson, M. D. Fairchild, "iCAM06: A refined image appearance model for HDR image rendering," J. Vis. Commun. Image R. vol. 18, pp. 406-414, 2007.
- [3] N. Moroney, M. D. Fairchild, R. W. G. Hunt, C. Li, M. R. Luo, and T. Newman, "The CIECAM02 Color Appearance Model," in: IS&T/SID 10th Color Imaging Conference, Scottsdale, pp. 23-27, 2002.
- [4] M. D. Fairchild, Color Appearance Models 2nd Ed., John Wiley & Sons Press, 2005.

정지자막 마스크를 이용한 움직임 보상 프레임 보간 기법

한동일, 이석우

세종대학교 컴퓨터공학과

e-mail : dihan@sejong.ac.kr, olcc1sz@nate.com

Motion Compensated Frame Interpolation Using Non-moving Caption Mask

Dongil Han, Seokwoo Lee

Department of Computer Engineering, Sejong University

Abstract

본 논문에서는 움직임 보상 프레임 을 변환 알고리즘 수행 시 잘못 추정된 움직임벡터로 인해 정지자막영역에 block artifact와 같은 화질열화를 줄이는 기법을 제시하였다. 연속된 입력영상의 에지맵에서 정지자막의 특성을 고려하여 정지자막 마스크를 생성 후 입력영상과 비교하여 정지자막 영역을 추출한다. 추출된 정지자막영역에 대해서는 움직임과 무관한 정지자막 영역의 움직임 보상 보간을 수행하여 block artifact를 최소화하는 알고리즘을 제안하였으며 다양한 실험 영상을 통해서 타당성을 확인하였다.

keywords: frame interpolation, caption mask, non-moving caption

I. 서론

프레임 을 변환 기법은 디지털 TV에서 다양한 프레임율의 영상이 전송되고 있고 또한 다양한 종류의 디스플레이 장치가 사용됨에 따라서 최근 많은 연구가 진행되고 있는 중요한 분야 중 하나이다. 프레임 을 변환 기법은 다른 프레임 율을 가지는 다양한 디스플레이 포맷 간의 변환을 위해 반드시 필요한 기술이다 [1]. 프레임 상향 변환을 위해 프레임 반복이나 시간적 필터링을 통한 선형 보간과 같은 단순한 알고리즘이

사용될 수 있다[2]. 하지만 이와 같은 단순한 알고리즘들은 motion judder 와 motion blur 와 같은 화질열화를 유발한다. 화질열화를 방지하기 위해, 최근에는 블록단위 움직임 보상 보간 기법을 이용한 다양한 움직임 보상 프레임 을 변환 기술이 개발되고 있다[3]. 움직임 보상 기법의 경우, 모든 보간 과정이 움직임 벡터에 의해 이루어지기 때문에 영상 내 객체들의 실제 움직임 벡터를 추정해 내는 것이 매우 중요하다.

하지만, 블록단위 움직임 추정 시 영상의 노이즈, 밝기 변화, 유사한 영상의 존재로 인한 다중 국부 최소값의 존재, 사물 차폐, 사물 형태의 변화 등의 이유로 정확한 실제 움직임 벡터를 추정하지 못하는 경우가 많다 [4]. 특히 정지자막이 존재하는 영상의 경우 한 블록 내에 정지 자막과 움직이는 사물이 동시에 존재하여 정확한 움직임 추정이 무척 어렵다. 이와 같은 이유로 인해 잘못 추정된 움직임 벡터는 보간된 영상에서 block artifact 와 같은 화질열화를 유발하게 된다.

본 논문에서는 영상에서 정지자막영역을 검출하여 사물의 움직임과 무관한 정지자막 영역의 움직임 보상 보간을 수행하여 움직임 추정 실패로 발생하는 block artifact를 최소화 하고자 한다.

II. 본론

2.1 제안된 알고리즘

본 알고리즘은 순차적인 입력영상을 받아 이의 에지정

보를 이용하여 마스크를 생성 후 정지자막영역을 검출하며, 검출된 정지자막 영역이 포함된 블록에 대해서는 움직임 보상 시 해당 블록에서의 움직임 벡터를 0으로 교정하고, 교정된 블록에 대해서는 이전 프레임과의 평균값으로 보간하는 방법을 사용하였다. 아래 그림 1에 제안된 알고리즘의 블록도를 나타내었다.

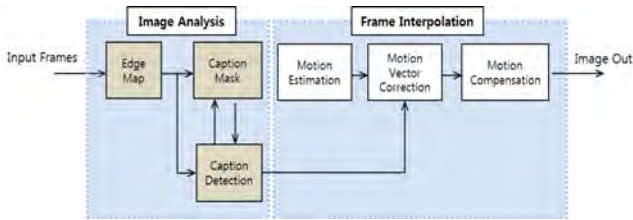


그림 1. 자막영역검출 알고리즘 블록도

가. Edge Map

블록단위 움직임 보상 보간 프레임 율 변환을 위해 순차적으로 계속 입력되는 영상에서 Sobel Edge Map을 생성한 후 정지자막의 윤곽선특성을 이용해 특정 임계값 이상의 명도를 가지는 픽셀들을 자막구성 요소 후보로서 검출한다.



그림 2. 원영상과 자막 구성 요소 후보영역

나. Caption Mask

검출된 자막구성 요소 후보들은 단순히 에지의 명도값이 특정 임계값 이상인 화소들이기 때문에, 자막영역이 아닌 단순히 에지에서라도 같이 검출된다. 따라서 제안한 방법에서는 일정 시간동안 계속 출력되는 정지자막의 시간적 특성과 출력되는 위치가 변하지 않는 정지자막의 위치적 특성을 고려하여, 매 프레임마다 검출된 자막구성 요소 후보들에 대하여 그림3과 같이 AND 연산을 적용하여 정지자막 영역 검출을 위한 정지자막 마스크를 생성한다. 그림4는 최종 생성된 정지자막 마스크를 보여준다.

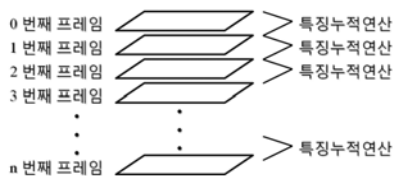


그림 3. 정지자막 마스크 생성과정



그림 4. 최종 정지자막 마스크

다. Caption Detection

정지자막 마스크가 생성되면, 이를 이용해 입력되는 영상의 Sobel edge map과 정지자막 마스크를 AND 연산을 적용, 그 결과 검출되는 자막구성 요소 후보가 정지자막 마스크의 자막구성 요소 후보에 비해 변화량이 특정 임계값 이하일 경우 마스크에 반영된 정지자막이 입력영상에 존재하는 것으로 판단하고 자막영역 검출 및 검증을 한다. 즉 임계값 이하인 경우 추출된 후보가 포함된 블록들 중에서 실제 정지자막의 형태 특성을 고려하여 일정 크기 이하의 블록들은 구성된 자막 영역 후보에서 제거한 후 최종 자막영역을 검출한다. 만약 변화량이 임계값 이상일 경우 자막이 변경되거나 사라진 것으로 판단하여 정지자막 마스크를 초기화하고 다시 생성한다.

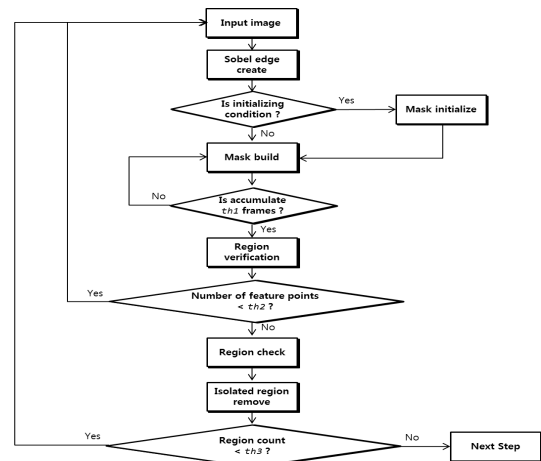
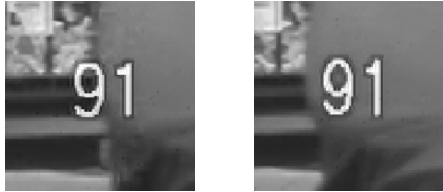


그림 5. 자막영역검출 전체 Flow Chart

III. 실험

정지자막 영역 검출 후, 정지자막영역이 포함된 블록에 대해서 움직임 보상 시 해당 블록에서의 움직임 벡

터를 0으로 교정하여 배경부분의 왜곡을 감소시킬 수 있었다. 그림 6에서는 본 연구의 정지자막 검출 기법이 적용되지 않은 경우와 적용된 경우의 프레임 보간 결과를 함께 나타내었다. 그림 7은 다양한 영상에서의 정지자막 마스크생성 및 정지자막 검출을 실험하였다.



(a) 이전 프레임 (b) 현재 프레임



(c) 보간 프레임(적용 전) (d) 보간 프레임(적용 후)

그림 6. 제안된 알고리즘 적용 결과 영상

청자가 인지하기 쉽다. 따라서 본 연구에서는 정지 자막 영역의 에지 정보의 항상성을 이용하여 영상 시퀀스에서 정지자막 영역을 먼저 검출하고 정지자막 영역에 대해서는 정지벡터로 프레임 교정함으로써 정지자막 영역의 block artifact를 최소화 할 수 있는 방법을 제안하였다. 또한 이를 다양한 종류의 실제 영상 시퀀스에 적용해 봄으로써 본 연구의 타당성을 확인할 수 있었다.

감사의 글

이 논문은 지식경제부 산업융합원천기술개발사업(No. K10041900)의 지원과 방송통신위원회의 ETRI 연구개발지원사업(No. 11921-03001, Beyond 스마트TV 기술개발)의 지원을 받아 수행된 연구임. 하드웨어 검증 툴은 IC Design Education Center에서 지원되었음.

참고문헌

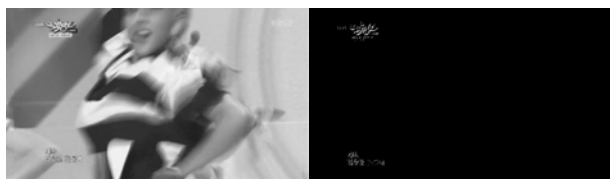
- [1] E. Petajan, "The HDTV Grand Alliance System", IEEE vol. 83, pp. 1094-1105, Jul. 1995.
- [2] D. Wang, "Comparison of motion-compensated algorithms for frame interpolation", Optical Engineering, vol. 42, pp.586-590, Feb. 2003.
- [3] Byung-Tae Choi, Sung-Hee Lee and Sung-Jea Ko, "New frame rate up-conversion using bi-directional motion estimation", IEEE vol. 46, pp. 603-609, Aug. 2000.
- [4] Dufaux, F and Moscheni, F, "Motion estimation techniques for digital TV: a review and a new contribution", IEEE vol. 83, pp. 858-876, June 1995.
- [5] Tianyi Gui, Jun Sun, Satoshi Naoi, "A Fast Caption Detection Method for Low Quality Video Images", Document Analysis Systems (DAS), pp.302-306, Oct. 2012.



(a) 뉴스영상 정지자막



(b) 스포츠영상 정지자막



(c) 쇼프로 정지자막

그림 7. 정지자막 영역 검출 결과 예

IV. 결론 및 향후 연구 방향

프레임 율 변환을 위한 프레임 보간 과정에서 잘못 추정된 움직임 벡터는 보간된 영상에서 block artifact와 같은 화질열화를 유발하게 된다. 특히 자막 부위에 block artifact가 발생할 경우, 다른 경우보다 더욱 시

픽셀 유사도를 이용한 이동자막 영역의 움직임 보상 기법

한동일, 이석우, 최재훈
세종대학교 컴퓨터공학과

e-mail : dihan@sejong.ac.kr, olcclsz@nate.com, bluezerry@nate.com

Motion Compensated Interpolation of moving caption region using pixel dissimilarity

Dongil Han, Seokwoo Lee, jeahoon Choi
Department of Computer Engineering, Sejong University

Abstract

본 논문에서는 블록단위 움직임 보상 프레임 을 변환 기법을 위한 움직임 추정 시 이동자막이 포함된 영상에서 이동자막 영역을 검출 시 잘못 추정된 움직임 벡터로 인해 이동자막영역에 block artifact와 같은 화질 열화를 줄이기 위한 방법을 제시하였다. 연속된 입력 영상의 픽셀간의 차이 최소 위치와 Edge맵을 이용해 이동자막 영역을 추출하고, 추출된 이동자막 영역에 대해서는 다른 움직임 벡터와는 다른 별도의 움직임 벡터를 적용함으로써 다른 영역의 움직임 벡터와는 무관한 이동자막 영역의 움직임 보상 보간을 수행하여 block artifact를 최소화하는 알고리즘을 제안한다.

keywords: frame interpolation, caption mask, moving caption, pixel dissimilarity

I. 서론

프레임 을 변환 기법은 영상정보와 디스플레이 형식의 폭발적인 증가로 인해 최근 부상하고 있는 중요한 이슈 중 하나이다. 프레임 을 변환 기법은 다른 프레임 을 가지는 다양한 디스플레이 포맷 간의 변환을 위해 필요하다. 예를 들어 기존의 동영상들은 초당 24, 25, 30 의 프레임 을 가지지만, HDTV와 멀티미디어 PC시스템은 화면 깜빡임과 같은 화질열화를 줄이고,

출력되는 화질을 향상시키기 위해 더욱 높은 프레임 을 지원한다. 그러므로 HDTV나 멀티미디어 환경에서 동영상을 재생할 경우 지원하는 프레임 을로 상향 변환이 되면 보다 좋은 화질을 기대할 수 있다. 특히 LCD 디스플레이 장치의 경우, 느린 응답속도로 인한 동영상 화질 저하를 방지할 수도 있다[1].

과거, 프레임 상향 변환을 위해 프레임 반복이나 시간적 필터링을 통한 선형 보간과 같은 단순한 알고리즘이 사용되었다. 하지만 이와 같은 단순한 알고리즘들은 motion judder 와 motion blur 와 같은 화질열화를 유발한다[2]. 이와 같은 화질열화를 방지하기 위해, 최근에는 블록단위 움직임 보상 보간 기법을 이용한 다양한 움직임 보상 프레임 을 변환 알고리즘이 개발되고 있다. 이와 같은 움직임 보상 기법의 경우, 모든 보간 과정이 움직임 벡터에 의해 이루어지기 때문에 영상 내 객체들의 실제 움직임 벡터를 추정해 내는 것이 매우 중요하다[3].

하지만, 블록단위 움직임 추정 시 영상의 노이즈, 밝기 변화, 유사한 영상의 존재로 인한 다중 국부 최소값의 존재, 사물 차폐, 사물 형태의 변화 등의 이유로 정확한 실제 움직임 벡터를 추정하지 못하는 경우가 많다. 특히 이동자막이 존재하는 영상의 경우 한 블록 내에 서로 다른 방향으로 움직이는 이동자막과 사물이 동시에 존재하여 정확한 움직임 추정이 무척 어렵다. 이와 같은 이유로 인해 잘못 추정된 움직임 벡터는 보간된 영상에서 block artifact 와 같은 화질열화를 유발하게 된다. 잘못된 움직임 벡터 추정으로 인한 화질열화는 그 빈도가 극히 낮다면 움직임 보상 보간 기법의

여러 장점으로 인해 무시될 수 있으나, 기존의 블록단위 움직임 보상 프레임 윌 변환 기법으로는 영상의 특징에 따라 움직임 벡터 추정 실패는 무척 빈번히 발생하며 이는 대량의 block artifact를 유발하여 시청자의 눈에 심하게 거슬리게 된다. 특히 이동 자막 부위에 block artifact가 발생할 경우, 다른 경우보다 더욱 시청자가 인지하기 쉽다는 문제가 있다[4].

본 논문에서는 영상에서 이동자막영역을 검출하여 사물의 움직임과 무관한 이동자막 영역의 움직임 보상 보간을 수행하여 움직임 추정 실패로 발생하는 block artifact를 최소화 시키는 알고리즘을 제안한다.

II. 본론

2.1 제안된 알고리즘

본 알고리즘은 순차적인 2개의 입력 영상을 받아 같은 행에 존재하는 두 화소간의 차이 정보를 계산한 후 차이 최소치의 움직임 벡터가 통계적인 자막의 이동 속도에 적합한 영역을 찾고, 가로, 세로 방향으로 검사하여 일정한 크기를 가지는 영역을 1차 후보 영역을 생성한다. 이 1차 후보영역을 Edge영상으로 변환시킨 후 다시 가로 세로 방향으로 일정 비율 이상의 Edge가 검출되는 영역을 2차 후보 영역으로 생성한다. 이 2차 후보영역을 실제 입력 영상에 비교하여 일정 값 이하의 차이를 보일 경우 실제 이동자막으로 검출하고, 이동자막 영역에 대한 벡터를 이동자막의 방향과 속도로 교정한다. 아래 그림 1에 제안된 알고리즘의 블록도를 나타내었다.

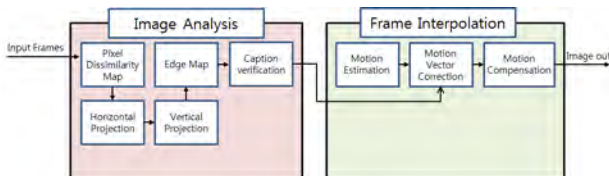


그림 1. 자막영역검출 알고리즘 블록도

가. Pixel Dissimilarity Map

블록단위 움직임 보상 보간 프레임 윌 변환을 위해 순차적으로 계속 입력되는 2개의 영상을 이용해 첫 번째 프레임과 두 번째 프레임(참조 프레임)의 같은 행에 존재하는 각 화소간의 차이가 최소값을 가지는 거리 정보를 계산한다. 이때 이미지의 해상도에 따라 적절한 비율의 SAD window size를 적용하여 계산한다. 아래 그림 3은 원본 영상 그림2로부터 계산된 최소의 차이를 가지는 픽셀간의 거리 정보이다.



(a) 첫 번째 프레임 (b) 두 번째 프레임
그림 2. 입력 영상

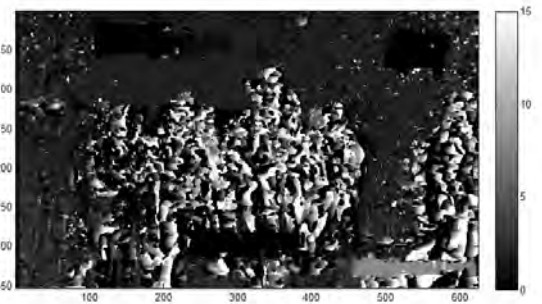


그림 3. 두 입력 영상간이 최소의 차이를 가지는 픽셀간의 거리

위의 그림 3에서 평균적인 자막의 이동 속도인 7~11 픽셀 사이의 정보들만을 추출하고 자막으로 보기엔 작은 영역들을 제거한다.



그림 4. 그림 3에서 픽셀간의 거리가 7~11사이의 값을 가지는 위치

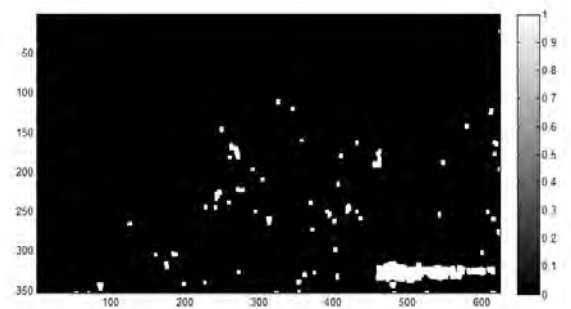


그림 5. 그림 4에서 작은 영역들을 제거

나. Horizontal Projection

위에서 계산된 자막의 이동속도에 적합한 영역을 이용해 가로방향으로 projection을 수행하여 일정 빈도수 이하인 영역은 버리고 일정 빈도 이상인 영역만을 남겨둔다.

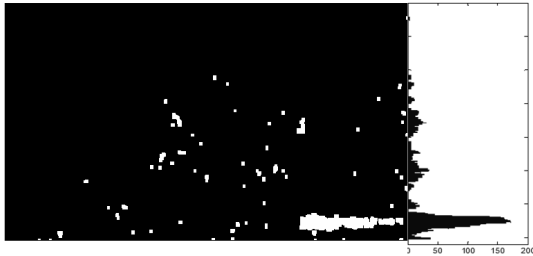


그림 6. 가로방향 projection 결과



그림 7. 가로방향 projection을 통해 일정 빈도 이상 검출된 영역

다. Vertical Projection

가로방향 projection 결과를 이용해 동일한 방식으로 세로방향으로 projection 계산하여 유효한 자막 후보영역을 찾는다.

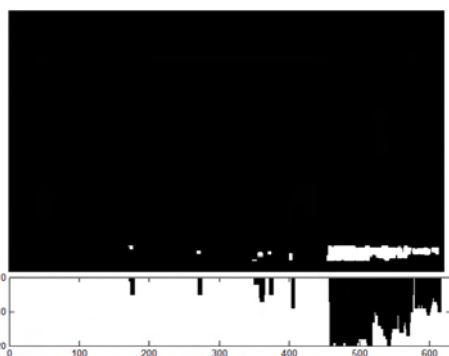


그림 8. 세로방향 projection 결과

일반적으로 자막 영역은 직사각형 영역이므로 세로방향으로 projection한 결과를 포함한 가장 작은 직사각형 영역이 이동자막 후보 영역이다. 본 논문에서 사용된 방식의 경우 자막의 경계 부분에서는 픽셀 최소값

이 정확히 검출되지 않으므로 직사각형 영역을 일정 비율로 확대하여 1차 후보 영역을 확정한다.

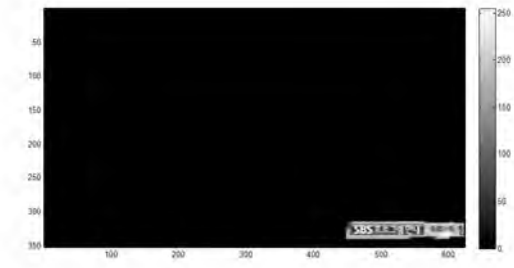


그림 9. 검출된 1차 자막 후보영역의 이미지

라. Edge Map

검출된 1차 자막 후보영역에서 정확한 자막의 경계 부분을 찾기 위해 Sobel Edge Map을 생성한다.



그림 10. Edge Map

해당 Edge Map에서 정확한 자막의 경계 부분을 찾기 위해 가로 방향, 세로방향으로 분포를 계산한 후 상하좌우 방향에서 일정 비율 이상의 Edge가 검출되는 영역을 찾아 2차 자막 후보 영역으로 결정한다.

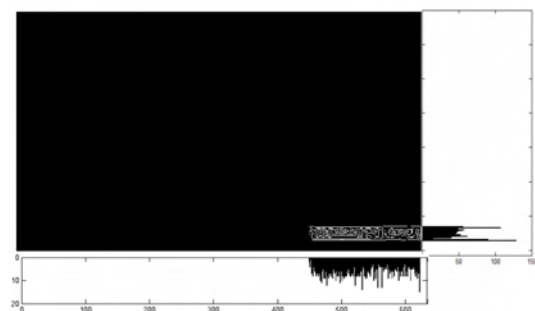


그림 11. Edge Map의 가로, 세로방향 projection 결과



그림 12. 2차 자막 후보 영역

마. Caption verification

계산된 2차 자막 후보 영역을 평균적인 자막속도에 따라 이동시켜 참조프레임과 차이 값을 계산한다. 만약 차이 값이 임계 값 이상이라면 자막이 아닌 영역으로 처리하고 차이 값이 임계 값 이하인 영역만을 최종 자막 영역으로 처리하여 Frame Interpolation 과정을 수행한다.

이동자막의 pixel dissimilarity와 edge정보를 이용하여 영상 시퀀스에서 이동자막 영역을 먼저 검출하고 이동자막영역에 대해서는 다른 영역과 다른 움직임 벡터로 교정함으로써 이동자막 영역의 block artifact를 최소화할 수 있는 방법을 제안하였다. 또한 이를 다양한 종류의 실제 영상 시퀀스에 적용해 봄으로써 본 연구의 타당성을 확인할 수 있었다.

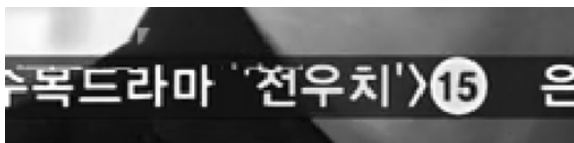
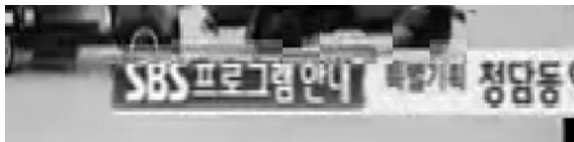
III. 실험

이동자막 영역 검출 후, 이동자막영역이 포함된 블록에 대해서 움직임 보상 시 해당 블록에서의 움직임 벡터를 다른 사물의 움직임 벡터와는 다르게 교정하여 배경부분의 왜곡을 감소시킬 수 있었다. 그림 13에서는 본 연구의 이동자막 검출 기법이 적용되지 않은 경우와 적용된 경우의 프레임 보간 결과를 함께 나타내었다.

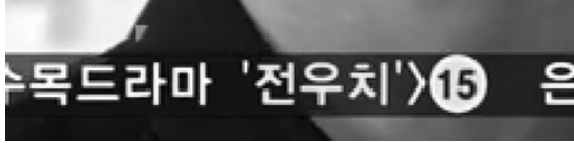
감사의 글

이 논문은 지식경제부 산업융합원천기술개발사업(No. K10041900)의 지원과 방송통신위원회의 ETRI 연구개발지원사업(No. 11921-03001, Beyond 스마트TV 기술개발)의 지원을 받아 수행된 연구임. 하드웨어 검증 툴은 IC Design Education Center에서 지원되었음.

참고문헌



(a) 이동자막 움직임 보상 프레임 윌 변환 기법이 적용되지 않은 경우



(a) 이동자막 움직임 보상 프레임 윌 변환 기법이 적용된 경우

그림 13. 움직임 보상 프레임 윌 변환 결과

IV. 결론 및 향후 연구 방향

프레임 윌 변환을 위한 프레임 보간 과정에서 잘못 추정된 움직임 벡터는 보간된 영상에서 block artifact와 같은 화질열화를 유발하게 된다. 특히 이동 자막 부위에 block artifact가 발생할 경우, 다른 경우보다 더욱 시청자가 인지하기 쉽다. 따라서 본 연구에서는

[1] Petajan, Eric. "the HDTV grand alliance system." *Video Data Compression for Multimedia Computing*. Springer US, pp. 155-190, 1997.

[2] Dufaux, Frederic, and Fabrice Moscheni. "Motion estimation techniques for digital TV: A review and a new contribution." *Proceedings of the IEEE* 83.6, pp.858-876, 1995.

[3] Choi, Byung-Tae, Sung-Hee Lee, and Sung-Jea Ko. "New frame rate up-conversion using bi-directional motion estimation." *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 46.3, pp. 603-609, 2000.

[4] Tsai, Tsung-Han, and Yung-Chien Chen. "A comprehensive motion videotext detection localization and extraction method." *2007 IEEE 23rd International Conference on Data Engineering Workshop*, pp. 113-116, 2007.

[5] Huang, Weihua, Palaiahnakote Shivakumara, and Chew Lim Tan. "Detecting moving text in video using temporal information." *19th International Conference on Pattern Recognition, 2008. ICPR 2008*. pp. 1-4, 2008.

[6] Sang, Liang, and Jingqi Yan. "Rolling and non-rolling subtitle detection with temporal and spatial analysis for news video." *Modelling, Identification and Control (ICMIC), Proceedings of 2011 International Conference on*. IEEE, pp.285-288, 2011.

변경된 hybrid 재귀 정합을 이용한 스테레오 정합

*이원희, 나종범

KAIST 전기 및 전자공학과

e-mail : *whlee@issserver.kaist.ac.kr, jbra@ee.kaist.ac.kr*

Stereo Matching Using Modified Hybrid Recursive Matching

*Won Hee Lee, Jong Beom Ra

Department of Electrical Engineering

KAIST

Abstract

Hybrid recursive matching is an efficient stereo matching algorithm. However, it leads to poor results at object boundaries, since optical flow in the pixel recursive stage is sensitive to initial disparity. To overcome this problem, we proposed a new pixel recursion method based on particle filter. Experimental results show that the proposed pixel recursion is effective at the object boundaries.

I. 서론

스테레오 정합은 스테레오 영상에서 깊이 정보를 추출하기 위하여 좌, 우 영상간의 대응점을 찾는 방법이다. 대응점의 좌표 차이를 변이라 하고, 변이 정보는 깊이 정보로 변환 가능하다. 깊이 정보는 원거리 화상 회의나 무안경 3D 디스플레이에 이용될 수 있다.

II. Hybrid recursive matching

Hybrid recursive matching (HRM) 방법은 효율적인 변이 추정을 위해 탐색범위 내의 모든 변이에 대한 유사도를 계산하는 대신, 선택된 변이에 대해서만 유사도를 계산함으로써 계산량을 줄이는 방법이다 [1].

HRM의 구조는 그림 1과 같이 크게 block recursive stage와 pixel recursive stage로 나뉜다. Block

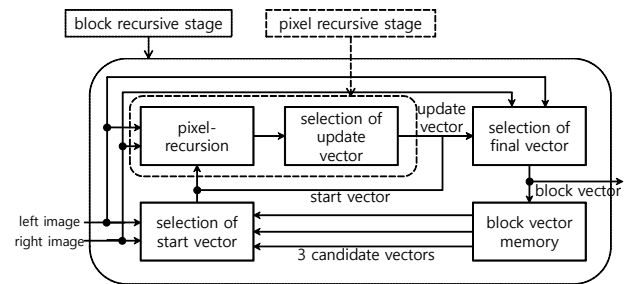


그림 1. Hybrid recursive matching 방법의 구조

recursive stage에서는 이웃한 세 블록의 변이를 현재 블록에 대응시켜 가장 높은 유사도의 변이를 선택한다. 하지만, 이웃 블록 간의 변이 차가 큰 영역에서는 새로운 변이를 찾아야 한다. Pixel recursive stage에서는 이러한 영역에서의 변이를 추정하기 위해 현재 화소의 밝기와 경사 정보를 이용하여 optical flow(OF)를 계산한다. OF를 계산할 때 초기 변이는 block recursive stage에서 선택된 변이를 start vector로 이용한다. 마지막으로, 계산된 update vector와 start vector 중 높은 유사도의 vector를 선택함으로써 block vector를 결정한다.

Pixel recursion에서 사용된 OF는 블록 내부의 픽셀마다 OF update 과정을 거친다. 이러한 update 과정은 초기 변이의 정확도가 낮을 경우 수렴이 보장되지 않는 단점이 있다. 경계 영역에서는 초기 변이가 정확하지 않으므로 올바른 변이를 추정하기가 어렵다.

III. 제안된 pixel recursion

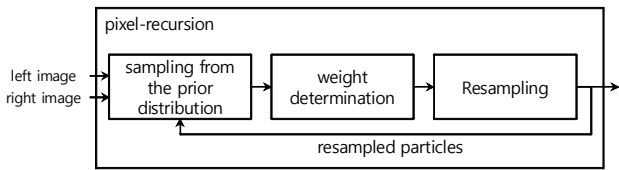


그림 2. 제안된 pixel recursion의 구조

주변 블록간의 변이 차가 큰 경계 영역에서의 pixel recursion의 정확도를 높이는 가장 기본적인 방법은 모든 탐색영역에서 유사도를 계산하는 full search(FS) 방법이 있다. 하지만 FS는 많은 계산량이 요구되므로 실시간 시스템에 적합하지 않다. 탐색영역 내의 변이 중 일부 변이에 대해서 선택적으로 유사도를 계산하기 위하여 particle filter(PF) [2]를 이용할 수 있다.

제안된 pixel recursion 방법은 추정하고자 하는 변이의 사후확률분포를 얻어 최대 사후확률에 해당하는 변이를 선택하는 방법이다. 사후확률 분포는 PF를 이용하여 얻어진다. 제안된 pixel recursion은 그림 2와 같이 세 단계로 구분된다. 첫 번째 단계에서 particle들의 사전 확률로부터 샘플링을 수행한다. 사전 확률은 다음 수식과 같이 particle의 값을 평균으로 하는 정규 분포로 가정한다.

$$d_k^i \sim N(d_k | d_k^{i-1}, \sigma) \quad (1)$$

두 번째 단계에서는 particle의 가중치를 계산한다.

$$w_k^i = \max(T - |I^L(x, y) - I^R(x - d_k^i, y)|, 0) \quad (2)$$

가중치는 particle의 상대적인 사후 확률을 근사한 값을 의미하며, 가중치의 합이 1이 되도록 정규화한다. 마지막으로, particle의 가중치에 비례하는 수의 particle을 다시 할당하는 리샘플링을 수행한다.

IV. 실험 결과 및 분석

성능 확인을 위한 실험은 middlebury 실험 영상에 대해 이뤄졌다 [3]. 실험에서 사용된 T 는 40이다. 그림 3은 Teddy 영상에 대하여 각 pixel recursion 방법을 이용하여 추정된 초기 변이 지도를 보여준다. 빨간색으로 표시된 영역에서 FS와 PF를 이용한 방법은 비교적 정확한 변이를 추정하는 반면 OF를 이용한 방법은 변이의 경계가 ground truth와 어긋나거나, 뚜렷한 경계를 보여주지 못하고 있다. 또한, 표 1에서 OF를 이용한 방법이 다른 방법보다 오차율이 현저하게 높은 것을 관찰할 수 있다. 이는 전체 영역의 대부분을 차지하는 평탄 영역에서 추정된 변이의 정확도가 떨어지기 때문이다. 대조적으로, PF의 경우 FS와 비슷한 오

차율을 보여준다. 이는 PF를 이용한 방법이 경계 영역 뿐만 아니라 평탄 영역에서도 효과적임을 보여준다.

표 1. 각 pixel recursion으로 추정된 변이의 오차율

Test set	FS	OF	PF
Teddy	39.1 %	88.5 %	39.3 %
Cones	33.7 %	88.4 %	36.3 %
Venus	34.9 %	76.3 %	36.0 %
Tsukuba	18.4 %	51.7 %	27.5 %

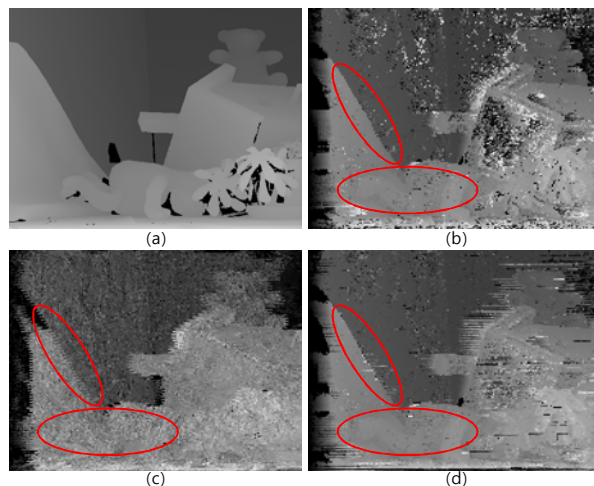


그림 3. Teddy 영상에 대한 (a)Ground truth 변이 지도와 각 pixel recursion 방법, (b),(c),(d) FS, OF, PF,을 이용하여 추정된 초기 변이 지도

V. 결론

본 논문에서는 효율적인 스테레오 정합 방법 중의 하나인 hybrid recursive matching 방법의 pixel recursion stage에서 이용되는 OF를 PF로 대체시키는 방법을 제안하였다. 실험을 통해 OF 기반 방법이 해결하지 못하였던 경계 영역에서 PF 기반 방법이 효과가 있음을 보였고, 평탄 영역에서도 성능이 향상되었음을 확인하였다.

참고문헌

[1] C. Riechert, F. Zilly, M. Muller, and P. Kauff, "Real-time disparity estimation using line-wise hybrid recursive matching and cross-bilateral median up-sampling," *IEEE ICPR*, 2012.

[2] G. Kitagawa, "Monte carlo filter and smoother for non-Gaussian nonlinear state space models," *Journal of Computational and Graphical Statistics*, 1996.

[3] <http://vision.middlebury.edu/stereo/>

Lens Correction 및 Gamma Correction을 사용한 차량용 카메라의 개선된 영상복원 알고리즘

*장영민, 김성훈, 임동혁, 조재현, 윤희근, 김지근, 조상복
울산대학교 전기공학부
e-mail : min-s2@nate.com, sbcho@ulsan.ac.kr

Improved Image Restoration Algorithm of Vehicle Camera using Lens and Gamma Correction

*Young-Min Jang, Seung-Hoon Kim, Dong-Hyeog Lim, Jae-Hyun Cho,
Hyeng-Geun Yoon, Ji-Geun Kim, Sang-Bock Cho
School of Electrical Engineering
University of Ulsan

Abstract

Vehicle Black Box (Event Data Recorder · EDR) recognizes the general surrounding environments of load. It is difficult to recognize the images of a sudden illumination change. Also, the lens distortion appears severely.

In this paper, we propose the integration algorithm of gamma correction and lens distortion correction. The captured image is processed in parallel and performs operation over the course of each algorithm.

As a result, image of the lens distortion correction obtained the smoothness of 98% and shows the improved images for illumination change using the gamma correction.

I. 서론

최근 지능형 교통 시스템 (ITS)과 스마트 자동차에서 자동차용 영상 사고기록장치 (차량용 블랙박스)는 도로위의 사건, 사고들에 중요한 단서를 제공하는 핵

심적인 역할로 급부상 하고 있다. 선진국에서는 상용차를 중심으로 블랙박스의 의무 장착이 진행되고 있으며, 세계 각국 정부는 의무화에 관련된 법규를 제정하고 있다. 대한민국은 2013년까지 사업용 차량에 대해 디지털 운행기록계의 의무부착 완료가 공표되었고 이와 연동되는 블랙박스의 소비가 증가하게 될 것이라고 예상된다.

최근 차량용 카메라에 관련된 영상처리기술이 관련 분야에서 다양하게 연구되고 있다. 그러나 대부분의 국내기술은 렌즈의 영상왜곡을 해결하기 위한 접근방식이 영상처리기술의 낙후로 완벽하지 못하며, 갑작스러운 조도변화에서 촬영이 어려워 저조도 환경에서 사고 발생 시 결정적인 단서를 제공하지 못하게 된다.

본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 갑작스러운 저조도 환경에서의 영상을 개선하고, 렌즈 왜곡을 줄일 수 있는 개선된 영상복원 알고리즘을 제안한다.

II. 본론

2.1 제안된 통합 알고리즘

그림 1은 도로의 상황을 촬영한 영상이 렌즈 왜곡 보정[1][6]과 감마 보정 알고리즘을 각각 병렬로 처리

한 후, 두 알고리즘을 하나의 영상으로 통합하는 제안된 알고리즘의 블록도이다.

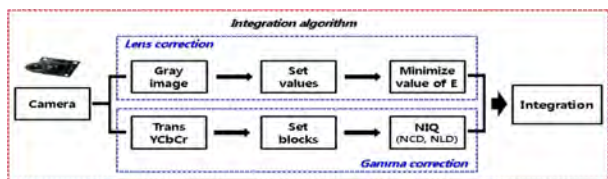


그림 1. 제안된 알고리즘의 블록도

2.2 렌즈 왜곡 보정

렌즈로 촬영된 영상의 왜곡모델은 왜곡된 좌표를 수치연산을 통해 왜곡이 없는 좌표로 변환하기 위해 필요하며, 이러한 왜곡모델은 어안렌즈가 디자인되는 방법을 기본으로 하는 FOV모델을 사용하며 함수로 표현할 수 있다. 그러나 어안렌즈의 광학적인 성질이 정확히 FOV모델을 따르지 않으므로 이를 보정하기 위해 FOV모델의 왜곡 함수와 그 역함수를 이용하는데 이는 식(1)과 (2)로 표현된다.

$$r_d = \frac{1}{\omega} \tan^{-1}(2r_u \tan \frac{\omega}{2}) \tag{1}$$

$$r_u = \frac{\tan(r_d \omega)}{2 \tan \frac{\omega}{2}} \tag{2}$$

왜곡함수는 rd에 대한 3차 방정식의 해이며 다음의 식 (3), (4), (5)와 같이 카르다노 (Cardano)의 3차 방정식의 대수적 해법에 의해 구할 수 있다.

$$x_u = x_d(1 + k_1 r_d^2 + k_2 r_d^4 + \dots) \tag{3}$$

$$y_u = y_d(1 + k_1 r_d^2 + k_2 r_d^4 + \dots) \tag{4}$$

$$r_d = \sqrt{x_d^2 + y_d^2} \tag{5}$$

렌즈의 왜곡이 커질수록 수식들이 높은 차수의 왜곡상들을 필요로 하며, 수치해석의 방법을 통해 왜곡상수를 구함으로써 보정계수를 얻고 이를 통해 렌즈왜곡을 보정할 수 있다.

2.3 감마 보정

저조도[3]의 상황에서의 감마보정을 이용한 개선된 영상복원 알고리즘은 오히려 고조도의 상황에서 영상의 화질을 저하시키는 결과를 보였기 때문에 이러한 문제를 함께 개선하기 위해서 기본적으로 밝기를 선형화 할 때 포화영역 복원기법[4]을 적용하여 고광도 영역이 많은 경우에도 영상의 화질을 회복하는 방법을

적용했다.

감마 보정을 위한 알고리즘은 4단계로 진행된다. 첫 번째 단계는 식 (6)에 의해서 RGB 색상 모델에서 YCbCr 색상 모델로 변환 시킨다.

$$\begin{bmatrix} Y \\ Cb \\ Cr \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 16 \\ 128 \\ 128 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 65.481 & 128.553 & 24.966 \\ -37.797 & -74.203 & 112.000 \\ 112.000 & -93.786 & -18.241 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R \\ G \\ B \end{bmatrix} \tag{6}$$

두 번째 단계는 YCbCr 색상 모델 중 밝기 정보를 가지고 있는 Y 값을 이용해서 블록의 크기를 설정하는 것이고, 세 번째 단계는 밝기와 명암 정보 [2][5][7]를 가지는 NCD와 NLD 값을 추출하는 것이다. 식 (7)과 (8)에서 NLD는 정규화 된 밝기정보의 수표현자이며, NCD는 정규화 된 명암정보의 수표현자이다.

$$NLD = \frac{1}{LN} \sum_{k=0}^{L-1} r_k \cdot n_k, 0 \leq NLD \leq 1 \tag{7}$$

$$NCD = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{B-1} c_l \cdot b_l, 0 \leq NCD \leq 1 \tag{8}$$

네 번째 단계는 식 (9)에서 NLD와 NCD 값의 관계를 갖는 정규화 된 영상의 수표현자인 NIQ 값을 이용하여 감마값을 추출 후 감마 보정을 한다.

$$NIQ = (NLD, NCD) \tag{9}$$

NLD의 경우 밝기가 밝을수록 1에 가까워지고 어두울수록 0에 가까워지는 결과를 보이며, NCD의 경우 밝기가 아주 밝거나 어두운 경우에 값이 작고 NCD의 값이 최고 일 때 이미지가 가장 선명하게 나타난다.

III. 구현

도로의 영상은 CMOS image sensor로 촬영 되었으며, Visual Studio 2010 과 OpenCV 2.2, Intel (R) Core(TM)2 Quad Q8400 CPU 2.66GHz의 환경에서 구현 되었다.



그림 2. 렌즈 왜곡 보정의 결과



(a) 고조도 상황에서 감마 보정의 결과



(b) 저조도 환경에서 감마 보정의 결과
그림 3. 감마 보정의 결과

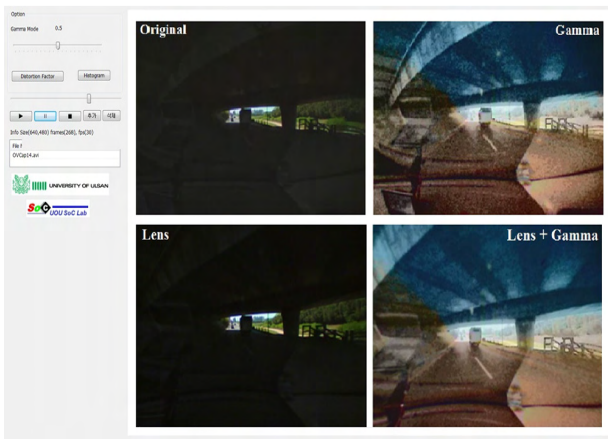


그림 4. OpenCV Program을 이용한 렌즈와 감마 보정의 통합 결과

그림 2는 렌즈 왜곡 보정의 결과를 보여주며, 일반 영상에 비해 평활도가 개선된 것을 알 수 있다. 그림 3은 감마 보정의 결과를 나타내며, 고조도의 상황에서는 화질저하가 나타나지 않았고 저조도 상황에서는 개선된 영상을 보여준다. 그림 4는 OpenCV의 프로그램을 사용한 렌즈와 감마 보정의 통합 결과를 보여준다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

차량용 카메라의 촬영 영상은 일반적인 도로의 상황만을 인식하는 것이 대부분이고 갑작스러운 저조도 상황에서 영상을 인식하기 어렵기 때문에 사고 발생 시 결정적인 단서로 사용하기가 어렵다. 또한 렌즈에 의한 왜곡이 심하게 나타나기 때문에 원본 영상과 차이가 나게 된다.

본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 갑작스

러운 저조도 환경에서의 영상을 개선하고, 렌즈 왜곡을 줄일 수 있는 개선된 영상복원의 통합 알고리즘을 제안했다.

그 결과로 렌즈 왜곡 보정의 영상은 원본 영상과 비교해서 98%의 평활도를 얻었으며, 조도 변화의 상황에서는 감마 보정으로 육안으로도 상황을 감지 할 수 있을 만큼의 향상된 영상의 결과를 보였다.

그리고 앞으로의 추가적인 연구를 통해 차선 경계 검출을 포함하는 통합 알고리즘을 구현하게 될 것이다.

감사의 글

본 연구는 산업통상자원부 및 IDEC 플랫폼 센터 (지능형 자동차)의 지원으로 수행하였음.

참고문헌

- [1] B. Prescott and G.F. McLean, "Line-Based Correction of Radial Lens Distortion", Graphical Models and Image Processing, Volume 59, Number 1, pp. 39-47, Jan 1997
- [2] V. Mante, R.A. Frazor, V. Bonin, W. Geisler and M.Carandini, "Independence of luminance and contrast in natural scenes and in the early visual system", Nature Neuroscience, vol. 8, no. 12, pp. 1690-1697, Dec 2005.
- [3] MH. Kim and LW. MacDonald, "RENDERING HIGH DYNAMIC RANGE IMAGES", EVA 2006 London Conference, pp. 22.1-22.11, 2006.
- [4] G. Ramponi, "Adaptive contrast improvement for still images and video frames", IEEE- EURASIP Workshop on Nonlinear Signal and Image Processing, NSIP-07, Bucharest, Romania, pp. 10-12, Sept 2007.
- [5] A. Restrepo and G. Ramponi, "Filtering and Luminance Correction for Aged Photographs", IST/SPIE E.I. Sci. and Techn. San Jose, pp. 27-31, Jan 2008.
- [6] W. Kim, C. Kim, "An efficient correction method of wide-angle lens distortion for surveillance systems", Circuits and Systems, 2009. ISCAS 2009. IEEE International Symposium on, pp. 3206-3209, May 2009.
- [7] YY. Park and SB. Cho, JH. Lee, "Block based Normalized Numeric Image Descriptor", IIEEK JOURNAL, pp. 188-195, March 2012.

Multi ROI와 전 처리 Filtering을 이용한 High-Speed Lane Detection Algorithm

*조재현, 엘덴토야, 장영민, 임동혁, 윤형근, 김지근, 조상복
울산대학교 전기공학부
e-mail : cho900303@nate.com, sbcho@ulsan.ac.kr

High speed lane detection algorithm
using multi ROI and preprocess filtering

*Jae-Hyun Cho, Erdenetuya, Young-Min Jang, Dong-Hyeog Lim,
Hyung-Geun Yoon, Ji-Geun Kim, Sang-Bock Cho
School of Electrical Engineering
University of Ulsan

Abstract

As the number of black box market increased approximately about 100 million in 2012, the requirement for a black box is growing more and more. Unlike the previous/traditional lane detection algorithm to analyze the RGB images, our lane detection method based on the Hough transform detect the lane through the transformed image which applied edge detection after converting RGB image to gray image. In this paper, in order to improve the computation speed of lane detection method using Hough transform, we set multiple ROI and minimum ROI's size to minimize the amount of processing. Compared with the previous methods, the proposed algorithm improve the calculation speed of 0.8% and recognition rate of 0.4%.

차 시장 규모도 꾸준히 증가하고 있으며 이에 따라 자동차의 전, 후방은 물론 측방의 위험요소를 감지하고 교통사고 등의 사고 영상을 실시간으로 저장할 수 있는 블랙박스의 필요성은 더욱 더 커지고 있다.

현재 시판되는 다양한 종류의 블랙박스들은 고유 기술이나 강점을 통해 여러 기능을 접목시킨 제품들이 연구되고 있다. 이러한 제품들은 차량 외부 화면을 영상으로 인식, 녹화하는 기능뿐 아니라 차량 전방의 차선을 인식하여 차선 이탈상황을 감지하는 등 여러 기능이 접목된 형태로 출시되고 있다.

본 논문에서는 Hough Transform[4]을 통해 차선을 인식하고 도로 전체를 ROI로 설정하던 과거의 방법과는 달리 차선의 양쪽을 각각 최소한의 ROI를 지정하여 사용하는 Hough Transform 알고리즘을 이용해서 연산 영역을 최소화하며 차선 인식을 할 때 연산 속도를 향상시키는 차선 검출 시스템을 제안한다.

I. 서론

블랙박스 시장은 2010년 기준으로 규모가 급격히 확장 되면서 약 25만 대의 규모에서, 2012년도에는 이를 훨씬 상회하는 약 100만 대를 넘어섰다.[5] 2-3년 동안 급격히 상승한 블랙박스 시장의 흐름에 따라 약 130여 개 이상의 업체들이 경쟁하고 있다.

또한 인구 증가에 따른 운전자 수도 증가하면서 자동

II. 본론

2.1 차선 경계 검출 알고리즘[2]

그림1은 제안한 전체 알고리즘 블록 다이어그램이다.



그림1. 전체 알고리즘 블록 다이어그램

그림 2는 차선 검출을 위한 알고리즘의 flow chart이다.

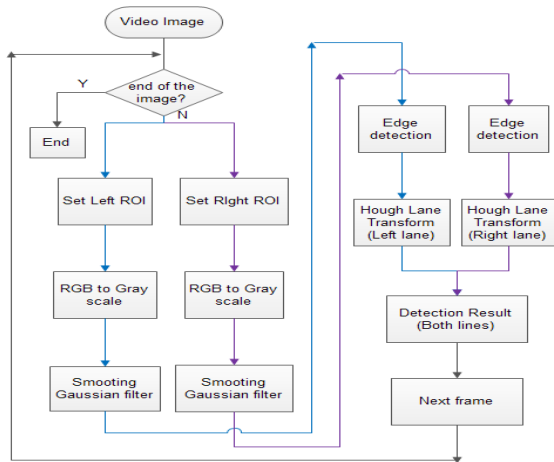
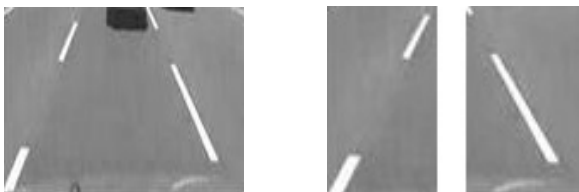


그림 2. 차선 검출 알고리즘의 flow chart

그림 2의 flow chart의 순서로 아래와 같이 알고리즘이 진행이 된다.

2.2 ROI 설정

블랙박스를 통해 도로 영상이 촬영되면 ROI(Region Of Interest)를 통해 알고리즘을 연산할 특정 영역을 선택한다. 기존의 방법에서는 그림 3(a)와 같이 촬영된 영상 중 하위 전체 영역을 ROI로 설정하였으나[1] 본 논문에서 제안하는 알고리즘은 그림 3(b)와 같이 촬영된 영상에서 양 차선을 각각 ROI 설정을 하여 알고리즘을 적용할 부분을 최소한으로 설정해준다.



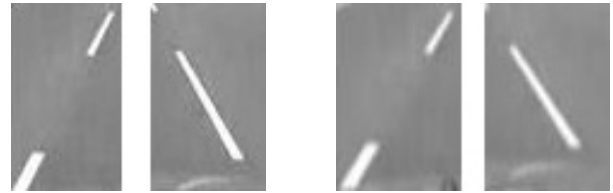
(a) 기존 ROI 영역 (b) 제안한 ROI 영역
그림 3. 기존 ROI 영역과 제안한 ROI 영역의 비교

2.3 전 처리 Filtering 및 외곽선 추출

설정한 영상을 RGB 포맷에서 Gray 포맷으로 변환[3]하여 영상을 흑백 처리한다. 그 뒤 edge detection의 효율을 높이기 위해 영상에 가우시안 블러를 적용한다. 커널 중심의 화소와 주변 화소의 가우시안 분포에 따른 가중치의 합을 연산하여 그림 4와 같이 블러 효과를 적용하였다.

이 Filtering된 회색조 영상에서 각 화소 값의 변화 값을 분석하여 변화 값이 급격한 부분을 경계로 추출하도록 Canny detection을 이용한다. 그림 5와 같이

Canny detection을 통해 filtering 된 화면의 외곽선을 추출하여 Hough Line Transform Algorithm을 적용할 수 있도록 영상의 전 처리 과정을 거친다.



(a) 기존 영상 (b) Gaussian blur의 적용
그림 4. 기존 영상과 Gaussian blur를 적용한 영상

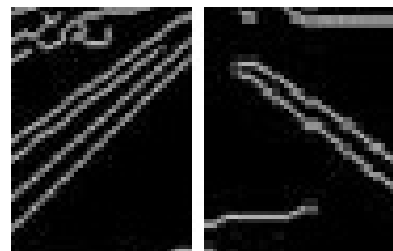


그림 5. Canny edge를 통해 외곽선을 추출한 영상

2.4 Hough Transform with accumulator cells

Hough Transform[4]은 영상에서 감지되는 점들이 이루는 직선들 중 파라미터의 빈도수가 누적된 부분만을 단일 직선으로 추출하는 알고리즘이다. 이 알고리즘을 통해 직선 뿐 아니라 원, 타원 등 곡선이나 곡선으로 이루어진 도형들도 추출이 가능하다.

그림 6은 일반적인 Hough Transform Algorithm이며 원하는 직선은 식 (1)을 통해 추출할 수 있다. 여기서 ρ 는 원점에서 직선까지의 길이, θ 는 ρ 와 x축이 이루는 각도이다.

$$x \cos \theta + y \sin \theta = \rho \quad (1)$$

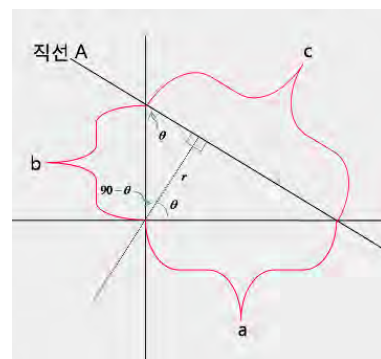


그림 6. 일반적인 Hough Transform Algorithm

위에서 설명한 Hough Transform Algorithm을 설정한 각각의 ROI에 적용하여 각각 왼쪽과 오른쪽의 차

선을 검출하여 양 차선을 인식하여 출력하였다.

III. 실험

Visual Studio 2010 Ultimate와 OpenCV 2.2.0을 Windows 7 64bit에 설치하여 실험 환경을 구성하였으며 동일한 환경에서 제안한 알고리즘을 구현하였다.

사진 블랙박스에서 촬영된 2개의 .avi 파일을 샘플로 사용하여 각각 위의 알고리즘을 적용하여 시물레이션을 진행하여 결과 값을 도출하였으며, 그림 7과 그림 8은 샘플로 사용된 영상들의 결과 값이다.



그림 7. sample 영상 (1) 결과



그림 8. sample 영상 (2) 결과

표1은 각 샘플영상에 대한 기존의 알고리즘 연산 결과이며[1] 표2는 각 샘플영상에 대한 제안한 알고리즘 연산 결과이다.

표 1. 샘플영상에 대한 기존의 알고리즘 연산 결과

Clip	Total frame	Detected frame	Correct rate	Frame/sec
1	1280	1195	93.4%	27.0
2	738	724	98.1%	28.0
Total	2018	1919	95.1%	27.5

표 2. 샘플영상에 대한 제안한 알고리즘 연산 결과

Clip	Total frame	Detected frame	Correct rate	Frame/sec
1	1280	1201	93.8%	27.0
2	738	727	98.5%	28.0
Total	2018	1928	95.5%	27.5

결과를 통해서 수정된 알고리즘이 기존 알고리즘 대비 인식률이 0.4% 향상된 것을 확인할 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

블랙박스 시장의 증가와 함께 블랙박스에 내장되는 부가적인 시스템의 필요성이 증대되고 있다. 차선 인식도 이러한 필요한 시스템의 하나로 그 중요성이 강

조되면서 차선 검출의 인식률과 연산 속도의 증가도 필요하다.

실제 실험 결과는 아래의 표와 같은 값을 도출하였으며, 기존의 방법과 비교하여 인식률이 약 0.4% 향상하였으며 0.8%의 연산 속도 향상을 보였다. 하나의 큰 ROI를 통해 양 차선을 검출하는 기존의 방법으로 ROI를 설정할 경우 차도의 중간에 표시되어 있는 속도제한 표시나 화살표 등이 일부 인식을 하는 경우가 있는데 본 논문에서 제안한 방법의 경우 양 차선만을 ROI로 설정하였기 때문에 위에서 언급한 문제점이 발생하지 않는다.

제안한 방법을 통해 직선, 완만한 커브에서 연산 속도는 증가하였으나 급격한 커브에서는 ROI 영역을 벗어나 연산이 힘든 문제점이 있었다. 향후 급커브 구간에서도 차선 검출을 원활히 할 수 있도록 개선할 계획이다.

감사의 글

본 논문은 지식경제부 출연금으로 수행한 ETRI SW-SoC융합 R&D 센터의 연구결과로 작성되었습니다.

참고문헌

- [1] Erdenetuya Tsogtbaatar, 조상복. "A high efficient Lane Detection algorithm using a Hough Line Transform", The Graduate School of the University of Ulsan, Department of Electrical engineering November 2012
- [2] T. Trung-Tien, et al., "A Novel Method for Lane Marking Detection in Various Conditions", *ITC-CSCC 2011*, June 19-22, p. 347-349
- [3] 배찬수, 이종화, 조상복, "형태학과 색상 정보를 이용한 차선 인식 알고리즘", *2011년 6월 전자공학회논문지*, p.15-24
- [4] S.Fatemeh Mazrouei, P.Hosseini, "A Robust and Real-time Road Line Extraction Algorithm using Hough Transform in Intelligent Transportation System Application", *Computer Science and Automation Engineering (CSAE), 2012 IEEE International Conference on*, p.256-260
- [5] <http://www.koroad.or.kr/>

주곡률비를 이용한 특징점 선택 방법

*이근동, 나상일, 이승재, 제성관, 오원근
한국전자통신연구원

e-mail : {zacurr, sina, seunglee, skj, owg}@etri.re.kr

Feature Selection Method using Principal Curvatures Ratio

*Keun-Dong Lee, Sang-il Na, Seungjae Lee, Sungkwan Je, and
Weon-Geun Oh
ETRI

Abstract

In this paper, a novel feature selection method is proposed to achieve compactness of descriptor. The proposed method uses the ratio of principal curvatures which provides good measure of edgeness to improve the discriminability of descriptor. Experimental results show that the proposed feature selection method has better discriminative power than the method in [3].

I. 서론

모바일 기기의 보급 확대와 기존 검색 서비스에 대한 새로운 요구가 증대됨에 따라, 모바일 비주얼 검색에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

비주얼 검색에는 SIFT [2], SURF [5] 와 같은 지역 영역 서술자를 이용한 방법이 대표적인데, 네트워크 대역폭과 메모리 크기가 제한된 모바일 환경에서는 이러한 지역 영역 서술자를 경량화하는 것이 적합하며 [1], 현재 MPEG (Motion Picture Experts Group, ISO/IEC JTC1 SC29 Wg11)의 Video 그룹에서는 Compact Descriptor for Visual Search (CDVS) 라는 모바일 비주얼 검색을 위한 경량 서술자의 표준화 작업이

진행되고 있다. 서술자를 경량화하기 위해, MPEG-7 CDVS의 Test Model (TM) [4]에서는 특징점 선택 방법과, 서술자 압축 방법이 사용되고 있다.

이 중 특징점 선택 방법은 영상으로부터 DoG (Difference-of-Gaussian) [2], Hessian Blob Detector [5], Harris/Hessian Affine [6],[7] 등을 통해 검출된 전체 특징점 중 중요도가 높은 일부 특징점을 선택하여 서술자로 추출하는 방법이다. 이 방법은 서술자를 경량화 할 수 있는 직관적인 방법이지만, 제한된 수의 특징점을 사용하기 때문에 특징점을 선택하는 기준에 따라 영상 정합 성능이 크게 좌우된다. 따라서, 특징점 선택 방법은 제한된 특징점으로 서술자의 구별성을 극대화하는 방향으로 설계되어야 한다.

MPEG-7의 CDVS TM에서는 G. Francini [3]등이 제안한 조건부 확률 기반 특징점 선택 방법이 사용된다. 본 논문에서는 TM의 특징점 선택 방법을 기반으로, 특징점의 주곡률비 (Principal curvatures ratio)를 이용한 특징점 선택 방법을 제안한다.

II. TM의 특징점 선택 방법

MPEG-7의 CDVS TM에서는 훈련을 통해 그림 1과 같이 특징의 위치 정보 (중앙으로부터의 거리), DoG 필터값 (Peak), 크기, 주방향성에 따른 조건부 정합 확

를 추정하고, 이 조건부 정합 확률들의 곱으로 각각의 특징의 중요도를 계산한다.

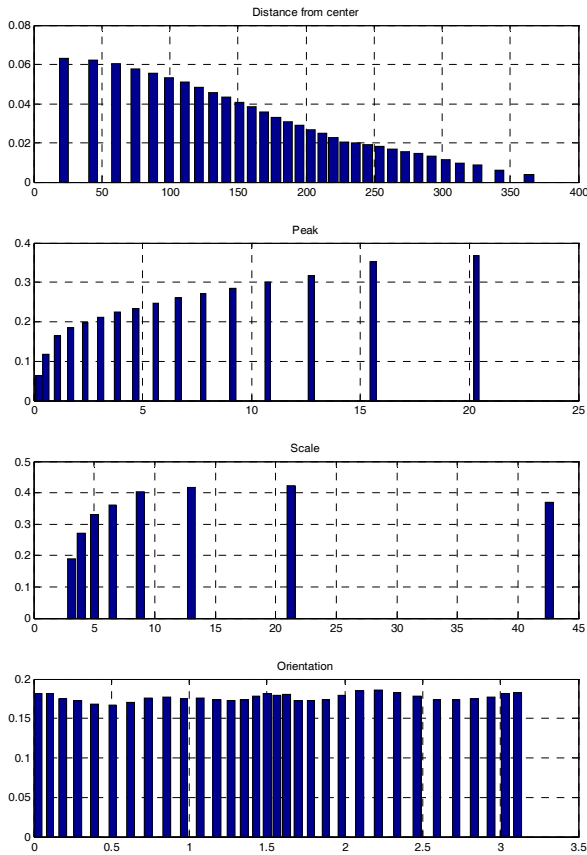


그림 1. 위치, Peak, 크기, 주방향성에 따른 조건부 정합 확률

다음으로, 서술자 경량화를 위하여 높은 중요도를 갖는 일부 점들만이 Descriptor로 추출된다. 그림 2의 (b)에 특징점 선택을 적용한 예가 제시되어 있다.

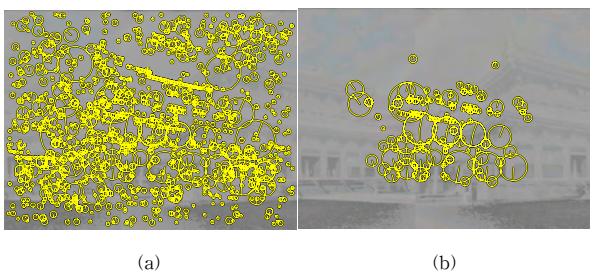


그림 2. 특징점 선택 예제 이미지
(a) 특징점 선택 미적용 (b) 특징점 선택 적용

하지만, 이 방법에서 사용하는 특징의 주방향성은 추정 과정에서 오류가 발생하기 쉽고, 그림 1의 주방향성에 따른 조건부 정합 확률의 변화가 작아 특징 선택의 변별력이 낮다[8]. 또한, 영상의 외곽에 분포한 특징은 선택될 확률이 낮기 때문에, 그림 3과 같이 물체가 영상 전체에 걸쳐 분포하는 경우, 정보의 손실로 인해

정합 성능이 저하될 수 있다.

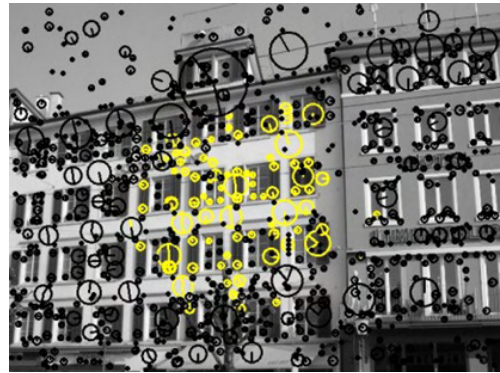


그림 3. TM방법을 적용한 예 (노랑 : 선택된 특징점 / 검정 : 선택되지 않은 특징점)

III. 제안 특징점 선택 방법

제안된 특징점 선택 방법에서는 이러한 문제점을 개선하고 서술자의 구별성을 증가시키기 위해, 특징의 주방향성과 위치, Peak, 크기에 따른 조건부 정합 확률의 곱 대신, 특징의 주곡률비, Peak, 크기에 따른 조건부 정합 확률의 곱으로 특징의 중요도를 계산한다. 주곡률비는 DoG 특징점 검출기 [2]에서 사용하는 특징의 Edgeness를 나타내는 지표이므로, 추가적인 연산없이 계산된 값을 사용할 수 있다.

본 장에서는 특징의 주곡률비와 이를 이용해 추정된 조건부 정합 확률 대해 상세히 설명한다.

3.1 주곡률비 (Principal Curvatures Ratio)

DoG를 이용한 특징점 검출기 [2]에서는 Edge 성분 특징점을 제거하기 위해서, 주곡률비를 이용한다. 주곡률은 특징점의 위치 및 Scale에서 수식 (1)의 Hessian 행렬을 통해 계산할 수 있다.

$$H = \begin{pmatrix} D_{xx} & D_{xy} \\ D_{xy} & D_{yy} \end{pmatrix} \quad (1)$$

Hessian 행렬의 고유값은 DoG의 주곡률과 비례하며, 행렬의 대각합 (Trace)과 행렬식 (Determinant)의 비는 수식(2)와 같이 고유값의 비 r의 함수로 표현된다.

$$\frac{Tr(H)^2}{Det(H)} = \frac{(r+1)^2}{r} < Threshold \quad (2)$$

특징점의 주곡률비로 표현된 함수값이 특정 임계값 보다 낮다면, 해당 특징점은 Edge 성분으로 간주되어 제거된다.

그림 4에 주곡률비 임계값에 따른 특징점 검출의 예가 제시되어 있다. 특징점의 주곡률비가 클 수록, Edge 성분과 같이 한 방향으로 밝기 변화가 큰 것을 확인할 수 있다.

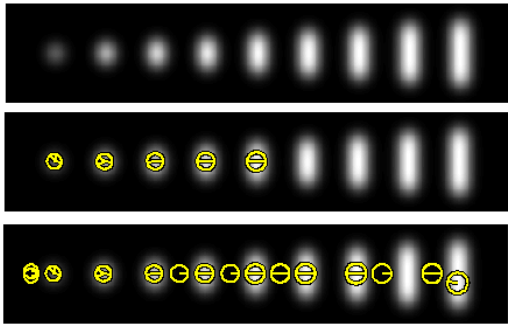


그림 4. 주곡률비 임계값에 따른 특징점 검출 (위)입력 영상 (중간)임계값 3.5 (아래)임계값 10

3.2 주곡률비에 따른 조건부 정합 확률

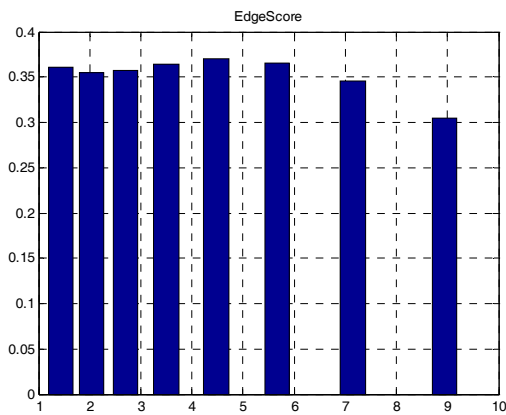


그림 5. 주곡률비에 따른 조건부 정합 확률

제안 특징점 선택 방법에서는 수식 (2)의 주곡률비의 함수값을 이용하여 그림 5와 같이 정합쌍에 대한 조건부 정합 확률을 훈련을 통해 추정하였다. 주곡률비가 높을수록, 조건부 매칭 확률이 낮아지는 것을 확인할 수 있다. DoG 검출기에서 주곡률비가 높은 특징점을 제거하기 때문에, 이를 특징점 선택 방법에 적용하면, 추출된 서술자의 구별성을 향상시킬 수 있다.

IV. 실험 결과 및 분석

MPEG-7 CDVS Dataset[9]의 Graphics, Buildings, Objects 카테고리에 대해서, 정합쌍 실험 (Pair-wise matching)을 통해 특징점 선택 방법의 효과를 검증하였다. CDVS Dataset의 상세한 내용은 표 1에 정리되어 있다. DoG 특징점 검출기 및 SIFT 서술자 추출을 위해, vfeat 9.16 [10]을 사용하였고, 특징의 주곡률비, 위치, Peak, 크기, 주방향성에 따른 조건부 정합 확률을 얻기 위한 훈련 데이터셋으로 INRIA Holidays[11], 201 Books[12], Pasadena buildings[13], Oxford 5K [14]가 사용되었다. 특징점 선택 방법의 성능을 검증하기

위하여, DoG 검출기를 통해 추출된 평균 1500여개의 특징의 10%인 150개 특징점을 TM방법과 제안 방법, 그리고 임의로 특징점을 선택하는 방법을 각각 적용하여 서술자를 추출하였고, 이에 따른 정합 성능을 그림 6과 같이 ROC Curve를 이용하여 비교하였다.

Category	Dataset	정합 쌍 수	비정합쌍 수
Graphics	Stanford	3,000	30,000
Buildings	ZuBud	4,005	48,675
	Stanford		
	ETRI		
	Peking		
	TI		
Objects	SudParis	2,550	25,500
	Huawei		
Objects	UKY	2,550	25,500

표 1. 실험에 사용된 CDVS Dataset

실험결과에 따르면, 제안 방법은 모든 실험 셋에서 TM 방법보다 높은 정합 성능을 보인다. 이는 추정 과정에서 에러 발생 확률이 높은 특징의 주방향성과 영상 내 객체의 분포에 따라 정보 손실의 가능성이 있는 특징의 위치 정보를 이용한 특징점 선택 방법 대신, 특징이 Edge에 가까운 정도를 나타내는 주곡률비를 이용하여 서술자의 구별성 및 강인성을 향상시킬 수 있는 특징점을 선택하였기 때문이다.

또한, 임의로 특징점을 선택하는 방법은 제안 방법과, TM 방법에 비해 정합 성능을 크게 저하시키는 것으로 비추어 보아, 특징점 선택 방법 설계의 중요성을 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는, 특징의 주방향성과 위치정보를 이용한 기존 특징 선택 방법의 문제점을 개선하기 위해 주곡률비를 이용한 특징점 선택 방법을 제안하였고, MPEG-7 CDVS Dataset에 대한 정합쌍 실험을 통해, 기존 방법에 비해 제안 방법이 정합 성능을 향상시키는 것을 확인하였다.

감사의 글

본 연구는 문화체육관광부 및 한국콘텐츠진흥원의 2013년도 콘텐츠산업기술지원사업의 연구결과로 수행되었음 (UVD기반 SMS 기술 개발)

참고문헌

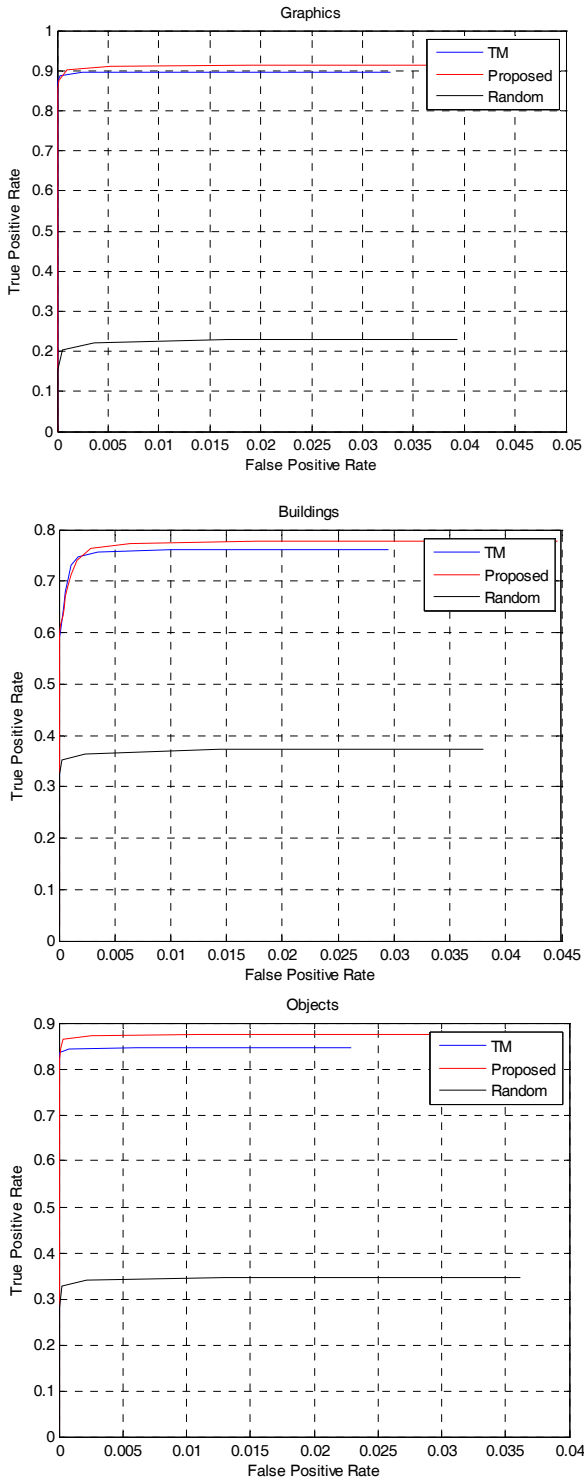


그림 6. 특징점 선택 방법 비교 실험 결과

[1] B. Girod, V. Chandrasekhar, D. Chen, N.-M. Cheung, R. Grzeszczuk, Y. Reznik, G. Takacs, S. Tsai, and R. Vedantham, "Mobile Visual Search," IEEE Signal Processing Magazine, Special Issue on Mobile Media Search, vol.28, no.4, pp.61-76, 2011.

[2] D. Lowe, "Distinctive image features from scale-invariant key-points," IJCV, vol.59, no.1, pp. 61-85, 2004.

[3] Gianluca Francini, Skjalg Lepsøy, and Massimo Balestri, "Selection of local features for visual search," Signal Processing: Image Communication, vol.28, issue 4, pp. 311-322, 2013.

[4] ISO/IEC JTC1/SC29/WG11/N13335 "Test Model 5: Compact Descriptors for Visual Search," 103th MPEG Meeting, Geneva, Switzerland, 2013.

[5] H. Bay, T. Tuytelaars, and L. V. Gool, "Surf : Speeded up robust features," in Proc. ECCV, pp.404-417, 2006.

[6] K. Mikolajczyk and C. Schmid, "Scale and affine invariant interest point detectors," IJCV, vol.60, pp.63-86, 2004.

[7] K. Mikolajczyk, T. Tuytelaars, C. Schmid, A.Zisserman, J. Matas, F. Schaffalitzky, T.Kadir, and L.V. Gool "A comparison of affine region detectors," IJCV, vol.65, no.1-2, pp.43-72, 2004.

[8] Bin Fan, Fuchao Wu, and Zhanyi Hu, "Rotationally Invariant Descriptors using Intensity Order Pooling," IEEE Transaction on PAMI, 34(10), pp.2031-2045, 2012.

[9] ISO/IEC JTC1/SC29/WG11/N12202 "Evaluation Framework for Compact Descriptors for Visual Search," 97th MPEG Meeting, Torino, Italy, 2011

[10] <http://www.vlfeat.org>

[11] <http://lear.inrialpes.fr/~jegou/data.php>

[12] http://pacific.tilab.com/wordpress/?page_id=43

[13] <http://www.vision.caltech.edu/archive.html>

[14] <http://www.robots.ox.ac.uk/~vgg/data/oxbuildings>

차량의 가속도를 이용한 Image Stabilization

*박종민

(주)만도

e-mail : jongminpark@mando.com

Image stabilization using vehicle acceleration

*Jong-Min Park

Mando Corporation

Abstract

Vehicle safety systems based on a front camera require image stabilization algorithm to preserve the accuracy of camera calibration even when the ego-vehicle is pitching. Most image stabilization algorithms estimate the vanishing point by accumulating the movement of the horizon. In the process, it is likely that error is also accumulated. Therefore, some methods to prevent the error accumulation is needed. However the methods cannot handle the pitch caused by acceleration of the ego-vehicle because it seems to be biased by estimation error. In this paper, a method to handle the pitch caused by vehicle acceleration is proposed.

I. 서론

전방 카메라 기반의 차량용 안전 시스템은 강인한 인식 성능과 인식된 물체의 실제 위치 측정을 위해 camera calibration이 필요하다. 하지만 보통 camera calibration은 차량이 평지에 정차되어 있는 상황에서 수행되며 차량의 주행 중 발생하는 pitch motion은 calibration의 정확도를 크게 저하시킨다. 따라서 전방

카메라 기반의 차량용 안전 시스템에는 차량의 pitch motion을 보상할 수 있는 image stabilization이 필수적이다. 차량의 pitch 각도는 주로 차선 인식[1]이나 지평선 근처의 feature matching을 이용해 수행한다[2]. 차선이 없는 경우에도 전방 충돌 경보 등의 기능은 동작해야하기 때문에 차선이 없으면 주로 지평선 근처의 feature matching을 이용한 stabilization이 사용된다. 이 방법은 매 프레임마다 소실점 변화량 오차 누적으로 인한 소실점 추정 결과가 부정확해질 수 있어 오차 누적을 방지하기 위한 방법들이 사용된다[2]. 하지만 차량의 지속적인 가속이나 감속에 의해 발생하는 pitch motion의 경우는 소실점이 계속해서 특정 위치 근처에 있게 되어 오차 누적 방지를 위해 소실점의 위치를 재설정하여 카메라의 pitch각을 보정하지 못하는 문제가 발생한다. 본 논문에서는 차량의 가속이나 감속에 의해 발생하는 pitch motion에 대한 image stabilization 방법을 제안한다.

II. 본론

2.1 차량 거동을 이용한 카메라 pitch angle계산

차량이 급가속을 할 때는 차량의 앞부분이 들리고, 급제동을 할 때에는 차량의 앞부분이 숙여지는데 이

현상을 squat와 dive라 부른다. 이 때 발생하는 차량의 pitch 각도 θ 는 차량의 가속도와 비례하는 것으로 suspension geometry[3]를 이용해 계산할 수 있다(1).

$$\theta = \frac{W a_x}{L g} \left(\frac{1}{K_r} \frac{h}{L} - \frac{1}{K_r} \frac{e}{d} + \frac{1}{K_f} \frac{h}{L} \right) \quad (1)$$

위 식에서 a_x 는 차량의 종 방향 가속도, W 는 차량의 하중, L 은 휠베이스, h 는 차량의 무게중심의 높이, K_f, K_r, e, d 는 suspension에 대한 인자들이다. 차량의 질량 m 과 무게중심의 높이 h 는 탑승자와 차량에 실려 있는 짐에 의해서도 결정되는 것으로 pitch angle은 (2)와 같이 단순화할 수 있다.

$$\theta = s \frac{a_x}{g} \quad (2)$$

수식 (2)에서 변수 s 는 상황에 따라 변하는 값으로 차선이 있는 경우 차선 인식 결과로 얻은 소실점과 차량의 가속도를 이용해 얻은 소실점을 비교해 지속적으로 추정한다. 차선 인식 결과로 추정한 pitch angle은 차선 인식으로 추정한 지평선의 높이 v_{lane} 과 camera calibration으로 얻은 소실점의 위치 v_{van} 그리고 focal length f 를 이용해 수식 (3)과 같이 계산할 수 있다.

$$\theta = \frac{v_{van} - v_{lane}}{f} \quad (3)$$

따라서 현재 가속도에 의한 pitch angle과 차선 인식 결과로 얻은 pitch angle의 차이를 이용하면 차량의 질량 변화에 대한 현재의 변수 값 \hat{s} 를 수식 (4)를 이용해 추정할 수 있다.

$$\hat{s} = \frac{(v_{van} - v_{lane})g}{f a_x} \quad (4)$$

III. 구현

그림 1은 차량이 3초 동안 42km/h에서 21km/h로 감속하는 상황에서의 image stabilization 결과이다. 지평선 부근의 파란 십자가는 camera calibration 결과로 계산한 소실점의 위치이고 녹색 십자가는 차선 인식 결과로 추정한 소실점의 위치이다. 그리고 빨간 십자가는 차량의 가속도를 이용해 추정한 소실점의 위치이다. 차량이 감속할 때에는 차량이 앞으로 숙여지기 때문에 소실점이 지평선보다 아래에 위치해 있지만, 차선인식과 차량의 가속도를 이용해 추정한 소실점은 지평선 근처에 위치해 있음을 확인할 수 있으며 이를 이용한 stabilization 결과 차량이 감속중임에도 정상적으로 차선과 차량을 인식하고 있음을 확인할 수 있다.

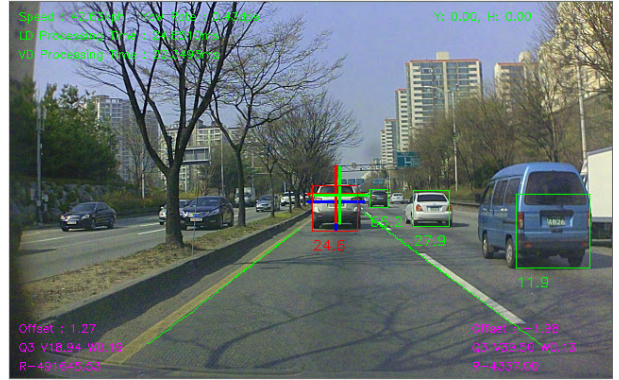


그림 1. 감속시의 image stabilization 결과

(+: calibration으로 추정한 소실점, +: 차선 인식 결과로 추정한 소실점, +: 차량의 가속도로 추정한 소실점)

IV. 결론

제안된 방법은 차선이 있을 경우 차량의 무게 변화에 대한 변수를 업데이트하고 차선이 없어 절대적인 지평선 위치를 알 수 없는 경우 차량의 가속도를 이용해 지평선의 위치를 추정을 한다. 따라서 차선이 없어 지평선 부근 특징점들의 변화를 이용한 stabilization을 수행할 때 지속적인 감가속으로 인해 소실점이 특정 위치에 머물러 지평선의 위치가 초기화 되더라도 가속도를 이용한 pitch angle을 추정할 수 있었다. 그리고 가속도를 이용한 image stabilization을 적용해 안정적으로 전방의 물체를 인식할 수 있었다.

참고문헌

[1] J. Y. Chang, W. F. Hu, M. H. Cheng, and B. S. Chang, "Digital Image Translational and Rotational Motion Stabilization Using Optical Flow Technique," IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.48, No.1, February

2002.

- [2] A. Broggi and P. Grisleri, "A Software Video Stabilization System for Automotive oriented Applications," in Procs. IEEE Vehicular Technology Conference, (Stockholm, Sweden), June 2005.
- [3] http://www.mech.uq.edu.au/courses/mech3100-old/lecturenotes/mech3100_suspension2.pdf

LBP를 이용한 얼굴인식의 성능 향상을 위한 평탄한 영역 제외 기법

*김효영, 정준영, 김승욱, 고성제
고려대학교 전기전자전파공학부
e-mail : sjko@korea.ac.kr

A Flat Region Exception Method for Improving Face Recognition using Local Binary Patterns

*Hyo-Young Kim, June-Young Jung, Seung-Wook Kim, and Sung-Jea Ko
School of Electrical Engineering
Korea University

Abstract

Local binary patterns (LBP) is one of the most widely used features in face recognition. However, the LBP is too sensitive to noise in flat region of the image. This paper presents a method that improves the sensitivity of the LBP by ignoring the mode of the intensity histogram.

Experimental results show that the proposed method achieves the higher recognition rate than conventional methods.

I. 서론

최근 영상처리 분야에서 얼굴인식에 관련된 연구가 활발히 진행되고 있다. 다양한 얼굴 인식 방법 가운데서 간단하면서도 좋은 성능을 나타내는 LBP는, 인식 뿐 아니라 검출, 추적 알고리즘 등에서도 널리 사용되고 있다[1]. LBP는 중심 화소값과 이웃하는 화소값과의 대소관계를 통해 텍스처 정보를 추출하는 알고리즘이다. LBP 연산자는 화소값의 크기순서가 유지되는 선에서, 다양한 조도환경에서도 같은 결과 값을 낸다는 장점이 있다[2].

그러나 LBP는 평탄한 영역에서 작은 잡음에 의해

화소값의 크기순서가 바뀔 수 있으므로, 잡음이 많이 발생하는 실제 환경에서는 인식률이 떨어지는 경향이 있다.

따라서 본 논문에서는 이러한 LBP의 단점을 보완하면서, 얼굴인식성능을 향상시킬 수 있는 방법을 제안한다.

II. 본론

기존의 LBP를 이용한 얼굴 인식 기법은 얼굴 샘플 영상 내 모든 화소에서 LBP특징을 추출하고, 그들의 히스토그램을 이용하여 얼굴인식을 수행한다. 하지만 평탄한 영역에서의 LBP특징은 실제 영상의 텍스처를 반영하지 못한다. 그러므로 제안하는 방법은 입력 영상에서 평탄한 영역을 제외한 영상에서만 LBP특징을 추출하고 그들의 히스토그램으로 얼굴 인식을 수행한다.

일반적으로 영상의 히스토그램에서 최빈값에 해당하는 화소는 영상 내 평탄한 영역에 해당하는 화소인 경향이 있다. 본 논문에서는 얼굴 영상을 블록단위로 나누고, 해당 블록의 히스토그램을 구한 후 그 히스토그램의 최빈값에 해당하는 영역이 가장 평탄한 영역이라고 가정한다. 영상을 블록 단위로 나누지 않을 경우, 조도 변화가 심한 영상에서 특정 영역에 어둡거나 밝은 화소가 많이 밀집되어 최빈값을 가진 화소가 한 영역에 몰려서 분포할 수 있다.

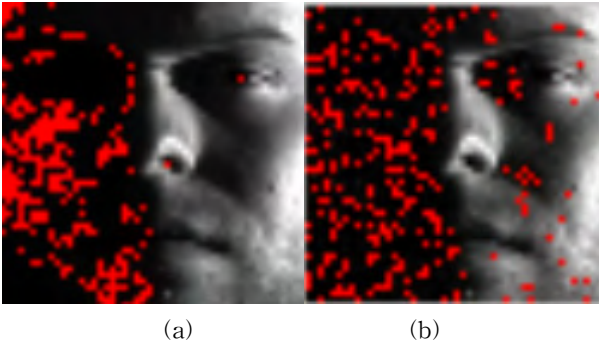


그림 1. (a)얼굴 전체에서 구한 최빈값의 분포
(b)각 블록의 최빈값의 분포

그림 1(a)는 영상 전체의 최빈값에 해당하는 화소를 표시한 것이다. 영상의 어두운 부분이 많이 밀집되어 있어, 최빈값이 낮은 값으로 나타나 밝은 영역의 평탄한 영역을 찾지 못하고 있다. 반면에 블록단위로 나누어 최빈값을 구할 경우 그림 1(b)와 같이, 영상의 전 영역의 평탄한 영역을 고르게 추출할 수 있다.

영상 내 블록 개수 M , a 번째 블록의 영상 I_{Ba} , a 번째 블록의 히스토그램의 k 번째 도수를 $H_{Ba}(k)$ 라고 할 때, 평탄한 영역의 영상 I_m 을 다음과 같이 정의한다.

$$I_m = \{I_{B1,m}, I_{B2,m}, \dots, I_{BM,m}\}, \quad (1)$$

$$I_{Ba,m} = \{I(x,y) | I(x,y) = k_{Ba,max}, I(x,y) \in I_{Ba}\}, \quad (2)$$

$$k_{Ba,max} = \underset{k}{\operatorname{arg\,max}} (H_{Ba}(k)). \quad (3)$$

전체 영상에서 I_m 을 제외한 화소만을 이용하여, [3]에서 제안한 방법으로 LBP를 추출하여 얼굴인식을 수행한다.

III. 실험 결과 및 결론

실험 데이터로는 Yale database를 사용하였고 총 38명의 사람의 얼굴 59개씩 총 2,242개의 얼굴 샘플을 사용하였다. 영상을 50x50 크기로 조절한 뒤, [3]의 얼굴인식 알고리즘과, 영상전체에서 최빈값영역을 평탄한 영역이라고 가정하여 제거하는 방법, 그리고 제안하는 방법을 트레이닝 하고 얼굴인식성능을 테스트 해 보았다. 입력 영상을 5x5 총 25개 블록으로 나누어서 LBP 히스토그램을 만들었고, 유사도 측정방법은 Histogram intersection, Log-likelihood statistic, Chi square statistic 의 방법 중, 가장 성능이 좋은 것으로 알려진 Chi square statistic 방법을 사용하였다[3].

표 1. 기존의 알고리즘과 제안하는 알고리즘간의 인식률 비교 결과

방법 영상	Conventional	전체영상의 최빈값영역을 제외	Proposed
Original	95.54%	96.48%	96.83%
AWGN ($\sigma=5$)	86.04%	88.27%	89.65%
AWGN ($\sigma=10$)	84.92%	87.78%	88.27%

(AWGN : Additive white gaussian noise)

본 논문에서는 LBP가 텍스처를 잘 반영하지 못하는 영상내의 평탄한 부분을 제외하여 얼굴인식을 수행하는 방법으로 인식률을 높이는 기법을 제안하였다. 평탄한 영역은 화소값이 최빈값에 해당하는 영역이라고 가정하였다.

표 1에서 볼 수 있듯이, 전체 영상의 최빈값 영역을 제거하는 것보다 각각의 블록에서 최빈값 영역을 제외하는 방법이 더 우수한 성능을 나타냈다. 제안하는 얼굴인식 알고리즘은 기존의 알고리즘에 비해 Original 샘플에서 1.3% 인식률이 증가함을 보였고, Original 샘플에 잡음을 추가한 환경에서 3.5% 가량 증가함을 보였다.

알리는 글

이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2012R1A2A4A01008384).

참고문헌

[1] J. Ning, I. Zhang, and D. Zhang, "Robust object tracking using joint color-texture histogram," *International Journal of Pattern Recognition and Artificial Intelligence*, vol. 23, no. 7, pp. 1245-1263, 2009.

[2] Y. Rodriguez and S. Marcel, "Face authentication using adapted local binary pattern histograms," *Proc. Ninth European Conf. Computer Vision*, pp. IV: 321-332, 2006.

[3] T. Ahonen, A. Hadid, and M. Pietikainen, "Face description with local binary patterns: Application to face recognition," *IEEE Trans. Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. 28, no. 12, pp 2037-2041, 2006.

스마트폰 환경 기반의 실시간 물체인식 시스템 연구

*정강훈, HUANG ZHIHUI, 문현준
세종대학교 컴퓨터공학과
e-mail : hereim80@gmail.com

Implementation of Realtime Object Recognition System for Smartphone Environment

*Kanghun Jeong, HUANG ZHIHUI, and Hyeonjoon Moon
School of Computer Science and Engineering
Sejong University

Abstract

In this paper, we proposed a system for object recognition under smartphone computing environment. The proposed object recognition algorithm presents performance improvement through a Feature from Accelerated Segment Test and Dynamic Timing Warping algorithm. We produce generalized object recognition algorithms into Android platform based smartphone and evaluation performance.

I. 서론

스마트폰이 환경이 널리 보급됨에 따라 다양한 기술에 대한 수요도 지속적으로 증가하고 있다. 이에 따라 물체인식 기술 등의 인식 기술에 대한 관심 또한 증가하고 있다. 물체인식 기술은 다양한 분야에서 시도되는 기술 중에 한 가지로써 임베디드 시스템 및 hand-held device 환경에서 실시간성 / 인식률을 보장하여야 한다. 물체인식을 위한 알고리즘은 주로 3가지 이상이 사용되며, 본 논문에서는 Scale Invariant Feature Transform(SIFT), Speeded Up Robust

Feature (SURF) 및 Feature from Accelerated Segment Test (FAST) 알고리즘을 사용하여 물체인식 시스템을 구현과 성능비교를 한다. 또한, FAST 알고리즘을 위한 Dynamic Timing Warping (DTW) matching 함수를 제안한다.

II. 본론

물체인식을 위한 알고리즘은 주로 SIFT와 SURF를 사용한다. SURF는 SIFT에서 사용하는 feature의 수를 감소하여 검출시간을 단축한 알고리즘이며 실시간으로 특징점 및 특징 벡터를 추출하여 사용한다. 물체인식 알고리즘은 물체의 회전, 크기, 위치 변화에 강인하며 차폐에 영향 받지 않는다. 따라서 매우 높은 인식률을 보이며 특징점 기반의 유클리디안 거리를 이용하여 물체인식을 수행하므로 처리속도도 빠르다. 그러나 특징점을 표현하기 위한 128차원의 벡터를 각각 계산하여야 하므로 계산 복잡도가 높아 임베디드 및 각종 hand-held device 에 적용하기에 부적합하다[1]. 따라서 본 논문에서는 FAST 알고리즘 기반의 물체인식 시스템을 구현하여 일반 PC 환경과 hand-held device 환경에서 각각 실험하여 성능평가 하였다.

2.1 Scale Invariant Feature Transform (SIFT)

SIFT는 물체의 크기, 회전, 이동 및 차폐에 강인한

성능을 보인다. 인식하고자 하는 물체의 형태 변화에 강인한 특성을 띄며 배경에 강인한 특성을 지닌다. SIFT는 추출된 특징점간의 벡터를 표현하여 유클리디안 거리를 구하여 입력 이미지 내의 패턴을 분석한다 [2]. 이 경우 특징이 되는 정보에 대해 벡터를 구하게 되므로 노이즈 없는 데이터베이스를 구성해야 하며, 인식하고자 하는 패턴의 크기와 회전각이 유사한 경우 인식률이 더 좋아지는 특성을 가지고 있다. SIFT는 높은 정확성을 유지할 수 있으며, 상대적으로 낮은 성능을 낸다. 일반 PC 환경에서는 수십 ms 의 시간이 소요되며, 실험에 사용한 hand-held device 에서는 실수 연산 및 반복적인 연산으로 인해 스마트폰 환경에서 매우 낮은 성능을 보였다.

2.2 Speeded Up Robust Feature (SURF)

SURF는 SIFT의 검출 및 인식률을 유지하면서 소요 시간을 단축시키려는 의도에서 제안된 알고리즘이다. SURF 는 SIFT 와 자주 비교되는데, SURF 의 기본 검출 방식은 이미지의 픽셀 값을 축적하는 integral image 방식을 사용하여 hessian matrices를 구하는 방식으로 진행된다. SURF 의 특징은 SIFT 와 동일하게 입력 이미지의 크기, 회전 및 차폐된 영상에 강인한 검출 및 인식 성능을 보장하며 특징점, 특징 벡터를 추출하여 유클리디안 거리를 이용하여 검출 및 인식의 성공을 판단하므로 SIFT와 같이 알고리즘 수행시간에서의 단점을 가지고 있다. 그러나 SIFT와 달리 입력 이미지에서 패턴을 검색하기 위해 pyramid 이미지를 사용하며 pyramid 이미지의 변화 방향에 변화를 주어 패턴 검출시간을 축소시켰다[3] 따라서 SURF 의 알고리즘 수행 시간이 상대적으로 적게 소요되며, 이로 인해 발생하는 정확도의 차이는 매우 적기 때문에 현재 물체인식에서 주로 사용하고 있다.

기본적으로 SURF 및 SIFT는 인식을 위해 1:N match 방식을 사용하며, 입력 이미지에서 검출된 패턴과 시스템에 등록되어있는 패턴 중 일정 수준의 문턱값(threshold)을 넘지 않는 것을 인식하는 구조를 갖고 있다. 이러한 인식 메커니즘은 입력 이미지에 대해 무조건 N 번의 비교를 수행하여야 하므로 인식에 소요되는 시간이 지속적으로 증가한다. 또한, 다양한 패턴에 대응하기 위해 시스템 데이터베이스를 증가하는 경우 이에 따른 인식 시간 또한 증가된다.

2.3 Feature from Accelerated Segment Test (FAST)

FAST는 Rosten이 제안한 특징점 추출 알고리즘이다. 이 알고리즘은 기존의 알고리즘들이 특징점과 특

징점 벡터를 모두 추출하여 검출 및 인식에 사용하는 것과 달리, 특징점 만을 추출한다. 추출되는 특징점은 주변 픽셀과 뚜렷하게 구분되는 점으로써 픽셀 값 기반의 특징 추출방법과 달리 주변 픽셀 값의 영향을 거의 받지 않는다는 장점이 있다. FAST는 주변의 16개의 픽셀 값이 중앙값과 일정 크기 이상 차이가 날 경우 corner 로 판별하는 방법으로 기존의 SIFT, SURF 에 비해 10배 이상의 속도를 내면서 검출 성능은 크게 저하되지 않는다는 장점이 있다[4]. 따라서 실시간성을 보장할 수 있으며 내부 점들은 주요 특징점에 모이게 되므로 충분히 물체 검출 및 인식에 사용할 수 있게 된다. 다음 그림 1에서 볼 수 있는 것과 같이 FAST는 입력 이미지의 주요 특징점을 추출하며, 수 ms (스마트폰: 50ms 내외) 의 시간 안에 추출 완료한다. 그림 3은 스마트폰 환경에서 실제 추출한 특징점의 위치를 실시간으로 표시한 것이며 800×480 크기의 입력 값을 갖는다.

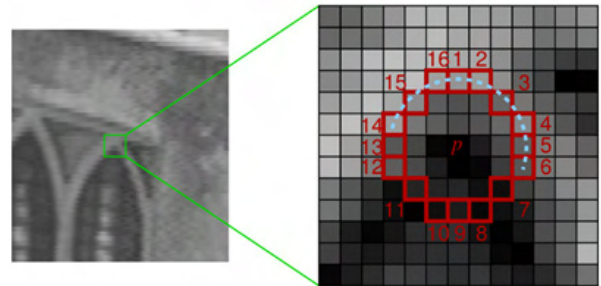


그림 1 FAST corner detector 구조



그림 2 SURF result

그림 3 FAST result

2.4 Dynamic Time Warping (DTW)

시스템에 저장되어있는 데이터와 실시간으로 입력되는 데이터를 단일 비교할 때 두 데이터는 크기와 입력되는 feature의 위치가 다르므로 이를 저장되어 있는 패턴과 단순 비교하면 시간축이 고르지 않으므로 인식할 수 없다. 따라서 동적 프로그래밍 기반의 DTW를 이용하여 feature를 인식한다. 그림 4는 단일 데이터간의 정합으로 생성하는 비선형 함수의 예이며, 최적의 정합 경로를 찾아 두 자료를 비교하여 준다[5].

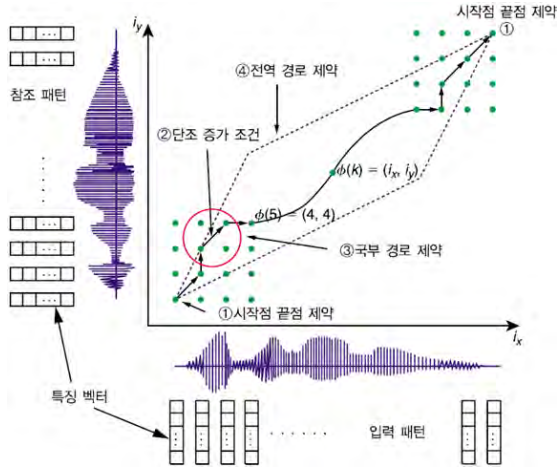


그림 4 하나의 입력패턴과 참조패턴이 정합되어 지는 비선형 함수

Feature는 특징벡터 열 (sequence)로서 특징을 추출하여 표현할 수 있는데 길이가 I, J 인 시스템에 등록된 feature 벡터 A 와 실시간으로 입력되는 feature 벡터 B 의 특징벡터는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} A &= a_1, a_2, a_3, \dots, a_I & (1) \\ B &= b_1, b_2, b_3, \dots, b_J \end{aligned}$$

이들 열은 패턴 A 의 시간 축으로부터 패턴 B 로 정합을 하기 위한 하나의 함수로써 표현할 수 있다. 이것을 warping 함수라 한다. 두 feature 벡터 간의 시간차를 제거하는 문제에 대해 생각해 보면 A, B 를 i, j 축에 놓을 때 서로 정합 (matching)시켜 주는 점을 $c(k)$ 라 하면, warping 함수 F 는 식(2)와 같고 그 과정을 그림 4에 나타내었다.

$$F = c(1), c(2), c(3), \dots, c(k), \dots, c(K) \quad (2)$$

여기서 $c(k)$ 는 i, j 에서 두 패턴간의 차이로서, $c(k) = (i(k), j(k))$ 와 같이 표시된다. 이들 패턴간의 시간차가 없을 때 warping 함수는 대각선 $i = j$ 에 일치하고, 시간차는 이 대각선으로부터 유도된다. 두 특징벡터 a_i 와 b_j 사이의 거리는 다음과 같다.

$$d(c) = d(i, j) = \| a_i - b_j \| \quad (3)$$

warping 함수 F 상에서의 가중치 합 의 거리는

$$E(F) = \sum_{k=1}^K d(c(k))w(k) \quad (4)$$

여기서, k 는 warping 함수 F 상에서의 점들의 수를 나타낸다. 벡터 열 A, B 를 정합시키는 것은 두 패턴의 차이 값을 최소화 하도록 warping 함수 F 를 찾는 것이다. A, B 에서 시간 정규화 된 거리는 식(5)과 같이 나타낼 수 있다. $w(k)$ 는 가중치 계수로 $E(F)$ 의 탄력 있는 특성을 유도하는데 도입되며 적절한

warping 함수 F 를 찾는 데도 이용한다. warping 함수 F 는 시간차를 최적인 상태로 맞추어 구할 수 있다.

$$D(A, B) = \min_F \left[\frac{\sum_{k=1}^K d(c(k))w(k)}{\sum_{k=1}^K w(k)} \right] \quad (5)$$

여기서, 분모 $\sum w(k)$ 는 warping 함수 F 에서 점의 개수 k 에 의한 영향을 보상하기 위해 사용된다. 이렇게 시간 축 상에 정렬된 두 벡터 열은 서로 유사한 feature간에 정합된다. 그러나 feature벡터의 단위변화량의 제한 없이 상이한 두 벡터를 정합시키면 부정확한 warping이 될 가능성이 있기 때문에 warping 함수는 일정 수준의 제한을 두는 것이 바람직하다. 실험에 사용한 데이터는 저장된 / 입력 데이터간의 feature에 대해 기하학적 변화 이외에는 대부분 유사한 값을 가지므로 단위변화량에 제한을 두는 것이 맞다.

다음은 식(8)을 계산하기 위한 기본 알고리즘 이다.

① 초기화 조건 :

$$g_1(c(1)) = d(c(1))w(1) \quad (6)$$

② 동적 프로그래밍 식 :

$$g_k(c(k)) = \min_{c(k-1)} [g_{k-1}c(k-1) + d(c(k))w(k)] \quad (7)$$

③ 시간 축으로 정규화 된 거리 :

$$D(A, B) = \frac{1}{N}g_k(c(k)) \quad (8)$$

여기서, $c(0) = c(0, 0)$ 을 함축하고 있다.

시간 축 정규화 방법에서의 정합 함수에 대해 다음의 제약 조건들을 만족하여 등록된 데이터와 입력된 데이터에 대해 DTW matching을 수행한다.

표 3 정합 함수에 대한 제약 조건

제약조건
끝점 제한 조건 (Endpoint constraints condition)
단조 조건 (Monotonic condition)
국부 경로 제한 조건 (Local path constraint condition)
전역 경로 제한 조건 (Global path constraint condition)
경로 가중치 (slope weighting)



그림 5 실험에 사용한 데이터

III. FAST 기반의 시스템 구성과 성능평가

실험은 Microsoft Windows 7 64bit OS 환경의 Intel i5 CPU를 장착한 PC 및 Google Android 2.3.6 (Samsung Galaxy S) 에서 수행하였다. PC 의 경우 표준 C++ 기반의 구현을 하였으며, 스마트폰 환경은 Android SDK 및 NDK를 이용하여 C++ code를 Android 에 맞도록 porting 하여 사용하였다. 다음 그림 6은 실험에 사용한 277 × 156크기의 데이터와 기하학적 변환된 데이터에 대한 결과이며, 표는 실제 PC, 스마트폰 환경에서 실험한 결과이다.



그림 6 기하학적 변환된 입력 데이터에 대한 FAST feature. blue box는 주요 feature 정보가 있는 부분.

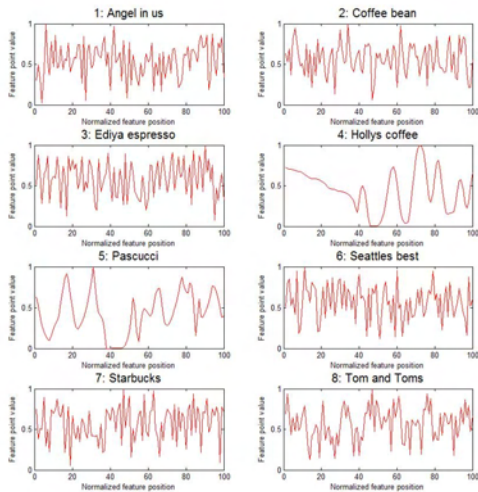


그림 7 추출 및 정규화 된 feature.

표 1 검출 소요시간 (PC)

Time (ms), feature	데이터 셋							
	1	2	3	4	5	6	7	8
SIFT	276.9 (235)	209.5 (201)	200.1 (179)	194.9 (161)	258.3 (243)	216.9 (189)	297.4 (286)	166.5 (121)
SURF	24.64 (189)	26.28 (215)	17.06 (143)	16.41 (123)	17.01 (128)	14.53 (119)	20.80 (181)	18.34 (137)
FAST	0.75 (238)	0.81 (256)	1.12 (613)	0.61 (122)	0.70 (129)	0.92 (335)	1.12 (520)	0.93 (489)

FAST를 실제 스마트폰에 porting 하여 구동한 결과 평균 50ms 의 시간소요 후 검출을 완료하였으며, 검출된 특징점은 corner 정보를 포함하고는 있으나, 입력 frame 이미지 데이터에서 배경 정보가 노이즈로 작용하여 필요 없는 데이터까지 추출된다. 이 경우 추출된 데이터는 오히려 시스템 성능에 악영향을 미칠 수 있으며 DTW를 사용하여 노이즈를 제거하여 인식한다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 스마트폰 환경에서 FAST 알고리즘 및 DTW matching 함수기반의 실시간 물체인식 시스템을 구현하였다. SIFT, SURF, 및 FAST 등의 알고리즘을 실험하였으며 Android NDK 기반의 porting을 통해 신뢰할 수 있는 물체 feature 추출 및 인식을 수행하여 5~10fps 이상의 처리 능력을 보였다.

Acknowledgement

이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단 기초연구사업의 지원을 받아 수행된 연구임(2012-0006947).

참고문헌

- [1] K. Jeong, H Moon, "Object Detection Using FAST Corner Detector Based on Smartphone Platforms," Computers, Networks, Systems and Industrial Engineering (CNSI), 2011 First ACIS/JNU International Conference on , vol.1, no.1, pp.111-115, 23-25 May 2011
- [2] D. G. Lowe, "Distinctive Image Features from Scale-Invariant Keypoints" in International Journal of Computer Vision, vol. 60, no. 2, 2004, pp. 91-110.
- [3] H. Bay, T. Tuytelaars and L. V. Gool, "Speeded-Up Robust Features", LNCS, vol. 3951/2006, pp. 404-417, ECCV 2006,
- [4] E. Rosten and T. Drummond, "Machine learning for high-speed corner detection", European Conference on Computer Vision, May 2006
- [5] E. Keogh, C. A. Ratanamahatana, "Exact indexing of dynamic time warping," Knowledge and Information Systems, Volume 7, Issue 3, pp 358-386, March 2005.

HD영상을 위한 실시간 영상 편위교정 FPGA 하드웨어 구조 설계

최재훈, 한동일*

세종대학교 컴퓨터공학과

e-mail : bluezerry@nate.com, dihan@sejong.ac.kr,

A Real-Time Hardware Architecture for High Definition Image Rectification on FPGA

jeahoon Choi, Dongil Han*

Department of Computer Engineering, Sejong University

Abstract

본 논문은 두 대의 고해상도 카메라로 찍은 영상을 이용하여 사물의 3D 정보를 계산하는 Stereo Matching의 전처리 과정 중 카메라 내부의 왜곡 및 두 카메라간의 정렬 문제로 인해 생긴 영상의 수직시차를 제거하기 위한 실시간 편위교정(Rectification) 하드웨어 설계 구조를 제안한다. 이를 위한 사전 단계로 ^[1]J.Y Bouguet이 설계한 Matlab Toolbox를 이용해 영상의 calibration parameter를 구한 후 ^[2]Heikkilä and Silven의 알고리즘을 기반으로 하여 편위교정 하드웨어를 설계하였다. 이때 결과 이미지의 정밀도를 높이기 위하여 Xilinx의 Coregen을 이용해 단정밀도 부동소수점 연산기를 생성하여 사용하였으며, 1280*720 해상도의 HD영상에서도 실시간으로 작동하는 편위교정 하드웨어를 설계할 수 있음을 확인하였다.

I. 서론

최근 방송, 통신, 컴퓨팅 기술의 발전으로 일상생활에서 스마트폰, 스마트TV 등의 기기를 사용하여 다양한 콘텐츠 및 서비스에 대한 소비가 증가하고 있다. 기존의 TV이용자들은 수동적으로 미디어를 수용하는 형태의 소비를 하였지만 스마트 TV의 발전으로 인하여 소

비자들의 시청 형태가 점차 능동적으로 변화해 나가는 추세이다. 이에 따라 스마트 TV의 기술로써 TV 제어, 콘텐츠 검색 및 제어를 편리하고 용이하게 처리하기 위해 제스처 인식 기반의 인터페이스가 필요할 것으로 예상된다.

현재까지 알고리즘 형태로 개발된 동작 인식 장치는 적외선 투사 방식 등을 이용하기 때문에 저 해상도의 결과 이미지를 얻는 단점이 존재한다[3]. 이로 인하여 원하는 기능을 작동시키기 위해서는 큰 동작이 요구되며 해상도의 한계로 인해 잘못된 인식 결과를 얻게 될 확률이 높아지게 된다. 이러한 단점을 극복하기 위해서는 고해상도의 3D거리 정보를 인식 기법이 좋은 해결책이 될 수 있다. 인간의 눈과 같은 방식으로 두 대의 카메라를 이용해 동일한 픽셀을 찾아 거리 정보를 인식하는 스테레오 매칭 기법은 이러한 기능을 수행하는데 있어서 좋은 대안으로 제시되고 있으며 많은 알고리즘들이 연구되고 있다[4,5].

스테레오 매칭 기술을 적용하는데 있어 같은 카메라로 찍은 영상이라도 카메라 내부의 왜곡으로 인해 오차가 발생하며, 두 카메라의 정렬 문제로 인해 수직시차가 발생하는데 이러한 수직시차를 제거하기 위해 편위교정(Rectification)이라고 불리는 기하학적 영상 변환 기법을 사용해야한다. 이 편위교정을 통해 두 영상은 동일 평면상에 놓이게 되며 영상 간의 정합 점들은 동일한 스캔 라인 위에 위치하게 되어 스테레오 매칭시 정확성을 높여주게 된다.[6]

* 교신저자 : 한동일(세종대학교 컴퓨터공학과)

편위교정을 통해서 스테레오 영상을 만드는데 있어 Look-up Table을 사용할 경우[7] 추가적인 메모리가 필요하며, 소프트웨어적으로 Rectification을 수행한 후 전체 픽셀에 대한 정보를 Look-up Table로 업데이트 해주어야 하는 번거로움이 발생한다. 또한 연산량이 많이 발생하는 Distortion 부분을 제외한 간략한 알고리즘[8]의 경우 카메라 내부의 왜곡에는 둔감하게 되어 실제 스테레오 매칭을 수행시 오차가 발생할 수 있다.

본 논문에서는 하드웨어로 설계가 가능하며 HD영상을 위한 고성능의 편위교정 하드웨어를 설계방법에 대해 기술하고자 한다.

II. 본론

1. Caltech의 Matlab Toolbox

Caltech에서는 Matlab Toolbox 형태로 영상의 Calibration, Rectification 프로그램을 제공한다. 같은 제품의 카메라를 사용하더라도 카메라 내부의 기하학적 구조로 인해 생기는 내부변수(Intrinsic parameter)와 두 대의 카메라가 위치한 3차원 상의 좌표 차이로 생기는 외부변수(Extrinsic parameter)로 인해 동일한 영상을 얻을 수 없다. 그래서 Calibration 과정을 통해 양 카메라들의 변수 값을 생성하고, Rectification 과정을 통해서 등극선(Epipolar line)을 일치시킨다.

가. Calibration

Calibration 과정에서 생성되는 내부변수는 표1 과 같으며 Left, Right 카메라에서 각각 독립적으로 생성된다. 카메라의 내부적인 요소인 초점거리, 주점, 비대칭 계수, 왜곡 등을 의미한다.

표 1 : 내부 변수

parameter	Description
Fc	2×1 vector, Focal length
Cc	2×1 vector, Principal point
Alpah_c	Scalar, Skew coefficient
Kc	5×1 vector, distortion

외부변수는 표2 와 같으며 카메라 좌표계와 월드 좌표계 사이의 변환 관계를 설명한다. Left, Right 카메라 각각 에서 얻어진 변수를 이용해 계산된다. 두 좌표계의 회전과 평행이동변환이 표현된다.

표 2 : 외부 변수

parameter	Description
Om	3×1 vector, Rotation vector
T	3×1 vector, Translation vector

표1 의 내부변수를 초점거리, 주점, 비대칭 계수를 조합하여 변환 행렬(KK_new)을 만들 수 있으며 회전 행렬(R)과의 연산을 통해 Pose행렬을 생성하여 사용한다.

$$KK_{new} = \begin{bmatrix} Fc(1) & Alpah_c * Fc(1) & Cc(1) \\ 0 & Fc(2) & Cc(2) \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$Pose = {}^tR \cdot KK_{new}^{-1} \quad (2)$$

나. Rectification

Rectification 과정은 카메라에서 입력된 영상에서 왜곡을 제거하고 등극선을 일치시키는 과정이다. 이를 위하여 내부 변수와 외부변수를 이용해 카메라 좌표계상의 물체를 월드 좌표계로 변환한 후 왜곡을 제거하고 등극선을 일치시킨다. 이후 월드 좌표계를 다시 카메라 좌표계로 역 변환한 후 2차원 영상 좌표계로 투영하면 실수 형태의 좌표가 나오게 되므로 해당 좌표에 인접한 4개의 픽셀 값을 이용해 양선형 보간을 적용하면 최종 값을 구할 수 있다.

2. 제안된 하드웨어 설계

본 하드웨어 구조에서는 카메라 1대로부터 Image와 Sync signal을 입력 받고 Parameter uploader를 통해 표1의 Kc파라미터(5×1 vector), 식(1)의 KK_new행렬(3×3 vector) 식(2)의 Pose행렬(3×3 vector)을 입력 받아 Rectification을 수행한다.

입력된 이미지는 Write sync signal 에 맞추어 프레임 메모리에 저장되며, 입력된 파라미터들은 Destination address generator에서 생성된 목적 주소와 Read sync signal을 따라 연산되어 실수 형태의 주소 값을 출력한다. 이 주소 값 중 정수 부분은 메모리에서 픽셀 값을 읽는데 사용되며 소수 부분은 바로 양선형 보간 블록으로 전달되어 메모리에서 읽어드린 4개의 픽셀과 함께 양선형 보간에 사용된다.

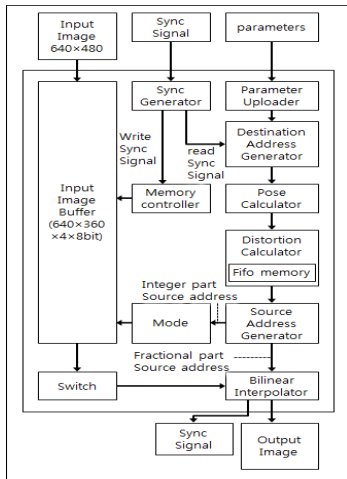


그림 1. Rectifier 전체 블록도

가. Rectification Calculator

(1) Pose calculator

이 블록에서는 식(2)의 Pose행렬을 변수로 받아 회전 및 이동 변환을 수행한다. PX_n, PY_n 은 Destination address generator 블록에서 생성된 이미지의 좌표를 의미한다.

$$ray = \begin{bmatrix} ray(1) \\ ray(2) \\ ray(3) \end{bmatrix} = Pose \cdot \begin{bmatrix} PX_n \\ PY_n \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} X_n \\ Y_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ray(1)/ray(3) \\ ray(2)/ray(3) \end{bmatrix} \quad (4)$$

(2) Distortion calculator

이 블록에서는 Pose calculator블록에서 회전 및 이동 변환이 적용된 좌표에 표1의 Kc행렬을 변수를 이용해 왜곡을 수정한다.

$$r^2 = X_n^2 + Y_n^2 \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} Xr_n \\ Yr_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_n \\ Y_n \end{bmatrix} \times (1 + Kc(1)r^2 + Kc(2)r^4 + Kc(5)r^6) \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} Xt_n \\ Yt_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Kc(3) \times 2X_n Y_n + Kc(4) \times (r^2 + 2X_n^2) \\ Kc(3) \times (r^2 + 2Y_n^2) + Kc(4) \times 2X_n Y_n \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} Xd_n \\ Yd_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Xr_n + Xt_n \\ Yr_n + Yt_n \end{bmatrix} \quad (8)$$

(3) Source address generator

이 블록에서는 월드 좌표계에서 왜곡이 수정된 좌표를 KK_{new} 행렬과 곱하여 다시 카메라 좌표계로 사상해주는 역할을 한다.

$$\begin{bmatrix} Xs_n \\ Ys_n \end{bmatrix} = KK_{new} \cdot \begin{bmatrix} Xd_n \\ Yd_n \end{bmatrix} \quad (9)$$

식(9)를 통해 구해진 Xs_n, Ys_n 은 카메라 좌표계에서의 주소를 나타내며 실수 형태의 값을 가진다. 이를 정수부와 소수부를 분리하여 정수부분은 메모리에서 인접한 4개 픽셀을 읽어오는데 사용하고 소수 부분은 양선형 보간시 가중치로 사용한다.

$$\begin{bmatrix} Xi_n \\ Yi_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Xs_n(integer) \\ Ys_n(integer) \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} Xf_n \\ Yf_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Xs_n(fraction) \\ Ys_n(fraction) \end{bmatrix}$$

나. Memory Controller

(1) Memory Controller

이 블록에서는 입력받은 1280x720 크기의 영상을 640x360x8bit 크기의 메모리 4개에 순차적으로 저장한다.

(2) Memory Mode

이 블록에서는 SAG블록에서 식(10)을 통해 계산된 주소 값(Xi_n, Yi_n)을 이용해 해당 주소에 인접한 4개의 픽셀 값을 읽어온다. 이때 4개의 메모리에서 동시에 픽셀 값의 위치를 파악하기 위해 control signal을 생성해 Switch에 사용한다.

(3) Memory Switch

읽어 들인 4개의 픽셀 값을 control signal을 통해 각각 북서(NW), 북동(NE), 남서(SW), 남동(SE)로 정렬하여 출력해주는 기능을 수행한다.

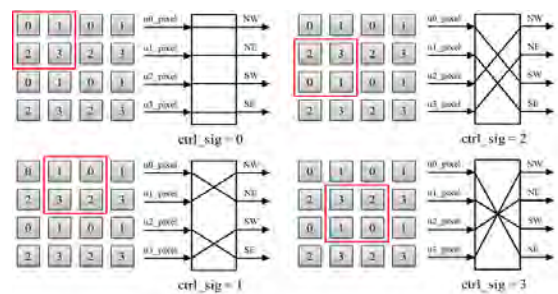


그림 2. 메모리 스위치의 역할

다. Bilinear Interpolator

이 블록에서는 식(10)을 통해 얻어진 Xf_n, Yf_n 와 Memory Switch 블록에서 출력되는 4개의 픽셀 값을 이용해 양선형 보간을 구현하며 여기서 계산되어지는 BI_n 이 본 논문에서 구현하는 하드웨어의 최종 출력 값이 된다.

$$\begin{aligned} Top_n &= NW_n + Xf_n \times (NE_n - NW_n) \\ Bottom_n &= SW_n + Xf_n \times (SE_n - SW_n) \\ BI_n &= Top_n - Yf_n \times (Bottom_n - Top_n) \end{aligned} \quad (11)$$

III. 실험

본 연구의 결과 영상들을 그림3와 그림 4에 나타내었다.

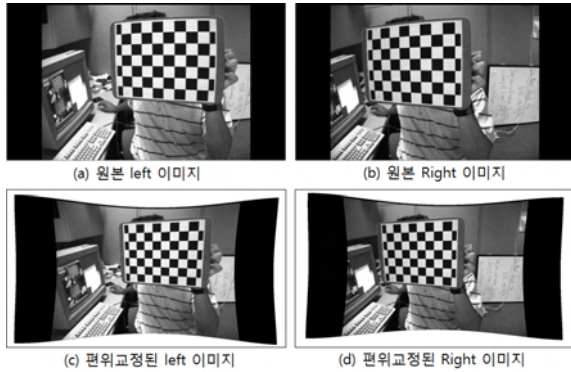


그림 3: Caltech Toolbox의 Calibration용 Image Set
편위교정 VHDL 시뮬레이션 결과



그림 4: 실험실에서 촬영한 Test Image Set 편위교정
VHDL 시뮬레이션 결과

실험 결과 Caltech의 Matlab Toolbox와는 동일한 결과(PSNR : ∞, SSIM : 1)가 출력되었다.

개발된 VHDL code를 Xilinx사의 Vertex-5 xc5vlx330-1ff1760모델에 Retargeting을 시도한 결과는 아래 표 3과 같다.

표 3 : Retargeting 결과

Device Utilization Summary	Used	available	Utilization
Number of Slice Registers	129,618	207,360	62%
Number of Slice LUTs	100,172	207,360	48%
Number used as Logic	96,010	207,360	46%
Number used as Memory	4,62		7%
Number of LUT Flip Flop pairs used	137,556		
Number with an unused Flip Flop	7,938	137,556	5%
Number with an unused LUT	37,384	137,556	27%
Number of fully used LUT-FF pairs	92,234	137,556	67%
Number of unique control sets			
Number of bonded IOBs	24	1,200	2%
Number of Block RAM/FIFO	228	288	79%
Number using Block RAM only	228		
Number of BUFG/BUFGCTRLs	2	32	6%
Number of DSP48Es	84	192	43%

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구를 통해서 HD영상의 편위교정을 하드웨어로 성공적으로 구현하였으며 실험 결과에서 알 수 있듯이 오차나 잡음 없이 Caltech의 Matlab Toolbox와 동일한 성능을 가지고 FPGA에서 실시간으로 확인하였다. 또한 이를 활용하여 실시간 스테레오 매칭 FPGA 설계시 편위교정 문제로 생기는 오차를 최소화 할 수 있게 되었다.

감사의 글

이 논문은 방송통신위원회의 ETRI 연구개발지원사업 (No. 11921-03001, Beyond 스마트TV 기술개발)의 지원과 한국연구재단의 기초연구사업(No. 2012-007498)의 지원을 받아 수행된 연구임.

참고문헌

- [1] www.vision.caltech.edu/bouguetj/calib_doc
- [2] Heikkilä, J. and Silven, O., "A four-step camera calibration procedure with implicit image correction," *in Proc. CVPR '97 IEEE*, pp. 1106-1112, 1997.
- [3] D. Papadimitriou and T. Dennis, "Epipolar line estimation and rectification for stereo image pairs", *IEEE Trans. Image Processing*, 5(4): pp. 672-676, 1996.
- [4] D. Scharstein and R. Szeliski. "A taxonomy and evaluation of dense two-frame stereo correspondence algorithms", *IJCV*, 2002.
- [5] M. Y. Kim, H. Lee, and H. Cho, "Dense range map reconstruction from a versatile robotic sensor system with an active trinocular vision and a passive binocular vision", *Applied Optics*, vol. 47, pp. 1927-1939, 2008.
- [6] D. Papadimitriou and T. Dennis, "Epipolar line estimation and rectification for stereo image pairs", *IEEE Trans. Image Processing*, 5(4): pp. 672-676, 1996.
- [7] Vancea, Cristian, and Sergiu Nedevschi. "LUT-based image rectification module implemented in FPGA." *Intelligent Computer Communication and Processing, 2007 IEEE International Conference on. IEEE*, 2007.
- [8] 정효수, "실시간 스테레오 영상 매칭 시스템의 구현", *경북대학교 학위논문(석사)*, 2011

깊이 영상에서 Random Forests를 이용한 손 모양 인식

*손명규, 이상현, 김동주, 김현덕
대구경북과학기술원

e-mail : *smk@dgist.ac.kr, pobbylee@dgist.ac.kr, radioguy@dgist.ac.kr,*
hyunduk00@dgist.ac.kr

Hand Pose Recognition by Random Forests from Depth Image

*Myoung-Kyu Sohn, Dong-Ju Kim, Sang-Heon Lee, Hyunduk Kim
Daegu Gyeongbuk Institute of Science & Technology (DGIST)

Abstract

We propose an effective real-time hand pose recognition approach using random forests classifier from depth image. Hand is detected from the image using depth threshold and then we extract the feature vector using binary local patterns. From the vector we conduct dimension reduction using PCA and LDA. The final feature is used for input of the random forests classifier. In our experiments, we have constructed a set of hand pose depth image and verified the performance. The result shows that the proposed feature extraction and random forests classifier is outperforms the other approach.

I. 서론

손동작 인식은 기기와 사람과의 인터페이스에 있어서 자연스럽게 직관적이어서 마우스 및 키보드 등의 기존 인터페이스를 대체할 수 있다는 기대감을 가지고 많은 연구가 되어 왔다[1-2]. 이러한 제스처 인식은 다양한 형태로 연구되어 왔는데 그 중에서 디지털 글로브, 마커 등을 사용하는 제스처 인식 기술은 사용자의 손의 움직임이나 손모양을 예측하는데는 유리하지

만 사용자의 몸에 부착하여야 한다는 불편함이 있어 최근에는 카메라 기반의 비접촉식 제스처 인식 기술이 대두되었다.

카메라 기반의 제스처 인식은 사용하는 영상 센서에 따라 구분해 보면 2D 영상기반의 인식기술과 3D 영상기반의 인식기술로 구분해 볼 수 있다. 2D 영상기반 인식기술은 RGB 또는 그레이 영상으로부터 원하는 피사체의 정보를 검출 또는 트래킹하여 인식하는 기술이다. 최근에는 피사체의 깊이 정보를 추출할 수 있는 3D 카메라가 많이 보급되어 깊이 정보를 사용하여 원하는 피사체를 인식하는 기술이 연구되고 있다[3].

본 논문에서는 깊이 정보를 이용하여 손을 검출하고 검출된 손의 모양을 인식하는 인식기를 개발하고자 한다. II장에서는 국소 이진 패턴(local binary pattern, LBP), 주성분분석(principal component analysis, PCA) 및 랜덤 트리 분류기(random forest classifier)에 대해서 이해하고, III장에서는 위의 알고리즘을 이용한 손 모양 인식 실험에 대한 자세한 내용을 담고 있으며 IV장에서는 향후 연구에 대한 언급한다.

II. 본론

2.1 Local Binary Patterns

LBP을 이용한 분류기는 물체의 질감을 구분하기 위

한 연구에서 사용되어졌다[4]. 높은 식별력과 조명 변화에 내구성과 간단한 연산으로 인해 얼굴인식 등 다양한 분야에 적용되고 있다. LBP는 식(1)과 같으며 현재 위치의 화소값과 이웃 화소값의 차이를 0과 1의 값으로 나타낸다. 여기서 P, R, g_c, g_p 는 각각 인접 화소의 수와 원의 반지름, 현재 화소의 화소값, 이웃 화소의 화소값을 의미한다. 그림 2의 패턴에서 11110001의 반시계 방향으로의 연산을 수행하며 시계 방향과 큰 차이는 없다. $LBP=1+16+32+64+128=241$ 의 값을 가지게 된다.

$$LBP_{P,R}(x_c, y_c) = \sum_{p=0}^{p-1} s(g_p - g_c) 2^p, \quad (1)$$

$$s(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases}$$

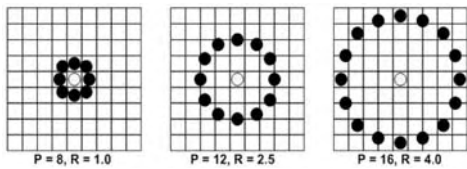


그림 1. LBP의 3가지 방법 예시

6	5	2
7	6	1
9	8	7

1	0	0
1		0
1	1	1

1	2	4
128		8
64	32	16

그림 2. 3x3 영역에서의 LBP 연산

입력 영상은 픽셀 단위로 스캔되어지며 결과값은 이산 히스토그램으로 축적되어 LBP 히스토그램을 생성한다. 이 LBP 히스토그램은 전체 영상에 대한 에지, 점, 분산영역과 같은 마이크로 패턴의 분포에 대한 정보가 포함되어 있으며, 이는 영상의 통계적 특성을 나타낸다. 따라서, 다양한 마이크로 패턴의 합성으로 볼 수 있는 영상에 LBP 히스토그램을 이용하면 효과적으로 영상의 정보를 표현할 수 있다. LBP 히스토그램뿐만 아니라, LBP 영상 자체도 에지성분이라든지 조명에 강인한 성질을 가지고 있어 영상의 전처리에 많이 사용된다.

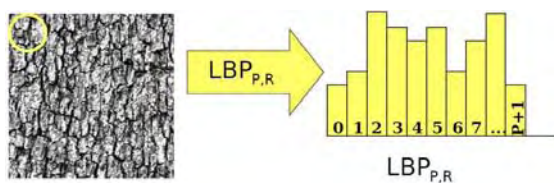
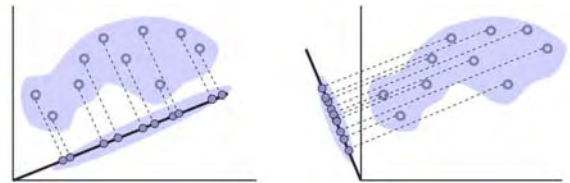


그림 3. LBP에 의한 히스토그램

2.2 Principal Component Analysis 와 Linear Discriminant Analysis

고차원에 데이터를 보다 다루기 쉬운 형태로 변환하기 위해서 특징추출이 필요하다. 원래 데이터를 그대로 쓰는 대신 인식에 핵심이 되는 정보만을 추출하거나 잡음을 제거함으로써 인식률을 높일 수 있다. PCA는 대표적인 선형변환에 의한 특징추출 방법으로써 얻어진 특징데이터의 차원이 입력데이터의 차원보다 작은 값이 되어 저차원의 특징을 추출하는 것을 기본 전제로 한다[5]. 그림 4-2)의 경우를 보면 2차원 공간상에서 대각선으로 넓게 퍼져 있던 데이터들이 1차원으로서의 사영 결과 좁은 영역 안에 밀집하게 되어 결과적으로 데이터들 간의 구분이 어려워진다. 이에 반해 그림 4-1)의 경우를 보면 원래의 2차원 데이터 간의 거리를 최대한 유지한 형태의 1원으로의 사영이 이루어졌음을 알 수 있다.



1) PCA에 의한 사영 2) 임의의 변환에 의한 사영
그림 4. PCA에 의한 차원축소

LDA 방법은 같은 클래스간의 분산벡터를 최소화하고 다른 클래스간의 분산벡터를 최대화하는 방향으로 선형변환을 하는 기술이다. 이는 특징 공간에서 특징 벡터들의 사영들 중에서 클래스 분리를 최대화하는 선형 부공간을 찾아내는 방법이다.

2.3 Random Forests classifier

Random forests는 많은 결정 트리의 집합으로 구성되어 있는 분류기이다[6-7]. 복잡한 입력 공간을 분리된 출력공간으로 매핑함에 따라 분류에 좋은 성능을 가지게 된다. 입력되는 특징이 각각의 리프 노드로 매핑되는 구조를 가지고 있다.

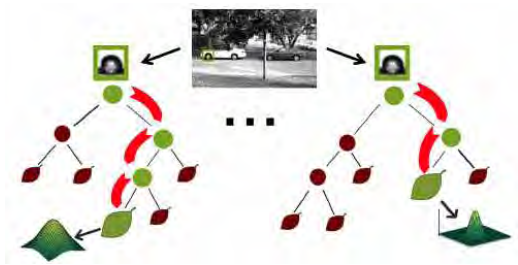


그림 5. Random forests classifier

각각의 노드는 결정함수를 가지고 있어 입력을 오른쪽 노드 또는 왼쪽 노드로 분류하고 이는 입력이 리프 노드에 도달할 때 까지 계속된다. 학습의 경우 결정함수는 학습 데이터를 잘 분리할 수 있는 함수가 선택된다. 각 노드는 각각의 결정함수를 저장하게 된다. 일반적인 결정 트리는 오버피팅 문제를 가지는 반면, 랜덤하게 학습된 트리는 좋은 일반화특성을 가지게 된다.

III. 실험

논문에 사용된 알고리즘의 성능을 검증하기 위하여 다양한 손모양의 이미지 데이터를 확보하였다. 데이터 베이스는 7개의 손 모양에 대해서 획득되었으며 각각의 손 모양에 대해 1,000개의 이미지를 확보하였다. 그림 6은 실험에 사용된 손 모양에 대한 영상을 보여준다. 이러한 손의 영상은 깊이 정보를 제공하는 키넥트 기반 카메라를 이용하였다. 먼저 깊이 정보영상에서 깊이 정보와 임계치를 이용하여 배경 영상을 제거하고 손의 영역을 추출하였으며 추출된 영역은 150x150의 해상도를 가지게 하였다. 이 영상으로부터 특징을 추출하고 이를 random forests 분류기를 이용하여 분류를 행하였다. 특징 추출의 경우 영상 이미지를 그대로 사용하거나 영상 이미지로부터 PCA와 LDA를 적용하였다. 또한 원본 영상으로부터 LBP를 적용한 이미지를 추출하고 이를 PCA와 LDA 통하여 차원 축소된 특징을 random forest 입력으로 사용하였다. 표 1은 실험 결과를 보여주고 있다.

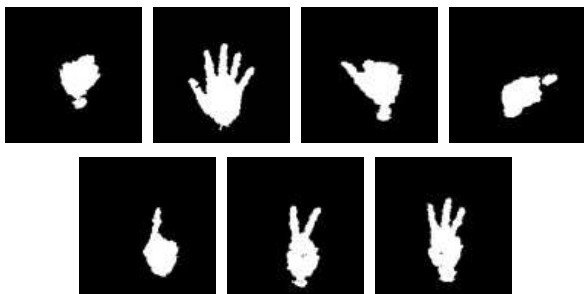


그림 6. 손 모양 샘플 이미지 (close, open, left, right, one, two, three)

표 1 실험 결과

포즈수 \ 특징값	raw image	PCA/LDA	LBP+PCA/LDA
2개 (open, close)	99.1	100	100
4개 (open, close, left, right)	78.5	99.3	99.6
7개 (all)	63.9	94.1	97.1

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 깊이 정보를 가지는 영상에서 효과적인 손 모양 인식 방법을 제안하였다. 제안한 알고리즘이 가장 좋은 성능을 보여주었다. 특히 분류해야 하는 손의 모양이 많아짐에도 불구하고 다른 것들에 비해 좋은 성능을 보여준다. 본 논문에서는 대부분 손의 정면 모양만을 추출하고 이를 인식하였으나 향후 정면 영상이 아니라 다양한 뷰에서 보이는 손의 모양을 인식하고자 하며 이를 위해서는 다양한 뷰에 대한 성질을 가질 수 있는 특징점을 추출해야 할 것이다.

Acknowledgement

본 연구는 교육과학기술부에서 지원하는 대구경북과학기술원 기관고유사업(13-IT-03) 및 한국콘텐츠진흥원의 2013년도 문화콘텐츠산업기술지원사업의 연구결과로 수행되었습니다.

참고문헌

- [1] S. Mitra, T. Acharya, "Gesture Recognition: A Survey," IEEE Systems, Man, and Cybernetics – Part C: Applications and Reviews, Vol. 37, No. 3, pages 311 – 324, 2007.
- [2] Jonathan Vassilis Athitsos, Quan Yuan, and Stan Sclaroff, "A unified framework for gesture recognition and spatiotemporal gesture segmentation", Proc. IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Learning(PAMI), Vol. 31, No. 9, pp. 1685-1699, Sep. 2009.
- [3] Paul Doliotis et al, "Comparing gesture recognition accuracy using color and depth information", Proc. Pervasive Technologies Related to Assistive Environments(PETRA), Crete, Greece, May. 2011.
- [4] Ojala, M. Pietikainen and T. Maenpaa, "Multiresolution gray-scale and rotation invariant texture classification with local binary patterns", IEEE T. Pattern Analysis and Machine Intelligence, Vol. 24, No. 7, pp. 971-987, 2002.
- [5] 박혜영, 이관용 저, "패턴인식과 기계학습", 이한출판사, 2011
- [6] L. Breiman, Random Forests, Machine Learning, vol. 45, pp. 5-32, 2001.
- [7] Gall J., Razavi N., and van Gool L., "An Introduction to Random Forests for Multi-class Object Detection", Outdoor and Large-Scale Real-World Scene Analysis, Springer, LNCS 7474, 243-263, 2011.

스테레오 비디오의 초점보정 하드웨어 핵심 구조

*김주한, 최민수, 장익준, 김진상
경희대학교 전자전파공학과

e-mail : jskim27@khu.ac.kr, minsuchoi@khu.ac.kr

Focus Compensation Hardware architecture for Stereo video

*JooHan Kim, Min-Su Chon, IkJoon Jang, JinSang Kim
Department of Electronics and Radio Engineering
KyungHee University

Abstract

Focus mismatch in 3D videos may cause fatigue and dizziness to human and reduce the compression performance. In this paper, we develop a focus matching algorithm and hardware architecture to improve the performance of disparity estimation and to reduce the fatigue. The focus matching algorithm is performed after color correction so that the luminance of the image and the disparity vector can be reduced for the complexity reduction. Simulation results show that the proposed algorithm and hardware architecture efficiently match the focus compared to the conventional correction method.

I. 서론

3D 영상 시스템이란 두 대 이상의 카메라로부터 획득된 영상을 사람의 좌, 우 눈에 독립적으로 제공함으로써 사용자에게 입체감 있는 영상 제공을 위한 기반 시스템이다. 그러나 이러한 시스템은 카메라 내부 특성 차이 및 촬영 위치오차로 인하여 다양한 카메라 간 초점 불일치 현상이 발생할 수 있다[1]. 카메라 간 초점 불일치 문제는 사용자에게 시청 피로감을 유발하며

영상 부호화를 위한 부호화기의 부하를 만들어 전체 시스템의 성능을 감소시킨다[2].

본 논문에서는 스테레오 카메라 시스템에서 효과적인 비디오 부호화 수행을 위한 초점 보정을 수행하는 방법 및 하드웨어 구조를 제안한다. 제안된 초점보상은 연산량을 줄이기 위하여 전처리단 내부에 포함되어 색상 보정 이후에 수행함으로써 휘도 성분과 변위벡터를 재사용할 수 있으며 기존의 LPF(low-pass filter)만을 사용하던 방법과 달리 LPF 및 HPF(high-pass filter)를 제안된 조건에 따라 선택적으로 사용함으로써 높은 퀄리티의 초점 보상을 제공한다.

II. 본론

2.1 3D 비디오 코딩을 위한 전처리 과정

그림 1은 기존의 사용되었던 전처리 단의 구조를 나타낸다. 각 카메라는 렌즈의 가로축을 기준으로 수평 배열되며 크게 색상보정, 카메라 파라미터 추출 및 정렬화를 통하여 입력 영상을 부호화하기 위한 최적의 상태로 변환한다. 색상 보정 과정은 카메라의 특성으로 인해 발생된 색상 불일치를 보정하는 과정이며 카메라 파라미터 추출은 3차원 공간상의 물체를 2차원 평면에 투영하기 위한 카메라 투영 행렬을 얻기 위한 내부 및 외부 변수들을 획득하는 과정이다. 영상 정

렬화는 카메라 사이에 존재하는 기하학적 오차 및 수평 불일치 문제를 최소화하여 시점 간 상관도를 높이기 위한 기술이다. 전처리 과정을 거친 영상은 3D 입체영상을 위한 부호화 과정을 수행하게 된다.

2.2 제안된 전 처리단의 초점보상 알고리즘

기존의 사용되었던 초점 보정은 EM 군집 알고리즘 [3]과 MMSE 필터의 사용으로 연산량이 많을 뿐만 아니라 초점 보정 기능이 부호화 단에서 수행되기 때문에 변위 보상을 두 번 수행하게 된다. (전처리 단에서 색상보정을 위한 변위 보상, 부호화 단에서 초점보정을 위한 변위 보상) 또한 초점이 선명한 부분을 흐리게 하는 방식으로 초점 보상을 수행하기 때문에 초점 보정 이후 높은 선명도를 보장할 수 없는 단점이 발생한다[4].

그림 2은 초점보상을 포함한 제안된 전처리 단의 구조로써 휘도 성분 데이터와 변위 벡터의 재사용을 위하여 색상 보정 이후에 초점 보정을 수행한다. 이것은 전체 연산의 복잡성을 감소시키며 초점 보상을 포함한 효율적인 전처리 단 구조를 설계할 수 있다. 그림 3은 제안하는 초점보정의 전체 알고리즘을 보여준다. 알고리즘은 다음과 같이 요약할 수 있다.

- 1) 두 카메라의 입력 S, R 및 LPF(low pass filter)를 거친 영상 S_{LFP}, R_{LFP}를 생성한다.
- 2) (S - S_{LFP}), (R - R_{LFP})를 적용한다. (각 카메라의 고주파영역을 크기를 추출하기 위함)
- 3) R영상은 S영상과 카메라 위치에 의한 변위차가 존재하므로 색상보정을 통해 추출한 변위 벡터를 재사용하여 변위차를 보상한다.
- 4) 초점보정을 위한 필터계수 Ψ 의 범위 설정을 위하여 영상의 초점의 차이를 고주파 영역을 추출한 영상의 차를 통해 얻는다.
- 5) 고주파 영역의 차이 값에 따라 필터계수 Ψ 를 다음과 같이 설정하여 필터계수를 찾는다.

if ($HF_{CUR} - HF_{REF} > 0$) if ($HF_{CUR} - HF_{REF} < 0$)
 { // S is sharpen { // R is Blurred
 $0 < \Psi < 1$; } $1 < \Psi$; }

- 6) $HF_{CUR} - HF_{REF}$ 결과가 0이라면 두 영상의 초점이 일치한다는 의미이므로 초점보정을 수행할 필요가 없다. 또한 0보다 큰 값이 나왔을 경우 영상을 선명하게 만들고 0보다 작은 값이 나왔을 경우 영상을 흐리게 보정한다.
- 7) 결정된 필터계수를 이용하여 식(1)과 같이 보정된 픽셀 FC_{CUR} 을 생성한다.
- 8) 식 (2)와 같이 최소의 값을 갖는, 즉 최적의 보정된 픽셀을 찾을 때까지 필터계수를 변화시키며 반복 수행한다.

$$FC_{Cur}(x,y) = \psi \times Y_{Cur}(x,y) - (\psi - 1) \times LPF_{cur}(x,y) \quad (1)$$

$$\min_{FC_{cur}} \sum_{x=x_0}^{x_0+N} \sum_{y=y_0}^{y_0+N} |(FC_{cur}(x,y) - Y_{ref}(x+i,y+j)| \quad (2)$$

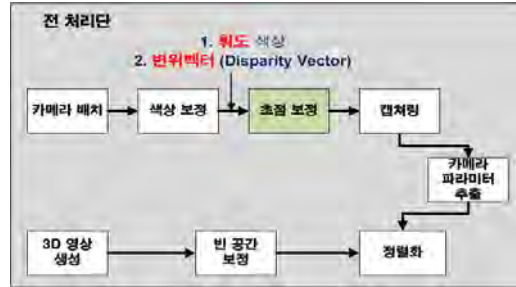


그림 2. 제안된 전 처리단의 구조

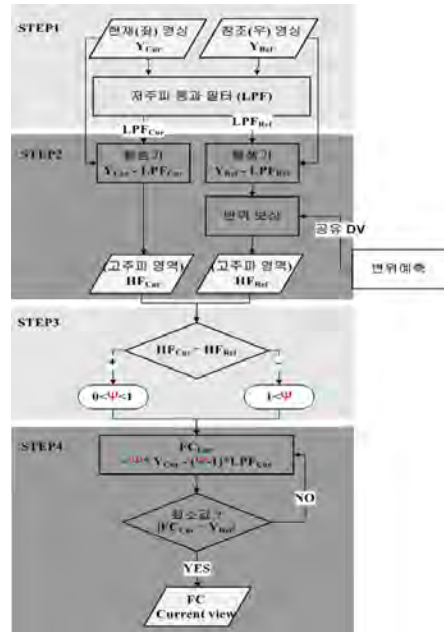


그림 3. 제안된 초점보정 알고리즘

III. 구현

제안된 초점보정을 위한 식(1) (2)가 적용된 하드웨어 구조를 그림 4과 같이 구현하여 성능을 평가하였다. 식(1)에서는 두 개의 8bit 곱셈기와 2개의 8bit 뺄셈기가 필요하며 우리는 이 부분을 '초점 보정 모듈'로 정의하였다. 식 (2)는 덧셈기 및 최소값 추출을 위한 비교기로 구성되었으며 이 부분을 '최적값 결정 모듈'로 정의 하였다. 로직합성은 Synopsys의 Design Compiler 및 0.13um 라이브러리를 사용하였으며 합성 결과는 표 1과 같다.

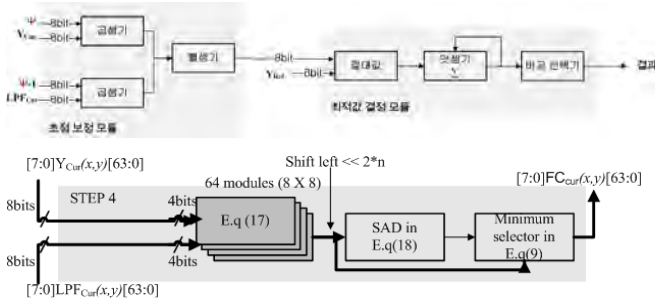


그림 4. 초점보정 하드웨어 구조

표 1. 하드웨어 합성결과

Area(Kgates)	Power(mW)
169	24.9619

좌,우 영상의 유사성 실험을 위해 DPSNR(disparity peak signal-to-noise ratio)과 HVSNR(human visual signal-to-noise ratio)[5]을 사용하였다. 실험에 사용된 영상은 직적 찍장한 영상으로 640*480의 해상도를 갖으며 30frame/s이다. 높은 DPSNR 및 HVSNR 값은 영상의 유사도가 높다는 것을 의미한다. 비디오 부호화를 위해서 JMVM 7.0을 사용하였다. 표 2는 평균 DPSNR 및 HVSNR의 결과를 보여준다. 결과에서 확인할 수 있듯이 초점보정을 수행한 영상이 원래의 영상보다 0.3%정도의 SPSNR이 높은 것을 확인할 수 있고 이는 변위예측의 성능 향상을 의미한다. 또한 HVSNR은 38.9%가 증가하였으며, 이것은 시청 피로감을 감소했다는 것을 의미한다. 그림 5는 영상의 초점보정 결과를 보여준다. 그림 5(a) (b)는 각각 다른 좌,우 카메라에서 획득한 다른 초점을 갖는 영상이며 그림 5(c)는 제안된 초점 보정방식을 사용해 초점 보정을 한 후의 결과이다. 그림 5(c)를 확인해 보면 앞쪽의 초점을 선명하게 하고 뒤쪽을 흐리게 필터링 해 준 것을 확인할 수 있다.

표 2. 영상의 평균 SPSNR, HVSNR 비교

	Original	Filtered
DPSNR(dB)	12.9344	12.9757
HVSNR(dB)	28.9175	39.2871



(a) (b) (c)

그림 5. 초점조정 결과

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문은 초점 불일치를 해결하기 위한 3D 영상 부호화과정의 전 처리단에서의 초점보정 방법 및 하드웨어 구조를 제안하였다. 제안된 방법은 변위예측 결과를 전 처리단에서 재 사용함으로써 연산의 복잡성을 낮추었고 LPF, HPF를 제안된 조건에 맞게 설정함으로써 높은 선명도를 갖는 초점보상을 수행 할 수 있도록 하였다. 우리는 이러한 전처리 기법을 통하여 화질이 향상됨을 확인하였으며, 추후 저 전력 기반의 하드웨어 최적화를 위한 연구를 수행할 예정이다.

감사의 글

본 연구는 중소기업청에서 지원하는 2012년도 산학연공동기술개발사업(No.c0030234)의 연구수행으로 인한 결과물임을 밝힙니다.

참고문헌

- [1] PoLil Lai, Yeping Su, Peng Yin, Cristina Gomila and Antonio Ortega “Adaptive Filtering for Video Coding With Focus Change” Acoustics, Speech and Signal Processing. ICASSP, Apr, 2007.
- [2] Jae Hoon Kim, PoLin Lai, Joaquin Lopez, Antonio Ortega, Yeping Su,, Peng Yin, Cristina Gomila, “New Coding Tools for Illumination and Focus Mismatch Compensation In MVC”, IEEE Trans. on Circuits and System for Video Tec., vol. 17, No. 11, pp. 7-15, Nov 2007.
- [3] E. Redner and H. Walker, “Mixture densities, maximum likelihood and the EM algorithm,” SIAM Rev., vol. 26, No. 2, Apr. 1984
- [4] 김주한, 최민수, 김진상, 조원경 “ 3D 비디오 코딩을 위한 전 처리단의 초점 보정” 2012 SoC 학술대회, 대한전자공학회, 2012
- [5] S. Li, W. Xiang, F. Cheng, R. Zhao, and C. Hou, “HVS-based quality assessment metrics for 3D images” Proc. 2ndWRIGlobalCongr.OnIntell.Syst. pp.86-89, Dec. 2010

Ultra-short Echo-time (UTE) 자기 공명 영상을 이용한 3차원 얼굴 근육 모델링

*강병근, 김민오, 홍태화, 김동현
연세대학교 전기전자공학부

e-mail : *kangbk@yonsei.ac.kr, surka99@gmail.com, hongthy@yonsei.ac.kr, donghyunkim@yonsei.ac.kr*

Facial Muscles 3D Modeling using Ultra-short Echo-time (UTE) Magnetic Resonance Imaging (MRI)

*Byeong Keun Kang, Min-Oh Kim, Taehwa Hong, Dong-Hyun Kim
School of Electrical and Electronic Engineering
Yonsei University

Abstract

This paper presents 3D human face modeling based on facial muscles using magnetic resonance imaging (MRI) with ultra-short echo-time (UTE) pulse sequence. T1-weighted, isotropic (1.0x1.0x1.0mm³) resolution 3D in vivo data was acquired with 3 tesla MR scanner. We employed anisotropic diffusion filter, morphological operations, and region growing algorithm for segmentation of facial muscles. We were able to segment and reconstruct the following facial muscles: orbicularis oris, mentalis, orbicularis oculi, zygomaticus major, zygomaticus minor, temporalis, and buccinators. The segmented muscles using UTE images can improve 3D human face modeling. Human face modeling should consider facial muscles in order to produce accurate face models for trustworthy results of imaginary plastic surgery and natural 3D animations.

I. 서론

Accurate 3D human face modeling is important

issue for plastic surgery, animations, computer graphics films, and games. Conventional human face modeling was based on movement of skin surface [1]. However, this modeling has limitations to formulate an accurate model since inner regions of human face consist of different tissues with different coefficients of elasticity. Moreover, conventional modeling employs a generic head model without consideration of personal features [1]. Yarimizu et al. proposed techniques to generate personalized models with consideration of individual characteristics such as facial fat layer thickness [2-4]. However, the personalized models were not based on exact facial muscles although the models made adjustments for facial muscles depending on scanned 3D surface of head.

Magnetic resonance imaging (MRI) could be a method to employ personalized facial muscle for human face modeling. Conventional pulse sequences cannot detect magnetic resonance (MR) signals from tissues with short T₂s which include important tissues such as cortical bone, tendons, ligaments, and menisci [5-7].

Recently, an ultra-short echo-time (UTE) pulse

sequence was introduced which provides the availability to detect MR signals from short T2s tissues and to visualize them [5-7]. Ultra-short echo-time (UTE) pulse sequence has TEs about 10 to 20 times shorter than the shortest TEs of conventional pulse sequences. It is conceivable that facial muscles and skull can be more accurately included in a head model by imaging with UTE pulse sequence.

As a first step, the capability to segment tissues with short T2s needs to be addressed. Segmentation of tissues with short T2s was a challenging problem since MRI with conventional pulse sequences could not detect the signals from those tissues. Therefore, most techniques of segmentation with MRI focused on limited tissues such as scalp, skull, white matter, and grey matter [8]. Olszewski et al. presents segmentation of lips muscles using MRI with conventional pulse sequences [9]. However, this technique has limited quality since muscles have short T2s.

Our ultimate goal is to propose a 3D human face modeling based on facial muscles using UTE MRI. It is important that facial muscles are included in a head model because it can be applied to produce trustworthy results of imaginary plastic surgery and natural 3D animations.

II. 본론

2.1. Comparison

T1-weighted, isotropic (1.0x1.0x1.0mm³) resolution 3D in vivo data was acquired with 3T scanner (Tim Trio, Siemens Medical Solutions, Erlangen, Germany). Fig. 1 shows the contrast difference between UTE and GRE pulse sequence. Pulse sequence parameters are TR=10ms, TE=2.8ms for GRE, and TR=3.1ms, TE=70us for UTE. UTE images have high contrast between muscles and fat because of short TEs [5-7]. The high contrast images can increase the possibility and the accuracy of segmentation of facial muscles, scalp, and skull.

2.2. Methods

For facial muscle segmentation, the proposed method uses anisotropic diffusion filter,

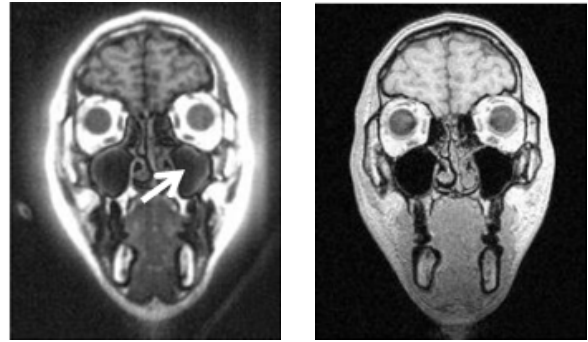


Fig. 1 Comparison between UTE pulse sequence and GRE pulse sequence; (a) a slice of MR images with UTE pulse sequence; (b) a slice of MR images with GRE pulse sequence. Presence of signal from muscle can be seen in UTE whereas GRE shows null signal (arrow).

morphological operations, and region growing algorithm [10-11]. The block diagram of proposed method is illustrated in Fig. 2. We selected a morphological operator as an approximation of a sphere to maintain curves on a head.

2.2.1. Head segmentation

An anisotropic diffusion filter is employed to reduce effects of noise by smoothing images. We applied region growing algorithm to the selected pixel on the center slice of MR images to detect white matter and grey matter. Using the result, we computed the threshold for non-background area. The threshold, th_1 is defined as the minimum value of the detected pixels by the region growing.

$$th_1 = \min(I_i), \quad i \in X_{s_1}$$

where I_i is the intensity of the pixel, i , and X_{s_1} are the detected pixels by region growing.

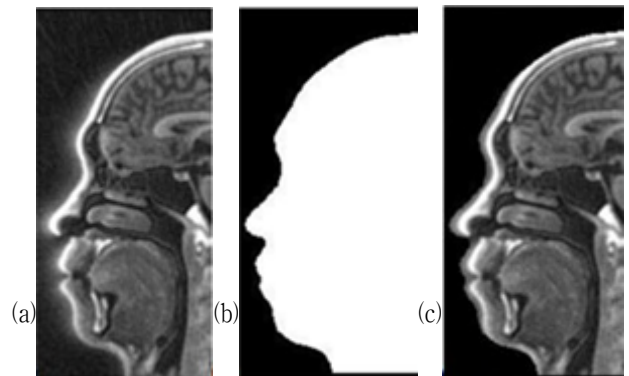


Fig. 3 Head segmentation; (a) a slice of initial MR images; (b) result of head segmentation; (c) overlapped image

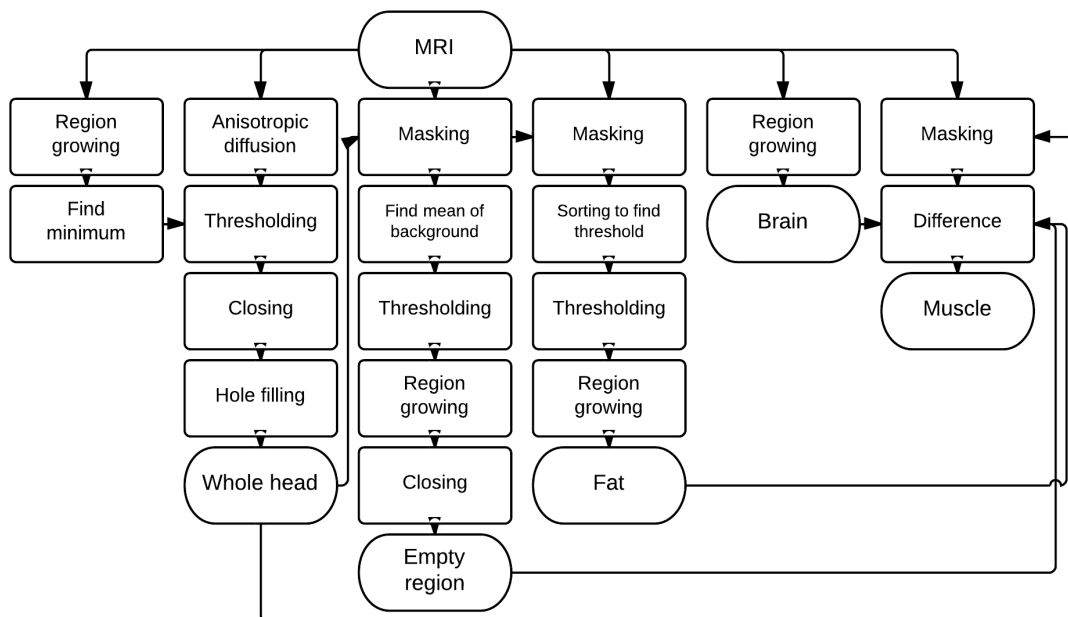


Fig. 2 Block diagram of the proposed segmentation

2.2.2. Empty region segmentation

We computed the mean of the intensities in background area. We assumed that empty region has the intensity lower than or similar to the average value. So, we applied the threshold, th_2 and region growing.

$$th_2 = avg(I_j), \quad j \in X_{s_2}$$

where I_j is the intensity of the pixel, j , and X_{s_2} are the pixels not included in the head.

2.2.3. Fat segmentation

We computed the threshold for fat region using sorting. We assumed that the volume of the fat in a head is at least one percent of the volume of the head. The threshold is defined to include one percent of the pixels with the highest intensity in the head.

2.2.4. Facial muscles segmentation

The region of facial muscles is defined by the following equation.

$$X_{muscle} = X_{head} - X_{empty} - X_{fat} - X_{brain}$$

where X_{muscle} is the region of facial muscle, X_{head} is the region detected by head segmentation, X_{empty} is the result of empty region segmentation, X_{fat} is the result of fat segmentation, and X_{brain} is the area detected by brain segmentation.

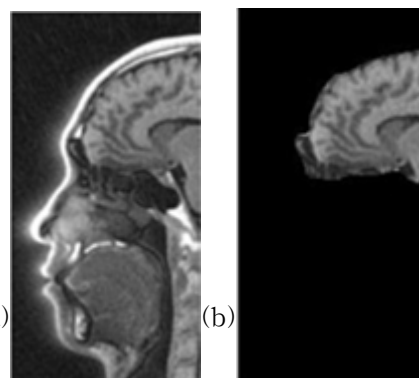


Fig. 4 Brain segmentation; (a) a slice of initial MR images; (b) result of brain segmentation

III. 결론 및 향후 연구 방향

Some preliminary results of our proposed method are presented in Fig. 5. The following facial muscles were segmented and reconstructed.

1. orbicularis oris
2. mentalis
3. orbicularis oculi
4. zygomaticus major
5. zygomaticus minor
6. temporalis
7. buccinators

In this paper, we have proposed a method to formulate more accurate 3D head model based on facial muscles using UTE MRI. The experimental results show that the proposed method is able to segment the following facial muscles: orbicularis oris, mentalis, orbicularis oculi, zygomaticus major,

zygomaticus minor, temporalis, and buccinators. However, the proposed method cannot segment and reconstruct the following facial muscles: nasale, procerus, levator labii superior alaeque nasi, depressor labii inferioris, levator anguli oris, and etc.

In the future, we will use the result of 3D face modeling to predict the results of plastic surgery and to produce natural 3D animations. Also, we will propose a better method to segment other facial muscles.

참고문헌

[1] Y. Lee et al., "Realistic modeling for facial animation," Proceeding of SIGGRAPH, 1995

[2] H. Yarimizu et al., "Muscle-based facial animation considering fat layer structure captured by MRI," SIGGRAPH, no. 9, 2009

[3] A. Maejima et al., "Automatic generation of head models and facial animations considering personal characteristics," Proceedings of the 17th ACM Symposium on Virtual Reality Software and Technology, 2010

[4] A. Maejima et al., "Realistic facial animation by automatic individual head modeling and facial muscle adjustment," Virtual and Mixed Reality - Systems and Applications, 2011

[5] M.D. Robson et al., "Magnetic resonance: an introduction to ultrashort TE (UTE) imaging," Journal of Computer Assisted Tomography, vol. 27, issue 6, 2003

[6] A. Waldman et al., "MRI of the brain with ultra-short echo-time pulse sequences," Neuroradiology, vol. 45, issue 12, 2003

[7] J. Du et al., "Two-dimensional ultrashort echo time imaging using a spiral trajectory," Magnetic Resonance Imaging, vol. 26, issue 3, 2008

[8] B. Dogdas et al., "Segmenting of skull and scalp in 3-D human MRI using mathematical morphology," Human Brain Mapping, vol. 26, issue 4, 2005

[9] R. Olszewski et al., "Three-dimensional appearance of the lips muscles with three-dimensional isotropic MRI: in vivo study," International Journal of Computer Assisted Radiology and Surgery, vol. 4, issue 4, 2009

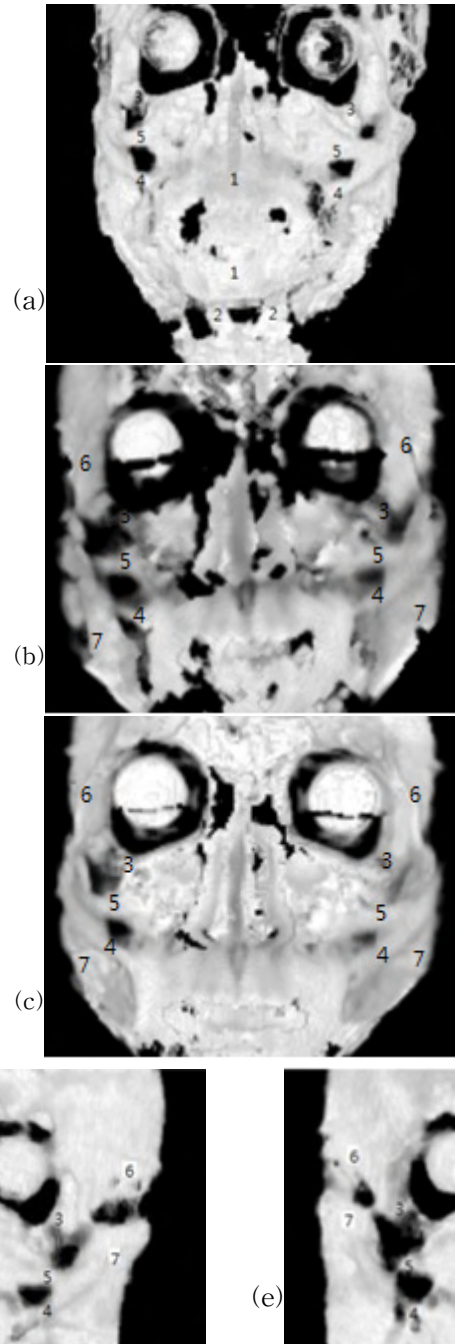


Fig. 5 3D result of facial muscle segmentation; (a), (b), and (c) anteroposterior view; (d) left profile view; (e) right profile view

[10] P. Perona et al., "Scale-space and edge detection using anisotropic diffusion," IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, vol. 12, issue 7, 1990

[11] R. Adams et al., "Seeded region growing," IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, vol. 16, no. 6, 1994

HEVC를 위해 정규화 율과 왜곡을 이용한 비선형 율-왜곡 최적화 모델

*박창현, 김성완, 이재호, 임경민, 박대현, 이상윤
연세대학교 전기전자공학부

e-mail : qkrckd2002@yonsei.ac.kr, knauer@yonsei.ac.kr, jhlee82@yonsei.ac.kr,
lkm1216@yonsei.ac.kr, koasing@yonsei.ac.kr, syleee@yonsei.ac.kr

Non-linear Rate-Distortion Optimization Model using the average of rate
and distortion for HEVC

*Changhyun Park, Seongwan Kim, Jaeho Lee,
Kyungmin Lim, Daehyun Pak, Sangyoun Lee
School of Electrical & Electronic Engineering
Yonsei University

$$J(D, R) = D + \lambda R \quad (1)$$

Abstract

This thesis consists of the research about Non-linear Rate-Distortion Optimization Model using CU size for HEVC. Using the average of Rate and Distortion in CU, we give weight function when the average of Distortion goes over Threshold made by Rate and λ_{HM} . In this result, our method attains 0.0%, -0.1%, and -0.2% about Y, U, V for random access C class.

I. 서론

H.264/AVC부터 최신 동영상 압축 기술인 HEVC까지 비디오 압축 코딩에 있어 부호화 효율을 높이기 위하여 라그랑지 율-왜곡 최적화 (Rate-Distortion Optimization)를 이용한 모드 결정 알고리즘을 사용하고 있다. 율-왜곡 최적화 기술은 압축에 의한 영상의 손실과 영상을 부호화 하는데 소모되는 비트를 이용하여 RDCost를 계산하고, 최소의 RDCost를 가지는 모드를 사용하여 부호화 하도록 하는 방법이다. 이러한 RDCost를 연산하기 위하여 (1)의 수식을 사용한다.

여기서 D 는 원본 이미지와 복원한 이미지의 왜곡 정도이며 R 은 비트의 수, λ 는 라그랑지 승수이다[1]. λ 값에 따라 율-왜곡에 따른 모드가 결정되므로, 실제 부호화 과정에 있어서 성능에 매우 중요한 역할을 하고 있다 따라서 λ 값을 변경해서 성능 향상을 목표로 다양한 연구가 진행되고 있다[3-5].

특히 [5] 논문에서는 LCU 단위로 R 과 D 를 이용해서 λ 를 변경시켜 성능을 향상시켰다. 하지만 기존 [5]의 접근에서 intra slice만을 고려하였기 때문에 그 사용이 제한되었다. 본 논문은 화면 간 예측을 포함한 GPB/B slice에 대해 유사한 방법을 적용하여 성능 향상을 얻고자 한다.

II. 본론

그림 1은 BQMall을 이용하여 최적 모드의 율-왜곡 값들을 블록의 크기를 이용하여 정규화 시켜 나타낸 rate (R_{avg}) 및 distortion(D_{avg})의 분포이다. 대부분 R_{avg} 과 D_{avg} 가 특정한 기술기를 가진 1차 함수에 밀집되어있다는 것을 볼 수 있으며 이는 (1)식을 R 에 대해서 미분하고 얻어진 최적의 R-D분포에 가까운 형태

이다.[5]

$$D_{avg} = \lambda R_{avg} + C \quad (2)$$

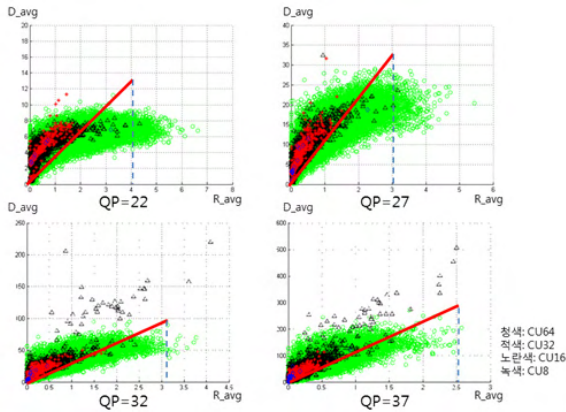


그림 1 BQMall에서의 각 CU별 평균 R과 D분포도

[5]에서 intra slice에 적용한 결과와 달리, 그림 1에서 나타난 것과 같이 R_{avg} 에 비해서 D_{avg} 가 그래프에서 많이 벗어난 것을 확인할 수 있다. 따라서 D_{avg} 가 함수에서 벗어나는 경향성에 따라 λ 에 가중치를 곱하여 패널티를 주어 RD 최적화를 진행하는 것이 핵심이다. 여기서 기울기는 기준에 있는 λ_{HM} 를 이용하였으며 가중치 α 의 기준은 다음과 같다.

- 1) $1 \leq \alpha \leq C$ if $D_{avg} \geq T_{thr}$
- 2) D가 일정 크기 이상 시 $\alpha = C$ 로 수렴
- 3) $\alpha(R_{avg}, D_{avg})$ 는 증가함수

따라서 가중치 α 는 그 변화량이 증가하였다가 1에 수렴하는 함수인 시그모이드 함수를 사용하였다.

$$\alpha(R_{avg}, D_{avg}) = 1 + s \times (e^{-4e^{-t(R_{avg}, D_{avg})}}) \quad (3)$$

$$t(R_{avg}, D_{avg}) = \frac{D_{avg} - (\lambda_{HM} R_{avg})}{V} \quad (4)$$

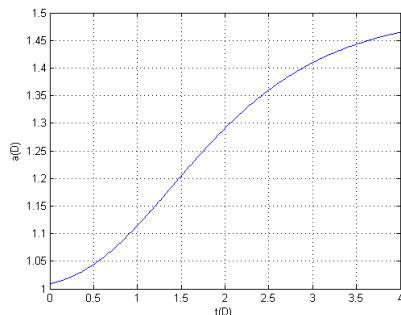


그림 2. 식 (3)의 예시 ($s = 0.5, 0 \leq t \leq 12$)

여기서 V 는 가중치를 조절하는 변수로서 실험적으로 V 는 λ_{HM} 을 지정하였다.

III. 실험

HM10.0dmf 기준으로 random access 프로파일을 사용하였으며. 테스트는 JCT-VC에서 제공하는 테스트 시퀀스 중 C 클래스로 실험을 진행하였다. 더불어서 (3)에서 실험적으로 $\alpha_{max} \lambda_{HM} = \lambda_{HM, QP+2} = 2^{2/3}$ 에 의해 s 는 $(1 + s) = 2^{2/3}$ 인 0.5874로 적용하였다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

test	Y	U	V
BasketballDrill	-0.1%	-0.6%	-0.6%
BQMall	0.1%	0.1%	-0.2%
PartyScene	0.0%	-0.1%	0.1%
RaceHorses	-0.1%	0.3%	0.1%
overall	0.0%	-0.1%	-0.2%

표 1. random access시 실험 결과

실험에서 나온 데이터를 분석하면 BasketballDrill에서 성능 향상이 두드러졌으며 전체적으로 보면 미세하지만 제안한 알고리즘으로 인해서 성능이 향상된 것을 확인할 수 있다. 향후 계획으로는 우선 성능이 안 좋아진 BQMall에 대해 분석하고 보완하며 나아가서 모든 클래스에 해당 알고리즘을 적용해 실험을 실시하는 것이다. 또한 sigmoid가 아닌 다양한 함수를 이용해서 RD-cost 연산 시 효율적인 성능을 이끌어 내는 알고리즘에 대해 좀 더 연구할 예정이다.

사사

“이 논문은 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2011-0016302). 또한 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2013-H0301-13-1008)“

참고문헌

[1] Sullivan, Gary J., and Thomas Wiegand. "Rate-distortion optimization for video compression." Signal Processing Magazine, IEEE 15.6 (1998): 74-90.

[2] B. Bross, WJ Han, GJ Sullivan, JR Ohm, and T. Wiegand, Working Draft 7 of High Efficiency Video Coding, JCTVC-I1002, Geneva, Switzerland, May, 2012.

- [3] Xiang Li; Oertel, N.; Hutter, A.; Kaup, A.; ,
"Laplace Distribution Based Lagrangian Rate
Distortion Optimization for Hybrid Video
Coding," Circuits and Systems for Video
Technology, IEEE Transactions on , vol.19, no.2,
pp.193-205, Feb. 200
- [4] Lulin Chen, Ilie Garbacea, "Adaptive λ estimation
in Lagrangian rate-distortion optimization for
video coding", Proc. SPIE 6077, Visual
Communications and Image Processing 2006,
60772B, January 2006
- [5] Seongwan Kim, Kyungjae Lee, Sangyoun
Lee;"Non-linear Rate-Distortion Optimization
Model for HEVC", 2013 International Conference
on Electronics, Information and Communication,
February, 2013

자기공명영상장치와 초고해상도 기법을 이용한 혈관조영술

*최준성, 박현욱

한국과학기술원 전기 및 전자공학과

e-mail : jschoi@athena.kaist.ac.kr, hwpark@ee.kaist.ac.kr

A Time-of-flight (TOF) method using MRI and Super Resolution

*Joonsung Choi, HyunWook Park

Department of Electrical Engineering, Korea Advanced Institute of Science
and Technology, Korea

Abstract

In MR Angiography, Time-of-flight (TOF) technique has been widely used. There are two types of TOF which are 2D-TOF and 3D-TOF. 2D-TOF can image the vessel signal with high contrast compared to the 3D-TOF. However, low resolution along to the inter slices is the problem of 2D-TOF method. Therefore, in this paper, we proposed a novel method to increase the inter slice resolution by using the super resolution (SR) technique.

I. 서론

자기공명영상장치를 이용한 혈관조영술 기법 중 많이 쓰이는 방법으로 Time-of-flight (TOF)을 들 수 있다. TOF 기법은 물체에 RF 펄스를 짧은 간격으로 지속적으로 가할 경우 물체에서 발생시키는 신호의 크기가 감소한다는 점을 이용하여 혈관을 촬영하며 이때 혈관 주위의 정지한 세포조직들은 지속적으로 RF 펄스를 맞게 되어 감소된 신호를 발생시키고, 새롭게 타겟 영역에 유입된 혈류는 RF 펄스를 가한 횟수가

적으므로 더 큰 신호를 낸다.

크게 TOF 기법은 2D-TOF기법과 3D-TOF 기법으로 나뉠 수 있다. 이 때 2D-TOF 기법은 각각의 슬라이스를 따로 획득하는 기법으로 일반적으로 3D-TOF 기법과 비교했을 때 두꺼운 슬라이스 두께를 가지게 된다는 단점이 있다. 이는 곧바로 low-resolution 영상으로 이어지기 때문에 inter slice방향으로 해상도가 낮다는 단점이 된다. 하지만 각각의 슬라이스를 개별적으로 encoding 하기 때문에 혈류가 빠른 시간내에 슬라이스를 통과하여 높은 RF 펄스를 가해줘도 혈류의 신호감소가 적다는 장점이 있어 주변 세포조직과 혈관조직간의 높은 contrast를 가지는 결과 영상을 얻을 수 있다는 장점이 있다.

본 논문에서는 super resolution (SR) 기법을 사용하여 2D-TOF의 단점을 보완하는 동시에 높은 contrast를 가지는 기법을 제안하였다 [2].

II. 본론

2.1 MR acquisition scheme

제안하는 방법에서 사용하는 데이터 획득 방법의 모식도는 그림 1.과 같다.

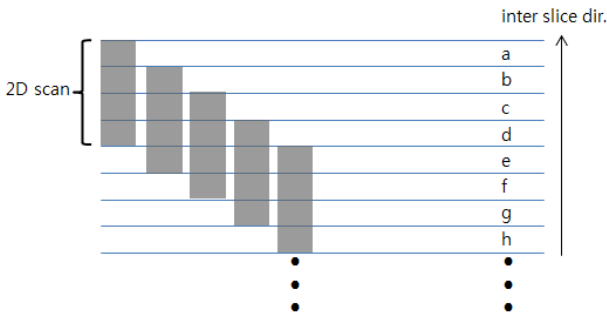


그림 1. 데이터 획득 방법

2D MRI 영상획득 방법을 이용하여 각각의 슬라이스 데이터를 획득한다. 이 때, 슬라이스간의 간격은 최종 복원할 영상의 해상도에 해당하도록 영상을 획득한다. 이 때 각각의 2D MRI 데이터는 목표해상도보다 두꺼운 thickness 값을 가지며 목표해상도의 슬라이스 여러장이 가해진 RF 펄스의 프로파일에 따라 weighted sum된 형태를 얻어지게 된다.

2.2 SR 기법을 이용한 영상 복원

목표한 해상도를 가지는 결과 영상은 획득한 데이터와 가해진 RF 펄스의 inter slice 방향으로의 프로파일 매트릭스의 역변환 연산으로 복원이 가능하고 이는 다음과 같은 수식으로 정리될 수 있다.

$$Px = y$$

$$\text{where } x = [a, b, c, d, \dots]^T$$

위의 수식에서 행렬 P 는 RF 펄스의 프로파일을 나타내고, 벡터 y 는 획득한 2D MRI 데이터를 나타낸다. 이 때, 복원하고자 하는 고해상도 영상 x 를 구하기 위해서는 underdetermined system의 솔루션을 구해야 하기 때문에 제안하는 방법에서는 tikhonov regularization 기법을 사용하였다 [3].

III. 결과

영상 획득을 위해 사용한 parameter는 다음과 같다. 3T siemens verio, spoiled gradient echo, TR/TE = 20ms/5ms, thickness = 4mm, flip angle = 60 degree. 2D-TOF를 획득한 혈관영상의 maximum intensity projection 결과와 제안하는 방법을 이용한 고해상도 결과 영상을 그림 2.와 같다.



Conventional 2D-TOF



Proposed method

그림 2. 결과 영상

IV. 결론

제안하는 방법은 2D-TOF 기법의 장점인 혈관과 주변 세포조직간의 높은 contrast의 장점을 유지하면서 영상의 해상도를 높이기 위한 알고리즘이다. 2D-TOF의 고질적인 문제인 inter slice 방향의 낮은 해상도 문제의 해결을 위해 SR 기법을 사용하였고 그 결과 2D-TOF 방법의 높은 contrast를 유지하면서 해상도를 높일 수 있었다.

참고문헌

[1] Bernstein M A, King F K and Zhou X J 2004 Handbook of MRI pulse sequences (Burlington, MA: Elsevier Academic Press).

[2] Greenspan H, Oz G, Kiryati N and Peled S. MRI inter-slice reconstruction using super-resolution MRI 2002 20(5):437-46.

[3] Al Bovik, Handbook of image and video processing (Elsevier).

임베디드 시스템을 위한 적응적 배경영상 생성 방법

*정성환, 송 혁, 박상현, 최장욱
전자부품연구원

e-mail : *shjeong, hsong, shpark@keti.re.kr*

Adaptive Background Image Generation for Embedded System

*Sung-Hwan Jeong, Hyok Song, Sang-Hyun Park, Jang-Uk Choi
Korea Electronics Technology Institute

Abstract

The purpose of this study is to propose a possible method to produce adaptive background images available for extracting any object of interest from fixed CCTV cameras. The proposed method takes an adaptive approach to producing background images to minimize object noise. That is, it is a simple way to produce simply modifiable background images from CCTV cameras so that the images can be easily ported to DSP, an embedded system. According to experiment with common PC units before image porting to DSP, it is concluded that the proposed method can be applied to embedded system in real time.

I. 서론

고정된 CCTV에서 객체를 추출하고 추출된 객체를 추적하여 다양한 감시 분야에 활용하고 있다. 이러한 감시 시스템에 있어서 영상 내에 움직이는 객체를 먼저 추출해야 한다. 객체를 검출하는 방법은 영상 차이(image difference) 방법과 영상 내에서 특징점을 추출하여 추출된 특징점을 추적하고 그룹핑하는 방법이 주

로 사용된다[1].

영상 차이 방법에는 영상 전후 프레임의 차이를 이용하는 프레임 간 차이법과 이동하지 않는 배경영상을 생성하여 연속되는 프레임과의 차이를 이용하는 배경 차이법이 사용된다. 프레임 차이법은 이전 프레임과 현재 프레임과의 차이를 비교하여 그 차가 큰 부분을 움직이는 객체로 간주하는 방법으로 적은 메모리 사용과 배경영상을 추출할 필요가 없으므로 객체 추출 속도가 가장 빠르다. 하지만, 느리게 움직이는 객체의 경우 객체의 움직임을 추출할 수 없으며 객체 분할에 대한 복잡한 후 처리문제가 발생한다. 또한 빠르게 움직이는 객체라도 차 영상에는 객체의 움직임 전후의 차에 해당하는 면적만 남기 때문에 물체 전체를 찾아내기 위해서는 통상 다양한 후처리가 필요하다[2].

배경영상 생성 방법은 두 가지 원리를 가정한다. 그 하나는 배경영상의 화소는 동영상 프레임을 시간축 상에 늘어 놓았을 때 그 화소 위치에서 가장 많은 빈도를 갖는다는 가정으로 현재 프레임을 포함하여 대표치를 추정하는 방법이며, 다른 하나는 각 화소 위치에서 물체와 그림자, 배경을 포함하는 다중모드의 분포를 갖는다는 가정을 바탕으로 한 방법이다. GMM(Gaussian Mixture Model)은 배경영상 생성방법에서 가장 많이 사용되는 방법으로, 한 화소의 위치에서 연속되는 프레임의 화소 값들을 배경, 물체, 그림자 등의 다중분포로 가정하는 경우, 다중 가우시안 분포로 가정

하고 기대치 최대화(expectation maximization)에 의해 온라인으로 각각의 분포의 평균과 분산 등의 계수를 추정하여 배경을 생성하거나 물체와 그림자를 분별해 내는 방법이다[3].

본 논문에서는 GMM과 유사한 성능을 나타내며 실행속도가 빠른 적응적 논파라메트릭(Non-Parametric) 배경영상 생성 방법을 제안한다.

II. 본론

2.1 영상처리용 임베디드 시스템

영상 감시에 적용되는 임베디드 시스템의 경우 ARM의 역할은 OS운영 및 외부와의 통신 역할을 수행하며 일반적으로 Coretex-ARM을 주로 사용한다. 현재 Coretex-ARM의 경우 코어 속도가 향상되어 간단한 영상처리는 구현이 가능하지만 복잡한 연산의 경우 실시간성의 문제가 발생된다. TI에서 출시되는 Davinci 시리즈의 경우 ARM과 DSP를 OnChip화하여 영상처리에 특화된 프로세서가 출시되고 있다. 본 논문에서는 제안하는 논파라메트릭 배경영상 생성 방법의 경우 부동소수점의 연산이 불필요하여 임베디드 시스템을 활용한 영상 감시 분야에서 DSP에 포팅 할 수 있는 배경영상 생성 방법이다.

2.2 적응적 배경영상 생성

본 논문에서 사용하는 논파라메트릭방법은 각 화소에서 그레이 레벨의 히스토그램을 생성하여 빈도수가 가장 큰 그레이 레벨이 해당 화소에서의 배경이라고 간주하는 방법이다.

$$H_i(x,y,m) = \begin{cases} H_{i-1}(x,y,m) + 1 & \text{if } B_i(x,y) = m \\ H_{i-1}(x,y,m) & \text{if } B_i(x,y) \neq m \end{cases} \quad (1)$$

$i = 1, 2, \dots, N$

식 8의 $H_i(x,y,m)$ 는 화소 (x,y)에서 그레이레벨 m의 히스토그램을 나타내며 i 는 프레임, $B_i(x,y)$ 는 배경을 나타낸다. 이 방법을 사용하는 기존연구 Li[5], Tatsuya[6]도 마찬가지로 느리게 이동하는 객체가 발생할 경우 배경영상에 객체 잡음이 발생하게 된다.

실시간 영상의 프레임 간 차 영상을 기준으로 차량의 이동이 빈번하게 발생하는 영역은 현재영상이 배경영상에 포함되는 정도를 작게하고 객체의 이동이 빈번히 발생하지 않는 영역은 현재 영상이 배경영상에 포함되는 정도는 크게 하여 객체의 이동여부에 따라 각 화소마다 배경영상 갱신 주기를 달리 하였다. 식(2)는 I_t 는 실시간 영상이며 I_{t-1} 은 이전 영상을 나타내는 것

으로 실시간 차 영상을 생성하는 것을 나타내는 것이다. 식(3)의 B_{n-1} 는 이전 배경영상이다.

$$\alpha B_n(x,y) = \begin{cases} 1 & \text{if } |I_t(x,y) - I_{t-1}(x,y)| > Th \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (2)$$

$$rB_n(x,y) = \begin{cases} 1 & \text{if } |I_t(x,y) - B_{n-1}(x,y)| > Th \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (3)$$

Th 는 차 연산의 임계값(threshold value)를 나타내며, n 은 프레임수를 나타낸다.

식(4),(5),(6)은 실시간 차 영상, 배경영상과 실시간 영상에서 객체 이동이 빈번히 나타나는 픽셀을 의미한다. 식(14)는 픽셀(i, j)에서 객체 이동이 빈번히 발생하는 픽셀의 α 를 작게 하여 객체가 배경영상에 나타나는 경우를 최소화하며 빈번히 발생되지 않는 픽셀은 배경에 빠르게 갱신되도록 하였다.

$$E(x,y) = \sum_{0, \alpha B(x,y)_n = 1}^n \quad (4)$$

$$E(x,y) = \begin{cases} 1 & \text{if } (E(x,y) > TF_t) \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (5)$$

$$\Omega(x,y) = rB_n \wedge E(x,y) \quad (6)$$

$$\alpha I(x,y) = \begin{cases} Small Value & \text{if } (\Omega(x,y) > \alpha T_{th}) \\ Large Value & \text{else} \end{cases} \quad (7)$$

$$h_{i,n}(x,y) = \begin{cases} 1 & \text{if } \alpha I(x,y) = Small Value \\ 0 & \text{if } \alpha I(x,y) = Large Value \end{cases} \quad (8)$$

$E(x, y)$ 는 n 개의 프레임 픽셀(x, y)에서 객체 정보가 존재하는 연속된 픽셀의 수이며 αT_{th} 는 임계값을 나타낸다. 식 (8)는 객체의 빈번한 이동에 따라 히스토그램의 빈도를 증가할 것인지를 결정하는데 사용된다. 이를 논파라메트릭 배경영상 생성에 사용하였다.

$$\begin{aligned} \text{if } I_t(x,y) \in [(n-1) \times 256/N, n \times 256/N] \text{ then} \\ \mu_{i,n}(x,y) &= (1 - \alpha I(x,y)_{i,n}) \times \mu_{i,n}(x,y) \\ &\quad + \alpha I(x,y)_{i,n} \times I_t(x,y) \\ his_{i,n}(x,y) &= his_{i-1,n}(x,y) + h_{i,n}(x,y) \end{aligned} \quad (9)$$

식 (9)의 $\mu_{i,n}(x,y)$ 는 해당 픽셀 그레이레벨의 히스토그램에서의 평균을 나타내며 $his_{i,n}(x,y)$ 은 현재 픽셀의 히스토그램을 나타낸다. 즉, 해당 픽셀에서 가장 큰 히스토그램의 평균이 배경을 의미한다.

파라메트릭 방법과는 달리 논파라메트릭 방법의 경우 데이터를 저장하는 방법으로 배경영상에 사용할 프레임 수에 따라 배경영상의 정확도가 달라지며 배경영상에 사용될 프레임 수를 지정해야 한다. 예를 들어 배경영상 생성에 이용되는

프레임 수가 100개 일 경우 101 번째 프레임이 입력되었때 1 번째 프레임 내 화소 정보는 해당 히스토그램에서 삭제해야 한다. 식 (10)은 프레임 정보에 따라 해당 픽셀 히스토그램의 평균 및 빈도를 삭제하는 것을 나타낸 것이다.

$$\begin{aligned} & \text{if } I_i(x,y) \in [(n-1) \times 256/N, n \times 256/N] \text{ then} \quad (10) \\ & \quad \text{if } (I_{i-D}(x,y) > \mu_{i,n}(x,y)) \text{ then} \\ & \quad \quad \mu_{i,n}(x,y) -= \frac{1}{D}(aI(x,y)_{i-D,n} \times I_{i-D}(x,y)) \\ & \quad \text{else} \\ & \quad \quad \mu_{i,n}(x,y) += \frac{1}{D}(aI(x,y)_{i-D,n} \times I_{i-D}(x,y)) \\ & \quad \text{his}_{i,n}(x,y) -= h_{i-D,n}(x,y) \end{aligned}$$



(a) 현재영상



(b) Non-Parametric 배경영상-객체 이동 정보 미적용 (c) Non-Parametric 배경영상-객체 이동 정보 적용



(d) Parametric(GMM) 배경영상-객체 이동 정보 미적용 (e) Parametric(GMM) 배경영상-객체 이동 정보 적용

그림 1. Non-Parametric, Parametric(GMM) 배경영상 생성방법과 객체 이동 정보를 이용한 배경영상 생성

III. 실험결과 및 토의

본 논문에서 제안한 객체 이동에 기반한 논파라메트릭 방법을 이용한 배경영상 생성 방법을 실험하기 위해 차량이 막히는 시간대의 교차로 영상을 취득하여 실험하였다. 실험 영상은 가로*세로(250*250)이며 초당 30프레임으로 저장된 영상이며, Visual C++, Intel i7 2.8GHz, 3G Ram 환경에서 개발하였다.

그림 1은 객체의 이동정보에 따른 논 파라메트릭, 파라메트

릭 배경영상 생성 결과를 나타낸 것이다. 파라메트릭 배경영상 생성은 GMM의 방법을 이용하였다. 각각의 배경영상 생성속도는 그림 1의 (b)는 31frame/sec, (c)는 28frame/sec, (d)는 15frame/sec, (e)는 12frame/sec로 나타났다. 그림 1에서 보는 바와 같이 객체의 이동정보를 이용하여 배경을 생성할 경우 Non-Parametric과 Parametric방법 역시 객체 잡음의 영향이 줄어든 결과를 확인할 수 있다.

파라메트릭 방법에 비해 배경영상 생성 속도가 빠른 논 파라메트릭 방법은 배경영상 생성에 사용되는 프레임 수를 크게 늘릴수록 객체 잡음의 영향이 작아지지만 빠르게 변화하는 배경에는 적응적이지 못하다. 파라메트릭 방법에 비해 수식이 간단한 논 파라메트릭 방법은 영상처리용 임베디드 시스템 DSP에 최적화하여 영상 감시 시스템에 활용할 수 있을 것으로 사료된다.

참고문헌

- [1] ZuWhan Kim, "Real Time Object Tracking based on Dynamic Feature Grouping with Background Subtraction", IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, 2008.
- [2] 조태훈, 최영규. "다중 배경 분포를 이용한 움직임 검출", 정보처리학회논문지, 제8-B권, 제4호, 2000.
- [3] DarShyang Lee, "Effective Gaussian Mixture Learning for Video Background Subtraction", IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, Vol. 27, No. 5, pp. 827-832, May 2005.
- [4] 이승준, 원대회, 윤석창, 류민형, 조진수, 정상경, 이영재, "임베디드 프로세서를 이용한 실시간 영상 처리 시스템 구현," 한국항공우주공학회 학술대회, pp. 1026-1030, 2011.
- [5] Li Xiaofei, "A new fast hybrid algorithm of background extraction suitable for the DSP platform", 2009 World Congress on Computer Science and Information Engineering.
- [6] Tatsuya Tanaka, Atsushi Shimada, Daisaku Arita, and Rin-ichiro Taniguchi, "Non-Parametric Background and Shadow Modeling for Object Detection", ACCV2007, Part I, LNCS 4843, pp. 159-168, 2007.
- [7] Yazhou Liu, Hongxun Yao, Wen Gao, Xilin Chen, Debin Zhao, "Nonparametric background generation", J. Vis. Commun. Image R. Vol. 18, pp. 253-263, 2007.

적외선 영상에서 피아식별 성능 향상을 위한 사람 검출

이준영, 박진욱, 이종민, 문영식¹⁾
한양대학교 컴퓨터공학과

e-mail : *jylee@visionlab.or.kr, fnregia@gmail.com, jmlee@visionlab.or.kr, ysmoon@hanyang.ac.kr*

Human Detection in Infrared Images for Identifying Friend or Foe

Jun Young Lee, Jin Wook Park, Jong Min Lee, Young Shik Moon
Department of Computer Science and Engineering
Hanyang University

Abstract

Human detection plays an important role in identifying friend or foe. In this paper, we propose a method for human detection in IR images. The proposed method consists of three steps: (1)applying horizontal adaptive threshold, (2)generating gradient map, (3)detecting human regions by combining horizontal adaptive threshold and gradient map. Experimental results have shown that the proposed method achieves better performance than existing methods.

I. 서론

최근 군사과학기술의 다양한 연구가 진행되면서 적외선(infrared) 영상을 이용하여 야간에 아군 오인 사격을 방지하는 방법이 연구되고 있다[1]. 열 감지 테이프(TRT, Thermal Recognition Tape)로 제작된 피아식별용 마커(marker)를 부착하여 적외선 카메라로 아군임을 식별할 수 있게 된다. 마커를 검출하는 과정은 우선 전처리과정을 통해 마커 검출 후보군과 배경을 분리한다. 그리고 분류기 알고리즘을 통하여 후보군에 마커를 찾는다.

본 논문에서는 적외선 영상에서 적응적 이진화와 기울기 지도(gradient map)을 이용하여 마커 검출 전 단계인 사람 영역을 분리하는 방법을 제안한다. 2장에서는 제안하는 알고리즘의 자세한 방법을 기술한다. 3장에서는 실험을 통해 제안하는 방법의 성능을 확인하고, 4장에서는 결론을 기술한다.

II. 제안하는 방법

2.1 적응적 이진화

제안하는 방법의 첫 번째 단계에서는 입력 영상에 적응적 이진화[2]를 이용하여 이진 영상을 획득한다. 적외선 영상에서 사람은 많은 적외선을 방출하기 때문에 일반적으로 평균보다 높은 밝기값을 가진다. 본 논문에서는 사람 영역을 추출하기 위해 영상의 가로줄마다 각 줄의 평균 밝기값을 구하고, 평균 밝기값의 1.3 배에 해당하는 값을 문턱치로 설정하여 해당 가로줄을 이진화한다.

2.2 기울기 지도와 블러링을 이용한 사람 영역 검출

2.1에서 획득한 이진 영상은 사람 영역 외에도 평균 밝기값 이상의 밝기값을 가지는 영역도 포함된 영상이 획득된다. 따라서 기울기값을 통해 사람 영역 외의 균일한 밝기값을 가진 영역을 제외시킨다. 우선 식(1)을 이용하여 입력 영상의 기울기값을 구한다.

$$\nabla f = |f(x+2,y) - f(x,y)| \quad (1)$$

1) 교신저자

식(1)에서 ∇f 는 기울기값, $f(x,y)$ 는 x,y 좌표의 화소값을 의미한다. 기울기값은 적외선 영상의 특성상, 블러가 발생하여 뚜렷한 윤곽선(edge)이 없기 때문에 현재 화소와 거리가 2인 화소와의 차이를 통해 구한다. 이렇게 획득한 기울기 영상은 열림(opening) 연산을 하여 잡음(noise)을 제거하고, 40×40 크기의 마스크를 사용하여 블러링(blurring)을 수행한다.

2.3 AND 연산을 이용한 사람 영역 검출

최종적으로 그림 1의 과정과 같이 사람 영역을 검출하기 위해서 2.1에서 획득한 이진 영상과 2.2에서 획득한 블러 영상의 밝기값 20 이상의 값을 AND 연산하여 최종 결과 영상을 획득한다.

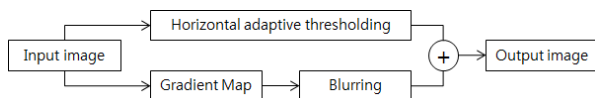


그림 1. 제안하는 방법의 흐름도

III. 실험 및 결과

본 논문에서 제안하는 방법의 성능을 평가하기 위하여 야외에서 촬영한 적외선 영상을 사용하였다. 그림 2는 제안하는 방법의 결과 영상이다.



(a)



(b)

(c)



(d)

(e)

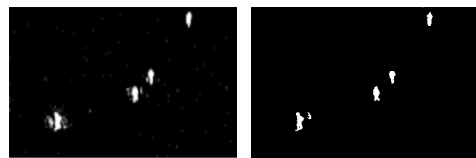
그림 2 (a) 원본 적외선 영상, (b) 적응적 이진화 영상, (c) 기울기 영상, (d) (c)의 블러 영상, (e) 결과 영상

그림 2(b)는 적응적 이진화 영상으로 사람 영역을 검출한 것을 확인할 수 있다. 하지만, 사람 영역 외에도 창틀이나 인도와 같은 평균 밝기값 이상을 가지는 영역 또한 검출되었다. 그림 2(b) 영상의 균일한 밝기값을 가진 영역을 제외시키기 위해 그림 2(c)와 같은 기울기 영상을 구한다. 사람 내부 영역도 손실됐지만, 인도나 창틀 영역과 같은 영역이 대부분 제외된 것을 확인할 수 있다. 그림 2(d)는 그림 2(c) 영상에서 사람 영역을 추출하기 위해 블러링을 한 영상이다. 최종적으로 그림 2(b)와 (d)를 AND연산을 통해서 그림 2(e)와 같은 결과 영상을 획득할 수 있다.

그림 3은 제안하는 방법의 성능을 객관적으로 평가하기 위해 Single Weight Gaussian(SWG) 방법[3]과 비교한 결과이다. 사람은 두 방법 모두 똑같이 분리됐지만 그림 3(b)의 SWG의 경우 사람 주변의 잡음이 발생한 것에 비해 제안하는 방법은 잡음을 효율적으로 억제하여 좀 더 정확히 분리됨을 그림 3(c)를 통해 확인할 수 있다.



(a) 원본 영상



(b) SWG

(c) 제안하는 방법

그림 3 실험 비교 결과

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 적응적 이진화와 기울기 지도를 이용하여 적외선 영상에서 효과적으로 사람 영역을 분리하는 방법을 제시하였다. 실험 결과, 제안하는 방법은 기존의 방법들과 비교하여 구조적으로 간단하면서도 우수한 성능을 보이는 것을 확인하였다.

ACKNOWLEDGEMENT

본 논문은 ㈜빅텍에서 지원하는 “부착형 인식기 모델링 및 표적내의 패턴인식 알고리즘 연구”의 결과물임.

참고문헌

- [1] 이준영, 정우진, 박진욱, 최명렬, 김형준, 채종목, 문영식, “적외선 영상에서 낮은 대조비의 피아식별 표적 분리”, 지상무기학술대회, pp. 63, Dec. 2012.
- [2] R. Lyu, J. Song, and M. Cai, “A comprehensive method for multilingual video text detection, localization, and extraction” IEEE Trans. Circuits and Systems for Video Technology, vol. 15, no. 2, pp.243-255, Feb. 2005.
- [3] Davis James W, Sharma Vinay, “Background subtraction in thermal imagery using countour saliency”, International journal of Computer Vision, pp. 161-181, Feb. 2007.

고속 비주얼 헐 생성을 위한 GPU 기반 병렬 레이 카빙

*유지성, 배정주, 김성대
한국과학기술원 전기및전자공학전공
e-mail : *yjs1018@kaist.ac.kr, bjj0420@kaist.ac.kr, sdkim@kaist.ac.kr*

GPU-based Parallelized Ray Carving for Fast Computation of Visual Hull

*Jisung Yoo, Jeongju Bae, Seong Dae Kim
Department of Electrical Engineering,
Korea Advanced Institute of Science and Technology

Abstract

This paper presents a parallelized ray carving method using GPU for fast computation of a visual hull. We perform a parallelized ray carving on a commercial GPU to accelerate the computation of a visual hull extremely. For efficient parallelization on GPU, we minimize the amount of data which should be transmitted between the host (CPU) and the device (GPU). We also make concurrency of data copy and main kernel function using the stream structure of GPU, and optimize memory access by analyzing the memory architecture of GPU. Experimental results show that the proposed GPU-based parallelization of ray carving accelerates previous visual hull computation using ray carving considerably.

I. 서론

최근 3차원 콘텐츠에 대한 관심이 증가하면서 가상으로 만든 3차원 물체뿐만 아니라 실제 사람 및 물체의 3차원 복원에 대한 관심이 증가하고 있다. 레이 카빙은 다양한 3D 물체 복원 기법들 중 하나로, 사전에 3차원 공간상에 초기 레이들을 정의해 놓고 이들을 여러 시점의 물체 실루엣 정보를 통해 반복적으로 깎아서 3차원 물체의 초기 모델인 비주얼 헐(visual hull)을 생성한다[1].

레이 카빙 기법에서 각 레이들의 최종 카빙 결과는

주변 레이들의 정보와 상관이 없으므로, 각 레이들의 카빙 과정은 독립적으로 수행될 수 있다. 그러므로 레이 카빙 기법은 단순 병렬화를 통하여 적절하게 가속화할 수 있다.

본 논문에서는 비주얼 헐 생성을 고속화하기 위해서 GPU(Graphic Processor Unit) 상에서 병렬화 된 레이 카빙을 수행한다. 효율적인 병렬화를 위하여 CPU와 GPU 사이에서 전송되어야 할 데이터를 최소화하고, 스트림(stream) 구조를 통하여 호스트(CPU)/디바이스(GPU) 간 데이터 전송과 레이 카빙 과정에 동시성(concurrency)을 부여하였다. 추가적으로 GPU의 메모리 구조(memory architecture)를 분석하여 메모리 접근(access)를 최적화하였다. 실험 결과는 제안된 레이 카빙의 GPU 기반 병렬화기법이 레이 카빙을 통한 비주얼 헐 생성을 효과적으로 가속화 할 수 있음을 보여준다.

II. 본론

1. 레이 카빙 알고리즘

본 논문에서는 빠른 비주얼 헐 생성을 위하여 S. Kim et al.이 제안한 비주얼 헐 생성 기법[1]을 채택하여 가속화 하였다. 해당 기법은 기존에 제안된 영상 기반 비주얼 헐(image-based visual hull) 생성 기법[2]과 유사하게 주어진 3차원 공간의 레이들을 각 카메라에 2차원 평면으로 투영시켜 깎아낸다. 2차원 평면에 투영된 레이들은 각 카메라에 투영된 물체의 실루엣 영역 내에 있는 성분을 제외하고 제거된다. 이를 빠르게

계산하기 위하여 위 기법에서는 물체의 실루엣 정보를 체인 코드(chain code)로 변환한 뒤 sub-pixel 단위로 정확하게 실루엣과 레이 간의 교점을 구하였다. Sub-pixel 단위로 얻어진 레이 조각을 다시 3차원 공간으로 역투영 시켜 비주얼 혈을 이루는 조각 하나를 얻는다. 역투영 과정에서 또한 계산량을 줄이기 위하여 투영과 역투영 간의 관계를 1차원 호모그래피로 나타내었다.

2. GPU-기반 병렬화

본 논문에서 채택한 알고리즘은 앞서 언급하였듯이 각 레이들의 카빙 결과가 이웃한 레이들의 정보에 관계없이 계산되므로 대량으로 단순 병렬화를 사용할 수 있는 GPU-기반 병렬화에 매우 적합하다. GPU-기반 병렬화를 위하여 본 논문에서는 CUDA(Computed Unified Device Architecture)를 탑재한 NVIDIA 사의 그래픽 카드를 사용하였다. 기존 레이 카빙 알고리즘에 GPU-기반 병렬화 효과적으로 적용하기 위해서 1) 전송할 데이터의 최소화, 2) 레이 카빙을 여러 개의 스트림으로 분할, 3) 효율적인 메모리 사용에 초점을 맞추었다.

2.1 데이터 전송 최소화

GPU-기반 병렬화에서 중요하게 신경써야 하는 부분 중 하나가 바로 호스트(CPU)와 디바이스(GPU) 간의 데이터 전송 부분이다. GPU 내부에서 기존 알고리즘의 계산량을 엄청나게 줄였다고 하더라도 호스트/디바이스 간의 데이터 전송량이 많으면 전체 알고리즘의 병렬화 효율이 데이터 전송량에 의해 결정되게 된다. 그러므로 호스트/디바이스 간의 데이터 전송을 최소화하면 GPU-기반 병렬화의 효율을 최대로 발휘할 수 있다.

해당 레이 카빙 알고리즘에서는 영상 기반 비주얼 혈 생성 기법을 사용하므로 각 카메라의 실루엣 데이터가 필요하다. 일반적으로 실루엣 데이터는 체인 코드보다 많은 데이터 량을 가진다. 실루엣 데이터를 체인 코드로 변환하는 과정은 단순 병렬화를 적용하기 어렵기 때문에, 영상의 수가 많지 않은 경우에는 호스트에서 디바이스로 실루엣 데이터보다 변환된 체인 코드를 보내는 것이 효율적이다.

추가적으로 비주얼 혈을 구성할 레이 조각(ray segment)들의 초기 정보를 호스트에서 초기화하지 않고 디바이스 내부에서 생성하여 호스트에서 디바이스로의 초기값 전송 없이 최종 레이 카빙 결과만 디바이스에서 호스트로 전송하였다.

2.2 스트림 구조의 활용

기본적으로 GPU-기반 병렬화를 구현하면 알고리즘 수행에 필요한 데이터들을 먼저 호스트에서 디바이스로 전송하고 계산을 수행한 뒤 다시 디바이스에서 호스트로 데이터를 전송한다. 하지만 CUDA에는 호스트/디바이스 간의 데이터 전송과 커널 함수 실행을 동시에 할 수 있는 스트림 구조가 존재한다. 이는 CUDA에서는 알고리즘 계산을 수행하는 커널(kernel)의 동작 지시(instruction)과 메모리 접근(access)의 지시가 독립적으로 이루어지는 것을 이용한다[3].

CUDA의 스트림 구조를 이용하면 하나의 프로세스를 다수의 스트림으로 분할한 뒤, 각 스트림에 필요한 데이터를 먼저 전송하고 전송된 데이터를 이용하여 커널 함수가 계산을 하는 동안 다음 스트림의 데이터를 전송하여 전체 알고리즘 수행 시간을 단축할 수 있다[그림 1].

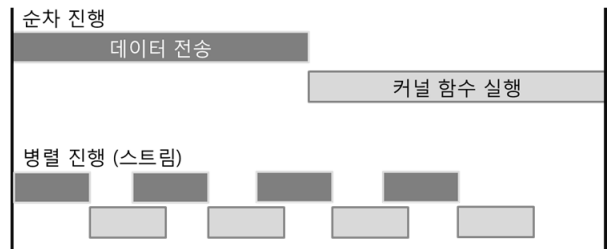


그림 1. 스트림 구조를 이용한 프로세스 병렬 진행

2.3 메모리 구조 분석 및 최적화

CUDA에서 커널 함수의 최소 수행 단위는 스레드(thread)이며 이러한 스레드들이 모여 블록(block)을 이루고 블록들이 모여 그리드(grid)를 이루는 그리드/블록(grid/block) 구조를 가진다. 하드웨어적으로는 그리드가 GPU, 블록이 SM(streaming multiprocessor)에 대응된다[3]. (자세한 내용은 참고문헌 [3] 참조)

이러한 그리드/블록 구조에 기반하여 CUDA에는 메모리 접근성에 따라 아래와 같이 여러 타입의 메모리들이 존재한다.

- 그리드(grid) 단위 (GPU 내 모든 스레드에서 접근 가능): 글로벌 메모리(global memory), 상수 메모리(constant memory), 텍스처 메모리(texture memory)
- 블록(block) 단위 (하나의 SM 내에 할당된 모든 스레드에서 접근 가능): 공유 메모리(shared memory)
- 스레드(thread) 단위 (하나의 스레드에서만 접근 가능): 레지스터(register), 로컬 메모리(local memory)

기본적으로 호스트에서 디바이스로 데이터를 전송하면 그리드 단위로 메모리 접근이 가능한 글로벌 메모리로 전송된다. 글로벌 메모리의 경우 하나의 스레드

에서 메모리 접근을 하기 위해서는 400~600 GPU 클럭 만큼의 시간이 필요하다. 이는 레지스터 혹은 공유 메모리의 메모리 접근 시간이 1 GPU 클럭 이내인 것에 비하면 매우 많은 시간이다. 그러므로 스레드 내에서 반복적으로 접근이 수행되는 데이터는 글로벌 메모리로부터 레지스터나 공유 메모리로 전송해 놓은 뒤 처음 접근 이후부터는 레지스터나 공유 메모리로 접근하게 하면 메모리 접근을 최적화할 수 있다.

III. 실험 결과

본 논문에서는 GPU-기반 병렬화의 성능을 비교하기 위하여 Middlebury에서 제공하는 *dinoRing* 데이터 셋을 사용하여 실험하였다. 해당 실험 데이터는 480x640 해상도의 실루엣 영상 48장으로 구성되어 있으며 각 영상을 획득한 카메라 행렬 또한 주어진다. 레이 카빙을 통한 비주얼 헐 획득을 위하여 초기 레이 다발의 해상도는 64x64, 128x128, 256x256, 512x512로 증가시켜 가면서 실험하였다. 실험 결과 [표 1] 본 논문의 GPU-기반 병렬화를 통하여 기존 S.Kim et al.의 제안 기법의 속도가 크게 증가하였음을 확인할 수 있다.

레이 해상도	CPU(ms)	GPU (ms)
64x64	81	35
128x128	329	76
256x256	1355	134
512x512	4124	331

표 1. GPU-기반 병렬화의 미적용/적용에 따른 알고리즘 수행 시간 비교

IV. 결론 및 향후 계획

본 논문에서는 비주얼 헐 생성을 고속화하기 위해서 기존 레이 카빙 기반 비주얼 헐 생성 기법에 GPU-기반 병렬화를 적용하였다. 효율적인 병렬화를 위하여 CPU와 GPU 사이에서 전송되어야 할 데이터를 최소화하였고, 스트림 구조를 통하여 호스트/디바이스 간 데이터 전송과 레이 카빙 과정의 동시성 확보 및 GPU의 메모리 구조 분석을 통하여 메모리 접근을 최적화하였다. 실험 결과를 통하여 제안된 GPU-기반 병렬화 레이 카빙 기법이 기존의 기법보다 훨씬 향상된 성능을 보여줌을 확인할 수 있었다.

향후에는 전체적인 알고리즘 수행 시 GPU 내에서 유틸리티가 발생하지 않도록 하여 비주얼 헐 생성의 성능을 더욱 끌어올릴 수 있을 것이다. 더 나아가 비주얼 헐 생성 뿐만 아니라 비주얼 헐 개선(refinement) 및 텍스처 맵핑(texture mapping)에도 GPU-기반 병렬

화를 효과적으로 적용하여 최종적으로는 실시간으로 3차원 물체를 복원하는 시스템을 구성하는 데 기여할 것이다.

참고문헌

[1] S. Kim et al., "Fast Computation of a Visual Hull," *ACCV*, 2010.
 [2] W. Matusik et al., "Image Based Visual Hulls," *ACM SIGGRAPH*, 2000.
 [3] 정영훈, CUDA 병렬 프로그래밍, 프리렉, 2011.

에지 특징을 이용한 영상 조작 검출

*정보규, **문용호, *엄일규
*부산대학교 전자공학과, **경상대학교 정보과학과
e-mail : {*puzizic17, ikeom*}@pusan.ac.kr, **yhmoon5*@gnu.ac.kr

Image manipulation detection using edge features

*Bo Gyu Jeong, **Yong Ho Moon, *Il Kyu Eom
*Department of Electronics, Pusan National University

** Department of Information Science, GyeongSang National University

Abstract

In this paper, we propose a method to detect image manipulations by the retouching processes, such as blurring or sharpening. The image edges are grouped based on the wavelet analysis and the statistical features is extracted at each edge position. Extracted features are used as input of SVM classifier. Simulation results show that the proposed method generate the good detection rate.

I. 서론

오늘날 스마트 폰과 디지털 카메라의 폭발적인 보급과 더불어 포토샵 등의 영상편집 프로그램의 발달의 영향으로 일반인들도 사진을 손쉽게 짜깁기하거나 보정한 후 공유하는 것이 대중화 되었다. 그러나 이러한 영상의 조작은 단순한 놀이로 끝나지 않고 악의적인 의도로 자신의 이득을 취하려고 할 때 사회적으로 큰 문제가 된다. 실제로 우리 주위에서 사진을 합성하여 부당하게 사진 콘테스트에서 입상을 하거나, 공문서를 위조하여 사사로운 이득을 취하는 것과 같은 사건들이 비밀비재하게 일어나고 있다. 그러므로 영상 보안 분야에서는 영상의 진위성을 판별하는 기술의 필요성이 제기되었고 이와 관련된 연구가 활발히 진행되고 있다.

일반적으로 영상 조작을 감추기 위해 리터칭이라는 후처리과정을 거친다. 리터칭에는 블러링(blurring), 샤프닝(sharpening), 리사이징(resizing), 대비강화(contrast enhancement), 잡음 첨가(noise addition), 이

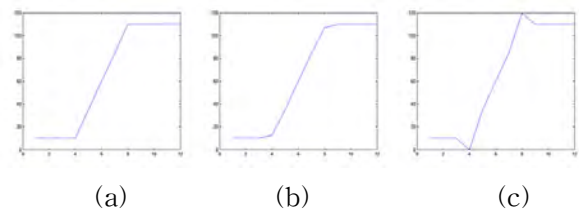


그림 1. 블러 또는 샤프닝 한후 에지의 변화 추이 : (a) 원 에지, (b) 블러된 에지, (c) 샤프닝된 에지

중 압축(double compression) 등이 있으며 리터칭의 흔적을 찾음으로써 영상의 조작을 검출하는 많은 방법들이 발표되고 있다[1-4]. 리터칭의 흔적은 특히 경계면에서 두드러지게 나타나므로 경계면의 인접한 영역을 분석하는 것은 매우 효율적이다. 그러므로 본 논문에서는 영상내의 경계를 중심으로 리터칭 되었는지의 여부를 판단하는 것을 목적으로 한다.

II. 제안 방법

일반적으로 블러링과 샤프닝 같은 영상신호처리 필터는 그림 1과 같이 경계면에 많은 영향을 주기 때문에 여러 분야에서 경계면 분석을 통해 원하는 정보를 수집하여 왔다. 예를 들면 블러된 에지를 찾는 방법들 [1-2]은 에지를 분석하여 에지의 블러 여부를 판단한다.

본 논문에서는 먼저 에지 검출기를 이용하여 에지 맵을 구성한다. 이 에지 맵을 바탕으로 웨이블릿 변환 계수를 이용하여 에지의 형태 및 에지의 방향을 추출한다. 즉, 에지 맵의 위치에 있는 3레벨의 고주파 부대역 계수들을 이용하여 에지를 3가지 형태의 그룹(Step, Roof, Convex)으로 분류하고, 이에 대한 통계적 모델

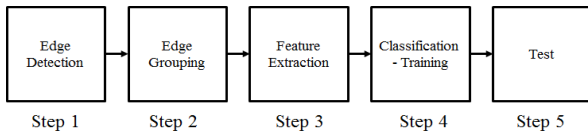


그림 2. 제안된 위조 검출 시스템의 개요

트(평균, 분산, 왜도)를 특징 벡터로 사용한다.

그리고 에지 형태에 따라 에지의 폭과 경사도[2]를 구하고, 이에 대한 통계적 모멘트를 특징으로 추출한다. 마지막으로 원 영상에 대한 예측 영상[5]을 추정하고 이에 대한 오차 영상에 대한 평균, 분산, 왜도를 특징으로 사용한다. 추출된 특징 벡터는 분류기의 입력으로 사용되어 학습된다. 그림 2는 제안된 영상 조작 검출 시스템의 개요도이다.

III. 실험 결과

제안된 방법의 성능을 평가하기 위해 코렐드로우 데이터베이스 영상[6]을 사용하였다. 블러링 커널은 가우시안 함수와 샤프닝커널은 라플라시안 함수를 이용하여 원영상 100개, 블러된 영상 100개, 샤프닝된 영상 역시 100개를 사용하였다. 실험은 Matlab으로 특징 추출 후 Weka[7]툴을 이용하여 분류를 실행하였다. 분류기는 SVM을 사용하였고 5-겹 교차 검증법 (5 folds cross-validation)을 사용하였다.

표 1은 제안된 방법으로 분류기를 통해 테스트한 결과로 총 3개의 클래스가 동시에 입력되었다. Clean는 원 영상의 라벨이고 Blur는 가우시안 블러를, Sharp는 라플라시안 샤프닝을 거친 영상을 나타내며 TP 와 TN 그리고 T rate로 평가하였다.[8] Blur 영상의 경우 모두 정확하게 판단하였으며 Clean과 Sharp 영상 또한 거의 100%에 가까운 정확성을 얻을 수 있었다. 표 2는 제안된 방법의 Confusion matrix로 총 300개의 영상 중 293개를 올바르게 판단해서 총 97.67%의 정확도로 만족스러운 결과를 얻을 수 있었다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 영상의 에지 특징을 이용하여 영상의 조작(블러링 또는 샤프닝)을 검출하는 방법을 제안하였다. 웨이블릿 계수를 이용하여 에지의 형태를 판단하였고 에지의 폭과 방향, 웨이블릿 영역 및 오차 영상의 통계적 모멘트를 특징으로 추출하였다. 실험 결과 비교적 정확하게 블러링 또는 샤프닝 조작을 검출

표 1 제안된 방법의 결과

	TP	TN	T
Clean	0.98	0.975	0.9775
Blur	1	1	1
Sharp	0.95	0.99	0.97
Average	0.977	0.988	0.9825

표 2 제안된 방법의 Confusion matrix

	Clean	Blur	Sharp
Clean	98	0	2
Blur	0	100	0
Sharp	5	0	95

할 수 있었다. 앞으로 본 논문의 방법을 확장하여 다양한 리터칭을 구별할 수 있는 연구가 필요하다.

감사의 글

이 논문은 2012 년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(No. 2012-042034)

참고문헌

- [1] G. Liu, J. Wang, S. Lian and Y. Dai, "Detect image splicing with artificial blurred boundary," *Mathematical and Computer Modelling*, Jun. 2011
- [2] 정보규, 박태희, 이민우, 엄일규, "위조영상 판별을 위한 블러된 에지검출", *Proceeding of 25th Image Processing and Image Understanding*, 2013.
- [3] A.C. Popescu, "Statistical tools for digital image forensics," Ph.D. Thesis, Department of Computer Science, Dartmouth College, Hanover, NH, 2005
- [4] H. Farid, "Exposing digital forgeries from jpeg ghosts," *IEEE Transactions on Information Forensics and Security* 1, vol. 4, pp. 154 - 160, 2009.
- [5] M. Weinberger, G. Seroussi, and G. Sapiro, "The LOCO-I lossless image compression algorithm: Principles and standardization into JPEG-LS," *IEEE Trans. Image Process.*, vol. 9, no. 8, pp. 1309 - 1324, Aug. 2000.
- [6] CorelDraw Software, www.corel.com
- [7] WEKA, www.cs.waikato.ac.nz/ml/weka/
- [8] I. H. Witten, E. Frank, *Data Mining*, Elsevier, 2005.

평면 비디오에서 깊이 추정을 위한 영상 선택기법

장태영, 김희동, 유지성, 김성대
KAIST 전기 및 전자 공학과

e-mail : tyjang1020; khdong98; yjs1018@sdivision.kaist.ac.kr, sdkim@ee.kaist.ac.kr

Image selection method for depth estimation at the planar video

Tae-Young Jang, Hee-Dong Kim, Jisung Yoo, Seong-Dae Kim
Department of Electrical Engineering, KAIST

Abstract

카메라 중심이 하나의 평면상에 있도록 촬영한 영상들을 이용하여 깊이 추정을 하게 되면 계산량이 많이 필요하게 된다. 그리고 각각의 영상이 가지고 있는 사물에 대한 정보가 중복이 많기 때문에 적절한 정보의 중복도를 가지는 영상을 선택하는 방법이 필요하다. 본 논문에서는 평면 근사 및 2차원 격자를 이용한 영상 선택 방법에 대하여 제안한다. 평면근사를 이용하여 깊이 추정을 하는데 필요한 계산량을 줄여주고 2차원 격자를 이용한 영상 선택 방법을 이용하여 정보량의 손실을 줄이는 영상을 선별한다. 이에 따른 실험은 제안된 방법이 잘 수행됨을 보여준다.

I. 서론

스마트폰으로 평면 비디오를 촬영하여 깊이 값을 추정하는 어플리케이션을 생각해 볼 수 있다(그림1). 이때 평면 비디오(planar video)는 카메라의 중심이 임의의 평면 근처에 위치하도록 촬영한 동영상을 말한다. 평면 비디오를 통해 획득한 동영상의 각 프레임에서 카메라의 위치가 바뀌게 되는데 각각의 위치를 단순히 여러 대의 카메라가 하나의 평면 근처에서 사물을 촬영한 것이라고 생각할 수 있다. 이렇게 여러 대의 카메라에서 획득한 영상을 모두 이용하여 깊이 추정을 할 수 있지만, 영상의 수가 증가할수록 복잡도는 선형적으로 증가하고 정확도는 그 증가량이 점점 감소하게 되어 많은 수의 영상사용은 정확도 증가에 비해 복잡도가 높아지

게 된다. 따라서 깊이 추정을 함에 있어서 적합한 영상을 선별하는 과정이 필요하다. 여기서 복잡도란 깊이 추정을 하는데 소요되는 연산량을 말하며 대응점을 찾는 연산량에 비례한다.

깊이 추정을 함에 있어서 적합한 영상은 깊이 추정의 복잡도와 정보량의 손실을 줄여야한다. 깊이 추정의 복잡도를 줄이기 위해서 스테레오영상에서 영상보정(image rectification)을 수행한 후 깊이 추정을 한다[1]. 그런데 이는 다중 영상에서도 가능하며 카메라 중심이 평면상에 있을 때 그 복잡도가 더욱 줄어드는 이점이 있다[2]. 정보량의 손실은 사물의 정보량이 중복되는 영상을 제거하는 과정을 통해 줄일 수 있다. 이러한 정보량의 중복은 선별된 영상을 촬영한 카메라의 중심이 평면상에서 균일한 거리를 가지는 균등한 분포를 가지게 하여 중복도가 높은 영상을 제거함으로써 최소화 할 수 있다.

본 논문에서는 복잡도와 정보량의 손실을 줄이기 위해서 평면근사와 2차원 격자를 이용한 영상 추출 기법을 제안한다.

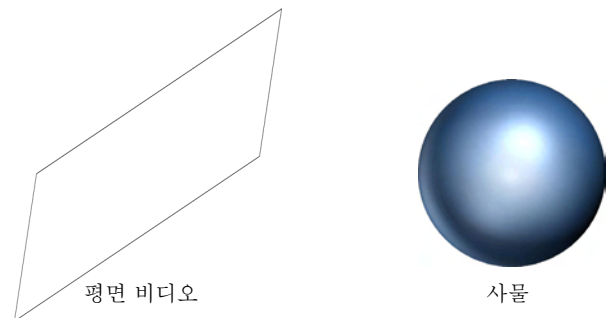


그림1. 평면 비디오 개념도

II. 본론

복잡도를 줄이기 위해서 평면근사를 통해 하나의 평면상에 있는 카메라 중심들을 찾는다. 또한 정보량의 손실을 줄이기 위해 2차원 격자를 이용하여 카메라 중심들을 추출해 낸다. 그 후 카메라 중심들에 해당하는 영상들을 선택한다.

2.1 평면 근사 (Plane fitting)

평면 비디오는 카메라의 중심이 임의의 평면 근처에 위치하도록 촬영한 동영상을 말한다. 그러므로 임의의 평면의 수평축, 수직축 방향으로 카메라가 무작위로 분포하고, 평면의 법선벡터 방향으로 가우시안 분포를 가진다고 생각할 수 있다. 이러한 3차원 공간상의 점들을 직선 근사(line fitting)를 3차원으로 확장한 평면 근사화를 통하여 하나의 평면을 정의할 수 있다. 이렇게 정의된 평면은 3차원 공간상의 모든 점과의 거리의 합이 최소가 되게 된다. 그런데 평면 비디오는 임의의 한 평면상에서 촬영한 동영상 이므로 평면 근사화를 통해서 구한 평면이 평면 비디오가 가지고 있는 영상을 촬영한 카메라 중심들과 가장 가까운 것이 된다.

위에서 정의한 평면상에 존재하는 카메라는 많지 않다. 그렇기 때문에 평면에서 얼마만큼 떨어져 있는 카메라를 평면상의 카메라인지를 판명해주는 기준이 있어야 한다(그림2). 깊이를 추정하기 위해서 영상 보정을 실시하게 된다. 그런데 영상의 좌표는 양자화과정을 거쳐서 계산되기 때문에 카메라 중심이 dz 만큼 떨어져 있어도 3차원 공간상의 좌표가 같은 영상좌표에 대응될 수 있다. 즉, 카메라 중심이 dz 만큼 떨어져 있어도 깊이 추정을 하는데 큰 오차가 없는 것이다. dz 를 구하는 방법은 다음과 같다. 먼저 $f : y_1 = z_2 : Y$ 와 $f : y_2 = z_1 : Y$ 를 이용하여 $y_2/y_1 = z_2/z_1$ 을 유도할 수 있다. 여기서 $z_2 = z_1 + dz$ 와 $y_1 + \epsilon = y_2$ 임을 이용하여 최종적으로 다음 식을 유도할 수 있다.

$$dz = \epsilon \frac{z_1}{y_1} \quad (1)$$

ϵ 은 영상 보정을 수행했을 때 카메라 중심이 dz 만큼 떨어져 있는 카메라로 촬영한 영상좌표의 y 축 값의 오차를 의미한다.

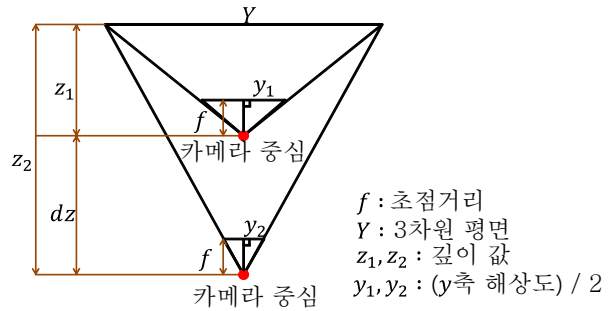


그림2. 카메라 중심 오차를 추정하는 방법

2.2. 2차원 격자 기반 카메라 추출

적절한 dz 값을 주어 평면상의 카메라들을 찾은 후, 평면 위에 존재하는 모든 카메라들이 가지고 있는 사물에 대한 정보와 상응하는 정보를 가지고 있는 카메라를 선택해야 한다.

평면 근사를 통해 얻어진 카메라들이 사물을 본다고 하고, 각각의 카메라가 각각 영역 Y 를 본다고 가정한다(그림3). 이때 두 개의 카메라가 사물을 바라볼 때 겹쳐지는 영역을 ωY 라고 정의한다. ω 값은 최소로 겹쳐지는 영역의 비율을 의미하며 범위는 $0 \leq \omega \leq 1$ 이다. 이렇게 ω 값을 정의하여 각각의 카메라가 물체를 바라볼 때 겹쳐지는 최소의 영역을 정의할 수 있다. 이를 통해 카메라 중심들끼리의 최소의 거리 D 를 다음과 같이 유도할 수 있다.

$\omega Y : \omega Z = D : (1 - \omega)Z$ 이므로, $D = (1 - \omega)Y$ 이며 최종적으로 다음과 같은 식을 구할 수 있다.

$$D = 2Z(1 - \omega)\tan(\theta/2) \quad (2)$$

이렇게 구한 D 값을 이용하여 격자를 생성한다. 하나의 격자 내에서 최소로 정의한 ω 값보다 큰 정보량의 중첩을 가지는 카메라들을 최대한 많이 없애기 위해서는 D 값을 대각선으로 하고, 가로, 세로 각각 $D/\sqrt{2}$, $D/\sqrt{2}$ 의 크기를 가지는 격자를 생성한다. 격자로 생성된 구역들을 검사하여 구역의 가장 중앙에 위치하는 카메라 중심을 선택한다. 이렇게 선택된 카메라 중심들은 적어도 하나의 격자 안에서의 정보량의 손실을 최소화 할 수 있다.

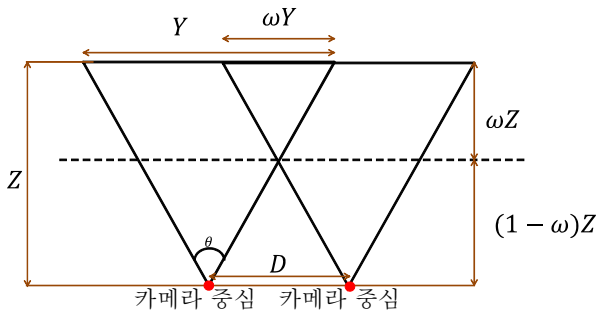


그림3. 정보량의 중첩과 카메라 중심의 거리

III. 실험결과

실험을 위하여 카메라들의 카메라 중심을 X, Y축으로 무작위 하게 분포하게 하고, Z축으로는 가우시안 분포를 따르게 500개의 데이터들을 만들었다.

평면에서 dz 만큼 떨어져 있는 카메라 중심들이 3차원 공간상의 한 점을 바라볼 때 영상좌표의 y 축 값의 최대 오차를 0.1로 가정하고, 대략적으로 1000mm 정도의 거리의 깊이 값을 측정하고, 영상의 세로축 화소값을 480픽셀로 가정한다면, 식(1)을 통해서 dz 값은 0.416이 나온다. 즉, 평면을 추출하여 평면에서 거리가 0.416보다 작은 카메라들은 해상도 차이가 0.1보다 작게 되므로 영상 보정을 수행했을 때 해상도 차이가 없게 된다. 즉 평면과 카메라 사이의 거리가 0.416 보다 작게 되면 하나의 평면에 존재하는 카메라로 간주할 수 있는 것이다.

본 실험에서는 평면에서 카메라사이의 오차, 즉 dz 값을 0.2로 설정하여 실험을 하였다. 총 500개의 카메라 중 하나의 평면상의 카메라 67개를 찾았고, 최종적으로 추출된 16개의 카메라를 얻을 수 있었다.

이 결과는 대략적으로 1000mm 정도의 거리의 깊이 값을 측정하고, 영상의 세로축 화소값을 480픽셀로 정의한다면, 평면에서 0.2 만큼 떨어져 있는 카메라 중심들이 3차원 공간상의 한 점을 바라볼 때 영상좌표의 y 축 값의 최대 오차가 0.096화소만큼 차이게 나게 되는 것이다.

또한 식(2)를 통해서 정보량의 중복도가 67% 즉 ω 값이 0.67이 되게 하고, 카메라의 시야각 θ 값을 30° 로 하여 평면상의 카메라 분포를 총 16등분 할 수 있었고 하나의 격자안의 카메라 중에서 정보량의 중복을 최소로 하는 하나의 카메라를 선택 할 수 있었다.

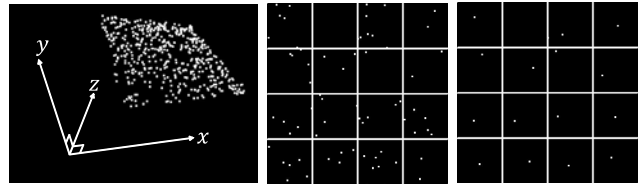


그림4. (a) 3차원 공간상의 카메라의 중심들 (b) 하나의 평면상의 카메라의 중심들 (c) 선택된 카메라의 중심들

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 평면 비디오 상의 카메라들을 이용하여 깊이 추정을 함에 있어서 나타나는 계산의 복잡도를 평면 근사를 통한 평면상의 카메라를 선택하여 줄이고, 2차원 격자를 이용한 카메라 추출 과정을 통해 정보량의 손실을 줄일 수 있었다. 그 결과 스마트폰으로 촬영한 평면 비디오를 통해 깊이 추정을 할 때 비디오에서 적은 수의 영상만을 이용하게 하여 정보량의 손실과 복잡도를 줄여주는 효과를 주었다.

참고문헌

[1] A.Fusiello, E.Truccho, and A.Verri, "A Compact algorithm for rctification of stereo paires," Machine Vision and Application, vol.12, no.1, pp.16-22, July 2000.

[2] H.D.Kim, S.Kim, K.Paeng, S.D.Kim, "A planar multi-view image rectification", ITC-CSCC, 2013.

Dark Channel Prior를 이용한 단일 영상 야간 화질 개선

*장호용, 유창동
한국과학기술원 미래자동차학제
e-mail : hoyong.jang@kaist.ac.kr, cdyoo@kaist.ac.kr

Night image enhancement from an image by using Dark Channel Prior

*Ho-yong Jang, Chang D. Yoo
Division of Future Vehicle
KAIST

Abstract

A night image has some properties which is different from that of daytime. and it makes Histogram Equalization be unnatural. We propose an algorithm based on Retinex theory. Luminance was estimated by using Dark Channel Prior.

I. 서론

카메라를 이용한 영상 처리, 특히 물체나 얼굴 인식 등은 많이 연구되었으며 높은 성능을 보이고 있다. 하지만 이는 주로 밝은 낮에 그림자가 없을 때이며, 조명에 의해 음영의 대비가 클 때나 야간 환경에서는 성능이 저하되는 것을 관찰할 수가 있다.

야간 영상의 화질 개선에 관한 연구로는 HDR과 감시카메라의 주간 정보를 이용한 화질 개선이 있다. HDR은 카메라 센서가 표현할 수 있는 밝기의 범위보다 실제 사람이 인지하는 밝기의 범위가 더 크다는 것을 이용하여서 화질을 개선하나 다양한 밝기의 같은 화면이 필요하다는 단점이 있다. 감시 카메라를 이용한 경우 역시 배경의 화질만 개선되고, 주간의 같은 화면이 필요하다는 단점이 존재한다.

본 연구는 Dark Channel Prior를 이용하여서 조명을

추정, 화질을 개선함으로써 한 장의 화면에서 야간 화질을 개선하고자 하였다.

II. 본론

2.1 야간 화면의 특징

주간 화면과 다르게 야간 화면에서는 다음과 같은 특징들이 존재한다.

- 광원들이 영상 내에 존재한다.(ex. 가로등)
- 광원 주변과 그렇지 않은 부분의 밝기 차가 크다.

위의 특징들은 각각 화면에서 빛이 번지는 현상으로 나타나거나 광원에서 멀리 떨어진 부분은 명도 대비가 작게 나타나는 것을 확인할 수가 있다.

그림1 을 보면 가로등 빛이 비치는 도로는 잘 보이지만 빛이 닿지 못한 주변 건물들은 어두워서 구분이 안되는 것을 볼 수 있고, 광원인 가로등 주변으로 빛이 번지는 것을 확인할 수가 있다.

2.2 Dark Channel Prior

Dark Channel Prior는 영상을 임의의 작은 부분들로 나눴을 때 해당 부분의 색상 채널 중 가장 작은 값을 취한 것으로 다음과 같이 나타낼 수가 있다.

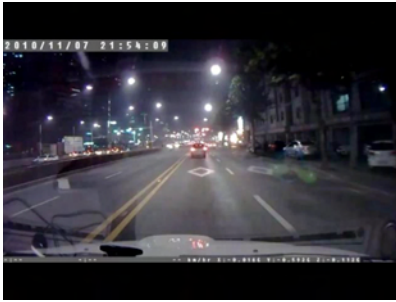


그림1. 야간 환경에서의 영상

$$J^{\text{dark}}(\mathbf{x}) = \min_{\mathbf{y} \in \Omega(\mathbf{x})} \left(\min_{c \in \{r, g, b\}} J^c(\mathbf{y}) \right)$$

Dark Channel Prior가 작은 값을 가지는 경우는 주변이 어둡거나, 물체의 색이 검을 때가 있다. 영상의 일정 부분에서 가장 작은 값을 취하므로 저주파의 특성이 있고, 물체의 조도와 비슷한 특성을 가지게 된다.

III. 구현

야간 화면 개선 알고리즘은 다음과 같다. 우선 화면의 Dark Channel Prior를 구한 뒤, Soft Matting 알고리즘을 이용하여서 각 물체들의 조도를 추정한 뒤, 보정해 줘야할 조도를 계산하여 원본 영상에 적용하게 된다.

Dark Channel Prior를 통해서 얻은 조도는 실제 조도와 유사하긴 하지만 그 크기의 변화에 있어서 선형적이지 않은 특징이 있다. 본 연구에서는 시그모이드 함수를 이용하여서 이를 보정하였다.

$$y' = \frac{1}{1 + \exp(-\lambda(y - m))}$$

영상에 보정할 때는 실제로 조명이 밝아지는 것이므로 이를 적용할 때는 다음과 같이 된다.

$$\ln S'(x, y) = k \ln I'(x, y) + \ln S(x, y)$$

S는 원본 화면이고 I'은 보정할 조도이고 k는 계수 인자이다. 센서의 값은 조도(Luminance)와 물체의 반사도(Reflection)의 곱으로 표현 되므로 로그로 변환한 뒤, 추정 된 조도를 더해 줌으로써 개선된 영상을 구할 수가 있다.



그림2. Dark Channel Prior과 보정할 조도

IV. 결론 및 향후 연구 방향

야간 화면 개선에서 중요한 점은 화면 내에서 조도의 분포가 균등하지 않기 때문에 단순히 명도 대비만 증가시키면 오히려 화질이 더 떨어진다는 것이다. 본 연구의 알고리즘을 적용시킬 경우 조도가 부족해서 생기는 어두운 부분은 개선할 수 있지만 전체적인 명도의 개선은 이뤄지지 못한다는 것이다. 따라서 향후 연구에서는 균등한 조도 하에서의 명도 개선도 고려되어야 할 것이다.

V. Acknowledgement

이 논문은 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No.NRF-2010-0028680).

참고문헌

- [1] K He, J Sun, X Tang, "Single image haze removal using dark channel prior", IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. vol.33 pp. 2341-2353 2011
- [2] Y. Cai, K. Huang, T. Tan, and Y. Wang. "Context enhancement of nighttime surveillance by image fusion.", IEEE Proceedings of International Conference of Pattern Recognition, 2006
- [3] Yamasaki A., Takauji H., Kaneko Shunichi, Kanade T., Ohkil H, " Denighting: enhancement of nighttime image for a surveillance camera." IEEE Proceedings of International Conference of Pattern Recognition, 2009
- [4] A Wong, DA Clausi, P Fieguth, "Adaptive Monte Carlo Retinex Method for Illumination and Reflectance Separation and Color Image Enhancement", IEEE Proceedings of Canadian Conference of Computer and Robot Vision, 2009

- [5] H Fu, H Ma, S Wu, "Night Removal by Color Estimation and sparse representation", IEEE Proceedings of International Conference of Pattern Recognition, 2012

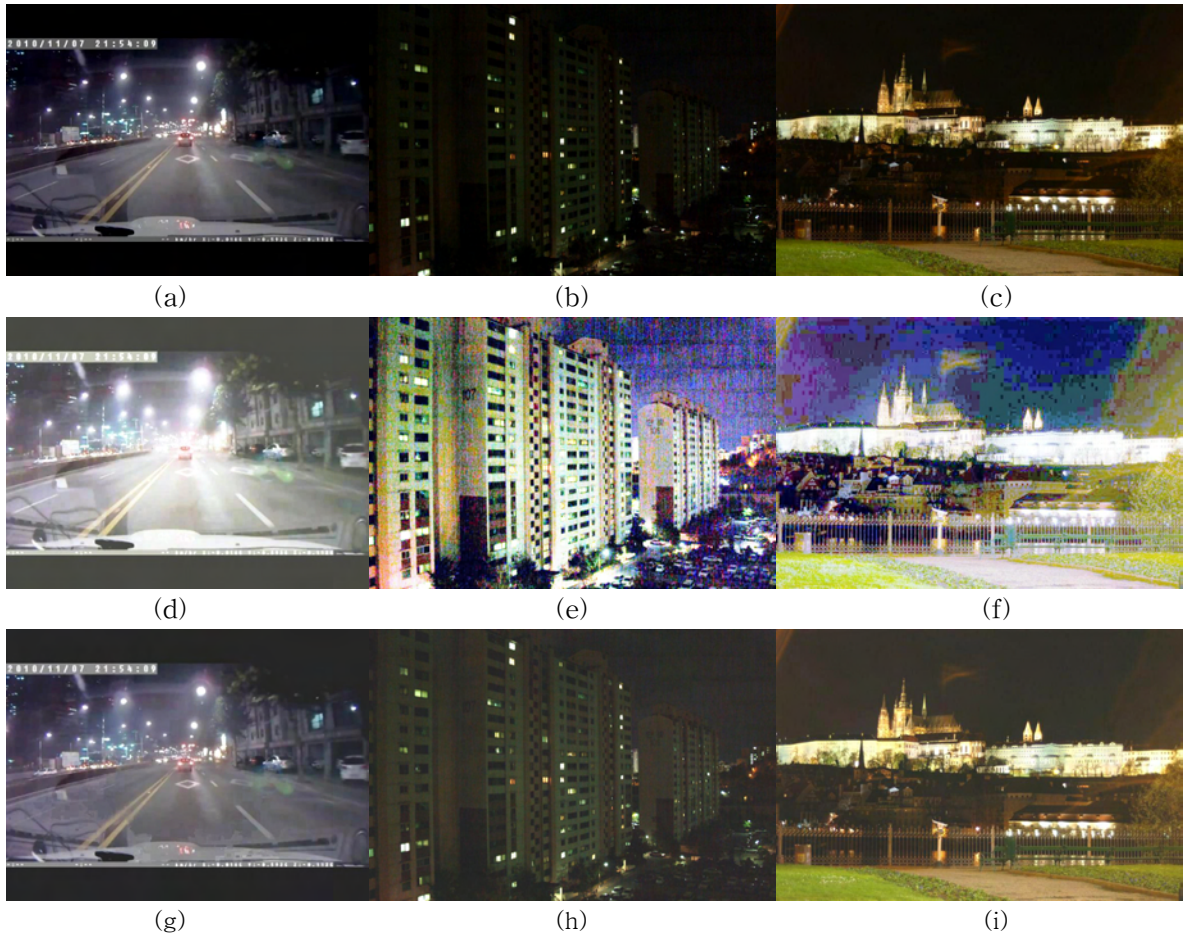


그림 3. 원본영상(상)과 히스토그램 평활화 영상(중) 및 알고리즘 적용된 결과(하)

동적 필터링 알고리즘을 이용한 구조광 3차원 센서의 정확도 개선

하효원, 권인소
카이스트 전기및전자공학과
e-mail : hwha@rcv.kaist.ac.kr, iskweon@ee.kaist.ac.kr

Dynamic Filtering Algorithm for Improving Accuracy of Structured-Light 3D Sensors

Hyowon Ha, In So Kweon
Department of Electrical Engineering
Korea Advanced Institute of Science and Technology

Abstract

Structured-light 3D sensors are widely used in reverse engineering, medical imaging and digital archive. Especially, structured-light methods adopting binary patterns are good for reconstructing accurate 3D structures of static objects so that many scanners in the market are using binary patterns. However, when image noise and inter-reflection on the surface occur, it can be failed to estimate correct binary codes only which can be utilized to calculate precise 3D structures. In this paper, we propose a novel filtering algorithm that can eliminate miss-estimated binary codes caused by noise and inter-reflection. The experimental results show the effectiveness of the proposed algorithm.

I. 서론

물체의 삼차원 표면 획득을 위한 구조광 스캐닝은 오랫동안 연구되어온 분야이다. 특히 이진 코드 패턴을 이용한 스캐닝 기술은 스테레오 매칭의 범위를 좁

게 제한시킬 수 있는 장점이 있어 다양한 상용 스캐너에서 활용되고 있다. 하지만 이진 코드 패턴의 특성상 흑백 경계에서의 이진화의 모호함과 영상의 노이즈 및 물체 표면에서의 상호 반사(inter-reflection) 현상으로 인하여 코드를 정확하게 추정할 수 없는 경우가 발생할 수 있으며, 이로 인한 미스매칭(miss-matching) 발생 시 삼차원 상에서 노이즈가 생성되는 문제가 있다. 이를 방지하기 위하여, 우리는 코드가 잘못 추정된 픽셀들을 미리 제거하는 새로운 필터링 알고리즘을 제안한다.

II. 관련 연구

구조광 스캐닝의 기본 원리는 프로젝터에서 투사한 구조광 영상과 카메라로 촬영한 영상 사이의 대응 관계를 구하고 삼각법을 이용해 삼차원 좌표를 계산하는 것이다. 이 때 영상의 각 픽셀이 서로 다른 고유한 대응점을 갖도록 하는 것이 중요한데, 이를 위해 일반적으로 이진 코드 패턴이 사용되고 있다.

이진 코드 패턴은 그림 1.(a)와 같이 이진수로 이루어진 코드 열을 시간과 공간에 따라 어두움(0) 또는 밝음(1)으로 코딩한 패턴이다. 이를 프로젝터로 투사하고, 카메라 영상에서 관찰된 픽셀들을 밝기 값에 따라 0 또는 1로 이진화 하여 코드를 역으로 알아냄으로써

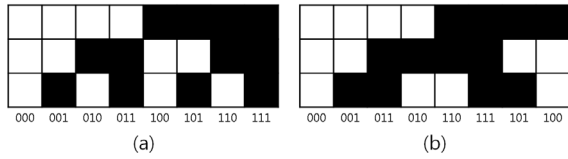


그림 1. (a) 이진 코드, (b) 그레이 코드.

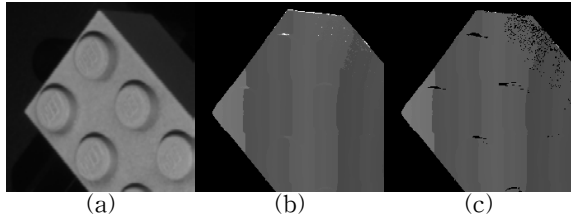


그림 2. 그레이 코드 패턴 8장 투사 후 코드 추정 결과. 8비트의 코드를 밝기 값으로 표현.

(a) 대상 물체, (b) 코드 추정 결과, (c) 제안된 알고리즘 결과 (검은색 제거된 픽셀).

매칭을 수행할 수 있다.

그러나 이러한 이진 패턴을 투사하여도 실제로는 물리적 현상으로 인해 어두움과 밝음의 경계가 흐려져 불분명해지게 되는데 이 때 이진화의 임계값을 정확하게 결정할 기준이 없어 이진화가 잘못 수행되는 경우가 발생한다. 때문에 어두움과 밝음의 경계에 놓인 픽셀들에서 잘못된 코드 매칭으로 인한 outlier가 발생될 수 있다.

이를 보완하기 위한 방법으로써 그레이 코드 패턴을 사용하면 흑백의 경계 부근에서 이진화가 잘못 되더라도 전체 코드 중 1비트의 오류만 갖게 되어, 최소한 해당 코드 또는 그 코드와 인접한 두 그레이 코드 중의 하나라는 것을 보장할 수 있다. 이러한 사실을 이용하여 올바른 매칭에 대한 가능성을 높일 수 있다.

그러나 이 방법은 코드의 경계 상에서 발생하는 이진화 문제에 대한 대안일 뿐, 또 다른 문제인 영상의 노이즈에 의한 코드 변조나 물체 표면에서 발생하는 상호 반사 현상과 같은 근본적인 문제의 해결책이 될 수 없다.

그림 2는 이러한 노이즈와 상호 반사 현상에 의해 코드가 잘못 추정되는 경우를 보여준다. 실제 노이즈의 영향으로 영상의 픽셀 값이 달라짐에 따라 이진 코드가 1비트 이상 차이나는 픽셀들이 생기고, 또 물체 표면에서 상호 반사 현상에 의해 패턴의 어두운 영역이 밝아져 코드가 달라짐을 알 수 있다.

따라서 본 논문에서는 위 두 요소에 의하여 빈번하게 발생하는 이진 코드의 잘못된 추정(miss-estimation) 문제에 효과적으로 대처하기 위한 동적 계획법 기반의 필터링 기법을 제안한다.

III. 동적 필터링 알고리즘

구조광 패턴을 이용한 스테레오 매칭 시, 코드는 epipolar line 상에서 미리 정해진 순서에 따라 관찰되어야 한다. 이는 스테레오 환경에서의 기본적인 ordering constraint가 구조광 기반의 스테레오에서도 성립하기 때문이다.

이진 코드나 그레이 코드와 같은 이진 패턴을 이용할 경우에도 마찬가지로 관찰된 코드는 정해진 순서를 따라야 한다. 그 순서는 패턴 영상을 만들 때 사용된 코드의 순서와 같다. 예를 들어 그림 1의 이진 코드 패턴을 사용할 경우 000, 001, 010, 011의 순서로, 그레이 코드 패턴을 사용할 경우 000, 001, 011, 010 순서로 코드가 관찰되어야 한다.

여기에 노이즈나 상호 반사 현상에 의해 코드가 잘못 추정된 픽셀의 비율이 전체적으로 맞게 추정된 픽셀에 비해 일부라 가정하면, 우리는 코드의 순열을 잘 따르는 픽셀들의 최대 집합을 찾아서 그 외의 픽셀들을 제외시키는 것만으로도 코드가 잘못 추정된 픽셀들을 대부분 제거할 수 있을 것이다.

이제 이를 코드의 순열이 주어지고 각 픽셀이 그 중 하나의 코드를 가질 때, 순열을 만족시키는 가장 긴 픽셀들의 시퀀스를 찾는 문제로 정의하고, 이 문제를 풀 수 있는 다음과 같은 동적계획법 기반의 알고리즘을 제안한다

$$L(i,j) = \begin{cases} 1 & j=0 \\ \max(L(i,j), L(i,k)+1) & 0 \leq k < j \text{ and } S(i,k) \leq S(i,j) \\ 1 & \text{else} \end{cases}$$

위 식에서 $L(i,j)$ 는 영상의 (i,j) 픽셀의 왼편에서부터 (i,j) 픽셀을 포함하는 가장 긴 시퀀스의 길이를 의미한다. $S(i,j)$ 는 (i,j) 픽셀이 가진 코드의 순열상의 순서이다.

제안된 알고리즘은 영상의 왼쪽에서부터 행 방향으로 각 픽셀에 대하여 순차적으로 수행된다. 각 행 상에서 j 번째 픽셀은 자신의 왼쪽에 있는 픽셀들 중 자신보다 코드의 순서가 선행하거나 같으면서 가장 긴 시퀀스 길이를 갖는 픽셀을 찾고, 해당 시퀀스에 자신을 포함시킨 길이를 저장한다. 만약 위 조건을 만족하는 선행 픽셀이 없으면 자기 자신만을 저장한다. 이러한 계산을 순차적으로 모든 픽셀에 대해 수행한 다음에는 가장 긴 시퀀스 길이를 갖는 픽셀을 찾아 해당 시퀀스에 포함된 픽셀들을 거꾸로 방문하면서 포함되지 않는 픽셀들은 제거하는 작업을 수행한다.

알고리즘 1. 코드 순열을 만족하는 가장 긴 픽셀 시퀀스를 찾는 알고리즘

```

1: for  $i \in 0..h-1$ 
2:    $L_{max} \leftarrow 0, j_{max} \leftarrow 0$ 
3:   for  $j \in 0..w-1$ 
4:      $L(i,j) \leftarrow 1$ 
5:     for  $k \in 0..j-1$ 
6:       if  $S(i,j) \geq S(i,k)$  and  $L(i,j) < L(i,k)+1$ 
7:          $L(i,j) \leftarrow L(i,k)+1$ 
8:       end if
9:     end for
10:    if  $L_{max} < L(i,j)$ 
11:       $L_{max} \leftarrow L(i,j), j_{max} \leftarrow j$ 
12:    end if
13:  end for
14:   $l \leftarrow L_{max}, s \leftarrow S(i, j_{max})$ 
15:  for  $j \in j_{max}..0$ 
16:    if  $L(i,j) \equiv l$  and  $S(i,j) \leq s$ 
17:       $M(i,j) \leftarrow true$ 
18:       $l \leftarrow l-1, s = S(i,j)$ 
19:    else
20:       $M(i,j) \leftarrow false$ 
21:    end for
22:  end for
    
```

알고리즘 1에 이러한 일련의 과정을 나타내었다. h, w 는 영상의 높이와 너비이고, $M(i,j)$ 는 마스크를 의미하는 변수로서 해당 값이 true일 때는 해당 픽셀을 보존하고, false일 때는 제거함을 표시하기 위함이다.

제안된 알고리즘은 $O(w^2h)$ 의 복잡도를 가지며, 각 행에 대하여 같은 작업을 독립적으로 수행할 수 있기 때문에 병렬화를 통한 고속화가 가능하다. 알고리즘이 수행되면 앞서 의도한 것처럼 코드의 정해진 순서를 따르는 픽셀들의 최대 집합을 찾아서 그 외의 픽셀들을 제거하는 필터 역할을 할 것이다. 그에 따라 노이즈와 물체 표면의 상호 반사에 의해 잘못 계산되어진 코드를 갖는 픽셀들이 제거될 수 있음을 다음 장에서 실험을 통해 보일 것이다.

IV. 실험 결과

실험에는 PointGrey사의 Chameleon 모노 카메라 1대와 Optoma사의 ML500 프로젝터 1대를 이용하였다. 데이터로는 촬영할 물체를 고정하고 프로젝터를 이용하여 8장의 그레이 코드 패턴을 투사하면서 각각 카메라로 촬영하여 얻은 8장의 영상을 사용하였다.

실험은 제안된 알고리즘이 영상의 노이즈와 상호 간섭 현상에 모두 강인하다는 것을 입증하기 위하여 각 요인에 대한 실험을 분리하여 수행하였다.

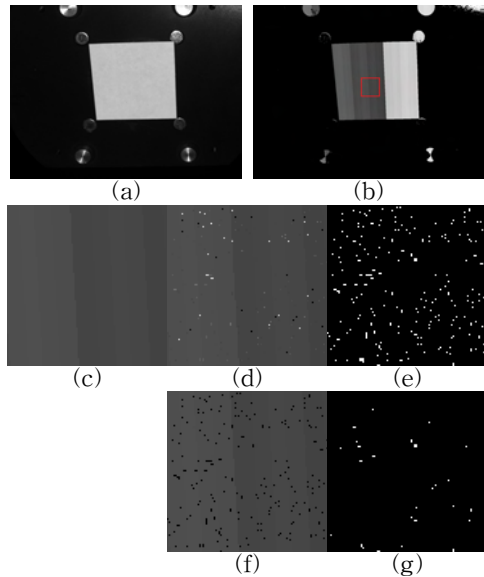


그림 3. 노이즈에 대한 필터링 성능 실험. (a) 평면 물체, (b) 그레이 코드 추정 영상, (c) 노이즈 첨가 전(네모 영역 확대), (d) 노이즈 첨가 후, (e) 코드가 달라진 픽셀들(흰색), (f) 필터링 후 제거된 픽셀(검은색), (g) 필터링 후 남은 픽셀(흰색)

4.1. 영상 노이즈

우선 제안된 알고리즘이 노이즈에 의해 잘못 추정된 코드들을 얼마나 제거할 수 있는지를 평가하기 위한 실험으로써, 먼저 평면을 촬영하여 각 픽셀의 올바른 코드들을 얻은 다음, 임의로 영상에 노이즈를 첨가한 후 제안된 알고리즘을 적용해보았다. 평면을 촬영한 것은 상호 간섭 현상을 최소화하기 위함이다. 노이즈에 의해 바뀐 코드들이 제안된 알고리즘을 통해 얼마나 제거될 수 있는지를 확인하였다.

그림 3.(c)와 그림 3.(d)로부터 정상적인 방법으로 구한 코드 영상과, 임의로 카메라 영상의 5%에 해당하는 픽셀들에 salt & pepper 노이즈를 주었을 때 계산한 코드 영상의 차이를 볼 수 있다. 여기에 제안된 알고리즘을 적용했을 때, 제거된 픽셀들을 그림 3.(f)에서 검은색으로 나타내었다. 그림 3.(e)와 그림 3.(g)를 비교하면 코드가 바뀐 픽셀들이 필터링을 통해 얼마나 제거되었는지를 쉽게 알 수 있다. 이 때 제거된 픽셀의 비율은 86.07%(210/244)였다.

4.2. 상호 간섭 현상

상호 간섭 현상에 의해 코드가 바뀌는 경우에 대한 실험은 피라미드 모양의 석고 모형을 사용하여 수행하였다. 그 이유는 표면에서 난반사가 잘 일어나며, 피라미드의 직교하는 면들 사이에 상호 간섭 현상이 활발히 일어나기 때문이다.

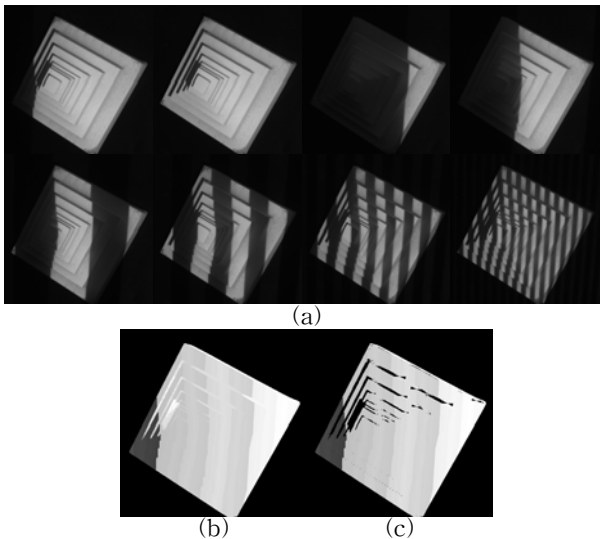


그림 4. 피라미드 모형에서 발생하는 상호 간섭 현상 실험. (a) 피라미드 모형에 8장의 그레이 코드 패턴 영상을 투사한 영상, (b) 획득된 이진 코드 영상, (c) 필터링 결과 제거된 픽셀들(검은색)

그림 4.(a)는 8장의 그레이 코드 패턴을 이용하여 이 피라미드 모형을 촬영한 카메라 영상이다. 이 때, 그림 4.(b)를 보면 피라미드의 면들이 직교하는 영역 부근에서 상호 간섭 현상에 의해 많은 픽셀들의 코드가 잘못 추정되고 있음을 관찰할 수 있다. 여기에 제안된 알고리즘을 적용하면 그림 4.(c)에서 검은색으로 나타낸 것처럼 이러한 픽셀들의 상당 부분이 제거되는 결과를 얻을 수 있다.

그림 5는 이러한 필터링 효과가 3차원 복원 결과에서 어떤 차이를 주는지 보여준다. (b)와 (c)로부터 볼 수 있듯이 복원된 3차원 점들의 단면을 비교하였을 때, 제안된 알고리즘 적용 후 상호 간섭 현상에 의한 노이즈가 제거되어 계단 형태가 훨씬 정확해졌음을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 기존에 널리 사용되고 있는 이진 패턴을 이용한 구조광 스캐닝 방식에서, 카메라 영상의 이진화를 통해 추정된 코드가 틀렸을 경우 발생할 수 있는 잘못된 매칭을 방지하기 위하여, 각 행에 대해 코드의 순열을 만족시키는 가장 긴 픽셀 시퀀스를 계산하고 거기에 포함되지 않는 픽셀들을 제거하는 필터링 알고리즘을 제안하였다.

실험을 통해 제안된 알고리즘이 코드가 올바른 대부분의 픽셀들을 보존하면서, 노이즈와 물체 표면의 상호 간섭 현상에 의해 잘못 계산되어진 픽셀들을 제거

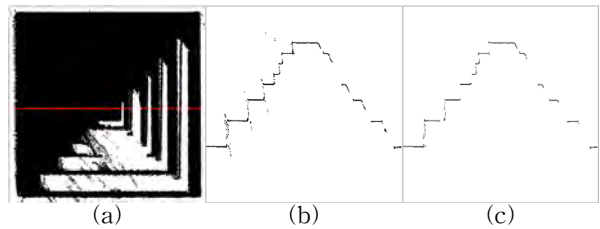


그림 5. 피라미드 모형의 3차원 복원 결과에서 자른 단면의 비교. (a) 비교 단면, (b) 알고리즘 적용 전, (c) 알고리즘 적용 후.

하는 효과가 있음을 확인할 수 있었으며, 필터링이 각 행에 대하여 독립적으로 수행될 수 있어 병렬 프로세싱을 이용한 빠른 구현이 가능하다. 따라서 제안된 알고리즘의 적용을 통해 적은 비용으로 기존의 이진 패턴을 기반으로 한 구조광 스캐닝의 약점을 보완하고 장인성을 확보할 수 있다.

VI. 감사의 글

본 연구는 산업통상자원부 융복합형 로봇전문인력양성 사업의 지원으로 수행되었다.

참고문헌

- [1] Scharstein, D., Szeliski, R., "High-accuracy stereo depth maps using structured light," CVPR, 2003.
- [2] J. Gühning, "Dense 3-D surface acquisition by structured light using off-the-shelf components," Videometrics Opt. Meth. 3D Shape Meas., 4309, pp. 220 - 231, 2001.
- [3] Gupta, M. and Agrawal, A. and Veeraraghavan, A. and Narasimhan, S.G., "Structured light 3D scanning in the presence of global illumination," CVPR, 2011.
- [4] Jason Geng, "Structured-light 3D surface imaging: a tutorial", Advances in Optics and Photonics, Vol. 3, Issue 2, pp. 128-160, 2011.
- [5] Joaquim Salvi, Jordi Pag'es, Joan Batlle, Pattern codification strategies in structured light systems, Pattern Recognition, Volume 37, Issue 4, April 2004, Pages 827-849.
- [6] R. J. Valkenburg and A. M. McIvor, "Accurate 3D measurement using a structured light system," Image Vision Comput. 16, (2), 99 - 110 (1998).

야간 전방 충돌 방지 시스템의 Shape Parameter 추정을 이용한 거리 추정

김가현, 박민우, *기석철
만도 연구 개발 사업 본부
e-mail : {gahyun.kim, mwpark, *sckee}@mando.com

Distance Estimation Method using Shape Parameter Estimation for Nighttime Forward Collision Warning

Gahyun Kim, Min Woo Park, *Seok Cheol Kee
MANDO Global R&D H.Q.

Abstract

Distance estimation is one of the most important techniques for a night time forward collision warning(FCW) system. Most distance estimation methods are based on the pinhole-camera theory with some shape parameters. Since shape parameters vary according to the vehicle model, the results of distance estimation are dependent on the vehicle model. To overcome this drawback, this paper proposes a method to estimate distance to forward vehicles by estimating shape parameters without using static value. This method is to combine the method using physical distance between light sources and the method using vertical position of the bumper. Experimental results reveal that the proposed method reduces error of estimated distance compared with the previous method.

I. 서론

야간 충돌 방지 시스템은 야간에 주행 중인 전방 차

량과의 거리 제어를 통해 안전 운행을 돕는 시스템이다. 차차로부터 전방 차량까지의 거리를 추정함으로써 안전거리 이내에 위치한 차량과의 충돌 방지가 가능하다. 전방 차량과의 거리를 추정하는 방법은 야간 차량 검출 방법에 따라 달라질 수 있다. 본 논문에서는 light blob(LB)을 검출함으로써 차량을 검출하는 방법을 사용한다.

LB 검출로 찾아진 차량까지의 거리를 추정하는 방법은 LB의 밝기를 이용하는 방법¹⁾과 pinhole 카메라 원리를 이용하는 방법^[1-7]으로 나눌 수 있다. Pinhole 카메라 원리를 이용한 방법에는 영상에서 LB의 y좌표를 이용하는 방법^[1-5], LB 사이의 거리를 이용하는 방법^[1,4,6], 영상에서 차량 범퍼의 y좌표를 이용하는 방법^[7]이 있다. LB의 밝기를 이용하는 방법은 거리와 밝기가 반비례한다는 점을 이용하는 것으로, 탐지거리가 타 방법에 비하여 길다는 장점이 있다. 하지만 차종에 따라 사용하는 광원의 종류가 다르기 때문에 차종에 의존적이며, 깜박이의 동작에 따라 밝기에 왜곡이 생긴다는 단점이 있다. LB의 y좌표를 이용하는 방법 역시, 차종에 따라 전조등과 후미등의 높이가 다양하므로 차종에 의존적이고 차량의 움직임에 의한 pitching에 의해 y좌표에 왜곡이 생긴다는 한계점을 가진다. 하지만 구현이 단순하다는 장점이 있다. LB 사이의 거리를 이용하는 방법은 검출된 두 LB를 pairing 하고 이를 근거로 거리를 추정하므로 pairing 성능에 따라 가변적이다. 또한 차량의 크기와 모양에 따라 전

조등, 후미등 사이의 거리가 다르므로 차종에 의존적이다. 하지만 차량의 pitching에 무관하며 기타 pinhole 카메라 원리를 이용한 방법보다 탐지 거리가 길다. 차량 범퍼의 y좌표를 이용하는 방법 역시 차종의 영향을 받지만 범퍼의 위치는 한정적이므로 상대적으로 덜 민감하다. 하지만 pitching으로 인한 왜곡이 발생하며 전방 차량의 범퍼 검출이 어렵다는 단점이 있다.

본 논문에서는 shape parameter를 추정함으로써 거리를 추정하는 방법을 제안한다. 제안 방법은 LB 사이의 거리를 이용하는 방법과 차량 범퍼의 y좌표를 이용하는 방법을 결합하여 두 shape parameter인 LB 사이의 거리(L_{LB})와 LB의 높이(H_{LB})를 추정하고, 이를 바탕으로 전방 차량까지의 거리를 추정한다. Shape parameter 추정을 위해 에지 영상을 이용하여 접지면을 검출한다. 제안 방법은 shape parameter를 추정함으로써 차종에 의존적이던 기존 방법들의 단점을 보완하였다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 2장에서는 pinhole 카메라 모델을 이용한 거리 추정 방법을 설명하고, 3장에서는 거리 추정을 위한 shape parameter의 추정 방법을 소개한다. 4장에서 제안 방법과 기존 방법의 실험 결과 비교 및 분석을 보이며, 마지막으로 5장에서는 본 논문의 결론을 제시한다.

II. 거리 추정 방법

본 논문에서 제안하는 거리 추정 방법은 pinhole 카메라에서 물체의 상이 맺히는 원리를 이용한 두 가지 방법을 결합한 것이다.

Pinhole 카메라 모델은 3차원 공간상의 한 점이 이상적인 pinhole 카메라의 2차원 image plane에 투영되는 관계를 설명한다. 여기서 pinhole 카메라는 구경이 한 점으로 표현될 만큼 매우 작은 것으로, 렌즈 없이 구경으로만 빛을 통과시켜 초점을 맞춘다. 그림 1은 Pinhole 카메라 모델에 의거하여 카메라에 물체의 상이 맺히는 원리를 보여준다. A는 카메라, B-C는 image plane에 맺힌 광원 C'의 상을 의미한다. 카메라는 지면으로부터 높이 H_C 에 위치하고 있으며, 광원은 지면으로부터 높이 H_{LB} 에 위치한다. f 는 focal length 이고 Z 는 카메라 A로부터 광원 C'까지의 수직 거리를 의미한다. Image의 높이를 H, 영상에 나타나는 C의 y좌표를 y라고 했을 때 영상에 맺히는 광원의 상과 실제 광원의 관계는 식 (1)과 같다.

$$f : \frac{H}{2} - y = Z : H_C - H_{LB} \tag{1}$$

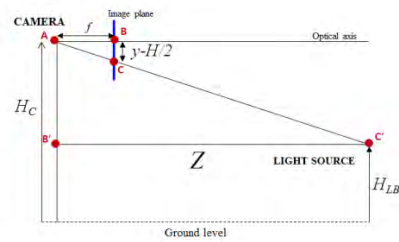


그림 1. 광원의 상이 맺히는 pinhole 카메라 원리

식 (1)로부터 거리 Z 는 식 (2)와 같이 추정된다.

$$Z = \frac{f(H_C - H_{LB})}{\frac{H}{2} - y} \tag{2}$$

식 (1)은 LB의 y좌표를 이용하는 거리 추정 방법에 사용되는 것으로 차종에 따라 광원의 위치가 다양하기 때문에 H_{LB} 에 따라 추정되는 거리 Z 가 가변적이다. 이는 차량 범퍼의 y좌표를 이용하는 방법에서도 마찬가지이다. 그림 1의 C'을 광원 대신 범퍼의 위치라고 보았을 때, 동일한 수식이 적용된다.

LB 사이의 거리를 이용하는 방법 역시 그림 1의 원리를 이용한다. 단, 광원 한 개의 상을 이용하는 대신 광원 두 개로 이루어진 하나의 pair를 고려한다. 한 쌍의 pair를 이루는 광원 사이의 거리를 L_{LB} , image plane에 맺힌 상의 길이를 l 이라 하면 이들의 관계는 식 (3)과 같다.

$$f : l = Z : L_{LB} \tag{3}$$

카메라에서 광원 pair까지의 거리는 식 (4)와 같다.

$$Z = \frac{f \cdot L_{LB}}{l} \tag{4}$$

III. Shape Parameter 추정

Pinhole 카메라 모델을 사용하여 거리를 추정하는 방법은 차량의 형태와 관련된 parameter를 사용한다. LB의 y좌표를 이용하는 거리 추정 방법과 범퍼의 y좌표를 이용하는 방법은 식 (2)에서 알 수 있듯이 각각 지면으로부터 광원의 높이와 범퍼의 높이를 parameter로 사용한다. 또한 LB 사이의 거리를 이용하는 방법은 식 (4)에서 알 수 있듯이 물리적인 광원 사이의 거리를 parameter로 사용한다. 차량의 종류에 따라 가변적인 이러한 parameter들은 차량의 shape과 관련되어 있으며, 이러한 값들은 거리 추정의 정밀도에 큰 영향을 미친다. 따라서 차량의 shape parameter가 추정되면 보다 정밀한 거리를 추정하는 것이 가능하다.

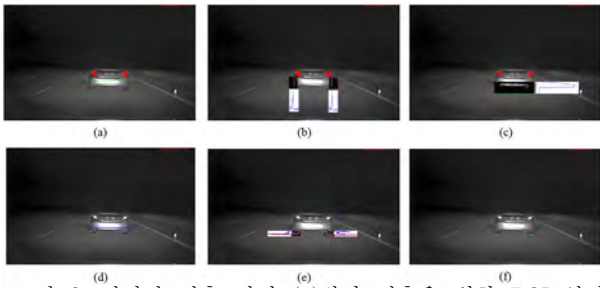


그림 2. 접지면 검출 과정 (a)범퍼 검출을 위한 ROI 설정 (b)ROI 조정을 위한 수직 에지 peak 검사 (c)범퍼 검출을 위한 수평에지 peak 검사 (d)접지면 검출을 위한 ROI 설정 (e) 접지면 검출 위한 수평 에지 peak 검사 (f)접지면 검출 결과

Z를 계산하는 식 (2)와 식 (4)는 동일하므로, 이 두 식으로부터 식 (5)를 얻을 수 있다.

$$\frac{f(H_C - H_{LB})}{\frac{H}{2} - y} = \frac{f \cdot L_{LB}}{l}$$

$$L_{LB} = \frac{l(H_C - H_{LB})}{\frac{H}{2} - y} = \frac{l \cdot H_C}{\frac{H}{2} - y} - \frac{l \cdot H_{LB}}{\frac{H}{2} - y} \quad (5)$$

카메라의 높이 H_C 와 영상의 높이 H 는 고정된 값이고, l 과 y 는 영상으로부터 획득되는 정보이므로 식 (5)는 식 (6)과 같이 표현된다.

$$L_{LB} = a \cdot H_{LB} + b \quad (6)$$

식 (5)와 (6)으로부터, 기타 parameter 값이 고정일 때 shape parameter는 $H_{LB}-L_{LB}$ 공간의 일직선 상 한 점으로 범위가 축소됨을 알 수 있다.

광원의 물리적 높이 H_{LB} 가 영상으로 투영된 결과를 h_{LB} 라 하면, L_{LB} 와 H_{LB} 의 관계는 식 (7)과 같다.

$$L_{LB} : H_{LB} = l : h_{LB} \quad (7)$$

$$L_{LB} = \frac{l}{h_{LB}} H_{LB} \quad (8)$$

식 (8)은 식 (5)와 마찬가지로 L_{LB} 와 H_{LB} 의 관계를 나타내므로, 식 (8) 역시 $H_{LB}-L_{LB}$ 공간의 일직선으로 표현된다. 따라서 $H_{LB}-L_{LB}$ 공간에서 두 직선이 만나는 한 점, 즉 식 (5)와 식 (8)을 동시에 만족하는 (H_{LB}, L_{LB})를 shape parameter로 추정할 수 있다.

IV. 접지면 검출

Shape parameter의 추정을 위해서는 식 (8)의 h_{LB} 의 값이 필요하다. h_{LB} 는 지면으로부터 광원의 높이가 영상에 투영된 값이므로, 영상에서 지면의 y좌표와 LB의

y좌표의 차이와 같다. LB의 y좌표는 차량 검출 단계에서 추출되는 정보이므로, 본 절에서는 지면의 y좌표를 추출하는 방법에 대해 설명한다.

본 논문에서는 접지면을 검출하기 위해 에지 영상을 사용하였다. 그림 2 (a)에서 보듯이 차량의 범퍼는 일정 공간을 두고 지면으로부터 떨어져 위치하고 있다. 따라서 범퍼의 하단부는 가로방향의 강한 에지 성분을 가지게 된다. 이러한 특성을 근거로 범퍼 검출을 위한 Region of Interest(ROI)를 설정하고, ROI 내 수평 에지 성분을 이용한다. 범퍼 검출을 위한 ROI는 LB로부터 일정 거리 아래 영역으로 하며, 보다 높은 정확도를 위해 차량 좌우의 경계를 찾아 ROI의 위치를 refine한다. 차량 좌우의 경계는 그림 2 (b)와 같이 LB 주변 영역의 수직 에지 성분이 최고점을 이루는 부분으로 한다. 범퍼의 위치는 π -템플릿 매칭 결과가 최고점인 위치로 하였다. π -템플릿은 본 논문에서 범퍼 검출을 위해 생성한 것으로, 수평 방향 에지를 검출하기 위한 에지 템플릿과 타이어 영역을 검출하기 위한 밝기(intensity) 템플릿으로 이루어져있다. 범퍼 검출을 위한 ROI 내에서 π -템플릿 매칭을 수행했을 때, 그림 2 (c)와 같이 최대 응답을 보이는 y좌표를 범퍼의 위치로 하였다. 다음으로 그림 2 (d)처럼 intensity template이 위치하던 영역을 타이어 ROI로 설정하고, 그 영역 내에서 수평 에지 성분을 검사한다. 타이어와 지면이 맞는 접지면은 수평 방향의 에지 성분을 가지므로, 그림 2 (e)와 같이 타이어 ROI 내에서 최대 수평 에지를 보이는 위치를 최종적인 접지면 위치로 결정한다. 그림 2 (f)는 최종 검출된 접지면의 위치가 표시된 것이다.

V. 실험

제안 방법의 성능 평가에 사용된 영상의 해상도는 1280(가로)x800(세로)이며, 전방 차량이 자차로부터 10m 간격으로 10m부터 50m까지의 위치에서 정지된 상태로 획득한 영상을 이용하였다.

제안 방법과의 비교에 사용된 기존 방법은 LB 사이의 거리를 이용하는 방법이다. 이 기존 방법은 LB 사이의 물리적 거리 값 L_{LB} 에 따라 거리의 추정치가 달라지게 된다. 실험에 사용된 차량은 총 4가지로 소형차부터 대형차가 모두 사용되었기 때문에, L_{LB} 는 약 1.4m에서 1.8m로 다양하게 나타난다. 따라서 실험에서는 L_{LB} 를 총 3가지 값 1.4m, 1.6m, 1.8m로 가정하고 실험하였다. Table 1은 자차로부터 10m간격으로 10m부터 50m에 위치한 차량까지의 거리를 제안 방법과 기존 방법으로 추정한 결과이다. Table 1에서 보는 바와 같이 제안 방법은 최소 0.1m, 최대 5.8m의 오차를

	추정결과(10m)				추정결과(20m)				추정결과(30m)				추정결과(40m)				추정결과(50m)			
	제안	1.4	1.6	1.8	제안	1.4	1.6	1.8	제안	1.4	1.6	1.8	제안	1.4	1.6	1.8	제안	1.4	1.6	1.8
소형	11.7	12.7	14.5	16.3	19.7	23.3	26.7	30	28.3	33.7	38.5	43.3	34.2	43.9	50.1	56.4	42	52.8	60.3	67.8
중형	11.6	13.7	15.6	17.6	21.5	24.9	28.5	32.1	31.4	36.8	42	47.3	39	47.9	54.7	61.6	46.1	58.7	67.1	75.5
대형	12.5	13.5	15.5	17.4	17.3	25.3	28.9	32.5	29.6	36.8	42	47.3	37.2	47.3	54	60.8	47	57.8	66	74.3
SUV	11.3	13.1	15	17	20.1	23.8	27.2	30.6	28.1	34.7	39.7	44.6	37	43.9	50.1	56.4	48.1	56	64	72

표 1 10m에서 50m 거리의 차량 4종류에 대해 제안 방법과 기존 방법의 거리 추정 결과 비교

보였고 기존 방법은 최소 2.7m에서 최대 25.5m의 오차를 보였다. 기존 방법의 경우 고정된 L_{LB} 값을 사용하기 때문에 원래 제원과 유사한 L_{LB} 가 설정된 경우에는 오차가 크지 않지만, 원래 제원과 큰 차이를 보이는 L_{LB} 가 설정된 경우에는 20m이상의 오차를 보이기도 한다. 이는 기존 방법이 차종에 따라 다양해지는 shape parameter에 대응하지 못하기 때문이다. 이에 반해 제안 방법은 거리 추정 대상 차량의 shape parameter를 추정하기 때문에 비교적 적은 범위의 오차를 보이며 안정적인 거리 추정 결과를 보인다. 하지만 제안 방법은 10m와 50m에서 비교적 큰 오차를 보였다. 10m에서 발생한 오차는 차량의 rear overhang을 고려하지 않았기 때문이다. Rear overhang으로 인해 영상에서 타이어의 접지면으로 검출된 y좌표와 범퍼 아래 수직 거리의 지면 y좌표의 차이가 크게 나타나기 때문에, 거리 추정에서 오차가 발생하였다. 50m에서 발생한 오차의 경우, 차량이 비교적 원거리에 위치하기 때문에, 접지면 검출 결과에서 나타나는 1~2pixel의 오차가 거리 추정에서 상대적으로 큰 오차를 발생시킨 것이다. 이는 추후 연구를 통해 극복해야 할 문제점이다.

VI. 결론

본 논문에서 제안한 거리 추정 방법은 기존의 거리 추정 방법인 LB 사이의 거리를 이용하는 방법과 차량 범퍼의 y좌표를 이용하는 방법을 결합한 것이다. 기존 방법들은 차종에 따라 다양한 값을 가지는 shape parameter에 대응하지 못해 차종에 의존적이었다. 하지만 제안 방법은 shape parameter인 LB 사이의 물리적 거리와 LB의 물리적 높이를 추정하고 이를 바탕으로 전방 차량까지의 거리를 계산함으로써, 비교적 안정적인 거리 추정 결과를 보였다.

참고문헌

- [1] J. Rebut, B. Bradai, J. Moizard, A. Charpentier, "A monocular vision based advanced lighting automation system for driving assistance", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp.311-316, 2009.
- [2] Y.-L. Chen, C.-Y. Chiang, "Embedded on-road nighttime vehicle detection and tracking system for driver assistance", IEEE International Conference on Systems Man and Cybernetics, pp.1555-1562, 2010.
- [3] P. F. Alcantarilla, L. M. Bergasa, P. Jiménez, M. A. Sotelo, I. Parra, D. Fernandez, S. S. Mayoral, "Night time vehicle detection for driving assistance lightbeam controller", IEEE Intelligent Vehicles Symposium, p.291-296, 2008.
- [4] Y.-L. Chen, Y.-H. Chen, C.-J. Chen, B.-F. Wu, "Nighttime Vehicle Detection for Driver Assistance and Autonomous Vehicles", International Conference on Pattern Recognition, pp.687-690, 2006.
- [5] P. F. Alcantarilla, L. M. Bergasa, P. Jiménez, I. Parra, D. F. Llorca, M. A. Sotelo, S. S. Mayoral, "Automatic LightBeam Controller for driver assistance", Machine Vision and Applications, vol. 22(5), pp.819-835, 2011.
- [6] A. Fossati, P. Schönmann, P. Fua, "Real-time vehicle tracking for driving assistance", Machine Vision and Application, vol. 22(2), pp.439-438, 2011.
- [7] Y.-C. Lin, C.-C. Lin, L.-T. Chen, C.-K. Chen, "Adaptive IPM-based lane filtering for night forward vehicle detection", IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, pp.1568-1573, 2011.

CCTV 영상을 활용한 차종 인식 알고리즘 개발

*강우영, 이효종

전북대학교 컴퓨터공학부

e-mail : rkddndud890@naver.com, hlee@chonbuk.ac.kr

Development of Model Recognition Algorithm using CCTV Image

*Woo-Young Kang, Hyo-Jong Lee

Department of Computer Science and Engineering, Chonbuk National University

Abstract

차량을 이용한 범죄의 종류와 그 수가 다양해지면서 관련 범죄의 예방 및 조기검거는 큰 이슈가 되고 있다. 이에 따라 도로 및 도심지역에 설치되는 CCTV의 수가 증가하고 있으며 범죄를 감지하는 시스템 등 다양한 알고리즘이 개발되고 있다. 본 논문에서는 이러한 현 상황에 근거하여 도로상에 설치된 CCTV를 통해 차량의 영상을 획득하고 획득된 영상을 전처리하여 차량의 전면부를 추출한다. 이후 추출된 전면부를 이진화하여 PCA기법을 통해 차량의 모델명을 인식하는 알고리즘을 개발하였다. 제안한 알고리즘은 현재까지 84.5%의 인식률을 보여주고 있다.

I. 서론

오늘날 대부분의 개인 이동수단 및 각종 물류의 운송수단이 차량이 되어감에 따라 차량의 보급이 크게 증가하였다. 그 결과 차량을 이용한 각종 범죄나 사고 등도 함께 증가하고 있다. 따라서 최근 이러한 문제점을 인식하여 각 지방 자치단체나 여러 국가기관에서는

CCTV를 설치하여 각종 범죄나 사고 상황을 인지하는 통합 관제시스템의 개발이 수행되고 있다. 국내의 경우 행정 안전부 주관으로 2014년까지 총 1100억원의 예산을 투입하여 CCTV 통합 관제센터를 구축할 계획이다. 즉 국내에서도 이미 CCTV를 통한 범죄 및 사고 상황의 처리에 대해서 많은 노력을 기울이고 있는 실정이다. 이에 따라 도로 교통망 감시 시스템에서 신경망 학습이나 변호관의 규격이 동일함에 기반을 둔 글자영역 패턴인식 등 차량의 번호판인식은 이미 1990년 이전부터 이미 수행되어 왔다^[1]. 또한 본 논문에서 제안하는 차종에 대한 인식은 기존에는 소형, 중형 등 차량의 거시적인 분류^[2]만이 이루어 졌으며, 차종에 대한 세세한 모델명의 인식^{[3][4]}은 최근에서야 수행되고 있다. 차량의 정확한 모델명을 인식함으로써 톨 게이트에서의 무인 통행료 징수 시스템에 이용하고 도로 시설물 설치 및 관리에 필요한 각종 통계자료에 활용할 수 있으며, 범죄 차량의 수배 및 경로 추적을 통해 조기 검거에도 도움을 줄 수 있다. 본 논문에서 차량을 인식하는데 사용하는 PCA기법은 복잡한 고차원 데이터를 저차원의 특징 공간으로 축소하여 차량의 정확한 특징 점들을 찾아 비교해주고, 차원을 낮춤으로써 실시간 계산량을 줄임으로써 실시간 차량 인식에 적합한 방법이다.

·이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2013-C-7202-010111).

II. 본론

2.1 차량 영상의 획득

도로상에 설치된 CCTV를 통해 차량이 정위치에 왔을 때 해당 영상을 추출해야 한다. 이때 사용하는 방법이 CCTV와 일정 거리 떨어진 도로 밑에 자장 변화를 감지하는 루프코일을 설치하여 차량이 그 코일 위를 지나갈 때 이를 인지하여 영상을 추출하는 방법이 있다. 이렇게 획득된 영상은 차량이 영상 내에서 거의 균일한 위치에 있기 때문에 차량 아래쪽 불필요한 도로부분 중 일정부분을 잘라낸다. 이후 전처리과정을 통해 전면부 부분을 분할해 내야 한다.

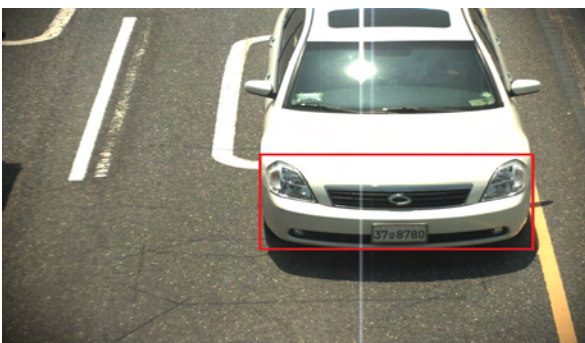
2.2 전면부 추출

차량의 영상에서 전면부를 추출하기 위해서는 몇 가지 전처리 과정을 거쳐야 한다. 본 논문에서 제안하는 방법은 CCTV를 통해 촬영된 단일영상 내에서 차량의 전면부를 추출하는 전처리 알고리즘을 기술한다. 최초 획득된 영상은 아래 <그림 1>에 그 예를 보여준다.



<그림 1> 획득된 원본 차량영상

이후 원본 영상에서 불필요한 부분을 제외하고 인식 및 학습에 필요한 전면부를 추출해 내야한다. 인식 및 학습에 전면부 영역은 아래 <그림 2>의 붉은색으로 영역화된 부분이다.

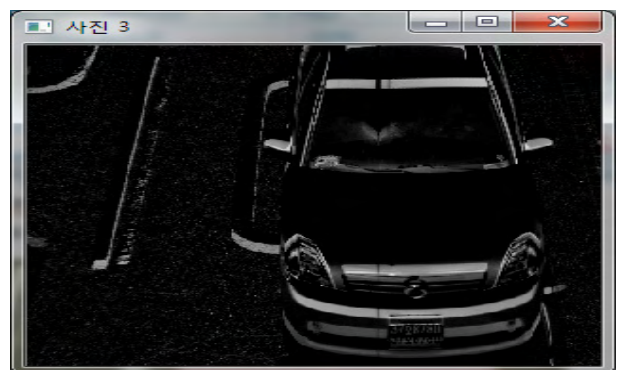


<그림 2> 분할해 내야할 전면부 영역

<그림 2>에서 표시한 전면부 영역을 추출하기 위해서는 몇 가지 전처리 과정을 거쳐야 한다. 먼저 코일을 통한 차량영상의 획득 시 촬영되는 차량의 상하 위치가 거의 균일하다는 특징을 가지므로 영상 내에서 불필요한 아래 부분의 도로영역을 잘라낸다. 그 뒤 영상을 그레이 스케일로 바꾼 후 해당 영상을 상하 10픽셀 간격을 두고 두 장의 이미지를 만든 후 그 두 이미지를 차분시킨다. 이를 통해 불필요한 도로부분은 약간의 잡음으로 변하고 차량의 외곽선은 뚜렷해져서 전면부를 추출하기 용이한 상태의 사진이 된다.



<그림 3> 10픽셀차이를 두고 분할해낸 두 이미지



<그림 4> 두 이미지를 차분한 이미지

차분한 이미지에서 차량의 좌, 우 영역을 결정하기 위해 대칭필터를 사용한다. 이는 차량의 전면부가 그 중심을 기준으로 좌우로 정확히 대칭된다는 점에 기인하였다. 먼저 전면부의 대칭성을 보고 찾아야 하므로 대칭필터의 y축 크기는 차분영상 height의 반절크기로 하여 하단 반절부분에 대해서만 대칭성을 검사한다. 대칭필터의 x축 크기는 250픽셀로 하였다. 이 마스크를 기준으로 차분영상의 좌에서 우로 마스크를 컨볼루션 하면서 가장 대칭성이 좋은 대칭 중심점을 찾아 그 중심점을 기준으로 좌우로 125픽셀씩 총 250픽셀 크기의 좌우 영역을 결정한다. 마스크영역의 중심을 기준으로 좌우로 동일한 거리에 위치한 픽셀 값들의 누적합을 구하여 그 값이 최소가 되는 지점이 대칭의 중심점이 된다. 이는 다음 수식으로 표현된다.

$$Min \left[\sum_{j=1}^{W-w/2} \sum_{k=1}^{H-50} |P(j+\frac{w}{2}-k,q) - P(j+\frac{w}{2}+k,q)| \right] \quad (1)$$

위 식에서 W는 원영상의 width이고 w는 마스크의 width이며, H는 원영상의 height이다. P(x,y)는 원 영상에서 (x,y)에 위치한 픽셀 값을 나타낸다.

이를 계산한 결과 전면부의 중심축이 결정이 된다. 중심축이 결정이 되고나면 전면부의 가장 하단부분을 찾아야한다. 이는 좌우 영역이 결정된 사진에서 영상의 가장 아래쪽부터 위쪽으로 raster scanning을 통해 일정길이 이상의 직선이 오는 지점을 찾는다. 직선을 찾는 방법은 간단히 찾고자 하는 직선의 길이만큼 배열을 할당 한 뒤 그 배열에 인접한 픽셀 값들을 넣어 떨어지는 점이 없이 모두 값이 채워진다면 직선으로 인식하여 그때의 y좌표를 기억해 낸다. 그 결과 최종적으로 구해진 차량의 전면부 사진을 이진화 시키면 다음과 같은 결과물이 나온다.



<그림 5> 추출된 전면부 영상

2.3 PCA를 사용한 영상의 분석

위와 같이 추출된 영상은 115x80크기의 영상으로 변환한 뒤 학습 및 인식을 시킨다. 학습은 위 영상을 열벡터로 표현할 경우 9200차원의 벡터가 된다. 이후 PCA를

사용하기 위해 평균 영상을 구해야 한다. 평균영상을 m이라 하면 m은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$m = \frac{1}{M} * \sum_{i=1}^M u_i \quad (2)$$

위 식에서 M은 학습된 차량의 수이며 u_i 는 차량을 9200차원의 열벡터로 나타낸 데이터이다. 이후 공분산 행렬을 구하기 위해 A행렬을 구하면 A행렬은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$u_i' = u_i - m, A = \frac{1}{\sqrt{M}} * [u_1', u_2', \dots, u_M'] \quad (3)$$

이후 공분산 행렬 C는 $A \cdot A^T$ 로 구성할 수 있다. 이때 행렬 A는 9200xM의 크기를 가진다. 따라서 공분산 행렬 C는 9200x9200크기를 갖는 매우 큰 행렬이다. 따라서 1991년에 Truk와 Pentland가 제안한 방법^[5]으로 계산하면 공분산 행렬을 MxM으로 줄일 수 있다. 이렇게 계산된 공분산 행렬에서 고유 값과 고유 벡터를 구한다. 이때 가장 큰 고유 값 순서대로 정렬을 한 뒤 상위 n개의 고유 값을 선택함으로써 초기 데이터를 n차원으로 낮출 수 있다.

2.4 차량 영상의 학습

이후 n개의 고유벡터로 이루어진 n x 9200크기의 고유 공간에 학습시킬 차량의 집합행렬인 A행렬을 곱하고 이는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V = U \cdot A \quad (4)$$

위에서 U는 n x 9200크기의 고유공간이며 그 결과인 V는 각 차량들이 저차원 공간으로 축소된 집합이며 그 크기는 n x M이 된다.

2.5 차량 영상의 인식

인식할 차량이 들어오면 학습과정과 동일한 전처리 과정을 통해 전면부를 추출한 뒤 추출된 전면부를 열벡터로 나타낸 후 이 열벡터에서 평균영상 m을 뺀 영상을 F라고 하자. 이후 F를 고유공간에 곱함으로써 n x 1 크기의 벡터가 나온다. 이 벡터와 앞서 구한 학습데이터 집합 V의 데이터들과의 유클리디안 거리를 구함으로써 가장 닮은 차량을 찾아 낼 수 있다.

III. 실험 및 결과

실험에 사용된 학습용 차량은 오전 07시부터 오후 18시 사이에 촬영된 차량 중 4천대를 선택하여 학습시켰

으며 인식 실험에 사용된 차량은 학습에 사용된 차량 외에 200대의 차량을 가지고 실험을 진행하였다. 또한 실험에서 사용된 PCA를 통해 9200차원의 원 영상을 900차원으로 낮추어 실험하였다. 실험을 시도한 결과 인식률을 정리하여 <표 1>에 나타내었다.

<표 1> 인식률 실험 결과

차종	학습	입력	정인식	인식률
아반떼 하이브리드	64	2	2	100%
NF 쏘나타	48	5	5	100%
YF 쏘나타	108	6	5	83.3%
포터2	158	6	6	100%
싼타페	58	7	7	100%
그랜드 스타렉스	65	5	5	100%
아반떼 HD	109	4	3	75%
K5	64	3	2	66.7%
SM 3 뉴제너레이션	34	4	3	75%
기타	3292	158	131	82.9%
계	4000	200	169	84.5%

차량의 인식실험 결과 대체적으로 학습수가 50대 이상 확보된 경우 좋은 인식률을 보였다. 하지만 간혹 학습수가 많은 경우에도 오 인식을 하는 경우가 있는데 <그림 6>과 같이 햇빛이나 옆 차선 차량의 그림자 등의 영향을 받아 외곽선이 일그러지거나 번져서 추출되는 경우이다.



<그림 6> 부정확한 외곽선 영상

외곽선이 부정확하게 추출되는 경우 해당 차량과 비슷한 다른 차종의 차량과 매칭이 되는데, 이런 경우가 빈번하지는 않다. 오인식의 대체적인 이유는 학습수의 부족이 대부분이며, 차종별로 충분한 양의 데이터를 학습시킨다면 인식률은 충분히 더 높아질 수 있을 것이다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서 PCA를 통해 정확한 영상의 학습 및 인식을 위해서는 전면부를 올바르게 추출해 내는 것이 매우 중요하다. 제안된 알고리즘으로 주간외의 경우 차선의 변경으로 인해 차량이 영상에서 잘린 경우나 알고리즘상의 문제로 정확한 대칭점을 찾지 못한 경우를 제외하면 대략 97%의 정확도로 전면부를 추출할 수 있다. 또한 야간 영상의 경우 원 영상이 너무 어두워서 외곽선이나 색상을 알아보기 힘든 경우 Retinex알고리즘을 적용하여 영상을 개선시켜 준 후 전면부를 추출하는 작업을 시도해야한다. 하지만 이 경우 밤안개가 끼거나 카메라에 습기가 차는 등 여러 가지 변수요인이 영상 내에서 잡음의 형태로 나타나는 등 좀 더 보완해야할 여지가 남아 있다. 또한 PCA기법을 통해 결정해야할 적절한 저차원공간의 크기에 대한 문제도 추후 연구를 진행하여 답을 얻어야 한다. 위와 같은 문제를 해결하고 차종별로 충분한 학습데이터를 확보한다면 충분히 더 좋은 인식률을 얻어낼 수 있을 것이다.

참고문헌

1. R. A. Lotuto, A. D. Morgan, and A. S. Johnson. "Automatic number-plate recognition", IEE Colloquium on Image Analysis for Transport Applications, February 1990.
2. Yoon-Jeong Kim, Ju-Yeon Woo and Eung-Joo Lee, "Real-Time Vehicle Type Classification and Recognition Algorithm Using Brightness Variations and Wheel Distance Information", 한국 멀티미디어 학회, November 1999.
3. 이효종, "A Study on the Model Recognition of Moving Vehicles Using a Neural Network", 대한 전자 공학 학회, July 2005
4. 강우영, 이태균, 박민호, 이효종, "운행차량의 차종인식 알고리즘 개발", 한국 정보과학회, November 2012.
5. Truk, Pentland, "Face recognition using eigenfaces", IEEE Computer Society Conference, 3-6 Jun 1991.

차량의 전면부를 이용한 색상 인식 알고리즘 개발

*곽민호, 이효종

전북대학교 컴퓨터공학부, 영상정보신기술연구센터

e-mail : beven7@daum.com, hlee@chonbuk.ac.kr

Algorithm Development for Color Recognition Using the Front Color of Vehicles

*Min-Ho Kwak, Hyo Jong Lee

Division of Computer Science and Engineering, Center for Advanced Image and Information Technology, Chonbuk National University

요 약

본 논문에서는 야외 도로에서 촬영한 동영상에서 차량의 색상인식을 위해서 차량의 전면부를 이용하여 추출하는 인식방법을 제안하였다. 우선 차량이 포함된 동영상에서 차량의 전면부를 추출한다. 추출된 차량의 전면부에서 차량의 대표 색상을 나타내는 전면부를 선택하기 위해서 이진화를 시키고 Canny edge를 이용하여 차량의 경계선 부분을 탐지하여 경계선을 포함하지 않는 영역을 찾을 수 있게 된다. 찾은 영역 중 관심영역을 지정하여 그 지정된 부분의 원영상의 RGB값을 얻어 빛과 그림자의 영향을 덜 받는 HSI 값으로 변환한다. HSI 색상시스템의 값을 이용하여 유채색과 무채색으로 나눈 뒤, 무채색인 경우에는 흰색, 은색, 회색, 검은색으로 채도값이 127이하라는 특성을 가지고 있었고, 그 중에서 명도의 값으로 색을 구별할 수 있었다. 유채색인 경우에는 빨강, 갈색, 주황, 노랑, 연두, 청록, 하늘, 파랑, 보라색으로 채도값이 127이상이라는 특성을 가지고 있었으며, Hue값의 범위를 통해서 각 색상을 구분할 수 있다. 추출 관심영역을 찾을 확률은 200대중 187대로 93.0%였고, 그중 유채색과 무채색의 올바른 색상 값의 확률은 무채색인 경우 95.5%, 유채색인 경우 82.1%였다.

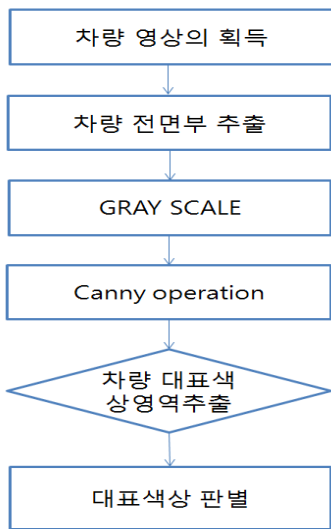
I. 서론

현재 차량 등록 수는 지난 수년간 지속적으로 증가하고 있다. 통계청 자료에 의하면 2012년 국내 차량의 등록수가 2011년 1,844만대에서 2.3% 증가한 1,887만대로 수집되고 있다. 이처럼 차량의 등록수가 증가함에 따라 차량의 범죄도 많아지고 있는 추세이다. 범죄가 증가함에 따라 국가는 범죄차량을 예방하거나, 감시, 또는 수사를 하기 위해서 CCTV를 설치하였다. 하지만 많은 CCTV가 있음에도 불구하고 실제 범죄차량을 예방하거나, 수사를 하기에는 효율적으로 사용하지 못하고 있다. 왜냐하면 CCTV를 사람의 눈으로 봐야하기 때문이다. CCTV의 영상을 보고 있는 사람이 없다면 CCTV를 이용한 범죄예방, 수사 등 불가능하며 있다고 하더라도 사람의 눈으로 봐야하기 때문에 비효율적이다. 이러한 이유 때문에 CCTV에 촬영된 영상을 이용하여 지능형 관제시스템의 구축이 필요하다. 현재 톨게이트나 CCTV에서 차량의 번호판을 분석하는 차량의 정보를 얻어 예방하거나, 수사를 하는 경우도 있다. 하지만 자동차의 번호판이 선명하게 저장되는 경우는 많지 않다. 그렇기 때문에 자동차의 정보를 인식에 관한 연구가 필요하며, 사람 눈에 가장 기억이 쉽게 나는 색상 연구에 대한 필요성이 증대되고 있다.

·이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2013-C-7202-010111).

II. 차량대표색상의 판별

차량의 대표색상은 차량 영상을 획득한 후 적절한 전면부 영역을 추출하고 일련의 과정을 거쳐서 판정될 수 있다. 이 과정은 <그림 1>의 플로우 차트에 요약되어있다. 먼저 카메라를 통하여 차량의 영상을 획득하고, 영상으로부터 <그림 2>와 같이 전면부 영역을 추출한다. 추출된 전면부를 <그림 3>과 같이 Gray Scale로 변환시킨 후에 <그림 4>와 같이 Canny Operation을 적용하여 윤곽선을 추출한 다음 관심영역의 범위에 따라서 차량대표 색상영역을 추출한다. 추출된 관심영역에서 대표색상을 판별한다.



<그림 1> 대표색상 판별 플로우 차트

2.1 차량 영상의 획득

도로상에 설치된 카메라를 통해 차량이 정 위치에 있을 때 영상을 추출해야 한다. 이때 사용하는 방법은 인접한 두 프레임 영상에 차분 영상을 보고 있다가 차량이 영상 내에 들어오면 외곽선 형태로 화면에 자취가 남는다. 그 때에 차량이 왔음을 인식하고 해당 프레임을 추출한다.

2.2 전면부 영역 추출

영상에 대해서 대칭필터를 사용하여 차량의 대칭중심점을 찾는다. 대칭중심점을 기준으로 좌우로 125픽셀씩 총 250픽셀만큼을 차량의 좌우영역을 결정한다. 좌우영역이 결정이 된다면 제일 아래쪽부터 영상을 봐서 일정 길이 이상의 직선이 나오는 위치를 찾는다. 그 위치를 찾으면 그 위치에서부터 위로 150px을 자르면 전면부 영상을 추출할 수 있다^[2].

2.3 차량대표색상 영역 추출

차량의 대표 색상은 전면부의 다른 장치물이 없는 곳에서 판별하여야 한다. 이 경우 전면부 영상은 상단에 다른 장치물의 경계선이 없는 경우와 있는 경우로 나누어 처리하여야 한다. 없는 경우, 영상 전처리 과정을 이용하여 다음과 같은 전면부 사진(250X150)을 얻는다. 그레이 스케일로 바꾼 뒤에 Canny operation를 사용하여 자동차 전면부의 외곽선을 추출한다. 관심영역(10X10)의 시작은 위 가운데 점부터 내려가며 관심영역 내 Canny operation 영상의 합이 0인 영역의 색깔을 추출한다.



<그림 2> 차량 전면부 사진



<그림 3> Gray 스케일로 바꾼 사진



<그림 4> Canny Operation

차량의 외곽선을 추출한 관심영역에서 픽셀 값들의 합이 0이 아니고 잡음을 고려했을 때 픽셀 값의 합이 1000이하라면 주변의 옛지 부분이 적기 때문에 1픽셀씩 내려가고 그이상이라면 주변에 옛지가 많기 때문에 3픽

셀만큼 아래로 내려가면 상대적으로 빠른 관심영역을 찾을 수 있다. 관심영역 내 합이 0 이 될 때 추출하게 된다.

2.4 대표색상 판별

색상을 분류할 관심영역을 찾았다면 빛과 그림자의 영향을 덜 받는 명도, 채도, 색상값을 얻기 위해서 RGB의 값을 식(1)~(3)을 이용하여 HSI System으로 변환한다^[3].

$$H = \begin{cases} \theta & \text{if } B \leq G \\ 360 - \theta & \text{if } B \geq G \end{cases} \quad (1)$$

$$\theta = \cos^{-1} \left\{ \frac{1}{2} \frac{[(R-G) + (R-B)]}{[(R-G)^2 + (R-B)(G-B)]^{1/2}} \right\}$$

$$S = 1 - \frac{3}{(R+G+B)} [\min(R, G, B)] \quad (2)$$

$$I = \frac{1}{3}(R+G+B) \quad (3)$$

HSI 색상계는 경우에 햇빛이나, 그림자의 영향을 덜 받는 특성을 가진다. HSI 색상 모델에서 유채색을 구별하기 위해서는 색상(Hue값)을 사용하였고, 무채색인 경우에는 명도의 값을 사용하였다. 채도값은 유채색에서 진하고, 흐름정도를 나타내지만, 사람이 수집한 영상에서는 무채색이라도 외부 환경에 의해서 RGB값이 모두 같은 값이 아닌 경우가 대부분 이다. 그렇기 때문에 무채색인 경우 채도값이 작은 값으로 나타난다. 채도값에 무채색과 유채색의 평균 및 분산을 계산하여 확률 밀도 함수를 구했다^[4]. 확률 밀도 함수에서는 채도값의 범위를 0~255이라고 계산할 때 무채색은 평균14.19, 표준편차가48.41 채도값이 127이하, 유채색의 경우 채도값이 72이상라는 걸 논문을 통해서 알 수 있었다. 하지만 채도 값이 낮은 경우에는 유채색의 경우를 판별하는 것이 어려워진다. 따라서 무채색과 유채색을 나누는 기준을 채도값으로 정하고 이 값을 127로 정하였다^[4].

본 연구에서 사용한 차량의 색상은 무채색으로는 흰색, 은색, 회색, 검정색 4종류이다. 유채색인 경우에는 빨간색, 갈색, 주황색, 노란색, 연두색, 청록색, 하늘색, 파랑색, 보라색, 9종류이다.

<표1>은 무채색을 이용하여 명도값을 범위를 구하였다.

<표1> 무채색 명도값의 범위에 따른 대표 색상

색상	최소값	최대값
흰색	0	70
은색	70	140
회색	140	220
검정색	220	255

<표2>은 유채색 색상을 구별하기 위해서는 색상(HUE)값을 사용하였다. 자동차에 자주 쓰이는 9가지 색상을 분류하였다.

<표2> 유채색 HUE값에 따른 대표색상

색상	범위(Hue값)
빨강	1~25, 330~360
갈색	25~35
주황	35~55
노랑	55~65
연두	65~150
청록	150~170
하늘	170~210
파랑	210~250
보라	250~330

III. 실험 및 결과

실험에 사용된 차량은 실제 도심지에 위치한 육교에서 캠코더를 가지고 촬영한 영상에서 획득된 것이며, 총 200대의 차량을 가지고 실험을 진행하였다. 전면부 사진을 통하여 색상인식 관심영역을 올바르게 찾을 확률은 총 200대중 187대로 93.5%이다. 이렇게 획득된 부분에서 <표3>과 같이 유채색인 경우 총 28대중 23대(82.1%)가 올바른 색상으로, 무채색인 159대중 152(95.5%)대가 올바르게 추출되었다.

<표3> 유채색과 무채색에 따른 색상인식률

	유채색	무채색
인식(색상)	82.1%	95.5%

관심영역을 찾지 못하는 차량의 영상을 분석해보니 <그림6>와 같이 차량의 전면부의 파손 혹은 과 같이 차량의 튜닝으로 인하여 변색된 차량인 경우에 찾을 수 없었다. 또한 <그림5>과 같이 두 가지 이상을 가지는 버스와 같이 올바른 색상 값을 찾는데 어려움을 가지고 있다.



<그림5> 차량의 튜닝으로 변색된 차량



<그림6> 손상된 차량

3. 권용욱, 정세훈, 박동국, 심춘보, “스마트 차량 관리 시스템을 위한 HSV 색상모델 기반의 키 프레임 추출 기법”, 한국전자통신학회논문지, April 2013.
4. 尹志榮, “차량 구성 요소 분할 및 색상 인식 알고리즘”, 慶北大學校 大學院委員會, December 2007.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 전면부 사진을 통하여 색상을 추출하는 알고리즘을 설명하였다. 현재 제안된 알고리즘으로 관심영역을 찾았을 경우 93.5%의 추출률 나왔다. 색상을 추출하기 위해 적절한 관심영역을 찾지 못 할 경우 가장 차선책인 영역을 찾아 색상의 인식을 시도할 수 있다. 그 결과 유채색인 경우 82.1%, 무채색인 경우 95.5%로 양호한 인식률 결과가 나왔다. 야간영상 경우에는 Retinex알고리즘을 적용하여 영상의 본래의 색상으로 복원한 뒤 적용시킨다면 야간에서도 가능할 것으로 보인다. 위와 같은 문제점을 해결하고 HUE 값의 범위에 대한 정확한 분류가 된다면, 충분히 더 좋은 결과를 얻을 수 있을 것이다.

참고문헌

1. 이효중, “A Study on the Model Recognition of Moving Vehicles Using a Neural Network”, 대한 전자공학 학회, July 2005.
2. 강우영, 이태균, 곽민호, 이효중, “운행차량의 차종인식 알고리즘 개발”, 한국 정보과학회, November 2012.

필터뱅크 에너지 분석 기반의 끝점검출 방법 구현

이성주, 강병옥, 정훈, 이윤근
 한국전자통신연구원, 음성처리연구실
 e-mail : {lee1862, bokang, hchung, yklee}@etri.re.kr

Implementation of Speech End-point Detector based on Filter-bank Energy Analysis

Sung Joo Lee, Byong Ok Kang, Hoon Chung, Yunkeun Lee
 Speech Processing Lab., ETRI

Abstract

The aim of this work is to develop noise robust endpoint detector for speech recognition. We implement two kinds of endpoint detectors. One is based on frame energy analysis, and the other is based on filter-bank energy analysis. To evaluate the endpoint detection accuracy, speech recognition tests are performed under smart phone environments. The results show that the endpoint detection algorithm based on filter-bank energy analysis is robust in adverse conditions.

I. 서론

온라인 음성인식을 위한 음성의 끝점검출 연구 분야는 음성인식 시스템의 오프라인과 온라인 사이의 불일치한 현상을 개선하기 위한 목적을 가지고 있으며, 음성인식 시스템의 성능에 직접적인 영향을 미치는 중요성을 갖는 연구 분야이다. 지난 수십년간, 음성의 끝점을 검출하기 위한 연구가 활발히 진행 되었으나 잡음 환경에서 성능의 강건성 문제는 불행히 아직까지도 해결되지 않고 있다. 음성의 끝점을 검출하기 위하여 여러 가지 특징들이 제안되었으나 그 중에서도 로그 에너지 기반의 특징이 현재 가장 널리 사용되고 있다. 본 논문에서는 스마트폰 음성검색을 위하여 두 가지 로그 에너지 기반의 끝점검출 알고리즘(프레임 에너지 분석 기반, 필터뱅크 에너지 분석 기반)을 구현하고 음

성인식 실험을 통하여 그 성능을 비교해 보았다. 필터뱅크 에너지 분석 기반의 끝점검출 방법은 감마톤 필터뱅크 방법(time-frequency domain filter)[1]과 멜 필터뱅크(spectral domain filter) 방법[2]으로 각각 나누어 구현하고 그 성능을 비교하였다.

II. 본론

여기서는 프레임 에너지 분석 기반 끝점검출기와 필터뱅크 에너지 분석 기반 끝점검출기에 대해서 설명한다.

2.1 프레임 에너지 분석 기반 끝점검출기

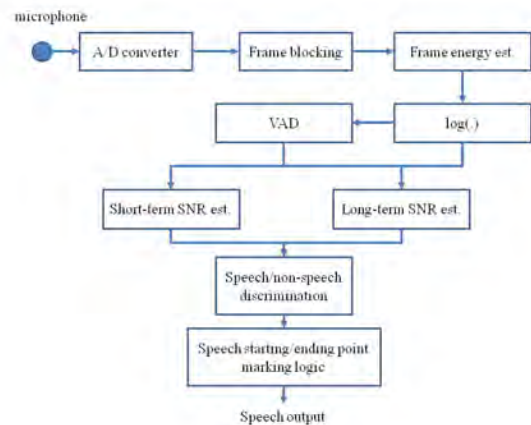


그림 1. 프레임 에너지 분석 기반 끝점검출기

위 그림 1은 프레임 에너지 분석 기반의 끝점검출기의

블록도를 나타낸 것이다. 이와 같은 끝점검출기는 프레임 에너지를 그 특징으로 하기 때문에, 배경잡음에 노출된 상황에서는 음성과 비음성을 판별하는 능력이 저하되는 단점을 가지고 있다.

2.2 필터뱅크 에너지 분석 기반 끝점검출기

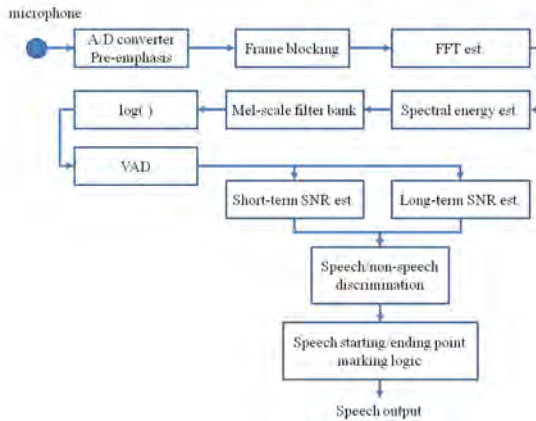


그림 2. 멜 필터뱅크 기반 끝점검출기

위 그림 2는 멜 필터뱅크를 이용한 끝점검출 시스템의 블록도를 나타낸 것이다.

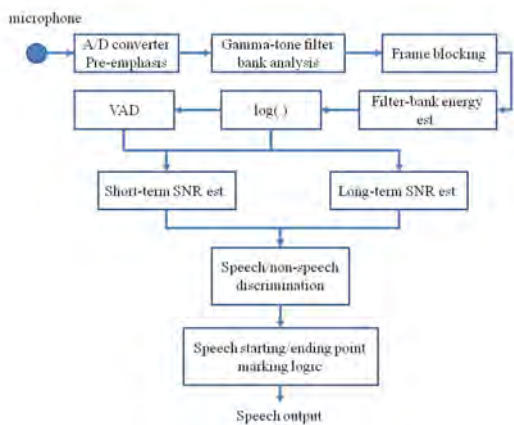


그림 3. 감마톤 필터뱅크 기반 끝점검출기

위 그림 3은 감마톤 필터뱅크를 이용한 끝점검출 시스템의 블록도를 나타낸 것이다. 위의 두 그림에서 보이는 바와 같이, 필터뱅크를 이용한 끝점검출 시스템의 필터뱅크 에너지 특징들은 음성인식 시스템의 특징 추출 시스템과 호환이 가능하도록 구성되어 있다.

III. 실험 및 결과

구현된 끝점검출 시스템의 성능을 비교하기 위하여 대어휘 연속어 음성인식 실험을 수행하였다. 음성인식 시스템은 스마트폰 음성검색을 위한 것으로 대용량의

음성데이터(~1,150 시간)로부터 음향모델을 구성한 것이다. 약 389 k개의 어휘를 동시에 인식할 수 있다. 끝점검출을 위한 음성데이터는 다양한 환경(각 600발화, 사무실, 버스, 식당, 가정, 지하철)에서 남녀 각 5명으로부터 수집한 데이터로 음성시작부분에 약 1.5초 정도, 음성의 끝부분에는 약 3초 정도의 배경잡음만의 구간이 있다. 음성인식을 위한 특징벡터로는 GTCC[1] 기반의 특징이 사용되었다.

표 1. 프레임 에너지 기반 끝점검출 성능 (음성인식률)

음질향상	사무실	버스	식당	가정	지하철	전체
무	60	18.5	24.33	35.33	16.76	30.98
유	62.17	32.17	39.67	39.23	30.48	40.74

표 2. 멜 필터뱅크 기반 끝점검출 성능 (음성인식률)

음질향상	사무실	버스	식당	가정	지하철	전체
무	64.67	21.33	27.33	37.9	18.99	34.04
유	67.17	36.83	45.33	41.07	34.84	45.05

표 3. 감마톤 필터뱅크 기반 끝점검출 성능 (음성인식률)

음질향상	사무실	버스	식당	가정	지하철	전체
무	64.5	19.5	26.33	37.4	17.42	33.06
유	66.67	37.67	45.17	40.57	34.49	44.91

IV. 결론

프레임 에너지 기반의 끝점검출기와 필터뱅크 기반의 끝점검출기를 각각 구현하고 음성인식 시스템과 연계하여 그 성능을 평가해 보았다. 평가 결과 필터뱅크 기반의 끝점검출기의 성능이 프레임 에너지 기반의 끝점검출기에 비해 우수한 것을 확인하였다. 이는 필터뱅크를 이용한 끝점검출용 특징벡터가 프레임 에너지 기반의 특징에 비해 그 해상도가 높다 것을 나타낸다.

참고문헌

[1] Waleed H. Abdulla, Auditory based feature vectors for speech recognition systems, Advances in Communications and Software Technologies, WSEAS, WSEAS Press, 2002, pp 231-236.
 [2] S. B. Davis and P. Mermelstein, "Comparison of Parametric Representations for Monosyllabic Word Recognition in Continuously Spoken Sentences," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol.28, issue4, Aug.1980, pp.357-366.

다중 가우시안 혼합모델 기반 박막증착장비 세라믹 히터의 결함 진단

고진석, 무향빈, 임재열
한국기술교육대학교 전기전자통신공학과
e-mail: {jsko, muxiangbin, rheem}@koreatech.ac.kr

Multiple Gaussian Mixture Models based Fault Diagnosis for Ceramic Heater in CVD Equipment

JinSeok Ko, XiangBin Mu, JaeYeol Rheem
Dept. of Electrical, Electronics and Communication Engineering
Korea University of Technology and Education

Abstract

This paper presents a multiple combination of Gaussian mixture model (GMM) classifier based fault diagnosis method for the ceramic heater in the chemical vapor deposition (CVD) equipment. In CVD equipment, the fault in ceramic heater lead to yield reduction, however, there is no suitable ceramic heater fault diagnosis system. The proposed method measure the output signal (V_{pp}) of RF detector and extract the zero-crossing rate (ZCR) and mean-crossing rate (MCR) as discrimination measure. The extracted ZCR and MCR have a discriminant power and the multiple GMM classifier based fault diagnosis method can detect fault in ceramic heater. Experimental results, carried out by measured signals provided by a CVD equipment manufacturer, indicate that the proposed method detects effectively faults in various process conditions.

I. 서론

반도체 Chemical Vapor Decomposition (CVD) 장비에서 반응에 제일 큰 영향일 끼치는 파라미터로는 RF 파워, 소스 가스, 온도, 압력 등이 있다.

특히 온도는 박막증착장비에 있어서 소스 가스 분해능을 좌우하는 핵심요소로 챔버 하부에 히터를 장착하여 온도를 제어하고 있다[1]. 온도가 약 5°C만 변화하여도 증착되는 막의 내부 carbon 함량, hydrogen 함량 등이 증가하게 되어 박막 특성이 변화하게 된다. 따라서 공정 중 온도의 제어는 매우 중요한 요소 중 하나이다.

박막증착장비 제조업체에서는 평균적으로 약 2년의 기간을 세라믹 히터의 수명으로 보증하고 있다. 그러나 실제 박막증착장비를 사용하고 있는 반도체 제조현장에서는 세라믹 히터의 사용기간이 최소 6개월부터 길게는 3, 4년까지 사용되고 있음을 보고하고 있다. 이는 제조사에서 보증하는 세라믹 히터 사용기간과 현장에서의 사용기간에는 편차가 있음을 의미한다.

일정한 사용기간 이후, 세라믹 히터는 물리적인 크랙이 발생하는 등 불량 발생하게 된다. 이와 같은 불량 히터에서 제조된 반도체 디바이스는 수율이 급격히 떨어지는 현상을 보여준다. 따라서 최근 국내의 반도체 장비 제조업체를 중심으로 박막증착장비의 세라믹 히터 상태를 모니터링 하는 기술이 중요한 이슈로 부각되고 있다.

기존에 세라믹 히터의 상태에 대해서 모니터링하기 위하여 히터에 공급되는 전류값에 대한 변화를 모니터링 하는 방식 제안되었다[2][3]. 그러나 이와 같은 방법은 heater fail이나 기타 장비의 이상(fault)에 대해서 제대로 탐지하고 못하는 상황이다. 실제 반도체 제조업체에서는 세라믹 히터에서 heater fail 또는 이상 현

상 발생 시, 공정이 멈춰야 하나 이를 감지하지 못하고 그대로 진행되어 후속 공정이나 웨이퍼 두께측정 등의 단계에서 파악되거나, 심지어 package 수율 단계에서 파악되는 상황이 자주 발생되고 있다. 이는 해당 단계까지 진행된 모든 웨이퍼를 폐기해야 함을 의미하며, 전체 공정 수율에 심각한 영향을 끼치고 있다. 따라서 세라믹 히터의 heater fail 또는 이상을 탐지할 수 있는 이상 진단 시스템의 개발이 절실한 상황이다.

본 논문에서는 박막증착장비의 세라믹 히터의 상태를 모니터링하고, 결함을 검출하는 방법에 대해서 제안하였다. 제안된 방법은 박막증착장비의 세라믹 히터에 연결된 RF filter의 출력전압을 측정하고, 측정된 전압값 데이터로부터 단구간 영교차율(zero-crossing rate, ZCR)과 평균교차율(mean-crossing rate, MCR)을 특징벡터로 활용하여 히터의 상태를 판단하는 방법이다[4]. 박막증착장비가 운용될 때, 세라믹 히터에서 측정되는 신호는 waiting time 구간과 RF time 구간으로 구분된다. 이때 waiting time 구간에서는 영교차율이, RF time 구간에서는 평균교차율이 상태를 구분하는 변별력은 갖는다. 따라서 각각의 구간별로 가우시안 혼합모델[5]을 별도로 적용하는 다중 가우시안 혼합모델 분류 방법을 적용하였다.

II. 세라믹 히터 결함 검출

2.1 하드웨어 구성

박막증착장비는 상부에 RF power를 인가하기 위한 RF system이 상부에 위치하고, 챔버 내에서 RF가 걸리는 cathode material이 챔버 내 상부에 존재한다. 챔버 내 하부에는 wafer를 배치하고, 또한 온도를 올리기 위한 히터가 위치하며, cathode와 히터 사이에 플라즈마가 형성된다. 박막증착장비 내부에 위치하는 세라믹 히터는 ground와 히터에 power를 인가하기 위한 power controller가 있고, 상부에서 인가되는 RF를 차단하기 위한 RF filter로 구성된다.

본 논문에서 제안하는 박막증착장비의 세라믹 히터 불량 검출 시스템은 히터에서 내려온 AC power line과 RF system 사이에 히터 전압 변화 데이터를 취득하기 위한 RF detector 및 DAQ module, 그리고 이를 처리하기 위한 신호처리 알고리즘으로 구성된다.

제안된 시스템에서 RF detector 및 DAQ module을 이용하여 측정되는 데이터는 전압값(Vpp)이며, 이는 플라즈마 공정에서 유도될 수 있는 플라즈마의 이상변화를 전압의 변화에 따라서 검출 가능하기 때문이다.

기존의 히터 모니터링 기술은 단순한 과전류의 흐름을 판단하는 방식을 이용하였으나, 본 연구에서는 특

히기술 회피를 위하여 전압의 변화를 히터의 상태 파악에 활용하였다[4].

2.2 다중 결함 GMM 분류기 기반 결함 검출

박막증착장비가 운용될 때, 세라믹 히터에서 측정되는 신호는 waiting time 구간과 RF time 구간으로 구분된다. 이때 waiting time 구간에서는 영교차율이, RF time 구간에서는 평균교차율이 상태를 구분하는 변별력은 갖는다.

영교차는 주어진 구간에서 신호가 기준값인 0을 통과하는 횟수를 측정하는 것이다. 이를 프레임 크기의 영향을 받지 않도록 정규화 시켜준 값이 영교차율이다. 신호에서 연속적인 두개의 샘플의 *sign* 함수 차분값이 다른 부호를 갖는 값을 갖는 경우이며, 이에 대한 수식은 다음과 같다.

$$ZCR_i = \frac{1}{2N} \sum_{m=0}^{N-1} |sign(x_i[m]) - sign(x_i[m-1])| \quad (1)$$

평균교차율은 영교차율의 *sign* 함수에서 기준값을 0 대신 해당 프레임의 평균값으로 대체한 것을 의미하며, 이는 직류바이어스를 제거한 신호의 영교차율과 동일하다.

$$MCR_i = \frac{1}{2N} \sum_{m=0}^{N-1} |sign'(x_i[m]) - sign'(x_i[m-1])| \quad (2)$$

여기서 *sign'* 함수는 기준값을 해당 프레임 평균값 *m*을 이용하며, 다음과 같이 정의 된다.

$$sign'(x[n]) = \begin{cases} 1, & x[n] \geq m \\ -1, & x[n] < m \end{cases} \quad (3)$$

본 논문에서 제안하는 방법은 waiting time 구간과 RF time 구간을 구분하고, 각각의 구간별로 가우시안 혼합모델을 적용하는 방법이다. 이는 구간별로 변별력이 갖는 특징이 다르며, 단일 특징으로 세라믹 히터의 상태를 판단하는 것보다, 여러 특징을 이용하는 것보다 효과적이기 때문이다. 가우시안 혼합모델은 참고 문헌에서 자세히 설명하고 있으며, 다음과 같다[5].

다음 식 (4)은 전체 *N*개의 프레임으로부터 추출된 특징벡터의 집합을 보여준다.

$$\mathbf{y} = \{y_i\}_{i=1}^N \quad (4)$$

식 (5)은 가우시안 혼합 성분 밀도를 나타내고 있다.

$$y_i \sim \sum_{j=1}^J \alpha_j \mathcal{N}(\mu_j, \Sigma_j), \quad i = 1, \dots, N \quad (5)$$

여기서 J 는 혼합성분의 개수이고, α_j 는 j 번째 혼합성분의 가중치이다. 가우시안 혼합모델 λ 의 모델 파라미터는 (α, μ, Σ) 로 표현된다.

차원이 d 일 때, 각 성분밀도 $N(\mu_j, \Sigma_j)$ 는 정규확률분포를 사용하며, 다음 식 (6)로 정의된다.

$$N(\mu_j, \Sigma_j) = \frac{1}{(2\pi)^{d/2} |\Sigma_j|^{1/2}} \exp\left(-\frac{1}{2}(y_i - \mu_j)^T \Sigma_j^{-1} (y_i - \mu_j)\right) \quad (6)$$

가우시안 혼합모델의 모델 파라미터 λ 는 식 (7)과 같이 혼합성분 밀도의 가중치, 평균벡터, 공분산 행렬로 구성된다.

$$\lambda = \{\alpha_j, \mu_j, \Sigma_j\}_{j=1}^M \quad (7)$$

가우시안 혼합모델의 우도를 최대화하기 위하여 최대-우도 추정(Maximum-likelihood estimation)이 사용된다. 최대우도를 위한 파라미터는 Expectation-Maximization (EM) 알고리즘을 반복적으로 계산하여 구할 수 있다. 식(8)-(11)은 이를 위한 과정으로 사후확률, 혼합성분 가중치, 평균벡터 그리고 분산행렬을 의미한다.

$$w_{i,j}^{t+1} = \frac{\alpha_j^t N(y_i | \mu_j^t, \Sigma_j^t)}{\sum_{k=1}^J \alpha_k^t N(y_i | \mu_k^t, \Sigma_k^t)} \quad (8)$$

$$\alpha_j^{t+1} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N w_{i,j}^{t+1} \quad (9)$$

$$\mu_j^{t+1} = \frac{\sum_{i=1}^N w_{i,j}^{t+1} y_i}{\sum_{i=1}^N w_{i,j}^{t+1}} \quad (10)$$

$$\Sigma_j^{t+1} = \frac{\sum_{i=1}^N w_{i,j}^{t+1} (y_i - \mu_j^{t+1})(y_i - \mu_j^{t+1})^T}{\sum_{i=1}^N w_{i,j}^{t+1}} \quad (11)$$

그림 1은 다중 GMM 분류기 기반의 세라믹 히터 결함 진단 과정을 보여준다. 측정된 신호에 대해서 매 프레임마다 waiting time 또는 RF time 구간인지 구분하고, 해당 구간에 맞는 분류기를 이용하여 로그-우도를 계산한다. 이후 결정로직(decision logic)에서는 각각의 구간 로그-우도값을 비교하고, 최종적인 히터 상태 판정을 내리게 된다. 결정 로직은 다음 표 1과 같이 설정하였으며, fault decision 결정이 일정 프레임 개수 이상을 넘어서면 히터 fail이 발생하였다고 판단한다. 여기서 $\lambda_{waiting}$, λ_{RF} 와 임계값 $T_{waiting}$, T_{RF} 는 waiting time 구간과 RF time 구간의 GMM 모델 파

라미터와 상태판정 임계값을 의미한다. 임계값은 로그-우도 평균과 표준편차를 이용하여 결정하였다.

표 1. 결함 판정 결정 로직

	$T_{waiting}$	T_{RF}	Decision
$\log p(y \lambda_{waiting})$	<		fault suspicion
$\log p(y \lambda_{RF})$		<	fault suspicion
Decision	fault suspicion	fault suspicion	fault decision

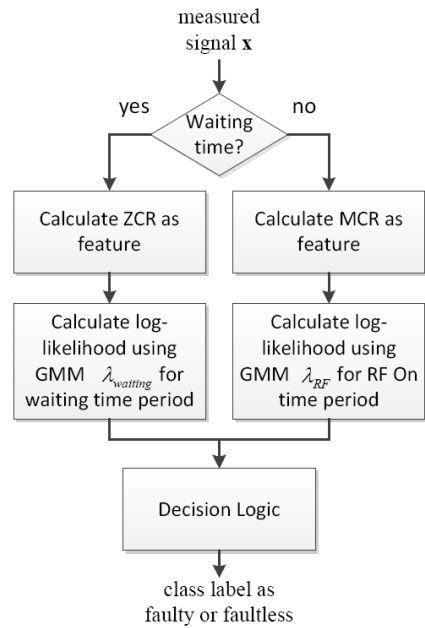


그림 1. 다중 GMM 기반 결함 진단

III. 실험 및 결과

본 연구에서 사용한 RF detector는 13.56MHz 신호를 검출할 수 있는 회로로 제작되었다. RF detector의 출력을 컴퓨터로 입력 받기 위하여 LabView기반 DAQ 모듈을 이용하였다.

실험에 사용된 데이터는 국내의 W社의 박막증착장에서 수집한 데이터를 이용하였으며, 불량이 있는 히터와 정상상태의 히터에서 각각 데이터를 수집하였다. 총 46개의 테스트 데이터를 수집하였으며, 총 길이는 약 3시간 30분 분량이다. 데이터 수집 시, 공정조건은 clean, pressure split, gap split, gas split 등 다양한 공정에서 수집하였다.

그림 2와 3은 정상히터와 불량히터에서 수집한 데이터에 대해서 구간별 특징 및 로그-우도값을 보여주고

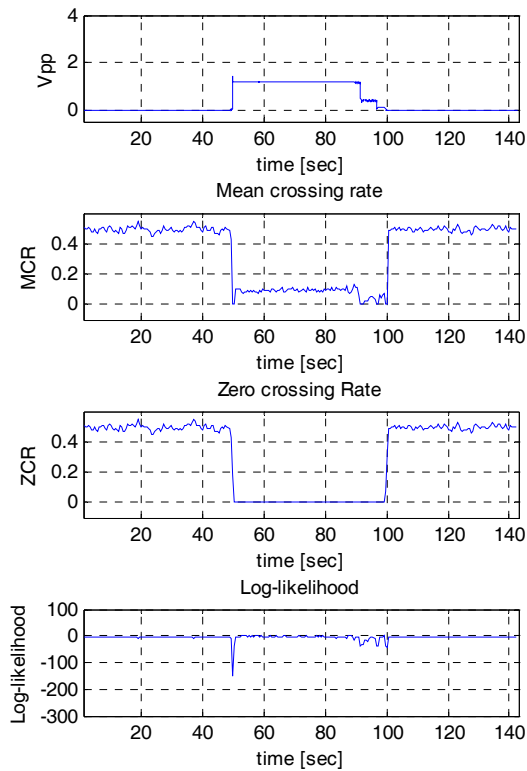


그림 2. 정상 히터 측정 데이터 및 로그우도

있다. 각각의 그림에서 첫 번째 그래프는 박막증착장비 운용 시 측정된 데이터이며, 0V 구간이 waiting time, 약 1.4V 구간이 RF time 구간이다. 그림에서 볼 수 있듯이 waiting time 구간에서는 ZCR의 편차가 크게 나타남을 볼 수 있으며, RF time 구간에서는 MCR의 편차가 적게 나타남을 볼 수 있다. 로그-우도값을 비교하면, 정상히터에서는 대부분 구간에서 0인 반면, 불량히터는 정상히터에 비해서 상대적으로 낮은 값을 보여준다.

실험결과 정상상태와 불량상태를 모든 실험 데이터에서 정확한 판단을 내리는 것을 확인하였다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

박막증착장비에서 온도는 수율을 결정짓는 중요한 파라미터이다. 따라서 장비의 세라믹 히터에 결함이 발생할 경우, 수율에 심각한 문제가 발생하게 된다. 그러나 현재까지 세라믹 히터의 상태를 모니터링하고, 결함을 검출하는 시스템이 박막증착장비에 적용되지

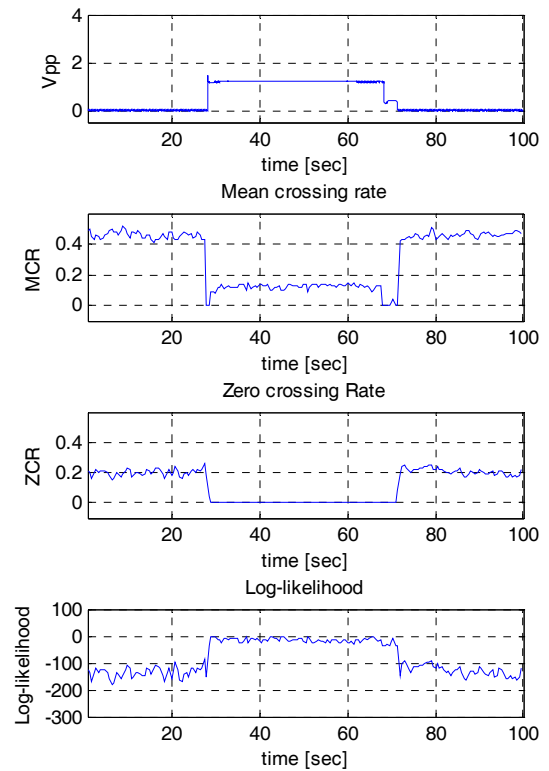


그림 3. 불량 히터 측정 데이터 및 로그우도

못하고 있는 상황이었다. 본 논문에서는 박막증착장비의 세라믹 히터 결함 유무를 판정하기 위하여 다중 결함 GMM 분류기 기반의 결함 진단 기법을 제안하였다. 제안된 방법의 검증을 위하여 실제 박막증착장비에서 측정된 신호를 이용하여 실험 결과, 효과적으로 박막증착장비의 결함유무 상태를 판단하는 것을 확인하였다. 제안된 방법은 향후, 저가형 임베디드 모듈로 개발하여 기존 박막증착장비에 add-in 형태로 활용될 계획이다.

참고문헌

- [1] J.-H. Pak and T. S. Sudarshan, Chemical Vapor Deposition. ASM International, 2001.
- [2] 김학영, 1020040003333, “반도체 제조설비의 히터전류 모니터링장치”, 삼성전자주식회사, 2004.01.13
- [3] 김정남, 1020050092179, “반도체 제조장치에서의 히터시스템”, 삼성전자주식회사, 2005.09.21.
- [4] J. R. Deller, J. G. Proakis and J. H. Hansen, Discrete-time processing of speech signals. Macmillan publishing company New York, 1993.
- [5] C. E. Rasmussen, “The infinite Gaussian mixture model”, Advances in neural information processing systems, vol. 12, pp.554-560, 2000.

계란 흰자위 구성 비율에 따른 Egg white 팬텀의 음향학적 특성 및 열적 특성 평가

*김미선, *김주영, *정현두, **민정화, *김재영, ***노시철, *최홍호
*인제대학교 의용공학과
**인제대학교 의료영상과학과
***한국국제대학교 방사선학과
e-mail : slr21@naver.com, hhchoi@inje.ac.kr

Evaluation of Acoustic and Thermal Properties for Changes in Egg white Composition Ratio of Egg White Phantom

*Mi Seon Kim, *Ju Young Kim, *Hyun Du Jung, **Jung Hwa Min,
*Jae Young Kim, ***Si Cheol Noh, *Heung Ho Choi
*Department of Biomedical Engineering, Inje University
**Department of Medical Imaging Science, Inje University
***Department of Radiological Science, International University of Korea

Abstract

In this study, we evaluate acoustic and thermal properties for changes of egg white composition ratio in egg white phantom. The phantom was fabricated by adjusting of 10-40% (step of 10%) as composition ratio of egg white. The acoustic and thermal properties of the phantom were evaluated by the velocity of sound, attenuation coefficient, density, acoustic impedance, specific heat and characteristics of lesion formation according to the intensity during focused ultrasound sonication. According to increasing of Egg white, the velocity of sound and specific heat decreased, but attenuation coefficient, density and acoustic impedance increased. The lesion

was increased during focused ultrasound sonication, but the lesion saturated at 40% Egg white phantom. The results of experiment show that acoustic properties can set as wanted experiment condition by adjusting of composition ratio of Egg white, also 30% Egg white phantom is most appropriate to verify the thermal properties of the therapeutic ultrasound.

I. 서론

Egg white 팬텀과 BSA 팬텀은 Polyacrylamide 젤 팬텀을 기반으로 제작된 투명한 팬텀으로써, 인체 조직과 유사한 음향학적 특성을 가지고 있으며 단백질 성분을 포함하고 있어 열에 대한 변성 형태의 관찰이 가능하다[1]. 이후 HIFU 등 다양한 조사 조건에 적용할 수 있는 치료 초음파 팬텀의 개발 필요성이 대두되면서, 각 팬텀의 구성비 조정을 통하여 사용 목적에

맞는 팬텀 제작 연구가 이루어지고 있다. Hiroyuki Ushijima 등은 소혈청 성분이 증가함에 따라 팬텀의 감쇠가 증가하고[2], Takegami K 등은 계란 흰자위의 구성비가 증가함에 따라 음속 및 감쇠가 변화하는 것을 확인하였다[3]. 하지만 이들 연구는 팬텀의 음향학적 특성만 평가하였으며, 치료 초음파 조사 시 발생할 수 있는 열적 현상에 대한 평가는 이루어지지 않았다. 두 가지 팬텀은 앞서 언급한대로 변성 형태 관찰에 사용되는 팬텀이므로 동일 조사 조건에서 단백질 성분비 변화에 따른 변성 형태 변화에 대한 고려가 필요하다고 판단된다.

본 연구에서는 계란 흰자위의 구성 비율 조절에 따른 Egg white 팬텀의 음향학적 특성 평가뿐만 아니라 동일 조사 조건에서 변성 형태를 고려함으로써 열적 특성을 평가하였다.

II. 실험 방법

2.1 Egg white 팬텀 제작

본 연구에서는 계란 흰자위 구성 비율에 따른 Egg white 팬텀의 특성을 평가하기 위해, 계란 흰자위의 비율을 10 - 40%(10%의 간격)로 조절하여 팬텀을 제작하였다.

표 1. 계란 흰자위의 구성 성분 조절에 따른 Egg white 팬텀의 구성비

성분	구성비 (% , v/v)			
Egg white	10	20	30	40
Distilled water	54	48	42	36
40% Acrylamide	25.71	22.86	20	17.14
10% APS	0.64	0.57	0.5	0.43
TEMED	0.39	0.34	0.3	0.26
1M Tris	9.26	8.23	7.2	6.17

2.2 음향학적 특성 평가 실험

계란 흰자위의 구성 비율에 따른 팬텀의 음향학적 특성을 평가하기 위해 각 팬텀의 음속과 감쇠계수, 밀도 및 음향 임피던스를 측정하였다. 3.5 MHz의 단일 트랜스듀서를 이용하여 음속과 감쇠계수를 측정하였으며, 체온과 유사한 환경이 되도록 수조의 물 온도를 37°C로 유지하면서 실험을 수행하였다.

2.3 열적 특성 평가 실험

Egg white 팬텀의 열적 특성을 평가하기 위해 비열 측정 및 집속형 초음파 조사에 따른 변성의 형성 특성을 확인하였다. 초음파 조사는 중심주파수 1.1 MHz의 곡면형 단일 트랜스듀서를 사용하였으며, 조사강도는 선행연구를 통해 올챙이 형태의 변성이 확인되었던 40, 60, 80W로 설정하였다. 조사시간은 60초로 고정하였으며, 초음파 조사 후 계란 흰자위의 구성 비율 변화에 따른 Egg white 팬텀의 변성 길이를 조사 강도 별로 측정하여 각 팬텀의 열적 특성을 비교하였다. 그림 1은 변성 형태의 특성 평가 실험 셋업이다.

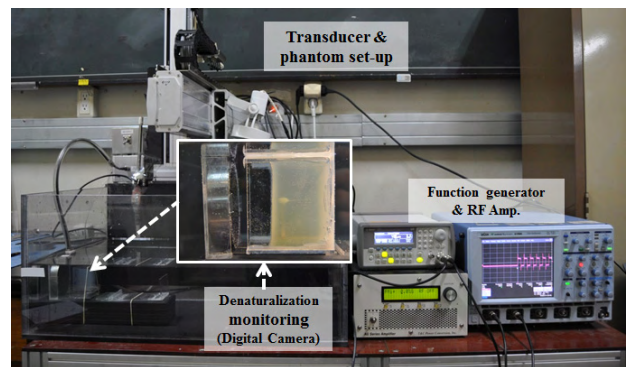


그림 1. 집속형 초음파 조사에 따른 Egg white 팬텀의 변성 형태 특성 평가 실험의 개략도

III. 결과

3.1 음향학적 특성 평가

그림 2과 3은 계란 흰자위 구성 비율에 따른 팬텀의 음속과 감쇠계수 변화를 나타낸 그래프이다. 계란 흰자위 구성 비율이 10 - 40%(10%의 간격)로 증가함에 따라 팬텀의 음속은 감소함을 보였고(상관계수 0.9057), 감쇠 계수는 선형적으로 증가함을 확인하였다(상관계수 0.9526).

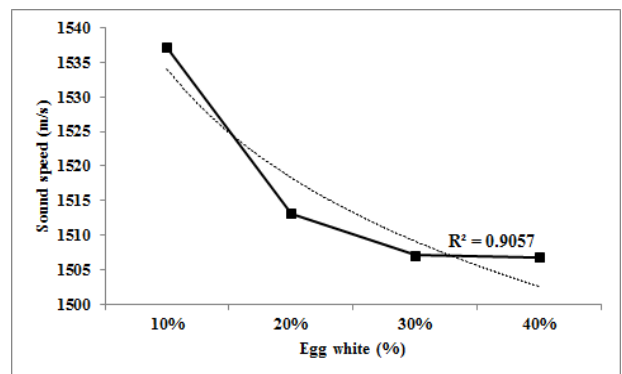


그림 2. 계란 흰자위의 구성 비율에 따른 음속의 변화

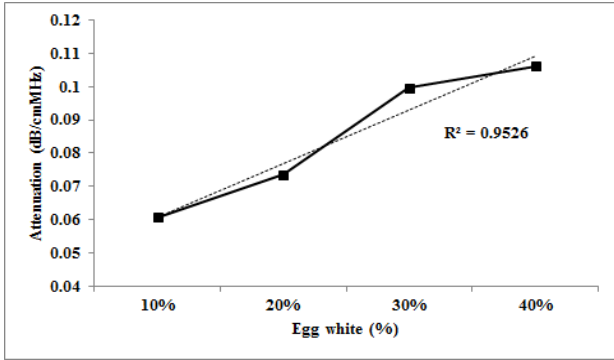


그림 3. 계란 흰자위의 구성 비율에 따른 감쇠계수의 변화

계란 흰자위의 구성 비율이 증가함에 따라 밀도 및 음향 임피던스 또한 증가하였으며, 이때 상관계수는 각각 0.9764, 0.9595이었다. 표 4와 5는 계란 흰자위 구성 비율 변화에 따른 밀도와 음향 임피던스의 변화를 나타내고 있다.

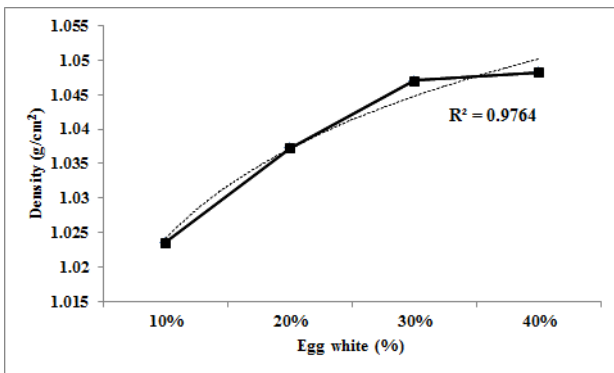


그림 4. 계란 흰자위의 구성 비율에 따른 밀도의 변화

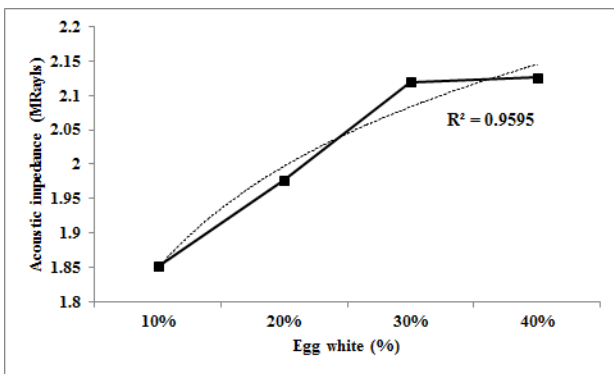


그림 5. 계란 흰자위의 구성 비율에 따른 음향 임피던스의 변화

3.2 열적 특성 평가

계란 흰자위의 구성 비율이 증가함에 따라 팬텀의 비열은 각각 2.79, 2.532, 2.505, 2.448 cal/g°C로, 점점 감

소하였다(상관계수 0.9246). 또한 각 강도별로 동일 조사 강도에서 구성비 변화에 따른 변성의 형태를 육안으로 관찰한 결과 모두 올챙이 형태로 나타났으며, 20, 30%의 Egg white 팬텀에서 가장 선명한 형태를 보였다. 그림 6은 80W의 집속 초음파 조사 시 계란 흰자위의 구성 비율 증가에 따라 형성된 변성의 형태를 나타낸다.

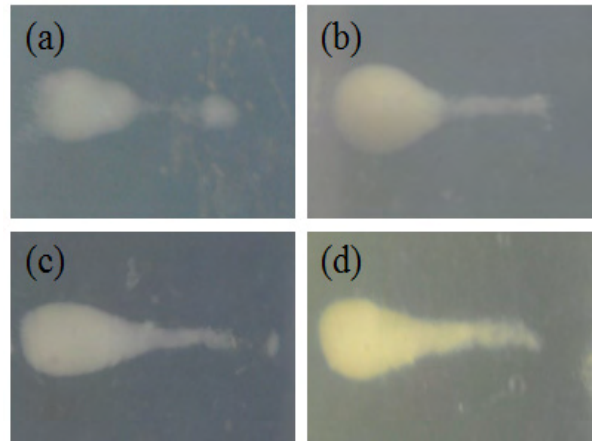


그림 6. 80 W의 집속 초음파 조사 시 계란 흰자위의 구성 비율에 따른 변성의 형태 (a) 10%, (b) 20%, (c) 30%, (d) 40%

변성 길이 비교 결과, 계란 흰자위의 구성 비율이 10 - 30%로 증가 시 변성의 길이 또한 증가함을 보였으나, 40%의 구성 비율에서는 변성 길이의 증가 없이 포화되는 현상이 관찰되었다. 반면 트랜스듀서 방향의 팬텀 초기 지점에서 변성이 형성된 초기 지점까지의 거리는 계란 흰자위의 구성 비율이 증가함에 따라 감소하였으며, 이는 변성이 트랜스듀서 쪽으로 점점 이동하여 형성됨을 보여준다. 그림 7, 8, 9는 계란 흰자위의 구성 비율 증가에 따른 형성된 변성의 길이를 각각 나타낸다.

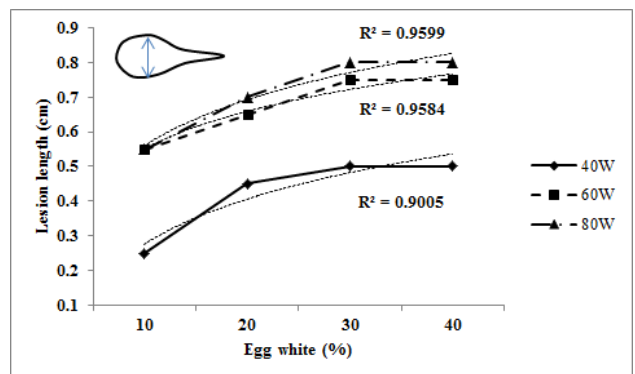


그림 7. 집속 초음파 조사 시 계란 흰자위의 구성 비율에 따른 변성 높이의 길이 변화

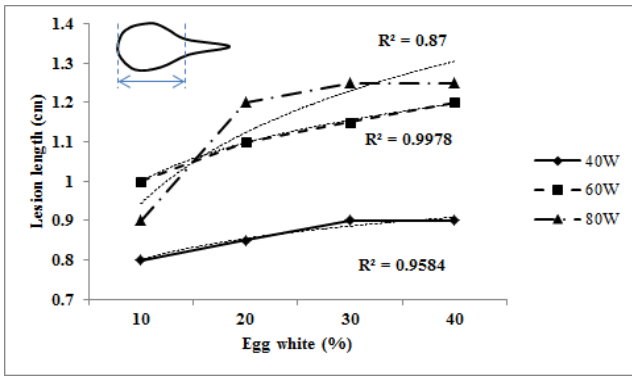


그림 8. 집속 초음파 조사 시 계란 흰자위의 구성 비율에 따른 변성의 머리 길이의 변화

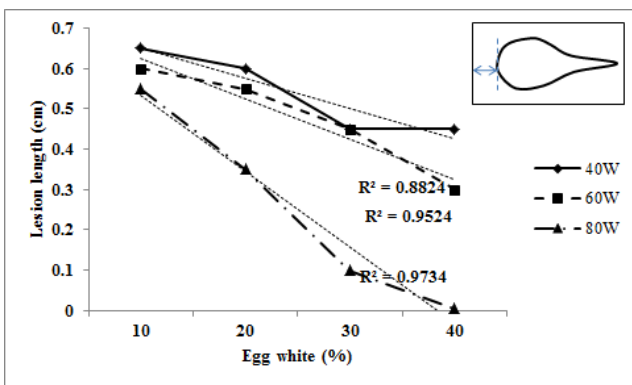


그림 9. 집속 초음파 조사 시 계란 흰자위의 구성 비율에 따른 변성의 남은 길이의 변화

또한 계란 흰자위의 비율이 증가함에 따라 제작된 팬텀의 시각적 투명도는 감소하였으며, 40% Egg white 팬텀의 경우 시각적 투명도가 가장 희박하여, 변성 구분에 있어 어려움을 보였다. 반면 10% Egg white 팬텀의 경우 적은 열적 표시자의 함량으로 인해 형성된 변성이 색상이 분명하지 않아 20, 30%의 Egg white 팬텀보다 변성의 구분이 어려웠다.

IV. 결론 및 고찰

본 연구에서는 계란 흰자위의 구성 비율에 따른 Egg white 팬텀의 음향학적 특성 및 열적 특성을 평가하였다. 음속과 감쇠계수, 밀도 및 음향 임피던스를 통해 팬텀의 음향학적 특성을 평가하였으며, 비열 및 집속 초음파 조사 시 조사 강도에 따라 형성된 변성의 특성을 통해 팬텀의 열적 특성을 평가하였다. 계란 흰자위의 비율이 증가함에 따라 음속은 감소하였으나, 감쇠계수와 밀도, 음향 임피던스 모두 높은 상관계수의 값으로 증가함을 확인하였다. 이는 계란 흰자위의 비율

조절을 통해 Egg white 팬텀의 음향학적 특성을 원하는 조건으로 설정할 수 있음을 보여준다. 또한 계란 흰자위의 구성 비율이 증가함에 따라 비열은 감소하였으며, 집속형 초음파 조사 시 형성된 변성의 길이 또한 증가하나, 40% Egg white 팬텀의 경우 변성의 길이가 포화되는 것을 확인하였다. 이는 열적 표시자인 단백질 성분의 계란 흰자위의 구성비가 Egg white 팬텀의 열적 특성에 영향을 미치며, 계란 흰자위의 구성비율이 증가하여도 일정 구간 이상에서는 변성의 길이 증가에 한계가 있는 것으로 보인다. 이러한 결과와 더불어 시각적인 변성의 구분 정도를 통해 치료 초음파의 열적 특성을 확인하기에는 30%의 Egg white 팬텀이 가장 적절하다고 판단된다.

본 연구에서는 계란 흰자위의 구성비 조절에 따른 Egg white 팬텀의 음향학적 특성 및 열적 특성을 평가함으로써, 인체의 각 부위별 조직의 음향학적 특성 및 열적 특성에 부합한 조직 유사 팬텀 제작에 도움을 줄 것으로 예상된다. 또한 이를 통해 조직 유사 팬텀을 이용한 치료 초음파의 열적 효과를 정량적으로 평가하는데 유용하게 사용될 수 있을 것으로 생각된다.

감사의 글

이 논문은 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2012R1A1A2043564).

참고문헌

- [1] Lafon C et al., "Gel phantom for use in high-intensity focused ultrasound dosimetry", *Ultrasound in Med. & Biol.*, Vol. 31, No. 10, pp. 1383-1389, 2005.
- [2] Hiroyuki Ushijima et al., "Measurements of HIFU induced lesion in BSA gel phantoms for HIFU treatment of varicose veins of lower extremity", *AIP conf. Proc.* 1359, pp. 53-58, 2011.
- [3] Takegami K et al., "Polyacrylamide gel containing egg white as new model for irradiation experiments using focused ultrasound", *Ultrasound in Med. & Biol.*, Vol. 30, No. 10, pp. 1419-1422, 2004.

특징벡터에 따른 수중 과도소음원의 인식 성능

김주호, 배진호, 이종현, *이승우, *김성일
제주대학교 해양시스템공학과, *국방과학연구소
e-mail : lizard@jejunu.ac.kr

Classification Performance of Under Water Transient Signal with Feature Vectors

Juho Kim, Jinho Bae, Jong Hyun Lee,
*Seung Woo Lee, *Seongil Kim
Dept. of Ocean System Engineering
Jeju National University
*Agency for Defense and Development

Abstract

Classification performance is compared using different feature vectors for underwater transient signals in this paper. Especially, Matching Pursuit(MP) is used as a feature extraction method and it is compared with LPC. After experiment using three kinds of classes (buoy, torpedo, chain), MP shows lower performance than LPC because frequencies and scale factors of atoms as feature vectors have not much distinction among classes. More efforts on effective feature extraction method for MP are needed to develop a performance for classification of underwater transient signal.

I. 서론

일반적으로 수중 과도신호는 수십 milli-second에서 수 second에 이르는 짧은 지속성과 비 정제성(non-stationary)의 성질을 가지며, 그 특성으로 인해 신호의 분석 및 식별에 각별한 주의가 필요하다[1]. 일반적으로 수중 과도신호 식별에는 웨이블릿(wavelet) 변환, 위그너-빌 분포함수(Wigner-Ville distribution) 등의 시간-주파수 분석 기법 또는 프레임(frame) 기반 식별알고리즘 등이 연구되어오고 있다[1-3].

수중 과도신호를 효과적으로 분류하기 위해서는 수중

과도신호의 특성에 적합한 특징벡터를 추출하는 일이 요구되며, 수중 배경소음 등 복잡한 수중환경에 강인한 특징벡터의 추출 방법에 대한 연구도 필요하다. 현재까지 수중 과도신호의 특징 추출 방법으로는 전통적인 LPC, MFCC 등이 사용되어져 왔다. 본 연구에서는 수중과도신호 인식에 적합한 특징 추출방법을 선정하기 위한 일환으로 특징벡터에 따른 인식률을 비교해 보았다. 특히, 최근 환경소음 인식 분야에서 Matching Pursuit(MP)을 이용한 특징추출 방법으로 연구한 결과, 우수한 성능을 보이며 잡음에 강인한 특징을 나타냈다는 연구가 보고되었다[4,5]. 그러나 아직까지 수중 과도신호 특징 추출을 위해 MP가 적용된 사례는 찾아보기 어렵다. 따라서 시간-주파수 특징을 효과적으로 표현할 수 있는 MP의 장점을 수중 과도신호 추출에 적용해 보기로 한다.

II. 본론

2.1 연구에 사용된 수중과도 신호

연구를 위해 국방과학연구소에서 제공받은 세 가지 클래스의 수중 과도신호를 이용하였다. 세 가지 클래스는 계류 부이가 부딪쳐 나는 충격음, 어뢰 발사관이 작동되며 발생된 음, 계류 체인의 마찰음 등 이다. 본 논문에서는 각각을 편의상 부이음, 어뢰 발사관음, 체인음이라 하겠다. 각 클래스는 서로 다른 9개의 과도신호로 구성되었으며 이중 4개를 훈련데이터로, 5개를 시험데이터로 사용

하였다. 모든 신호는 44.1kHz로 샘플링 되었으며, 각 클래스의 평균 지속시간 (프레임 개수)은 부이음 414.5ms (68.8개), 어뢰 발사관음 401.4ms (66.7개), 체인음 403.2ms (66.9개)이다.

2.2 Matching Pursuit을 이용한 특징추출

MP는 해석하고자 하는 신호를 주어진 함수집단(dictionary)에 투영하여 가장 적합한 원소함수(atom)를 반복적으로 선택하는 신호처리 기법이다[6]. MP 분류를 위해 다양한 함수집단(dictionary)이 사용될 수 있으나, Gabor 함수집단은 적은 수의 원소함수만으로도 신호를 효과적으로 표현할 수 있는 장점이 있다[4]. 본 연구에서는 Gabor 함수를 이용한 MP 특징을 다음과 같이 추출하였다. 먼저 Gabor 함수는 다음과 같이 나타낸다.

$$g_{s,u,\omega,\theta}(n) = \frac{K_{s,u,\omega,\theta}}{\sqrt{s}} e^{-\frac{\pi(n-u)^2}{s^2}} \cos[2\pi\omega(n-u) + \theta] \quad [1]$$

여기서 $s \in R^+$; $u, \omega, \theta \in [0, 2\pi]$ 이며, $K_{s,u,\omega,\theta}$ 는 $\|g_{s,u,\omega,\theta}\|^2 = 1$ 를 만족시키는 정규화 인자이다. s, u, ω, θ 는 각각 원소함수(atom)의 시간 폭(scale), 지연시간, 주파수, 위상에 상응하는 변수이다. 본 연구에서는 $s = 2^p (1 \leq p \leq 8)$, $u = \{0, 128, 256, 384\}$, $\omega = Ki^{2.6} \{1 \leq i \leq 35, K = 0.5 \times 35^{-2.6}\}$, $\theta = 0$ 으로 두었으며 원소함수의 길이 N 은 512로 한 프레임의 길이와 같다. 특징 벡터는 프레임단위로 계산되며 오버랩(overlap)은 프레임의 50%가 되도록 하였다. MP는 반복적인 계산을 통하여 원소함수를 추출하며, 10개의 원소함수를 추출하면 반복 계산을 중단한다.

원소함수가 결정되면 원소함수로부터 특징을 추출해낸다. 원소함수로부터 특징을 추출해 내는 방법은 Chu의 방법을 참고하였다[4]. Chu의 방법에 의하면 추출된 원소함수들의 주파수 평균과 표준편차, 시간 폭의 평균과 표준편차를 각각 계산하여 해당 프레임의 특징 벡터로 삼

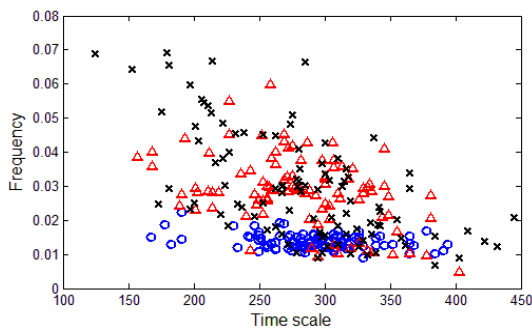


그림 1. 특징공간상에 나타난 클래스별 특징(주파수와 시간 폭의 평균)

는다. 그림 1은 세 가지 클래스 별 원소함수의 주파수와 시간 폭의 평균을 이용해 평면상에 나타낸 그림이다.

III. 실험 결과

3.1 분류 결과

MP를 이용한 특징벡터의 수중 과도신호 분류 결과를 평가해 보기 위해 LPC를 특징벡터로 이용한 경우와의 비교 평가를 실시하였다. 인식 실험을 위한 분류기는 GMM (Gaussian Mixture Model)을 사용하였다. 이때 가우시안 혼합수는 3으로 두었다. 실험에 사용된 클래스의 개체 수가 적기 때문에 모든 데이터 수에 대한 분류율을 사용하는 대신, 각 데이터의 모든 프레임을 기준으로 계산한 분류율을 적용하였다. 표 1은 세 가지 클래스에 대한 분류 결과를 나타낸다. 결과를 살펴보면 LPC를 특징으로 이용한 경우, 모든 데이터가 잘 인식되었을 뿐 아니라 일부 데이터를 제외하고 프레임별 인식률도 높게 나왔다. 그러나 MP를 이용해 특징을 추출한 경우는 프레임별 인식률도 다소 낮았을 뿐 아니라 일부 데이터는 오분류되는 결과를 보였다.

표 1. MP와 LPC를 특징벡터로 이용하고 GMM으로 분류된 데이터 별 프레임 분류율[%] (B:buoy, T:torpedo, C:chain, 밑줄: 오분류된 데이터)

feature	MP			LPC		
	class	B	T	C	B	T
1	92.1	<u>37.7</u>	<u>32.1</u>	95.6	80.3	75.0
2	92.5	72.3	62.3	95.0	83.6	56.5
3	79.7	56.6	69.0	83.1	56.6	71.9
4	84.5	<u>43.1</u>	<u>44.8</u>	97.2	66.7	71.9
5	78.4	49.1	<u>48.9</u>	97.3	58.2	70.9

3.2 결과 분석

분류 결과를 분석하기 위해 MP를 이용한 입력 신호와 MP를 이용해 근사한 신호를 그림 2에 나타내었다. MP 알고리즘을 통해 추출된 10개의 원소만으로도 시간 축상의 입력신호를 잘 근사하는 것을 확인할 수 있다. 그러나 주파수 축에서의 결과를 비교해 보면 LPC는 입력신호의 전체적인 스펙트럼을 잘 근사하는 반면, MP는 5kHz 이상의 주파수 성분을 잘 표현하지 못한 결과를 보였다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

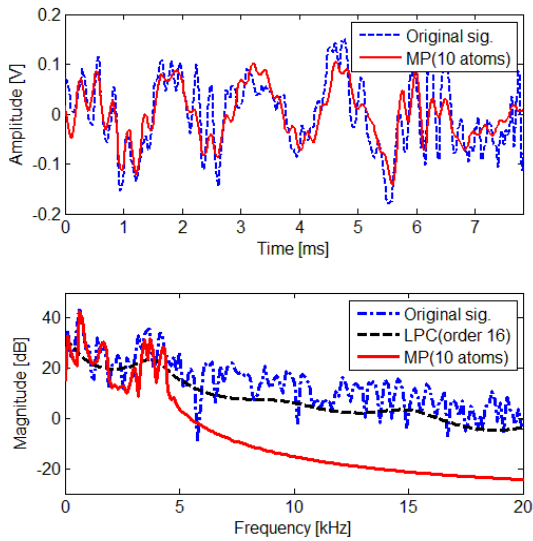


그림 3. (위) 입력 과도신호의 파형과 MP를 이용해 10개의 원소함수로 근사한 신호 (아래) 입력 신호와 LPC 및 MP를 이용해 나타낸 근사 신호 각각의 주파수 스펙트럼

MP는 주파수-시간 특징을 효율적으로 나타낼 수 있으며 노이즈에 강인하여 경우에 따라 LPC 및 MFCC에 비해 우수한 분류 성능을 보이는 특징 중의 하나로 알려져 있다. 그러나 본 연구에서 수중 과도신호의 특징 추출을 위해 MP를 적용해 본 결과, MP를 통해 추출된 특징벡터는 16차 LPC 계수로 구성된 특징벡터에 비해 인식 성능이 떨어지는 것으로 나타났다. MP를 이용한 근사 신호를 분석한 결과 원소함수는 적은 수도로 한 프레임 내의 시간 축 상에서 입력신호를 잘 표현해 내지만, 주파수 축 상에서는 높은 에너지를 갖는 일부 주파수 성분만 표현해 냈기 때문에 상대적으로 에너지가 낮았던 고주파 성분을 잘 표현해 내지 못하였다. 그 결과 각 클래스에 대한 주파수 축 상의 변별력이 떨어진 것으로 나타났다. 고주파 성분 또한 신호의 특징을 나타내 주는 중요한 요소이므로, 원소함수를 이용하여 이를 표현해 낼 수 있는 방안이 필요하다. 뿐만 아니라 원소함수의 시간 폭은 같은 프레임 내에서도 분산이 매우 크며, 그것의 평균은 클래스간 변별도를 떨어뜨리므로 특징벡터로써 적합하지 않은 것으로 보인다. 결과적으로 원소함수의 주파수와 시간 폭의 평균과 분산을 이용하는 특징추출 방법은 수중 과도신호 인식에는 적합하지 않은 것으로 판단된다. 앞서 언급한 MP의 장점을 수중 과도신호 인식에 적용하기 위해서는 보다 효과적인 특징추출 방법에 대한 모색이 필요하다.

감사의 글

본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소의 지원으로 수행되었으며, 이에 대해 깊이 감사를 드립니다. (계약 번호 UD130009DD)

참고문헌

- [1] T. G. Lim, K. S. Bae, C. S. Hwang, H. U. Lee, "Classification of underwater transient signals using MFCC feature vector," *Journal of Korea Information and Communications Society*, Vol. 32, No. 8, pp. 675~680, 2007.
- [2] N. Yen, "Time and frequency representation of acoustic signals by means of the Wigner distribution: Implementation and interpretation," *Journal of the Acoustical Society of America*, Vol. 81, No. 6, pp. 1841-1850, 1998.
- [3] B. Boashash and P. O'Shea, "A methodology for detection and classification of some underwater acoustic signals using time-frequency analysis techniques," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Vol. 38, No. 11, pp. 1829-1841, 1990.
- [4] S. Chu, S. Narayanan and C. -C. J. Kuo, "Environmental Sound Recognition With Time - Frequency Audio Features," *IEEE Transactions on Audio, Speech and Language Processing*, Vol. 17, No. 6, 2009.
- [5] R. Mogi, and H. Kasai. "Noise-Robust environmental sound classification method based on combination of ICA and MP features." *Artificial Intelligence Research* Vol. 2, No. 1, pp. 107~121, 2012.
- [6] S. Mallat and Z. Zhang, "Matching pursuits with time - frequency dictionaries," *IEEE Trans on Signal Processing*, Vol. 41, No. 12, pp. 3397 - 3415, 1993.

향기 및 악취 냄새 자극에 따른 뇌파의 ERSP 분석

*권형오, *강원석, *윤상훈, **김경수, **최지웅, ***문제일
대구경북과학기술원

e-mail : oya200@dgist.ac.kr, wskang@dgist.ac.kr, shyun@dgist.ac.kr, ssi09@dgist.ac.kr,
jwchoi@dgist.ac.kr, cmoon@dgist.ac.kr

EEG-ERSP Analysis in Pleasant and Unpleasant Odorant Stimuli

*Hyeong-Oh Kwon, *Won-Seok Kang, *Sanghun Yun, **Kyungsoo Kim,
Ji-Woong Choi, *Cheil Moon

*IT Convergence Research Division, **Information&Communication
Engineering, ***Brain Science, Daegu Gyeongbuk Institute of Science &
Technology(DGIST)

Abstract

In this paper, we presented an EEG-ERSP(Event-Related Spectral Perturbation) patterns in order to investigate the EEG changes in odorant stimuli. We used Citralva as the pleasant stimulus and 2-mercaptomethanol as the unpleasant stimulus. We shows the analysis results of the EEG changes. The frequency power in the pleasant odor stimulus is relatively higher than the unpleasant odor stimulus. Especially the analysis result shows that the frequency power values of the Beta and Gamma bands are higher than other bands on the right temporal lobe(T4).

I. 서론

인간은 의사소통의 수단으로써 크게 언어적, 비언어적 정보를 이용하여 자신의 생각이나 의지를 표현하며 언어적 정보로는 음성과 문자, 비언어적 정보로는 제스처와 의도, 감정정보 등이 있다. 특히, 의도나 감정 정보와 같은 비언어적 정보는 인간의 의사소통에 있어서 기본적인 수단이며 관계형성에도 매우 중요한 역할을 한다[1]. 인간의 감정은 시각, 청각, 촉각, 후각 등

다양한 감각기관에 의해 영향을 받으며 그중 인간의 후각기관은 매우 정교한 감각기관으로써 수천가지의 유기화합물을 구별할 수 있을 뿐만 아니라 감정과도 밀접한 관련이 있다[2]. 이처럼 의사소통에 있어 감정 정보의 중요성이 커짐에 따라 최근 인간의 의사소통뿐만 아니라 인간과 기계의 의사소통에 있어서도 인간의 감정정보를 이용한 연구들이 활발히 진행되고 있다.

특히, 인간의 뇌파를 이용하여 생각이나 의지를 언어나 신체 동작을 거치지 않고 시스템에 직접적으로 전달할 수 있는 Brain-Computer Interface (BCI) 기술에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다. 이와 같이 BCI기술은 신체적 결함이나 장애로 인해 자신의 의사를 표현, 전달할 수 없는 사람들에게 새로운 의사소통의 수단을 제공할 수 있으며, 이를 위한 다양한 뇌파 분석방법 또한 활발히 연구되어 지고 있다.

뇌파 분석 방법에는 ERP, ERD/ERS, SEP 등 다양한 뇌파 분석방법이 존재하며, 그중 Event-Related Spectral Perturbation (ERSP)는 사건 관련 시간에 따라 뇌파의 주파수 변화를 관찰할 수 있는 분석법으로써, 감각 기관의 자극에 따른 뇌파의 변화를 관찰하기에 적합하다고 할 수 있다.

따라서, 본 논문에서는 ERSP 분석법을 이용하여 향기 및 악취 냄새 자극에 따른 뇌파의 변화를 분석하였다. 분석을 통해 냄새 자극이 인간의 뇌파 변화에 미치는 영향과 각 냄새 자극에 따른 뇌파의 차이점을 비교 분석하였다.

II. 본론

2.1 실험 대상

피험자는 코 수술 경험이 없고 후맹 테스트를 통해 후맹이 아닌 17~19세의 남자 4명, 여자 1명으로 구성되었으며, 실험 전에는 후각의 기능에 영향을 줄 수 있는 흡연, 음주, 카페인, 향을 포함한 음료의 섭취를 금하였다.

2.2 실험 환경 및 자극 시료

실험은 후각의 순응을 최소화할 수 있도록 냄새 자극 후 환기할 수 있는 일반 연구실 환경에서 수행되었으며, 내부온도(23~24°C), 습도(40~50%), 조도(150~200Lx)를 유지하였다.

본 실험에서는 후각자극에 따른 뇌파 반응을 측정하기 위해 후신경 연구에서 표준으로 쓰이는 Citralva와 2-mercaptomethanol을 각각 향기와 악취 냄새로 규정하고 피험자의 쾌/불쾌 감정을 유도하는 자극 시료로 사용하였다.

2.3 실험 프로토콜 및 뇌파 측정

실험에 앞서 피험자에게 실험에 대한 내용을 충분히 설명하였으며 후각이 아닌 다른 감각 기관으로의 자극을 최소화하기 위하여 피험자가 눈을 감고 실험용 침대에 누운 상태에서 후각 자극 및 뇌파 수집이 이루어졌다. 또한, 전극 부착에 따른 피로를 줄이기 위하여 충분한 휴식을 취한 후 실험을 진행하였다.

실험에 사용된 뇌파 측정 장비로는 BIOPAC사의 MP150을 활용하였으며 Sampling rate는 500Hz로 설정하였다.

전극 부착 위치는 국제 전극 배치법 10-20 시스템을 이용하여 전두엽(F3, F4)과 측두엽(T3, T4)으로 선정하고 전체 4개 채널에 전극을 부착하여 실험을 수행하였으며, 그림 1에 전극 부착 위치를 나타내었다.

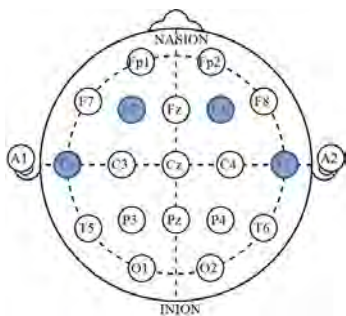


그림 1. 전극 부착 위치

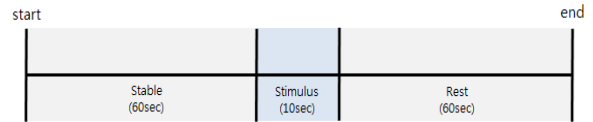


그림 2. 실험 프로토콜

그림 2는 실험 프로토콜을 나타낸다. 실험은 뇌파 측정 시작 후 안정화 60초, 후각 자극 10초, 휴식 60초의 순서로 진행되었으며 각 피험자별 6번 수행하였다.

2.4 뇌파 분석 방법

분석에 앞서 일반적으로 뇌파 분석에 있어 의미 있다고 알려진 감마 대역 이하 즉, 1~50Hz의 뇌파만을 분석하기 위하여 Bandpass 필터링을 수행하였다. 또한, 뇌파 측정 시작 후 60초간 측정된 안정 구간의 뇌파를 Baseline으로 설정하고 후각 자극 구간에 대하여 Baseline을 차감하였다.

본 논문에서는 후각 자극에 따른 뇌파 변화의 비교 분석을 위하여 Event-Related Spectral Perturbation (ERSP) 방법을 사용하였다[3].

ERSP는 시간의 흐름에 따른 주파수 대역의 Event-related spectral power 평균에 대한 변화를 가시적으로 분석하기 위하여 뇌파 분석 연구에서 주로 사용되어진다. ERSP는 Time window에 따른 주파수 대역의 Power spectrum을 구한 후 전체 Trial에 대하여 평균을 계산함으로써 구할 수 있다.

계산된 ERSP에서 각 이미지 픽셀에 대한 색은 해당 시간과 주파수에서의 Power를 나타내며 일반적으로 dB로 표현된다. ERSP는 식 (1)과 같다.

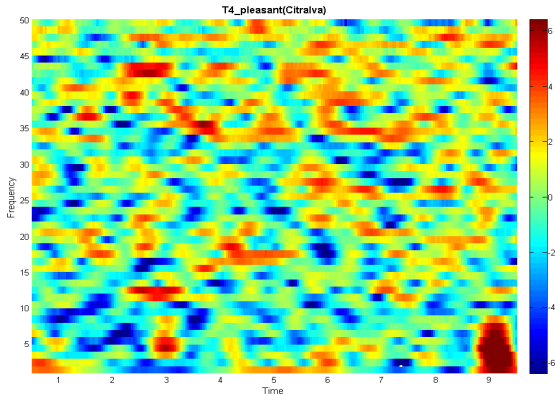
$$ERSP(f,t) = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n |F_k(f,t)|^2 \quad (1)$$

위 식 (1)에서 $F_k(f,t)$ 는 k 번째 실험에 대한 주파수 f 와 시간 t 에서의 주파수 Power spectrum을 의미한다.

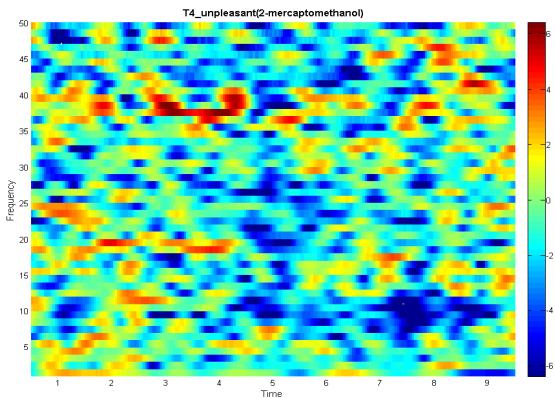
III. 실험 결과

ERSP 분석을 이용하여 쾌/불쾌 감정과 밀접한 관련이 있는 향기와 악취 냄새 자극에 따른 뇌파 변화의 분석을 수행하였으며, 또한, 각 냄새 자극에 따른 뇌파 변화의 차이점을 관찰하였다.

향기 및 악취 냄새 자극에 따른 뇌파 변화의 ERSP 분석 결과를 그림 3에 나타내었다.



(a) 향기 자극에 따른 뇌파의 ERSP



(b) 악취 냄새 자극에 따른 뇌파의 ERSP
그림 3. 냄새 자극에 따른 뇌파의 ERSP

그 결과, 피험자 간 편차는 존재하였으나 악취 냄새 일 때보다 향기를 자극하였을 때 상대적으로 주파수 Power가 높게 나타나는 것을 관찰할 수 있었다. 특히, 우측두엽 즉, T4 영역에서 향기 및 악취 냄새의 자극 간 차이가 크게 나타났으며, 향기 자극의 경우 beta(13~30Hz)와 gamma(30~50Hz)대역에서 상대적으로 주파수 Power가 높은 것을 확인할 수 있었다.

그림 3에서 보여지는바와 같이 향기 자극 시 전 대역에 걸친 주파수 Power가 상대적으로 높은 것을 확인할 수 있다. 특히, 그림 3(a)에서 나타난바와 같이 alpha, beta, gamma 대역에서 주파수 Power가 높게 나타나는 것을 확인할 수 있다.

그림 3(b)의 경우 악취 냄새 자극에 따른 ERSP를 나타내며, 냄새 자극에 따라 alpha와 beta 대역에서 주파수 Power가 감소하는 것을 확인할 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 향기 및 악취 냄새 자극에 따른 뇌파의 변화 분석을 위하여 ERSP 분석을 수행하였으며,

또한, 각기 다른 향 자극에 따른 뇌파의 변화를 비교 분석 하였다. 그 결과, 향기 자극 시 악취 냄새에 비해 상대적으로 주파수 Power가 높은 것을 확인할 수 있었으며, 특히, 우측두엽(T4)에서 비교적 명확한 차이가 나타나는 것을 확인할 수 있었다.

본 논문에서는 냄새 자극에 따른 피험자의 들숨과 날숨이 고려되지 않았음에도 불구하고 향기 및 악취 냄새 자극에 따른 뇌파의 변화에 차이점을 관찰할 수 있었다. 따라서 이와 같은 결과를 바탕으로 연구를 확장한다면, 냄새 자극에 따른 뇌파의 변화 분석을 통해 인간의 감정 상태 검출 및 분류, 인식이 가능할 것으로 사료된다. 향후, 들숨과 날숨을 고려하여 Event-Related Potential (ERP) 분석과 함께 진행한다면 보다 정확한 냄새 자극에 따른 뇌파 변화와 자극 간 비교 분석이 가능할 것으로 기대된다.

Acknowledgment

본 논문은 교육과학기술부에서 지원하는 한국과학창의재단 R&E프로그램 “자극 뇌파 기반 텔레파시 기술 연구” 과제와 교육과학기술부에서 지원하는 대구경북과학기술원 기관고유사업(11-IT-04)의 일부분으로 수행하였습니다.

참고문헌

- [1] Kazuhiko, Takahashi, “Remarks on Emotion Recognition from Multi-Modal Bio-Potential Signal,” IEEE International Conference on Industrial Technology(ICIT), 2004.
- [2] Firestein S., “How the olfactory system makes sense of scents,” Nature, vol. 413, pp. 211-218, 2001.
- [3] A. Delorme, S. Makeig, “EEGLAB:an open source toolbox for analysis of single-trial EEG dynamics including independent component analysis,” Journal of Neuroscience Methods 134, pp. 9-21, 2004.

PSO를 활용한 심전도 분류기의 파라미터 최적화

*윤상훈, 강원석, 권형오
대구경북과학기술원 IT융합연구부
e-mail : shyun@dgist.ac.kr, wskang@dgist.ac.kr, oya200@dgist.ac.kr

Parameter Optimization of Electrocardiogram Classifier using Particle Swarm Optimization

*Sanghun Yun, Won-Seok Kang, Hyeong-Oh Kwon
IT Convergence Research Division
Daegu Gyeongbuk Institute of Science & Technology

Abstract

Support vector machine(SVM) is a popular pattern classification method in Electrocardiogram. Kernel parameter setting in the SVM training procedure significantly influences the classification accuracy. Therefore, it is necessary to develop an automated and reliable approach to determine the values of these parameters. In this paper, we presents the SVM parameter optimization approach using particle swarm optimization(PSO). From experiment results, it can be concluded that our approach are solve the problem of estimating the optimal SVM parameter settings.

I. 서론

심전도(Electrocardiogram: ECG)는 심장 활동시 나타나는 전기적 신호로써 심장의 상태와 질환을 알아볼 수 있는 중요한 정보이다[1,2]. 심장 활동인 심근 수축과 이완으로 전기적 자극이 발생하고, 이는 P, Q, R, S, T 다섯 개의 파형으로 나타난다. 그림 1은 정상 리듬의 심장에서 발생하는 ECG 신호이다.

그 중에서 QRS 콤플렉스는 ECG 분석에서 가장 중요한 의미를 가진다. 기존의 많은 연구들에서는 QRS 콤플렉스나 R 피크 등을 검출을 연구하였고, 이를 이

용한 심전도 분류에 관한 연구도 활발히 이루어졌다 [1,2,3]. 본 논문에서는 기존 연구와는 달리 심전도 분류기의 정확도를 높이기 위한 방법으로 입자 군집 최적화(Particle Swarm Optimization: PSO) 기법을 활용하여 심전도 분류기의 파라미터 최적화 연구를 수행하였다.

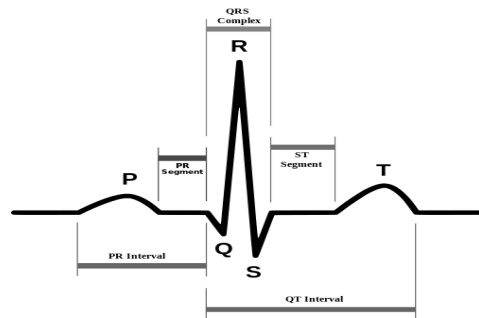


그림 1. 정상 ECG 신호

II. 본론

2.1 심전도 분류기

심전도 분류기는 [3]에서 제안하고 있는 분류기를 사용하였다. 제안된 분류기는 ECG 신호의 시간 영역에서 10개의 특징값을 추출하였고, 서포터 벡터 머신(Support Vector Machine: SVM)을 이용하여 분류를 수행하였다. 아래의 표 1은 사용된 10개의 특징값 목록이다.

표 1. 특징값

특징값	특징값
① QRS Complex	⑥ R-R Interval
② P-R Segment	⑦ P-P Interval
③ P-R Interval	⑧ R-R and P-P Similarity
④ S-T segment	⑨ R-R Interval Variance
⑤ Q-T Interval	⑩ Heart Beat

각 특징 값의 의미는 다음과 같다. 특징 ①~⑤는 그림 1의 정상 ECG와 함께 표현되어 있다. 특징 ⑥과 ⑦은 한 번의 심장 박동에 소요된 시간을 P파와 R파를 기준으로 측정된 값을 의미한다. 이 두 값의 유사도를 특징 ⑧로 사용한다. 특징 ⑨는 R-R Interval의 분산값을 취하여 심장 박동의 고른 정도를 표현한다. 특징 ⑩은 심박수를 의미한다. 각 특징들은 특정 구간에 포함된 N개의 ECG 신호에서 값을 계산하여 평균을 취한다.

2.2 SVM 파라미터 분석 및 선별

심전도 분류기에 사용된 SVM 라이브러리는 libsvm이다[4]. 이 라이브러리는 입력되는 학습 데이터 이외에 13가지의 파라미터를 설정할 수 있다. 아래의 표 2는 libsvm의 입력 파라미터들 중 최적화에 선택된 파라미터들이다.

표 2. SVM 파라미터

표기 :	파라미터
s :	set type of SVM
t :	set type of kernel function
g :	set gamma in kernel function
c :	set the parameter C of C-SVC
d :	set degree in kernel function
r :	set coef0 in kernel function

파라미터 s는 SVM의 타입으로써 n개의 클래스로의 분류를 위해 C-SVC로 고정하였다. 파라미터 t, g, c는 분류 성능에 민감한 영향을 주는 주요 파라미터로써 최적화에 적용하였다. 파라미터 d, r은 약간의 영향을 주는 파라미터로써 최적화에 적용하였다. 기타 남은 파라미터들은 분류 성능에 영향을 주지 않거나 효과가 미미하여 최적화 과정에서 생략하였다. 최적화를 수행하는 파라미터의 선택은 각 파라미터가 분류 정확도에 미치는 영향을 실험적으로 측정 후 선택하였다.

2.3 PSO를 이용한 파라미터 최적화

본 논문에서 심전도 분류기를 위한 파라미터 최적화는 PSO를 활용한다. PSO는 새 떼나 물고기 떼와 같은 생체군집의 사회적 행동양식을 모델링한 최적화 기법이다. PSO의 각 입자는 최적의 해를 얻기 위해 다차원 공간을 이동하며 자신과 이웃의 경험에 대한 정보를 이용하여 최적의 위치로 이동한다. 또한 PSO는 내부 파라미터 조절을 통하여 전역탐색 능력과 지역탐색 능력의 균형을 유지한다.

PSO의 각 입자들은 2.2절에서 선택된 6개의 파라미터 값을 갖는다. 입자의 표현은 (t, g, c, d, r)의 순으로 입력하였다(파라미터 s는 고정된 값을 사용하였으므로 생략함). 입자의 적합한 정도를 표현하는 적합도는 심전도 분류기의 분류 정확도를 사용하였다. 입자들은 식 1과 식 2, 식 3에 따라 이동한다.

$$s_i^{k+1} = s_i^k + v_i^{k+1} \quad \text{--- 식 1}$$

$$v_i^{k+1} = wv_i^k + c_1rand_1(pb_{est_i} - s_i^k) + c_2rand_2(g_{best} - s_i^k) \quad \text{--- 식 2}$$

$$w = wMax - (wMax - wMin) * k / K \quad \text{--- 식 3}$$

여기서, k는 세대수, i는 입자 번호 s_i^k 는 i번째 입자의 k세대 위치 벡터, v_i^k 는 i번째 입자의 k세대 속도 벡터, pb_{est_i} 는 i번째 입자의 경험 중 최적의 위치벡터, g_{best} 는 모든 입자들의 경험 중 최적의 위치벡터, c_1 , c_2 는 입자의 pb_{est} 와 g_{best} 의 반영 정도를 나타내는 상수, w는 가속도로써 현재 속도 벡터가 다음 세대의 속도 벡터에 주는 영향력, wMax, wMin는 w의 최대값과 최소값, K는 입자들이 이동할 수 있는 최대 세대수이다.

III. 실험

3.1 실험 환경

제안하는 최적화 기법의 성능 평가를 위해 MATLAB을 이용하여 구현하였다. ECG 분류기의 학습을 위한 데이터는 Physiont[5]에서 정상 리듬 데이터베이스(Normal Sinus Rhythm Database)와 부정맥 데이터베이스(Arrhythmia Database), ST-T 이상 데이터베이스(ST Change Database), 심방성 부정맥 데이터베이스(Supraventricular Arrhythmia Database)에서 각 10, 30, 23, 23개를 임의 선택하여 총 86개의 데이터를 사용하였다. 실험결과의 정당성 확보를 위해 6-fold 교차 확인(Cross Validation)을 수행하였다. PSO의 파라미터는 표 3과 같다.

표 3. PSO 파라미터

파라미터 :	설정값
입자수 :	10
세대수 :	30
목표 정확도 :	99%
최대 가속도 :	1.0
최소 가속도 :	0.25
c1 :	2.05
c2 :	2.05

입자들의 초기값은 (0, 0.1, 0.1, 0, 0) ~ (3.99, 10, 10, 5, 5)의 사이의 랜덤한 값으로 시작하였다. 파라미터 s는 0-3까지의 선택이 가능하여 3.99까지의 값을 사용하며, 정확도 계산시에는 소수점을 버림으로써 모든 값에서 비슷한 확률로 선택 및 이동을 할 수 있도록 하였다. 파라미터 g와 c는 분류 정확도에 민감하게 반응하는 파라미터로써 0.1에서 10까지의 범위에서 값이 변화할 수 있도록 설정하였다. 파라미터 d와 r은 약간의 영향만 주는 파라미터로써 0에서 5까지의 범위에서 값이 변화할 수 있도록 설정하였다.

3.2 결과 분석

제안한 최적화 기법의 성능을 알아보기 위해 3.1절에서 명시한 환경에서 실험을 100회 수행하였다. 실험 결과 평균적으로 2.4세대의 이동으로 99%의 정확도를 만족하는 입자를 발견하였다. 그림 2는 세대당 전역 최적해의 정확도를 그래프로 나타낸 것이다.

그림 2에서 초기의 최고 정확도는 68%내외였으나 2세대에 96%를 넘겼고, 세대당 조금씩 정확도가 상승하여 6세대에는 99%의 정확도를 만족하고 종료하였다. 이때의 입자의 값은 (2.2856, 8.3629, 8.2393, 3.8135, 3.1722)였다. 평균 세대수가 2.4세대로 낮은 이유는 그림 2의 결과는 6세대의 이동이 발생하였으나, 많은 경우 1~2세대의 이동만으로 99%의 정확도를 만족하였기 때문이다.

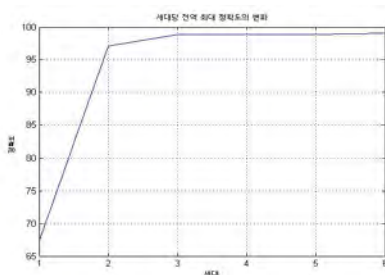


그림 2. 세대당 전역 최적해의 정확도 그래프

또한, [3]에서 제안한 심전도 분류기는 약 97.67%의 분류 성능을 보였으며, 교차 확인은 이루어지지 않았다. 본 논문에서 제안하는 파라미터 최적화는 6-fold 교차 확인을 하였음에도 99%이상의 정확도를 만족하는 SVM 파라미터를 찾는 것에 성공하였다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 SVM을 활용한 심전도 분류기의 SVM 파라미터 최적화를 수행하였다. 최적화를 수행한 파라미터는 분류 정확도에 영향을 주는 6개의 파라미터를 실험적으로 선별하였다. 파라미터 최적화는 PSO 기법을 활용하였다. 실험 데이터는 4가지 데이터베이스에서 임의 선택한 86개의 데이터를 사용하였고, 10개의 특징을 추출하였으며, 이를 이용하여 분류를 수행하였다. 실험의 정당성 확보를 위해 6-fold 교차 확인을 수행하였다. 실험 결과 약 2.4세대만에 99%이상의 정확도를 만족하는 SVM 파라미터를 발견하였다.

향후 연구에서는 보다 다양한 데이터를 이용한 실험을 수행할 예정이며, PSO의 적합도 함수를 분류 정확도가 아닌 파라미터간의 관계에 따른 파라미터 최적화를 수행할 예정이다.

Acknowledgments

본 연구는 교육과학기술부에서 지원하는 대구경북과학기술원 기관고유사업(11-IT-04) 과제와 교육과학기술부에서 지원하는 한국과학창의재단 R&E 프로그램 “자극 뇌파 기반 텔레파시 기술 연구” 과제의 일부분으로 수행되었습니다.

참고문헌

- [1] S. S. Mehta, N. S. Lingayat, “SVM-based algorithm for recognition of QRS complexes in electrocardiogram,” IRBM, Vol. 29 No. 5, pp. 310~317, 2008.
- [2] B. U. Kohler, C. Henning, R. Orglmeister, “The Principles of Software QRS Detection,” IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine, Vol. 21, No. 1, pp. 42~57, 2002.
- [3] 윤상훈, 강원석, “웨이블릿 변환과 서포트 벡터 머신을 이용한 심전도 분류”, 한국 HCI 학회 학술대회, pp. 611-613, 2012.
- [4] <http://www.csie.ntu.edu.tw/~cjlin/libsvm/>
- [5] <http://physionet.mit.edu/physiobank/database/mitdb>

온라인 2차경로 모델링을 위한 파워 스케줄링과 VSS-NLMS 알고리즘을 이용한 다채널 능동소음제어

서재범, 김정희, 정태호, 남상원
 한양대학교 전자통신컴퓨터공학과
 e-mail : *swnam@hanyang.ac.kr*

Multi-channel ANC using a VSS-NLMS algorithm and power scheduling for OSPM

Jae Beom Seo*, Jung Hee Kim*, Tae Ho Jung*, and Sang Won Nam**
 *Department of Electronics and Computer Eng.,
 **Department of Electronic Eng.
 Hanyang University

Abstract

In active noise control (ANC) systems, some filtered-x least mean square (FXLMS) algorithms with additive random noise based online secondary path modeling (OSPM) have been often applied. However, the random noise signal can contribute to the residual noise. In this paper, a multi-channel active noise control (ANC) system with noise power scheduling for OSPM is proposed. The proposed method not only controls the power of the additive random noise based on the convergence status of the OSPM filter, but also employs the OSPM filter with a variable step-size normalized LMS (VSS-NLMS) algorithm to reduce the residual noise. Simulation results demonstrate the effectiveness of the proposed method.

I. 서론

Filtered-x least mean square (FXLMS) 알고리즘을 이용한 능동 소음 제어(ANC: Active Noise Control) 시스템은 부피가 작고 설치 및 이동이 용이하여 다양한 분야에 적용되고 있다[1]. 일반적으로 ANC 형태는 reference 및 error 마이크, 그리고 스피커가 각각 1 개씩 설치된 단일 채널 구조이다. 그러나, 넓은 공간 및 실외 환경에서는 소음원 및 소음경로가 다양하기 때문에 여러 개의 스피커와 마이크를 이용한 다채널 ANC 시스템이 필요하다[2-4]. 또한 2차 경로가 시간에 따라

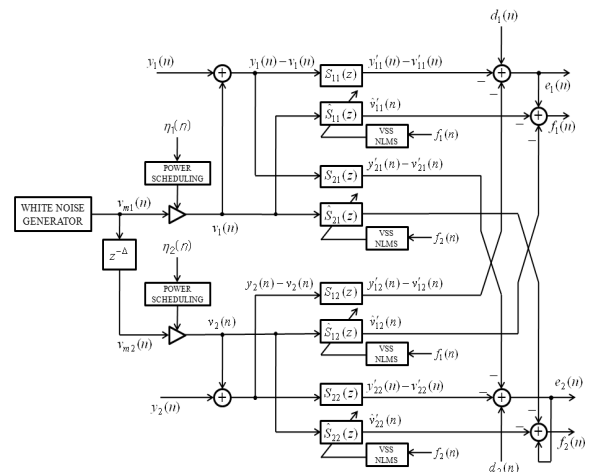


그림 1. OSPM in a multi-channel ANC system

변하는 경우 2차 경로의 실시간 모델링이 필요하다.

본 논문에서는 online secondary path modeling (OSPM)을 위한 파워 스케줄링 방법과 2차경로 모델링 필터의 수렴 정도에 따라 step-size를 변화시키는 VSS-NLMS 알고리즘[4]을 이용한 다채널 ANC 기법을 제안한다.

II. VSS-NLMS algorithm for OSPM in a multi-channel ANC system

그림 1은 실시간 2차경로를 모델링하는 멀티채널 ANC 시스템을 나타낸다[5]. $x(n)$ 은 reference

마이크로 입력되는 신호이다. 두 개의 스피커를 통해 ANC 출력이 발생된다. 또한, 2개의 error 마이크mf 이용하여 잔여오차를 측정한다.

$$e_k(n) = d_k(n) - \sum_{j=1}^J ([y_j(n) - v_j(n)] * s_{kj}(n)) \quad (1)$$

$$w_j(n+1) = w_j(n) + \mu_w \sum_{k=1}^K \hat{x}'_{jk}(n) e_k(n) \quad (2)$$

$$\hat{x}'_{jk}(n) = \hat{s}_{kj}(n) * x(n) \quad (3)$$

측정된 잔여 오차는 multiple error FXLMS (MeFXLMS) 알고리즘을 이용하여 w_j 를 업데이트한다[3]. v_j 는 2차 경로를 추정하기 위해 사용되는 잡음 신호이다. 식 (1)에서 $s_{kj}(n)$ 은 2차경로의 임펄스응답이고, $\hat{s}_{kj}(n)$ 는 $s_{kj}(n)$ 의 추정값이다.

$$\hat{s}_{kj}(n+1) = \hat{s}_{kj}(n) + \mu_{s_j}(n) f_k(n) \frac{v_j(n)}{v_j^T(n)v_j(n) + \delta} \quad (4)$$

$$f_k(n) = e_k(n) - (\hat{v}'_{k1} + \hat{v}'_{k2}) \quad (5)$$

$$\hat{v}'_{kj} = \hat{s}_{kj}^T(n)v_j(n) \quad (6)$$

$$v_j(n) = \sigma_{v_{\max}}^2 \eta_j(n)v_m(n) \quad (7)$$

$$\mu_{s_j}(n) = \mu_{\max} \eta_j(n) \quad (8)$$

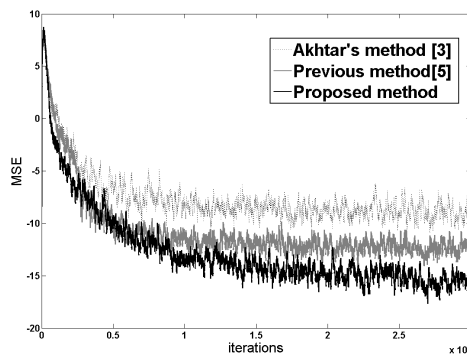
$$\eta_j(n) = \frac{\|\hat{p}_j(n+1)\|^2}{\|\hat{p}_j(n+1)\|^2 + C} \quad (9)$$

$$\hat{p}_j(n+1) = \alpha \hat{p}_j(n) + (1-\alpha) \frac{v_j(n)}{v_j^T(n)v_j(n) + \delta} \quad (10)$$

δ 는 regularization factor이고, 식 (8)에서 μ_{\max} 는 step-size의 최대값을 나타낸다. 또한, $\eta_j(n)$ 은 $\hat{s}_{kj}(n)$ 의 수렴 상태에 따라 $0 < \eta_j(n) < 1$ 사이의 값을 갖게 되고 2차 경로를 추정하는 $\hat{s}_{kj}(n)$ 필터의 step-size와 잡음 신호의 파워 $\sigma_{v_j}^2$ 도 식 (7)-(8)과 같이 변하게 된다. 식 (9)에서 C 는 $1/SNR$ 이다[4].

III. 실험결과

본 모의 실험에서는 그림 1과 같이 1개의 reference 마이크와 2개의 스피커, 2개의 error 마이크를 갖는 멀티채널 ANC 시스템을 고려하였다 [1]. 실험에 사용된 경로 $P(z)$, $S(z)$ 는 각각 192, 128의 tap-weight 길이를 갖는 FIR 필터로 모델링하였다 [2,5]. 입력신호 $x(n)$ 은 SNR이 30dB인 백색 잡음 신호를 추가된 100Hz, 200Hz, 300Hz의 구성된 정현파이다. 또한, 2차 경로 모델링을 위한 랜덤 신호 $v_j(n)$ 은 평균이 0이고 분산이 0.01인 백색잡음 신호이다. 그림 2는 기존에 제안된 다채널 ANC 시스템과 제안하는 시스템의 MSE (mean square error)를 나타내었다. 그림 2로부터, 제안한 알고리즘이 기존 알고리즘 보다 높은 ANC 성능을 보임을 확인할 수 있었다.



<그림 2> 감소된 오차신호 $e_1(n)$ 의 파워

IV. 결론

본 논문에서는 VSS-NLMS 알고리즘과 online secondary path modeling (OSPM)을 위한 파워스케줄링을 이용한 다채널 ANC 방법을 제안하였다. 시뮬레이션을 통해 제안한 방법이 기존의 방법보다 더 높은 ANC 성능을 보임을 확인할 수 있었다.

감사의 글

이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(과제번호: 2012R1A1A2005378)

참고문헌

- [1] S.M. Kuo and D.R Morgan, *Active Noise Control System-Algorithms and DSP Implementations*, New York: Wiley, 1996.
- [2] M.T. Akhtar, M. Abe, and M. Kawamata, "A new structure for feedforward active noise control systems with improved online secondary path modeling," *IEEE Trans. on Speech and Audio Processing*, vol. 13, no. 5, pp. 1082-1088, 2005.
- [3] M.T. Akhtar, M. Abe, M. Kawamata, and N. Akinori, "Online secondary path modeling in multichannel active noise control systems using variable step size," *Signal Processing*, vol. 88, no. 8, pp. 2019-2029, 2008.
- [4] H.C. Shin, A.H. Sayed and W.J. Song, "Variable step-size NLMS and affine projection algorithms," *IEEE Lett. Signal Processing*, vol. 11, no. 2, pp. 132-135, Feb. 2004.
- [5] 정태호, 김정희, 김경재, 서재범, 남상원, "VSS-NLMS 알고리즘과 파워 스케줄링 기반 2차 경로 모델링을 이용한 멀티채널 능동 소음제어," 정보 및 제어 학술대회 (CICS' 10), pp. 21-22, 울산과학기술대학교, 2010년 10월 22일.

VoIP기반 다자간회의를 위한 잡음제거를 결합한 오디오 믹서 알고리즘

류상현, 김형국*
 광운대학교 전자공학과
 e-mail : rshfly@nate.com, hkim@kw.ac.kr*

Audio Mixer Algorithm Combined with Noise Cancellation for Multi-party Conferencing based on VoIP

Sang-Hyeon Ryu, Hyoung-Gook Kim*
 Department of the Wireless Communications Engineering
 Kwangwoon University

Abstract

The speech quality of multi-party conferencing is decreased by imbalance of a audio volume and a noise overlap caused by various devices and environments of multiple participants. To solve this problem, we propose a audio mixer algorithm combined with noise cancellation. The proposed algorithm eliminates a noise from an input audio packet before the mixing and gain control. And then, the audio packet's gain is controlled using the voice activity detection result. Finally, each gain controlled audio packets are mixing for transmit to each channel.

I. 서론

네트워크 기술의 발달로 무선플랫폼에 VoIP기술의 확장 적용됨에 따라, 이에 대한 기술개발 및 연구가 급속도로 진행되고 있다. 또한, VoIP를 기존의 일대일 통화 시스템에서 여러 명이 한꺼번에 통화에 참여하는 '다자간 회의 시스템'도 가능해 지고 있다[1].

여러 명의 사용자가 한꺼번에 음성통화를 할 경우 사용자들의 각기 다른 사용 환경과 음성입력장치의 사용으로 인해 사용자별로 각기 다른 크기의 음량을 가지는 음량불균형이 발생하고, 각 사용자의 사용 환경

에 따라 발생된 다양한 잡음이 중첩되는 현상으로 인해서 통화품질이 매우 저하되는 문제가 발생한다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서 오디오 믹서를 통해서 각 화자로부터 전달되는 음성신호에서 잡음을 제거하여 믹싱 시 발생하는 잡음중첩 현상을 방지하고, 음량을 균일하게 조정하여 각 참여자들에게 전송하는 과정이 필요하다[2].

본 논문에서는 VoIP기반의 다자간회의를 위한 잡음제거기반의 오디오 믹서 알고리즘을 제안한다.

II. 오디오 믹서 알고리즘

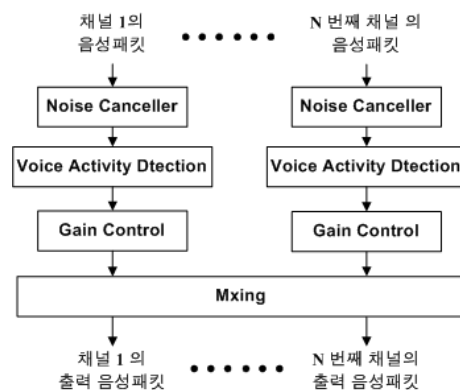


그림 1. 구현된 애플리케이션

그림 1은 본 논문에서 제안하는 잡음제거 기반의 오디오믹서 알고리즘의 블록도이다. 제안된 알고리즘은 잡음제거, 음성구간검출 게인 콘트롤, 믹싱으로 나뉜다.

2.1 잡음제거

믹싱 시, 잡음중첩 현상을 제거하기 위해서 입력된 음성패킷의 잡음을 제거하는 과정을 수행한다. 입력된 음성패킷의 잡음음성스펙트럼에서 최소잡음스펙트럼을 추정하는 Minima-Controlled Recursive Averaging (MCRA)방식을 사용하여 잡음을 추정한다. 추정된 잡음스펙트럼을 이용하여 Gaussian확률분포 기반의 Optimally Modified Log Spectral Amplitude (OM-LSA) 음성추정방식을 통해 잡음제거이득을 계산하고 입력된 음성패킷에 적용하여 잡음을 제거한다.

2.2 음성구간검출

사용자의 실제 음성신호가 존재하는 음성구간에서의 음량추정을 통해 보다 정확한 음량조절 위해서 잡음이 제거된 음성패킷을 이용해 음성구간을 검출한다. 초기에 입력된 음성패킷에서 잡음상황을 추정하여, 추정된 잡음상황에 해당하는 문턱값을 계산한다. 문턱값과 입력된 음성패킷의 에너지비교를 통해서, 에너지가 문턱값을 초과하면 음성구간으로 판단한다.

2.3 개인 콘트롤

음성구간에 해당하는 잡음이 제거된 음성패킷을 통해서 사용자의 음량을 추정한다. 추정된 음량크기를 기준음량으로 조절하기 위한 계인을 계산한다. 구해진 계인을 음성신호파형의 왜곡을 줄이기 위해서 스무스하게 계인이 변화하도록 적용한다.

2.4 믹싱

음량이 조절된 음성패킷을 각 채널에 전송하기 위해서 믹싱을 수행한다. 해당 채널의 사용자는 자신의 음성패킷을 다시 청취할 필요가 없기 때문에, 자신의 음성패킷을 제외한 타 채널의 음성패킷을 모두 합성하여 전달받는다. 타 채널의 출력음성패킷도 동일한 과정을 거쳐 합성되고 각 채널로 전달된다.

III. 실험결과

제안된 알고리즘의 성능을 검증하기 위해서, 4명의 화가가 실제 다자간회의시스템을 이용해서 대화하는 상황을 구성하여, 각 채널의 음성신호를 믹싱 하는 일반믹싱과 제안된 방식의 출력결과를 비교하였다. 그림 2를 보면, 일반믹싱의 출력신호는 각 채널에서 입력되는 잡음이 중첩되어 잡음의 크기가 상승되었고, 각 채널의 음성신호의 크기가 불균일한 현상을 보이고 있다. 제안된 방식에서는 잡음제거를 통해서 믹싱 시 발

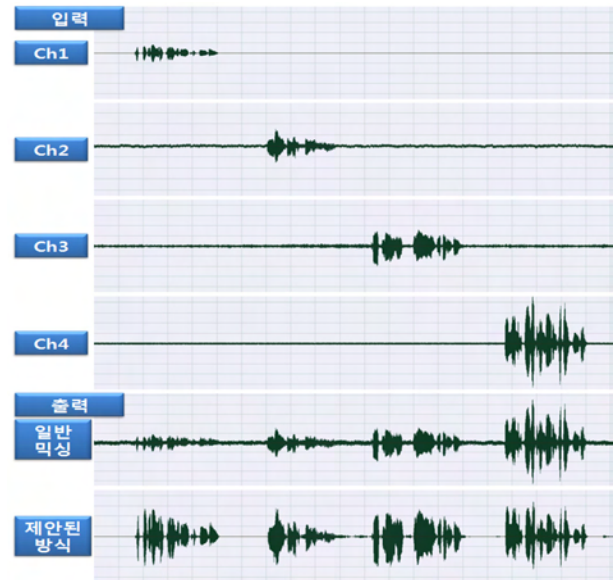


그림 2. 입출력 결과 비교

생하는 잡음중첩현상을 방지하여 잡음의 영향이 줄어든 모습을 볼 수 있으며, 각 채널의 음성신호의 크기가 균일하게 음량이 조절된 모습을 확인 할 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 VoIP기반의 다자간회의를 위한 잡음 제거기반의 오디오믹서 알고리즘을 제안하였다. 실험 결과 제안된 방식은 각 채널로부터 입력되는 음성패킷의 잡음제거를 통해서 믹싱 시 잡음의 중첩으로 인해 발생하는 잡음레벨상승문제를 해결하였고, 다양한 크기를 가지는 각 채널 음성신호의 음량을 모두 균일하게 조절시켜 출력되었다. 제안된 방식은 다자간회의 시스템에 효과적으로 적용할 수 있다고 판단된다.

감사의 글

이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(2012-0001941).

참고문헌

- [1] V. M. Baskaran, "Audio Mixer with Automatic Gain Controller for Software Based Multipoint Control Unit," Circuits and System(APCCAS), 2010 IEEE Asia Pacific Conference on, pp. 164-16, 2010.
- [2] S. P. Chandra, K. M. Senthil, and M. P. P. Bala, "Audio Mixer for Multi-party Conferencing in VoIP," in IEEE Proc. Intl. Conf. Internet Multimedia Services Architecture and Applications, pp. 1-6, 2009.

인터랙티브 소셜TV에서의 사용자 반응 사운드 인식 알고리즘

이준용, 류상현, *김형국
광운대학교

e-mail : Jasonlee88@nate.com, rshfly@nate.com, *hkim@kw.ac.kr

User's Reaction Sound Recognition Algorithm in Interactive Social TV

Jun-Young Lee¹, Sang-Hyeon Ryu², *Hyoung-Gook Kim¹
Department of the Eletronics Convergence Engineering¹
Department of the Wireless Communications Engineering²
Kwangwoon University

Abstract

In this paper, we propose a user's reaction sound recognition algorithm in interactive social TV. The proposed reaction sound recognition system is extracting robust audio features in noise environments, and applying the optimized automatic classification algorithm. And it provides the system which can accurately deliver the user's reaction to opponent.

I. 서론

최근 IPTV, 스마트 TV의 보급으로 TV에 인터넷 접속 기능이 결합되어 기존 TV의 단방향 서비스 형태에서 쌍방향 서비스 형태로 변화하고 있다. 특히 스마트 TV에서는 각종 앱(application: 응용프로그램)을 설치해 웹 서핑 및 VOD시청, 소셜 네트워크 서비스(Social Networking Service), 게임 등의 다양한 기능을 활용할 수 있는 소셜TV에 대한 관심이 늘어나고 있다.

소셜TV를 통하여 손쉽게 영상전화를 할 수도 있고, TV를 시청하면서 친구들과 트위터나 페이스북과 같은 소셜네트워킹을 이용해 대화를 할 수도 있다. 하지만 TV를 시청하면서 텍스트를 작성하기에 TV시청에 방해가 되는 점과 리모컨 입력 불편하다는 단점을 지니

고 있다.

본 논문에서는 위에서 설명한 문제점을 해결하기 위하여 인식 정확도가 높은 사용자 반응 사운드 자동인식 알고리즘을 제안한다.

II. 사용자 반응 인식 시스템

사용자 반응 사운드 인식을 하기 위해서는 분류시스템에서 잘 알려져 있는 특징 값을 사용하여 잡음환경에서 사용자 반응을 잘 분류할 수 있는 오디오 특징 값을 선택한다. 선택된 특징 값을 Gaussian Mixture Model(GMM), Gaussian Mixture Model - Universal Background Model(GMM-UBM), Hidden Markov Model(HMM), Support Vector Machine(SVM)의 분류기를 이용하여 사용자 반응을 분류하고 사용자 반응 인식에 가장 적합한 분류기를 선택하였다.

분류기의 작동은 모델 학습단계와 분류단계 2가지로 나누어진다. 먼저 모델링 단계에서는 분류할 각 클래스에 대한 충분한 오디오 데이터를 입력 받아 특징 값

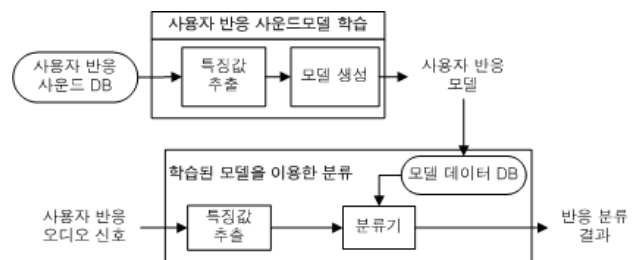


그림 1. 분류기의 기본 구조

을 추출하고 추출된 특징값을 이용하여 모델 데이터 DB에서 저장한다. 분류단계에서는 분류가 필요한 오디오를 입력 받아 특징 값을 추출한다. 추출된 특징값은 모델학습 단계에서 생성된 모델과 비교해 가장 유사한 클래스로 분류한다. 본 논문에서는 사용자 반응 오디오 신호를 입력받아 박수, 환호, 웃음, 야유, 아쉬움, TV잡음으로 클래스를 분류하였다.

2.1 사용자 반응 사운드의 특징값 추출 방법

본 논문에서는 사용자 반응 인식을 위한 특징값으로 Mel Frequency Cepstral Coefficient(MFCC)를 이용한다. MFCC는 사람이 인지하는 주관적 주파수의 특성을 반영한 mel척도에 따라 필터뱅크를 비선형으로 구성하여 사용하여 음성인식에 효과적이라고 알려져 있다.

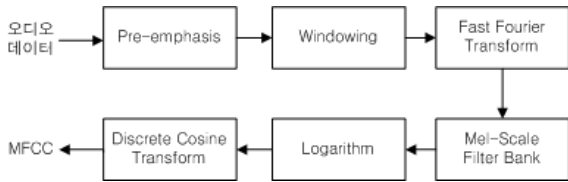


그림 2. MFCC 추출과정

먼저 귀의 주파수 특성을 모델링하기 위해 고대역 통과 특성을 가지는 Pre-emphasis 필터를 거친다. Pre-emphasis된 신호는 Windowing을 통해 여러 구간으로 나뉘게 된다. 다음 모든 구간에 대해 Fast Fourier Transform(FFT)를 수행하여 주파수영역으로 변환하고 Mel-scale filter bank를 거쳐 각 bank에서의 에너지를 구한다. 여기서 구한 에너지에 로그를 취한 후 DCT를 적용하면 MFCC 특징 벡터가 구해진다.

III. 실험결과

실험에는 실제 TV에서 스포츠 경기를 관람하며 스마트 TV에 설치된 캡코더(CY-STC110)를 사용하여 TV앞 4~5m 사이의 사용자 반응(박수, 함성, 웃음, 아쉬움, 야유, TV잡음)사운드를 15dB의 TV잡음 환경에서 녹음하였다. 오디오 데이터는 Stereo의 16Khz 샘플링레이트를 사용하였으며, 각 클래스에 대하여 7분길이의 오디오를 녹음하였다. 5분길이의 데이터는 모델링에 사용하였으며, 2분길이의 데이터는 테스트에 사용하였다.

3.1 특징값 비교

본 논문에서는 MFCC(39차), Rasta-PLP(39차), LPCC(32차), Spectral Flatness(16차), Spectral Envelop(10차)의 특징값을 GMM분류기를 통해 사용자 반응을 분류하였고, 결과는 다음 표 1와 같다. 실험결

	MFCC	Rasta-PLP	LPCC	Spectral Flatness	Spectral Envelop
정확도 (%)	94.61	89.24	79.19	82.2	68.92

표 1. 특징값별 정확도 비교

과 MFCC가 사용자 반응인식에서 가장 좋은 결과를 보여 주었다. 이를 통해 사람이 인지하는 주관적 주파수 특성을 반영한 Mel-Filter를 이용한 MFCC 방식이 사용자 반응에 적합하다는 것을 알 수 있었다.

3.2 분류기 비교

본 논문에서는 GMM, GMM-UBM, HMM, SVM과 특징값 MFCC(39차)를 이용하여 사용자 반응 분류를 실험하였다. 실험결과는 다음 표 2과 같으며, GMM이 평균 94.61%의 정확도로 가장 높은 인식률을 보였다.

	GMM	GMM-UBM	HMM	SVM
정확도(%)	94.61	92.85	90.38	90.45

표 2. 분류기별 정확도 비교

IV. 결론

본 논문에서는 소셜TV에서 사용자 반응 사운드 인식 알고리즘을 제안하였다. 실험결과를 통해 MFCC를 특징값으로 사용하여, GMM을 통해 모델을 생성하고 클래스를 분류하는 것이 인터랙티브 소셜TV에서의 사용자 반응 사운드 인식 알고리즘에 가장 적합하다고 판단되었다.

감사의 글

본 연구는 광운대학교 제 9회 KWIX 지원사업의 연구결과로 수행되었음.

참고문헌

[1] D. Povey, L. Burget, M. Agarwal, P. Akyazi, K. Feng, A. Ghoshal, O. Glembek, N. K. Goel, M. Karafiát, A. Rastrow, R. C. Rose, P. Schwarz and S. Thomas “Subspace Gaussian mixture models for speech recognition,” in Proc. of IEEE ICASSP, pp. 4330-4333, Dallas, TX, USA, Mar. 2010.

[2] M. J. Alam, T. Kinnunen, P. Kenny, P. Ouellet and D. O’Shaughnessy, “Multi-taper MFCC Features for Speaker Verification using i-vectors,” in Proc. of IEEE Workshop on Automatic Speech Recognition and Understanding, pp. 547 - 552, Waikoloa, Hawaii, Dec. 2011.

수신단 기반의 VoIP 음질향상을 위한 음성신호 분류 알고리즘

*이정성, 김형국
광운대학교 전파공학과
e-mail : imsp_ljs@nate.com, hkim@kw.ac.kr

Speech Signal Classification Algorithm for Receiver-Based Enhancing VoIP Speech Quality

*Jung-Sung Lee, Hyoung-Gook Kim
Department of the Wireless Communications Engineering
Kwangwoon University

Abstract

This paper proposes a speech signal classification algorithm for enhancing VoIP speech quality at the receiving portion. Pitch-period estimates are obtained using an adaptive thresholding approach based on the analysis of multiple features of short segments, and provide the robust speech signal classification against background noise. The classification results are used in the playout scheduling and loss concealment which are the important functionalities to be implemented for the receiver-based enhancing VoIP speech quality.

I. 서론

VoIP는 최근 음성통신 분야에서 급부상하고 있는 기술이다. 점점 더 많은 스마트폰 사용자들이 모바일 VoIP서비스를 이용함에 따라, VoIP 기반의 통신시스템과 가전제품 시장은 급격하게 성장하고 있다.

하지만 VoIP는 아직 네트워크를 통해 양질의 음성을 제공하지 못하고 있고 이러한 부분은 중요한 이슈로 떠오르고 있다. 패킷 손실, 패킷 지연 그리고 네트워크 지연 변화(지터)와 같은 많은 요인들이 VoIP 서비스품질에 부정적인 영향을 미치고 있다. 따라서 현재 통신시스템의 다양한 분야에서 지연을 줄이고, 지터를 일정하게 유지하고, 손실을 복원시키기 위한 연구들이 이루어지고 있다. 본 논문에서 손실은커녕 수행 시 필요한 음성신호 분류 알고리즘을 제안한다.

II. 음성신호 분류 알고리즘 설명

제안된 방식은 특징들의(짧은 시간의 에너지, ZCR,

자기 상관 함수 그리고 칼만 필터) 결합을 사용한다. 이런 특징들의 값은 배경음 노이즈에서의 값과 다양한 음성에서의 값이 서로 다르기 때문에 이 값들을 이용하여 획득된 적응적인 문턱 값을 음성, 비음성, 묵음 또는 배경음 분류에 적용한다.

그림 1.은 제안된 신호 분류의 전체적인 흐름을 보여주는 알고리즘이다.

(첫 번째 단계) 20ms 음성 프레임에 해밍 윈도우를 적용하여 STE(Short-Time Energy)를 계산한다. 이와 동시에 자기상관함수를 이용하여 피치 추정들을 획득하고 이렇게 획득된 피치 추정에 칼만 필터를 적용하여 정확한 피치 추정 값을 획득하고 이 피치 추정에서 느리게 변하는 요소와 빠르게 변하는 요소를 분류한다. 칼만 필터는 시간에 맞는 피치 주기의 일반적인 동작에 의존하는 추정을 만들고 이 추정을 사후추정을 획득하기 위한 측정값을 사용하여 갱신한다.

(두 번째 단계) 특정 구간 이내 프레임의 STE 값으로 STE(짧은 구간 에너지) 문턱값 θ 를 계산하고 이와 동시에 KFPS(칼만 필터 기반의 피치 추적과 스무딩) 문턱값 ψ 를 계산하고 이 값들을 이용하여 음성 프레임과 비음성 프레임을 구분한다. 이 후 ZCR의 적응적인 문턱값 ϕ 를 계산하여 음성프레임으로 구분된 프레임을 다시 한번 음성, 비음성 프레임으로 분류하는데 사용한다.

(세 번째 단계) 프레임의 STE가 θ 보다 작고 KFP가 ψ 보다 작다면, 그 프레임을 비음성 프레임(묵음 또는 배경음 노이즈)으로 결정하고, 반대 경우 음성 프레임으로 구분한다.

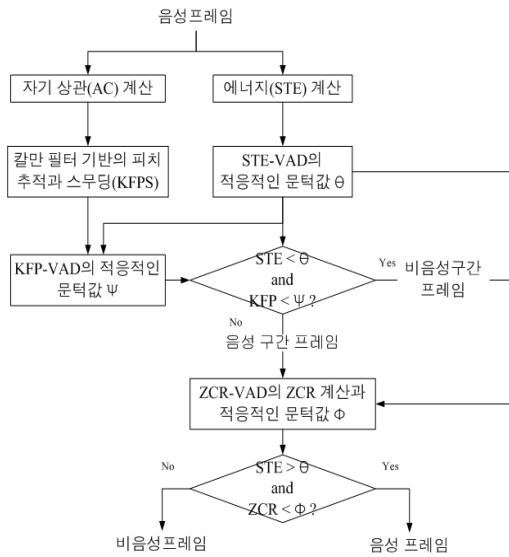


그림 1. 신호 분류의 전체적인 블록도

(네 번째 단계) 특정 프레임이 비음성 프레임으로 구분되어지고 STE가 θ 보다 크고 ZCR가 θ 보다 작다면, 그때 그 프레임을 음성 프레임으로 결정한다. 이와 반대의 경우 그 프레임을 비음성 프레임으로 구분된다. 칼만 필터와 분류결과로 획득된 피치 추정은 IP네트워크를 통해 전달되는 음성품질의 향상을 위해 제안된 재생 스케줄링과 패킷 손실은닉에서 효과적으로 사용된다.

III. 실험결과

신호 분류(PSC)방식을 클린과 노이즈 환경에서 다른 일반적인 접근들과 비교하였다. 테스트 DB는 각각 다섯 명의 남성과 여성의 화자들이 말한 문장을 16kHz로 샘플링 하였고 전체 길이는 대략 10분의 한국어 문장을 사용하였다. 세 가지 다른 유형의 노이즈(배블잡음, 움직이는 자동차 잡음, 화이트 잡음)를 clean, 20dB에서 5dB까지 5dB단위로 감소하는 SNR 잡음강도로 각각DB를 구성하였다. 주어진 방식의 성능을 측정하기 위해 아래와 같은 세 가지 측정을 사용하였다. (1) AVDE(the averaged voicing decision error)는 결정된 음성구간이 실질적으로 음성구간이 아닌 프레임의 비율이다. (2) AGPE(the averaged gross pitch error)는 피치 추적부와 F0의 상대적인 에러가 문턱 값의 20%보다 높은 기본 참 값들의 결정이 유성음인 프레임의 비율이다. (3)AFPE(the averaged fine pitch error)는 상대적인 에러, F0의 분산의 표준 편차로 정의된다. 상대적인 에러 F0는 문턱 값의 20%보다 아래인 값을 의미한다.

표 1.은 클린 음성과 세 가지 노이즈 상태에 대한 피

치 추적 에러의 평균값을 나타낸다.

방식	PSC	AC	SRH	Kalman
AVDE	3.34	13.88	11.21	6.56
AGPE	2.38	5.45	2.64	3.27
AFPE	2.51	2.56	2.98	3.36

표 1. 피치 추적 에러의 평균값

제안된 음성 분류방식(PSC)을 타임 범위에서 AC, SRH (summation of residual harmonics), 또한 칼만 기술들과 비교한 결과, AVDE, AGPE 그리고 AFPE 조건에서 최상의 결과가 측정되었다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서 손실은닉 수행 시 필요한 신호를 분류하는 알고리즘을 제안한다. 실험결과 제안된 방식은 특징들의(짧은 시간의 에너지, ZCR, 자기 상관 함수 그리고 칼만 필터) 결합한 특징값을 이용하여 적응적인 문턱 값을 구하고 이를 이용하여 음성, 비음성, 목음 또는 배경음 분류에 적용한다. 실험결과를 통해 제안된 방식의 신호분류를 통해 손실은닉 수행 시 향상된 음성 품질을 제공할 것이라 판단된다.

감사의글

이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(2012-0001941).

참고문헌

- [1] B. Sat, and B. W. Wah, "Analyzing Voice Quality in Popular VoIP Applications," IEEE Transactions on Multimedia, vol.16, issue 1, pp.46-59, Jan. 2009.
- [2] M. S. Rahman, and T. Shimamura, "Pitch Determination using Autocorrelation Function in Spectral Domain," Eleventh Annual Conference of the International Speech Communication Association, pp.653- 656, Sep. 2010.
- [3] C. Shahnaz, W.-P. Zhu, and M. O. Ahmad, "Pitch Estimation Based on a Harmonic Sinusoidal Autocorrelation Model and a Time-Domain Matching Scheme,"IEEE Transactions on Audio, Speech and Language Processing, vol. 20, no. 1, Jan. 2012.
- [4] S. L. Ng, S. Hoh, and D. Singh, "Effectiveness of Adaptive Codec Switching VoIP Application over Heterogeneous Networks," 2nd International Conference on Mobile Technology, Applications and Systems, Guangzhou, China, pp. 7-13, Nov. 2005.

스마트폰 개인항법장치의 사용모델 기반 보폭추정 알고리즘 보정 기법

*박만호, 이숙진

한국전자통신연구원 무선접속제어시스템연구실

e-mail : mano@etri.re.kr, sjlee@etri.re.kr

Parameter Correction Method of Step Length Estimation Algorithm based on The Pattern Discrimination of Smartphone PDR.

*Man-Ho Park, Sook-Jin Lee

Wireless Access Control Research Section

Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

The step length of the user is one of the important factors of the PDR (Pedestrian Dead Reckoning) system. though many studies to estimate precisely step length have been carried out, they have a limitation that experimental assumption is different from real user environments. In this paper, we carried out a study and propose the experimental solution to solve the problem.

하기 위한 걸음 검출 알고리즘(Step Detection Algorithm), 보폭 추정 알고리즘(Step Length Estimation)으로 구성된다. 이중 보폭을 효과적으로 추정하기 위하여 많은 연구가 수행되었으나, 보폭 추정을 위한 실험모델의 기본 가정이 대체로 스마트폰 사용 환경과는 상이하다는 문제점이 있다. 본 논문에서는 사용 환경을 고려한 보폭 추정 알고리즘 연구를 수행하였으며 그 실험적 해결 방법을 제시코자 한다.

I. 서론

최근 스마트폰의 급속한 보급과 발전은 관련 서비스 환경에도 큰 영향을 끼치고 있다. 기존 고가의 관성항법장치(Inertial Navigation System)를 기반으로 발전된 개인항법장치 기술은 최근 MEMS 기술의 발달에 의해 소형 저가 관성센서가 개발되어 스마트폰에 적용됨에 따라 스마트폰을 활용한 개인항법 기술개발이 본격적으로 연구, 개발되고 있는 추세이다. 이러한 개인항법장치기술을 구성하는 핵심 알고리즘은 사용자의 진행 방향을 추정하는 방향 추정 알고리즘(Heading Estimation Algorithm)과 사용자의 이동 거리를 추정

II. 본론

2.1 보폭 추정 알고리즘

스마트폰 기반 개인항법장치는 초기 기준위치로부터 이동한 사용자의 상대적인 위치를 계산하기 위하여 내장 관성항법장치용 센서를 이용하여 사용자의 걸음수, 보폭 그리고 진행방향을 추정하게 된다. 걸음 수와 보폭의 계산을 위하여 일반적으로 가속도 센서로부터 얻는 신호 정보를 분석하여 보폭과 걸음수를 추정하는데 신뢰도 있는 보폭 추정을 위하여 다양한 연구가 수행되었다.

보폭 추정 알고리즘은 크게 정적 추정과 동적 추정으로 구분되는데, 정적추정은 사용자의 신장과 같은 정보를 이용하여 사용자의 보폭을 상수로 설정하고 이

동 시 사용자의 보폭이 일정하다고 가정하는 방법이다. 이에 반하여 동적인 방법은 사용자의 이동시 발생하는 정보를 활용하여 사용자의 보폭을 상황에 맞도록 보정함으로써 그 정확도를 높이고자 하는 방법으로 대표적인 알고리즘으로는 GPS와 같은 절대좌표 정보를 활용하여 이동한 거리를 측정 한 후 이동 구간의 걸음 수를 이용하여 보폭을 측정하는 방법과 걸음 발생 빈도, 가속도계 신호 특성 등 사용자 이동시 발생하는 정보를 활용하여 사용자의 보폭을 추정하는 방법이 제안되었다[1][2][3][4].

사용자 이동의 생태적 특성분석을 통하여 사용자의 이동속도, 즉 걸음 발생 빈도는 가속도계 신호의 크기에 밀접한 연관이 있으며 이를 간략한 수식으로 표현하면 다음과 같다[5].

$$Step_Length \approx \sqrt[4]{A_{max} - A_{min}} \times K \quad (1)$$

이외 다른 연구들을 통하여서도 사용자의 보폭을 정확하게 측정하기 위한 알고리즘이 제안되었으나 대체로 효과적인 보폭 측정을 위하여 센서의 위치가 발목이나 허리와 같이 신호검출이 용이한 지점에 고정되었다고 가정하거나 사용 환경에 따라 고정된 인자값을 적용함으로써 실제 환경에 적합하지 않다는 한계점을 지니고 있다.

2.2 사용 모델에 의한 보폭 추정 보정

본 논문에서는 스마트폰을 이용한 가속도계 신호의 측정 시 실제적인 사용 환경과 적합하도록 4가지 사용자 모델 - 사용자 단말 주시, 사용자 단말 파지, 사용자 상의 소지, 사용자 하의 소지- 로 구분하여 그 특성을 조사하였다. 일정 직선거리를 이동하는 사용자의 스마트폰 내장 가속도 센서의 신호를 50Hz로 표본화하여 획득한 후 신호 평균, 분산과 가속도의 최대-최소값 등의 특징을 분석함으로써, 스마트폰 개인항법장치 이용 시 사용 모델별로 발생하는 가속도계 신호의 특성 변화에 대하여 연구하였다. 그림 1은 사용자 주시환경에서 수집된 가속도계 신호와 이를 분석한 특징을 나타낸 것이다. 분석된 모델별 특징을 이용하여 기존 보폭 추정알고리즘을 다양한 스마트폰 사용모델에 적용할 때 발생하는 오차를 최소화할 수 있는 오차보정방법을 식 (2)와 같이 제안하였다.

$$K_{model} = \begin{cases} \alpha \cdot K & , \text{if } C_{model} > \xi \\ K & , \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

where, $C_{model} : (A_{max} - A_{min}) / Var(A)$
 ξ : 일반적오차보정 임계값
 α : 보정상수

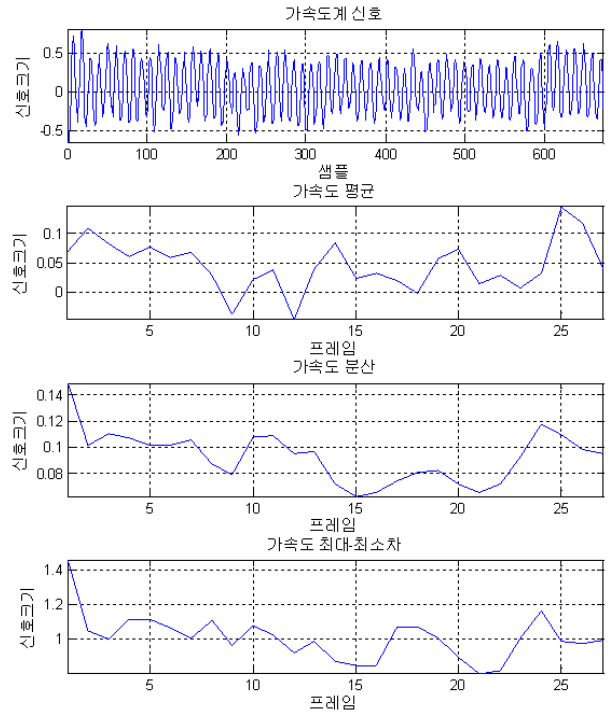


그림 1. 가속도 센서 신호와 특징값의 예

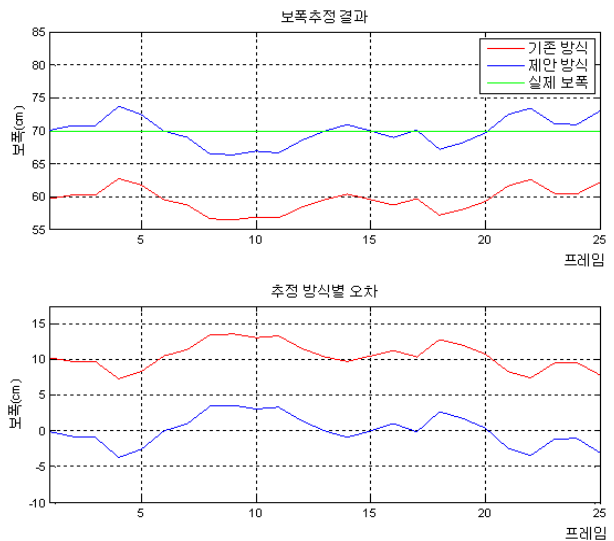


그림 2. 보폭 추정 결과와 오차의 예

III. 실험결과

가속도 센서 정보 획득을 위해 실험에 사용된 스마트폰 단말로는 삼성의 갤럭시 노트와 구글의 넥서스4가 이용되었다. 스마트폰 사용 모델에 의한 영향을 최소화하기 위해 추정한 일반적 오차보정 임계값과 보정치는 실험적 분석을 통하여 구하였다. 가속도 신호를 활용한 기존 알고리즘과 보정 알고리즘을 통한 추정 보폭을 계산하였으며, 이동거리 대비 걸음 수 정보를

이용하여 계산한 평균보폭에 대한 추정결과와 오차를 비교하여 성능을 분석하였다. 그림 2은 사용자 주시환경에 대한 기존 방식과 제안된 방식의 보폭 측정 결과와 실제 보폭에 대한 오차를 나타낸 것이다.

표 1은 갤럭시 노트를 이용하여 측정한 가속도 센서 정보에 대한 각 사용 모델별 성능을 나타낸 것으로 이를 통해 제안된 보폭 추정 알고리즘이 전반적으로 양호한 결과를 보임을 확인할 수 있다.

표 1. 보폭추정 기법의 성능

사용 모델 구분	이동 거리 (m)	평균보폭(cm)			오차율(%)		
		실제 값	기존 방식	제안 방식	기존 방식	제안 방식	
단말 주시	1회	50.50	72.0	61.1	71.7	15.2	0.4
	2회	49.05	70.0	59.5	69.9	15.0	0.2
	3회	48.70	70.0	60.1	70.6	14.2	0.8
	평균	49.42	70.7	60.2	70.7	14.8	0.5
단말 파지	1회	50.91	73.0	71.1	71.1	2.7	2.7
	2회	51.31	73.0	73.7	73.7	1.0	1.0
	3회	50.72	72.0	71.9	71.9	0.1	0.1
	평균	50.98	72.7	72.2	72.2	1.3	1.3
상의 소지	1회	50.66	72.0	71.4	72.4	0.9	0.6
	2회	50.20	72.0	71.8	72.5	0.3	0.8
	3회	50.89	73.0	72.5	73.3	0.7	0.5
	평균	50.58	72.3	71.9	72.8	0.6	0.6
하의 소지	1회	51.09	73.0	78.6	78.6	7.7	7.7
	2회	49.84	71.0	76.2	76.5	7.4	7.8
	3회	50.93	73.0	72.8	74.4	0.2	1.9
	평균	50.62	72.3	75.9	76.5	5.1	5.8

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 스마트폰 기반의 개인항법장치에 적용 가능한 개선된 보폭 추정 알고리즘을 제시하였다. 실제적인 사용모델별로 센서 신호의 특징을 분석하고 이를 이용하여 기존 알고리즘을 보정케 함으로써 개량된 보폭 추정 성능을 얻을 수 있었다. 이를 통하여 스마트폰기반 개인항법서비스를 이용하는 사용자의 실제적 환경에 적합하고 오차가 작은 보폭추정 알고리즘을 제안함으로써 측위 서비스 신뢰도를 향상하는 효과가 있다. 추후 보다 일반화된 보정방법과 다양한 스마트폰 모델에 적용가능성에 대한 연구가 계속될 예정이다.

Acknowledgment

본 연구는 방송통신위원회의 "5m 정밀도의 증강현실 서비스 지원 LBS 플랫폼 개발"과제의 연구결과물로 수행되었음(KCA-11913-04003)

참고문헌

[1] S. H. Shin, C. G. Park, J. W. Kim, H. S. Hong, and J. M. Lee, "Adaptive Step Length Estimation Algorithm Using Low-Cost MEMS Inertial Sensors," IEEE Sensors Applications Symposium, 2007. SAS '07, pp. 1 - 5, 2007.

[2] Q. Ladetto, "On foot navigation: continuous step calibration using both complementary recursive prediction and adaptive Kalman filtering," Proceedings of ION GPS, vol. 2000, pp. 1735 - 1740, 2000.

[3] 이정호, 신범주, 함보라, 박진우, 이택진, "스마트폰을 이용한 Wi-Fi 와 IMU 기반의 보행자용 실내 항법 시스템," 한국통신학회 학술대회논문집, pp. 173 - 174, Feb. 2012.

[4] L. Fang, P. J. Antsaklis, L. A. Montestruque, M. B. McMickell, M. Lemmon, Y. Sun, H. Fang, I. Koutroulis, M. Haenggi, and M. Xie, "Design of a wireless assisted pedestrian dead reckoning system-the NavMote experience," Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, vol. 54, no. 6, pp. 2342 - 2358, 2005.

[5] H. Weinberg, "Using the ADXL202 in pedometer and personal navigation applications," Analog Devices AN-602 application note, 2002.

Segmental CRF 기반의 음성인식 성능 향상을 위한 음소 군집 심볼 이벤트 검출기 개발

*조근석, *박상준, **정호영, *한민수

*한국과학기술원 전기및전자공학과, **한국전자통신연구원 음성처리연구팀

e-mail : kscho83@kaist.ac.kr, psj@kaist.ac.kr, hjung@etri.re.kr, mshahn@ee.kaist.ac.kr

Development of Phoneme Clustering Symbol Event Detector for Performance Enhancement of Speech Recognition using Segmental CRF

*Keunseok Cho, *Sangjun Park, **Hoyung Jung, *Minsoo Hahn

*Dept. of Electrical and Engineering, KAIST

**Spoken Language Processing Team, ETRI

Abstract

In this paper, the enhancement method of speech recognition through development of new symbol recognizer by phoneme clustering using segmental CRF is proposed. Using segmental CRF model, the speech recognition method integrates baseline recognition results, segmental features, and various event information. New symbol recognizer is developed by clustering initial consonant, vowel, consonant placed under vowel of phonemes and combined with segmental CRF. The performance of the proposed algorithm is evaluated by speech recognition experiments. We report the promising results of the proposed method.

I. 서론

일반적으로 현재 모바일 혁명과 빅데이터 시대에 접어들면서 자연스러운 인터페이스와 용이한 정보 검색에 대한 요구가 증가하고 있다. 모바일 환경에서 사용자가 이용하기 쉽고 자연스러운 검색을 위해 음성인식 기술을 이용한 음성 검색 서비스가 꾸준히 개발되고

있고, 대화형 검색 서비스나 개인 비서 서비스 등이 등장 하고 있다.

최신 기술 중 하나인 segmental conditional random field (Segmental CRF)는 다양한 지식을 결합하는 음성인식 방법이다 [1]. Segmental CRF는 여러 개의 인식엔진으로부터 얻은 결과, 프레임 특징에 세그먼트 특징을 결합하는 모델 방식, 세그먼트 특징 정보 및 음성학적 이벤트 정보를 결합하는 방식의 음성인식 기술이다. Segmental CRF를 통해 대어휘 음성인식 성능을 개선하는 데 다양한 지식을 결합할 수 있게 되었다. 음소인식기를 이벤트 검출기로 사용한 기존의 방식은 음소인식기 성능이 낮고 실 환경 데이터에 대해 음소인식기의 빈번한 삽입 오류로 인해 성능 저하가 발생하여 segmental CRF를 이용한 인식 결과의 개선이 크지 않았다. 이를 위해 본 논문에서는 기존의 음소인식기의 결합을 통한 음성인식 결과를 향상시키기 위해 음소를 각 초성, 중성, 종성별 군집화를 통해 새로운 심볼을 갖는 음소 군집 심볼 인식기 개발을 통한 음성 인식 성능 향상 방법을 제안하였다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. II장에서는 다양한 지식을 결합하는 음성인식 방법인 segmental CRF를 소개하고, III장에는 각 초성, 중성, 종성별 군집화를 통해 새로운 심볼을 갖는 제안된 음소 군집 심볼 인식 이벤트 검출기에 대해 설명한다. IV장에서 음성 인식 실험결과를 보이고, V장에서 결론을 맺는다.

II. Segmental CRF

대 어휘 음성인식 성능을 개선하기 위하여 다양한 지식을 활용하는 방안이 연구되어 왔다. Segmental CRF는 단어 단위의 세그먼트를 정의하고, 결정된 단어 세그먼트에 대해 여러 개의 인식엔진에서 인식된 단어 결과와 세그먼트 특징 정보 및 음성학적 이벤트 정보를 결합하여 conditional random field (CRF)로 학습하는 방식이다. 기존 HMM 방식은 다양하고 복잡한 구조를 모델링이 가능한 반면 모든 관측치 간에 독립이라는 가정이 필요했고, CRF 방식은 주어진 입력 데이터 열에 대해 레이블 열의 확률을 이용하는 조건 확률을 이용하여 관측치 간에 독립이라는 가정을 완화시킬 수 있지만, 다양한 길이의 데이터에 대한 특징 표현이 부족하였다. 반면에 segmental CRF는 CRF 장점을 유지하면서 세그먼트 단위의 다양한 길이를 갖는 입력데이터를 이용할 수 있는 특징을 지닌다 [1]. 그림 1은 segmental CRF 기반 음성인식기의 기본적인 구조를 나타낸다. SCRF로 훈련하기 위해서 음성데이터의 단어별 레이블 정보와 베이스라인 인식기의 결과와 lattice정보가 필요하다. 다양한 segmental 음성 특징을 통합하기 위해서는 external feature값을 lattice정보에 넣어줘야 한다. 다양한 음성학적 이벤트 정보를 통합하여 구성된 SCRF 모델을 maximum entropy criterion에 기반 하여 훈련하게 된다 [1]. 여러 가지 정보를 통합하여 입력으로 사용하는 segmental CRF 모델은 훈련을 통해 각 인식 엔진과 이벤트 검출기, external feature에 대하여 가중치가 정해지고, 디코딩 단에서 여러 가지 정보에 대한 결과가 조건부 확률의 가중치 합을 통해 rescoring 되어 인식 성능을 향상시킬 수 있다.

III. 제안된 음소 군집 심볼 이벤트 검출기

II 장에서 언급한 것과 같이 segmental CRF 구조는 여러 가지의 음성학적 이벤트 검출 결과를 결합하여 주며, 인식 성능 향상을 위해서는 일관성이 있는 이벤트 검출기가 필요하다. 훈련에 참여한 단어와 인식에 참여한 단어들이 일관성 있는 특징 셋을 가지지 못한다면 segmental CRF 기반 음성인식 결과의 급격한 성능저하가 발생한다. Microsoft사에서 제공하는 MS SCARF에서는 기본적으로 일반적인 음소인식기를 이벤트 검출기로 사용한다 [1]. 음소인식기 성능은 일반적으로 60 ~ 70% 대의 성능을 보이기 때문에 음소인

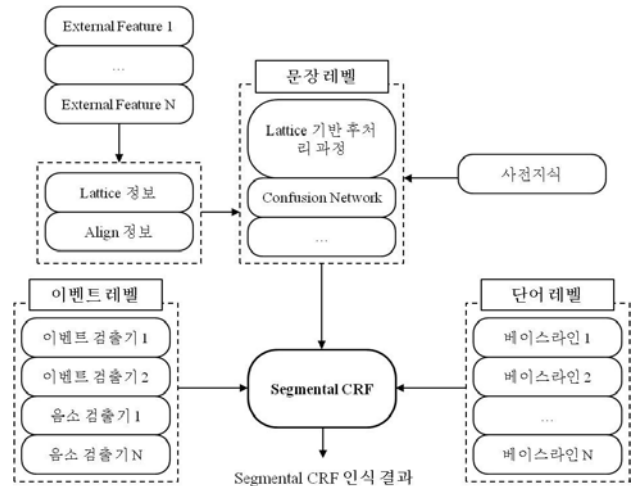


그림 1. Segmental CRF 음성인식 구조

식기를 이벤트 정보로 사용된 segmental CRF 성능 결과를 향상시킬 필요가 있다. 본 논문에서는 segmental CRF를 통한 음성인식 성능을 향상시키기 위해 음소 군집 심볼 이벤트 검출기로 제안하였다.

3.1 음소 군집 심볼 생성 과정

제안한 음소 군집 심볼 인식기는 한국어 음성을 기준으로 음소를 초성, 중성, 종성별로 나눈 후, 특징벡터의 가우시안 분포가 가까운 음소끼리 군집시켜 새로운 심볼로 다시 훈련하는 방식으로 개발하였다. 그림 3은 음소 군집 이벤트 검출기의 전체적인 블록 다이어그램이다. 음소 군집 인식기의 특징 벡터로 MFCC 39차를 사용하였다. 그림 3과 같이 음소 정보를 이용하여 음소 군집 심볼을 생성하기 위해서 단계별 처리 과정이 필요하다. 음소 별 가우시안 분포를 만들어 주기 위해 각 음소에 해당하는 MFCC를 추출하여 수집하는 과정이 필요하다. 여기서 중요한 정보는 forced alignment 정보이다. forced alignment 정보는 특징 벡터와 어휘 정보, 음향모델을 이용하여 음소단위의 경계를 추출한 것이다. 추출한 MFCC 통해 각 음소 별 가우시안 분포를 예측하고, 각 음소에 대해 군집을 수행한다. 음소 군집에 대해 심볼을 정의해 주고 다시 HTK 훈련을 수행하여 음소 군집 심볼 모델을 생성한다. 생성된 음소 군집 심볼 모델을 통해 실제 음성 데이터를 가지고 심볼 인식을 수행하여 심볼 이벤트 검출기로 활용한다. 베이스라인 단어 인식 결과와 함께 심볼 결과가 segmental CRF의 입력으로 사용되어 segmental CRF 훈련단계에서 음소 세그먼트 단위의 심볼에 대해 가중치가 결정된다. 결정된 가중치에 의해서 조건부 확률을 통해 re-scoring 되고 최종적으로 세그먼트 단위가 수정되어 인식결과를 얻을 수 있다.

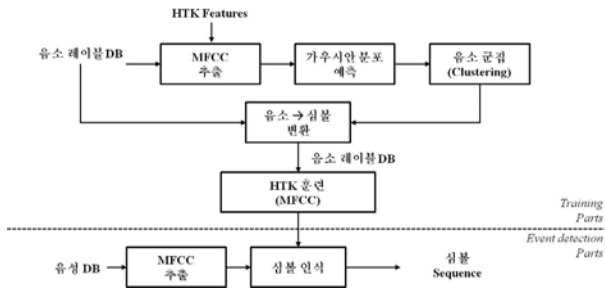


그림 2. 음소 군집 이벤트 검출기의 블록 다이어그램

3.2. 심볼 생성을 위한 음소 군집 방식

그림 3은 가우시안 분포를 통한 음소의 군집 방식을 나타낸다. 음소 별 가우시안 믹스처를 초성, 중성, 종성에 대해 각각 음소를 분류한다. 한국어 특성상 초성, 중성, 종성 사이에 군집을 분리해 줌으로써 군집 오류를 최소화 하였다. 분류된 음소의 가우시안 분포를 통해 가우시안 믹스처 사이의 거리를 측정한다. 가우시안 믹스처 사이의 거리를 측정하는 여러 가지 방식 중 하나인 Bhattachayya distance 방식은 많은 음성 관련 연구에 사용되어 좋은 결과를 보여주고 있다 [2]. 따라서, 본 논문에서 믹스처 사이의 거리를 측정 방법으로 Bhattachayya distance를 사용하였고, 군집을 위하여 modified K-means algorithm을 사용하였다 [3]. Bhattachayya distance는 식(1)과 같이 구할 수 있다.

$$D_B = \frac{1}{8} (m_1 - m_2)^T P^{-1} (m_1 - m_2) + \frac{1}{2} \ln \left(\frac{\det P}{\sqrt{\det P_1 \det P_2}} \right) \quad (1)$$

여기서, $P = P_1 + P_2$ 이며, m_i 는 mean을 나타내고 P_i 는 covariance를 나타낸다. 군집 수를 너무 줄이게 되면 distance값이 증가하게 되어 비슷하지 않은 분포를 가진 음소끼리 묶이게 되고, 군집 수를 너무 늘리게 되면 분포가 비슷한 음소끼리 묶이지 않게 되므로 적절한 수의 군집 수를 결정해야 한다. 그림 3과 같이 최소 거리가 threshold 보다 작으면 더 많은 수의 군집화를 재 수행하고, 최소거리가 threshold 보다 크면 군집화를 완료한다. 군집을 완료하면 각 음소 군집에 대해 임의의 심볼을 정의하고, 훈련파트에서 마지막으로 정의된 심볼을 통해 사전을 작성하고 워드 네트워크를 구성하여 다시 HTK를 이용하여 재훈련하여 음소 군소 심볼 인식기를 생성할 수 있다.

IV. 인식 실험 및 결과

4.1 실험 환경

음소 군집 인식기 구현은 공개 소프트웨어인 HTK를

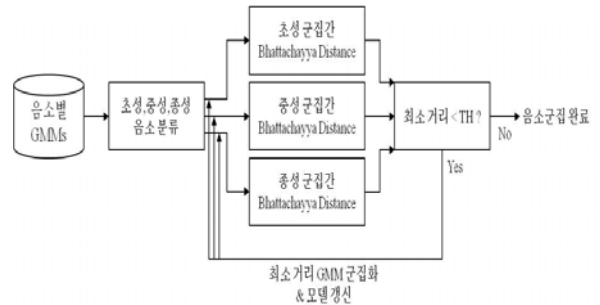


그림 3. 가우시안 분포를 통한 음소의 군집 방식

사용하였다. 음소 군집 심볼 인식 실험에 사용된 음성 데이터는 실제 잡음환경에서 수집된 음성검색 시스템의 로그 데이터이다. 실제 모바일 환경에서 검색 포털 사이트의 음성검색을 통해 수집된 음성데이터를 이용하였다. 훈련 DB로 3131 발화를 사용하였고, 실험 DB로 1000발화를 사용하였다. SCRF를 통한 음성인식 평가를 위해 사용된 DB 또한 음소 군집 심볼 인식실험에 사용된 것과 같은 DB를 사용하였다. 마찬가지로, 훈련 DB로 3131 발화를 사용하였고, 실험 DB로 1000 발화를 사용하였다. Lattice정보를 얻기 위해 5백만 어휘 수준의 n-gram이 적용되었다. 이를 통해 얻은 세그먼트 정보에 음소인식기 기반의 이벤트 검출 결과와 음소 군집 심볼 인식기 기반의 이벤트 검출 결과를 통합하여 CRF 특징셋을 결정하고 훈련하게 된다.

4.2 음소 군집 심볼 실험 결과

III장에서 언급한 음소 군집화를 수행하였다. 전체 distance 가 수렴하고, 최소거리가 threshold보다 커지는 구간을 통해 본 논문에서는 전체 음소 45개에 대하여 17개의 군집으로 묶었다. 초성은 18개의 음소가 8개의 군집으로 묶이고, 중성은 20개의 음소가 7개의 군집으로 묶이며, 종성은 7개의 음소가 2개의 군집으로 묶이게 된다. 표 1은 각 초성, 중성, 종성 별 음소 군집과 심볼을 나타낸다. 각 음소 군집에 대해 임의의 심볼을 정의하였다. 음소 군집 심볼 인식 결과는 표 2에 나타나 있다. 표 2에서는 HTK를 이용한 음소 인식기의 성능 과 제안한 음소 군집 심볼 인식기의 성능을 비교하였다. 여기서 음소 인식기의 성능은 인식된 음소가 발화된 원래의 음소와 동일한 경우이고, 음소 군집 심볼 인식기의 성능은 인식된 심볼에 해당하는 음소 군집 내에 발화된 원래의 음소가 포함되어 있는지의 여부를 나타내었다. 따라서, 심볼 인식기는 음소를 군집하였기 때문에 음소가 음소로 매칭되는 것에 비해 음소가 군집된 심볼로 매칭될 확률이 더 크므로 성능이 증가하였고, 음소 군집 심볼 인식기 의 성능 신뢰를 확인할 수 있는 지표로서 평가할 수 있다. 표 2에

표 1. 초성, 중성, 종성 별 음소 군집과 심볼 정의

초성		중성		종성	
음소	심볼	음소	심볼	음소	심볼
s S	a1	U u	b1	N xm xn xl	c1
c	a2	jo o wv	b2		
r B G	a3	je w E	b3		
p h	a4	v wa a	b4		
d k g	a5	ju wi i	b5	xd xb xg	c2
n b m	a6	jv ja	b6		
z Z	a7	e E	b7		
t D	a8	we wi			

표 2. 기존 음소인식기와 제안된 음소군집 심볼 인식기의 인식 성능 비교

	인식 결과(%)
Baseline 음소인식기	63.39%
제안된 음소 군집 심볼 인식기	71.16%

표 3. 이벤트 디렉터를 결합한 segmental CRF 음성 인식 결과 비교

인식률 보상	인식 결과	
	인식률(%)	ERR(%)
SCRf Baseline	76	-
SCRf Baseline +음소인식기	77.3	5.4
SCRf Baseline +제안된 음소군집인식기	78.4	10
Segmental CRF Baseline +음소인식기 +제안된 음소 군집 심볼 인식기	79.6	15

서 보듯이 음소를 군집하여 심볼로 인식한 결과가 음소단위로 인식한 결과보다 좋은 것을 확인할 수 있다.

4.3 Segmental CRF를 이용한 음성 인식 결과

표 3은 segmental CRF를 이용한 음성인식 성능을 나타낸다. 기존의 음소인식기 이벤트 검출기와 제안된 음소 군집 심볼인식 이벤트 검출기를 각각 segmental CRF에 적용했을 때, 기존 음소 인식기를 결합했을 때와 비교해 보면 음소 군집 심볼 인식기를 결합했을 때 성능이 더 나아짐을 확인할 수가 있다. 이는 단어 단위의 결과에 음소 세그먼트 단위에서 segmental CRF 훈련을 통한 가중치에 의해 음소가 수정되는 과정에서 좀 더 수정 가능한 음소가 여러 개로 제시됨으로써 확률적으로 음소 세그먼트가 원래의 레이블 정보와 맞는

음소가 선택되는 신뢰도가 증가했기 때문이다. 또한, segmental CRF에 음소인식기와 제안된 음소 군집 심볼 인식기를 함께 이벤트 검출기로 사용하였을 경우 가장 좋은 성능을 얻을 수 있었다. 음소 인식 결과와 제안된 음소 군집 심볼 인식 결과가 올바른 인식 결과로 동일하게 제공이 되면 더 높은 조건부 확률을 제공하게 되고 다른 인식 결과로 제공되더라도 신뢰도가 높은 결과로 보완될 수 있도록 가중치가 훈련에 의해 주어지기 때문에 두 개의 이벤트 검출기를 같이 사용할 경우 제일 좋은 결과를 보여주게 된다. 표 3에서 ERR값은 error reduction rate으로 음소인식결과와 제안된 심볼인식 결과를 함께 이벤트 검출기로 사용하였을 때 segmental CRF 베이스 라인에 비해 15%의 오류 감소율을 얻었다.

V. 결론

본 논문에서는 음소 군집 심볼 이벤트 검출기 개발을 통해 segmental CRF에 결합하여 음성 인식 성능을 개선하는 방식을 제안하였다. 기존의 음성인식기만을 이용한 방식과 음성인식기에 음소인식기를 결합한 방식보다 더 나은 인식 성능 결과를 얻었으며, segmental CRF에 음소인식기 기반의 이벤트 검출기와 제안된 음소 군집 심볼 인식기 기반의 이벤트 검출기를 결합한 결과, 가장 나은 인식 성능 결과를 얻을 수가 있었다. 이처럼 다중 지식을 결합할 수 있는 segmental CRF를 이용하여 향후 새로운 이벤트 검출기를 개발하여 추가적으로 결합한 방식으로 음성 인식 성능을 더 향상시킬 수 있을 것이라 판단되며, 모바일 환경의 음성 인식을 통한 검색, 비서 서비스 등 많은 산업적 음성 인식 분야에 유용한 기술로 활용될 수 있을 것이다.

참고문헌

- [1] G. Zweig, P. Nguyen, et al., "Speech Recognition with Segmental Conditional Random Fields: A Summary of the JHU CLSP Summer Workshop," ICASSP, pp. 5044-5047, 2011.
- [2] K. Fujunaga, Introduction to Statistical Pattern Recognition, 2nd ed., Academic Press, 1990.
- [3] L. Rabiner and B.H. Juang, Fundamentals of Speech Recognition, Prentice-Hall, 1993.

GSC 기반 빔포밍의 성능 향상을 위한 다중 신호 분류기법을 이용한 적응 모드 제어기

*홍정표, *박상준,**정상배, *한민수
*한국과학기술원 전기및전자공학과
**경상대학교 전자공학과

e-mail : *hansin@kaist.ac.kr, psj@kaist.ac.kr, jeongsb@kaist.ac.kr, mshahn@kaist.ac.kr*

Adaptation mode controller using multiple signal classification for
GSC-based Beamforming

*Jungpyo Hong, *Sangjun Park, **Sangbae Jeong, and *Minsoo hahn
*Department of Electrical Engineering
Korea Advanced Institute of Science and Technology
**Department of Electronic Engineering
Gyeongsang National University

Abstract

A new adaptation mode control method using the multiple signal classification (MUSIC) algorithm is proposed. The MUSIC algorithm is used to calculate the spatial spectral response to the direction of the target source with noisy inputs. Then, the statistical distribution of the MUSIC output is analyzed and used to model the target signal presence probability. Using the probability, the filter adaptation mode of a multiple input canceller in a generalized sidelobe canceller is controlled. For performance evaluation, SNR improvements and receiver operating curves are measured and the results show that the proposed algorithm noticeably outperforms other conventional adaptation mode controllers.

I. 서론

빔포밍 (beamforming)과 암묵신호분리 (blind

source separation)는 비정상성 잡음 (nonstationary noise) 제거에 적합한 알고리즘으로 알려져있다. 정확한 목적신호의 방향정보가 주어질 때, 빔포밍의 성능이 암묵신호분리 방법보다 높은 잡음제거 성능을 보인다. 따라서, 적응형 (adaptive) 빔포밍 중, 보편적, 일반적인 Generalized sidelobe canceller (GSC)가 실제 환경에서 비정상잡음제거에 많이 사용된다[1].

GSC는 간단한 구조임에도 불구하고 잡음제거 성능이 우수하다. 그러나 적응모드제어기 (adaptation mode controller, AMC)의 성능에 크게 의존하는 문제점이 있다. 적응 모드 제어기는 GSC의 다중입력제거기 (multiple input canceller)의 필터 계수의 업데이트 여부를 결정하는 모듈로서, 부정확한 적응모드 제어기는 잡음구간에서 불충분한 잡음제거와 목적신호 구간에서 상당한 신호 왜곡을 유발할 수 있다.

따라서, 본 논문에서는 다중신호분류기법 (multiple signal classification, MUSIC)을 이용한 적응모드 제어기를 제안한다. 다중신호 분류기의 출력신호를 통계적으로 모델링한 확률 값을 GSC의 적응모드제어기에 적용한 결과 기존의 적응모드 제어기 보다 향상된 결과를 얻을 수 있었다.

II. 본론

2.1 다중 신호 분류기법

초기의 다중 신호 분류기법 (MUSIC)은 안테나 신호 처리 분야에서 전파 (radio wave) 원의 방향을 추정하기 위한 목적으로 연구 되었다[2]. 마이크로폰 스냅샷 (snapshot) 신호는 수식 (1) 과 같이 선형 복소 신호 모델 (linear complex signal model)로 표현된다[2].

$$\vec{x}(t) = \mathbf{A}(\theta)\vec{s}(t) + \vec{w}(t) \quad (1)$$

$\vec{x}(t)$ 는 M 개의 마이크로폰 입력으로 이루어진 잡음 섞인 입력벡터, $\vec{s}(t)$ 는 L 개의 위치에서 생성되는 음원 벡터, 그리고 $\vec{w}(t)$ 는 각 입력에 섞이는 백색 잡음 (white noise) 벡터이다 ($M > L$). $\mathbf{A}(\theta)$ 는 $M \times L$ 의 전달 함수 매트릭스로 L 개의 신호가 M 개의 마이크로폰으로 전달되는 경로의 특성을 반영한다. 위의 신호 모델과 부분공간(subspace) 기반 신호분석방법을 이용하여, 고유치(eigenvalue)가 가장된 다중신호분류기의 출력은 수식 (2)와 같이 표현된다.

$$P_{WMM}(\theta) = \sum_{i=L+1}^M \frac{\lambda_i}{|\mathbf{e}_i^H \mathbf{a}(\theta)|^2} \quad (2)$$

\mathbf{e}_i 와 λ_i 는 입력신호의 상관계수 행렬 ($\mathbf{R}_{xx} = E[\vec{x}\vec{x}^H]$)의 i 번째 고유벡터와 고유치이다 ($\lambda_1 > \dots > \lambda_L \gg \lambda_{L+1} > \dots > \lambda_M$).

2.2 GSC

GSC는 적응형 빔포밍의 한 종류로 고정빔포밍단 (fixed beamforming), 차단행렬 (blocking matrix), 다중 입력제거기(MICs)로 이루어져있다. 적응 모드 제어기 (adaptation mode controller)는 GSC 기반 잡음제거 방법의 핵심적인 추가 모듈로서, 다중입력 제거기의 적응형 필터 계수의 업데이트 여부를 결정하는 역할을 한다. 목적신호구간에서 잘못된 필터적용은 심각한 신호왜곡을 유발할 수 있다. 따라서, 적응 모드 제어기에 대한 연구가 활발히 수행되고 있다[3-5].

2.3 제안한 적응모드 제어기

본 논문에서 제안하는 다중 신호 분류 기법을 이용한 적응 모드 제어기는 그림 1과 같이 동작한다.

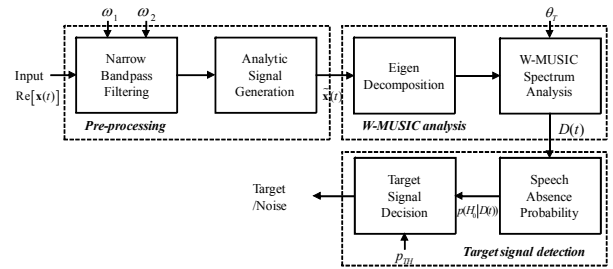


그림 1. 제안하는 다중 신호 분류 기법을 이용한 적응모드 제어기의 블록도

음성신호는 광대역 실수 (broadband real) 신호이지만, 수식(1)의 $\vec{x}(t)$ 와 $\vec{s}(t)$ 는 협대역 복소 (narrowband complex) 신호이다. 그러므로, 다중신호 분류기법을 음성신호에 접목하기 위해서는, 대역통과필터링 (band pass filtering)과 해석 신호 생성 (analytic signal generation) 이 전처리 단으로서 중요하다[6]. ω_1 과 ω_2 는 차단주파수를 나타내고, 대역의 중심주파수를 다중신호 분류기법의 출력을 얻는데 사용하였다.

$\mathbf{R}_{xx} = E[\vec{x}\vec{x}^H]$ 은 대역통과 필터링과 해석신호 생성 이후의 상관계수 행렬을 나타내고, 이를 신호공간과 잡음 공간으로 분할하여 목적신호 방향 (θ_T)에 대한 다중신호 분류기의 출력을 추출한다. 추출된 결과를 이용하여 음성 존재와 부재구간에 대한 확률통계적인 모델링을 위해 수식 (3)과 같은 가정을 한다.

$$H_0 : D(t) = D_v(t), \quad H_1 : D(t) = D_s(t) + D_v(t) \quad (3)$$

$D(t), D_v(t), D_s(t)$ 는 각각 다중신호 분류기의 출력, 다중신호 분류기의 잡음성분과 목적신호 성분이다. $D_v(t)$ 와 $D_s(t)$ 의 히스토그램 분석결과 이들의 분포가 점근적으로 가우시안 분포를 따르는 것을 확인하였다. 따라서, 다중신호 분류기의 출력의 음성 부재와 존재에 대한 확률 분포 함수는 [5]와 같으며, 간단한 수식전개를 통해 최종적으로 다중신호 분류기의 출력을 이용한 음성부재확률 (speech absence probability)는 수식 (4)와 (5) 와 같이 표현할 수 있다.

$$p(H_0|D(t)) = \frac{p(D(t)|H_0)p(H_0)}{p(D(t)|H_0)p(H_0) + p(D(t)|H_1)p(H_1)} \quad (4)$$

$$= \frac{1}{1 + q\Lambda(D(t))}$$

$$\Lambda(D(t)) = \frac{\sigma_{D_v}(t)}{\sigma_{D_s}(t)} e^{\left[-\frac{1}{2} \left\{ \left(\frac{D(t) - \mu_{D_s}(t)}{\sigma_{D_s}(t)} \right)^2 - \left(\frac{D(t) - \mu_{D_v}(t)}{\sigma_{D_v}(t)} \right)^2 \right\} \right]} \quad (5)$$

$\mu_{D_s} = (\mu_{D_s} + \mu_{D_v})$ 와 $\sigma_{D_s} = (\sigma_{D_s}^2 + \sigma_{D_v}^2)^{1/2}$ 이다. μ_{D_s} 와 $\sigma_{D_s}^2$ 는 D_s 의 평균과 분산, μ_{D_v} 와 $\sigma_{D_v}^2$ 는 D_v 의 평균과 분산을 나타낸다. $q = p(H_1)/p(H_0)$ 이고, $p(H_0)$ 과 $p(H_1)$ 은 각각 선형적(apriori) 음성 부재와 존재의 확률이다. A 는 우도비 (likelihood ratio)를 뜻한다.

적응모드 제어기의 다중입력제거기의 필터계수 갱신 여부에 대한 최종 결정은 p_{TH} 와 음성부재확률간의 비교를 통해 이루어지며, D 의 통계치는 [5]와 같은 방법으로 갱신한다.

III. 실험 및 결과

실험에 사용된 대용량 데이터베이스 (database)는 16 kHz 표본화 비율과 16 bit 해상도를 가지는 8채널 A/D 변환 (analogue to digital converting)이 지원되는 보드를 이용하여 $5\text{ m} \times 4\text{ m} \times 3\text{ m}$ 크기의 회의실 공간에서 수집하였다. 마이크로폰은 4 cm 간격으로 등간격 선형으로 배치하였다. 잡음 섞인 데이터베이스를 구축하기 위해 깨끗한 음성(clean speech)으로 음성학적으로 균형적인 (phonetically-balanced) 한국 고립어 452 단어를 30 세트를, 잡음으로 한국 인기가요 한국을 각각 수집하여 원하는 SNR에 맞게 합성하였다. 목적 신호원과 잡음원의 거리는 마이크로폰 배열 중심으로부터 3 m 거리에, 각 음원이 이루는 각도는 0° (정면)와 45° 로 배치되었다. 또한, ω_1 과 ω_2 는 100 과 500 Hz로 정하였다. 성능평가를 위한 빔포밍 알고리즘으로는 주파수 영역 기반 GSC[7]를 사용하였고, p_{TH} 는 초기 200 ms을 순수 잡음구간으로 가정하고 추정하였다.

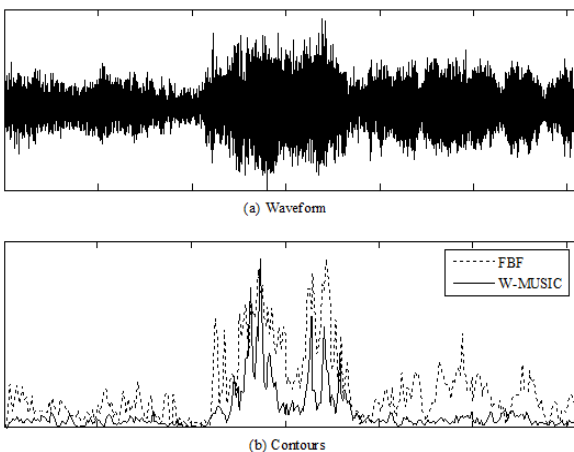


그림 2. 고정빔포밍 출력과 다중 신호 분류기 출력의 개형 비교 ((a) 0 dB 음성과형 (b) 고정빔포밍 출력과 제안한 다중신호분류기 출력의 개형비교)

입력 SNR	FBF	NCC	PR	Proposed
0	0.7003	0.7487	0.6450	0.7805
5	0.7621	0.7823	0.6781	0.8521
10	0.8133	0.8134	0.7002	0.9087
15	0.8556	0.8408	0.7049	0.9454
20	0.8984	0.8695	0.7051	0.9683
평균	0.7756	0.7928	0.6698	0.8587

표 1. AUROC 결과

입력 SNR	FBF AMC	NCC AMC	PR AMC	Proposed AMC
0	5.45	5.46	4.98	5.84
5	10.81	10.59	10.29	11.20
10	16.66	16.22	16.09	17.08
15	23.55	23.16	23.06	24.10
20	31.72	31.53	31.37	32.24
평균	14.78	14.71	14.51	15.25

표 2. 출력 SNR 결과 (dB)

그림 2는 고정빔포밍 출력과 다중신호분류기의 출력의 개형을 비교한 것이다. 각 눈금은 0.5 초 간격이고 각 개형은 정규화 되었다. (a)은 1번 채널의 0 dB가량의 잡음섞인 입력신호의 파형이다. 제안한 다중신호분류기의 출력의 개형이 고정빔포밍 출력보다 목적신호 구간과 잡음구간의 차이가 크다는 것을 (b)에서 확인할 수 있다. 표 1은 area under the receiver operating characteristics (AUROC)의 수치를 정리한 것으로 ROC 커브가 좌상향 될수록 AUROC의 면적이 증가하며 1에 가까울수록 음성과 잡음을 구분하는데 좋은 성능을 보인다고 할 수 있다. 표 1의 FBF는 고정빔포밍 출력, NCC (normalized cross correlation)는 정규화된 채널간 상호상관도[3], PR (power ratio)은 고정빔포밍 출력과 차단행렬 출력의 파워비[4], 제안한 방법은 수식 (4)를 이용한 결과를 말한다. 표 1의 결과를 보면, 제안한 방법이 모든 SNR환경에서 가장 큰 값을 갖는 것을 확인할 수 있다. 또한, 잡음제거도를 측정하기 위해 출력 SNR을 측정한 결과를 표 2에 정리하였다. 적응모드 제어기가 없는 빔포밍의 성능이 SNR별로 각각 4.38, 9.51, 15.32, 22.49, 30.83 인 것을 감안하면, 빔포밍으로 평균 6.51 dB의 성능향상이 있었고, 제안한 적응모드 제어기로 1.59 dB의 추가적인 성능향상을 얻을 수 있었다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 다중 신호 분류기법을 이용한 새로운 방식의 적응모드 제어기를 제안하였다. 제안한 적응모드 제어기를 GSC기반 빔포밍 알고리즘에 적용하여 잡음제거를 수행한 결과 제안한 적응 모드 제어기를 이용한 GSC의 성능이 가장 높았다. 이러한 결과를 바탕으로 다중 신호 분류기법을 음성 인식, 음성 코딩, 음성 합성 등의 음성과 관련된 다양한 어플리케이션 분야에 접목할 계획이다.

참고문헌

- [1] J. Benesty, J. Chen, and Y. Huang, *MicrophoneArray Signal Processing (Springer topics in signal processing)*, Springer, 2005.
- [2] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEETrans.AntennasandPropagation*.vol. 34, no. 3, pp. 276-280, 1986.
- [3] Y. Lee, S. Kim, M. Hahn, Y. Kim, and S. Jeong, "Probabilistic target speech detection and its application to multi-input-based speech enhancement," *PhoneticsandSpeechSciences*.vol. 1, no. 3, pp. 97-104, 2009.
- [4] O. Hoshuyama, A. Sugiyama, and A. Hirano, "A robust adaptive beamformer for microphone arrays with a blocking matrix using constrained adaptive filters," *IEEETrans.SignalProc*.vol. 47, no. 10, pp. 2677-2688. 1999.
- [5] S. Han, J. Hong, S. Jeong, and M. Hahn, "Probabilistic adaptation mode control algorithm for GSC-based noise reduction," *IEICETrans.Fundamentals*,vol.E93,no.3, pp. 627-630. Jan. 2009.
- [6] L. B. Jackson, "Digital Filters and Signal Processing," (Kluwer Academic Publishers, 1996)
- [7] S. Gannot, D. Burshtein, and E. Weinstein, "Signal enhancement using beamforming and nonstationarity with applications to speech," *IEEETrans.SignalProcess*.vol. 49, no. 8, pp. 1614-1626, Aug. 2001.

색각 이상자를 위한 효율적인 컬러 영역 분할 기반 색변환 기법

한동일, 김희수

세종대학교 컴퓨터공학과

e-mail : dihan@sejong.ac.kr, passion2080@gmail.com

Re-coloring technique based on efficient color region segmentation for color deficiency

Dongil Han, Heesu Kim

Department of Computer Engineering, Sejong University

Abstract

본 논문은 Protan과 Deutan들을 대상으로 고속화된 컬러영역 분할기반의 색 보정기법을 제안한다. 영상의 Hue 성분을 이용하여 유사한 컬러 정보를 가지는 인접한 픽셀들로 그룹화 하여 영역을 분할한다. Low pass filter를 거친 Hue히스토그램에서 Peak점을 이용하여 해당하는 픽셀들을 영상에서 그룹화 한다. CIE L*a*b* 컬러 공간을 이용하여 다른 영역과의 거리를 유지하며 가능한 자연스럽게 다른 confusion line상의 색으로 변화시켜 color vision deficiencies (CVDs) 를 위한 색 보정을 수행한다. CIE L*a*b* 컬러공간에서 a*축과 b*축을 좌표를 변경시키되 원 영상의 컬러 영역들 간의 거리이동을 최소화시키면서 confusion line을 벗어나는 기법을 제안하였다.

Keywords: color vision deficiency, Protan, Deutan

I. 서론

최근 컬러 출판 및 컬러 정보 디스플레이 기술의 급격한 발전으로 인하여 인터넷, 잡지, 소형 스마트 폰에서 초대형 디스플레이 장치에 이르기까지 많은 종류의 컬러 표현 기법이 개발되었다. 인류사회가 화려한 컬러 정보를 향유하고 있음에도 불구하고 전 세계의 약

8%에 해당하는 CVDs이 같은 컬러 정보들을 공유하지 못한 채 소외되어 있다. 따라서 다양한 장치에 적용이 가능한 CVDs을 위한 색 보정 기술의 개발이 절실한 상황이다. CVDs는 보통 Protan, Deutan and Tritan로 나뉜다. Protan와 Deutan들이 전체 색각 이상자의 99.88% 이상을 차지하고 있다. 현재까지 개발된 CVDs를 위한 색 보정 기술이 개발되고 있다. 대표적으로 Daltonization[2], Huang[3]의 기법이 있다. 하지만 이러한 기법들은 영상 전체를 전역적으로 변화시키는 방법이거나 인간의 감광세포인 LMS 신호를 변화시키는 방법이 대부분이었다. 이 경우, 입력 영상에서 컬러 정보들의 밀집도가 낮거나 영상 컬러 분포도가 규칙적이지 않으면 CVDs의 컬러 구분 효과가 떨어지는 문제가 발생한다. 뿐만 아니라 원 영상의 고유색 값이 크게 왜곡되어 짐을 볼 수 있다. 본 논문에서는 대다수를 차지하는 Protan와 Deutan 들을 위한 색 보정 해결책을 제시하되 색 보정 영역을 최소화하는 기법을 제안하고자 한다.

II. 본론

가. 제안된 알고리즘

그림 1은 본 논문에서 제안하는 컬러 영역 분할 기반 고속의 색 보정기법을 위한 전체 구조도 이다. 사전 단계에서는 Brettel[1]이 제안한 Protan와 Deutan의 색 모사 알고리즘을 이용하여 해당하는 confusion line의

색 모델을 생성하였다. 고성능의 영역 분할을 위하여 먼저 영상 내의 색 정보에 대한 histogram을 생성한다. low pass filter를 걸쳐 최대 영역에 해당하는 극값의 수를 최소화 한 다음 극값을 탐색한다. 이후 극값의 색 정보를 이용하여 영상에서 가장 많은 빈도를 차지하는 색부터 영역을 그룹화 시켜 전체영상을 분할화 시킨다. 분할된 영역의 대표색과 사전단계에 생성한 해당하는 confusion line 색 모델을 불러들인다. 중복되는 confusion line 상의 색에 해당하는 영역에 대해 면적크기를 기준으로 큰 영역을 우선순위로 유지시킨다. 낮은 순위는 다른 confusion line 상의 색으로 변환 시켜, CVDs를 위한 색 보정을 시킨다. 각 블록의 자세한 내용은 다음과 같다.

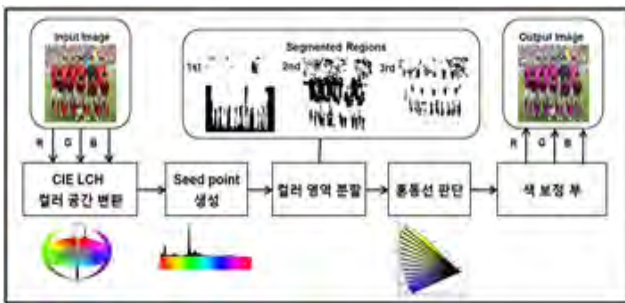


그림 1. 제안하는 알고리즘

나. CIE LCH 컬러 공간 변환 부

입력영상의 R, G, B 영상신호를 L, C, H 영상신호로 변환하는 부이다. 컬러영역 분할부에서 필요한 hue 값을 찾기 위하여 CIE LCH 컬러공간을 이용한다.

다. Seed point 생성 부

Seed point 생성부는 컬러영역분할의 Region Growing 알고리즘을 수행하기 위한 Seed point를 추출하기 위한 역할을 한다. 이를 위하여 CIE LCH 컬러 공간 변환부에서 변환된 hue정보를 이용하여 hue histogram을 생성한다. 그리고 정확한 hue추출을 위하여 histogram에 low pass filter를 걸친다. histogram의 peak 점을 가지는 hue값을 기준으로 내림차순으로 정렬한다.

라. 컬러 영역 분할부

본 논문의 가장 중요한 부분으로 입력 영상을 hue 단위로 몇 개의 영역으로 분할한다. 기존의 연구는 분할을 위해 Region growing 알고리즘을 이용하는데 이 알고리즘은 재귀호출을 사용하기 때문에 하드웨어 구현이 어렵고 연산량이 많다는 문제점이 있다. 이

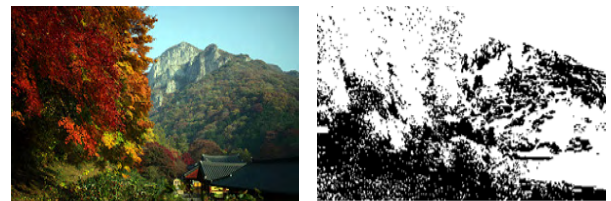
문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 영상에서 획득한 hue 값을 내림차순으로 정렬한 Hue histogram을 이용해서 영상에서 가장 많이 차지하는 hue 값부터 영상을 그룹화 하는 방법을 사용한다. 그림 2는 알고리즘을 도식화하여 나타낸 것으로 전체 영상의 모든 행을 순차적으로 탐색하여 가장 많이 hue값부터 영상을 그룹화 시킨다. 예를 들어 영상에서 R1, R2, R3순서로 가장 높은 빈도를 차지한 hue값이라 할 때 Figure 2의 1행1열의 hue값은 R1의 hue 값과 근접하기 때문에 R1으로 그룹화 되고 1행 4열은 R2에 근접하기 때문에 R2로 그룹화 된다. 이때 영역선택을 위해 사용된 수식은 (1)과 (2)이며 많은 실험을 통해 θ 는 0.1로 정하였다.



그림 2. 컬러 영역 분할부

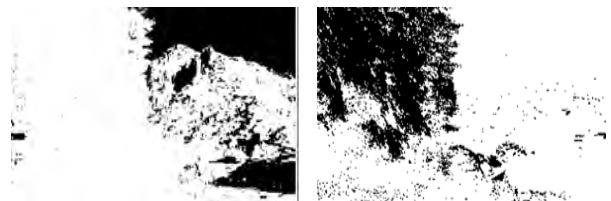
$$|z - z_{seed}| = hue_threshold \quad (1)$$

$$hue_threshold = |\max_hue - \min_hue| * \alpha \quad (2)$$



(a) 원본영상

(b) R1



(a) R2

(b) R3

그림 3. 컬러 영역 분할 결과 영상

마. 색 보정 부

CIE L*a*b* 컬러공간은 인간의 시각능력을 가장 잘 반영한 색공간이다. 인간이 인식하는 색차에 정비례한 차이값을 출력하기 때문에 색차를 이용하는 분야에서 널리 사용되고 있다. 컬러 영역 분할된 두 영역이

같은 confusion line 상에 존재 할 경우, 크기가 작은 영역을 색 보정한다. CIE L*a*b* 컬러공간을 이용하여 다른 영역과의 거리를 유지하며 가능한 자연스럽게 다른 confusion line 상의 색으로 변화시켜 색각 이상자를 위한 색 보정을 수행한다. 본 연구에서는 색각 이상자로 하여금 혼동되는 영역과 혼동되지 않는 컬러 영역의 정보를 동시에 이용한다. 또한, CIE L*a*b* 컬러공간에서 a*축과 b*축을 좌표를 변경시키되 원 영상의 컬러 영역들 간의 거리이동을 최소화시키면서 confusion line을 벗어나는 기법을 제안하였다. 기존의 방법에서는 b*축의 정보만을 이용하여 반복적인 confusion line 변경과 검증 작업을 필요로 한다. 때문에 색 보정에 시간이 많이 소요되고 이로 인해 하드웨어 구현이 불가능한 단점이 있었다. 본 논문에서는 식 3 ~ 식 5과 같은 수식을 통해 이웃영역의 색 정보를 이용하여 한 번에 confusion line 분리 작업을 수행할 수 있는 변환 방법을 제안하였다. 식 4에서 사용된 θ 값은 혼동하는 두 영역외의 다른 영역간의 차이를 이용한다. 혼동하지 않는 다른 영역과의 거리는 차는 최대한 유지 하면서 혼동하는 두 영역의 confusion line은 최대한 벗어날 수 있는 각도를 찾는다. 그 후, 혼동하는 두 영역의 큰 영역을 기준으로 작은 영역 색 보정한다. CIE L*a*b* 컬러공간에서 두 영역의 거리차를 이용하면서 θ 각도로 회전시켜 정상인이 인지하기에 최대한 비슷한 색차를 가지면서 color vision deficiency가 인지할 수 있는 색으로 변경하여 준다. 식 3에서 $a1^*$, $b1^*$ 는 혼동하는 색 중 큰 영역의 대표색을 의미한다. $a2^*$, $b2^*$ 는 혼동하는 색 중 작은 영역의 대표색을 의미한다.

$$r = \sqrt{(a_2 - a_1)^2 + (b_2 - b_1)^2} \quad (3)$$

$$a_2 = r \cos\theta + a_1 \quad (4)$$

$$b_2 = -r \sin\theta + b_1 \quad (5)$$

III. 실험

Protan과 Deutan를 위한 본 연구의 실험 결과를 그림 4와 그림 5에 나타내었다. 그림 4의 경우 녹색의 풀과 붉은색의 단풍이 Protan로 하여금 혼동을 일으키는 색이다. 그림 4(a)의 영상에 대해서 색각 이상자들은 그림 4(b)와 같은 색으로 인지한다. 따라서 적색의 단풍의 구별이 쉽지 않은 것을 알 수 있다. 기존의 Daltonization[2] 기법을 이용한 보정 결과를 그림 4(c)에 나타내었다. 이를 색각 이상자들이 인지하는

영상을 그림 4(d)에 나타내었다. 색 보정을 위해서 전체적인 컬러 영역이 변경된 것을 알 수 있다. 또한 혼동색과 무관한 하늘색 영역이 남색 영역으로 많이 변화한 것을 볼 수 있다. 색각 이상자가 인지하는 영역의 경우 원영상에 비해서는 좀 더 구분이 명확함을 볼 수 있다. 본 연구의 제안 알고리즘을 이용한 결과를 그림 4(e)에 나타내었다. 색각 이상자 인지 영상을 그림 4(f)에 나타내었다. 본 연구의 알고리즘의 경우 혼동을 일으키는 붉은색 단풍 영역만을 색 변환한다. 때문에 대부분의 컬러 영역의 색을 원본과 같이 유지함을 볼 수 있다. 색각 이상자용 인지 영상의 경우 Daltonization[2] 기법과 비교하여 비슷하거나 좀 더 우수한 분별 특성을 보이는 것을 알 수 있다.

그림 5에 Deutan를 위한 실험 결과를 나타내었다. 색 변환 결과들을 Daltonization[2] 기법과 비교하여 보면 정상인이 보기에다 그리고 색각 이상자가 인지하기에다 본 연구의 결과가 훨씬 더 자연스러운 변환 영상을 제공함을 확인할 수 있다.

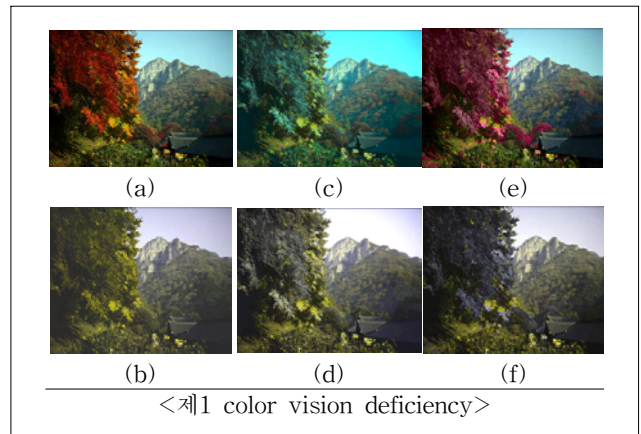


그림 4. 실험 결과 (a) 원본영상, (b) color vision deficiency 인지영상

(c) daltonization의 색 보정 영상, (d) daltonization의 색 보정 color vision deficiency 인지영상
(e) 제안한 색 보정 영상, (f) 제안한 색 보정 color vision deficiency 인지영상

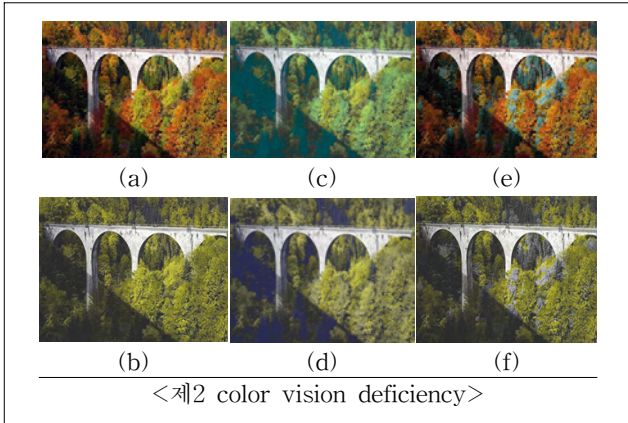


그림 5. 실험 결과 (a) 원본영상, (b) color vision deficiency 인지영상

- (c) daltonization의 색 보정 영상, (d) daltonization의 색 보정 color vision deficiency 인지영상
 (e) 제안한 색 보정 영상, (f) 제안한 색 보정 color vision deficiency 인지영상

IV. 결론

기존의 방법에서는 Region growing 알고리즘을 사용하여 컬러영역을 분할하기 때문에 재귀호출을 사용하고 연산량이 많았다. 이로 인해 하드웨어 구현이 불가능한 단점이 있었다. 본 연구에서는 이러한 문제점을 해결하여 재귀호출이 제거한 컬러영역분할을 제안하여 하드웨어 구현이 매우 용이한 장점이 있다.

감사의 글

이 논문은 한국연구재단의 기초연구사업(No. 2012-007498)의 지원을 받아 수행된 연구임. 하드웨어 검증 틀은 IC Design Education Center에서 지원되었음.

참고문헌

- [1] F. Vienot, H. Brettel, J. Mollon, "Digital Video Colourmaps for Checking the Legibility of Displays by Dichromats," Color Research and Application, Vol. 24, No. 4, pp. 243-252, August, 1999.
- [2] Christos-Nikolaos Anagnostopoulos, George Tsekouras, Ioannis Anagnostopoulos Christos Kalloniatis, "Intelligent modification for the daltonization process of digitized paintings," ICVS, 2007

- [3] J. B. Huang, Y. C. Tseng, S. I. Wu, and S. J. Wang, "Information Preserving Color Transformation for Protanopia and Deuteranopia," IEEE Signal Processing Letters, vol. 14, no. 10, pp. 711 - 714, 2007.

UHD용 MC-FRC(Motion Compensated Frame Rate Conversion)기법 개발

한동일, 이석우

세종대학교 컴퓨터공학과

e-mail : dihan@sejong.ac.kr, olcclsz@nate.com

Motion Compensated Frame Rate Conversion Technique for UHD

Dongil Han, Seokwoo Lee

Department of Computer Engineering, Sejong University

Abstract

본 논문은 기존의 MC-FRC 기법에 비해 block artifact의 발생을 줄일 수 있는 새로운 UHD용 MC-FRC(Motion Compensated Frame Rate Conversion) 기법 개발을 목표로 하였으며, 특히 하드웨어 구현을 위해 계산 복잡도가 낮은 알고리즘을 구현하고자 하였다. 다양한 실험 영상을 통해서 타당성을 확인하였다.

keywords: frame interpolation, MC-FRC, motion refinement, motion compensation

I. 서론

프레임 윌 변환 기법 (Frame rate up-conversion. 이하 FRC) 은 영상정보와 디스플레이 형식의 폭발적인 증가로 인해 최근 부상하고 있는 중요한 이슈 중 하나이다. FRC는 다른 프레임 윌을 가지는 다양한 디스플레이 포맷 간의 변환을 위해 필요하다. 예를 들어 기존의 동영상들은 초당 24, 25, 30 의 프레임 윌을 가지지만, HDTV와 멀티미디어 PC시스템은 화면 깜빡임과 같은 화질열화를 줄이고, 보여지는 영상의 질을 향상시키기 위해 더욱 높은 프레임 윌을 지원한다[1]. 그러므로 HDTV나 멀티미디어 환경에서 동영상을 재생할

경우 지원하는 프레임 윌로 상향 변환이 되면 보다 좋은 화질을 기대할 수 있다.

기존의 경우, 프레임 상향 변환을 위해 프레임 반복이나 시간적 필터링을 통한 선형 보간과 같은 단순한 FRC 알고리즘이 사용되었다. 하지만 이와 같은 단순한 알고리즘들은 motion judder 와 motion blur 와 같은 화질열화를 유발한다. 이와 같은 화질열화를 방지하기 위해, 움직임 보상 보간 (MCI) 을 이용한 다양한 움직임 보상 프레임 윌 변환 (MC-FRC) 알고리즘이 개발되고 있다 [2]. 이와 같은 MCI 기법의 경우, 모든 보간 과정이 움직임 벡터에 의해 이루어지기 때문에 영상 내 객체들의 실제 움직임 벡터 (true motion vector) 를 추정해 내는 것이 매우 중요하다.

하지만, 움직임 추정시 영상의 노이즈, 밝기 변화, 유사한 영상의 존재로 인한 다중 국부 최소값의 존재, 사물 차폐 등의 이유로 정확한 실제 움직임 벡터를 추정하지 못하는 경우가 많다. 이와 같이 잘못 추정된 움직임 벡터는 보간된 영상에서 block artifact 와 같은 화질열화를 유발하게 된다. 잘못된 움직임 벡터 추정으로 인한 화질열화는 그 빈도가 극히 낮다면 움직임 보상 보간 기법의 여러 장점으로 인해 무시될 수 있으나, 실제로는 기존의 MC-FRC 기법으로는 영상의 특징에 따라 움직임 벡터 추정 실패는 무척 빈번히 발생

하며 이는 대량의 block artifact 를 유발하여 시청자의 눈에 심하게 거슬리게 된다.

따라서, 본 논문에서는 기존의 MC-FRC 기법에 비해 block artifact의 발생을 줄일 수 있는 새로운 MC-FRC 기법 개발을 목표로 하며, 특히 하드웨어 구현을 위해 계산 복잡도가 낮은 알고리즘을 구현하고자 하였다. 본 논문에서 개발한 MC-FRC 기법의 블록도를 그림 1에 나타내었다.

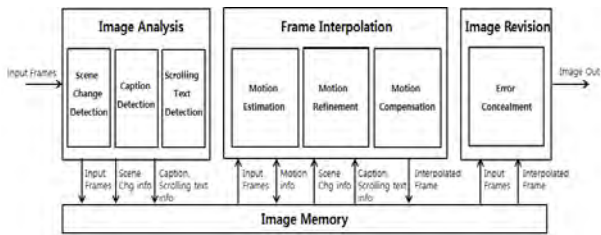


그림 1. 개발한 MC-FRC기법 블록도

II. 본론

2.1 영상분석

가. 장면 전환 검출 (Scene change detection)

각 입력 프레임의 히스토그램을 비교하여 장면 전환 및 밝기 변화를 검출하였고, 검출된 영상의 보간 영상의 경우, 영상의 움직임 벡터를 전부 0으로 재지정 한 후, 두 블록의 평균값을 이용하여 프레임을 보간하여 움직임 추정 실패로 인한 block artifact를 방지하였다.

나. 정지 자막 검출 (Caption detection)

순차적으로 계속 입력되는 영상에서 가독성을 위해 입력 영상을 통해 에지 맵을 생성하고, 에지 맵에서 높은 명도를 가지는 픽셀을 자막구성 요소 후보로서 검출한다. 매 프레임마다 검출된 자막구성 요소 후보들에 AND 연산을 적용하여 정지자막의 위치적 특성을 반영하는 자막구성 요소 후보만을 검출하여 해당 연산 결과를 특정 프레임 수만큼 계속 누적하여, 이를 정지자막 영역 검출을 위한 정지자막 마스크로 사용한다.

정지자막 마스크가 생성되면, 이를 이용해 입력되는 영상의 에지 맵과 AND 연산을 적용, 그 결과 검출되는 자막구성 요소 후보가 정지자막 마스크의 자막구성 요소 후보에 비해 임계값 이하인 경우 추출된 후보가 포함된 블록들의 구성을 실제 정지자막의 형태 특성을 고려하여 일정 크기 이하의 블록으로 구성된 자막 영

역 후보를 필터링하여 최종 자막영역을 검출하며 임계값 이상일 경우 정지자막 마스크를 초기화하고 다시 생성한다. 최종 자막영역의 움직임 벡터를 0으로 교정한다. 아래 그림 2는 제안된 정지 자막영역 추출 방법의 순서도를 보여준다.

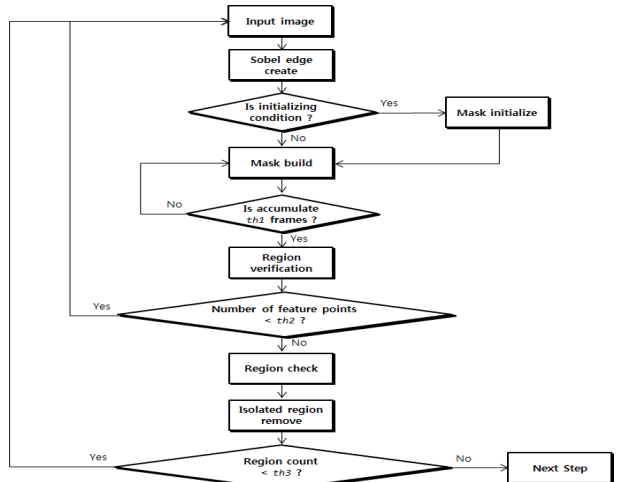


그림 2. 자막영역 추출 방법의 순서도

다. 이동자막 검출 (Scrolling text detection)

순차적인 2개의 입력 영상을 받아 같은 행에 존재하는 두 화소간의 차이 정보를 계산한 후 차이 최소치의 움직임 벡터가 통계적인 자막의 이동속도에 적합한 영역을 찾고, 가로, 세로 방향으로 검사하여 일정한 크기를 가지는 영역을 1차 후보 영역을 생성한다. 이 1차 후보영역을 Edge영상으로 변환시킨 후 다시 가로 세로 방향으로 일정 비율 이상의 Edge가 검출되는 영역을 2차 후보 영역으로 생성한다. 이 2차 후보영역을 실제 입력 영상에 비교하여 일정 값 이하의 차이를 보일 경우 실제 이동자막으로 검출하고, 이동자막 영역에 대한 벡터를 이동자막의 방향과 속도로 교정한다. 아래 그림 3에 제안된 알고리즘의 블록도를 나타내었다.

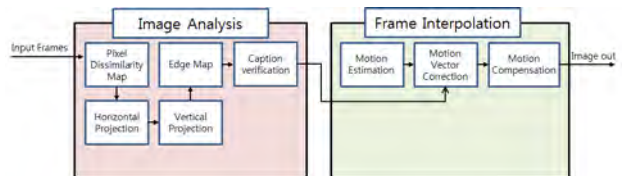


그림 3. 이동자막영역검출 알고리즘 블록도

2.2 움직임 보상 프레임 보간

가. 블록단위 움직임 추정 (Motion estimation)

개발한 MC-FRC 기법에서 사용하는 움직임 추정 기법은 인접한 두 개의 프레임 사이의 블록단위 움직임

추정에 기반한 BMA를 사용하고 있다. BMA 모델은 일반적으로 영상은 움직임을 가지며, 변형되진 않는 객체로 이루어져 있다는 가정을 전제로 한다[3]. 블록 정합 기준 (matching criteria) 으로는 하드웨어 구현의 이점을 고려하여 SAD를 사용하였다.

인접한 두 프레임 영상을 $f(x, n-1)$, $f(x, n)$ 이라 하고, x 는 공간적 영역에 대한 지표, n 은 시간적 영역에 대한 지표라 하면, 한 블록의 움직임 벡터는 다음과 같다.

$$E(v) = \sum_{x \in B} f(x+v, n-1) - f(x, n) \quad (1)$$

$$v = \arg \min_{v \in S} \{E(v)\} \quad (2)$$

E 는 계산된 SAD 값이며, B 는 제한된 탐색범위 S 내의 현재 블록의 픽셀들, v 는 움직임 벡터를 나타낸다. 개발한 방법에서는 full-search BMA (이하 FSBMA) 탐색순서를 사용한다. FSBMA는 연산의 복잡도가 낮아 하드웨어 구현이 용이하여 높은 계산량에도 불구하고, 여러 ME 알고리즘에서 사용되고 있다 [4].

나. 움직임 벡터 교정 (Motion refinement)

다양한 움직임 추정 결과를 분석한 결과, 잘못 추정된 움직임 벡터는 일반적으로 다음과 같은 세가지 특징 중 최소 하나를 가지는 것으로 파악되었다.

- 움직임의 크기가 주위 움직임에 비해 극값 (extrema)을 가짐
- 주위 움직임들과 비교 하였을 때 빈도수가 1
- 움직임 보상 보간에 사용되는 전후 프레임의 블록 간 차이가 무척 큼

이러한 특징을 이용한 움직임 벡터 교정 방법은 다음 수식에 의해 수행되어진다.

$$v_{refine} = \arg \min_{v \in v_i} \{ \zeta(v) \eta_a + \delta(v) \eta_b - \theta(v) \beta \} \quad (3)$$

v 를 움직임 벡터, v_i 를 한 블록과 주변블록들의 움직임 벡터의 집합이라 할 때, 한 블록의 움직임 벡터는 $\zeta(v)$, $\delta(v)$, $\theta(v)$ 와 각각 블록 페널티 계수를 나타내는 η_a , η_b 와 교정 계수를 나타내는 β 에 의해 계산되어진다. 즉 한 블록의 움직임 벡터를 해당 블록의 주변 블록들의 움직임 벡터들 중, 위의 잘못 추정된 움직임 벡터의 특성을 가장 적게 가지는 움직임 벡터로 교정

한다.

$\zeta(v)$ 는 v 가 극값임을 판단하는 수식으로 다음과 같다.

$$\zeta(v_{init}) = \begin{cases} 1, & \text{if } \max(v_i) = v_{init} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

v_{init} 은 최초 추정되어진 움직임 벡터를 나타내며, $\theta(v)$ 는 v 의 주변 블록의 움직임 벡터들과의 빈도수를 의미한다. $\delta(v)$ 는 v 를 이용하여 보간하였을 경우의 전후 프레임의 블록간 차이를 계산하는 수식으로 다음과 같다.

$$\delta(v_{init}) = \sum_{x \in NB} \left| f(x + \frac{v_i}{2}, n-1) - f(x - \frac{v_i}{2}, n) \right| \quad (5)$$

NB 는 v 주변 블록을 전부 포함하는 영역의 픽셀 인덱스를 나타낸다.

위의 수식을 통하여 움직임 벡터를 교정한 후, 보다 신뢰도 높은 움직임 벡터를 생성하기 위해 교정된 움직임 벡터들을 이용하여 교정 후에도 빈도수가 1인 움직임 벡터를 제거하는 단계를 수행한다.

다. 움직임 보상 보간 (Motion compensation)

일반적으로 그림 4와 같이 두 프레임 간의 움직임 보상된 블록간의 평균값을 가지는 블록을 생성한다.

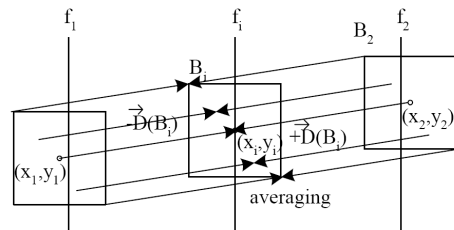


그림 4. 블록 기반 평균값 움직임 보상

양방향 평균값 움직임 보상 보간은 좋은 성능을 보여준다. 하지만 영상이 카메라가 패닝 되거나 영상 내 사물이 스크롤되어 프레임의 경계에서 사물의 차폐가 발생하는 경우 전 후 프레임 블록간의 차이가 크게 되어 프레임 경계에서 black border 가 발생하게 된다.

개발한 방법에서는 이러한 현상을 최소화하기 위해 영상 내 움직임을 고려한 영상 경계 영역의 프레임 선택적 보간 기법을 사용하였다. 사물 및 영상의 이동방향에 따라 전, 후 프레임의 블록 중 하나만을 이용하여 보간한다.

2.3 보간 영상 교정

가. 보간 오류 은닉 (Error concealment)

개발한 방법은 먼저 전 단계에서 생성한 움직임 보상 보간 프레임에 입력으로 받아 보간 프레임 내 block artifact 와 같은 보간 오류를 검출하는 보간 오류영역 검출, 검출된 보간 오류영역을 교정하는 검출 영역 교정, 마지막으로 교정된 영역과 교정되지 않은 영역의 경계를 부드럽게 처리해 주는 교정영역 경계 보정 순서로 처리된다.



그림 7. 2K_Blue_Boarding 영상

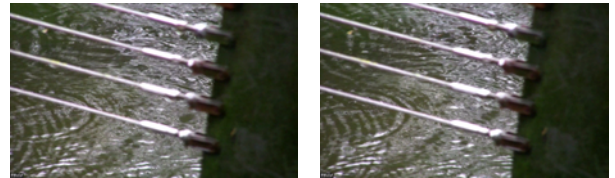


그림 8. 4K_Raindrops 영상



그림 9. 4K_Red_White_Crane 영상

III. 실험

그림 5의 알파벳 이동영상을 이용하여 실험한 결과 그림 6에서 나타난 바와 같이 최초 추정된 움직임 벡터의 경우 잘못 추정된 움직임 벡터의 수가 무척 많지만, 개발한 움직임 벡터 교정 기법들을 하나씩 적용할 수록 잘못 추정된 움직임 벡터의 수가 크게 감소하여 실제 움직임 벡터의 추정 성능이 크게 향상된 것을 알 수 있다.



그림 5. alpha_col 영상

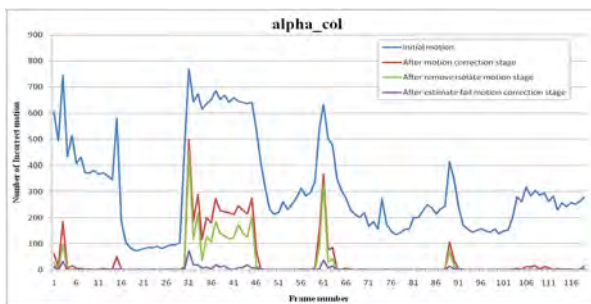


그림 6. alpha_col 영상 0~119 프레임에서의 각 기법 적용 시 실제 움직임 벡터와 다른 움직임 벡터의 추정 빈도수

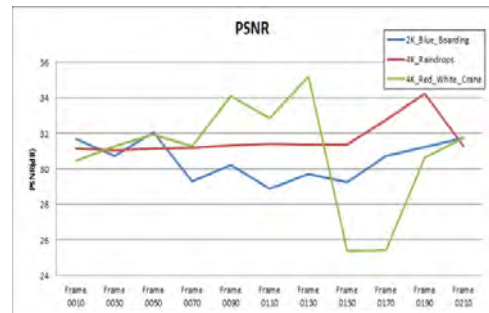


그림 10. UHD급 영상에 대해 PSNR, SSIM 비교 그래프

그림 7, 그림 8, 그림 9 UHD영상에 대해 개발된 기법을 이용한 보간을 실시하여 기존 영상과 SSIM, PSNR을 비교 결과 그림 10과 같은 30db이상의 일치성을 보인다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문은 UHD용 고성능 Frame rate up-conversion 기술을 개발하였고 화질 향상 기술 중 가장 어려운 기술 중의 하나인 프레임 을 변환 기술을 개발 목표로

하고 이에 대한 개발을 수행하였다. 향후 하드웨어 개발을 위해 실수 처리한 부분들은 정수 처리나 Q 포맷 등을 이용한 fixed point 처리를 진행할 예정이다. 이러한 과정에서 성능이 열화될 수 있는데 성능 열화를 최소화하면서 혹은 성능을 개선시키면서 하드웨어 IP를 개발할 수 있는 최적화 작업을 진행할 예정이다.

감사의 글

이 논문은 지식경제부 산업융합원천기술개발사업(No. K10041900)의 지원과 방송통신위원회의 ETRI 연구개발지원사업(No. 11921-03001, Beyond 스마트TV 기술개발)의 지원을 받아 수행된 연구임. 하드웨어 검증 툴은 IC Design Education Center에서 지원되었음.

참고문헌

- [1] E. Petajan, 'The HDTV Grand Alliance System', IEEE vol. 83, pp. 1094-1105, Jul. 1995

- [2] Byung-Tae Choi, Sung-Hee Lee and Sung-Jea Ko: 'New frame rate up-conversion using bi-directional motion estimation', IEEE Transactions on Consum. Electron vol. 46, pp. 603-609, Aug. 2000

- [3] Dufaux, F. and Moscheni, F., 'Motion estimation techniques for digital TV: a review and a new contribution', IEEE vol. 83, pp. 858-876, June. 1995.

- [4] Sung-Hee Lee, Oh-jae Kwon, Rae-Hong Park, 'Weighted-adaptive motion-compensated frame rate up-conversion', IEEE Transactions on Consum. Electron vol. 49, pp. 485-492, Aug. 2003.

다시점 분산 비디오 부호화의 보조정보 생성을 위한 적응적 예측 방법

*김진수

한밭대학교 정보통신공학과
e-mail : jskim67@hanbat.ac.kr

Adaptive Estimation for Generation of Improved Side Information in Multi-View Distributed Video Coding

*Jin-soo Kim

Department of Information and Communication Engineering
Hanbat National University

Abstract

This paper presents an improved side information generation method for Wyner-Ziv frame in multi-view distributed video coding. The proposed method adaptively selects the estimation method by measuring the reliabilities between motion compensated temporal estimation and disparity compensated view prediction. Experimental results show that the proposed method is efficient for generating side information.

I. 서론

다시점 비디오에 대한 수요가 증대되고 더불어 저전력 및 낮은 부호화 자원을 필요로 하는 응용 환경에 대한 수요가 증대되고 있다. 이러한 목적으로 다시점 분산 비디오 부호화 기법에 대한 연구가 활발히 진행되고 있는데, 상용화를 촉진시키기 위해서는 복호화기에서 단일 시점내에 존재하는 정보의 중복성 뿐만 아니라 시점간에 존재하는 정보의 중복성을 매우 효과적으로 찾아서 제거함으로써 부호화 효율을 극대화시키는 것이 필요하다[1].

다시점 분산 비디오 부호화 기술을 적용하기 위해서는 우선적으로 송신측에 존재하는 카메라들이 모두 같은 평면에 있고 또한 같은 방향을 향하고 있다고 가정한다[2]. 본 논문에서는 이러한 가정 하에서 Wyner-Ziv 프레임 보간을 위해 시점 내 정보의 중복성을 찾는 움직임 보상 시간 보간(MCTI, Motion Compensated Temporal Interpolation) 기법과 시점간 정보의 중복성을 이용하는 변위 보상 시점 예측(DCVP, Disparity Compensated View Prediction) 기법을 적응적으로 이용함으로써 부호화 효율을 증대시킬 수 있는 방법을 제안한다.

II. 기존의 보조정보 생성 방법

본 논문에서 다루는 다시점 분산 비디오의 구성 방식은 그림 1과 같다. Intra Cam은 기존의 국제 표준 동영상 압축 방식으로 비디오 시퀀스를 독립적으로 압축부호화하고 WZ Cam은 기존의 워너-지브 부호화 방식으로 전송하는 방식이다. WZ Cam에서 만들어지는 비디오는 같은 시퀀스 내에서는 시간축방향의 중복성을 이용하여 시공간 움직임 보상 시간 보간(MCTI)

으로 보조정보를 생성할 수 있으며, 또한 Intra Cam에서 얻어진 프레임 정보를 이용하여 변위 보상 시점(DCVP)에 의해 보조정보를 생성할 수 있다[3].

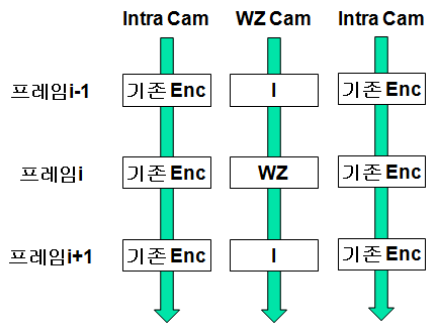


그림 1. 다시점 분산 비디오의 부호화 구조[3]

그림1과 같은 다시점 분산 비디오 부호화의 구조에서는 MCTI와 DCVP의 조합에 의한 전체 8가지 종류의 결합방법이 만들어질 수 있다. 이들 조합에 의해 보조정보를 생성하기 위해서 Artigas[3]등은 제안한 방법에서는 그림2에 나타낸 것과 같이, MCTI와 DCVP에 의해 예측된 방식의 신뢰도를 측정하여 가장 신뢰도가 높은 예측 방식을 도입하거나 가중치 합을 구하여 보조정보를 생성하는 방식을 사용하였다.

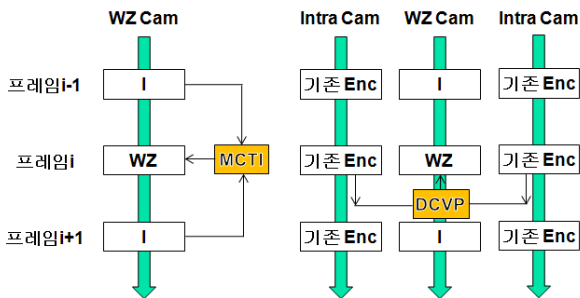


그림 2. 다시점 분산 비디오의 부호화 구조[3]

III. 제안된 알고리즘 및 모의실험 결과

본 논문에서는 보조정보의 생성을 위해 DVCP와 MCTI방식의 가중치 합을 사용하는 대신에 주변 블록의 움직임 벡터의 방향성을 이용하여 적응적으로 보상하는 방법을 구한다. 즉, 움직임 벡터가 우측으로 이루어지면 움직임 벡터가 이질적인 경계영역은 드러난 배경으로 작용한다. 따라서 드러난 배경은 좌측 시점 영상의 이전 프레임의 정보를 이용한다. 이와 같은 방법으로 움직임 벡터와 차이가 나는 블록에 대해 적응적으로 보상한다. 반면에 움직임으로 폐색영역으로 덮혀지는 영역에 대해서는 이전 프레임에 의한 움직임 보

상 보간 방식에 의해 보간하는 방법으로 설계된다.

본 논문에서는 기존의 방식과 성능 분석을 위해 WZ Cam에서 H.264/AVC에 의해 양자화 계단크기를 일정하게 하고 화면내 부호화 방식으로 압축 부호화한 후에 복호화하여 Artigas[3]방식과 제안된 방식에 의해 생성된 보조정보의 화질을 비교하였으며, 그 결과를 표1에 나타내었다. 이 결과에서 알 수 있듯이 두 종류의 영상 시퀀스에 대해 제안 방식은 약 0.2 ~0.3 dB 정도의 우수한 객관적인 화질을 제공함을 확인할 수 있었다.

표1. 생성된 보조정보의 PSNR(dB)비교

영상	MVME-4m[3]	MVME-W A-8[3]	제안방식
Dancer	32.13	32.47	32.72
Balloon	33.22	33.35	33.58

IV. 결론

본 논문에서는 다시점 분산 비디오 부호화를 위한 적응적인 블록 보상 보간 방식을 제안하였다. 모의실험을 통해 제안 방식은 기존 방식에 비해 0.25dB 정도의 객관적인 화질 개선을 달성할 수 있음을 보였다.

감사의 글

본 연구는 교육과학기술부와 한국연구재단의 지역혁신인력양성사업으로 수행된 연구결과임. (No.2012H1B8A 2025982)

참고문헌

- [1] F. Dufaux, M. Oualet, and T. Ebrahimi, "Recent Advances in Multi-View Distributed Video Coding," Proc. of SPIE Mobile Multimedia/Image Processing for Military and Security Applications, Vol. 6579, 2007.
- [2] V. K. Kodavalla, and P.G.K. Mohan, "Distributed Video Coding: Codec Architecture and Implementation," Signal & Image Processing: An International Journal, Vol.2, No. 1, pp. 151-163, March 2011
- [3] X. Artigas, E. Angeli, and L. Torres, "Side Information Generation for Multiview Distributed Video Coding Using a Fusion Approach," NORSIG 2006, pp.250-253, June 2006

개선된 마스크 기반의 적응적 시공간 미디언 필터를 이용한 비디오 내의 드롭아웃 오류 복원 방법

송기훈*, 안기욱**, 김재면**, 하명환***, 이문식***, 최성우***, 채옥삼**
*경희대학교 생체의공학과, **경희대학교 컴퓨터공학과, ***한국방송공사
e-mail : *gihunsong@khu.ac.kr

Enhanced Mask-Based Dropout Error Restoration Method in video
using Adaptive Spatio-temporal Median Filter

Gihun Song*, Kiok Ahn**, Jaemyun Kim**, Myunghwan Ha***,
Moonsik Lee***, Sungwoo Choi***, Oksam Chae**

*Dept. Biomedical Engineering, **Computer Engineering,
KyungHee University

***Korean Broadcasting System

Abstract

드롭아웃 오류는 아날로그 비디오테이프의 손상으로 인해 발생하게 된다. 기존의 방법들은 경계를 흐리게 하고 드롭아웃 오류를 복원하기에 한계점이 존재한다.

본 논문에서는 비디오 내에 존재하는 드롭아웃 오류를 개선된 마스크 기반의 적응적 시공간 미디언 필터를 이용해 복원하는 방법을 제안한다. 제안된 방법은 먼저 비디오 내의 단독 프레임에 존재하는 드롭아웃 오류를 공간상의 수직모양 필터 마스크를 이용해 검출한 뒤, 오류 유무에 따라 적응적 시공간 필터를 적용하여 복원을 수행하게 된다.

I. 서론

텔레비전이 발명된 이래로 시각 미디어 콘텐츠는 품질 측면에서 흑백에서 칼라로 그리고 아날로그에서 디지털로 발전을 하고 있다. 특히 오늘날의 디지털 콘텐츠는 디지털 미디어 사용의 증가에 따라 지속적으로 발전하고 변화하고 있다. 최근 콘텐츠는 문화유산이라는 인식이 확산되면서, 콘텐츠 제작 방송사는 물론 국가차원에서도 가능한 고품질의 콘텐츠를 제작 및 보존하기 위해 많은 노력을 기울이고 있다.

디지털 미디어의 저장매체는 CD에서 Blu-Ray Disc로 용량이 증가하면서 미디어의 품질 또한 꾸준히 향상되고 있다. 이와 같은 고품질 동영상들은 제작 및

관리 등을 거치는 과정에서 다양한 오류가 포함 될 수 있다. 이러한 오류들은 시청자들의 불만을 야기할 뿐 아니라 콘텐츠 재활용 시 계속해서 오류가 남아 콘텐츠의 품질을 저하시킨다. 오류복원을 통한 디지털 콘텐츠의 품질 향상을 통하여 콘텐츠 소비자의 기대를 만족시키는 효과와 함께 잡음 감소에 따라 효율적인 압축을 가능하게 하여 디지털 대역폭을 효율적으로 사용할 수 있게 하는 정량적 효과를 함께 얻을 수 있다. [1][2][3]

콘텐츠에 오류가 발생하는 원인으로서는 원본 테이프의 열화, VTR 헤더 불량, 인코더 장비 불량, 전송 라인 불량, 하드웨어 및 소프트웨어의 불안정성 등의 요인이 있다. 그림 1은 이러한 원인으로 발생한 예를 보여 준다. 본 논문에서는 그림 1의 (c)와 같은 작은 줄무늬로 반짝거리는 드롭아웃 오류를 복원하고자 한다.

드롭아웃 오류는 임펄스 잡음의 특징을 가지고 있다. 따라서 이러한 오류는 시공간 중간값 필터 (spatio-temporal median filter)를 사용하여 좋은 복원 결과를 얻을 수 있다. 시공간 중간 값 필터는 필터 마스크 내의 화소 값들을 정렬하여 중간 값을 출력 화소 값으로 선택하게 되는데[4], 시공간에서의 중간 값 필터 사용은 움직임이 있는 영상 열에서 경계를 흐리게 하는 문제점이 있다. Kokaram은 시공간에서 미리 정의된 5개의 서브필터 마스크를 적용하여 얻어진 값들의 중간 값을 취하는 3D 다단계 중간 값 필터를 고안하였다[5]. 이 방법은 시공간 중간 값 필터에 비해 윤곽에 영향을 덜 주는 장점이 있으나, 여전히 연산량이



(a) 색 열화 (dolor fading) (b) 블록 오류 혹은 디지털 드롭아웃 (c) 아날로그 테이프 드롭아웃

그림 1. 다양한 동영상 오류의 예

많고 경계를 흐리는 문제점이 있으며 오류에 대해 적응적이지 않다는 단점이 있다.

이에, 본 논문에서는 드롭아웃 오류를 복원하는데 있어 영상에서의 경계를 보다 잘 유지 할 수 있는 개선된 마스크 기반의 적응적 시공간 미디언 필터를 이용한 오류 복원 방법을 제안 한다. 제안된 방법은 드롭아웃의 오류 특성을 이용하여 수직 필터를 이용해 잡음영역과 비 잡음영역을 구분하며, 구분된 화소에 따라 적응적 필터를 적용함으로써 경계를 잘 유지 하면서 잡음을 제거할 수 있다.

II. 본론

2.1 드롭아웃의 특징

아날로그 비디오테이프의 손상으로 인해 발생하는 오류는 일반적으로 임펄스 노이즈의 성격을 가진다. 그림 2를 보면 드롭아웃 오류를 확대한 영상을 볼 수 있는데, 프레임에서 특정 영역이 밝거나 어두운 점으로 반짝거리고, 오류가 수평으로 늘어져 발생하는 특징이 있다.



그림 2. 드롭아웃 오류를 확대한 영상

2.2 중간 값 비교에 의한 오류 검출

드롭아웃 오류가 수평으로 늘어난 특징을 이용하여, 그림 3과 같은 공간상의 수직모양 $1 \times (2n+1)$ 크기의 필터 마스크를 결정한다. 여기서 n 은 잡음의 두께를 나타낸다. 이 마스크를 이용하면 현재 값과 중간 값의 비교에 따라 임펄스 형태의 오류 화소를 효과적으로 검출할 수 있다. 그 과정은 다음과 같다.

현재 값을 C , 수직 필터의 중간 값을 C_{median} 라고 하자. 오류를 판별하기 위한 지표가 되는 값은 식 (1) 과 같이 계산되고, 이 값을 C_{error} 라 한다.

$$C_{error} = |C - C_{median}| \quad \dots (1)$$

C_{error} 가 특정 임계값보다 크면 이를 오류 화소로, 임계값보다 작으면 정상 화소로 판별하게 되는데 이는 식 (2)와 같이 정의된다.

$$P_{error} = \begin{cases} 1, & C_{error} > T \\ 0, & \text{Otherwise} \end{cases} \quad \dots (2)$$

이 결과를 P_{error} 라고 정의하며, P_{error} 값에 따라 복원 시에 사용되는 시공간 필터 마스크의 형태가 다르게 구성된다. 그림 3에서, 왼쪽의 마스크는 P_{error} 가 0으로, 오른쪽의 마스크는 P_{error} 가 1로 정의된다.



그림 3. 중간 값 비교 필터의 예

2.3 시공간 미디언 필터에 의한 화소 값 복원

각 픽셀 당 오류 유무에 따라 적응적 시공간 필터를 적용하여 화소 값을 복원하게 된다.

$P_{error} = 1$ 인 오류 화소 복원에는 주변 프레임 정보가 주로 사용되도록 그림 4 왼쪽 상단과 같은 필터 마스크를 이용한다. 현재 프레임을 t frame이라고 하면, t-1 frame에서 5개의 pixel, t frame에서 1개의 pixel, t+1 frame에서 5개의 pixel값을 사용한다.

$P_{error} = 0$ 인 정상 화소에는 현재 프레임 정보가 주로 사용되도록 그림 4 오른쪽 상단과 같은 필터 마스크를 이용한다. t-1 frame에서 1개의 pixel, t frame에서 5개의 pixel, t+1 frame에서 1개의 pixel값을 사용한다.

결정된 시공간 필터 마스크에서 오류 화소에는 총 11개의 pixel을, 정상 화소에는 총 7개의 pixel을 이용하여 그 크기에 따라 정렬한 뒤, 메디안 값을 새로운 화소 값으로 결정한다. 이러한 방법은 잡음이라 인식된 화소는 앞/뒤 프레임에 더 많은 가중치를 주고 정상적인 화소는 현재 프레임에 더 많은 가중치를 주기 위한 방법이다. 또한 잡음이 아닌 화소가 잡음으로 잘못 인식 되더라도 큰 문제없이 자연스러운 영상을 획득 할 수 있다. 그림 4의 하단 영상은 오류 검출과 복원의 과정을 보여준다.

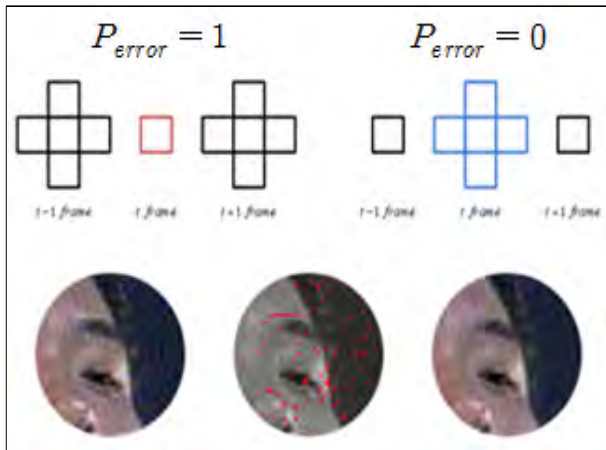


그림 4. 오류 유무에 따른 마스크와 복원의 예

III. 실험결과

제안하는 방법의 성능을 검증하기 위해 원본 영상, 3x3 공간미디언 필터 결과, Kokaram[5]의 결과를 제안하는 알고리즘 결과와 비교 실험하였으며, 실험은 KBS에서 제공된 비디오들을 기반으로 수행되었다. 제안한 알고리즘의 우수성을 입증하기 위하여 장면이

전환되는 프레임에서의 실험결과를 예로 들었다. 그림 5는 t번째 frame 전후의 장면이 전환되는 연속된 3개의 프레임을 보여준다.

원본 영상은 그림 1의 (c)와 같다. 그림 6은 각 RGB plane에 대해 각각 3x3x3 시공간 미디언 필터를 적용한 뒤 합한 영상의 결과이다. 그림 7은 Kokaram[5]의 결과이다. 그림 8은 제안된 방법의 결과이다.



그림 5. 왼쪽부터 각각 t-1, t, t+1번째 frame



그림 6. 3x3x3 시공간 median 필터링 결과

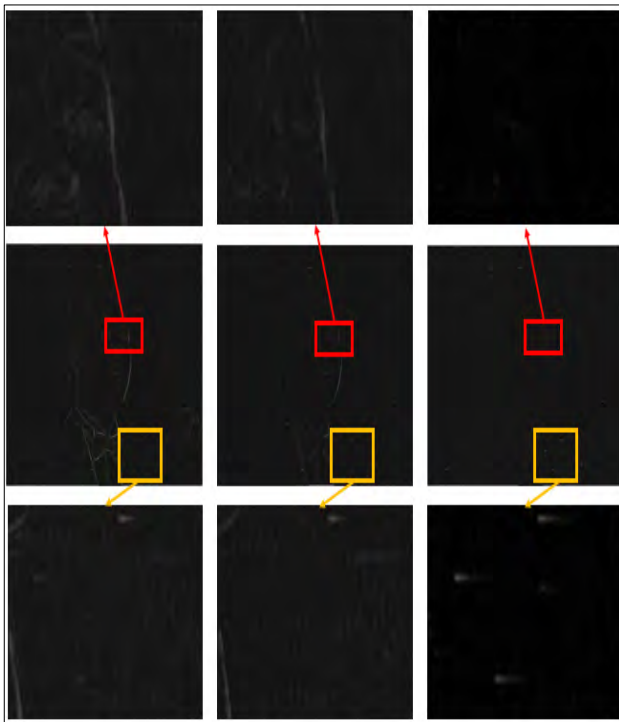


그림 7. Kokaram[5]의 결과



그림 8. 제안된 방법의 결과

그림 9의 (a), (b), (c)는 각각 원영상과 그림 6, 그림 7, 그림 8의 차영상을 보여준다. 그림 9-(a)의 3x3x3 시공간 필터는 경계가 많이 보이고, 드롭아웃 오류 검출 결과도 좋지 않음을 보인다. 그림 9-(b)의 Kokaram의 경우 3x3x3 시공간 필터에 비하여 원본과의 차영상에서 윤곽이 조금 덜 뚜렷하긴 하나, 여전히 윤곽의 차이를 확인 할 수 있다. 그림 9-(c)는 제안된 방법의 결과로, 원본과의 차영상에서 에지가 가장 덜 보이고 잡음만 뚜렷하므로, 복원 시 경계를 가장 잘 유지하면서 잡음을 효과적으로 제거한 솔루션이다.



(a) (b) (c)

그림 9. 원영상(그림 1의 c)과 그림 6, 7, 8의 차영상 및 부분적으로 확대한 영상들

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 개선된 마스크를 기반으로 적응적인 시공간 미디언 필터를 이용해 비디오 내의 드롭아웃 오류를 복원하는 방법을 제안하였다. 제안한 알고리즘은 드롭아웃 오류 검출 단계를 삽입하여, 복원 시에 사용되는 시공간 프레임 정보를 오류 유무에 따라 달리 함으로써 기존 방법들의 문제점들을 해결하였다. 또한, 기존의 방법들에 비해 복잡도가 더 낮고 연산 시간에 빠르다는 장점이 있다.

향후에는 드롭아웃 오류뿐만 아니라, 콘텐츠 제작 및 관리에 따라 발생하는 다른 여러 오류들에 대해서도 자동으로 검출 및 복원하는 효과적인 솔루션들을 개발할 것이다.

참고문헌

- [1] 하명환, 이문식, 박성춘, 안기욱, 김민기, “코너 정보와 Adaboost 인식 기술을 이용한 비디오 내의 블록 오류 고속 검출 방법”, 2011년도 한국방송공학회 정기총회 및 추계
- [2] P. V. M. Roosmalen, A. Kokaram, and J. Biemond, “Noise reduction of image sequences as preprocessing for mpeg2 encoding,” in Eur. Conf. Signal Processing (EUSIPCO'98), vol. 4, Sept. 1998, pp. 2253 - 2256.
- [3] D. Suter and S. Richardson, “Historical film restoration and video coding,” in Proc. Picture Coding Symp., 1996, pp. 389 - 394.
- [4] Chen Gao, Panetta, K, Agaian, S., “A New Color Contrast Enhancement Algorithm for Robotic Applications”, TePRA 2012, Date of Conference: 23-24 April 2012.
- [5] Kokaram AC, Morris RD, Fitzgerald WJ, Rayner PW., “Interpolation of missing data in image sequences.”, IEEE Trans Image Process. 1995;4(11):1509-19.

※ 본 연구는 한국방송공사 “콘텐츠 오류 복원기술” 지원 사업으로 연구되었음.

고성능 실시간 회전 얼굴 검출 알고리즘 개발

최재훈, 한동일*

세종대학교 컴퓨터공학과

e-mail : s041735@sju.ac.kr, dihan@sejong.ac.kr,

A Real-Time Hardware Architecture for High Performance Rotation Invariant Face-Detection

Jeahoon Choi, Dongil Han*

Department of Computer Engineering, Sejong University

Abstract

본 논문에서는 기존의 방법에 비해 유사한 수준의 성능을 가지면서도 메모리의 증가를 최소화 하며, 동시에 더욱 얼굴 회전 변화에 강인한 고성능 영상 회전 얼굴 검출 알고리즘을 제안한다. 고성능 얼굴 검출을 위해 기존에 사용하던 조명 변화에 강인한 MCT (Modified Census Transform) 기법과 최적화된 학습 데이터 생성을 위한 Adaboost 학습 기법, 영상 회전을 위한 영상 메모리의 회전 변환 기법을 사용하였다. 이외에 본 연구에서는 사용되는 하드웨어 자원을 줄이기 위해 얼굴의 특징이 강하게 나타나는 특징점만을 검사하는 방법을 개발하였고, 이로 인해 절약되는 하드웨어 자원을 활용하여 하드웨어 회로의 크기와 메모리의 증가를 최소화 하면서 기존 연구에 비해 얼굴 회전 변화에 더욱 강인한 고성능 실시간 얼굴 검출 엔진을 제안한다.

keywords: Face detection, Rotation invariant, Adaboost, MCT, Hardware Architecture

I. 서론

최근 스마트폰, 스마트TV 등의 발달로 카메라를 사용한 얼굴 인식, 표정 인식, 물체 인식 등과 같은 컴퓨터

비전 응용분야가 활성화 되고 있다. 특히 사용자의 얼굴 특징을 이용한 얼굴 인식 시스템은 비접촉식이라는 장점 때문에 사용자 인식 및 보안 시스템 등에서 매우 중요한 주제로 인식되고 있다[1]. 얼굴 인식 기술은 정확성이 매우 중요한 요소이지만 현재로서는 주변 환경에 의한 조명 변화 및 표정 변화, 얼굴의 회전 변화 등과 같은 요소들 때문에 정확한 인식을 하는데 있어서 한계로 지적되고 있다. 이러한 한계를 해결하기 위해 다양한 알고리즘을 적용시켜 보안한 얼굴 검출 구조[2-6]들이 제안되고 있다. 하지만 이들은 복잡한 연산 처리로 인해 하드웨어로 구현시 처리속도가 느려지는 단점을 가지고 있다. 또한 하드웨어 구현을 위해 처리 속도를 향상 시킨 얼굴 검출 구조[7-8]들이 제안되었지만 복잡한 영상에서 저조한 검출률을 나타내었다.

본 연구진은 기존 연구결과를 통해 MCT와 Adaboost 학습 기법을 이용해 조명변화에 강인하며 하드웨어로 실시간 처리가 가능하면서도 높은 검출률을 가지는 얼굴 검출 구조[9]를 설계할 수 있음을 확인하였다. 또한 영상 메모리의 회전 변환 기법을 이용해 $\pm 36^\circ$ 의 범위에서 회전된 얼굴을 검출할 수 있는 얼굴 검출 구조 [10]를 제안하였다.

본 논문에서는 얼굴의 특징점이 강하게 나타나는 특징점만을 이용하여 얼굴을 검출하고 이로 인해 절약되는 하드웨어 자원을 활용하여 회전된 영상을 병렬처리하여 하드웨어 회로의 크기 및 메모리의 증가를 최소화 하면서도 더욱 넓은 범위의 회전 각도에 대해서도

* 교신저자 : 한동일(세종대학교 컴퓨터공학과)

얼굴 검출이 가능함을 확인하였다.

II. 본론

2.1 기존 연구 결과

기존의 크기 변화와 조명 변화에 강인한 얼굴 검출 구조 연구[9]에서는 아래 그림 1의 블록도에서 보여지는 것과 같이 영상의 크기를 계속 축소하면서 MCT Generator를 통해 20x20윈도우 내의 MCT값을 생성한다.

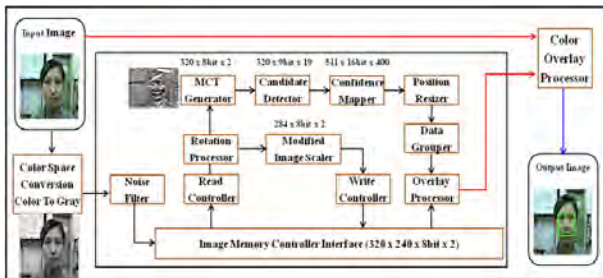


그림 1. 기존 얼굴 검출 IP의 전체 블록도

입력되는 영상에 대해 MCT변환을 적용하면 아래 그림 2에서 보여지는 것과 같이 조명의 영향을 최소화하고 얼굴의 구조적 특징 정보만을 추출할 수 있다[3].

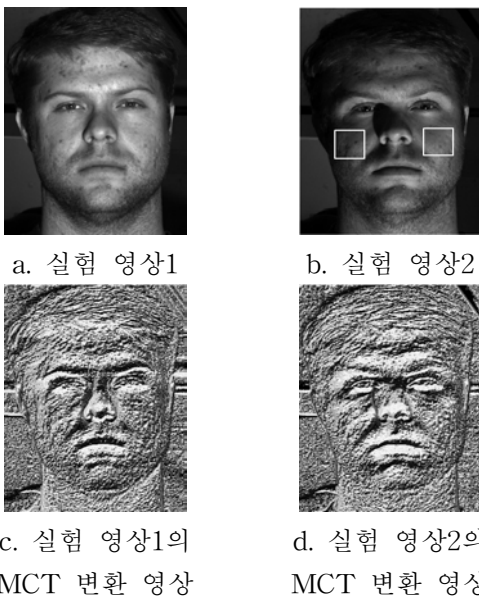


그림 2. 서로 다른 조명조건을 갖는 영상의 MCT 변환

또한 얼굴의 회전 변화에 강인한 얼굴 검출 구조 개발을 위한 기존 연구[10]에서는 정면 얼굴을 0.5° 간격으로 회전시켜가며 얼굴 검출 성능을 분석해본 결과

아래 그림 3과 같이 -13° ~ +13° 범위 내의 회전 얼굴 영상에서 100%의 얼굴 검출 성능을 확인하였다.

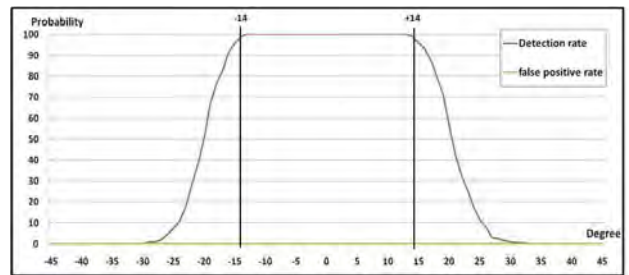


그림 3. 회전 얼굴에 대한 얼굴 검출률 측정 결과

이를 통해 회전된 얼굴로 생기는 검출 성능 저하를 해결하기 위해 영상 회전 기법을 적용하여 0°, 24°, -24°, 48°, -48° 등의 각도로 회전 변환 시켜 줌으로써 회전된 얼굴 영상에서 높은 신뢰성의 검출률이 나올 수 있음을 확인하였다.

2.2 Confidence Mapper 최적화

기존에 20x20윈도우를 사용한 연구들에서는 얼굴의 확률 값을 계산하기 위해 그림 1의 Confidence Mapper와 같이 확률 값을 저장할 511 x 16bit x 400 크기의 메모리가 필요하였고, 윈도우가 이동할 때마다 400개의 픽셀이 병렬로 메모리에 접근하여 확률 값을 찾기 때문에 하드웨어 설계가 복잡해지는 단점이 있었다.

본 논문에서는 20x20윈도우 내에서 얼굴의 특징이 강하게 나타나는 200개의 특징 점만을 사용해 Confidence Mapper에서 사용하는 메모리의 크기를 줄이고 또한 하드웨어 설계를 단순하게 하도록 한다.

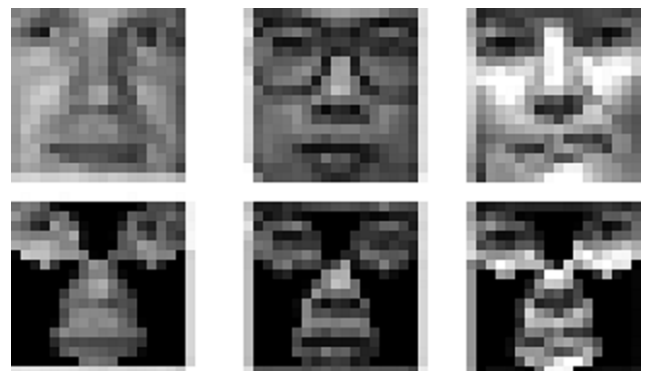


그림 4. 얼굴의 특징이 강하게 나타나는 특징점

그림 4와 같이 200개의 특징점만을 사용하면 얼굴의 주요 특징부인 눈, 코, 입 주변의 확률 값을 계산하여 얼굴 검출을 수행할 수 있다.

2.3 향상된 회전 얼굴 검출 알고리즘

기존연구[10]에서는 그림 5와 같이 0°, 24°, -24°도 회전된 영상에 대해서 순차적으로 얼굴 검출이 이루어진다. 만약 스마트 TV를 제어하기 위한 단계로 얼굴 검출을 수행하는 것으로 가정할 경우 누워서 TV를 보는 경우도 많기 때문에 -90° ~ +90°로 회전된 영상에 대해서 얼굴 검출이 가능해야 한다. 이럴 경우 기존의 회전 얼굴 검출 방식을 사용할 경우 9번 얼굴 검출을 반복해야 하고 이는 하드웨어로 구현시 실시간 수행에 큰 장애가 된다.



그림 5. 기존 연구[10]에서의 회전 얼굴 검출 순서

본 논문에서는 위의 2.2절에서 서술한 것과 같이 확률 값 계산에 필요한 특징점을 절반으로 줄임으로서 메모리의 크기를 줄였으며, 이렇게 줄어든 메모리를 이용해 0°, -96° 회전된 영상에 대한 확률 값을 Confidence Mapper에 각각 저장한다. 얼굴 검출이 수행될 때 0°회전 이미지와 -96° 회전된 영상에 대해 병렬로 수행할 경우 아래 그림 6과 같이 5번 얼굴 검출을 반복하는 것만으로도 -90° ~ +90°로 회전된 영상에 대한 얼굴 검출을 수행할 수 있다.



그림 6. 병렬처리를 이용한 회전 얼굴 검출 순서

III. 실험

얼굴 검출 성능은 MIT+CMU에서 제공한 frontface test set(Rowley et al., 1998)[8](Test Set A, B, C, Rotated test set)과 Yale Test set(Georghiadis, A., 1997, 각각 1개의 얼굴을 포함한 165장의 이미지(감정표현(분노, 놀람 등) 및 조명 변화))[9]를 이용하여

검증하였으며, MIT+CMU의 A,B,C 테스트 셋은 총 130장의 정면 이미지(506개의 얼굴 포함)와 50장의 회전된(Rotated Test Set) 이미지(223개 얼굴 포함)를 포함하고 있다. 각각의 영상들은 신문, 잡지 영상 및 다양한 조도 하에서의 영상들을 포함하고 있어 검출이 쉽지 않은 영상들이다. 이 테스트 set을 이용해 기존연구[10]와 본 연구에서 구현된 얼굴 검출 구조를 비교한 결과 표 1과 같이 기존 연구에서의 검출률이 약 2.5%정도 높은 편이지만 본 논문에서 제안한 구조 역시 높은 검출률을 보이며 특히 정면 영상이 많은 Yale Test set에서는 100%의 검출률을 보였다.

표 1. 실험 결과에 대한 성능 분석

구분	이전의 구조[10]		제안한 구조	
	검출률	오검출 횟수	검출률	오검출 횟수
TEST A	70.41% (119/169)	1	68.64% (116/169)	0
TEST B	64.94% (100/154)	0	57.79% (89/154)	0
TEST C	85.25% (156/183)	0	83.61% (153/183)	0
Sum (A,B,C)	74.11% (375/506)	1	74.11% (358/506)	0
Yale Test set	100% (165/165)	0	100% (165/165)	0
Average	80.48% (540/671)		77.94% (523/671)	

또한 제안한 구조로 회전된 얼굴을 검출할 경우 동일한 각도 범위에서 얼굴을 검출하는데 있어서 이전의 구조에 비해 약 두 배 정도 더 빠른 속도로 얼굴 검출이 가능함을 확인하였다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

기존의 얼굴 검출 알고리즘을 살펴보면 주변 조명 변화 및 얼굴 회전 변화 등과 같은 요소로 인하여 얼굴 검출의 신뢰도가 떨어질 뿐 아니라 많은 오검출이 발생함을 확인하였고, 이러한 문제점 보안의 중요성을 인지할 수 있었다.

본 논문에서는 기존의 연구에서 얼굴의 회전 변화에 더욱 강인하도록 알고리즘의 문제점을 보완하고 하드웨어로 구현 가능하면서 실시간으로 다양한 분야에 활용이 가능한 실시간 얼굴 검출 구조를 제안하였다. 이러한 목표를 달성하기 위해 MCT 변환, Adaboost 학습 알고리즘, 영상 회전 변환 등의 영상 처리 기법에 특징점 최적화, 병렬처리를 이용한 회전 얼굴 검출 기법을 적용하여 기존 연구의 검출률과 유사한 수준의 검출률을 유지하면서 비슷한 하드웨어 자원을 사용해서 더 넓은 범위의 회전 얼굴 검출 엔진을 구현하였다.

감사의 글

이 논문은 방송통신위원회의 ETRI 연구개발지원사업 (No. 11921-03001, Beyond 스마트TV 기술개발)의 지원과 한국연구재단의 기초연구사업(No. 2012-007498)의 지원을 받아 수행된 연구임.

참고문헌

- [1] M.-H. Yang, D. J. Kriegman, N. Ahuja, "Detecting faces in image A survey," IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell., vol. 24, no. 1, pp. 34 - 58, Jan. 2002.
- [2] P. Viola and M. Jones, "Robust Real-Time Face Detection", International Journal of Computer Vision, pp. 137-154, 2004.
- [3] Bernhard F. B. A., Andreas Ernst, "Face detection with the Modified Census Transform", IEEE International Conf. On Automatic Face and Gesture Recognition(AFGR), pp. 91-96, Seoul, Korea, May. 2004.
- [4] Chang Huang, Haizhou Ai, Yuan Li, Shihong Lao, "High-Performance Rotation Invariant Multiview Face Detection," IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, vol. 29, no. 4, pp. 671-686, Apr. 2007, doi:10.1109 /TPAMI. 2007
- [5] R. Xiao, M.J. Li, and H.J. Zhang. Robust multipose face detection in images. IEEE Trans. Circuits Syst. Video Techn., 14(1):31 - 1, 2004.
- [6] Christophe Garcia, Manolis Delakis, Convolutional face finder: A neural architecture for fast and robust face detection, IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence 26 (11) (2004) 1408 - 423
- [7] Duy Nguyen, David Halupka, Parham Aarabi, Ali Sheikholeslami, "Real time Face detection and Lip feature extraction using Field-Programmable Gate Arrays", IEEE Transactions on SYSTEMS, MAN AND CYBERNETICS.IART B: CYBERNETICS, Vol. 36, no. 4, pp.902-912, AUGUST 2006.
- [8] Farrugia N, Mamalet F, Roux S, et al. Fast and Robust Face Detection on a Parallel Optimized Architecture Implemented on FPGA [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology (S1051-8215), 19(4), pp.597-602, 2009.
- [9] 한동일, 조현중, 최종호, 조재일, "고성능 실시간 얼굴 검출 엔진의 설계 및 구현" 대한전자공학회 논문지, 47권 SP편, 제3호, 3월, pp. 33-44, 2010
- [10] 한동일, 최종호, 유성준, 오세창, 조재일, "회전변화에 무관한 실시간 다중 얼굴 검출 엔진 개발", 전자공학회지 48권 SP편, 제4호, 4월, pp. 116-128. 2011
- [11] Georghiadess, A. : Yale Face Database, Center for computational Vision and Control at Yale University, <http://cvc.yale.edu/projects/yalefaces/yalefaces.html>
- [12] CMU/VASC Image Database, <http://vasc.ri.cmu.edu/idb/html/face/index.html>

HEVC 부호화기에서 고속 화면간 예측을 위한 다중참조 영상의 구성에 따른 압축성능 및 복잡도에 대한 분석

*이호재, **전동산, **김종호, **석진욱, **김연희, **정순홍, **최진수

*과학기술연합대학원대학교 이동통신 및 디지털방송공학

**한국전자통신연구원 영상미디어연구실

e-mail : *lhjalex@ust.ac.kr, **dschun@etri.re.kr, **pooney@etri.re.kr,

**jnwseok@etri.re.kr, **kimyounhee@etri.re.kr, **zeroone@etri.re.kr, **jschoi@etri.re.kr

Analysis of Trade-off between Coding Loss and Complexity
according to the Various Configurations of Multiple Reference Frame
in the Inter Prediction of HEVC Encoder

*Alex Lee, **Dongsan Jun, **Jongho Kim, **Jinwuk Seok,

**Younhee Kim, **Soonheung Jung, **Jin Soo Choi

*Mobile Communication and Digital Broadcast Engineering

*University of Science and Technology

**Electronics and Telecommunications Research Institute (ETRI)

Abstract

High Efficiency Video Coding (HEVC), a new video coding standard, is recently developed which can achieve bit-rate reduction of 50% compared to H.264/AVC. In order to achieve this improved coding performance, HEVC adopts various advanced techniques requiring heavy encoding complexity. In this paper, comprehensive analysis is performed to reduce the computational complexity by constraining the number of multiple reference frame in the inter prediction. From the analysis, experimental results show that the adaptive configurations of multiple reference frame achieve nearly one half of inter prediction time, while maintaining almost the same coding performance to that of HEVC reference software.

I. 서론

HEVC는 ITU-T 산하의 Video Coding Experts Group (VCEG)와 ISO/IEC 산하의 Moving Picture

Experts Group (MPEG)에 의해 결성된 Joint Collaborative Team on Video Coding (JCT-VC)에서 수행한 가장 최근의 비디오 코딩 표준이다 [1]. HEVC는 H.264/AVC[2] 대비 동일 화질 수준에서 50%의 bit-rate 감소를 목표로 개발되었으며, 이로 인해 H.264/AVC에 비해 다양한 비디오 부호화 방법들이 추가 되었다.

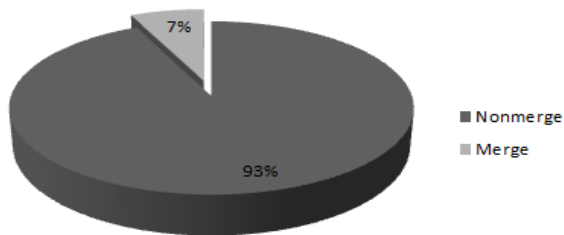
HEVC 부호화기의 전체 복잡도에 화면간 예측이 약 60%를 차지한다 [3]. 따라서 화면간 예측의 복잡도를 줄임으로써 전체 부호화 시간을 단축할 수 있다. 본 논문에서는 HEVC에서 사용되는 다중참조 영상을 최소한으로 이용하여 부호화기의 복잡도를 줄임과 동시에 화질의 손실을 최소화 하는 다양한 실험을 수행하였다.

II. HEVC에서 화면간 예측 개요

2.1 화면간 예측에 대한 복잡도 분석

화면간 예측은 HEVC에서 새롭게 도입된 Merge 모드와 움직임 예측을 수행하는 Nonmerge 모드로

그림 1. Inter Prediction내 Nonmerge mode와 Merge mode의 복잡도 분포도



나눌 수 있다 [1]. Merge 모드는 이미 부호화가 끝난 주변 블록이나 이미 복원된 영상의 블록 모션 정보를 이용하는 모드로서, 참조 영상에서 움직임 예측을 수행하지 않는다. 이에 반해 Nonmerge 모드는 주어진 참조 영상에서 움직임 예측을 수행 하며, 그림. 1에서와 같이 Nonmerge 모드가 Merge 모드에 비해 10배 이상의 복잡도를 가지는 것을 확인할 수 있다.

참조 영상은 이미 부호화가 끝난 복원된 영상을 나타내며, 방향에 따라 List 0와 List 1으로 나누어져 있다. List 0 혹은 List 1과 같이 하나의 List에서만 화면간 예측 모드를 수행할 때, Uni-prediction이라고 하고, List 0와 List 1 참조 영상을 동시에 사용해 움직임을 예측하는 방법을 Bi-prediction이라 한다. 따라서 현재 블록의 움직임을 예측할 때는 Uni-prediction (Uni-L0 또는 Uni-L1), Bi-prediction에 대해 Rate-Distortion Optimization (RDO) [4]를 통해 최적의 Prediction 모드를 선택하게 된다.

2.2 Uni-prediction 모드에서의 움직임 예측

List 0는 일반적으로 현재 부호화되는 프레임의 기준으로 이전 영상을 참조 영상으로 두며, List 1은 이후 영상을 참조 영상으로 두고 있다. HEVC 부호화기는 각 List별로 두 장의 참조 영상을 사용한다. 두 장의 참조 영상에서 예측된 움직임 벡터를 비교하여 List 각각의 최적의 움직임 벡터를 예측한다.

움직임 벡터를 예측하기에 앞서, Advanced Motion Vector Prediction (AMVP) 방법을 이용해 움직임 예측을 위한 시작점을 찾는다. AMVP를 찾을 때는 이미 부호화가 끝난 주변 블록이나 이전 프레임에서 현재 예측 하는 블록의 위치에 해당하는 블록의 움직임 벡터 정보를 이용하게 된다.

2.3 Bi-prediction 모드에서의 움직임 예측

Bi-prediction 경우, Uni-prediction과는 다르게 각 List에 해당하는 두 개의 참조 영상을 조합하여 움직임 벡터를 예측한다. 움직임 예측 시에는 List

표 1. 실험 시나리오별 사용된 참조 영상 수

	Number of References		
	Uni-L0	Uni-L1	Bi (L0)
HM	B	2	2
	GPB	4	4
S(1)	B	1	1
	GPB	1	AMVP(1)
S(2)	B	2	2
	GPB	1	AMVP(1)
S(3)	B	1	1
	GPB	4	AMVP(4)
S(4)	B	1	1
	GPB	2	AMVP(2)
S(5)	B	1+AMVP(1)	1+AMVP(1)
	GPB	4	AMVP(4)
S(6)	B	1+AMVP(1)	1+AMVP(1)
	GPB	4	AMVP(4)
S(7)	B	1+AMVP(1)	1 or L0_REF
	GPB	4	AMVP(4)
S(8)	B	1+AMVP(1)	1+AMVP(1)
	GPB	3+AMVP(1)	AMVP(4)
S(9)	B	1+AMVP(1)	1+AMVP(1)
	GPB	2+AMVP(2)	AMVP(4)
S(10)	B	1+AMVP(1)	1+AMVP(1)
	GPB	1+AMVP(3)	AMVP(4)
S(11)	B	1+AMVP(1)	1+AMVP(1)
	GPB	1+AMVP(3)	AMVP(4)
S(12)	B	1+AMVP(1)	1+AMVP(1)
	GPB	1+AMVP(3)	AMVP(4)
S(13)	B	1+AMVP(1)	1+AMVP(1)
	GPB	1+AMVP(3)	AMVP(4)
S(14)	B	1+AMVP(1)	1+AMVP(1)
	GPB	1+AMVP(3)	AMVP(4)

1에서 기 예측된 최적의 움직임 벡터를 고정하고, List 0에 해당하는 참조 영상들에 대해서만 움직임을 예측하게 된다. 따라서 Bi-prediction에선 고정된 List 1의 예측블록과 List 0의 두 장의 참조 영상에서 예측되는 블록의 평균값을 통해 움직임 예측을 수행한다.

2.4 Generalized P and B-picture (GPB) 모드에서의 움직임 예측

GPB는 Random-access환경에서 계층적 B-picture 구조상 첫 번째로 화면간 예측을 사용하는 영상을 나타내며, List 0와 List 1이 모두 같은 참조 영상을 가지게 된다.

HEVC 부호화기는 GPB에 대해 각 List별 네 장씩 참조할 수 있도록 정의되어 있다 GPB에선 List 0와 List 1이 모두 동일한 참조 영상으로 구성되어 있기 때문에 비록 List는 다르지만 중복되는 참조 영상에 대해서는 움직임 예측이 불필요하다. 그래서 List 0에 대해서만 Uni-prediction을 수행하고, List 1에 대해서는 참조 영상마다 AMVP를 통해 얻어진 움직임 정보만을 간단히 이용하여 움직임 예측 과정을 최소화한다. List 1에 대해 AMVP만 수행하여 얻어진 최적의

표 2. 표 1의 실험 시나리오별 요점 개요

S(1)	참조 영상수를 가장 최소화한 시나리오
S(2)	B-Picture를 고정하고 GPB-Picture를 최소화
S(3)	GPB-Picture를 고정하고 B-Picture를 최소화
S(4)	HM 참조 영상 수를 반으로 줄인 시나리오
S(5)	GPB에 대한 다중참조영상 구성을 기존 HM과 동일하게 준 상태에서, (1) Uni-prediction: Uni-L0, Uni-L1 각각에 대해 2장의 참조영상 대신 첫 번째 참조영상에 대해서만 움직임 예측을 수행하고 두 번째 참조영상에 대해서는 AMVP에서 얻어진 2개의 모션 정보만을 이용해 최적의 움직임을 찾는다. (2) Bi-prediction: Uni-prediction에서 얻어진 List 1의 예측블록을 고정한 상태에서, List 0에 속한 2장의 참조영상 대신 첫 번째 참조영상에 대해서만 움직임 예측을 수행한다.
S(6)	S(5)와 동일한 다중참조영상 구성 상태에서, (2) Bi-prediction: Uni-prediction에서 얻어진 List 1의 예측블록을 고정한 상태에서, List 0에 속한 2장의 참조영상 대신 Uni-L0에서 선택된 최적의 참조영상에서만 움직임 예측을 수행한다.
S(7)	S(5)와 동일한 다중참조영상 구성 상태에서, (2) Bi-prediction: Uni-prediction에서 얻어진 List 1의 예측블록을 고정한 상태에서, List 0에 속한 2장의 참조영상 대신 첫 번째 참조영상 혹은 Uni-L0에서 선택된 최적의 참조영상에서 움직임 예측을 수행한다.
S(8)	S(6)에서 설정된 B-Picture의 다중참조영상 구성과 동일한 상태에서, (1) Uni-prediction: Uni-L0에 대해 4장의 참조영상 대신 처음 3장의 참조영상에 대해서만 움직임 예측을 수행하고 네 번째 참조영상에 대해서는 AMVP에서 얻어진 2개의 모션 정보만을 이용해 최적의 움직임을 찾는다. (2) Bi-prediction: 기존 HM과 동일
S(9)	S(6)에서 설정된 B-Picture의 다중참조영상 구성과 동일한 상태에서, (1) Uni-prediction: Uni-L0에 대해 4장의 참조영상 대신 처음 2장의 참조영상에 대해서만 움직임 예측을 수행하고 나머지 두 장의 참조영상에 대해서는 AMVP에서 얻어진 2개의 모션 정보만을 이용해 최적의 움직임을 찾는다. (2) Bi-prediction: 기존 HM과 동일
S(10)	S(6)에서 설정된 B-Picture의 다중참조영상 구성과 동일한 상태에서, (1) Uni-prediction: Uni-L0에 대해 4장의 참조영상 대신 처음 한 장의 참조영상에 대해서만 움직임 예측을 수행하고 나머지 세 장의 참조영상에 대해서는 AMVP에서 얻어진 2개의 모션 정보만을 이용해 최적의 움직임을 찾는다. (2) Bi-prediction: 기존 HM과 동일
S(11)	S(10)에서 설정된 B-Picture의 다중참조영상 구성과 동일한 상태에서, (2) Bi-prediction: Uni-prediction에서 얻어진 List 1의 예측블록을 고정한 상태에서, List 0에 속한 4장의 참조영상 대신 처음 세 장의 참조영상에 대해서만 움직임 예측을 수행한다.
S(12)	S(10)에서 설정된 B-Picture의 다중참조영상 구성과 동일한 상태에서, (2) Bi-prediction: Uni-prediction에서 얻어진 List 1의 예측블록을 고정한 상태에서, List 0에 속한 4장의 참조영상 대신 처음 두 장의 참조영상에 대해서만 움직임 예측을 수행한다.
S(13)	S(10)에서 설정된 B-Picture의 다중참조영상 구성과 동일한 상태에서, (2) Bi-prediction: Uni-prediction에서 얻어진 List 1의 예측블록을 고정한 상태에서, List 0에 속한 4장의 참조영상 대신 첫 번째 참조영상 혹은 Uni-L0에서 선택된 최적의 참조영상에서 움직임 예측을 수행한다.
S(14)	S(10)에서 설정된 B-Picture의 다중참조영상 구성과 동일한 상태에서, (2) Bi-prediction: Uni-prediction에서 얻어진 List 1의 예측블록을 고정한 상태에서, List 0에 속한 4장의 참조영상 대신 Uni-L0에서 선택된 최적의 참조영상에서만 움직임 예측을 수행한다.

움직임 정보는 Bi-prediction에서 List 1에 대해 고정할 참조 영상과 움직임 벡터로 사용하기 위함이다. 따라서 GPB 부호화 시 움직임을 예측하는 참조 영상 수는 List 0에서 4장, Bi-prediction에서 4장으로 총 8장이 되며, 표 3의 마지막 열에 해당하는 Bi는 B or GPB에 대한 Bi-prediction 움직임 예측 과정에서 List 0에 대한 참조영상 수를 의미한다.

III. 다중참조 영상의 구성에 따른 압축성능 대비 복잡도 분석

참조 영상 수를 조절할 때는 크게 B-Picture와 GPB-Picture로 나누어서 조절할 수 있다. HEVC는 List마다 B-Picture에서 두 장의 참조 영상과 GPB-Picture에서 네 장의 참조 영상을 사용한다. 실험 영상은 Class B, 1920x1080의 영상 5개를 각각 100

프레임에 대해 실험하였다. 실험 환경은 Random Access-Main Profile, GOP Size 8, Intra Period는 HEVC 표준화에서 제안한 Common Test Condition에 따라 Frame Rate에 맞게 적용하였다. 또한 Intel(R) Xeon(R) CPU E5-2690@ 2.90GHz 와 64GB RAM이 탑재된 PC에서 실험을 하였다.

3.1 B-Picture vs. GPB-Picture

표 5의 S(2)와 S(3)의 결과를 비교해보면 B-Picture를 조절했을 때 속도 감소에 많은 영향을 미치게 되며, GPB-Picture의 참조 영상 수를 조절했을 때 BD-rate 손실에 많은 영향을 미침을 알 수 있다.

3.2 B-Picture의 다중참조영상 구성에 따른 압축성능 대비 복잡도 분석

B-Picture의 HEVC 기본 참조 영상 구조상 각

표 3. 실험 시나리오별 BD-rate 및 Encoding Time 결과표

	BD-Rate						△Encoding Time
	Kimono	ParkScene	Cactus	Basketball Drive	BQTerrace	Average	Average
S(1)	0.08%	1.41%	3.59%	1.51%	11.99%	3.72%	70.99%
S(2)	0.11%	1.16%	2.12%	0.68%	6.01%	2.02%	94.07%
S(3)	-0.04%	0.59%	1.24%	0.63%	5.09%	1.50%	77.00%
S(4)	0.03%	1.02%	2.52%	0.95%	7.93%	2.49%	72.88%
S(5)	-0.03%	0.56%	0.25%	0.55%	4.35%	1.14%	80.48%
S(6)	-0.01%	0.51%	0.19%	0.52%	2.33%	0.76%	80.48%
S(7)	-0.03%	0.52%	0.22%	0.48%	2.29%	0.75%	80.56%
S(8)	0.02%	0.57%	0.24%	0.72%	2.44%	0.80%	79.22%
S(9)	0.07%	0.59%	0.24%	0.69%	2.65%	0.85%	78.00%
S(10)	0.13%	0.64%	0.29%	0.83%	2.74%	0.93%	76.46%
S(11)	0.15%	0.73%	0.35%	0.82%	3.70%	1.15%	75.62%
S(12)	0.11%	0.85%	0.40%	0.93%	4.92%	1.44%	75.49%
S(13)	0.16%	0.77%	0.45%	1.07%	5.53%	1.60%	75.00%
S(14)	0.17%	0.94%	0.43%	1.11%	6.55%	1.84%	74.55%

Prediction모드별 최대 두 장의 참조 영상을 사용하기 때문에, 최소 한 장은 움직임 예측을 해야 한다. 이 점을 보완하기 위해 간단한 움직임 예측 방법으로 움직임 벡터를 AMVP로 대체하는 방법을 구성했다.

GPB-Picture와 B-Picture의 Uni-prediction을 고정하고 B-Picture의 Bi-Prediction의 참조 영상 수를 조절했을 때, 표 5.의 S(5)부터 S(7)까지의 결과를 비교해보면, S(6)이 압축성능 대비 복잡도가 가장 좋은 걸 알 수 있다.

3.3 GPB-Picture의 다중참조영상 구성에 따른 압축성능 대비 복잡도 분석

3.2의 실험결과에 따르면, B-Picture의 다중참조영상 구성은 S(6)의 시나리오로 고정을 했다. 그 후엔, GPB-Picture의 다중참조영상 구성을 위해, List 0의 Uni-Prediction의 최적 다중 참조 영상 구성을 실험한 후, Bi-Prediction에 필요한 참조 영상 구성을 실험했다.

표 5.의 S(8)부터 S(10)까지의 결과를 비교해보면, S(10)이 압축성능 대비 복잡도가 가장 낮다. 그리하여, S(10)을 GPB-Picture에서 List 0의 Uni-Prediction로 다중참조영상 구성을 하고, Bi-Prediction에 필요한 참조 영상 수에 대한 최적의 구성을 알아보기 위한 실험을 했다.

압축성능과 복잡도를 모두 고려하여 제일 적합하다고 판단되는 S(11)에 대해서는 HM의 최적화와 속도 보완 측면에서 Non-reference B-Picture에 해당하는 참조 영상에 대해서만 Bi-prediction의 Search Range를 조절하여 BD-rate가 1.15%로 변화가 없지만, 속도는 74.35%로 1% 가량 빨라져서 Configuration만 강제적으로 조절 시나리오보다 효과적임을 알 수 있다.

IV. 결론

GPB의 참조 영상 수를 조절함으로써 인해서 복잡도 감소에 비해 압축성능이 떨어짐을 알 수 있으며, Cactus와 같이 주기적인 움직임이 있는 영상에서는 다중참조 영상을 기반으로 최소한의 보정을 거치는 시나리오들이 높은 효율을 보인다. 따라서 움직임 추정 과정을 거치지 않고, AMVP의 모션 정보를 이용한 간단한 움직임 예측을 수행하는 것은 부호화 손실을 최소화 하면서 복잡도를 효과적으로 줄일 수 있다.

참고문헌

- [1] G. J. Sullivan, J-R, Ohm, W. J. Han and T. Wiegand "Overview of the High Efficiency Video Coding (HEVC) Standard," IEEE Trans. Circuits and Systems for Video Tech., Vol. 22, no. 12, pp. 1649-1668, December 2012.
- [2] Draft ITU-T Recommendation and Final Draft International Standard of Joint Video Specification, ITU-T Rec. H.264 and ISO/IEC 14496-10 AVC, Joint Video Team (JVT) of ITU-T VCEG and ISO/IEC MPEG, Document JVT-G050, May 2003.
- [3] F. Bossen, B. Bross, K. Suhring, and D. Flynn, "HEVC Complexity and Implementation Analysis," IEEE Trans. Circuits and Systems for Video Tech., Vol. 22, no. 12, pp. 1685-1696, December 2012.
- [4] G. J. Sullivan and T. Wiegand, "Rate-distortion optimization for video compression," IEEE Signal Process. Mag., Vol. 15, no. 6, pp. 74-90, November 1998.

웨이블릿 Run-Length를 이용한 영상 접합 조작 검출

김태형*, 박태희**, 한종구*, 엄일규*

*부산대학교 전자공학과, **동명대학교 메카트로닉스공학과

*mbcthkim@gmail.com, **thpark77@dreamwiz.com, *(hanjg, ikeom}@pusan.ac.kr

Detection of Image-Splicing Forgery Using Wavelet Run-Length

Tae-Hyung Kim*, Tae-Hee Park**, Jong-Gu Han*, and Il-Kyu Eom*

*Department of Electronics Engineering, Pusan National University

**Department of Mechatronics Engineering, TongMyoung University

Abstract

This paper proposes an image splicing detection method using wavelet based run-length. This method departs from the idea that spliced images have unnatural edge regions. Executing Wavelet Transform to authentic and spliced images, statistical results are obtained using Run-Length of each subband. Through the experiment using the proposed method, the validity of it was proven.

I. 서론

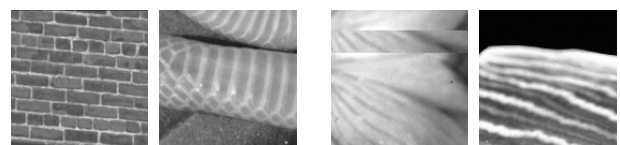
오늘날 디지털 영상처리 기술이 전문가뿐만 아니라 일반 대중도 포토샵이나 디지털 카메라의 펌웨어, 스마트폰 어플리케이션 등을 이용하여 원하는 대로 영상을 변형, 조작할 수 있도록 편리한 도구를 제공하고 있기 때문에 영상에 대한 신뢰가 상당히 낮아졌다. 영상을 편집, 조작함으로써 영상을 원하는 용도에 맞게 자유롭게 편집, 변형하여 이용할 수 있게 되었다는 점에서는 편리함을 주고 있지만, 반대로 영상의 신뢰도를 생명으로 하는 분야, 특히 저널리즘 측면에서 이것은 매우 심각한 문제가 아닐 수 없다. 언론 매체들의 신뢰성을 무너뜨리고 잘못된 여론을 조장할 수 있기 때문이다.

이러한 문제를 해결하기 위하여 본 논문에서는 웨이블릿 영역에서의 run-length를 이용하여 접합된 디지털 영상조작을 검출하는 방법을 제안하고자 한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 영상 접합을

기술하고, III장에서는 제안 방법을 설명한다. IV장에서는 실험결과를 나타내고, V장에서 결론을 제시한다.

II. 영상 접합

접합된 영상은 그림 1(b)와 같이 특정부위를 잘라낸 후 붙인 영상으로써 아주 기본적으로 영상 조작에 가장 널리 사용되는 기법이다. 반면 그림 1(a)는 가공되지 않은 진짜(authentic) 영상이다. 접합된 영상의 붙여 넣어진 부분의 예지는 조작되지 않은 영상과 비교하여 가시적으로 판단할 수 없지만 예지 영역에 불연속적인 면이 발생하게 된다. 따라서 접합 부분을 가로지르는 run-length에 변화가 생긴다. 본 논문에서는 이러한 특성에 기반을 두어 run-length를 이용한 영상 접합 검출 방법을 제안한다. 본 논문의 방법은 웨이블릿 영역의 run-length를 사용하기 때문에 예지 검출 및 방향을 구하는 연산이 필요가 없게 된다.



(a) Authentic Images (b) Spliced Images

그림 1. Authentic and Spliced Images

III. 제안 방법

웨이블릿 변환은 영상 압축 및 신호처리에 널리 사용되는 변환으로서 영상의 위조, 변조, 조작 등을 검출하는 데 널리 사용되고 있다[1]. 특히, 웨이블릿 계수에

대한 고차 통계 모멘트는 영상 조작 검출을 위한 우수한 특징으로 간주되고 있다.

Run-length는 어떤 데이터 내에 여러 값의 나열이 존재한다면 특정 값이 어느 정도 연속되어 지 나타내는 척도로, 패턴인식, 결(texture) 분석 등에 사용되고 있다. 최근에는 영상 접합 조작 검출에 사용되었다 [2-3]. 본 논문에서는 에지가 영상 접합을 구분할 수 있는 가장 강력한 근거가 되므로 에지 강화 필터를 이용하여 영상의 에지를 먼저 강화한다. 그 다음 에지가 강조된 영상을 웨이블릿 변환하고 각 변환 부대역의 run-length를 구한다. 본 논문의 방법은 run의 방향을 구할 필요가 없다.

w_d^j 를 j -레벨에서 d (수평, 수직, 대각) 방향을 가지는 웨이블릿 계수라고 하고, run-length를 r 이라 하면, 이를 이용한 run-length 행렬 $p_d^j(w_d^j, r)$ 을 구할 있다. 이를 이용하여 다음과 같이 run-length 히스토그램을 구할 수 있다.

$$H_d^j(r) = \sum_{w_d^j} p_d^j(w_d^j, r), 1 < r < N, \quad (1)$$

(1)에서 구해진 히스토그램에 대한 1차부터 3차까지의 특성함수 모멘트를 특징으로 하여 SVM 분류기를 사용하여 영상 접합 여부를 판단한다.

IV. 실험결과

본 논문에서는 영상접합 여부를 판단하기 위한 기준이 되는 Columbia Image Splicing Detection Evaluation Dataset[4]을 이용하였다. 이 영상들은 원 영상 933개, 접합된 영상 912개로 구성되었다. 제안 방법을 구현하기 위하여 5-겹 교차검증법을 사용하였고, SVM은 Weka Ver.3.7.5 소프트웨어를 이용하여 구현하였다. 3-레벨 웨이블릿 변환에 의한 부대역의 run-length를 사용하기 때문에 총 27개의 특징이 영상접합 검출을 위한 훈련 및 검증에 사용되었다.

표 1은 기존의 방법과 본 논문의 방법에 의한 영상 접합 검출 성능을 나타낸 것이다. 표 1에서 TP Rate는 조작되지 않은 영상이 정확히 분류된 비율이며, TN Rate는 접합으로 조작된 영상이 정확히 분류된 비율을 나타낸다. 표 1에서 볼 수 있듯이 본 논문의 방법에 의한 정확도는 75.4%로 나타났으며, 이 결과는 [2]의 방법보다 우수한 것으로 나타났다. [3]의 결과와 비교하여서는 검출 정확도는 1%정도 떨어지지만, 조작된 영상을 조작되었다고 판단하는 TN Rate는 9% 정도

높게 나타나서, 다른 특징 벡터들과 결합하여 쓰일 경우 종합적으로 볼 때, 훨씬 더 우수한 결과를 보일 것으로 예상된다.

표 1. 본 논문의 방법과 기존 방법의 비교 결과

Method	TP Rate	TN Rate	Accuracy
[2]	65.8%	69.7%	67.8%
[3]	86.5%	67.5%	76.8%
제안방법	74.3%	76.5%	75.4%

V. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에선 웨이블릿 영역에서의 run-length를 도입하여 영상 접합 조작을 검출하는 방법을 제안하였다. 본 논문의 방법은 영상 접합 시에 발생하는 불연속적인 에지를 강조하기 위하여 run-length 검출 전에 에지를 강화하였고, 웨이블릿 영역에서의 run-length를 사용하기 때문에 방향에 대한 계산이 필요하지 않다. 본 논문의 방법은 기존의 방법과 비교하여 비교적 우수한 성능을 나타내고 있다. 향후 영상 접합에 적합한 다양한 특징들과 웨이블릿 run-length를 결합한다면 보다 우수한 성능을 나타낼 것으로 전망된다.

Acknowledgement

이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (No.2012-042034)

참고문헌

- [1] Hany Farid and Siwei Lyu, Higher-order Wavelet Statistics and their Application to Digital Forensics. IEEE Workshop on Statistical Analysis in Computer Vision, 2003
- [2] Jing Dong, Wei Wang, Tieniu Tan, and Yun Q. Shi, Run-Length and Edge Statistics Based Approach for Image Splicing Detection. in: Digital Watermarking, international Workshop, IWDW, 2008
- [3] He, Z., Lu, W., & Sun, W., Improved run length based detection of digital image splicing. In Digital Forensics and Watermarking (pp. 349-360). Springer Berlin Heidelberg. 2012
- [4] <http://www.ee.columbia.edu/trustfoto>

영상회전을 이용한 차분영상 히스토그램 수정 기반 가역 데이터 은닉 기법

*이상광, *오진태, 유향미, 서재원
*한국전자통신연구원 창의미래연구소
충북대학교 전자공학부

e-mail : {sklee, showme}@etri.re.kr, {hmyoo82, sjwon}@chungbuk.ac.kr

Reversible Data Hiding Based on the Histogram Modification Using a Rotated Difference Image

*Sang-Kwang Lee, Hyang-Mi Yoo, and Jae-Won Suh

*Creative Future Research Laboratory, Electronics and
Telecommunications Research Institute

School of Electronics Engineering, Chungbuk National University

Abstract

Most of the current reversible data-hiding algorithms based on histogram modification have underflow and overflow problems in regards to the watermarked image. In order to overcome these problems in the proposed algorithm, we implement a location map that indicates the positions of the underflow and overflow problems and include the compressed location map in the hidden data. In addition, the proposed algorithm allows multi-level data hiding in order to increase the data hiding capacity. The simulation results demonstrate that the proposed algorithm generates a superior performance in the PSNR values and the embedding capacity.

I. 서론

일반적으로 데이터 은닉 기법은 데이터 삽입 과정에서 발생하는 왜곡을 피할 수 없다는 단점을 가지고 있다. 이러한 왜곡은 양자화, 비트 교환, 화소값 0과 255에서의 잘림 등으로 인해 삽입된 데이터를 추출한 뒤에도 완전히 제거될 수 없다. 비록 왜곡이 매우 작을 지라도, 의료 영상이나 전략상 중요성을 갖는 군사 영상에서는 중요한 문제가 될 수 있다[1]. 따라서, 삽입된

데이터를 추출한 뒤에도 원본 콘텐츠를 왜곡없이 복원할 수 있는 기술이 요구되며, 이러한 요구를 만족시키는 기술을 가역 데이터 은닉(reversible data hiding) 기술이라고 한다. 최근 히스토그램 수정 기반의 가역 데이터 은닉 기법들[2, 3, 4]이 발표되고 있지만, 히스토그램 수정으로 인한 언더플로우(underflow)와 오버플로우(overflow)로 인한 화질저하 문제가 발생되고 있으며 수신부에 많은 양의 부가 데이터를 보내야하는 단점이 있다. 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 차분 영상의 히스토그램을 이용한 데이터 은닉 기법을 제안한다.

II. 제안한 데이터 은닉 알고리즘

2.1 데이터 은닉 알고리즘

데이터 삽입의 첫 번째 단계는 데이터 은닉 과정에서 언더플로우와 오버플로우 문제를 발생시키는 화소값(0, 255)들의 위치를 표시하는 것이다. 즉, 영상을 화소별로 스캔하면서 0과 255의 화소값을 만나면 1을 할당하고 나머지 화소값들을 만나면 0을 할당하여 원본 영상 크기의 이진 영상인 로케이션 맵을 얻는다. 그 후, 0과 255의 화소값들을 1과 254의 화소값들로 각각 수정한다. 로케이션 맵은 무손실 압축 기법인 JBIG 압축 방식에 의해 은닉되는 데이터와 함께 영상에 삽입된다.

본 논문에서는 많은 양의 데이터를 삽입하기 위해 영상의 홀수라인과 짝수라인의 차를 이용한 차분 영상의 히스토그램을 이용하였다. 차분 영상의 히스토그램에서 빈도수가 가장 많은 두 개의 값을 선택한 후, 데이터 삽입을 위해 홀수라인의 화소값을 1씩 수정하여 히스토그램 변이를 수행한다.

데이터를 삽입하기 위해 히스토그램 변이 처리과정과 마찬가지로 차분 영상을 스캔하면서 빈도수가 가장 많은 두 개의 값을 만날 때마다 데이터를 순차적으로 한 비트씩 삽입한다. 만약 삽입할 데이터 비트값이 “1” 이면 홀수라인 화소값에서 1을 빼고, “0”이면 그대로 둔다.

본 논문에서는 데이터 삽입량을 증가시키기 위해 동일 알고리즘을 반복해서 적용하는 멀티 레벨 데이터 은닉 기법[3]을 이용하였다. 하지만 홀수라인의 화소값만을 수정하여 데이터 삽입이 반복적으로 수행되면 홀수라인과 짝수라인 사이의 화소값 차이가 누적되어 심각한 화질열화가 발생된다. 이러한 화질열화를 줄이기 위해 데이터 삽입이 반복될 때마다 영상을 90° 회전시켜 화소값 수정을 분산시켰다.

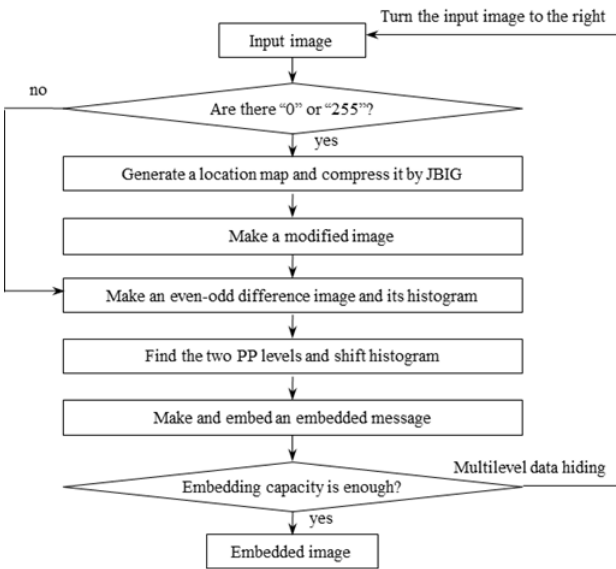


그림 1. 제안하는 가역 데이터 은닉 기법 순서도

2.2 삽입 데이터 구조

멀티 레벨 데이터 은닉에 의해 워터마킹된 영상에서 원본 영상과 삽입된 데이터를 복원하기 위해, 대부분의 가역 데이터 은닉 알고리즘[2, 3]들은 수신부에 부가 정보를 따로 송신한다. 본 논문에서는 이러한 문제를 최소화하기 위해 부가 정보를 최대 은닉할 수 있도록 데이터 구조를 설계하였다. 즉, 멀티 레벨 상태, 로

케이션 맵 크기, 압축된 로케이션 맵 데이터 등의 부가 정보를 삽입될 순수 데이터와 함께 은닉하여 두 개의 최대 빈도값과 영상회전 정보만을 따로 송신하여 은닉 데이터를 복원하였다. 그림 1은 전체적인 데이터 은닉 순서도를 나타낸다.

2.3 데이터 추출 알고리즘

멀티 레벨로 데이터가 은닉된 영상에서 원본 영상을 복원하고 데이터를 추출하는 과정은 은닉 알고리즘의 역순으로 수행된다.

III. 실험 결과

본 논문에서 제안한 알고리즘의 성능 평가를 위해 표 1과 같이 512×512 크기의 그레이 레벨 영상을 이용하였다. 제안한 알고리즘의 우수성을 보이기 위해 [2], [3], [4] 방식의 삽입량, PSNR, 부가 데이터 크기를 비교하여 평가하였다. 표 1은 1 레벨 삽입 후의 결과이다.

표 1. 실험 결과 (1 레벨)

Images	Algorithm	Capacity	PSNR	SSI
Lena	Ni[2]	5,206	49.18	32
	Lin[3]	54,211	48.69	114,688
	Lee[4]	26,373	51.60	18
	Proposed	26,465	51.60	20
Boat	Ni[2]	11,289	48.47	32
	Lin[3]	45,232	43.82	131,072
	Lee[4]	16,278	51.42	18
	Proposed	16,281	51.43	20
Peppers	Ni[2]	6,709	48.46	32
	Lin[3]	82,967	46.97	98,304
	Lee[4]	51,001	52.08	18
	Proposed	50,995	52.08	20
Stream and bridge	Ni[2]	19,578	48.32	32
	Lin[3]	70,302	29.78	114,688
	Lee[4]	20,321	51.52	18
	Proposed	35,228	51.80	20
Bacteria	Ni[2]	11,834	51.29	32
	Lin[3]	127,898	27.06	65,536
	Lee[4]	71,997	52.54	18
	Proposed	72,574	52.56	20
Aerial	Ni[2]	10,007	49.00	32
	Lin[3]	51,632	29.08	114,688
	Lee[4]	19,745	51.48	18
	Proposed	19,729	51.48	20

일반적으로 히스토그램 수정을 이용한 알고리즘의 삽입량은 히스토그램의 최대 빈도수와 밀접한 관련이 있다. 본 논문에서는 차분 영상의 히스토그램을 이용하여 원본 영상을 이용한 [2]보다 큰 삽입량을 얻을 수 있었다.

제안한 알고리즘에 의한 결과 영상은, 언더플로우와 오버플로우 문제가 발생하지 않는 실험 영상의 경우, 이론적인 PSNR 최소값은 51.14 dB이다. 이는 [2], [3]이 각각 48.18 dB, 42.69 dB인 것에 비해 우수하며, 표 1의 실험 결과와 일치한다. 또한, 언더플로우와 오버플로우 문제가 해결되지 않는 [3]의 경우 0과 255를 포함한 실험 영상에서 심각한 왜곡이 발생한다는 것을 알 수 있다.

실험 결과에서 삽입량을 비교할 때 [3]이 가장 좋은 성능을 갖는 것처럼 보인다. 하지만, 대부분의 결과 영상들에서 수신부에 따로 송신해야 할 부가 데이터의 크기가 실제 삽입된 데이터의 크기보다 크다는 단점이 있다.

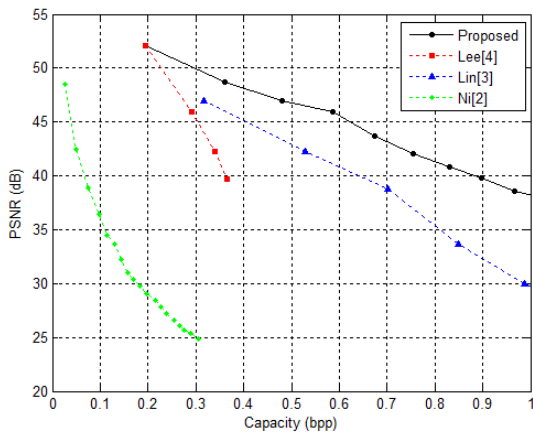
그림 2(a)는 언더플로우와 오버플로우 문제가 발생하지 않는 “Pepper” 영상에 대해 멀티 레벨 데이터 은닉 기법을 적용하였을 때 PSNR 대 데이터 삽입량 결과를 나타내었다. 부가 데이터 크기를 고려하지 않더라도 제안한 알고리즘이 다른 방식들에 비해 우수한 결과를 나타낸다는 것을 알 수 있다. 또한, 그림 2(b)와 같이 언더플로우와 오버플로우 문제가 발생하는 “Aerial” 영상의 경우 더 좋은 성능을 갖는다는 것을 알 수 있다.

IV. 결론

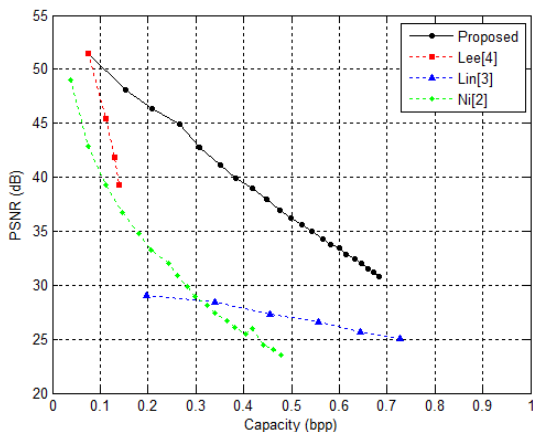
본 논문에서는 영상회전을 이용한 차분 영상 히스토그램 수정 기반의 가역 데이터 은닉 알고리즘을 제안하였다. 히스토그램 수정에 의한 언더플로우와 오버플로우 문제를 해결하기 위해 로케이션 맵을 생성하고 무손실 압축하여 삽입할 순수 데이터와 함께 은닉하였다. 데이터 삽입량을 증가시키기 위해 데이터 삽입과정을 반복적으로 적용하는 멀티 레벨 은닉 기법을 이용하였으며, 데이터 삽입 과정이 수행될 때마다 영상회전을 통해 영상열화를 최소화하였다. 실험을 통해 제안한 알고리즘은 영상의 왜곡이 적고 부가 데이터의 크기가 작으면서 높은 데이터 삽입량을 갖는다는 것을 확인하였다.

참고문헌

- [1] J. Fridrich, M. Goldjan, and R. Du, “Invertible authentication,” Proc. SPIE, Security and Watermarking of Multimedia Contents, pp. 197-208, 2001.
- [2] Z. Ni, Y.Q. Shi, N. Ansari, and W. Su, “Reversible data hiding,” IEEE Trans. on Circuit and Systems for Video Technology,” Vol. 16, No. 3, pp. 354-362, March 2006.
- [3] C.C. Lin, W. L. Tai, and C.C. Chang, “Multilevel reversible data hiding based on histogram modification of difference images,” Pattern Recognition, Vol. 41, No. 12, pp. 3582-3591, 2008.
- [4] S.K. Lee, H.M. Yoo, Y.H. Suh, and J.W. Suh, “Improved reversible data hiding based on histogram modification of difference images,” in Proc. Int. Conf. Consumer Electronics, P2-4, 2010.



(a) Pepper 영상



(b) Aerial 영상

그림 2. 멀티 레벨 데이터 은닉 결과 비교

패치 기반 희소성 표현 모델을 이용한 물체 추적 방법

¹오태현, ²김원진, ³주경돈, *⁴권인소한국과학기술원 {^{1,4}전기및전자공학과, ³로봇공학학제전공}, ²한국 IBMe-mail : {thoo¹, wjkim², kdjoo³}@rcv.kaist.ac.kr, ⁴iskweon77@kaist.ac.kr

Visual Object Tracking Using Patch-based Sparse Representation

¹Tae-Hyun Oh, ²Won Jin Kim, ³Kyungdon Joo, *⁴In So Kweon{^{1,4}Department of Electrical Engineering, ³The Robotics Program}, KAIST²IBM Korea

Abstract

Sparse representation has been applied to various challenging problems, and it can effectively deal with fastidious artifacts in computer vision such as occlusion, corruption, and illumination changes. In this paper, we propose a patch-based sparse representation model to the robust visual tracking. The patch-based approach can handle the dynamic appearance changes of a tracking target. We model the dynamic appearance of the object by a combination of local rigid patches. The local parts of the target are tracked separately, and the tracked position is estimated by a mean-shift based spatial voting. The integration of the sparse representation and a voting based approach make visual tracking robust to occlusion and illumination variation. We present the experimental result with some challenging video sequences and compared with a state-of-art tracker. We show the proposed tracking system successfully handle the occlusion, noise, scale variance, illumination change, and appearance change of the target.

I. 서론

본 논문에서는 희소성 표현 모델을 사용하는 영상 기반 물체 추적 방법을 제시한다. 희소성 표현 모델은 가려짐이나 폐색, 밝기 변화에 강인한 특징으로 인해 얼굴 인식 [1], 배경 차분 [2] 등에 성공적으로 적용되어 응용되고 있다. 추적 시스템의 성능을 저하시키는 요소들을 효과적으로 취급하며 인식에 뛰어난 성능을 보여주는 특징으로 인해 희소성 표현 기반 추적 [3]에서도 좋은 결과를 보여주고 있다.

기존 희소성 표현 기반 추적 [3] 방법론에서는 추적 물체의 외형이 변화함에 따라 사전 행렬 A 를 구성하는 표적 물체의 표본들을 점진적으로 갱신하여 외형 변화에 적응하는 추적기를 구현하였다. Mei *et. al.* [3]에서 표본 갱신은 표본과 추적 후보 영역들 중 잔류 오차가 제일 작은 영역을 표적 물체로 간주하고 상관관계가 제일 낮은 표본을 현재 추적된 물체로 갱신한다. 그러나 한 영상 당 한 번의 갱신만으로는 급격한 외형 변화를 처리하기 어려워지며, 사전 행렬 A 를 구성하는 표본들의 선형결합을 통해 표적 물체 표현이 어려워지기 쉽다. 이런 경우 누적 오차가 커져 결국 추적의 실패로 쉽게 이어지는 문제들이 관찰되었다 (그림 1).

본 논문은 위 문제에 대한 대안으로 표적 물체의 외형변화가 빠를 때에도 지역적 영역들의 변화는 작은



그림 1. 급격한 외형 변화로 인해 주어진 사진 행렬 A 의 선형결합으로 외형 변화를 표현 할 수 없어 실패한 현상.

관측을 통해 패치 기반과 희소성 모델이 결합된 추적 방법론[5]을 제시 한다.

II. 희소성 표현 모델과 물체 추적

추적하고자 하는 표적 y 은 외형 모델 $T = [t_1 \dots t_n]$ 로서 사용되는 각 템플릿 t_i 들의 선형 결합으로 표현 가능하다고 간주 할 수 있다 [1]. 이때 선형 결합하는 가중치가 희소 요소들에 의해 표현되는 해를 찾는 것이 희소성 표현 모델이다. 이를 이용해 표현에 의한 잔류 오차가 최소가 되는 점을 찾음으로서 추적을 할 수 있다. 표적을 외형 모델로부터 선형 시스템으로 표현 하면 $y \approx Tx$ 과 같다. 이때 $y \approx [T \ I][x; e]$ 로 단위행렬을 추가하고 x, e 가 희소 벡터로 간주하면 e 와 I 의 선형 결합에 의해 노이즈와 가려짐에 강인하게 표적을 표현 할 수 있게 된다. 최종적으로 희소 해 조건을 만족시키며 표적 표현 조건을 만족 시키는 문제는 다음과 같이 정의 할 수 있다.

$$x^* = \operatorname{argmin} \|x\|_1 \quad \text{s.t.} \quad [T \ I][x; e] = y. \quad (1)$$

III. 패치 기반 희소성 표현 모델과 추적

외형 변화가 빠른 물체를 패치 단위로 나누어 고려하면, 표적 전체적인 외형 변화에 비해 패치 내의 변화는 작은 것을 알 수 있다. 따라서 각 패치에 대해 독립적으로 추적을 하고, 이들 패치들의 표적물체로부터의 상대적인 위치 관계를 이용하여 공간 투표함으로써 물체의 중심을 추정하는 방법을 제안한다. 이때 독립적인 패치 추적은 희소성 표현 모델을 통해 조명 변화, 가려짐 현상 등에 강인하게 추적하고, 추적된 패치들의 위치를 평균 이동(mean-shift) 기법 [4]을 통해 물체의 중심 값을 강인하게 추적한다.

3.1 희소성 표현 모델을 통한 패치 추적

현재 프레임의 영상 $F_t \in R^{h \times w}$ 에서 추적된 물체

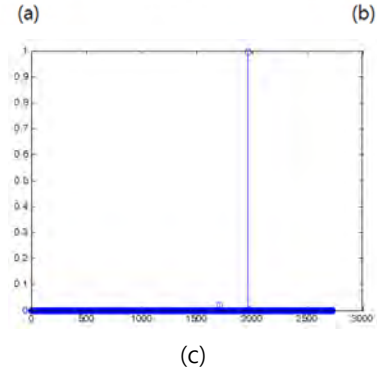


그림 2. (a) 현재 영상 F_t 에서 표적으로 지정된 y 에 대해 여러 부분 패치로 나누어 각각 y_1, \dots, y_n 을 만든다. (b) 다음 영상 F_{t+1} 에서 표적 y 위치로부터 특정 거리 내의 모든 패치들을 열 벡터화하여 사진 행렬 A 를 구성한다. (c) l_1 최소화를 통한 희소해. 특정 위치에서 큰 값을 가지며, 그 외 영역에서는 모두 0에 가까운 것을 볼 수 있다. 이 부분에 해당하는 위치로 패치의 추적 위치가 결정된다.

영역에 대해 그림 2. (a)와 같이 $h_p \times w_p$ 크기의 p 개의 부분 패치를 나눈 영역들을 열 벡터화한 패치 표적들을 $\{y_1, \dots, y_p\}$ 라 하자. 그리고 그림 2. (b)와 같이 다음 프레임의 영상 F_{t+1} 에서 t 시점의 물체 위치로부터 일정 범위에 있는 지역에 대해 같은 크기의 모든 패치 후보를 열 벡터화 하여 사진 행렬 $A = [a_1 | \dots | a_n] \in R^{(h_p \cdot w_p) \times n}$ 를 구성 하면, 하나의 패치 표적 y_i 는 사진 행렬에 같은 영역이 포함되어 있다면 열벡터 중 표적 y_i 는 작은 수의 후보 패치 벡터들(비슷한 영역 위치로부터의)에 의해 선형 결합으로 표현될 수 있다. 이를 희소성 표현을 통해 모델링하면 다음과 같다.

$$x_i^* = \operatorname{argmin}_x \|x_i\|_1 \quad \text{s.t.} \quad y_i = Ax_i \quad (2)$$

사진 행렬에 단위 행렬 I 를 포함함으로써 가려짐에 강인한 모델을 구성 할 수 있다. 식 (2)은 잘 알려진 l_1 최소화 문제로 구현에서는 [8]에 제시된 primal-dual algorithm을 사용했다. l_1 최소화를 통해 구해진 해 x_i^* 를 보면 그림 2. (c)와 같이 0이 아닌 값을 가지는 계수가 적은 희소 해를 구할 수 있다. 또한

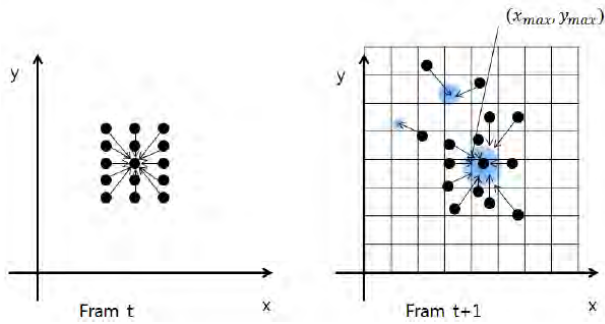


그림 3. 추적된 패치들로부터 물체의 중심 위치를 상대 위치를 통해 투표 하여 점수가 제일 높은 위치가 물체의 중심으로 추정된다. 잘 못 추적된 패치들에 대해서도 강인하게 물체의 중심을 추적할 수 있다.

식 (2)은 볼록 최적화 문제이므로 구해진 최소 해는 전역 최적이며 유일 해이다. x_i^* 에서 가장 큰 값을 가지는 계수에 해당하는 패치 후보 a^* 가 표적 패치와 대응됨을 나타내므로 a^* 의 위치가 추적된 위치가 된다.

3.2 공간 투표를 통한 물체 추적

패치 추적 단계를 통해 독립적으로 추적된 패치의 위치를 이용해 표적 패치와 표적 물체간의 상대적인 위치로부터 표적 물체의 중심 위치를 추적 할 수 있다. 중심 위치를 추적하기 위해 추적된 패치가 지시하는 상대 위치들의 평균을 이용해 표적 물체의 중심 위치를 추정 할 수 있지만 소수의 패치가 추적에 실패하는 경우, 아웃라이어 (outlier) 에 의해 추적 위치가 바이어스 (Bias) 되어 표류하게 된다. 본 논문에서는 암시적 외형 모델 (Implicit Shape Model) [6]에서 제시된 물체의 중심점을 구하는 방법이 동기가 되어 표적 물체의 중심 위치를 추정하는 방법을 제안한다. 그림 3.에서 묘사된 것과 같이 일정 격자 단위를 정의하여 추적된 패치로부터 물체의 중심을 가르치는 상대 위치에 투표를 한다. 가장 점수가 높은 격자점을 기준으로 격자에 투표된 패치들만으로 물체 중심을 평균 이동 (mean-shift) 기법을 이용하여 중심 지점의 기대 값을 찾는다. 이때 기대 값을 구하기 위한 중요도를 포함할 수 있다. 본 논문에서는 표적 물체의 중심으로부터 먼 패치에 대해서는 배경을 포함할 확률이 높으므로 낮은 중요도를 주었다. 중요도를 주는 커널 (kernel) 방법들이 존재하며, 구현에서는 에파니치니코브 커널 (Epanechnikov kernel)[7]을 사용하여 가중치를 주었다. 에파니치코브 커널은 가우시안 커널과 비슷한 형태이지만 중점에서 멀어질 때 가우시안커널과 다르게 빠르게 0값으로 수렴하기 때문에 아웃라이어에 대한 가중치를 제외시킬 수 있다.



그림 4. david 영상에서 각 패치에 대한 추적 결과를 통해 물체의 중심 위치를 투표한 결과.

IV. 실험 결과

본 장에서는 제안된 l_1 최소화 기반의 평균 이동 영상 분할 정합과 공간 투표 물체 추적 시스템에 대해 Mei *et. al.* [3]의 l_1 추적기와 비교 실험을 제시한다. 제안된 알고리즘의 평균 수행시간은 Intel Core i7 3.6 GHz CPU, 16GB 메모리의 C++ 기반에서 한 영상에 대해 약 1 초 걸렸다.

그림 4.에서는 david 실험 영상 [9]에 대해 평균 이동 영상 분할 정합과 공간 투표 결과에 대해 추적된 패치의 위치에서부터 투표된 지점의 최대 투표 값 결과를 표시한 것이다. 직관적으로 다수결을 따르기 때문에 절반 이하의 패치가 추적에 실패한 경우에도 강인하게 추적을 지속할 수 있다. 그림 5.에서 사용된 실험 영상은 조명과 표적이 역동적으로 움직일 뿐 아니라 카메라의 관점도 지속적으로 변하는 도전적인 실험 셋이다. 그림 5. (a)에서 l_1 추적기 [3]는 외형 변화에 적응력이 떨어져 추적 결과가 표류하는 것을 확인할 수 있다. 반면에 제안된 방법은 조명 변화와 빠른 외형 변화에도 불구하고 추적에 성공하였다.

V. 결론 및 향후 연구 방향

이 논문에서 희소성 표현 모델을 이용한 추적 문제를 패치 기반 차별 분류기로 확장하여 적용하였다. 빠르게 변화는 동적인 물체에 대해서 평균 이동 기반의 영상 분할 정합과 공간 투표 물체 추적을 통해 l_1 최소화를 이용한 물체 추적에 대한 단점을 보완하였다. 각 패치는 희소성 표현 모델로 표현되어 l_1 최소화를 통해 동적 물체 추적 문제를 강인하게 해결할 수 있었

다. 여러 영상 세트를 통해 제안된 추적기에 대해 실험하였으며, 표적 물체의 가려짐, 조명 변화, 크기 변화 및 외형 모델의 변화가 생기는 다양한 문제를 다룬 영상 셋의 환경 속에서 제안된 추적기는 다른 추적기의 성능보다 좋은 결과를 보여주었다.

하지만, 한번 물체가 사라지거나 한번 놓치게 되는 경우 물체를 다시 따라 잡을 수가 없었으며, 이러한 문제는 사전 행렬의 표본 갱신 방법을 향상시킴에 따라 제시된 추적기의 성능을 향상시킬 수 있을 것이다.

VI. 감사의 글

This work is supported by National Strategic R&D Program for Industrial Technology.

참고문헌

[1] J. Wright, Y. Yang, A. Ganesh, and S. S. Sastry, Robust Face Recognition via Sparse Representation, *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 31 (2), 210-226. 2009.

[2] V. Cevher, A. Sankaranarayanan, M. Duarte, D. Reddy, R. Baraniuk, and R. Chellappa, Compressive Sensing for Background Subtraction, *Proc. European Conf. Computer Vision*, 2008.

[3] X. Mei and H. Ling, Robust Visual Tracking and Vehicle Classification via Sparse Representation *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 33 (11), 2259-2272, 2011

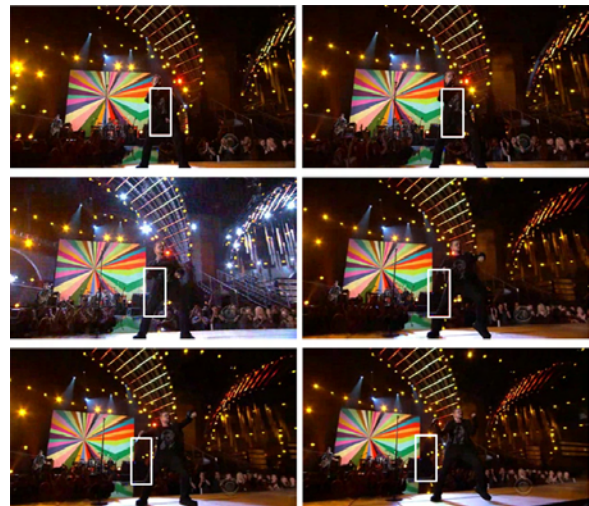
[4] D. Comaniciu, V. Ramesh, and P. Meer, Real-time tracking of nonrigid objects using mean shift, *Proc. IEEE Conf. Computer Vision and Pattern Recognition*, 2000.

[5] W.J. Kim, Visual Object Tracking Using Sparse Representation, MS thesis, KAIST, 2012.

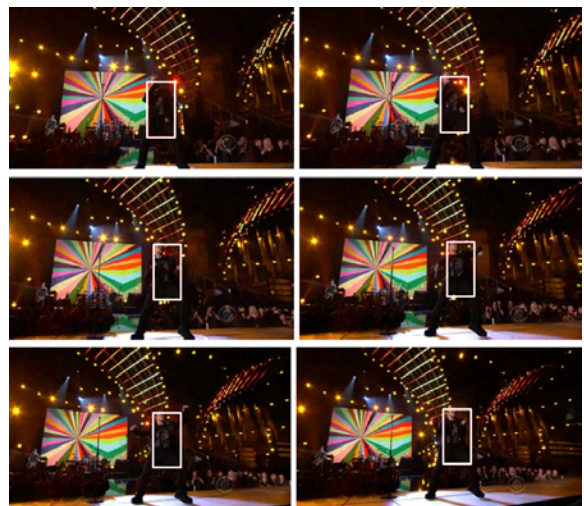
[6] B. Leibe, A. Leonardis, and B. Schiele. Robust Object Detection with Interleaved Categorization and Segmentation, In *IJCV*, 77 (1-3) 2008.

[7] V.A. Epanechnikov, Non-parametric estimation of a multivariate probability density, *Theory of Probability and its Applications*, 1969.

[8] E. Candes and J. Romberg, 1-Magic: Recovery of Sparse Signals via Convex Programming, <http://www.acm.caltech.edu/1lmagic/>, 2005.



(a) l_1 추적기 [3]



(b) 제안된 방법

그림 5. (a) Mei *et. al.* [3]의 l_1 최소화 추적 방법. (b) 제안된 l_1 최소화 기반 평균 이동 영상 분할 정합과 공간 투표 물체 추적 방법. (a)의 움직이는 물체의 외형이 급변함에 따라 추적 위치가 표류하는 것을 확인할 수 있다. 반면에 제안된 방법은 물체의 흐름을 포착하며 추적하고 있다.

[9] David Ross, Jongwoo Lim, Rwei-Sung Lin, Ming-Hsuan Yang, Incremental Learning for Robust Visual Tracking In *IJCV*, 2007.

단일 영상에서의 전달률의 하한치를 이용한 실시간 안개영상 개선 방법

*이재원, **홍성훈

*전남대학교 전자컴퓨터공학과

**전남대학교 전자컴퓨터공학부, 정보통신연구소

e-mail : 777kamja@naver.com, hsh@jnu.ac.kr

A Method of Foggy Image Enhancement Using The Lower Bound of Transmission Rate From a Single Image

*Jae-Won Lee, Sung-Hoon Hong

Dept of Electronic and Computer Engineering, Chonnam National University
school of Electronic and Computer Engineering, Chonnam National University
Information & Telecommunication Research Institute

Abstract

In this paper, we propose a method of dehazing using the lower bound of transmission rate from a single image. Our method estimate low bound of the transmission rate that indicate fog rate and obtain the final transmission using estimated the lower bound of the transmission in each pixels. Because of proposed method not use matting algorithm or filtering algorithm that used exist dehazing methods, so proposed method have small operation time and no halo effect.

I. 서론

안개제거 기술은 입력 영상이 안개나 연무 등에 의하여 가시성이 떨어졌을 때 안개나 연무를 제거하여 영상의 가시성을 향상시키는 기술이다. 이는 영상 감시시스템이나 차량용 블랙박스과 같은 외부 영상에 대한 감시를 수행하는 시스템의 성능을 향상 에 도움이 될 수 있다. 하지만 이와 같은 시스템에 적용되기 위해서는 실시간 연산을 보장하면서 영상을 개선시킬 수

있어야한다. 초기의 안개제거 방법은 동일한 장소에서 기상환경이 서로 다른 여러 장의 영상을 촬영하여 안개를 제거하거나 영상 외에 추가적인 정보를 이용하는 방법이 제안되었지만[1-7], 이러한 기술들은 시간이 지나 얻어진 영상을 사용하거나 같은 여러장의 영상을 사용하기 때문에 블랙박스나 감시시스템과 같은 응용 분야에는 적용하기 힘들다.

이러한 문제를 해결하기 위하여 최근에는 한 장의 영상을 통해 안개를 제거하고 영상을 복원하는 방법들이 제안되고 있다[8-11]. Tan[8]은 안개가 없는 깨끗한 영상은 안개가 있는 영상에 비해 높은 에지 강도를 가지고 있고, 안개 값은 급격하게 변하지 않는다는 속성을 이용하여 안개를 제거하였다. Fattal[9]은 일정 영상 영역 내에서 측정된 반사율은 항상 같은 벡터 방향을 갖는다는 가정을 통하여 영상의 반사율을 측정하여 안개가 제거된 영상을 복원하는 방법을 제안하였다. He[10]는 안개가 없는 깨끗한 영상은 안개가 있는 영상에 비해 칼라의 채도가 높다는 특성을 이용하였는데, Dark Channel Prior를 이용하여 안개가 없는 칼라 영상의 경우 일정 영역에서 매우 낮은 채널 값을 갖는 화소가 있다는 관측 결과를 이용하여 안개를 제거하는 방법을 제안하였다. Tarel[11]은 연산 속도를 개선하기 위하여 미디언 필터를 사용하는 안개제거 방법을

제안하였다.

하지만 이와 같은 한 장의 영상을 사용하는 기존의 방법들은 원영상에 안개가 어느 정도의 비율로 섞여있는지를 나타내는 전달률(transmission rate)을 계산하기 위해 매팅(matting) 처리나 큰 크기의 필터를 사용하므로 매우 많은 연산량을 요구하여 실시간 연산이 힘들고,, 필터처리에 따른 후광효과(halo effect)가 나타나는 단점이 있기 때문에 마찬가지로 실시간성을 요구하는 시스템에는 적용하기 힘들다.

본 논문에서는 이와 같은 문제를 해결하기 위하여 안개제거를 위한 전달률 계산을 매팅이나 필터링 연산을 사용하지 않고, 안개영상 모델에 대한 풀이를 통해 얻어진 제안하는 방법을 통하여 화소단위로 전달률을 매우 적은 연산량으로 계산하고 안개를 제거하는 방법을 제안한다. 제안하는 방법은 필터링 연산이 없어 필터링 연산에 의해 나타나는 후광효과가 나타나지 않으며 연산량도 매우 적고 안개제거 성능도 뛰어난 장점을 가진다.

II. 본론

한 장의 영상을 이용하여 안개를 제거하는 방법들은 공통적으로 아래의 안개 모델링 식을 이용한다.

$$I(x) = J(x)t(x) + I_{\infty}(1 - t(x)) \quad (1)$$

여기서 $I(x)$ 는 카메라를 통해 획득된 안개낀 영상의 x 번째 화소값이고, $J(x)$ 는 안개가 제거된 깨끗한 영상, I_{∞} 는 영상내의 화소 중 카메라에서 가장 먼 대기의 밝기값(atmospheric brightness)이다. $t(x)$ 는 전달률(transmission rate)로 일반적으로 전달률 $t(x)$ 는 식 (2)와 같이 거리에 따라 지수함수적으로 감소한다.

$$t(x) = e^{-\beta d(x)} \quad (2)$$

여기서 β 는 공기의 산란계수이고, $d(x)$ 는 x 번째 화소에 대응하는 공간상의 점과 카메라사이의 거리이다. 따라서 안개가 일정하게 낀 경우 하늘과 같이 거리가 먼 곳은 전달률이 0에 가깝게 되어 식 (1)에서 $I(x) \cong I_{\infty}$ 가 되고, 매우 가까운 곳의 화소는 전달률이 1에 근접하므로 $I(x) \cong J(x)$ 이 된다. 따라서 영상에서 밝은 화소는 거리가 멀어 안개가 많이 낀 경우로 가정할 수 있고 전달률이 작다고 가정할 수 있다.

안개제거는 카메라로부터 획득한 입력영상 $I(x)$ 로부

터 I_{∞} 와 $t(x)$ 을 구하고, 이를 이용하여 최종적으로 안개가 제거된 $J(x)$ 을 복원하는 것이다. 식 (1)로부터 전달률과 복원값은 각각 식 (3)과 식 (4)로 구할 수 있다.

$$t(x) = \frac{I(x) - I_{\infty}}{J(x) - I_{\infty}} \quad (3)$$

$$J(x) = \frac{I(x) - I_{\infty}}{t(x)} + I_{\infty} \quad (4)$$

한편 안개가 제거된 영상 $J(x)$ 는 $0 \leq J(x) \leq I(x)$ 을 만족해야하므로 식 (4)로부터 전달률 $t(x)$ 의 범위는 식 (5)와 같이 결정된다. 전달률 하한치는 짙은 안개로 인해 객체가 보이지 않거나 원래 객체의 밝기(radiance)가 없는 경우의 전달률이다.

$$1 - \frac{I(x)}{I_{\infty}} \leq t(x) \leq 1 \quad (5)$$

식 (3)을 다시 정리하면 전달률 $t(x)$ 는 식 (6)과 같이 안개영상 $I(x)$ 의 전달률의 하한치 $t_{LB}^I(x)$ 를 안개가 제거된 영상 $J(x)$ 의 전달률의 하한치 $t_{LB}^J(x)$ 로 나눈 값과 같다.

$$t(x) = \frac{I(x) - I_{\infty}}{J(x) - I_{\infty}} = \frac{\left\{1 - \frac{I(x)}{I_{\infty}}\right\}}{\left\{1 - \frac{J(x)}{I_{\infty}}\right\}} = \frac{t_{LB}^I(x)}{t_{LB}^J(x)} \quad (6)$$

전달률 $t(x) = t_{LB}^J(x)$ 라고 가정하고 식 (4)를 이용하여 추정된 안개가 제거된 영상 $\tilde{J}(x)$ 은 식 (7)과 같고, $J(x) = \tilde{J}(x)$ 인 경우 식(3)을 이용하여 추정된 전달률은 식 (8)과 같다.

$$\tilde{J}(x) = I_{\infty} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{I(x)}{I_{\infty}}}\right) = I_{\infty} \left(1 - \sqrt{t_{LB}^I(x)}\right) \quad (7)$$

$$\tilde{t}(x) = \frac{I(x) - I_{\infty}}{J(x) - I_{\infty}} = \sqrt{1 - \frac{I(x)}{I_{\infty}}} = \sqrt{t_{LB}^I(x)} \quad (8)$$

결국 전달률이 $t(x) = \tilde{t}(x)$ 인 경우 안개가 제거된

영상은 $J(x)=\tilde{J}(x)$ 가 된다.

안개제거 효과를 향상시키기 위해서 안개가 짙은 화소에 대응하는 전달률이 안개가 얇은 화소의 전달률에 비해 상대적으로 더욱 작은 값을 갖도록 해야 한다. 이를 위해 본 발명에서는 전달률을 식 (9)와 같이 전달률 추정치 $\tilde{t}(x)$ 와 전달률 하한치와의 가중합으로 계산하는데, 가중치가 추정된 전달률 $\tilde{t}(x)$ 로 설정하면 안개제거 효과를 증대시킬 수 있다.

$$t(x)=\omega\tilde{t}(x)+(1-\omega)t_{LB}^I(x), \quad 0 < \omega < 1 \quad (9)$$

가중치가 $\omega(x)=\tilde{t}(x)$ 인 경우 전달률과 안개가 제거된 영상은 각각 식 (10)과 식(11)로 표현된다.

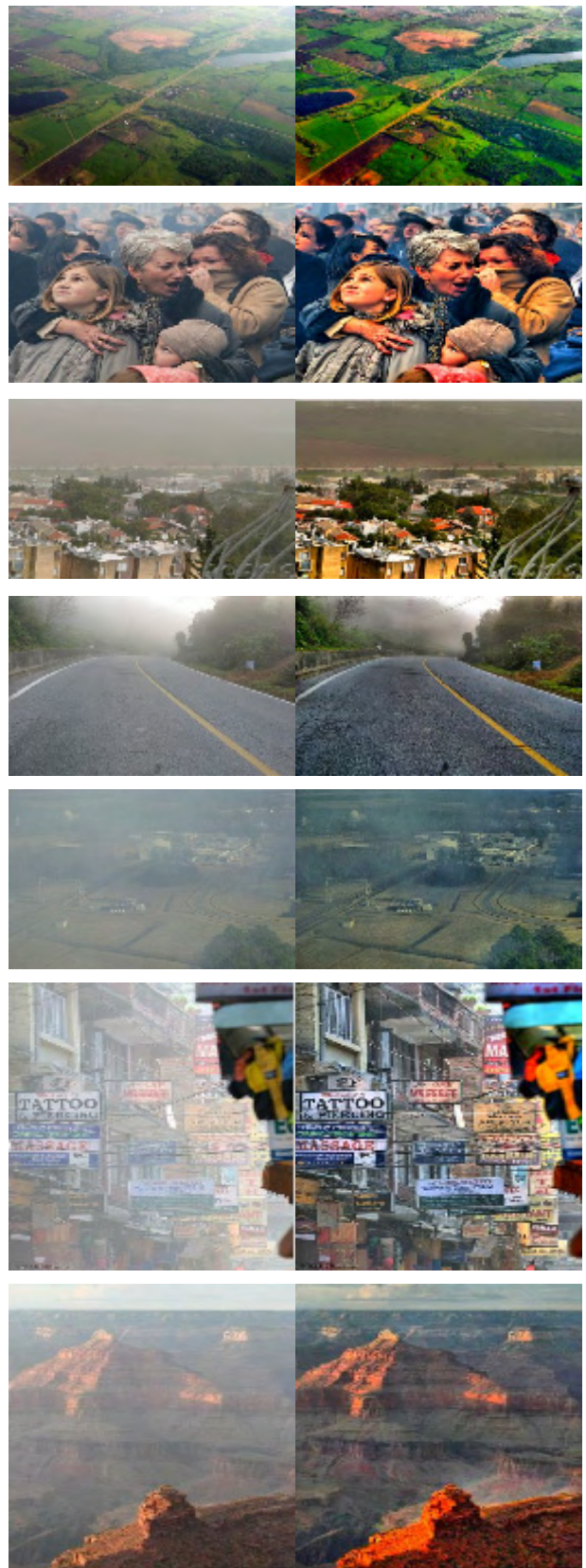
$$t(x)=t_{LB}^I(x)\left(2-\sqrt{t_{LB}^I(x)}\right) \quad (10)$$

$$J(x)=\frac{I_{\infty}\left(1-\sqrt{t_{LB}^I(x)}\right)}{\left(2-\sqrt{t_{LB}^I(x)}\right)} \quad (11)$$

위의 과정은 기존 방식에서의 RGB 색상공간에서 각 색신호를 사용하는 방법이 아닌 YCbCr 색공간에서 휘도 Y신호에 대해서만 적용되며, 위 과정을 통하여 최종적으로 얻어진 안개가 제거된 휘도영상에 대해서 Cb, Cr 색차신호와 함께 보정하여 안개가 제거된 컬러 영상을 얻는다. 입력영상이 컬러일 때는 위와 같은 과정을 수행하고 흑백일 때는 휘도신호에 대한 처리만 수행하여 결과를 얻을 수 있다.

III. 실험 결과 및 분석

본 논문에서 제안하는 안개제거 방법의 결과를 구하기 위하여 Matlab을 이용하여 코드를 구현하고 결과를 얻었다. 제안하는 방법은 제안하는 방법은 1024*768 크기의 영상의 안개를 제거하는데 0.066초, 640*480 크기의 영상의 안개를 제거하는데 0.027초가 걸렸다. 위의 수행시간은 프로그램 최적화 과정을 통하여 충분히 단축될 수 있다. 실험을 통해 얻어진 실험결과를 통하여 제안하는 방법이 실시간 연산에 충분히 적합함을 확인할 수 있다. 또한 안개제거에 대한 주관적 결과 역시 안개가 제거된 결과영상을 통해 확인할 수 있다. 그림 1은 안개가 낀 입력 영상들에 대해 제안하는 방법을 사용하여 안개를 제거한 결과영상들을 보여준다.



입력영상

결과영상

그림 1. 안개제거 결과 영상

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 안개, 연기, 구름 등 공기 중 밝기와 색상 성분이 객체의 빛과 색 성분과 혼합되어 가시성이 낮아진 영상에 대해 공기 중의 밝기와 색상성분을 제거하여 선명한 영상을 제공하는 방법을 제안한다. 제안하는 방법은 RGB 색좌표계가 아닌 YCbCr 색좌표계를 사용하여 멀티미디어 시스템에서의 이용을 위한 색좌표계 변환 요구가 필요하지 않고, 각 R, G, B 각 신호성분에 대해 독립적 처리에 의한 색상 변화가 일어나는 단점을 없었다. 또한 안개 모델 분석을 통하여 안개제거를 위한 전달률 하한치를 구하고 안개를 제거할 수 있는 폐쇄공식(closed form)을 제안하였다. 제안된 폐쇄공식에 의한 안개제거 방법은 기존의 방법에서 필터링 사용에 의해 나타나는 후광효과가 나타나지 않고 큰 필터링에 의한 연산량이 높아지는 문제를 해결하여 실시간 처리가 가능하다. 제안한 방법을 통하여 안개나 연기로 인해 화질이 저하된 휘도영상에서 안개나 연기를 제거하여 가시성이 향상된 영상을 얻을 수 있었고, 응용분야로써 영상 감시시스템이나 차량용 영상 블랙박스 등에서 개선된 영상을 제공하는 방법으로 사용될 수 있을 것으로 파악된다.

V. 사사

본 연구는 교육과학기술부와 한국연구재단의 지역혁신인력양성사업(2012H1B8A2025531)으로 수행된 연구 결과임,

참고문헌

[1] Y. Y. Schechner, S. G. Narasimhan, and S. K. Nayar, "Instant dehazing of images using polarization," in Proc. CVPR, pp. 1984-1991, Hawaii, USA, Dec. 2001.

[2] S. Shwartz, E. Namer, and Y. Y. Schechner, "Blind haze separation," in Proc. CVPR, pp. 1984-1991, New York, USA, Oct. 2006.

[3] S.G. Narasimhan and S. K. Nayar, "Chromatic framework for vision in bad weather," in Proc. CVPR, pp. 598-605, SC, USA, June 2000.

[4] S. G. Narasimhan and S. K. Nayar, "Contrast restoration of weather degraded images," IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell., vol. 25, no. 6, pp. 713-724, June 2003.

[5] S. K. Nayar and S. G. Narasimhan, "Vision in

bad weather," in Proc. ICCV, pp. 820-827, Corfu, Greece, Sep. 1999.

[6] J. Kopf, B. Neubert, B. Chen, M. Cohen, D. Cohen-Or, O. Deussen, M. Uyttendaele, and D. Lischinski, "Deep photo: Model-based photograph enhancement and viewing," ACM Trans. Graphics, vol. 27, no. 5, pp. 1-10, Dec. 2008.

[7] S. G. Narasimhan and S. K. Nayar, "Interactive deweathering of an image using physical models," In Workshop on Color and Photometric Methods in Computer Vision, OCT. 2003

[8] R.Tan, "Visibility in bad weather from a single image," in Proc CVPR, pp. 1-8, Alaska, USA, June 2008.

[9] R.Fattal, "Single image dehazing," ACM Trans. Graphics, vol. 27, no. 3, pp. 1-9, Aug. 2008.

[10] K. He, J. Sun, and X.Tang, "Single image haze removal using dark channel prior," in Proc. CVPR, pp. 1956-1963, Miami, USA, June 2009.

[11] Tarel, Jean-Philippe; Hautiere, Nicolas; "Fast visibility restoration from a single color or gray level image," Computer Vision, 2009 IEEE 12th International Conference on, pp.2201-2208, Sept. 2009.

Android 기반 O/S에서의 과도한 밝기 변화를 방지하는 히스토그램 평활화 알고리즘

*김종인, *이재원, **홍성훈
*전남대학교 전자컴퓨터공학과
**전남대학교 전자컴퓨터공학부, 정보통신연구소
e-mail : boss0327@naver.com, 777kamja@naver.com, hsh@jnu.ac.kr

Histogram equalization algorithm to prevent excessive changes in
brightness based on Android O/S

*Jong-In Kim, *Jae-Won Lee, **Sung-Hoon Hong
*Dept of Electronic & Computer Engineering,
Chonnam National University
**School of Electronic & Computer Engineering, Chonnam National
University, Information & Telecommunication Research Institute

I. 서론

Abstract

영상의 화질향상(Image enhancement)은 영상처리를 통하여 인간의 눈에 보다 자연스러운 영상을 보여주는 처리 과정으로 명암대비 향상이 화질향상에 큰 영향을 준다. 명암대비를 향상시키는 방법으로는 히스토그램 평활화(Histogram Equalization) 방법이 있다. 기존의 방법들은 영상의 평균밝기가 어둡거나 밝을 경우 평균 밝기의 급격한 변화로 부자연스러운 결과영상을 얻거나, 대비 향상 효과가 낮은 결과를 얻는 단점이 발생한다. 본 논문에서는 목표 평균 밝기값을 이용한 히스토그램 분할과 히스토그램 압축방법을 통해서 개선된 명암대비 향상 기법을 제안한다. 제안한 방법은 과도한 명암대비 증가로 인한 과포화 현상을 억제하기 위하여 히스토그램의 빈도수에 따라 히스토그램을 차등 압축시키고, 동영상의 각 프레임의 평균밝기 변화를 유지하도록 설계되어 있다. 실험결과 제안방법은 기존 방법에 비해 스마트폰의 동영상 촬영 시 각 프레임의 평균밝기 변화를 잘 유지하고, 과포화 현상 없이 좋은 명암대비 향상 효과를 보였다.

화질 향상에 큰 영향을 주는 요소 중의 하나는 명암 대비 향상이며 명암 대비를 향상시키는 대표적인 방법으로 많이 알려진 히스토그램 평활화(histogram equalization)[1] 방법은 영상의 누적 히스토그램 분포를 변환함수로 이용하여 밝기값을 재분배 하는 방법으로, 빠르고 쉽게 구현이 가능하여 많이 활용되는 방법이다. 그러나 이 방법은 밝기 변환 후 영상의 평균 밝기가 과도하게 변하거나 이로 인해 영상의 배경에 없었던 잡음이 생기고 밝기값의 수가 매우 많은 히스토그램의 평활화로 인하여 수가 적은 밝기 값이 하나의 밝기 값으로 뭉쳐지는 과포화 현상 등이 나타나는 단점이 있다. 특히, TV와 같은 동영상에서는 영상의 과도한 밝기 변화를 방지하고, 영상의 평균 밝기를 보존하면서 화질을 개선하는 기법이 필요하기 때문에 히스토그램 평활화 기법을 그대로 적용하기에는 한계가 있다.

과포화 현상 및 과도한 밝기 변화를 방지하기 위한 대표적인 방법으로 입력영상의 히스토그램을 클리핑(clipping)하여 특정 밝기값에 집중되어 있는 히스토그램을 분산하여 과도한 밝기 변화를 막는

CLAHE(Contrast-Limited Adaptive Histogram Equalization)[2]방법이 제안되었다. 한편, 영상의 평균 밝기를 보존하기 위해 화소의 평균값 또는 중간값을 이용한 히스토그램 분할 기법으로 BBHE(Brightness preserving Bi-Histogram Equalization)[3], DSIHE(Dualistic Sub-Image Histogram Equalization)[4], RMSHE(Recursive Mean-Separate Histogram Equalization), 중첩 서브블록 히스토그램 평활화(Partially Overlapped Sub-Block Histogram Equalization), RSIHE(Recursive Sub-Image Histogram Equalization), BHEPL(Bi-Histogram Equalization with a Plateau Limit) 등이 제안되었다. 이와 같은 히스토그램 분할 기법들은 분할 기준 값을 중심으로 히스토그램이 대칭적으로 분포되어 있지 않은 경우 개선 효과가 떨어지고, 최적의 분할 횟수를 자동으로 산정하기 어려울 뿐 아니라, 분할 횟수가 증가할수록 결과 영상의 평균 밝기는 유지되지만 영상 개선 효과는 점점 줄어는 단점이 있다. 따라서 본 논문에서는 히스토그램의 빈도수에 따라 히스토그램을 차등 압축 방법을 사용하여 과도한 명암대비 증가로 인한 과포화 현상을 억제하고, 스마트폰 동영상 촬영 시 각 프레임의 평균밝기 변화를 정확히 유지하는 분할 히스토그램 압축 평활화를 이용한 영상의 명암대비 향상 기법을 제시한다.

II. 본론

2.1 히스토그램 압축 평활화

그림 1은 본 논문에서 제안하는 방법의 히스토그램 변형 방법을 보여준다. (a)는 입력영상의 히스토그램 $h(X_k)$ 이고, (b)는 평균빈도수 T 단위로 구간을 나누는 것을 보여준다. (c)는 구간별로 히스토그램에 대한 압축 결과를 나타낸 것으로 각 구간별로 1/2, 1/3, 1/4, ... 로 압축을 수행하여 구한 히스토그램의 예를 보여준다. (d)는 압축과정에 의해 소실된 히스토그램의 총합을 모든 레벨에 대해 일정하게 재분배하여 얻어진 최종적으로 변형된 히스토그램을 보여준다.

입력영상의 각 명암도 레벨에 대한 평균 빈도수 T 는 식 1과 같이 구한다.

$$T = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} h(X_k) \quad (1)$$

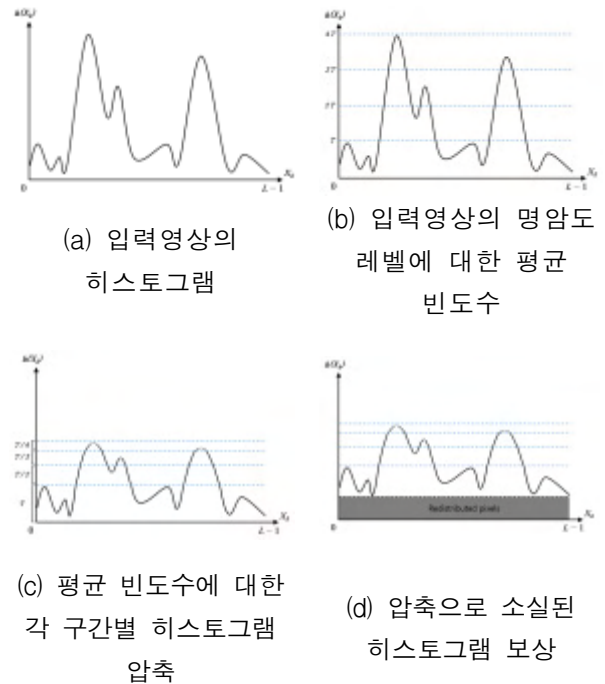


그림 1. 히스토그램 압축 평활화 과정

여기서 L 은 입력영상에 표현 가능한 최대 밝기값으로 8bit 디지털영상은 $L = 256$ 이고 $h(X_k)$ 는 명암도 레벨 X_k 에 대응하는 히스토그램 값이다.

히스토그램 압축 방법은 그림 1의 (c)와 같이 입력영상의 히스토그램 $h(X_k)$ 을 각 레벨에 대한 평균 빈도수 T 를 이용하여 각 구간별로 1/2, 1/3, 1/4, ... 로 압축을 수행할 경우 압축된 히스토그램 $h'(X_k)$ 는 식 2에 의해 구할 수 있다.

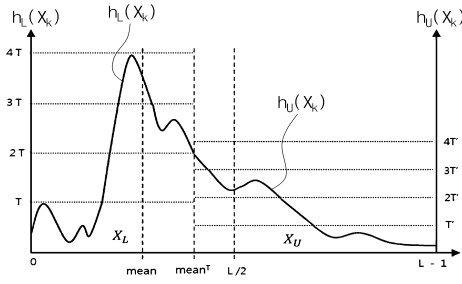
$$h'(X_k) = \begin{cases} h(X_k) & , m \leq 1 \\ \sum_{l=1}^m \frac{1}{l} \times T + \frac{1}{m+1} \times (h(X_k - mT)) & , m > 1 \end{cases} \quad (2)$$

여기서 $m = \lfloor h(X_k)/T \rfloor$ 으로 $h(X_k)$ 를 평균빈도수 T 로 나눈 몫을 의미한다.

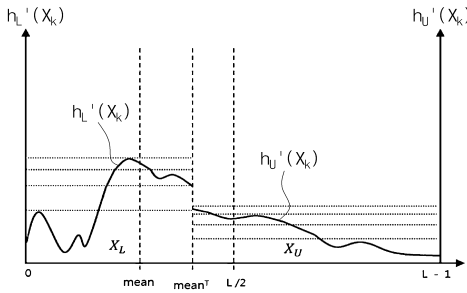
이러한 압축과정 수행 후 손실된 히스토그램(입력 히스토그램에서 압축된 히스토그램을 뺀 빈도수)을 그림 1의 (d)와 같이 모든 밝기 레벨에 대해 동일하게 재분배하고 앞서 설명한 히스토그램 평활화 과정을 수행하여 최종 결과 영상을 얻을 수 있다.

2.2 평균 밝기값 이동 및 히스토그램 분할 방법

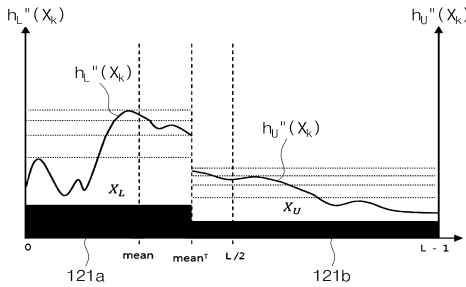
그림 2는 본 논문에서 제안하는 분할 영역별 히스토그램 변형 방법을 보여준다. (a)는 입력 영상의 히스토그램을 나타낸 것으로 입력영상의 평균밝기가 $mean$ 이고 표현 가능한 최대밝기의 중간값이 $L/2$ 인 경우



(a) 목표 평균 밝기를 기준으로 분할된 영역별 히스토그램 분포와 평균 빈도수



(b) 분할된 영역별 히스토그램 압축과정



(c) 압축으로 소실된 영역별 히스토그램에 대한 영역별 보상

그림 2. 평균 밝기 이동 및 히스토그램 분할 과정

식 3으로 구해진 목표 평균 밝기값 $mean^T$ 를 기준으로 히스토그램 영역이 나누어진다.

$$mean^T = \alpha \times mean + (1 - \alpha) \times \frac{L}{2} \quad (3)$$

여기서 가중치 $\alpha = 1$ 이면 목표 평균 밝기 값은 입력영상의 평균밝기와 같은데, α 가 작을수록 영상의 명암대비가 높아지지만 과도한 밝기변화로 인해 과포화 현상이 발생할 가능성이 높다.

변형된 히스토그램 분포 $h(X_k)$ 를 이용하여 영역별 히스토그램 평활화 하는 과정을 상세히 설명하면 다음과 같다. 첫 번째, 식 3을 이용하여 목표 평균 밝기값 $mean^T$ 를 기준으로 히스토그램 영역을 분할 한 후 각

영역에 대해 식 2를 통해 독립적으로 히스토그램 압축과 재분배 과정을 수행하여 얻은 변형된 히스토그램 분포에 대해 식 4와 같이 각 영역의 화소수를 계산한다.

여기서 $h(X_k)$ 는 각 영역에 대해 독립적으로 히스토그램 압축과 재분배 과정을 수행하여 얻은 변형된 히스토그램 분포를 의미한다. 두 번째, 각 영역에 대해 식 5와 같이 정규화된 히스토그램과 식 6과 같이 정규화된 히스토그램의 누적분포함수(CDF)를 구한다.

세 번째, 목표 평균 밝기값 $mean^T$ 를 기준으로 분할된 각 영역에 대해 식 7과 같이 히스토그램 평활화를 수행 한다.

$$M_L = \sum_{k=0}^{mean^T} h(X_k) \quad (4)$$

$$M_U = \sum_{k=mean^T+1}^{L-1} h(X_k)$$

$$P_L(X_k) = \frac{h(X_k)}{M_L}, X_k \leq X_{mean^T} \quad (5)$$

$$P_U(X_k) = \frac{h(X_k)}{M_U}, X_k > X_{mean^T}$$

$$C_L(X_m) = \sum_{k=0}^m P_L(X_k), X_k \leq X_{mean^T} \quad (6)$$

$$C_U(X_m) = \sum_{k=mean^T+1}^m P_U(X_k), X_k > X_{mean^T}$$

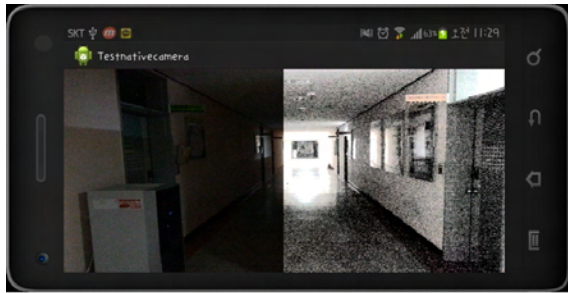
$$Y(X_k) = \begin{cases} X_0 + (X_{mean^T} - X_0)C_L(X_k), & X_k \leq X_{mean^T} \\ X_{mean^T+1} + (X_{L-1} - X_{mean^T+1})C_U(X_k), & X_k > X_{mean^T} \end{cases} \quad (7)$$

III. 구현

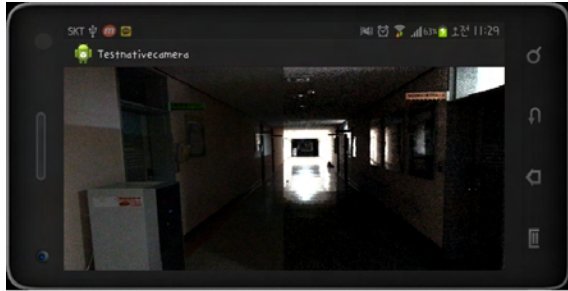
구현에 사용된 시스템은 1.4GHz Exynos 4412 AP, 2GB Ram, Android O/S 4.1.2 Jelly Bean 등으로 구성되어 있다.

그림 3은 HE, BBHE, RMSHE와 제안방법을 적용한 결과 영상이다. 결과영상에서 좌측영상은 원본 영상이며 우측은 알고리즘이 적용된 결과 영상이다.

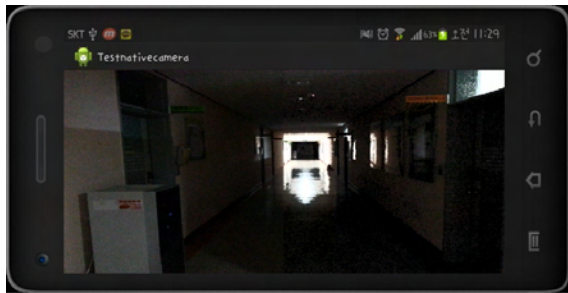
그림 3(b)의 HE 방법을 적용한 영상은 과도한 대비 향상 효과를 보여주었고 분할 기법인 그림 3(b), (c) 방법은 그림 (b)의 HE 방법에서 나타나는 밝기가 과도하게 변하는 단점은 나타나지 않았으나 영상이 어두운 명암의 비중이 매우 크기 때문에 만족스러운 결과를 얻을 수 없었다.



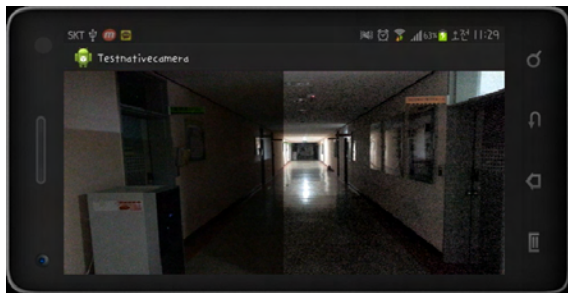
(a) HE



(b) BBHE



(c) RMSHE



(d) 제안방식

그림 3. 구현된 어플리케이션

그림 3(d)의 제안 방법은 HE 방법에서 나타나는 단점과 BBHE와 RMSHE 방법에서 나타나는 현상이 원본 영상과 비교를 했을 때 높은 명암 대비 효과를 보였다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

영상의 화질개선을 위해서는 명암도 대비를 향상시켜야 하며 이를 해결하기 위하여 히스토그램 평활화 관련 연구가 매우 많이 진행되어왔다. 기본 히스토그램 평활화를 비롯하여 변형된 방법으로 BBHE, DSIHE, RMSHE, RSIHE, CLAHE, BHEPL 등이 있는데, 이들은 평균 밝기의 급격한 변화로 인하여 부자연스러운 결과영상을 얻거나, 대비 향상 효과가 낮은 결과를 얻는 단점이 종종 발생한다. 따라서 본 논문에서는 이와 같은 단점을 보완하는 화질향상을 위한 분할 히스토그램 압축 평활화 기법을 이용한 명암대비 향상 방법을 제안하였다. 이를 통해 기존의 방법에서 나타나는 평균 밝기의 급격한 변화로 인한 부자연스러운 결과나, 대비 향상 효과가 낮은 단점을 해결하여 명암대비 향상 효과가 좋으며 동영상에서 평균 밝기의 급격한 변화가 적은 영상을 얻을 수 있었다.

스마트폰으로 동영상 촬영 시 제안한 알고리즘 적용 하면 15~18프레임으로 Real-Time 이 요구되는 시스템에 적용시키는데 약간 무리가 있었으며 추후 연구에서는 Real-Time 이 요구되는 시스템에서 충분히 활용할 수 있는데 목적을 두겠다.

V. 사사

본 연구는 교육과학기술부와 한국연구재단의 지역혁신인력양성사업(2012H1B8A2025531)으로 수행된 연구 결과임.

참고문헌

- [1] R. G. Gonzalez, and R. E. Woods, Digital Image Processing, Third Edition, Prentice-Hall, 2008.
- [2] Stephen M. Pizer, R. Eugene Johnston, James P. Ericksen, Bonnie C. Yankaskas, and Keith E. Muller, "Contrast-limited adaptive histogram equalization: speed and effectiveness", In Proceedings of the First Conference on Visualization in Biomedical Computing, pp.337-345, May 1990.
- [3] Y.-T Kim, "Contrast Enhancement Using Brightness Preserving Bi-Histogram Equalization", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.43, No.1, pp:1-8, 1997.
- [4] Y.Wang, Q.Chen and B.M.Zhang, "Image Enhancement based on Equal Area Dualistic Sub-image Histogram Equalization Method", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.45, No.1, pp:68-75, 1999.

구두

시스템및제어 소사이어티

- 시스템및제어 1
- 시스템및제어 2
- 시스템및제어 3
- 시스템및제어 4
- 시스템및제어 5

SUMMER

EKF 방법을 이용한 수중 로봇의 위치 추정

*김태균, 최현택, 이영준, **고낙용
*한국해양과학기술원 해양시스템연구부
**조선대학교 제어계측로봇공학과

e-mail : *tgkim@kiost.ac, htchoiphd@kiost.ac, leeyeongjun@kiost.ac
**nyko@chosun.ac.kr

Localization for Pose of an Underwater Robot Using EKF Method

*Tae Gyun Kim, Hyun-Taek Choi, Yeongjun Lee, **Nak Yong Ko
*Department of Ocean System Engineering Research, Korea Institute of
Ocean Science and Technology
**Department of Control and Instrumentation Engineering, Chosun
University

Abstract

This paper describes Extended Kalman Filter (EKF) to estimate pose of an underwater robot. Existing Kalman filter based method is applied which estimates a robot pose by fusing robot motion and external environment information. In this paper, internal sensor information on motion of an underwater robot that is surge and yaw velocities, and external sensor information that is range and bearing between a robot and externally fixed landmarks are assumed. The result of EKF method is illustrated through simulation in the paper with known correspondences according to external sensor information.

I. 서론

주행 로봇은 현재의 위치에서 목적지까지 이동하여 주어진 임무를 수행할 수 있어야 한다. 이를 위해서

로봇은 스스로 외부 환경에 대한 상황을 인지하고 판단하는 자율 주행 기능들이 요구된다[1][2]. 이러한 자율 주행 기능들은 현재의 로봇 위치에서 목적지까지 이동 경로를 생성하는 경로 계획 기능, 이동 경로 상에 주어진 장애물들을 회피하는 장애물 회피 기능, 그리고 외부 환경으로부터 자신의 위치를 알아내는 위치 추정 기능들로 분류될 수 있다[3].

본 논문은 수중 환경에서 주행하는 로봇의 위치 추정을 위해 기존의 지상 환경에서 많이 연구되었던 EKF 방법[4][5]을 설명한다. 이 방법은 로봇의 운동을 감지할 수 있는 내부 센서와 로봇이 동작하는 환경에 설치된 특징점들 간의 외부 환경 정보를 획득하기 위한 외부 센서를 이용한다. 본 논문의 실험에서는 외부 센서 정보에 대해 로봇과 특징점들 사이의 거리와 그 사이각을 이용한 경우, 거리 정보만을 이용한 경우, 그리고 사이각 정보만을 이용한 경우의 실험 결과를 비교하고 분석한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 II장에서는 확장 칼만 필터 방법에 대해 예측과 갱신 단계로 구분하여 설명한다. 제 III장에서는 시뮬레이션을 이용하여 실험된 결과를 분석한다. 제 IV장에서는 결론 및 향후 과제로 마무리 한다.

II. 확장 칼만 필터 방법

본 논문에서의 위치 추정 방법은 베이시안 필터[6]에 기반한 확장 칼만 필터 방법이다. 이 방법은 수중 로봇의 위치를 예측하는 단계와 예측된 수중 로봇의 위치를 평가하여 갱신하는 단계로 구성된다. 예측 단계에서는 로봇의 내부에 장착된 센서를 이용하여 수중 로봇의 위치를 예측한다. 그리고 갱신 단계에서는 수중 로봇과 외부에 설치된 특징점들 사이의 환경 정보를 획득할 수 있는 외부 센서를 이용하여 수중 로봇의 위치를 갱신한다.

표 1은 확장 칼만 필터의 의사 코드[7]로서 Line 1의 "Prediction step(\cdot)"은 예측 단계이고 Line 2의 "Correction step(\cdot)"은 갱신 단계를 나타낸다. 예측 단계에서는 이전 시각 $t-1$ 에서 추정된 수중 로봇의 위치 정보 X_{t-1} , 추정 오차 공분산 Σ_{t-1} , 그리고 현재 시각 t 에서 내부 센서에 의해 수신된 로봇의 운동 정보 z_t^{in} 를 이용하여 현재 시각 t 에서의 수중 로봇의 위치 X_t 와 추정 오차 공분산 Σ_t 을 예측한다. 갱신 단계에서는 현재 시각에서의 수중 로봇 위치 X_t 와 추정 오차 공분산 Σ_t 을 추정한다. 이 단계에서는 예측 단계에서 예측된 수중 로봇의 위치 X_t , 예측된 오차 공분산 Σ_t , 그리고 외부 센서로부터 측정된 특징점과의 거리 또는 각도 정보 z_t^{ext} , 외부 특징점들에 대한 고유 식별자 c_t , 그리고 특징점들의 위치 정보들을 나타내는 환경 정보 E 를 이용한다.

Localization EKF($X_{t-1}, \Sigma_{t-1}, z_t^{in}, z_t^{ext}, c_t, E$)

1. $(X_t, \Sigma_t) = Prediction\ step(X_{t-1}, \Sigma_{t-1}, z_t^{in})$
 2. $(X_t, \Sigma_t) = Correction\ step(X_t, \Sigma_t, z_t^{ext}, c_t, E)$
 3. return (X_t, Σ_t)
-

그림 1. 확장 칼만 필터의 의사 코드

III. 시뮬레이션

본 실험에서는 시뮬레이션을 이용하여 외부 센서 정보에 따른 확장 칼만 필터 방법의 위치 추정 결과들을 비교 분석한다. 실험의 시뮬레이션에서 고려된 수중 로봇의 내부 센서 정보는 surge($u=0.35m/s$)와 yaw($r=0.1r/s$) 속도이다. 여기서 surge와 yaw는 $a_{ur}=1.0$, $a_{ur}=0.5$, $a_{ru}=0.2$, 그리고 $a_{ru}=0.1$ 의 불확실성이 포함된다. 외부 센서 정보는 수중 로봇과 외부 특징점들

사이의 거리와 사이각이 고려된다. 이 정보는 수중 로봇과 외부 특징점들의 거리가 6.28m 이내일 경우 이용 가능하다. 그리고 수중 로봇은 수신된 거리와 사이각 정보가 어떤 특징점과의 정보인지 판별할 수 있다. 또한 수신되는 거리와 사이각의 불확실성은 0.5m와 0.5rad의 표준 편차를 갖는다.

그림 2는 실험에 대한 시뮬레이션 환경으로 4개의 외부 특징점이 고려된다. 그림에서의 SR은 시뮬레이션 로봇, DR은 내부 센서 정보만을 이용한 위치 추정 결과, 그리고 RBEPKF, BEKF, REKF는 확장 칼만 필터를 이용한 위치 추정 결과를 나타낸다. 여기서 RBEPKF는 외부 센서 정보에 대해 거리와 사이각 정보, BEKF는 사이각 정보, 그리고 REKF는 거리 정보를 사용한 결과이다.

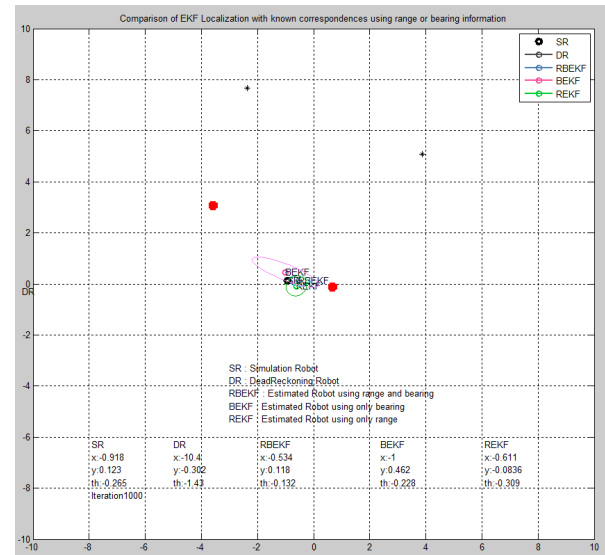


그림 2. 시뮬레이션 환경

그림 3은 수중 로봇의 이동 궤적에 따른 추정 결과들의 비교를 나타낸다. 그림에서 보이는 바와 같이 EKF 방법을 이용하여 추정한 ㉑, ㉒, 그리고 ㉓는 내부 센서 정보만을 이용하여 추정한 데드레크닝 결과 ㉔에 비해 좋은 성능을 보였다. EKF 방법을 이용한 ㉑, ㉒, 그리고 ㉓를 비교해 볼 때, 거리와 사이각 정보를 이용하여 추정한 ㉒RBEPKF의 추정 결과가 가장 좋은 추정 성능을 보였다. 그림 3에 대한 분석은 표 1과 같다. 여기서 표의 오차 거리는 시뮬레이션 로봇과 각각의 방법들에 의해 추정된 위치의 차이를 의미한다.

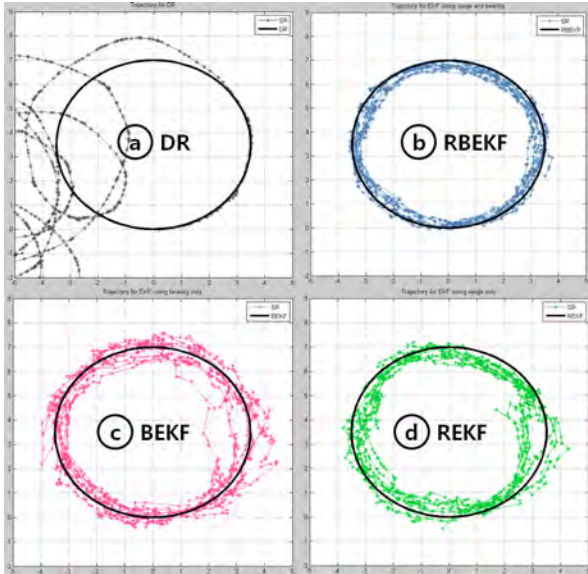


그림 3. 수중 로봇의 이동 궤적에 대한 추정 결과

표 1. 추정 결과의 오차 거리($\|X_{r,sr} - X_{r,est}\|$)

	평균(m)	표준 편차(m)
DR	6.244	2.488
RBEKF	0.293	0.143
BEKF	0.638	0.448
REKF	0.432	0.233

IV. 결론

본 논문은 수중 로봇의 위치 추정을 위해 내부 센서와 외부 센서 정보를 이용한 EKF 방법이다. 실험에서는 시뮬레이션을 이용하여 수중 로봇의 주행 경로에 따른 데드레크닝 방법과 EKF 방법의 결과를 보였다. 또한 EKF 방법에서 외부 센서 정보에 따른 수중 로봇 추정 결과를 비교하였다. 실험의 결과를 볼 때 내부 센서 및 특징점들에 대한 거리와 베어링 정보를 융합한 EKF 방법은 내부 센서를 이용한 방법에 비해 좋은 결과를 획득할 수 있다. 또한 외부 센서 정보인 거리 정보만을 이용한 REKF와 사이각 정보만을 이용한 BEKF 방법은 일시적으로 거리 또는 사이각 정보만을 이용할 수 있는 상황에서 기존의 RBEKF 방법을 보완할 수 있을 것으로 사료된다.

향후, EKF 방법에서 특징점들의 고유 식별자를 알 수 없을 경우에 대해 연구하고 파티클 필터 방법과의 성능을 비교 분석한다. 그리고 실제 수중 로봇과 인공적으로 설계된 특징점들을 이용하여 수조에서의 실험을 실시할 것이다.

감사의 글

본 연구는 한국해양과학기술원의 “고정밀 임무 수행을 위한 인공지능 기반의 수중 로봇 기술 개발”과제 지원을 받아 수행되었습니다.

참고문헌

- [1] J. Borenstein, B. Everett, and L. Feng, “Where am I?” Sensors and Methods for Mobile Robot Positioning, Technical Report, University of Michigan, pp. 130-131, 1996.
- [2] 김태균, 고낙용, “파티클 필터 방법을 이용한 특징점과 로봇 위치의 동시 추정”, 한국지능시스템학회 논문지, 제22권, 제3호, pp. 353-360, 2012. 6.
- [3] J. Borenstein, B. Everett, and L. Feng, “Navigating Mobile Robots: Systems and Techniques, A. K. Peters, Ltd.”, 1996.
- [4] S. Thrun, W. Burgard, and D. Fox, Probabilistic robotics, MIT Press, Cambridge, 2005.
- [5] G. Welch and G. Bishop, An introduction to the Kalman filter, Technical Report 95-041, Department of Computer Science, University of North Carolina at Chapel Hill, Chapel Hill, NC 27599-3175, 2002.
- [6] V. Fox, J. Hightower, L. Lin, D. Schulz, and G. Borriello, “Bayesian filtering for location estimation”, IEEE Pervasive Computing, Vol. 2, No. 3, pp. 24-33. 2003.
- [7] 김태균, “수중 로봇의 자율 주행을 위한 위치 추정 방법”, 조선대학교 박사 학위 논문, 2013.

안드로이드 기반 로봇 소프트웨어 플랫폼

*정준호, **Wu Peng, **유민수

*한양대학교 지능형로봇학과

**한양대학교 전자컴퓨터통신공학과

e-mail : (hjung, wupeng, msryu)@rtcc.hanyang.ac.kr

Android-based Robot S/W Platform

*Jun-Ho Jung, **Peng Wu, **Min-soo Ryu

*Dept of Intelligent Robot Engineering, Hanyang University

**Dept of Electronics and Computer Engineering, Hanyang University

Abstract

This paper describes the design and development of a platform in the form of integration of Android and Robot. We design and develop interworking components with Robot by each layer in Android platform, and also consider HW dependency and extensibility.

With this, We can provide various service using many functions of Android and network service. And we develop Android-Robot services based on integrated platform we researched, as well.

I. 서론

지능형 서비스 형태의 로봇들은 다양한 환경에서 사람과 상호작용을 하면서 사용자에게 다양한 서비스를 제공한다. 그러나 그 형태가 환경에 따라 다르며 각 로봇에서 제공하는 서비스나 기능들이 환경에 따라서 제한적이다. 로봇이 처해진

환경이 변할 경우 그에 맞춰서 새로운 형태의 플랫폼 개발 또는 서비스 개발이 능동적으로 변하기 어렵다. 본 논문에서 개발한 안드로이드와 로봇 통합형 플랫폼 기술은 안드로이드의 많은 기능과 네트워크 서비스를 이용하고 그 안에 로봇 서비스를 이식시킴으로써 다양한 서비스 개발에 용의하고 다양한 환경에 맞는 서비스를 제공할 수 있다. 또한 안드로이드 Application을 개발함으로써 서비스를 제공할 수 있어 다양한 환경에 능동적으로 대처할 수 있으며 안드로이드의 네트워크를 활용(안드로이드 마켓 등)하여 빠른 보급도 가능하다.

본 논문에서는 안드로이드와 로봇간의 통합된 형태의 플랫폼을 설계 및 개발에 대해 기술한다. 안드로이드 플랫폼 안에 각 계층별 로봇과 연동할 수 있는 구성요소들을 설계 및 개발하였고 HW 의존적이지 않고 확장성을 고려하였다. 또한 통합형 플랫폼을 바탕으로 안드로이드-로봇 서비스들을 개발하였다.

II. 본론

2.1 Android-Robot Integration S/W Platform

본 장에서는 로봇과 안드로이드 통합형 플랫폼을 이용하여 안드로이드 기반의 임베디드 시스템을 바탕으로 로봇을 제어하고 안드로이드에서 지원하는 서비스를 로봇에게 적용시켜 제공하는 방법이다.

안드로이드 로봇 통합형 프레임워크는 아래의 그림(그림 1)과 같은 구조를 갖는다. 그림과 같이 로봇과 안드로이드 통합형 플랫폼은 크게 4부분으로 나뉜다. 1)Linux Kernel부분은 Robot의 HW부분을 Android에서 사용할 수 있도록 Robot의 구성된 HW의 Device Driver가 추가된 Linux Kernel 이다. 2)Android Native Service Framework 부분은 Android에서 Robot의 서비스를 제어하기위한 Library 계층이다. 3)Java Service Framework 계층은 Robot의 서비스가 수행 및 관리 되는 부분이다. 각 서비스는 Task 단위로 관리 된다.

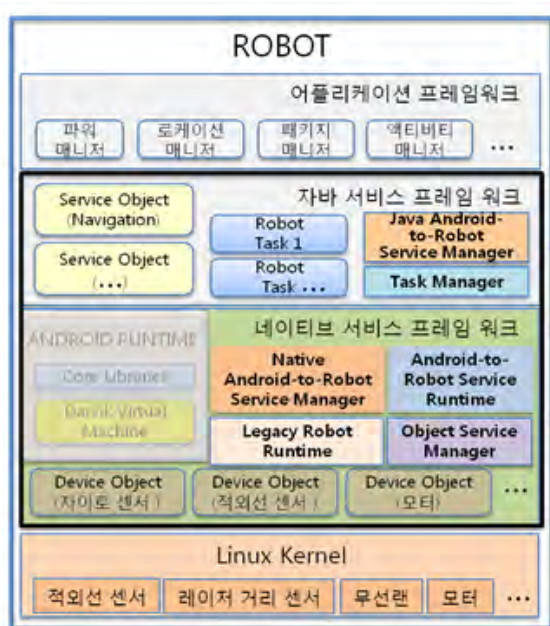


그림 1. 안드로이드-로봇 통합형 SW 플랫폼 구조

4)Application Framework는 사용자가 Robot에게 서비스 및 제어 등의 작업 등을 이용할 수 있도록 API를 제공하는 계층이다.

통합된 안드로이드와 로봇 연동 플랫폼은 안드로이드 서비스를 로봇에서 이용 할 수 있으며, 반대로 로봇의 서비스와 HW등을 안드로이드에서 이용 하여 서비

스를 제공 할 수 있도록 하는 것을 목표로 한다. 또한 HW에 의존적이지 않고 다양한 로봇 환경에 적용에 용의 하도록 설계 하였다. HW 종속적인 부분을 계층별로 분류 하고 이를 관리 할 수 있도록 설계 및 개발을 하였다.

2.2. Robot HW Platform

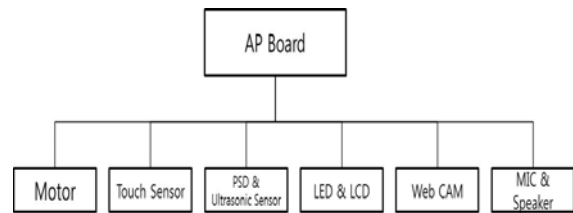


그림 2. 로봇 HW 구성도

위의 그림(그림2)은 본 연구에 사용 하는 로봇의 HW 구성도를 나타낸다. AP(Application Processor) board는 안드로이드와 로봇 통합형 플랫폼을 포팅하였고 그 기능은 로봇 제어와 정보를 처리하고 서비스를 수행하는 역할을 한다. 로봇의 액추에이터 부분은 다이내믹셀을 이용하여 제작하였으며 AP Board와 다이내믹셀 부분은 RS485통신 방법을 이용하여 직접 모터를 제어하는 방법이다. Touch Sensor는 사용자의 조작에 따라 특정 서비스를 수행할 수 있도록 제작하였으며 GPIO(Global Port Input Output)를 이용하여 입력 받게 된다. 장애물 및 충돌 방지를 위하여 적외선센서(PSD)를 사용하였다. 각각 GPIO와 ADC(Analog Digital Converter)를 사용하여 정보를 입력 받는다. 사용자에게 정보를 표시하기 위하여 LED와LCD를 추가 하였다. 또한 로봇에 Web CAM을 연결하여 영상 스트리밍 서비스와 영상처리를 이용한 서비스를 가능하도록 하였다.

2.3. Android SW Platform for Robot

Android에서 로봇을 위한 SW 플랫폼은 그림 1의 2)Android Native Service Framework와 3) Java Service Framework로 컴포넌트들을 구성하였다. JAVA Service Framework 계층에서는 로봇의 서비스가 이루어지는 부분이다. 로봇의 제어와 실제 명령 처리가 이루어지고 계측, 제어, 주행, 디스플레이 등 각각

의 서비스들이 독립적으로 이루어진다.

* Java Android-to-Robot Service Manager: 사용자의 명령에 따라 각각 Task에 서비스를 등록 및 삭제 관리 하는 Manager 역할을 수행한다.

* Task Manager: Robot의 각 서비스를 추가 삭제의 관리를 하는 부분이다. 사용자가 사용하는 로봇에 능동적으로 맞춰서 추가 삭제 할 수 있도록 설계 및 구현 하였다.

Native Service Framework 계층에서는 Library가 존재하는 부분으로써 Robot의 서비스들이 실제 Code로 존재하는 계층이다. 이 계층에서는 실제 서비스와 각각의 기능들 역시 모듈화 하여 Code로 구현되어 있는 부분이다.

* Native Adroid-to-Robot Service Manager: 로봇의 HW 환경에 맞춰 구현된 서비스 및 기능(Object)을 추가 삭제 및 수정을 관장한다. 이 역시 Java 계층에 맞춰서 능동적으로 적용 할 수 있도록 설계 및 구현 하였으며 다양한 로봇 환경에 맞춰 적용 가능 하도록 하였다.

* Object Manager: HW환경에 맞춰 구현된 서비스 및 기능 Code들을 관리하는 역할을 한다.

크게 SW Platform은 두 부분으로 이루어져 있으며 이를 이용하여(Application Framework 계층-API) 사용자는 Application을 제작하고 제공하고자하는 서비스를 구현 할 수 있도록 설계 및 구현 하였다.

2.4. Android-Robot Integration Services

제어 서비스	멀티미디어 서비스	정보 서비스	이벤트 서비스
- 주행 - 모션 - 원격 제어	- 영상 스트리밍 - TTS - STT - 음성(녹음,재생) - MP3 - 영상처리	- 로봇 센서정보 - 로봇 모션정보 - 로봇 상태정보	- 입력 - 알림 - 사진첩
음성 제어 서비스			
영상 제어 서비스			
원격 제어 서비스			

표 1. 개발한 로봇 서비스 분류

* 제어 서비스: 로봇을 안드로이드 Application에서 이동, 특정 모션, 원격 제어 등의 서비스를 제공한다.

* 멀티미디어 서비스: 영상스트리밍은 로봇의 Web CAM 영상을 Application에서 이용할 수 있고, Open CV 라이브러리를 이용하여 영상처리를 지원 하도록

하였다.

또한 TTS(Text to Speech), STT(Speech to Text) 서비스를 로봇에 맞게끔 이용 할 수 있도록 한다.

USB-Stick같은 저장매체를 통하여 MP3 재생, 음성 녹음 및 재생 등의 부가 서비스도 제공할 한다.

* 정보 서비스: 로봇의 상태 정보를 알기 위한 서비스로써 Application에 위의 표와 같은 정보를 제공한다.

* 이벤트 서비스: 안드로이드의 기본 시스템을 로봇과 연동하여 적용한 서비스로써 달력, 알람, 사진첩과 같은 기본 기능을 로봇과 연동하여 더 효과적으로 제공한다.

* 음성제어 서비스: 기존 제어 서비스와 멀티미디어 서비스를 혼합하여 사용자의 음성을 STT를 통하여 직접 로봇을 주행 시키는 서비스이다. 사용자의 음성을 텍스트로 변환 후 텍스트에 맞는 제어를 제공하는 서비스이다.

* 영상 제어 서비스: 사용자의 모션이나 행동에 맞춰서 로봇을 제어하는 서비스이다. OpenCV를 활용하여 사용자의 모션을 인식하고 정해진 모션에 맞춰서 원하는 제어 또는 명령을 수행하는 서비스이다.

* 원격 제어 서비스: 기존 단말기(Smart Device)에서 직접 로봇을 제어하는 서비스를 제공한다. 이 서비스는 일반 PC에서 사용하는 원격제어와 같은 기능을 하는 서비스로 사용자의 단말기에서 직접 로봇을 제어하는 것 뿐만 아니라 Application 설치 Update등의 기능을 직접 제어하는 서비스이다.

III. 실험 및 결과

3.1 Robot Platform



그림 3. 실험에 사용한 Robot

제작한 로봇은 기존 4륜의 형태보다는 더 자유도가 높은 3륜의 형태로 오픈 휠 바퀴를 사용하였다. 이와 같이 할 경우 전 방위로 자유롭게 이동 및 제자리 회전 등 보다 다양한 주행과 모션이 가능하게 때문이다.

3.2 Android-Robot SW Platform

안드로이드와 로봇 통합형 SW 플랫폼을 이용하여 제작한 Application이다. 각 기능별로 검증 및 실험하기 위하여 개발 하였으며 위의 표와 같이 기능을 검증하기 위하여 제작 하였다. 표 1과 같이 크게 4가지의 서비스 분류로 개발 되었다.



그림 4. 플랫폼 기능 검증을 위해 개발한 App.

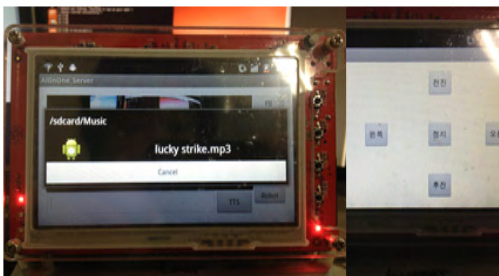


그림 5. 멀티미디어 서비스와 로봇 주행 서비스

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구는 안드로이드와 로봇간의 통합된 형태의 로봇 SW 플랫폼을 만드는 것을 목표로 하였다. 안드로이드에서 제공하는 서비스를 로봇에 적용시키고, HW를 바탕으로 한 로봇의 자원들 (Motor, Sensor 등)을 안드로이드에 적용하여 안드로이드-로봇 통합형 SW 플랫폼에 대하여 연구하고 개발 하였다.

향후 본 플랫폼을 바탕으로 다양한 Application을 제작하여 실제로 서비스가 가능한 콘텐츠 요소를 개발 하고, 제공함으로써 안드로이드의 넓은 네트워크를 적극 활용하여 많은 서비스를 제공하고 더 다양한 로봇을 지원 할 수 있도록 해야 할 것이다.

참고문헌

- [1] 박광현, “ HRI 중심의 로봇 콘텐츠와 소프트웨어 통합 기술”, 전자공학회지, 36권, 제8호, 905-911, 2009년 8월
- [2] ROSEC, <http://rosec.hanyang.ac.kr>
- [3] 김현, 조영조, 오상록 “URC(Ubiquitous Robotic Companion):네트워크 기반 서비스 로봇”, 정보과학회지 제24권 제3호, 2006.
- [4] Robert Todd pack, “IMAL The Interligent Machine Architecture,” PhD Thesis, Vanderbilt University, Nashville, Tennessee, 2003
- [5] 문용선, 이광석, 서동진, 이성호, 배영철, “모듈로봇 구현을 위한 네트워크기반 모터제어 드라이버 개발”, 한국퍼지 및 지능시스템학회지, 제17권, 제7호, 887-892, 2007년
- [6] Android, <http://www.android.com/>
- [7] 이태근, 이동욱, 소병록, 이호길, “인간 친화적 상호 작용을 위한 안드로이드 로봇의 감성 시스템”, 한국지능시스템학회 학술발표 논문집, 제17권, 제1호
- [8] M. Quigley, B. Gerkey, K. Conley, J. Faust, T. Foote, J. Leibs, E. Nerges, R. Wheeler, and A. Ng, “ROS: an open-source Robot Operating System”, Proceedings of the Open-Source Software workshop at ICRA, 2009.

수중 잡음 환경에서의 음원 위치 추정 알고리즘

*신재욱, **송주만, *강병훈, **이석영, ***최현택, *,**박부건
*포항공과대학교 전자전기공학과
**포항공과대학교 정보전자융합공학부
***한국해양과학기술원 해양시스템연구부

e-mail : *shinshingo@postech.ac.kr, sjm1924@postech.ac.kr, anbabo@postech.ac.kr, suk122@postech.ac.kr, htchoiphd@gmail.com, ppg@postech.ac.kr*

Location Estimating Algorithm for Sound Source in Underwater Noisy Environment

*JaeWook Shin, **Ju-man Song, *ByungHoon Kang, **Seok Young Lee, ***Hyun-Taek Choi, *,**PooGyeon Park
*Electrical Engineering at POSTECH, **Division of IT Convergence Engineering at Postech, ***Ocean Engineering Research Department at KIOST

Abstract

For the underwater robots, if we make use of sound signals, various valuable information can be obtained. Most of all, the very important application of using underwater sound signal is determining the location of underwater sound source with the techniques of it's location estimation. Thus this paper proposes an estimation technique for the source location at underwater noisy environment, using the techniques of particle filter. The feasibility of developed algorithm is examined by the experiments at ocean environment.

I. 서론

수중에서 로봇을 이용한 작업을 수행하는 경우, 센서들의 사용이 지상과는 다른 수중 환경 때문에 제한적이다. 이러한 제한적인 환경에서 필요한 정보를 얻기 위해 사용할 수 있는 신호는 음향 신호이다. 음향 신호의 활용의 중요한 응용 중에 하나는 음원 위치 추

정 기법을 이용하여 음원의 위치를 판단하고 수중로봇이나 잠수정의 움직임에 이용하는 것이다.

그렇기에, 본 논문에서는 수중 잡음 환경에서 추정된 음원 방향을 이용하여 수중 음원의 위치 추정 알고리즘을 개발하였다. Particle Filter 알고리즘을 응용하여 수중로봇이나 음원이 움직이는 경우 추정된 방향각의 변화를 통해 수중 음원의 위치를 추정하였다. 알고리즘을 개발함과 동시에 알고리즘을 실시간으로 처리하기 위한 방법을 제안하였으며 실제 해양환경에서 실험을 수행하여 개발된 알고리즘의 검증은 하였다.

II. 본론

2.1 움직이는 수중 로봇을 이용한 위치 추정

본 연구는 수중로봇에서 바라본 수중 음원의 방향각의 추정이 계속적으로 이루어지는 환경에서 진행되었다. 추정된 방향각의 변화를 관찰하고 이를 통하여 수중음원과 로봇의 상대위치를 Particle Filter로 추정하는 알고리즘을 개발하였다. 삼각도법이나 Extended Kalman Filter를 활용해도 위치 추정이 가능하나 각각의 단점이 존재하여 개선이 필요하다. 삼각도법의 경우 방향각 정보에 대한 오차가 큰 경우 수중 음원의

위치를 근접한 위치까지 추정하는 시간이 걸리는 단점이 있으며, Extended Kalman Filter의 경우 수중 음원의 초기값과 노이즈에 관한 정확한 정보가 없을 경우 정확한 위치를 추정하는데 어려움이 있다. 그러나 Particle Filter의 경우 수중 음원의 위치에 대한 초기 정보나 노이즈에 대한 정확한 정보가 없어도 동작이 가능하다.

Particle Filter에서 각각의 Particle들에게 주어지는 가중치에 변화를 주어 위치를 추정하도록 하였다. 현재 측정된 음원의 방위각에 인접한 Particle에 가중치를 크게 주고 로봇의 이동을 Particle에도 적용하여 중첩되는 Particle들이 높은 가중치를 가지게 하였다. 이렇게 두 개의 추정된 각도의 교차점부근에서 음원의 위치를 추정하게 된다.

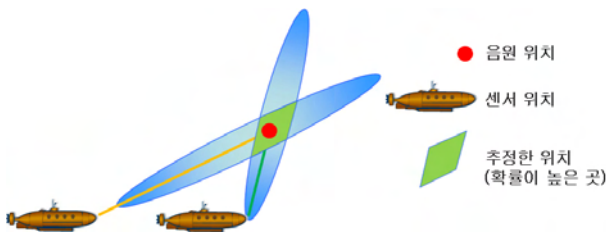


그림 1 Particle Filter를 이용한 수중 음원의 위치 추정 방법

III. 실험 결과

Particle Filter를 이용한 수중 음원의 위치 추정 알고리즘은 MATLAB을 통해 시뮬레이션 되었다. 로봇과 음원의 상대위치를 고려하여 로봇의 위치를 (0m, 0m)로 고정하였으며 수중 음원이 움직이는 환경에서 음원의 위치를 추정하도록 하였다. 수중 음원의 초기값은 (10m, 53m)이며 매 시간마다 x축 상에서 왼쪽으로 1m씩 이동하는 환경을 가정하였으며 로봇에서 추정하는 수중 음원의 방위각에 ± 10 도 범위로 균등 분포를 가지는 오차가 발생한다고 가정하였다. Particle의 초기 배치는 x축으로 (-70m, 70m), y축으로 (0m, 70m) 범위 안에서 2000개의 particle이 같은 확률로 골고루 배치하도록 하였다.

실시간으로 동작하는 알고리즘으로 구현되도록 설계된 실험의 결과의 초기와 마지막 시점의 그래프는 그림3과 같다. 파란색 원은 로봇의 위치를 빨간색 원은 음원의 위치를 나타내며 분홍색 선은 추정된 음원의 방위각을 '+'는 particle filter를 이용한 추정위치를 나타내었다. Particle들이 점차 방위각에 근접하게 모여서 음원의 위치를 잘 추정해 나가는 것을 볼 수 있다.

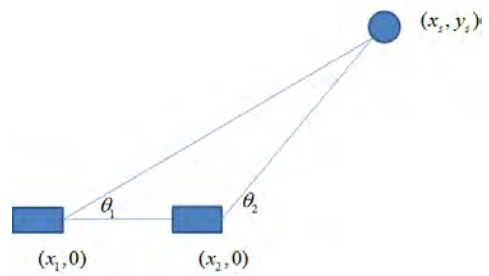


그림 2 수중로봇이 움직이는 환경에 대한 좌표 설계

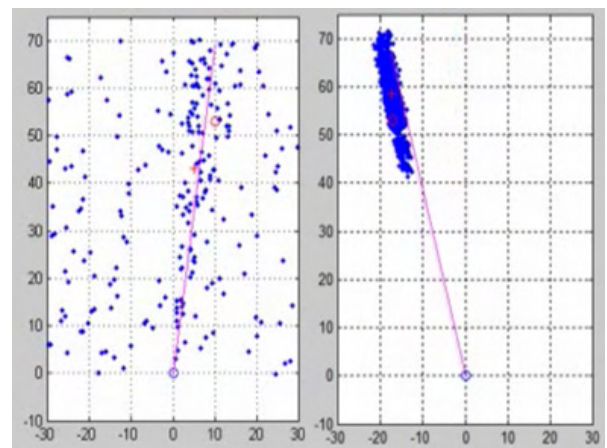


그림 3 Particle Filter를 이용한 위치 추정 시뮬레이션 초기와 마지막 그래프

해양환경 실험의 경우 경상남도 거제도에 있는 해양과학기술원 남해연구소에서 이틀간 수행하였으며 그 실험을 통해 데이터를 얻어 사용하였다. 음향 발생장치와 하이드로폰을 설치하여 데이터를 수집하였으며 음향발생장치를 이동하며 실험을 수행하였다. 실제로 로봇을 이동시키기 위해서는 하이드로폰을 움직여야 하지만, 실질적인 실험 환경을 고려하여 수중 음원이 이동하도록 하였으며, 이는 상대위치를 고려한 알고리즘이기에 알고리즘을 검증하는데 문제는 없었다.

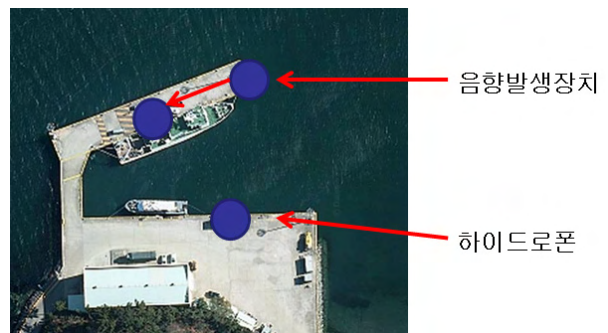


그림 4 거제도 해양과학기술원 남해연구소 실험환경

음향 발생장치는 측면에서 바다 쪽 끝 부분을 기준으로 왼쪽으로 1.5m의 거리 간격을 두고 데이터를 측정하였다. 총 21곳을 측정하여 수중 음원은 총 30m의 거리를 이동하였다. 각 지점에서 추정된 방위각 데이터를 이용하여 수중 음원의 위치를 추정하도록 하였다. 추정각은 두 개의 하이드로폰을 이용하여 취득한 데이터를 사용하여 얻어진 데이터를 통해 얻어졌다. 두 개의 하이드로폰에서 얻어진 데이터를 분석 및 활용하여 Particle Filter를 걸쳐 방위각이 얻어졌으며 총 21군데 데이터에서 70도에서 110도의 분포로 얻어졌다. 이를 이용한 실험의 결과는 그림5와 같다.

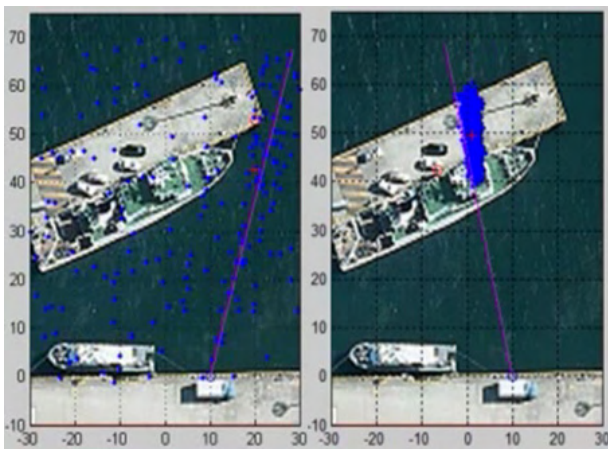


그림 5 Particle Filter를 이용한 위치 추정 알고리즘의 해양 환경 실험 초기와 마지막 그래프

지도상의 위치를 통해 알아낸 방위각이 분홍색 선으로 표기되었으며 실제 현장에서 방위각을 측정하기가 용이하지 아니하여 지도상에서 그 각도나 거리의 값을 사용하였기 때문에 오차가 어느 정도 존재 할 수 있다. 하지만, 개발된 알고리즘의 검증에는 부족하지 않다고 여겨진다. 시뮬레이션과 마찬가지로 파란색 원은 로봇의 위치를 빨간색 원은 음원의 위치를 나타내며 빨간색 '+'는 Particle Filter를 이용한 추정 위치를 나타낸다.

Particle filter를 이용하여 실험을 수행한 결과, 수중 음원의 위치에 대한 초기값이 없더라도 어느 정도 성능이 잘 나오는 것을 볼 수 있다. 실제 해양환경에서 음원의 위치에 대한 정보가 없는 경우더라도 Particle Filter를 사용하면 음원의 위치를 잘 찾을 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구를 통해 수중 잡음 환경에서 수중 음원의 위치를 추정하는 알고리즘을 개발하였다. 오차가 존재하

는 추정된 수중 음원의 방향각을 알고 있다는 가정 하에 Particle Filter를 이용하여 음원의 위치를 추정하는 알고리즘을 개발하였다. 시뮬레이션을 통해 개발된 알고리즘은 해양 환경에서 실측한 데이터를 활용하여 검증되었으며, 개발된 알고리즘을 더 개선하여 잡음이 더욱 심한 환경에서도 계산량을 줄이고 파라미터의 영향을 덜 받는 알고리즘의 개선이 가능할 것이다. 또한, 개발된 알고리즘을 활용하여 여러 음원이 존재하는 환경에서도 적용 가능하도록 개발하여 해양연구에 있어 많은 도움을 줄 것이다.

V. 감사의 말

본 연구는 한국해양과학기술원(KIOST)의 “고정밀 임무수행을 위한 인공 지능 기반의 수중 로봇 기술 개발”로부터 지원받아 수행되었습니다.

참고문헌

- [1] 최현택, 김시문, 변성훈, 김기훈, “지능형 수중 로봇과 수중 음향 신호 인지 시스템 개발”, 정보 및 제어 학술대회 논문집, 10, 53-54, 2010
- [2] 신재욱, 송주만, 강병훈, 최현택, 박부건, “두개의 하이드로폰을 이용한 수중 음원의 방향 추정 알고리즘”, 정보 및 제어 심포지엄, 51-53, 2013
- [3] C. H. Knpp and G. C. Carter, “The generalized correlation method for estimation of time delay”, IEEE Transaction on Acoustics, Speech, and Signal processing, vol. 24, no. 4, pp.320-327, 1976
- [4] J. Chen, J. Benesty, and Y. Huang, “Time Delay Estimation in Room Acoustic Enviroments:An Overview”, EURASIP Journal on Applied Signal Processing, vol. 2006, pp. 1-19, 2006
- [5] E. A. Lehmann, R. C. Williamson, Particle filtering algorithm for tracking an acoustic source in a reverberant environment, Speech and Audio Proc., IEEE Trans., vol. 11, Nov, 2003
- [6] M. Lin, L. Sheng, Multi-sensor Information Fusion Extended Kalman Particle Filter, Adavanced Computer Control 2010 2nd Internation Conf., 2010, pp. 27-29.
- [7] Z. Zhou, J. Cui, and A. Bagatzoglou, Scalable Localization with Mobility Prediction for Underwater Sensor Networks, in 2008 IEEE INFOCOM Conf., pp.2198-2206.

항만 구조물의 효과적인 점검을 위한 수중 로봇의 소프트웨어 구조와 기능

*김석용, 최현택, 이정원
한국해양과학기술원

e-mail : *seokyong@kiost.ac*, *htchoiphd@kiost.ac*, *juwkitty@kiost.ac*

Control Architecture and Function of an Underwater Robot for Effective Inspection of Underwater Structures

*Seokyong Kim, Hyun-Taek Choi, Jung-Won Lee

Department of Oceans System Engineering Research, Korea Institute of
Ocean Science & Technology

Abstract

This paper proposes a software architecture of an underwater robot for inspection of underwater structures. A type of developed robot is ROV(Remotely Operated Vehicle), and software is made for stable inspection. The type of robot is able to stable supply power for inspection. And the robot is able to minimize, because a main processor of robot is located in a mother ship. Functions of software are to collect sensor data in the robot, to deliver information about the robot, and to transfer a commend of user to the robot. The developed software of performance is confirmed in a water tank. And the robot is operated in a port.

I. 서론

오늘날 전 세계에 많은 항만 구조물이 건조되고 운영되고 있다. 하지만 구조물을 점검하기 위한 장비가 부족한 상황이다. 그리고 잠수부가 잠수하여 육안으로 구조물을 점검하여, 깊은 수심에서 위험한 작업에 노출되는 문제점이 있다.

본 논문은 이러한 문제를 극복하기 위하여 항만 구조물을 구조물의 점검하는 것을 목적으로 하는 ROV(Remotely Operated Vehicle) 형태의 수중 로봇을 개

발하였다. 이러한 로봇의 형태는 케이블을 통하여 안정적인 전원의 공급이 가능하고 프로세서가 로봇에서 분리되어 있기 때문에 로봇의 소형화가 가능하다[1-3].

본 논문에서는 로봇의 형태에 맞는 소프트웨어의 구조와 구현 과정을 설명한다. 또한 제안한 소프트웨어 구조에 적합한 시스템 구조를 설명한다. 제안한 소프트웨어 구조는 클래스로 제작하여 이식성과 호환성, 재사용성을 높였다[4].

본 논문의 본문에서 소프트웨어의 구조에 대하여 제안한다. 다음으로 제안한 소프트웨어 구조에 적합한 시스템 구조에 대하여 설명한다.

II. 소프트웨어 구조

2.1 소프트웨어 구조

본 논문에서 제안하는 소프트웨어 구조는 크게 3가지로 나뉜다. 우선 데이터를 송수신하고 정리하는 송수신 클래스와 필요한 데이터를 이용하여 원하는 정보를 추출하는 데이터 처리 클래스가 있다. 마지막으로 정보를 사용자에게 전달하고 사용자의 명령을 수집하는 GUI가 있다.

송수신 클래스는 로봇과 사용자를 연결하는 역할을 한다. 이 클래스는 로봇의 데이터를 수신하고 사용자의 명령을 송신한다. 클래스의 형태는 수신되는 센서 데이터를 시리얼 통신으로 직접 통신하는 클래스 형태가 있고, 서버 프로세서와 송수신하는 클래스 형태가 있다. 제안하는 로봇은 효과적인 점검을 위하여 캠코더를 사용하여 영상을 습득하는데 영상의 질이 높은

만큼 영상의 데이터 크기가 매우 크다. 데이터가 큰 만큼 시리얼 통신으로 데이터를 전송하기 어렵다. 그렇기 때문에 다른 센서 데이터와는 다르게 시리얼 통신이 아닌 광통신 방식을 사용한다. 이러한 통신 방식의 차이로 영상 데이터는 별도의 모듈을 이용하여 데이터를 수신한다.

데이터 처리 클래스는 위치 추정 클래스, 외부 조종 클래스, 그리고 임무 수행 클래스와 통합 로봇 제어 클래스가 있다. 이 클래스는 수집된 데이터를 사용자가 확인할 수 있는 정보로 가공하는 역할을 한다. 위치 추정 클래스는 송수신 클래스에 의하여 수신된 센서 데이터 중 로봇의 위치와 자세를 파악하는 센서 데이터를 이용하여 로봇의 위치를 추정한다. 수중에서 위치를 추정하기 때문에 AHRS(Attitude and heading reference system)을 이용하여 자세를 파악하고 DVL(Doppler Velocity Log)을 이용하여 로봇의 속도를 파악한다. 그리고 임무 수행 클래스는 사용자가 결정한 임무에 따라 로봇이 필요한 정보를 송신 클래스에 전달한다. 구조물을 점검하기 위해서 로봇이 중심 유지나 정해진 거리를 일정하게 이동하는 등과 같은 임무를 수행할 필요가 있다. 이러한 임무를 유지가 외부 조종을 이용하여 제어하기 보단 모듈을 제작하는 것이 점검에 더욱 효과적이다. 외부 조종 클래스는 조이스틱 등과 같이 외부에서 들어온 사용자의 명령을 로봇에 적합한 형태의 데이터로 가공하여 송신 클래스에 전달하는 기능을 수행한다. 임무 모듈을 통하여 점검을 하더라도 사용자에게 의해 임의로 로봇을 움직일 필요가 있기 때문에 이 모듈이 필요하다. 또한 비상시 사용자가 제어하는 것이 로봇의 안전에 더욱 효과적이다. 통합 로봇 제어 클래스는 위에서 제시한 모든 데이터 처리 클래스의 결과를 통합하여 로봇을 제어하는 클래스이다. 각각의 클래스의 결과를 하나의 형식으로 통합하여 하나의 클래스에서 로봇의 제어 명령어를 만들어 보다 효과적인 제어가 가능하다.

GUI는 로봇의 모든 정보를 사용자에게 전달하는 역할을 한다. 이러한 클래스의 기능은 사용자가 필요한 로봇의 정보를 제공하여 사용자가 로봇을 제어할 수 있도록 한다. 제공하는 정보는 로봇의 위치나 자세, 로봇의 가동 상태 등이 있으며, 점검에 활용할 영상 정보가 있다. 다음의 그림 1은 개발한 소프트웨어 구조를 나타낸다.

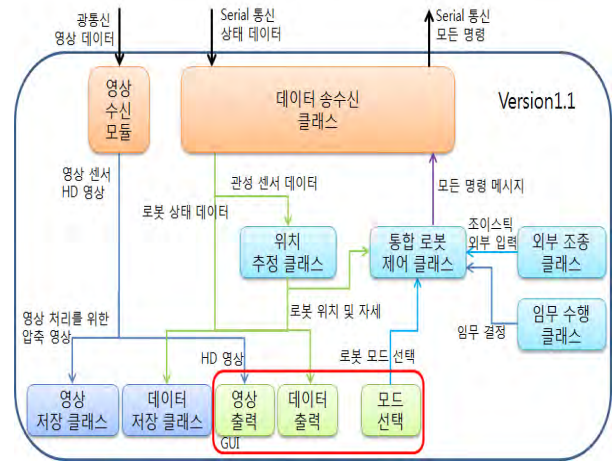


그림 1. 수중 로봇 컨트롤 소프트웨어 구조

2.2 제어 시스템 구조

제안한 소프트웨어 구조를 이용한 시스템의 구조는 그림 2의 시스템 구조를 갖는다. ROV의 형태의 로봇으로 모션의 제어 장치에 제어 시스템이 존재한다. 이러한 로봇의 구조는 케이블을 통하여 센서 데이터의 수신과 명령어의 송신이 이루어진다. 이러한 구조는 제어 시스템의 메인 프로세서를 높은 성능으로 유지할 수 있어 다양한 프로그램을 동시에 구동하더라도 안정적인 로봇의 운영이 가능하다. 이러한 장점은 영상 데이터와 같은 데이터의 크기가 커서 처리하기 힘든 정보를 효과적으로 다룰 수 있기 때문에 점검에 필요한 영상 처리를 무리 없이 수행할 수 있다.

그림에서의 수중 로봇 안에 위치한 서브 프로세서는 분산된 센서 데이터를 효율적으로 수집하고 여러 개의 추진기를 효과적으로 제어한다. 로봇에 위치한 많은 수의 센서를 메인프로세서로 모두 전송하게 되면 시리얼 통신으로 통산하는 만큼 데이터의 손실이 있을 수 있으며 효율성이 떨어지기 때문에 서브 프로세서를 이용하여 데이터를 패킷으로 정리하여 통신하는 것이 더욱 효과적이다.

외부 조종 모듈인 조이스틱은 일반적으로 버튼 신호에 따라 명령어가 결정된다. 반면 본 연구에서 제작할 조이스틱의 경우 조이스틱에 프로세서를 배치하여 조이스틱의 신호를 패킷으로 정리하여 메인프로세서에 전달하는 방식을 사용한다. 이러한 방식은 단조로운 조이스틱의 형태를 사용자가 원하는 다양한 종류의 기능이 가능하다.

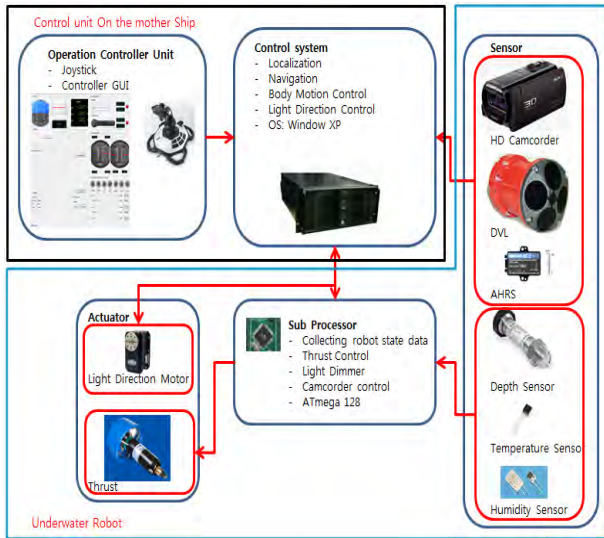


그림 2. 수중 로봇 시스템 구조

제안하는 수중 로봇의 통신은 시리얼 통신인 RS-232 통신을 기반으로 한다. 시리얼 통신은 구현이 용이하고 사용하기 편리하지만 통신 거리에 제약이 있다. 이러한 문제를 극복하기 위하여 Serial Device Server인 MOXA사의 NPort5410 장비를 이용한다[5]. 이 장비는 시리얼에서 랜으로 변환해주는 장비로 보다 긴 통신 거리를 확보할 뿐만 아니라 시리얼 통신을 그대로 사용할 수 있다는 장점이 있다.

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문은 수중 점검을 위한 ROV 형태의 수중 로봇 소프트웨어 구조와 기능에 대하여 설명했다. 제안하는 로봇의 구조에서 케이블을 통한 통신을 통하여 로봇을 제어하기 때문에 통신의 효율이 중요하다. 통신의 효율을 높이기 위하여 Serial Device Server라는 별도의 장비를 이용하였다. 이 장비를 이용하여 간단한 시리얼 송수신 클래스를 제작하여 로봇에 장치된 센서 데이터 및 사용자의 명령을 효과적으로 전송이 가능하다. 로봇을 제어하는 통합 제어 클래스를 제작하여 클래스의 개수에 따라 많은 수의 복잡한 제어 명령어 구조를 줄여서 보다 효율적인 로봇 제어가 가능하다. 또한 제작된 모든 클래스들은 재사용과 재이식 이 가능하도록 설계하였다.

향후 계획으로는 설계한 소프트웨어 구조를 이용하여 로봇을 적용할 계획이다. 그 후 실제 수조 환경에서 수중 로봇을 운영하여 성능을 검증한 후, 실제 항만에서 로봇을 운영할 계획이다.

후기

본 연구는 해양수산부의 “수중 구조물 점검용 장비 기술개발” 과제 지원을 받아 수행되었습니다.

참고문헌

- [1] 최향순, “ROV AUV의 자율 제어와 음향 장비를 이용한 탐사 기술”, 학위논문, 서울대학교, 2005.
- [2] 변승우, “수중탐사용 Hovering AUV의 Test-bed 설계” 학위 논문, 제주대학교, 2007.
- [3] Y. S. Choi, “Underwater robot technology for inspection”, Underwater Robot a Research Body Workshop, pp. 23-27, 2006.
- [4] 이승익, 장철수, 김중배, “로봇 소프트웨어 아키텍처의 연구동향과 현황” ETRI, 전자통신동향분석, 제20권 제2 호, pp. 1-13, 2005.
- [5] www.moxa.com

웹 브라우저를 이용한 로봇 제어 서비스 설계 및 구현

*윤정연, 이성은, 김창환
한국과학기술연구원

e-mail : *acediasg@gmail.com, solee@kist.re.kr, ckim@kist.re.kr*

Design and Implementation of Robot Control Service Using Web Browser

*JeongYeon Yoon, Sungon Lee, ChangHwan Kim
Korea Institute of Science and Technology

Abstract

In this paper, we propose a control and monitoring framework for a mobile robot using web browser. The architecture consists of three components; web client, robot system, server program. The client interface provides a map, streaming camera images, and a control panel for a robot. Users can control the robot by using the web page or the attached controller of the robot. The server manages the control level of users and relay the command to the robot. We implemented this architecture into a mobile robot and conducted experiments.

I. 서론

오늘날 TCP/IP를 이용한 인터넷의 보급을 통하여 웹 브라우저를 이용한 많은 서비스들이 개발되었다. 웹 브라우저는 다양한 하드웨어를 통하여 지원되고 가장 손쉽게 사용할 수 있는 범용성을 가지고 있다. 이러한 특징을 이용하여 멀리 떨어져 있는 로봇을 제어하고 로봇을 통하여 원격지의 정보를 얻을 수 있는 서비스들이 개발되었다[1,2].

본 논문에서는 기존의 단일 사용자가 웹 브라우저를 통해 로봇을 제어하고 관리하는 구조와 달리 여러 사용자가 로봇 서비스를 이용하고자 할 경우를 고려하여 구조를 설계하였다. 본 논문의 웹 브라우저를 이용한 로봇 제어 및 감시 서비스는 다수의 사용자가 하나의 로봇을 이용하여 로봇 주변의 영상을 실시간으로 전송 받으며, 특정 권한을 가진 사용자는 로봇의 제어권을 이용하여 원하는 위치로 이동과 같은 제어 명령을 수행 할 수 있다. 이러한 시스템을 구현하기 위하여 본 논문에서는 웹 클라이언트, 서버 프로그램, 로봇 운용 프로그램을 포함하는 세 개의 모듈을 설계하고 구현하였다.

본 논문의 구성은 2장에서 전체 서비스 시스템의 구성을 설명하고, 3장에서 각 모듈의 설계와 구현을 설명한다. 4장에서 구현한 시스템을 실험을 통하여 검증하고, 5장에서 결론을 맺는다.

II. 전체 시스템 구성

웹 브라우저를 이용한 로봇 서비스의 구조와 개념은 그림 1과 같다.

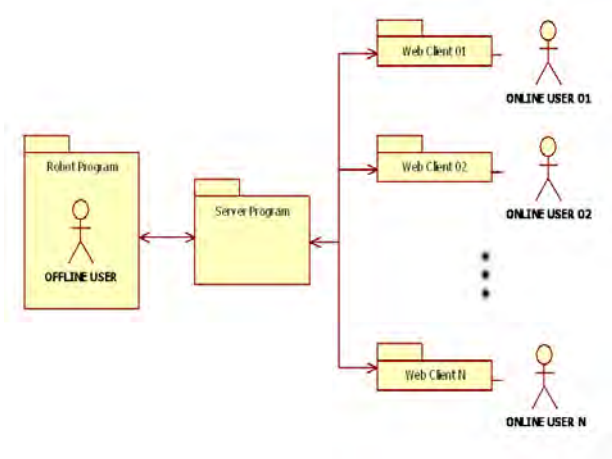


그림 1. 로봇 서비스 개념도

사용자는 일반적인 웹 브라우저를 이용하여 로봇 서비스를 제공하는 인터넷 주소를 통해 로봇에 접근할 수 있다. 사용자는 자신에게 할당된 권한을 이용하여 로봇을 제어하거나 현재 로봇에서 전송되는 실시간 영상을 모니터링 할 수 있다. 서버 프로그램은 접속하는 웹 클라이언트의 요청을 처리하며, 현재 로봇에 접속한 클라이언트의 목록을 관리한다. 로봇 프로그램은 이동 로봇의 하드웨어를 제어하는 프로그램으로 카메라 영상처리, 주변 환경 지도 작성, 현재 위치 추정, 로봇 이동을 처리한다.

III. 로봇 서비스 설계 및 구현

3.1 웹 클라이언트

웹 클라이언트 구현은 Adobe FLEX 언어를 이용하여 구현하였다. 웹 클라이언트에 요구되는 조건은 다음과 같다.

1. 현재 로봇의 위치와 방향을 알 수 있어야 한다.
 2. 로봇을 통해 전송되는 실시간 영상을 볼 수 있어야 한다.
 3. 로봇의 직접적인 제어를 위한 버튼
 4. 로봇을 지정된 위치로 자동 주행하기 위한 버튼
- 웹 클라이언트는 사용자가 손쉽게 사용할 수 있도록 그림 2와 같은 인터페이스를 가지도록 설계하였다. 웹 브라우저의 주소 입력 줄에 서비스 주소를 입력하면 그림 2의 페이지가 열린다. 인터페이스는 크게 4개의 영역으로 구분되어 있다. 좌측 상단은 전체 지도위에 로봇의 위치를 표시하고 미리 설정된 위치를 알 수 있다. 우측 상단은 로봇으로부터 전송되는 영상을 볼 수 있으며, 위쪽의 버튼을 이용하여 크기 조절을 할 수 있다. 우측 하단의 버튼은 로봇의 제어를 위한 버튼으

로 Manual 모드와 Automatic 모드를 통하여 로봇의 위치를 이동시킬 수 있다. 좌측 하단은 현재 위치와 모드 정보 등을 텍스트를 통해서 볼 수 있다.

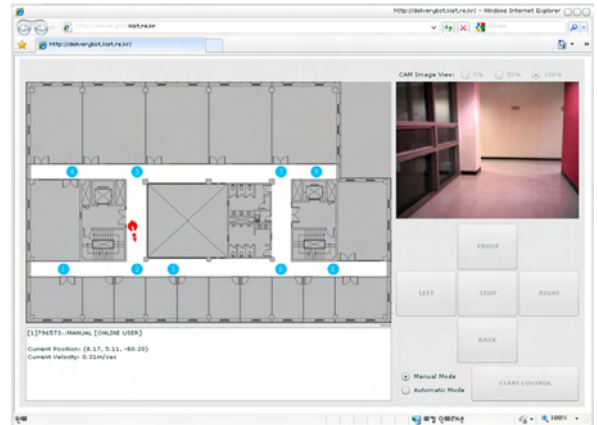


그림 2. 웹 클라이언트 인터페이스

3.2 서버 프로그램

서버 프로그램은 웹 클라이언트의 요청을 처리하기 위한 프로그램이다. 서버 프로그램은 포트 번호, 로봇의 상태 업데이트 주기, 제어권을 가진 웹 클라이언트의 권한 유지를 위하여 대기하는 시간을 설정할 수 있다. 서버가 실행 중 인 경우 변경이 불가능 하며, 재설정을 위해서는 서버를 중지시켜야 한다. 서버 프로그램의 역할은 접속한 웹 클라이언트의 권한 관리와 웹 클라이언트의 요청을 로봇 프로그램으로 전송한다. 그림 3은 서버 프로그램의 활동 다이어그램이다.

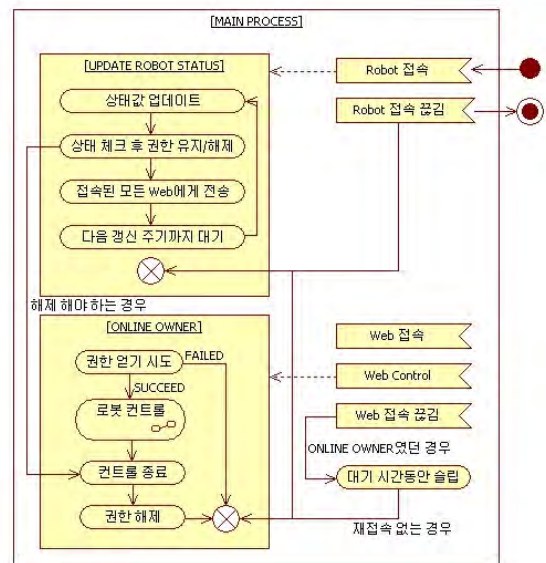


그림 3. 서버 프로그램 활동다이어그램

3.3 로봇 프로그램

로봇 프로그램은 로봇을 직접 제어하기 위하여 사용하는 프로그램으로 로봇 하드웨어와 연결된 PC에서 실행된다. 로봇 프로그램은 직접 로봇을 제어할 수 있도록 그림 4와 같은 인터페이스를 가지고 있다.

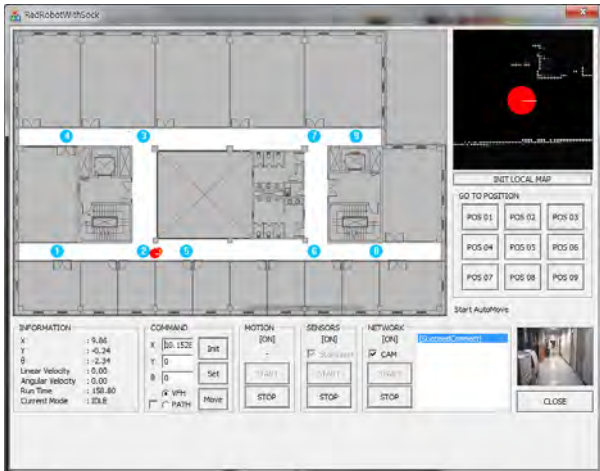


그림 4. 로봇 프로그램

로봇 프로그램은 현재 로봇의 위치를 나타내는 지도와 레이저 센서로 인식한 주변 환경 지도를 가지고 있다. 좌측 하단에 현재 상태를 나타내는 창이 있으며, 하단에 로봇의 제어를 위한 버튼을 가지고 있다. 로봇의 이동은 주변 환경 지도를 이용한 자율 주행과 사용자의 제어값 입력에 따른 수동 제어를 선택할 수 있다.

IV. 실험

본 논문에서 제한한 로봇 서비스 검증을 위하여 실제 로봇을 이용한 실험을 실시하였다. 로봇 하드웨어는 Segway RMP를 구동으로 이용하고 주행을 위하여 VFH[5] 알고리즘을 이용하였다. 위치 추정을 위하여 StarGazer을 이용하였다.[6] 환경 인식을 위하여 두 개의 SICK LMS200 레이저 센서를 가지고 있다[7]. 그림 5는 실제 실험에 사용한 모바일 로봇이다. 실험은 서버 프로그램을 실행 시킨 후, 로봇과 웹 클라이언트를 접속하고, 각 웹 클라이언트에서 영상 확인과 제어가 가능한지 확인하였다. 로봇의 제어권은 하나의 클라이언트만 가질 수 있으며, 먼저 요청한 순서로 권한을 얻게 된다. 다음 웹 클라이언트로의 권한 이동은 현재 권한을 가진 유저가 권한을 해지할 경우 이루어진다. 그림 6과 같이 인터넷에 연결된 PC와 스마트폰을 이용하여 로봇 서비스에 접속하여 실험을 진행하였다. 그림 7의 서버 모니터링 프로그램을 이용하여 웹 클라

이언트들의 목록과 로봇 상태를 확인 할 수 있었다.



그림 5. 서비스용 모바일 로봇

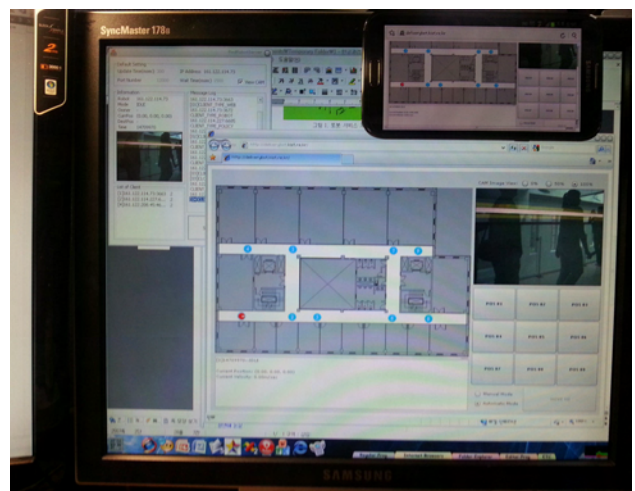


그림 6. PC와 스마트폰을 이용한 로봇 서비스 접속

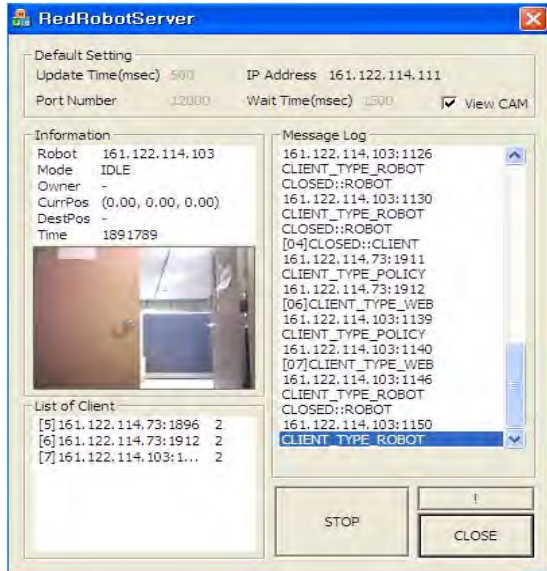


그림 7. 실행 중인 서버 프로그램

Transactions on Robotics and Automation, Vol. 7, pp. 278-288, 1991

[6] <http://www.hagisonic.com/>

[7] <http://www.sick.com/>

V. 결론

본 논문에서는 웹 클라이언트, 서버 프로그램, 로봇 프로그램으로 이루어진 웹 브라우저를 이용한 로봇 제어 서비스 프레임워크를 설계하고 구현하였다. 인터넷에 접속 할 수 있는 환경만 갖추어 진다면, 다양한 기기와 플랫폼에서 이용가능 한 웹 브라우저를 이용하여 원격지의 로봇을 손쉽게 제어하고 관리할 수 있으며 동시에 여러 사용자가 로봇 서비스를 이용할 수 있도록 하였다. 현재 구현된 시스템의 로봇 서비스는 단순히 로봇을 원하는 위치로 이동하고 카메라를 이용하여 주변을 감시하는 서비스를 제공하지만, 향후 웹 브라우저를 이용한 다양한 실내 서비스 로봇에 사용할 수 있을 것이다.

참고문헌

- [1] 임성호, 김주만, “웹 서비스 기반 URC 로봇 원격 모니터링 기술의 설계 및 구현”, 한국콘텐츠학회논문지, Vol. 6, No. 11, pp. 285-294, 2006
- [2] 선상준, 이동욱, 심귀보, “웹 브라우저를 이용한 원거리 로봇 조작 시스템 구현”, 한국지능시스템학회, 한국지능시스템학회 학술발표 논문집 10(1), pp. 288-291, 2000.
- [3] <http://www.adobe.com/products/flex.html>
- [4] <http://rmp.segway.com/>
- [5] Borenstein, J., “The vector field histogram-fast obstacle avoidance for mobile robots”, IEEE

연속시간 베이스 분류기를 이용한 손동작 인식

이인희¹, 권우영¹, 서일홍²

¹한양대학교 전자컴퓨터통신공학부

²한양대학교 컴퓨터·소프트웨어학과

e-mail : *inhee.lee19@gmail.com, wykwon@hanyang.ac.kr, ihsuh@hanyang.ac.kr*

Continuous Time Bayes' Classifier-Based Hand Activity Recognition

Inhee Lee¹, Woo Young Kwon¹, Il Hong Suh²

¹Department of Electronics and Computer Engineering
Hanyang University

²Department of Computer and Software
Hanyang University

Abstract

In this paper, we propose continuous time Bayes' classifier to recognize hand activities which is robust solution to both spatial and temporal uncertainty. In our proposed method, conditional probabilities of temporal events can be explicitly represented by defining temporal nodes in a Bayes' classifier. Utilizing these nodes, both temporal and spatial pattern can be simultaneously inferred in a unified framework. To validate our proposed method, we show the experimental results on hand gesture recognition.

I. 서론

사람의 동작을 인식하고 이를 이용해 사람의 의도 및 상태를 예측하는 것은 인간-로봇 상호작용에서 중요하게 다루는 문제이다. 그 중에서도 사람의 손동작은 사람의 의도를 파악하는데 중요한 정보를 담고 있다.

손동작을 인식하기 위해서 다양한 특징 추출 방법이 사용되고 있다. 영상이나, 관성센서, 모션 캡처 장비로부터 손의 위치 정보획득한 후 시계열 패턴으로 변환하여 사용하는 방법 등이 가장 많이 사용되고 있으며, 손의 이동 방향을 이산시간 시계열 패턴(Discrete

time time series)으로 변환하여 사용하는 방법 또한 널리 사용되고 있다[1]. 시계열 패턴을 이용하여 손동작을 인식하는 방법으로는 은닉 마르코프 모델(Hidden Markov Model)[2], 동적 시간 정합 방법(Dynamic Time Warping)[3], 조건 랜덤 필드(Conditional Random Field) 등이 널리 이용된다[4].

본 논문에서는 이산시간 시계열 데이터를 사용하는 대신, time-tagged 이벤트 데이터를 사용하여 손동작을 인식하고자 한다. time-tagged 이벤트 데이터는 신호의 변화가 일어나는 시점에서의 신호 변화의 종류(d)와 그 시간(t)들의 집합으로 구성된다. 총 N 번의 신호변화가 관측되었다면 time-tagged event는 $\{\langle d_1, t_1 \rangle, \dots, \langle d_N, t_N \rangle\}$ 와 같이 표현된다. 일반적으로 time-tagged 이벤트 데이터는 이산시간 시계열 패턴에 비해 적은 개수의 특징점만으로 신호를 표현할 수 있기 때문에 적은 계산량으로 높은 정확도의 분류가 가능하다. 하지만 time-tagged 이벤트 데이터는 노이즈에 민감하다는 문제점이 있다. 본 논문에서는 time-tagged 이벤트 데이터를 노이즈에 강인하게 분류할 수 있는 연속시간 베이스 분류 모델을 제안한다. 제안하는 방법은 이벤트의 종류와 시간을 각각 이산 확률변수와 연속 확률변수로 모델링하는 방법에 의해 공간적인 특징과 시간적인 특징을 동시에 고려하며, 이를 통해 손동작의 공간적 변화와 시간적 변화 모두에 강인한 특성을 보인다.

II. 연속시간 베이스 분류기

(Continuous Time Bayes' Classifier)

제안하는 연속시간 베이스 분류기에서는 인식하고자 하는 동작을 특정 시간에 발생하는 time-tagged 이벤트들의 집합으로 표현한다. 이는 시계열 패턴에 비해 보다 적은 데이터를 가지고도 인식하고자 하는 대상을 표현할 수 있다는 특징을 갖는다.

하나의 이벤트에 대한 종류와 시간은 결합확률로 표현한다. 예를 들어 오전 11시에서 오후 1시 사이에 점심식사를 시작할 시간적 확률은 매일 식사를 하는 확률과 식사를 할 경우에 그 시간이 오전 11시에서 오후 1시 사이가 될 확률의 결합으로 주어질 수 있다. 이를 수학적으로 표현하면, 일정 시간간격 (t_1, t_2) 사이에 어떤 이벤트 X 가 관측될 확률은

$$\begin{aligned} P(X = true, t_1 < T_X < t_2) \\ &= P(X = true)P(t_1 < T_X < t_2 | X = true) \\ &= P(X = true) \int_{t_1}^{t_2} f_{T_X}(t_X) dt_X \end{aligned} \quad (1)$$

와 같이 표현될 수 있다.

여기서 $f_{T_A}(t_A)$ 는 이벤트의 발생 시간에 대한 확률변수인 T_A 의 확률분포함수이며, t_A 는 T_A 의 특정 시간에서의 값을 나타낸다. 본 논문에서는 확률 분포함수를 가우시안 분포함수로 나타내었다. 또한, 두 이벤트간의 조건부 확률은 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} P(x_i, t_1 < T_X < t_2 | y_i, t_Y) \\ &= P(x_i | y_i) P(t_1 < T_X < t_2 | x_i, y_i, t_Y) \\ &= P(x_i | y_i) \int_{t_1}^{t_2} f_{T_X | T_Y}(t_X | t_Y) dt_X \\ &= P(x_i | y_i) \int_{t_1}^{t_2} f_{T_Z}(t_X - t_Y) dt_Z \end{aligned} \quad (2)$$

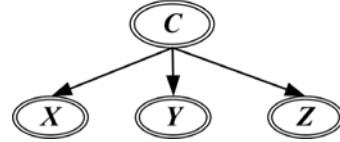
여기서 Z 는 T_X 와 T_Y 의 시간차이에 대한 연속시간 확률 변수이며, x_i 는 $X = x_i$ 에 대한 단축 표현이다. 식 (2)의 연속시간 확률 분포함수는 가우시안 분포를 이용하면

$$\begin{aligned} P(x_i, t_1 < T_X < t_2 | y_i, t_Y) \\ &= P(x_i | y_i) \int_{t_1}^{t_2} N(t_X - t_Y; \mu, \sigma^2) dt_X \end{aligned} \quad (3)$$

으로 표현된다. 연속시간 베이스 분류기는 기존의 베이스 분류기를 시공간 패턴의 분류가 가능하도록 식(1)과 식(2)의 복합 확률표현을 사용하여 확장한 모델이다.

본 논문에서는 이벤트의 종류를 나타내는 이산확률변수 X 와 그 시간에 대한 연속확률변수 T_X 를 하나의 복합 노드 $\mathbf{X} = \{X, T_X\}$ 로 표현한다. 이 복합노드를 이용한 시간적 베이스안 네트워크가 기존 연구로서 제

안되었다[5]. 시간적 베이스안 네트워크 구조를 베이스 분류기와 유사하게 만든 것이 본 논문에서 제안하는 연속시간 베이스 분류기이다. 그림 1은 연속시간 베이스 분류기의 예시이다. 여기서 두 줄로 나타낸 타원 표현은 이벤트의 종류와 그 시간 분포가 동시에 표현되는 복합노드를 의미한다.



[그림 1. 연속시간 베이스 분류기의 예]

어떤 이벤트들의 종류와 시간으로 구성된 데이터 집합 $\{\mathbf{x}_i, \mathbf{y}_j, \mathbf{z}_k\} = \{x_i, t_X, y_j, t_Y, z_k, t_Z\}$ 이 관측되었을 때, 이 데이터가 어떤 특정 클래스로부터 나왔을 확률은 $P(\text{class} | \mathbf{x}_i, \mathbf{y}_j, \mathbf{z}_k)$ 와 같이 표현된다. 베이스 규칙과 조건부 독립에 대한 정의를 활용하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$P(\mathbf{c} | \mathbf{x}_i, \mathbf{y}_j, \mathbf{z}_k) \approx P(\mathbf{c}) P(\mathbf{x}_i | \mathbf{c}) P(\mathbf{y}_j | \mathbf{c}) P(\mathbf{z}_k | \mathbf{c}) \quad (4)$$

식 (2)와 (3)에 나타난 조건부 확률에 대한 정의를 이용하고, 복합 노드를 이산 확률 변수와 연속시간 확률 변수로 구분하여 표현하면 식 (4)는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} P(\mathbf{c} | \mathbf{x}_i, \mathbf{y}_j, \mathbf{z}_k) \approx P(c) P(x | c) P(y | c) P(z | c) \\ N(t_C; \mu_C, \sigma_C^2) N(t_X - t_C; \mu_{XC}, \sigma_{XC}^2) \\ N(t_Y - t_C; \mu_{YC}, \sigma_{YC}^2) N(t_Z - t_C; \mu_{ZC}, \sigma_{ZC}^2) \end{aligned} \quad (5)$$

여기서, t_X, t_Y, t_Z 가 관측된 값이기 때문에 식(5)는 결과적으로 t_C 에 대한 가우시안 분포로 나타나며, 이를 적분하면 관측된 데이터가 어떤 클래스에 속하는지에 대한 확률값을 얻을 수 있다. 식(5)로 표현되는 연속시간 베이스 분류기는 이벤트의 종류가 구성하는 패턴에 의한 확률값과 이벤트의 시간이 구성하는 패턴에 따른 확률값에 동시에 영향을 받기 때문에 시간적 변화와 공간적 변화에 강인한 분류가 가능하다. 또한 식(5)에 나타난 연속시간 확률 분포는 모두 t_C 에 대한 상대시간 분포로 표현되기 때문에, 데이터가 관측되는 시간이 변하더라도 상대적인 특성이 유사하면 성공적으로 분류가 가능하다는 장점이 있다.

III. 실험 및 결과

3.1 연속시간에서의 손동작 특징 추출

본 논문에서는 손동작에 대한 시계열 패턴 대신,

손동작에 따른 각 좌표축(x,y,z)의 속도변화가 최대 또는 최소가 되는 속도의 크기 및 그 시간을 특징으로 이용하였다. 그림 2는 학생 실험자가 책을 보고 공부하는 과정에서 발생하는 손동작의 예를 보이고 있다.

각 동작마다 손의 위치변화가 다른 패턴을 보이게 되며 그림3과 그림4는 그 예시이다. 그림 3(a)는 책에 밀줄 치는 동작에 대한 위치 궤적을 x,y 축으로 나누어 표현하고 있다. 이 위치궤적으로부터 속도를 추출한 결과가 그림3(b)이다.

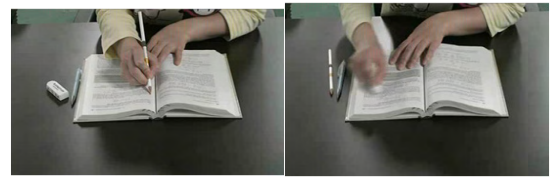
각 좌표축의 속도 중에서 지역적인 최대점과 최소점을 peak와 valley 로 표시할 수 있다. 지역적인 최대점과 최소점을 추출하기 위해서 [6]에서 제시한 방법을 이용하였다. 실제 실험에서는 x,y,z 축의 3차원 정보를 이용하였으며, 손동작에 대한 좌표정보를 획득하기 위해 모션캡처 장비를 사용하였다.

3.2 손동작 인식을 위한 연속시간 베이스 분류기 설계

손동작에 따라서 속도 궤적의 극대점과 극소점은 복수의 데이터로 취득될 수 있다. 예를 들어, 그림 4(b)의 펼치하는 동작의 경우에는 5개 이상의 극대점과 극소점으로 데이터가 구성된다. 손동작의 종류에 따라서 극대점의 종류, 시간, 그리고 그 크기가 모두 다른 패턴을 보인다. 연속시간 베이스 분류기에서 관측되는 확률변수는 각 축의 속도 궤적에서 나타나는 극대·극소점의 크기 및 시간으로, 다음과 같이 정의하였다: x 축 극대점(x_p), x축 극소점(x_v), y축 극대점(y_p), y축 극소점(y_v), z축 극대점(z_p), z축 극소점(z_v). 극대점 및 극소점은 복수의 데이터셋으로 구성될 수 있으므로, x_{1p} , x_{2p} 와 같이 관측된 순서에 따라 인덱싱 된다.

x,y,z 각 좌표축에 대한 속도의 극대점과 극소점은 6개로 구성되며, 5회 정도 반복되는 데이터라면 30개의 입력 변수를 갖는 분류기가 생성된다. 그림 5는 손동작 인식을 위한 분류기를 나타낸다. 또한 이산 변수로 구성되는 이벤트의 종류는 극대점과 극소점에서의 속도 크기로 정의하였다. 실험에서는 속도를 high, low 두 값 중 하나를 갖도록 정의하였다.

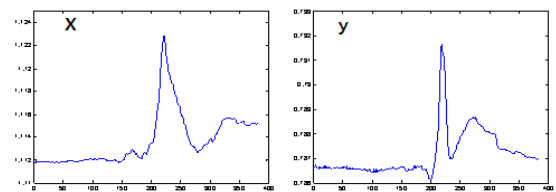
시공간 패턴을 이용한 손동작 분류 실험을 위하여 분류할 손동작을 밀줄치기, 펼치기, 지우기, 책장넘기기의 네 가지로 나누었다. 모션 캡처 장비를 이용하여 각 동작을 60번 씩 수행하여 얻어진 데이터를 바탕으로, 총 240개의 데이터 중에서 200개는 연속시간 베이스



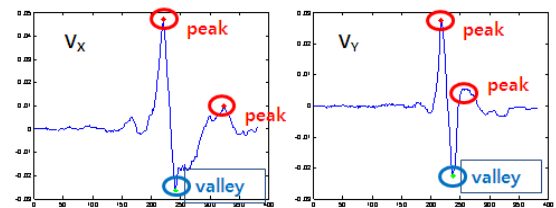
(a) 책에 밀줄치기 (b) 지우개 사용하기



(c) 책장 넘기기 (d) 책에 펼치기
[그림2. 책 위에서의 손동작의 예]

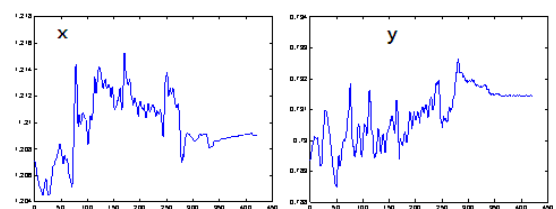


(a) 위치 궤적

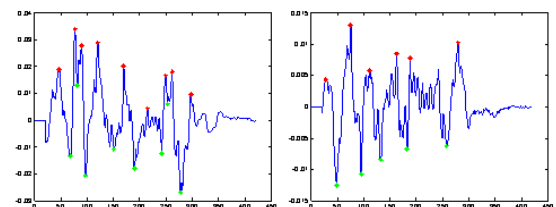


(b) 속도 궤적

[그림 3. 밀줄치는 동작의 3차원 공간 위치궤적 및 속도 궤적]



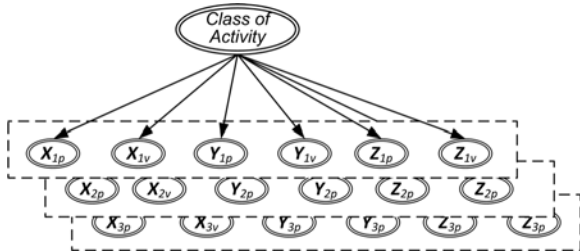
(a) 위치 궤적



(b) 속도 궤적

[그림4. 펼치하는 동작의 3차원 공간 위치궤적 및 속도 궤적]

스 분류기를 학습시키는데 사용되었으며, 40개는 성능을 검증하기 위한 테스트 데이터로 사용되었다. 연속시간 베이스 분류기의 성능 검증을 위하여 학습하는데 사용되었던 데이터 중 각 동작에서 10개씩 총 40개의 데이터와 테스트 데이터 40개의 인식 결과를 비교하였다. 그 결과는 표 1과 같다.



[그림5. 손동작 인식을 위한 연속시간 베이스 분류기]

[표 1 인식 결과]

동작 종류	트레이닝 데이터를 이용한 인식정확도	테스트 데이터를 이용한 인식정확도
밀줄긋기	100%	80%
책장넘기기	100%	100%
지우기	100%	100%
펼기하기	100%	100%

테스트 데이터를 이용한 결과를 보면 밀줄긋기의 정확도가 다른 동작에 비해 떨어지는 것을 볼 수 있다. 이는 각 동작의 길이 및 추출되는 특징의 개수와 관련이 있다. 밀줄긋기는 매우 짧은 시간동안 지속되는 동작이고, 다른 세 가지는 밀줄긋기에 비해 상대적으로 긴 시간동안 지속되는 동작이다. 즉, 밀줄긋기 동작은 다른 동작의 일부분과 유사할 가능성이 높기 때문에 다른 동작으로 오인식 될 가능성이 높다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

사람의 손동작은 대화를 할 때이나 매니플레이션 임무를 수행할 때에 사람의 의도를 내제하고 있어, 자연스러운 상호작용을 위해 중요한 정보로 인식되어 왔다. 본 논문에서는 손동작을 인식하기 위해 연속시간에서의 시공간 특징 패턴을 이용하여 분류하는 방법을 제안하였다. 그 결과, 공간적인 특징과 시간적인 특징을 동시에 고려한 특징을 추출하고, 이를 이용하여 만든 분류 모델을 사용함으로써 공간적 변화와 시간적

변화에 모두 강인한 성능을 보일 수 있다.

향후 연구 방향으로는, 우선 제안한 방법을 기존 방법과 상세하게 비교하여 우수성을 검증할 필요가 있다. 또한, 시간정보를 포함한 동작 패턴을 이용하여 분류된 손동작 정보를 공부하는 동안 학습자의 상태를 추론해 내는 일에 유용한 관측 정보로 활용할 수 있으며, 사람과 로봇이 협업하는 임무를 수행할 때에 로봇이 사람의 행동을 인식하고 다음 행동을 예측하여 적절한 행동을 하는 일에도 적용 될 수 있다.

감사의 글

이 논문(저서)는 2012년 교육과학기술부의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 <실감교류 인체감응솔루션> 글로벌프론티어사업으로 수행된 연구임 (NRFM1AXA003-2011-0028353)

본 논문은 지식경제부 산업융합원천기술개발사업으로 지원된 연구결과입니다[10044009]

참고문헌

- [1] 조선영, 변해란, 이희경, 차지훈, 키넥트 센서 데이터를 이용한 손 제스처 인식, 방송공학회논문지, 17권 3호, 2012년
- [2] Moni, M.I., HMM based hand gesture recognition: A review on techniques and approaches, Computer Science and Information Technology, 2009. ICCSIT 2009. 2nd IEEE International Conference on.
- [3] S. B. Wang,, Hidden Conditional Random Fields for Gesture Recognition, Computer Vision and Pattern Recognition, 2006 IEEE Computer Society Conference on.
- [4] Tan Wenjun , Dynamic hand gesture recognition using motion trajectories and key frames, Advanced Computer Control (ICACC), 2010 2nd International Conference on
- [5] W.Y Kwon, Il Hong Suh, A temporal Bayesian network with application to design of a proactive robotic assistant. IEEE International Conference on Robotics and Automation, 2013
- [6] G. Palshikar, Simple algorithms for peak detection in time-series, Proc. 1st Int. Conf. Advanced Data Analysis, Business Analytics and Intelligence, 2009

운동계획에서 입자군집최적화를 이용한 시범에 의한 학습 방법의 적응성 확장

*김정중, 이주장
한국과학기술원 전기및전자공학과
e-mail : rightcore@kaist.ac.kr, jjlee@ee.kaist.ac.kr

Extension of Adaptability of Learning from Demonstration in Motion Planning by Particle Swarm Optimization

*Jeong-Jung Kim, Ju-Jang Lee
Department of Electrical Engineering
KAIST

Abstract

Motion planning by Learning from Demonstration (LfD) framework only generates trajectories that are similar to the trajectories in a dataset. When the additional constraints are added to an environment, the trajectory should adapt to them.

In this paper, we propose a method that can extend the adaptability of the previous LfD method by Particle Swarm Optimization. The effectiveness of the method was shown with two-dimensional problem having additional constraints. The proposed algorithm successfully modified the trajectory to adapt for the constraints.

I. 서론

로봇에 대한 연구의 발전으로 인하여 로봇의 역할이 인간을 대신하여 특정한 작업을 반복적인 수행하는 것으로부터 조금 더 범용적인 곳에서 적용으로 로봇의 활용이 확대되고 있다. 로봇이 목표 동작을 수행하기 위하여 로봇이 처한 상황을 분석하여 운동을 계획하는 연구가 이를 가능하게 하기 위한 연구 중 하나이다. 이 운동 계획은 2차원 평면에서 경로계획과 같은 단순

한 문제는 A*와 같은 최적화된 방법이 존재하지만 로봇의 동작 차원이 증가하고 장애물, 속도, 힘과 같은 추가적인 요소들을 고려해야 하는 고차원의 운동 계획 문제에서는 최적화된 방법이 존재하지 않는다. 이와 같은 문제들은 그 상태공간이 증가함에 따라 계산시간이 지수 적으로 증가하게 되어 근사적으로 문제를 접근해야 하며 이를 해결하기 위한 대표적인 방법이 Rapidly-Exploring Random Tree (RRT) [1]이다. 이 알고리즘은 상태공간상에서 샘플링 하며 최종적으로 나무와 같은 형태로 로봇의 움직임 계획을 진행하여 목표 상태에 도달하는 과정을 거친다. 이와 더불어 이를 가능하게 하는 다른 접근 방법은 로봇이 동작하게 될 움직임들을 사람의 시범에 의해 로봇이 학습하게 하고 이를 운동 계획에 적용하는 방법이다. 이 방법이 가지는 장점은 RRT와 같은 방법보다 목표작업에 적합한 운동 계획을 빠른 시간에 찾을 수 있다는 점이다. 이와 관련된 연구는 A. Ude와 동료 [2], C. G. Atkeson과 동료[3], J. Peters와 동료[4], A. Billard 와 동료[5]의 연구들이 대표적이며 최근 [2]의 연구에 의해 시범을 통해 배운 여러 동작을 바탕으로 시범을 통해 배운 동작뿐만 아니라 이와 비슷한 동작을 생성해 내는 일반화 방법이 제안되었다. 여기에서 제시한 동적행동기본요소(Dynamic Motion Primitive, DMP)의 작업 일반화 방법은 사용자가 시범을 보인 동작을 다른 시범에 의한 학습 방법들과 마찬가지로 움직임을

DMP로 모델링 하고 이 DMP를 구축하는데 필요한 인자인 목표 상태와 시간 상수를 가우시안프로세스 (Gaussian Process, GP) [5] 방법으로 학습시켜 이를 일반화 한다. 이 방법의 경우 최종 목표위치가 비슷한 움직임은 성공적으로 생성해 내지만 궤적 중간에 장애물이 존재 하거나, 최종위치에서 속도, 가속도를 변경이 필요하여 학습된 궤적을 변화시켜야 하는 경우에 이에 대한 고려가 되어 있지 않아 목표 상태에 도달하지 못하는 제한점이 존재한다. 이를 극복하기 위해 본 논문에서는 [2] 의 방법을 통해 생성된 궤적에 입자군집 최적화 방법(Particle Swarm Optimization, PSO) [7][8] 을 적용하여 장애물과 같은 추가적인 상황에 대응 할 수 있는 방법을 제안한다. 이를 위해 [2]의 방법에 의해 생성된 궤적을 PSO를 이용하여 변화시켜 추가적인 제한 상황에 적합한 궤적을 생성 하도록 한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 먼저 동적행동기본요소의 작업 일반화 방법을 간단히 소개하고 이 방법을 PSO를 이용하여 시범에 의한 학습 방법의 적용성을 확장시키는 방법을 제시 한다. 이후 제안된 방법이 적용된 시스템과 기존의 시스템을 비교 할 수 있는 시뮬레이션을 통하여 제안된 방법의 유용성을 보인다. 그리고 결론을 통해 본 논문을 마친다.

II. 본론

2.1 동적행동기본요소의 작업 일반화

A. Ude 및 동료가 제안한 동적행동기본요소의 작업 일반화 방법[2]은 학습데이터 수집단계와 궤적 일반화 단계로 나뉜다. 먼저 데이터 수집단계에서는 로봇이 수행해야할 작업에 대한 시범을 사람이 보인 후 다음과 같은 형태의 데이터를 생성한다.

$$Z = \left\{ \begin{matrix} y_a^k(t_{k,j}), \dot{y}_a^k(t_{k,j}), \ddot{y}_a^k(t_{k,j}); \mathbf{q}_k \\ k = 1, \dots, M, j = 1, \dots, T \end{matrix} \right\}$$

여기에서 y , \dot{y} , \ddot{y} 는 시간에 따른 측정된 목표 궤적의 위치, 속도, 가속도를 나타내고 \mathbf{q} 는 작업을 설명 하는 변수로 행동의 목표 지점을 나타내는 벡터, M 은 시범 횟수, T 는 각 시범별 시간이다. 여기서 \mathbf{q} 는 예시 궤적의 질의 지점으로 사용되고 이 \mathbf{q} 에 따라서 움직임을 나타내는 DMP를 생성 한다. 이 DMP는 가중치 \mathbf{w} 와 시간 상수 τ , 최종 상태 g 로 명시되며 위의 데이터로

$$G(Z) : \mathbf{q} \rightarrow [\mathbf{w}^T, \tau, g]^T$$

함수를 학습한다. 가중치요소 \mathbf{w} 는 locally weighted regression와 같은 방법을 사용 하여 구 할 수 있고 τ 와 g 의 학습에는 GP를 사용한다. 학습데이터 수집단

계에서는 입력을 \mathbf{q} , 출력을 τ 와 g 로 하는 GP들을 학습한다. 이 때 τ 는 시범의 최종 시간 t_T , g 는 이때의 위치 $y_d(t_T)$ 로 설정 한다.

이후 일반화 단계에서는 학습된 이 GP를 이용하여 질의 지점 \mathbf{q}^* 가 입력으로 들어오면 목표 작업에 적합한 τ 와 g 를 출력으로 낸다. 이 τ 와 g 를 이용하여 질의 지점 \mathbf{q}^* 에 대한 $\sum_{k=1}^M \|\mathbf{X}_k \mathbf{w} - \mathbf{f}_k\|^2 K(d(\mathbf{q}^*, \mathbf{q}_k))$ 를 최소화 하는 DMP의 \mathbf{w} 를 계산하고 이것으로 새로운 DMP를 출력한다. 여기에서 커널 함수 K 는 학습에 사용된 \mathbf{q} 과 질의 지점 \mathbf{q}^* 사이의 거리에 따라서 가중치를 변경시키는 함수 이며 벡터 \mathbf{X}_k 와 \mathbf{f}_k 는 학습데이터로부터 구성된다.

2.2 입자군집최적화를 이용한 시범에 의한 학습 방법의 적용성 확장

앞 절에서 생성된 DMP는 시작 위치에서 종료 위치 사이에 장애물과 같은 제한 조건이 존재 하지 않을 때 적합하다. 만약 장애물, 최종 지점에서 속도 혹은 가속도 변경과 같은 동적 제한 사항이 추가 되면 DMP로 생성된 궤적을 변경해야 한다. 본 논문에서 제안하는 방법은 여러 제한 사항이 존재 할 경우에도 적용 가능 하지만 설명의 용의를 위해 제한 조건을 장애물로 제한 한다. 그리고 로봇 주의의 장애물에 대한 정보는 추가 센서를 이용하여 획득 가능하다고 가정한다.

생성된 궤적을 변경하기 위해서 본 논문에서는 PSO 방법 중 가우시안 분포 난수 생성기를 기반으로 하는 속도 갱신 식을 사용하는 Gaussian Swarm (GPSO) [8]를 이용한다. 각 입자는 자신의 위치와 속도를 상태 변수로 가지며 탐색 공간 안에서 임의로 초기화 된다. 군집 내 전체 입자 개수가 N 이고, 각 입자가 D 차원의 벡터일 때, k 번째 반복에서의 입자들의 위치와 속도는 (1)과 (2)로 표현된다.

$$\vec{P}(k) = \{\vec{x}_1^D, \vec{x}_2^D, \dots, \vec{x}_{N-1}^D, \vec{x}_N^D\} \quad (1)$$

$$\vec{V}(k) = \{\vec{v}_1^D, \vec{v}_2^D, \dots, \vec{v}_{N-1}^D, \vec{v}_N^D\} \quad (2)$$

여기에서

$$\vec{x}_n^D(k) = \{x_n^1(k), x_n^2(k), \dots, x_n^{D-1}(k), x_n^D(k)\} \quad (3)$$

$$\vec{v}_n^D(k) = \{v_n^1(k), v_n^2(k), \dots, v_n^{D-1}(k), v_n^D(k)\} \quad (4)$$

이다. 반복이 진행될수록 입자들은 그들의 이전 최적 위치들을 보존하고 공유하면서 해에 도달한다. 입자들은 최적화 과정 동안 그들의 최적 위치들을 저장하고

(5)와 (6)에 따라서 속도와 위치를 갱신한다.

$$\vec{V}(k+1) = |randn|(\vec{p}_{best} - \vec{X}(k)) + |randn|(\vec{g}_{best} - \vec{X}(k)) \quad (5)$$

$$\vec{P}(k+1) = \vec{P}(k) + \vec{V}(k+1) \quad (6)$$

여기서 \vec{g}_{best} 는 지금까지 최적화 과정에서 전체입자 중 전역 최적 위치이고 \vec{p}_{best} 는 각각의 입자들이 지금까지 얻었던 지역 최적 위치이다. $|randn|$ 은, $abs[N(0,1)]$ 의 가우시안 확률 분포의 절대 값에 따라서 생성된 양의 난수로 이루어진다.

이 GPSO를 이용하여 입자위치 P에 DMP에 의해서 생성된 궤적을 수직 방향으로 변경시키는 정도를 설정하여 적합도함수를 최소화 하는 값을 찾는다. 변경된 최종 궤적은

$$C'(t) = C(t) + P(t), t = 0 \sim T-1$$

이며 여기에서 $C(t)$ 는 DMP에 의해서 생성된 궤적을 정기구학을 통해 로봇 말단의 좌표계로 변환한 위치이고 $P(t)$ 는 PSO 입자 안에 인코딩된 변경 정도이다. $t=0 \sim T$ 동안의 전체 궤적중 초기 위치와 최종 위치를 제외한 $t=1 \sim T-1$ 에서만 궤적 변경 된다. 이 초기 입자들 $C(t)$ 는 평균 0을 갖는 가우시안 분포로 초기화 되고 다음 적합도 함수를 최소화하는 방향으로 최적화 된다.

$$F(P) = N_1 \sum_{t=0}^{T-1} d(C'(t+1), C'(t)) + N_2 \sum_{k=1}^K \delta(Obs_R(k) - d(obs(k), C))$$

이 적합도 함수는 궤적의 전체의 거리를 최소화 하고 궤적과 장애물사이의 거리가 장애물 반경 $Obs_R(k)$ 내에 들어왔을 경우 이를 벗어나도록 설정 되었다. 여기에서 $d(\cdot, \cdot)$ 는 두지점간의 유클리디안 거리를 반환하는 함수이고 $\delta(\cdot)$ 는 궤적이 장애물 반경 안에 들어왔을 때 활성화 되는 함수이다. 또한 N_1 과 N_2 는 궤적 거리를 최소화하고 장애물을 피하는 것 간의 중요도를 설정하는 상수이다.

III. 시뮬레이션

제안된 방법의 유용성을 보이기 위해 각각의 링크가 0.5m의 길이를 갖는 2축 관절 로봇이 초기 위치에서 목표지점으로 이동하는 시뮬레이션을 진행 하였다. 이를 위해 초기위치 (0.4, -0.2)에서 그림 1과 같은 45개의 위치로 이동하는 데이터를 cubic spline 방법을 이용하여 생성 하였다.

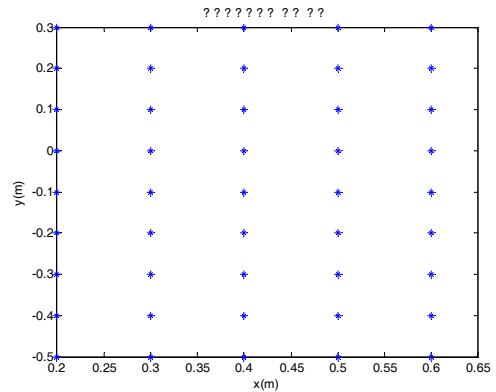


그림 1. 초기 위치에서 이동해야할 최종 위치

각점으로 이동하는 궤적을 시범에 의한 학습을 위한 데이터를 역기구학을 통해 생성하였다. 위의 데이터로 2절에서 설명한 방법을 통해 DMP의 파라미터를 구하였다. 시뮬레이션을 위해 질의 점을 (0.2, -0.5)로 하여 기본 궤적을 생성 하였고 생성된 기본 궤적 중간 (0.3, -0.4)와 (0.35, -0.3)에 0.05m 반경을 가지는 설정 하였다. 기본궤적으로는 이 장애물과 충돌 하므로 PSO를 통하여 이 궤적을 변경시키도록 하였다. PSO는 200개의 입자와 200 반복횟수를 갖도록 설정하였고 궤적은 0.01초 단위로 0초에서 0.5초까지 이동하므로 총 51개의 지점을 가지므로 PSO의 차원은 49차원으로 설정하였다.

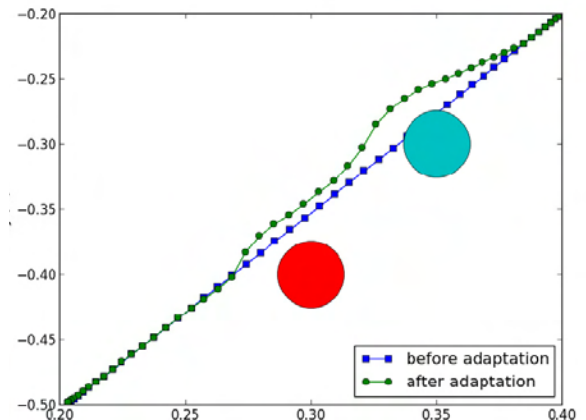


그림 2. 장애물을 회피하는 적응 결과

그림2에 나타난 것과 같이 제안된 방법이 장애물을 회피하며 짧은 거리를 내는 궤적을 생성해 낼 수 있다. 만약 제안된 방법을 사용하지 않았을 경우에는 이 그림2에 나타난 것처럼 장애물들과 충돌이 발생하는 것을 알 수 있다. 제안된 방법을 통해 장애물과 가까운 곳의 궤적이 장애물과 반대 방향으로 이동이 일어나서 최종적으로 장애물을 회피 하는 궤적을 얻을

수 있는 것을 확인 할 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 로봇의 운동계획에서 시범에 의한 학습방법에 의해 생성된 궤적을 입자군집최적화 방법을 통해 궤적을 장애물과 같은 제한 조건을 만족하도록 적용 하는 방법을 제안 하였다. 시뮬레이션을 통해 제안된 방법이 성공적으로 제한 조건을 만족하는 궤적을 생성하는 것을 확인 할 수 있었다. 추후 조금 더 복잡한 운동 계획 문제에 본 논문에서 제시한 방법을 적용 할 계획이다.

참고문헌

- [1] S. M. LaValle, Rapidly-exploring random trees: A new tool for path planning, TR 98-11, Computer Science Dept., Iowa State University, 1998.
- [2] A. Ude, A. Gams, T. Asfour, J. Morimoto, Task-Specific Generalization of Discrete and Periodic Dynamic Movement Primitives, IEEE Tran. on Robotics, vol. 26, no. 5, 2010.
- [3] C. G. Atkeson, S. Schaal, Robot Learning From Demonstration, ICML 97, 1997.
- [4] J. Peters, K. Mülling, J. Kober, D. Nguyen-Tuong, O. Krömer, Towards Motor Skill Learning for Robotics, Proceedings of the International Symposium on Robotics Research, 2009
- [5] A. Billard, S. Calinon, R. Dillmann, S. Schaal, Robot Programming by Demonstration. Handbook of Robotics, Springer, 2008.
- [6] C. Edward, C. Williams Gaussian Processes for Machine Learning, MIT Press, 2006.
- [7] J. Kennedy, R. Eberhart, Particle swarm optimization, Proc. of the IEEE International Conf. on Neural Networks, vol. 4, pp. 1942-1948, 1995.
- [8] R. Krohling, "Gaussian swarm: a novel particle swarm optimization algorithm," *Proc. of the IEEE Conf. on Cybernetics and Intelligent Systems*, vol. 1, pp. 372-376, Dec. 2004.

교육환경에서 학습 상호작용을 위한 동적 플래닝

*박천수, 장민수, 김재홍
한국전자통신연구원 로봇인지융합연구부
e-mail : bettle@etri.re.kr, minsu@etri.re.kr, jhkim504@etri.re.kr

Dynamic Planning for a 1:1 Interaction in the Learning Situation

*Choenshu Park, Minsu Jang, Jaehong Kim
Robot/Cognitive Convergence Research Department
Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

본 논문은 1:1 학습상황에서 학생과 로봇의 자연스러운 상호작용을 위해 인간 개입을 허용하는 mixed-initiative 인터페이스와 3W 인식데이터를 기반으로 상황 및 의도를 파악하여 동적 행위계획을 생성하는 시스템을 제안한다. 본 시스템에서는 SHOP2를 이용하여 행위계획을 생성하며, 로봇 플랫폼에 독립적인 시멘틱 모션을 정의하여 로봇 표현 시스템에 적용하였다.

I. 서론

학습상황에서 발생하는 1:1 또는 1:N의 상호작용을 반영하기 위해 자동화된 플래닝 기법이 연구되어 왔으나 실제 적용에 있어 음성과 비전 등의 인식의 한계로 인해 적용이 쉽지 않다. 그 대안으로 상호작용에 발생하는 중요한 인식을 사람의 개입을 통해 해결하는 mixed-initiative interaction에 대한 연구가 활발하게 진행되어 왔다. 상호작용에 있어 가장 적절한 시점에 유연한 상호작용 제공하기 위해 다이얼로그 기반의 mixed-initiative 플래닝 시스템을 제공하여 인간의 상호작용과 가장 근접하게 접근하여 문제를 해결하는 연구도 진행해 왔으며, 인간의 의도와 상황을 파악하여 어느 시점에 대응을 해야 하는지에 대한 연구도 진



그림 1. 학습상황에서의 1:1 상호작용

행 되어 왔다[1-2]. MIT에서는 사회적 상호작용을 위해 잘 못된 신념(false beliefs)을 파악하여 상호작용을 통해 문제 해결을 도와주는 연구를 진행 하였다[4]. 본 논문에서는 1:1 학습 환경에서 시나리오에 따라 상호작용을 실행 제어하는 행위계획 시스템에 대해 기술한다. 행위계획 시스템은 비전기반 센서 네트워크를 통해 인식한 의도나 상황과 인간개입을 통해 불확실한 의도나 상황을 제어하는 mixed-initiative 입력 데이터를 활용한다. 제안한 시스템은 SHOP2를 이용하여 구현하였으며[3], 생성된 행위 계획은 로봇 플랫폼에 독립적인 어휘인 시멘틱 모션과 매핑 되어 표현엔진에 전달된다. 그림 1은 로봇(EveR-4)과 학생의 1:1 학습 상황을 나타내며, 콘텐츠 단말기를 이용하여 문제를 제시받고 푸는 과정을 보여준다.

II. 본론

2.1 Mixed-initiative 상호작용

의도나 상황인식은 상호작용 시점을 파악할 수 있는 중요한 기저이다. 이러한 데이터를 센서를 통해 자동으로 파악하는 것은 한계가 있으며 이로 인해 자연스러운 상호작용을 생성하지 못한다. 이에, 본 시스템에서는 인간 개입을 통한 불확실한 의도나 상황을 입력 데이터로 사용할 수 있도록 입력 인터페이스를 제공하여 행위 계획 생성에 활용 하였다.

2.2 의도 및 상황 인식기반 플래닝

본 시스템은 비전기반의 센서 네트워크를 통해 인식한 3W(Who, Where, What) 정보를 기반으로 사용자의 상황과 의도를 파악하여 인간개입을 최소화 하고 자동화된 상호작용 시점과 행위계획을 제공한다. 본 시스템에서는 3W 인식데이터로써 얼굴검출, 인식 및 고개 제스처를 활용한다.

2.3 시멘틱 모션

시멘틱 모션은 상호작용 의미를 가지는 최소 단위의 추상화된 개념의 행위를 의미하며 로봇 플랫폼에 독립적으로 사용할 수 있는 어휘로 정의 되며, 로봇 표현을 위해 전송되는 메시지 프로토콜이다. 시멘틱 모션은 실행 가능한 최소 단위의 PSM(Primitive Semantic Motion)과 CSM(Composite Semantic Motion)로 분류된다. 격려하기 CSM은 하위에 칭찬하기, 응원하기, 조언하기 등의 여러 개의 PSM으로 구성되며 직접 실행이 불가능한 형태의 복합적인 의미를 가진다. 시멘틱 모션에서 사용되는 파라미터는 ID, 대상, 장소, 내용, 친밀도, 상태 정보 등을 포함하며 시멘틱 모션의 종류에 따라 다른 파라미터를 제공한다.

III. 동적 플래닝 시스템 구현

본 시스템은 SHOP2를 이용하여 행위계획 시스템을 구현하였으며, mixed-initiative 인터페이스와 비전 기반으로 상황과 의도를 인식해 플래닝 시스템에 입력 데이터로 사용한다. 로봇의 표현을 위해 2.3절에서 설명한 시멘틱 모션을 사용하였으며 로봇의 행위계획 수행 결과, 의도 및 상황 변화에 대응되는 행위 계획을 동적으로 생성하도록 하였다. 그림 2는 SHOP2를 이용해 생성한 행위계획을 생성한 예를 나타낸다.

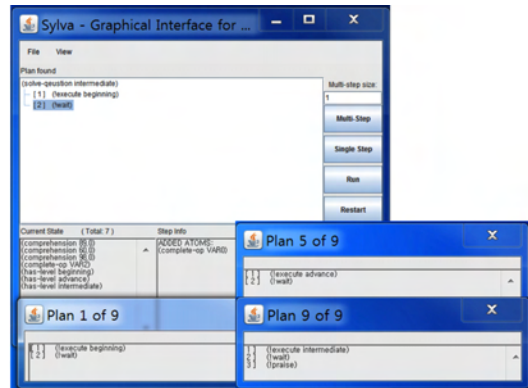


그림 2. SHOP2기반 행위계획 생성

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본고에서는 1:1 학습상황에서 학생과 로봇의 자연스러운 상호작용을 위해 인간 개입을 허용하는 mixed-initiative 인터페이스와 3W 인식데이터를 기반으로 상황 및 의도를 파악하여 동적 행위계획을 생성하는 시스템을 기술하였다. 본 시스템은 HTN기반의 SHOP2를 이용하여 구현하였으며, 로봇 플랫폼에 독립적으로 활용할 수 어휘를 정의하여 표현 시스템과 연동 할 수 있도록 하였다. 향후, 1:N 상호작용에서 개인화된 서비스를 제공하는 연구를 진행할 것이다.

후기

본 논문은 산업통상자원부 산업융합원천기술개발사업의 지원으로 수행되었음. [과제번호: 10041659]

참고문헌

- [1] R. St. Amant and P.R. Cohen, "Interaction with a Mixed-Initiative System for Exploratory Data Analysis," Knowledge-Based Systems, Vol. 10, No. 5, 1999.
- [2] G. Ferguson, J. Allen, and B. Miller, "TRAINS-95: Towards a Mixed-Initiative Planning Assistant," Proc. Third Conf. AI Planning Systems (AIPS-96), 1996, pp. 70 - 77
- [3] D. Nau, et al., "SHOP2: An HTN Planning System," Journal of Artificial Intelligence Research, 2003, pp. 379-404.
- [4] Cynthia Breazeal, Jesse Gray, Matt Berlin, "An Embodied Cognition Approach to Mindreading Skills for Socially Intelligent Robots," The International Journal of Robotics Research, Vol. 28, 2009, pp. 656-680.

펄스 모호성 극복을 위한 AOA를 이용한 반복적 TDOA 위치추정 방법

* 조제일, 한진우, 김산해, 송규하
국방과학연구소

e-mail : jeil004@add.re.kr, yahoo@add.re.kr, ksh808@add.re.kr, khson@add.re.kr

An Iterative TDOA location method using AOA to overcome pulse ambiguity

*Je-II Jo, Jin-Woo Han, San-Hae Kim, Kyu-Ha Song
Agency for Defense Development

Abstract

The Time Difference of Arrival(TDOA) based geolocation system receives pulses of a radar at multiple spatially separated receivers and extracts TDOA data from each same pulse pairs, and then estimates the location of the radar based on range equation between the radar and receivers. However, if pulse repetition interval (PRI) is very short and its modulation type is fixed, it causes the ambiguity problem in extracting TDOA data for each same pulse pairs. This paper proposes a new method to overcome TDOA extraction ambiguity problem by using angle of arrival (AOA) data which are measured in each receiver. Simulation results are presented to show the performance of the proposed method.

I. 서론

신호원의 위치를 추정하는 방법은 삼각법, 거리와 방향, 수학적식에 의한 곡선의 교점에 의한 방식 등이 있다[1]. 일반적으로 전자전지원 시스템에서는 다수의 수

신기를 이용하여 각 수신기에 도달하는 전파의 방향을 탐지(DF: direction finding)하여 위치를 추정하는 방식이 많이 사용되어져 왔다.

근래에는 각 수신기에 도달하는 전파의 도래시간차(TDOA)를 이용한 위치추정법이 수동형 전자감시 장비를 비롯하여 많이 적용되고 있는데, 이는 기존의 방향 탐지를 이용한 삼각법 위치추정법보다 정확도면에서 우수하기 때문이다.

그러나 TDOA를 이용한 레이더 신호원의 위치 추정은 정밀한 시각동기화 및 도래시간 측정 능력이 요구된다. 또한, 고정 펄스반복간격(PRI)을 갖는 경우 수신기간 거리에 따라 펄스 모호성이 발생할 수 있다. 펄스 모호성은 레이더 신호원의 PRI가 수신기간 이격거리에 의한 도착시간보다 짧을 때 발생하는 것으로 수신기간 TDOA쌍을 정확하게 추출해내기 어렵게 만들어 위치추정이 불가하게 된다.

본 논문에서는 이러한 펄스 모호성을 극복하기 위하여 AOA를 이용한 TDOA 위치 추정방법을 제안한다. 서론에 이어 본문에서 TDOA 기반 위치 추정방법, 펄스 모호성에 대해 설명하고 이를 극복할 수 있는 위치 추정방법을 제안하고 모의실험결과를 통해 본 논문의 위치추정 방법의 성능을 확인하고 결론을 맺는다.

II. 본론

2.1 TDOA기반 위치추정

TDOA기반 위치 추정은 3개 이상의 수신기에서 수신된 신호의 펄스도착시간(TOA: time of arrival)으로부터 2개 이상의 신호도착시간차인 TDOA를 추출하고, 이로부터 위협과 수신기간 거리 방정식에 기초하여 형성되는 쌍곡선의 교차점으로 위협의 위치를 탐지하는 기법이다[2].

각 수신기의 위치 (x_1, y_1) , (x_2, y_2) , (x_3, y_3) 와 각 수신기에서 측정된 신호의 도착시간 t_1, t_2, t_3 을 이용하여 위협 (x, y) 과 각 수신기간 거리 r 은 측정시간 \times 속도임을 이용하여 다음과 같은 수식을 얻을 수 있다.

$$c \times (t_1 - t_2) = R_1 - R_2 = \sqrt{(x_1 - x)^2 - (y_1 - y)^2} - \sqrt{(x_2 - x)^2 - (y_2 - y)^2} \quad (1)$$

$$c \times (t_2 - t_3) = R_2 - R_3 = \sqrt{(x_2 - x)^2 - (y_2 - y)^2} - \sqrt{(x_3 - x)^2 - (y_3 - y)^2} \quad (2)$$

위와 같은 방정식의 해를 풀면 위협의 위치를 구할 수 있다. 이때 수신기가 4개 이상인 경우, (x, y, z) 의 3차원 위치 추정이 가능하다.

2.2 펄스 모호성

펄스 모호성은 수신기간 거리에 의한 도착시간의 차이보다 위협의 PRI가 작을 때 발생하는 것이다. 예를 들면 두 개의 수신기간 거리가 25km인 경우 모호 구간은 약 83.3 μs 가 된다.

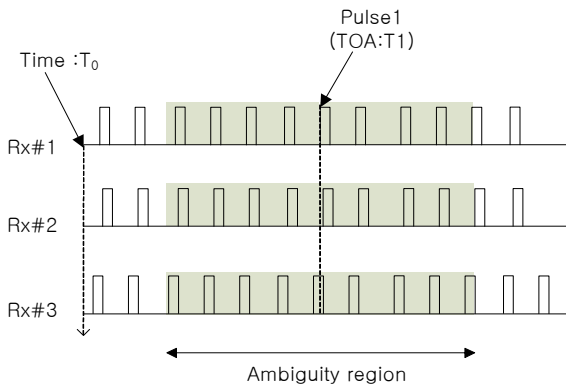


그림 1. 펄스 모호성

이 경우 레이더의 PRI가 83.3 μs 보다 작으면 펄스 모호성이 발생하게 되어 그림 1에서와 같이 수신기 1에서 수신한 기준펄스(Pulse 1)가 다른 수신기에서 수신된 펄스 중 어느 펄스인지를 구분하기 어렵다. 레이더 신호의 PRI가 고정인 경우 PRI의 변화 지점을 이용하여 TDOA의 기준 펄스를 추출할 수 있지만, 고정인 경우는 구분하지 못하여 위치추정이 어려워지게 된다.

2.3 제안한 AOA를 이용한 TDOA 위치추정방법

고정 PRI를 가지는 레이더의 펄스 모호성 현상을 해결하기 위하여, 각 수신기에서 탐지된 AOA를 이용한 TDOA 위치추정방법을 제안한다.

본 위치추정방법은 다음과 같다.

1. AOA를 이용하여 먼저 대략적인 레이더의 존재 가능한 범위를 설정한다.
2. 설정된 범위 내에 랜덤한 위치 N개를 설정하여, 설정된 위치에서 각 수신기에 도달하는 시간을 계산하여 N개의 TDOA 쌍을 추출한다. 이때 N의 개수는 선택영역의 대각선 길이를 원하는 해상도로 나눈 값으로 한다.
3. 각 수신기에서 수집된 펄스 열에서 모호 구간내의 펄스들의 TOA로부터 모든 가능한 TDOA 쌍을 K개를 만든다.
4. 랜덤한 N개의 위치로부터 얻어진 N개의 TDOA 쌍과 수집된 펄스열에서 구해진 K개의 TDOA쌍과 비교를 통하여 $N \times K$ 의 에러값을 측정한다.
5. 구해진 $N \times K$ 의 에러값에서 작은 값을 가지는 M개의 위치를 선택하여 새로운 영역을 설정한다.
6. 설정된 영역에서 2~5를 L번 수행하고 가장 작은 값을 갖는 점을 추정된 위치로 선정한다.

III. 모의실험 결과

제안한 위치추정 방법의 성능을 비교하기 위하여 AOA만을 이용한 삼각법 중 MSD(Mean-Squared Distance) 위치추정 방법[3][4]과 실제 위치와의 오차(TLE: True Location Error)평균을 비교하였다.

수신기는 그림 2에서와 같이 전방위 위치추정 성능이 양호한 Y자형 구조로 4대를 가정하였으며, AOA의 정확도는 1도, 3도 rms로 가정하였다. 각 수신기간 거리는 35km, 탐지영역은 x축 -200~200km로 50km간격, y축 100~300km로 50km간격으로 레이더의 위치를 가정하였다. 레이더의 PRI는 80 μs , 고정 타입으로 가정하였다. 본 추정방법의 6번 단계에서 L은 2회로 한정하여 실험을 진행하였다. 결과의 신뢰성을 높이기

위해 실험을 10회 수행하여 얻어진 각 TLE 결과를 평균하여 산출하여 비교하였다.

V. 결론 및 향후 연구 방향

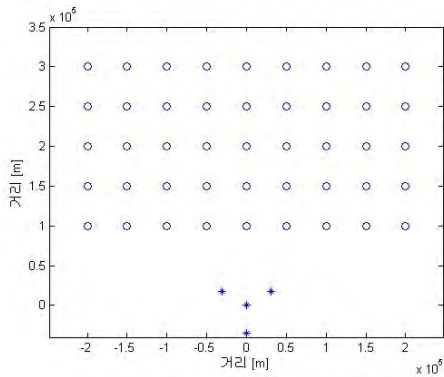


그림 2. 모의실험 영역 및 수신기 배치

표 1. 모의실험 결과(위치추정 오차평균: TLE)

방탐 정확도	위치추정방법	해상도		
		100m	500m	1000m
1° rms	제안한 TDOA/AOA	5,982m	10,424m	16,379m
	AOA(MSD)	19,581m	20,740m	21,188m
	정확도 개선율	69.5%	49.7%	22.7%
3° rms	제안한 TDOA/AOA	13,658m	29,473m	39,003m
	AOA(MSD)	58,799m	57,718m	64,372m
	정확도 개선율	66.8%	49.0%	39.4%

표 1에서와 같이 AOA를 이용한 삼각법 위치추정 방법인 MSD의 경우 방탐 정확도에 따라 위치추정 오차평균이 달라진다. 즉, 방탐 정확도가 좋을수록 위치추정 오차는 작아진다. 본 논문의 제안한 위치추정방법도 방탐 정확도가 커짐에 따라 위치추정오차가 다소 커지는 경향이 있는데 이는 AOA를 이용하여 대략적인 위치를 설정하기 때문에 방탐 정확도에 따라 영역의 범위의 크기 및 실제 레이더의 위치가 영역에서 벗어나는 경우가 생기게 되므로 이를 반영한 결과라 할 수 있겠다. 그럼에도 불구하고 제안한 위치추정방법은 MSD의 결과보다 월등히 우수함을 알 수 있다. 또한 방탐정확도가 동일한 경우 해상도가 작을수록, 즉 영역 내 랜덤한 샘플수가 많을수록 추정 정확도가 향상됨을 알 수 있다.

TDOA를 이용하여 장거리 레이더 위치추정의 경우 고정형태의 PRI를 갖는 레이더는 수신기간 이격거리에 따라서 펄스 모호성이 발생할 수 있다. 이에 본 논문에서는 AOA 정보를 이용한 TDOA 위치추정 방법을 제안하였다. 본 방법은 펄스 모호성 발생 시 기존의 TDOA 위치추정 방법으로는 위치추정이 불가능한 것을 극복하게 하고, 비교를 통한 연산으로 이루어져 복잡한 비선형 방정식을 풀지 않아도 되는 이점이 있다. 또한 기존의 AOA를 이용한 위치추정법보다 정확한 위치추정이 가능하게 한다.

향후 본 추정방법의 다양한 성능 분석을 위하여 수신기의 위치 및 탐지영역, 방향탐지 정확도, 랜덤 샘플개수, 영역 재설정 횟수에 따른 분석이 필요하며, 계산 시간을 줄이는 방법 및 기타 오차요인의 효과에 대하여도 연구가 필요하다.

참고문헌

- [1] Richard A. Poisel, *Electronic Warfare Target Location Methods*, Artech House, 2012.
- [2] 박병구, 한진우, 송규하, “TDOA 기반 수동형 전자감시 기술 현황 분석”, *국방과학기술플러스*, 108호, 2010.
- [3] Richard A. Poisel, *Introduction to Communication Electronic Warfare System*, Artech House, 2002.
- [4] Brown, R.M., “Emitter Location Using Bearing Measurements from a Moving Platform”, *NRL Report 8483*, Naval Research Laboratory, Washinton D.C. June 1981.
- [5] David L. Adamy, *EW102 - A Second Course in Electronic Warfare*, Artech House, 2004.
- [6] W.H.L. Neve, T.J. Qulter, R. Weedon, and R.A. Hogendoorn, “Wide Area multilateration”, *EUROCONTROL*

하이브리드 제어를 이용한 회전익기의 측면항법 설계

*김유경, 현영오

국방과학연구소

e-mail : yoo1029@add.re.kr

Lateral Navigation Design of the Rotorcraft Using a Hybrid Controller

*Yoo-Kyung Kim, Young-O Hyun
Agency for Defense Development

Abstract

The LNAV control algorithm of the Korean Utility Helicopter (Surion) is developed based on the LNAV algorithm which was applied similar other rotorcraft. The proposed algorithm is a hybrid mechanism composed of 2 PI controllers to improve the tracking performance of the helicopter. The intent of this paper is to contribute the hybrid LNAV control algorithm, development environment, and flight test result to future rotorcraft development program.

I. 서론

1928년 Jimmy Doolittle에 의해 항공기 계기에만 의존하는 계기비행 시험성공으로 항공기 계기만으로도 안전한 비행 및 항법을 할 수 있다는 것이 증명된 이후 현재의 초단파 전방향 거리탐지기 (VOR)를 이용하는 항법으로 발전되었고, 현재 각각의 무선평법시설을 통과하지 않아도 출발지에서 목적지까지 계획된 비행경로를 비행할 수 있는 항법인 지역 항법 (RNAV : Area Navigation)이 이용되고 있다.[1]

2차원 지역항법 방법인 측면항법 (LNAV : Lateral

Navigation)은 수평면상의 위도와 경도 또는 어느 초단파 전방향 거리탐지기에서의 방위와 거리로 설정되어져 있는 지리적인 위치로 결정되는 항로점 사이에서 자신의 방향 및 거리 정보를 제공한다. 측면항법은 항공기의 롤 제어를 통해 계획된 비행경로를 자동으로 비행가능하게 한다.

본 논문에서는 국내 개발된 수리온 헬리콥터의 측면항법제어 설계 및 적용에 대해 기술한다. 타 유사헬기에 적용된 사례를 분석하여 수리온 헬리콥터 개발에 적합한 측면항법 개발환경을 구축하고 2개의 PI 제어를 하이브리드 구조로 설계하여 모의시험을 통해 변수를 최적화 시켰다. 경로이탈오차(Cross Track Error)와 계획된 경로와 헬기 기수각 오차의 범위에 따라 2개의 PI 제어를 하이브리드로 구현하였으며, 계획된 비행궤적을 자동으로 추종하도록 비행시험을 통해 제안된 하이브리드 측면항법 제어알고리즘이 비행운용에 적합함을 입증하였다.

II. 회전익기의 측면항법설계

2.1 PI 제어를 이용한 회전익기의 측면항법

수리온 헬리콥터와 동급의 헬리콥터에 적용된 측면항법 알고리즘은 3가지로 구성되며, 비행시험을 통해 최적화된 1개의 알고리즘을 사용한다. 알고리즘에 사용되는 변수는 총 6개로 다음 표 1과 같고, 그림 1에서 각 변수의 방향에 대한 정의등 이해를 돕기 위해

추가로 도식화하였다.

표 1. LNAV 변수

변수	기능
Phi	헬리콥터의 현 롤 각 (Radian)
X	비행계획의 현 Cross Track 편차 (m)
GTR	헬리콥터의 현 Ground Track ($\pm \pi$)
V	헬리콥터의 현 대지속도 (Knot)
L	활성화된 비행경로점간 방향 ($\pm \pi$)
Psi	계획된 경로와 헬기의 기수사이 각

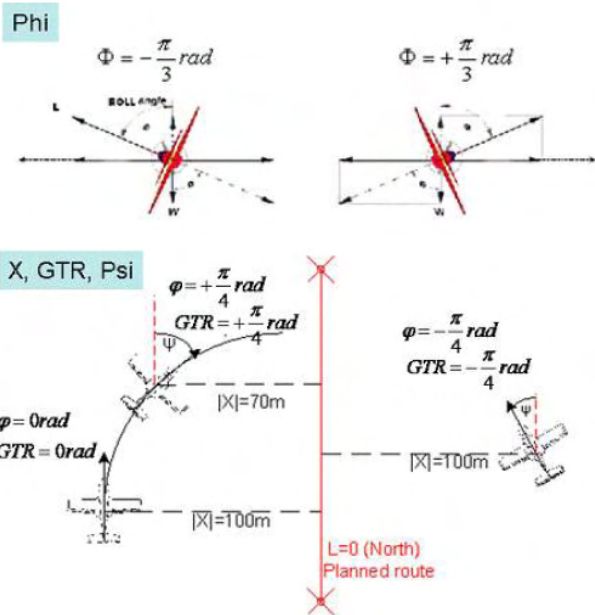


그림 1. 알고리즘에 사용된 변수정의(예)

2.1.1 각 알고리즘 특성

3개의 알고리즘중 2개는 PI 제어 알고리즘이고 1개는 X와 Psi값에 따라 2개의 PI 제어 알고리즘을 결합한 하이브리드 알고리즘이다. 2개의 PI 제어 알고리즘에 사용된 변수는 다음 표2 와 같다.

표 2. 각 알고리즘의 사용 변수

알고리즘#1	알고리즘#2
-	Phi
Psi: GTR-L 간 각도 차	
-	V
X	

2.1.1.1 알고리즘 1

변수의 사용을 최소화한 알고리즘으로 그림 2 에서와 같이 오버슈트는 적지만 응답속도도 느려서 오차가 작은 경우 미세조정에 유리하다.

$$U1 = 0.3 \cdot X, -200 \leq X \leq 200$$

$$U2 = U1 \cdot C1_Kxt + C1_Kint \cdot \sum_{n=0}^N X(nT) - Psi$$

$$U = U2 \cdot C1_Kpsi$$

알고리즘1 이득값: C1_Kxt, C1_Kint, C1_Kpsi

2.1.1.2 알고리즘 2

표 2에서와 같이 최대인 4개의 변수를 사용하며 P와 I의 값이 상대적으로 커서 응답속도가 빠르나, 오버슈트도 크게 발생하여 오차가 큰 경우 유리하다.

$$U1 = C2_Kphi \cdot Phi$$

$$U2 = C2_Kpsi \cdot V \cdot Psi$$

$$U3 = C2_Kxt \cdot X$$

$$U4 = C2_Kint \cdot \sum_{n=0}^N X(nT)$$

$$U = -(U1 + U2 + U3 + U4)$$

알고리즘2 이득값: C2_Kphi, C2_Kpsi, C2_Kxt, C2_Kint

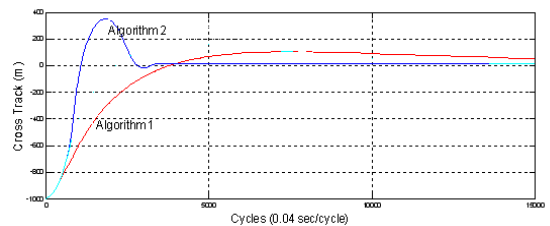


그림 2. 3개의 PI 제어기 특성

2.1.1.3 알고리즘 3

X와 Psi의 오차에 따라 위 알고리즘 2개를 조합한 하이브리드 구조로 알고리즘 High는 두변수중 하나라도 한계값보다 높을 때 사용되고, 알고리즘 Low는 두 변수 모두 한계값보다 낮을 경우 사용된다. 두 개의 알고리즘의 전환은 상한계값과 하한계값으로 정의된 그림 3과 같이 히스테리시스 구조로 설계되어 HYB_PAR1_H/L, HYB_PAR2_H/L 4개의 변수가 정의된다.

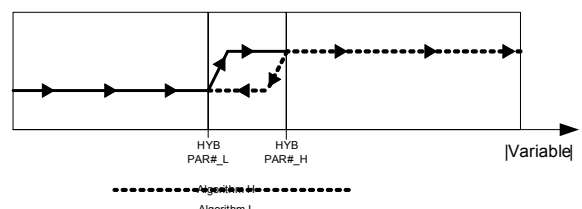


그림 3. 하이브리드 알고리즘 구조

2.2 수리온 헬리콥터의 측면항법설계[2]

수리온 헬리콥터의 측면항법설계는 타 유사 회전익기에 적용된 2.1의 하이브리드 알고리즘을 이용하여 구현하였다. 그림 4에서와 같이 비행시험을 통해 롤 입력에 대한 항공기의 비행특성을 분석후 지상에 설치된 모의 시험장치(SIL: System Integration Laboratory)에서 각 알고리즘의 이득값을 최적화한 후 비행시험을 통해 측면항법의 운용적합성을 확인하였다.

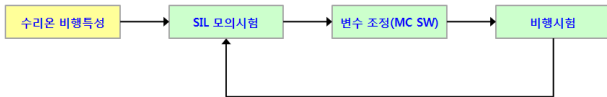


그림 4. 최적 변수값 설정과정

그림 5에서와 같이 임무컴퓨터(MC: Mission Computer)는 GPS/INS로부터 항공기 위치, x축, y축 속도정보와 AHRS로부터 롤 각도정보를 이용하여 GTR과 V, X, L, Psi를 계산하여 롤 명령을 자세계(ADI: Attitude Direction Indicator)와 자동비행컴퓨터(APM: Auto-Pilot Module)에 제공하여 추종되어야 할 비행궤적으로 헬리콥터의 bank를 생성시키고 기수를 돌려 궤적오차(Tracking Error)를 줄이게 된다. 측면항법 알고리즘은 그림 6의 전자지도상에 표시된 비행경로점을 따라 비행시 오차가 발생하면 헬리콥터의 기수를 자동 또는 수동으로 조종하여 궤적오차를 줄이게 된다.

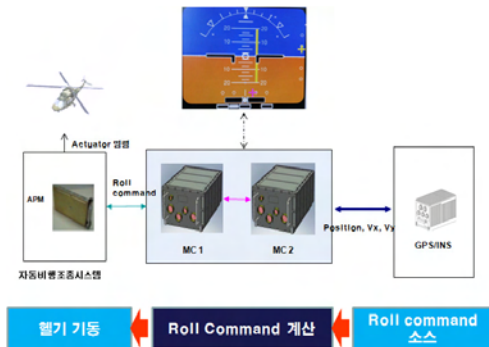


그림 5. 수리온의 롤 제어 흐름도



그림 6. 전자지도상의 비행경로 추종

III. 비행시험 결과

수리온에 측면제어를 적용하기 전 그림 7과 같이 SIL에서 모의 시험환경을 구성하여[3] 변수를 최적화시켰다. Flight Simulator는 일반적인 항공기 모델로 자세정보를 제공하고, APM은 구동기에 인가되는 입력값을 제공하는 실장비의 모델이며, NAV 모델은 헬리콥터의 위치, 롤 각도, X 축, Y축 속도를 제공하는 모델이며 임무컴퓨터는 실장비이다.

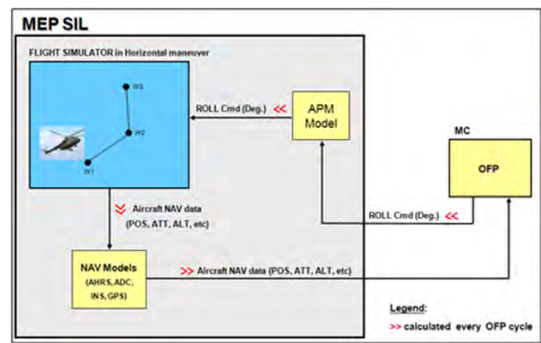


그림 7. 변수 최적화를 위한 모의시험환경

모의시험결과 각 알고리즘의 최적화된 계수는 다음과 같다. 알고리즘 1은

$$U1 = 0.3 \cdot X, -200 \leq X \leq 200$$

$$U2 = 5e^{-3} \cdot U1 + 2e^{-6} \cdot \sum_{n=0}^{15000} X(nT) - Psi$$

$$U = 2 \cdot U2$$

이고, 알고리즘 2는

$$U1 = 0.8 \cdot Phi$$

$$U2 = 0.4 \cdot V \cdot Psi$$

$$U3 = 0.02 \cdot X$$

$$U4 = 8e^{-8} \cdot \sum_{n=0}^{15000} X(nT)$$

$$U = -(U1 + U2 + U3 + U4)$$

이다.

하이브리드 알고리즘은 2개의 사용변수중 X인 경우,
if $|X| \geq 1200$ or $800 \leq |X| \leq 1200$

then 알고리즘 2

else 알고리즘 1

Psi 인 경우,

if $|Psi| \geq 2$ or $1.4 \leq |Psi| \leq 2$

then 알고리즘 2

else 알고리즘 1

로 구성된다. 수리온의 응답특성은 약 4초이나 SIL에 항공기 모델의 응답특성은 약 2초로 SIL에서 모의시험을 통해 변수 최적화를 하지만 응답특성차이로 인한 영향으로 그림 8에서와 같이 실제 비행계획과 SIL 모의계획차이가 발생하며 또한 모델의 선형화, 대기조건도 영향을 미친 것으로 판단되나 비행계획의 경향은 유사함을 확인할 수 있다.



그림 8. 실제 비행과 모의비행간 차이

모의시험을 통해 확인한 결과 롤 반응 특성은 헬리콥터의 반응속도가 늦어질수록 오버슈트가 증가하는 경향이 있으나, 그림 9에서와 같이 파란색의 각 계획된 비행경로점을 따라 측면항법을 적용하여 자동비행한 결과 분홍색의 실제 비행계획이 큰 오차없이 잘 추종하고 있음을 확인할 수 있으며, 본 기능에 대한 만족할 만한 성능평가를 받았다.

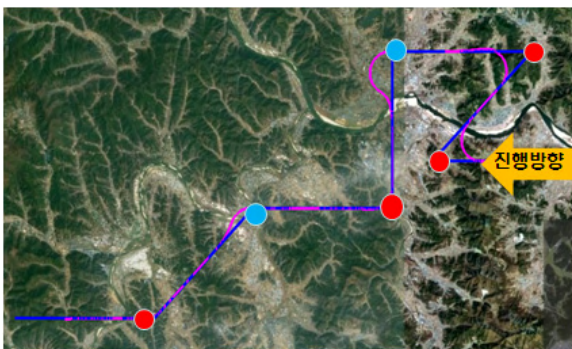


그림 9. 비행추종성능

함된 기능이나, 수리온 헬리콥터에서는 임무 컴퓨터에 포함시켜 추가 장비 장착없이 구현하였다. 지상모의시험 환경을 이용하여 국내기술로 회전익기에 적용할 수 있는 측면항법 제어알고리즘을 개발하였다. 향후 유사 회전익기 개발시 금 번 확보된 국내기술을 활용하는 함으로써 시간과 비용이 크게 줄일 수 있을 것으로 판단된다. 좀 더 정교한 측면제어를 위해 추가 제어기법 개발은 연구과제로 남긴다.

참고문헌

- [1] 김필수, 신대원, “RNAV의 현재와 미래”, 한국항공 운항학회지, vol. 2, pp. 83-94, 2004
- [2] KHP 임무탑재장비 기능요구규격서(88ZE7103 rev. 1.0), 2012
- [3] 김성우 외, “한국형 기동헬기 임무탑재장비 요구항법성능 구현”, 한국군사과학기술학회, 제14권 5호, pp. 798-804, 2011.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

일반적으로 비행계획과 관련된 기능인 측면제어는 비행제 관리시스템 (VMS : Vehicle Management System or FMS : Flight Management Systems)에 포

수중 운동체에 대한 자세 제어기 설계 및 시험 평가

*현 철

LIG 넥스원 M&S 연구센터

e-mail : chul.hyun@lignex1.com

Controller Design of Underwater Vehicle and Experimentation Results

*Chul Hyun

LIG Nex1, M&S R&D Lab

II. 운동 방정식

Abstract

In this paper, course and depth controller design for Underwater Vehicle (AUV) and its simulated and tested results are presented. Control system design is done using the PID control scheme based on a mathematical model of the AUV. Details of system implementation are given and the results of simulations and test with the prototype vehicle model are discussed. The results show the applicability of the designed controller under sensor noise and actuator limitations.

I. 서론

수중 운동체는 해양 탐사 활동부터 국방 분야까지 다양한 활용 범위를 갖는다. 어뢰 형태의 AUV는 여러 계수의 불확실성, 연성된 형태의 비선형성, 환경적 외란 등의 이유로, 이에 대한 제어기의 설계는 일반적으로 용이하지 않다[1].

본 논문에서는 10노트 이상의 속력으로 기동하는 수중 운동체에 대하여 가로축과 세로축, 그리고 롤 방향에 대한 비연성, 선형 제어기를 각각 설계하고, 비선형 연성 모델을 이용한 시뮬레이션을 통하여 성능을 평가하고, 실제 해상 시험 결과와 비교하였다.

6자유도 운동을 하는 AUV의 운동은 그림 1과 같이, 일반적으로 지표고정 좌표계와 동체고정 좌표계를 이용하여 표현된다[1-2]. 본 논문의 AUV 운동방정식은 뉴턴의 제2법칙으로부터 유도된 일반 수중 운동체의 비선형 방정식을 선형화하여 적용하였다.

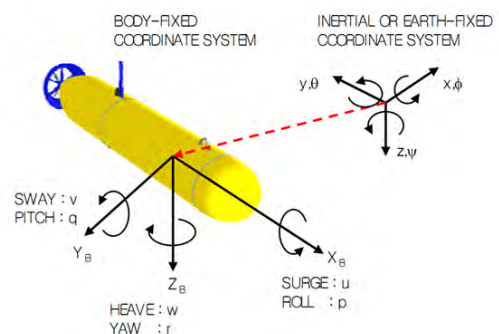


그림 1. 수중 운동체의 좌표계

제어기의 설계를 위해 비선형 운동방정식을 횡축과 종축으로 나누고, 일정 속도와 일정 심도를 가정한 평형조건에서의 선형화된 상태공간 방정식은 식(1)과 같다.[2-3]

$$\begin{bmatrix} \dot{v} \\ \dot{r} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -3.1432 & 2.6833 & 0 \\ 10.5197 & -10.4568 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ r \\ \psi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 6.5087 \\ 26.5229 \\ 0 \end{bmatrix} \delta, \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{w} \\ \dot{q} \\ \dot{\theta} \\ \dot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -3.1432 & 2.6833 & 0 & 0 \\ 10.5197 & -10.4568 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -8.2304 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ q \\ \theta \\ z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 6.5087 \\ 26.5229 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \delta_e \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -17.0768 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ \phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 6.492 \\ 0 \end{bmatrix} \delta_a \quad (3)$$

III. 제어기 설계

AUV의 가로축, 세로축과 롤 방향에 대한 제어기는 PD제어기와 유사한 형태로, 비연성을 가정한 각 축에서 헤딩 센서와 각속도 센서 그리고 심도계의 출력을 이용하여 식 (4-6)와 같이 설정하였다.

$$\delta_r = K_w(\psi_d - \psi) - K_r r \quad (4)$$

$$\delta_e = K_z(z_d - z) - K_\theta \theta - K_q q \quad (5)$$

$$\delta_a = K_\phi \phi - K_p p \quad (6)$$

식(4-6)의 $K_w, K_z, K_\theta, K_\phi$ 는 비례 이득, K_p, K_q, K_r 는 미분 이득과 관련된 값으로서, 미분폭주(derivative kick)를 방지하는 형태의 구성이다. 이 때의 적절한 이득값은 극점배치기법을 통하여, AUV 기동의 안정성을 유지하면서 비선형 오차, 구동기 특성, 센서 오차등에 의한 성능 저하 요소를 극복할 수 있도록 충분한 마진을 가질 수 있게 얻어내었다.

IV. 시뮬레이션 및 시험 결과

선형과 비연성을 가정하고 얻어낸 제어기를 실제 AUV의 기동을 모사할 수 있는 비선형, 연성 특성을 갖는 6자유도 모델에 적용하여 시뮬레이션을 수행하였고, 실제 해상시험 결과와 비교하였다. 발사 후 초기 거동 안정화가 완료된 후 60초간 심도를 유지하면서, ± 30 도와 ± 150 도의 침로변경을 수행한 결과가 그림 2,3,4와 같다.

동체 고정 좌표계의 각속도계 출력이 그림 2에, 지표 고정 좌표계에서의 오일러 각이 그림 3에 나타나 있다. 작은 크기의 침로각 정상상태 오차가 발생은 하나, MEMS급의 AHRS를 이용하는 조건에서도 침로명령을 잘 추종하고 있다. 그림 4는 위와 같은 시나리오 수행시의 방향타와 승강타의 제어 타각을 도시한 결과이다. 특정각의 타각 제한 조건 하에서도 AUV 제어를 성공적으로 수행하고 있음을 볼 수 있다. 더불어 시뮬레이션과 시험 결과가 대체로 유사한 결과를 보이는 것으로부터, 시뮬레이션에 사용한 6자유도 모델이 실

제 수중 운동체의 정상상태 거동을 잘 모사하고 있음을 확인할 수 있었다.

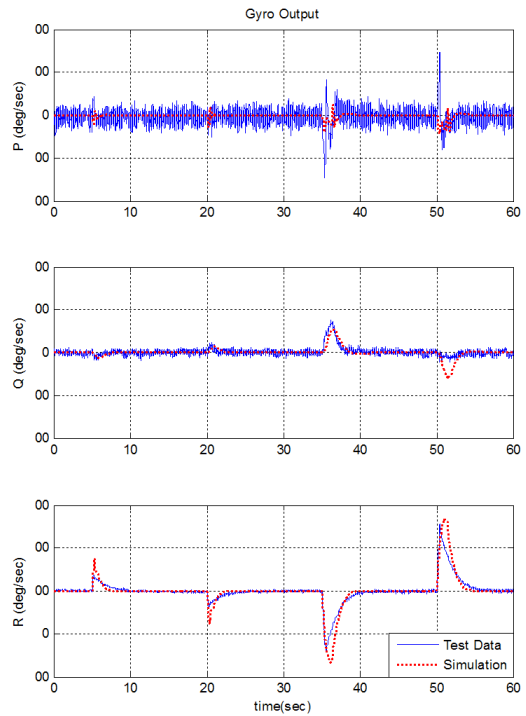


그림 2. 각속도 출력

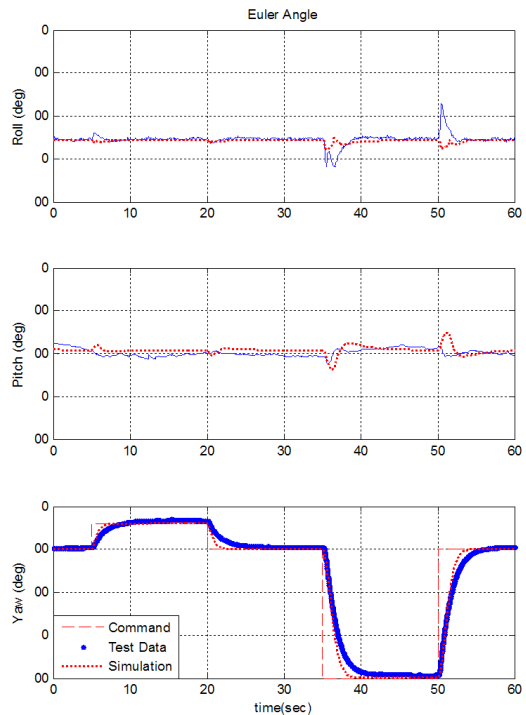


그림 3. 오일러 각

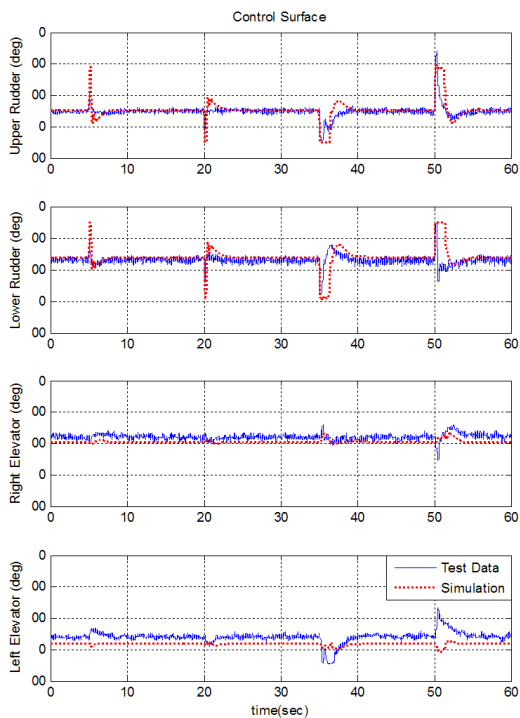


그림 4. 제어 타각

V. 결론

본 논문에서는 10노트 이상의 속력으로 정속 기동하는 수중 운동체에 대하여 비연성, 선형의 가정하에서 가로축과 세로축, 그리고 롤 방향에 대한 PD제어기를 설계하였다.

AUV의 6자유도 모델에 적용한 시뮬레이션 결과와 해상 시험 결과를 통하여, 구동기 성능 제한이 있어도, 설계된 선형 제어기는 비선형 시스템에 효과적으로 적용됨을 확인할 수 있었다.

참고문헌

- [1] T. Salgado-Jimenez and B. Jouvencel, "Using a High Order Sliding Modes for diving control a torpedo Autonomous Underwater Vehicle", Proc. OCEANS 2003, pp. 934-939, 2003
- [2] B. Jalving, "The NDRE-AUV Flight Control System", IEEE Journal of Oceanic Engineering, IEEE, pp. 497-501, 1994.
- [3] T. Fossen, Guidance and Control of Ocean

Vehicles, John Wiley & Sons Ltd., 1994.

- [4] C. Hyun, "Course and Depth Control of Autonomous Underwater Vehicle", Proc. Of the International Conference on Electronics, Information and Communication, pp. 70-71, 2012

전기적 해석을 고려한 DC-DC 변환기의 신뢰도 예측 사례 연구

*김제민, 최성순, 이관훈
전자부품연구원 *신뢰성평가연구센터

e-mail : *jemini@keti.re.kr, css8032@keti.re.kr, leekh@keti.re.kr

Study on Reliability Prediction Example of DC-DC converter with Electrical Simulation

*Je-Min Kim, Sung-Soon Choi, Kwan-Hun Lee
*Korea Electronic Technology Institute (KETI)

Abstract

Electrical simulation by SPICE program and reliability prediction based on Telcordia SR-332 were performed on DC-DC converter. As a result, the failure rate of DC-DC converter was analyzed to be estimated 4.0e-5/h and 1.1e-5/h at 85°C and 30°C, respectively.

I. 서론

우주나 극지방, 사막 등 극한환경에서 동작하는 전자부품 및 회로의 경우 수리나 교체가 매우 어렵기 때문에 회로설계부터 신뢰성을 확보하는 것이 중요하다.[1] 이를 위해서는 온도, 습도 및 진동 등에 강인한 등급의 소자를 사용해야 할 뿐만 아니라 이를 이용하여 제작한 모듈이나 시스템이 정상동작 시 목표 수명이나 고장률을 만족할 수 있는지 점검하는 신뢰도 예측(Reliability Prediction) 수행이 필수적이다. 신뢰도 예측 모델은 MIL-HDBK-217F[2], Telcordia SR-332[3] 등이 활용되고 있다.

본 논문에서는 DC-DC 변환기의 회로를 분석하여 사용되는 전자소자를 종류별, 적용별로 정리하고, 전기

적 해석을 수행한다. 그리고 전기적 해석결과를 반영하여 보다 정확하게 Telcordia SR-332에 기반한 신뢰도 예측 사례를 제시한다.

II. 본론

2.1 신뢰도 예측 절차

신뢰도 예측 절차는 그림 1과 같이 먼저 분석 대상의 구조를 파악하고, Bill Of Material (BOM)을 정리한다. 그 후 각 소자별로 사용온도, 종류, 정격 및 인가되는 스트레스를 파악한다. 이 때, 전기적 해석을 수행하여 그 결과를 반영한다. 그 후, 예측 모델에 따라 기본 고장률, 사용 조건의 고장률을 분석하고 합산하여 신뢰도를 예측한다.

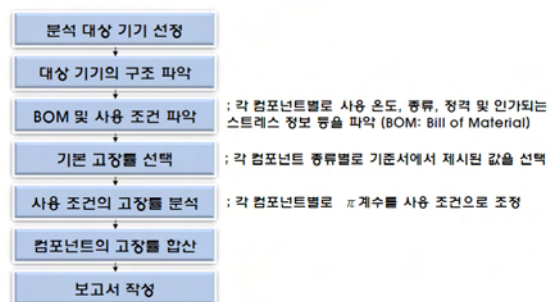


그림 1. 신뢰도 예측 절차

2.2 신뢰도 예측 방법

전자부품, 모듈 또는 시스템에 대한 신뢰도 예측은 MIL-HDBK-217F나 Telcordia SR-332와 같은 기준서를 따라 진행한다. 각 기준서의 내용은 표 1과 같다.

예측방법	내용
MIL-HDBK-217F	미국 국방부가 제정한 전기·전자·통신 부품에 대한 고장률 예측 규격서
Telcordia SR-332	MIL-HDBK-217에 기초하여 Telcordia에서 개발한 고장률 예측 규격서

표 1. 신뢰도 예측 기준서 내용

III. DC-DC 변환기

DC-DC 변환기는 일정 전압 범위의 DC 입력을 고정된 전압의 DC 출력으로 변환시키는 전자회로 부품이다. 주로 시스템의 전원부에 사용되는 중요한 부품으로 입력부, PWM부, Feedback부, 출력부 등으로 구성되어 있다.

DC-DC 변환기의 주요 요구사항은 28V 입력 시 출력전압이 14~16V 이내이다. 이를 만족하는지 확인하기 위해 저항, 콘덴서 등의 사용소자의 사양서로부터 구조와 정격 등을 조사하였고, 표 2와 같이 SPICE를 사용하여 전기적 해석을 수행하였다.

Part No.	Qty	Value	Tolerance	Description	
				Part No. (Mfg. Part No.)	Part No. (Mfg. Part No.)
R1	1	100k	±1%	100k	±1%
R2	1	100k	±1%	100k	±1%
R3	1	100k	±1%	100k	±1%
R4	1	100k	±1%	100k	±1%
R5	1	100k	±1%	100k	±1%
R6	1	100k	±1%	100k	±1%
R7	1	100k	±1%	100k	±1%
R8	1	100k	±1%	100k	±1%
R9	1	100k	±1%	100k	±1%
R10	1	100k	±1%	100k	±1%
R11	1	100k	±1%	100k	±1%
R12	1	100k	±1%	100k	±1%
R13	1	100k	±1%	100k	±1%
R14	1	100k	±1%	100k	±1%
R15	1	100k	±1%	100k	±1%
R16	1	100k	±1%	100k	±1%
R17	1	100k	±1%	100k	±1%
R18	1	100k	±1%	100k	±1%
R19	1	100k	±1%	100k	±1%
R20	1	100k	±1%	100k	±1%
R21	1	100k	±1%	100k	±1%
R22	1	100k	±1%	100k	±1%
R23	1	100k	±1%	100k	±1%
R24	1	100k	±1%	100k	±1%
R25	1	100k	±1%	100k	±1%
R26	1	100k	±1%	100k	±1%
R27	1	100k	±1%	100k	±1%
R28	1	100k	±1%	100k	±1%
R29	1	100k	±1%	100k	±1%
R30	1	100k	±1%	100k	±1%
R31	1	100k	±1%	100k	±1%
R32	1	100k	±1%	100k	±1%
R33	1	100k	±1%	100k	±1%
R34	1	100k	±1%	100k	±1%
R35	1	100k	±1%	100k	±1%
R36	1	100k	±1%	100k	±1%
R37	1	100k	±1%	100k	±1%
R38	1	100k	±1%	100k	±1%
R39	1	100k	±1%	100k	±1%
R40	1	100k	±1%	100k	±1%
R41	1	100k	±1%	100k	±1%
R42	1	100k	±1%	100k	±1%
R43	1	100k	±1%	100k	±1%
R44	1	100k	±1%	100k	±1%
R45	1	100k	±1%	100k	±1%
R46	1	100k	±1%	100k	±1%
R47	1	100k	±1%	100k	±1%
R48	1	100k	±1%	100k	±1%
R49	1	100k	±1%	100k	±1%
R50	1	100k	±1%	100k	±1%

표 2. 콘덴서 사양과 전기적 해석 결과 예

전기적 해석 결과 출력 전압은 그림 2와 같이 14~16V 이내임을 확인하였다. 또한, 각 사용소자들의 정격에 대비한 전압, 전류, 전력 해석값이 도출되었다. 이를 전기적 스트레스 항목으로 계산하여 Telcordia SR-332에 근거한 신뢰도 예측을 Reliability Workbench V9.1[4]을 이용하여 수행하였다. 그 결과, 그림 3과 같이 85도 사용조건에서 4.0e-5/h, 30도 사용

조건에서 1.1e-5/h의 고장률이 예측되었다.

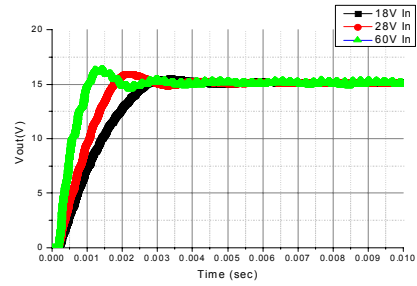


그림 2. 해석 결과

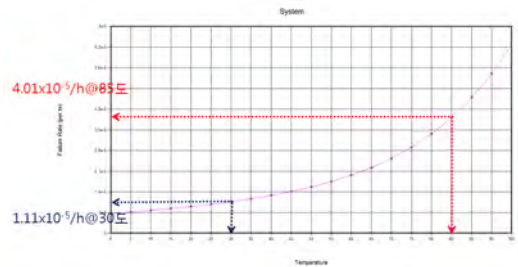


그림 3. 신뢰도 예측 결과

IV. 결론 및 향후 연구 방향

안정적인 전자회로 및 시스템의 운용을 위해서는 전기적 해석과 신뢰도 예측(Reliability Prediction)이 선행되어야 한다. 본 논문에서는 신뢰도 예측의 절차, 방법을 설명하고, 전기적 해석을 반영한 신뢰도 예측 사례로 DC-DC 변환기의 사례를 제시하였다. 그 결과, 요구조건인 14~16V 이내를 만족하며, Telcordia SR-332를 기반으로 85도 사용조건에서 4.0e-5/h의 고장률이 예측되었다.

참고문헌

- [1] 김제민, 최성순, 한창운, 이관훈, “DC-DC 변환기의 출력전압에 대한 최악조건회로해석(WCCA)”, 2012년도 전자공학회 하계종합학술대회, 제35권, 1호, pp1624-1625
- [2] MIL-HDBK-217F, “Military Handbook Reliability Prediction of Electronic Equipment”, Department of Defense(DoD), Dec. 1991
- [3] Telcordia SR-332, “Reliability Prediction Procedure for Electronic Equipment”, Issue 3, Telcordia Technologies, Jan. 2011
- [4] www.isograph-software.com

MHL 인터페이스 기반 스마트 도킹 패드 구현

*정준영, 김정민, 최익창, 김영철, 김현덕
경북대학교 전자공학부
e-mail : hyundkim@ee.knu.ac.kr

Implementation of Smart Docking Pad Based on MHL Interface

*Jun Young Jung, Jung-Min Kim, Ick Chang Choi,
Young Cheol Kim and Hyun Deok Kim
School of Electronics Engineering,
Kyungpook National University

Abstract

The invention of smart phone and smart tablets has indeed revolutionized our lives. However it is difficult to carry smart tablets along with phones. And the cost of buying two devices is also expensive. The smart phone has a lack of readability, user interface and extendibility. In case of net-book doesn't use a wide range of applications like a smart phone and inconvenient to carry.

In order to solve these problems, a low-cost and high-resolution smart docking pad based on MHL interface is designed and implemented.

I. 서론

초기 태블릿은 개인적인 취미나 호기심으로 구매하여 간단한 여가 생활 활용에 사용되었으나 최근에는 필요성이나 사용범위가 확대되어 기업 업무를 위해 직접 구매하는 필수 아이템으로 성장하고 있다. 그러나 스마트폰과 태블릿을 함께 휴대하고 다닐 경우, 휴대 물품의 증가로 인한 불편함과 함께 이중 구매하여 사용하는 비용이 많이 들고, 데이터를 동기화해야 하는 어려움이 있다. 스마트폰 하나로 태블릿 기능을 모두 수용하고자 하는 소비자 욕구가 발생하나 현재 스마트

폰은 가독성 및 사용자 인터페이스, 확장성이 부족하고, 넷북의 경우 스마트폰의 다양한 어플리케이션을 활용할 수가 없는 단점이 있다[1].

본 논문에서는 이러한 문제점들을 해결하기 위해 경량화를 통해 휴대하기 편하며 저가인 MHL 인터페이스를 기반으로 하는 스마트 도킹 패드를 설계하고 구현하였다.

II. 본론

2.1 스마트 패드 기술

1992년 마이크로소프트사가 '윈도우즈 포 펜 컴퓨팅'이라는 필기체 인식 윈도우 운영체제를 선보였지만 당시 환경적 여건이 좋지 않아 시장에서 사라졌다. 이후 2000년 펜으로 입력할 수 있는 A4 용지 크기의 휴대용 PC인 태블릿을 출시했다[2]. 즉, 노트북이 '휴대 가능한 데스크탑' 으로서 고사양의 기기라면, 스마트패드는 휴대성과 편리성을 극대화하여 웹 서핑이나 미디어 감상용 단말기로서의 기능을 하게 되었다. 현재는 스마트폰의 대중화와 함께 업무에 적용하려고 하는 스마트 워크나 모바일 오피스가 관심을 많이 받고 있으며, 새롭게 떠오르는 기업 시장을 선점하기 위해 다양한 기기들과 사업자들의 움직임도 한층 빨라지고 있는 상황이다. 하지만 추가비용이 많이 발생하고 휴대가 불편하기 때문에 시장이 확대되지 않고 있다.

2.2 MHL 인터페이스

MHL(Mobile High-definition Link[®])은 사용자가 가지고 있는 스마트 기기를 HDTV나 디지털 프로젝터 등에 쉽고 빠르게 연결할 수 있도록 지원하고 있다.

MHL 기술의 특징으로는 단일 케이블로서 5핀만을 이용하여 HD급(1080p, 60Hz) 해상도와 7.1 채널 서라운드 사운드를 지원하고 있다. 이러한 이유로 HDMI를 사용하였을 경우보다 Form Factor가 더욱 간결해지며 기존의 HDMI와 동일한 구조의 포트 사용으로 추가적인 인터페이스가 불필요해지게 되었다[3].

그 결과 스마트 기기의 소형화 및 단가 절감이 가능해지는 장점을 갖게 되며, 이밖에도 단일 케이블을 통하여 사용자의 모바일 기기에 전원을 공급하여 충전할 수 있도록 지원하고 있다. 현재 MHL 2.1버전까지 발표되었으며 1.0버전에서 지원하던 500mA의 충전전류에서 900mA로 더 빠른 충전을 가능하게 해주었으며 TV리모컨을 이용하여 스마트폰을 제어 가능할 수 있도록 지원하여 사용자의 편의성을 높여줄 수 있게 되었다[3]. 이러한 MHL 인터페이스의 장점들로 인하여 대부분의 안드로이드 기반 스마트폰에 적용되고 있으며 본 논문에서도 MHL 인터페이스 기반의 스마트 도킹 패드를 설계하고 구현하였다.

III. 구현

MHL 인터페이스 기반 스마트 도킹 패드를 구현하기 위해 본 논문에서는 MCU, AUDIO IC, Battery IC, MHL 인터페이스 IC 등으로 구성하였고, 그림 1은 본 논문에서 설계한 블록 다이어그램이다.

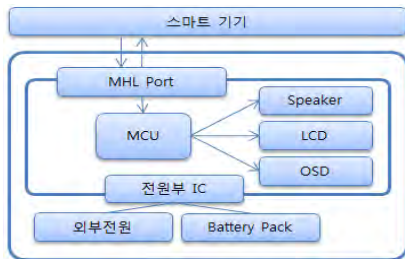


그림 1. 스마트 도킹 패드 블록 다이어그램

MHL 포트를 통해서 스마트폰의 MHL 출력 신호를 입력받는 동시에 스마트폰을 충전시켜주며, 입력받은 MHL신호는 MCU를 통해 LCD의 해상도에 맞게 변환하여 출력하게 된다. MCU는 디스플레이 입·출력 제어 뿐만 아니라 스피커 및 전원, LCD의 밝기와 명암을 제어하는 OSD(On Screen Display)신호를 제어한다.

패드의 전원부의 경우 외부전원을 연결하게 되면 외부전원으로 배터리의 충전과 스마트 도킹 패드의 전원 공급을 동시에 하게 되며, 외부전원이 없을 경우는 배

터리팩의 전원을 통해 전원을 공급하게 된다. 이때 전원공급을 제어하고 과전류를 방지하기 위해 배터리 IC를 사용하였고, 입력받은 오디오 신호를 제어하기 위해 오디오 IC를 사용하였다.

그림 2는 본 논문에서 설계한 PCB에 부품을 실장한 모습이다. HD급 고해상도의 10.1인치 LCD와 장시간 사용이 가능한 대용량 배터리팩 및 패드의 경량화와 부피를 최소화하기 위해 그림 2와 같이 설계하였다.

설계한 MHL 인터페이스 기반 스마트 도킹 패드는 스마트폰 연결을 통해서 동작을 확인했다.

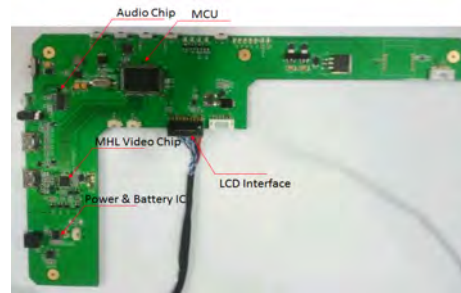


그림 2. PCB 전면부

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 MHL 인터페이스 기반 스마트 도킹 패드를 설계하고 구현했다. 구현한 스마트 패드의 경우 고해상도를 지원하지만 기존의 태블릿에 비해 저가이고, 휴대하기 용이하도록 얇으면서 경량화 하였으며, 외부 전원 없이 배터리팩으로 사용 가능하다. 또한 데이터를 동기화하는 불편함을 없애주고, 추가적인 통신망 서비스 가입 없이 기존 스마트폰의 이동 통신망 서비스를 활용하기 때문에 통신비가 추가되지 않는다.

추후 MHL 인터페이스 기반 스마트 도킹 패드를 활용하면 저비용으로 교육 기관의 디지털 문서 자료 및 강의 현장의 필기 결합, 의료 산업에서는 환자들의 전자차트 및 병원 간 자료 공유 등 많은 분야에서 활용 가능성이 높을 것으로 기대된다.

ACKNOWLEDGEMENT

본 논문은 지식경제부 지역산업기술개발산업(과제번호: R0001340)의 지원에 의해 이루어진 것임

참고문헌

- [1] 강신규, “국내의 태블릿 PC시장의 동향과 시사점”, 한국방송통신전파진흥원, 2010.
- [2] www.encyber.com
- [3] www.siliconimage.com/technologies/mhl/

PLC 네트워크를 이용한 변전소 모니터링 시스템

*삼설 리잘, 김 동성

금오공과대학교 전자공학과

e-mail : syamsul@kumoh.ac.kr, dskim@kumoh.ac.kr

Monitoring System Electrical Substation System Over PLC Network

*Syamsul Rizal, Dong-Sung Kim

Department of IT Convergence Engineering

Kumoh National Institute of Technology

Abstract

This paper proposes a system to monitor electrical units and temperature in electrical substation. In this paper, power line communication is used as communication line between electrical substation and server. Voltage, current, phase, and temperature sensors are used in this system. The value of sensor will be calculated by microcontroller. The results show that the system can work properly and the server can obtain the information data from electrical substation using power line communication.

Keywords: PLC, System Monitoring, power, voltage

I. Introduction

Power line communication (PLC) is a data communication system which is used to send the information and voltage signals for home network and electrical substation [1]. The function of power line beside the power source, it can become media communication [2].

Electrical power is sent through a high voltage, which is distributed through medium voltage, and divided into low voltage for customer [3]. In this paper, PLC is the most preferred choice because of its low power consumption, low cost, and higher scalability and flexibility [4].

This paper used voltage, current, phase, and temperature sensors as measurement devices to monitor the electrical substation conditions. All data from these sensors are collected and sent to the server through power line network.

II. System Model

2.1 Sensor Block

This block explains type of sensors which are integrated with microcontroller.

1) Voltage sensor: This sensor uses voltage divider circuit, because this circuit only need resistor and does not affect the phase shift. Figure 2 shows the voltage divider circuit.

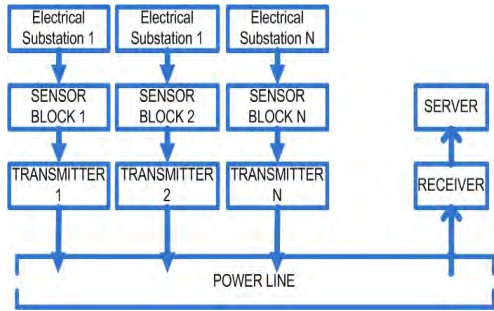


Fig. 1. Diagram System Block

2) Current sensor: To measure the electric current, a circuit needs shunt resistor, which is connected the resistor with load series and convert current into a voltage. This paper used IC ACS712 because of the Hall Effect principle which is used to measure the electric current [5].

3) Phase sensor: This block uses Zero-Crossing Detector Circuit to detect the intersection between AC voltage sine wave and the zero point voltage of the AC signal [6]. Diagram block for this sensor can be viewed in figure 3.

4) Temperature sensor: One of parameter used to know the electrical substation condition is the temperature. The higher temperature in a system, the bigger load is received by that system. Furthermore, the temperature has to be controlled to optimize the electrical substation conditions. To monitor the temperature, this paper used LM35. Datasheet explains that the output voltage directly proportional with the temperature. Every increase of 10mV will raise 1 degree Celsius [7].

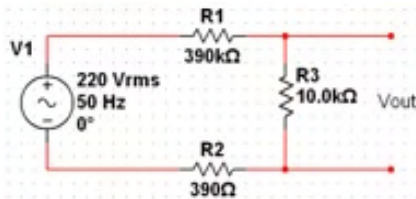


Fig. 2. Voltage Sensor

2.2 Transmitter Block

This block transmits the information data from the sensor to the server through power line. Figure 4 is the transmitter diagram block. FSK modulation is used to keep the information signal

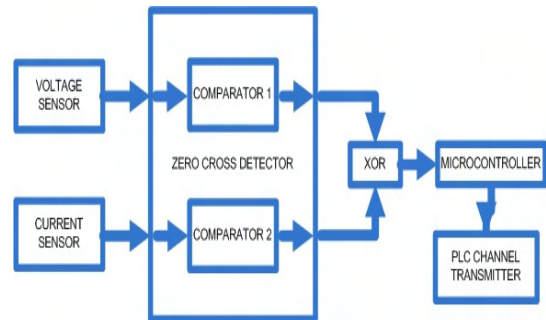


Fig. 3. Phase Sensor

which is generated by microcontroller, so that the signal is not broken due to noise. Power amplifier is used to adjust the input voltage and forward it to the transmitter or receiver optic coupling. To separate the system, this system used optic coupling, thus there will be no short circuit between transmitter and receiver. Low impedance amplifier is used to inject the modulated information signal to the PLC channel through HPF. The high pass filter (HPF) is used to pass the information signal which has high frequency response, in this case the cut-off frequency of this filter is 30 kHz.

2.3 Receiver Block

This block receive and collect the information data from the transmitter and forward it to the server. Figure 5 shows the receiver diagram block. Similar with transmitter diagram block, yet this block use op-amp to amplify the information signal before accepted it.

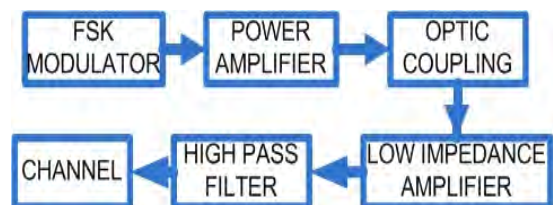


Fig. 4. Transmitter Diagram Block

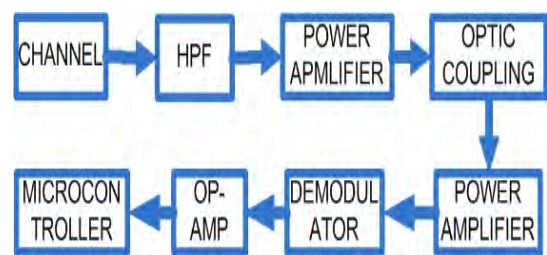


Fig. 5. Receiver Diagram Block

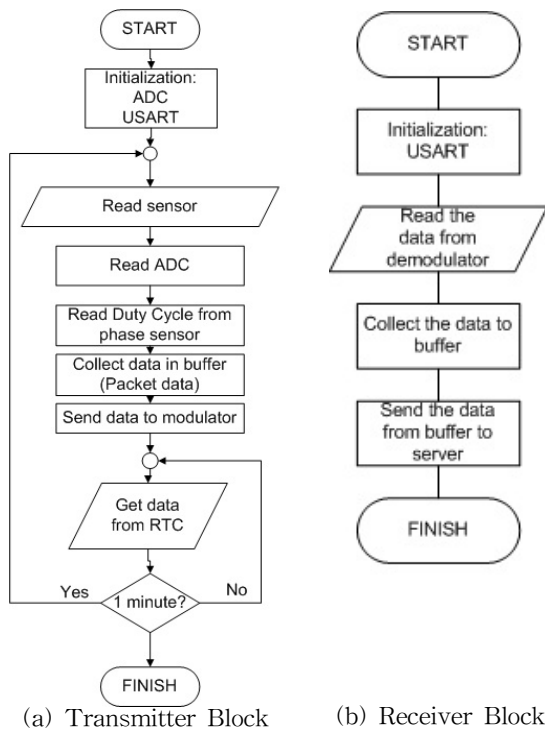


Fig. 6. Flowchart Transmitter and Receiver Block

III. EXPERIMENT RESULT

3.1 Transmitter Block

In this block, microcontroller reads the ADC from the sensor output. ADC calculates data to obtain the real value and then send it to the transmitter through PLC channel. Figure 6(a) shows the flowchart to get the data in transmitter block..

After pass through the modulator, power amplifier, optic coupling, low impedance amplifier, and HPF, the information data is combined with AC signal 220 Volt. Figure 7 and 8 shows the information data from transmitter after get through the HPF. Figure 7 shows the pure AC signal 220 Volt without injection information data. Figure 8 shows the AC signal with injection information data. The ripple signal which is attached to the AC signal is the information data.

3.2 Receiver Block

After pass through the demodulator, the information data and AC signal is separated.

Figure 9 shows the output signal from the demodulator block in receiver. The blue signal is the input signal before get through the demodulator and the red signal is the output signal (digital data). This signal (red signal) is read by microcontroller as the information data. Microcontroller reads the data from demodulator and sends it to the server. Figure 6(b) shows the flowchart to receive data and send it to the server in receiver block.

To determine successful rate, the data packets sent will be compared with the data packets received and then the server can read it. From the observations made, it was found that the observation contained 50 times, 10 of them failed and 40 others success. The failure may be due to noise from the channel. From those data, the percentage of successful rate is 80%.

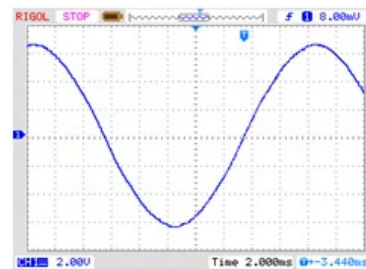


Fig. 7. AC signal without injection information data

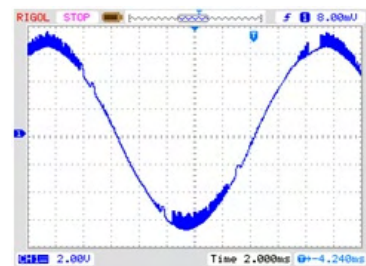


Fig. 8. AC signal with injection information data

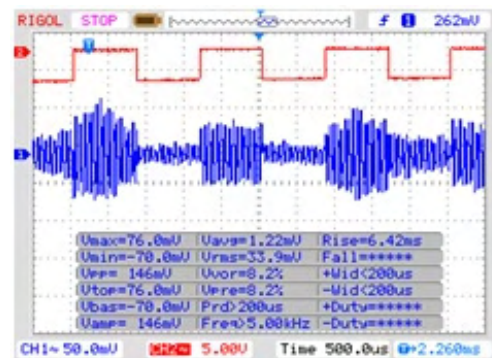


Fig. 9 Receiver Information Signal Output

IV. Conclusion and Future Work

This paper proposes a system that can transmit information over power lines. The challenge from this system is how to reduce noise on the power supply without damaging the data that have been injected.

The simulation results show that the information data can be transmitting via power line by using this system. The receiver can obtain the data from transmitter through power line and send it to the server. The successful rate for the information data from the transmitter to the receiver is 80%

For the future work, the temperature sensor (LM35) can be changed to the other sensor, because this sensor has slow response. This system can also be integrated with the CAN bus network to get better data speeds.

ACKNOWLEDGEMENT

This research was financially supported by the Ministry of Education and Science Technology (MEST) through the Human Resource Training Project for Regional Innovation 2013.

REFERENCES

- [1] K. J. Myoung, J. M. Lee, D.-S. Kim, and W. H. Kwon, "Home network control protocol for networked home appliances", IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 52, pp. 802 - 810, August 2006.
- [2] C.-H. Lien, H.-C. Chen, Y.-W. Bai, and M.-B. Lin, "Power Monitoring and Control for Electric Home Appliances Based on Power Line Communication", Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings. IEEE, pp. 2179 - 2184, May 2008.
- [3] A. Tonello, F. Versolatto, B. Bejar, and S. Zazo, "A Fitting Algorithm for Random Modeling the PLC Channel", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 27, no. 3, pp. 1477 - 1484, July 2012.
- [4] J. Heo, K. Lee, H. K. Kang, D.-S. Kim, and W.-H. Kwon, "Adaptive Channel State Routing for Home Network Systems Using Power Line Communications", IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 53, no. 4, pp. 1410 - 1418, November 2007.
- [5] ACS712: Fully Integrated, Hall-Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor [online]. Available: <http://www.allegromicro.com> [Accessed 7 May 2013]
- [6] E. Irmak, I. Colak, O. Kaplan, and N. Guler, "Design and application of a novel zero-crossing detector circuit", International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), pp. 1-4, May 2011.
- [7] LM35 Precision Centigrade Temperature Sensors (Rev. B) [online]. Available: <http://www.ti.com> [accessed 7 May 2013]

적응 루프 형성을 이용한 하드 디스크 드라이브의 외란 제거

*서상보, 송연철, 김재형, 김철순, 최수영
씨게이트 코리아 디자인 센터

e-mail : sangbo.seo@seagate.com, yeonchul.song@seagate.com,
jaehyeong.kim@seagate.com, cheolsoon.kim@seagate.com,
sooyoung.choi@seagate.com

Disturbance Rejection by Adaptive Loop Shaping in Hard Disk Drives

*Sangbo Seo, Yeonchul Song, Jaehyung Kim, Cheolsoon Kim
Seagate Korea Design Center

Abstract

This paper considers the problem of disturbance rejection by adaptive loop shaping method in hard disk drives. Adaptive loop shaping controller consists of three part: disturbance detector, loop shaping filter and adaptive gain of the filter. The disturbance detector decides whether the loop shaping filter is turned on or off and observes disturbance level and region from position error signal (PES). The loop shaping filter is a kind of peak filter which has center frequency at the center of disturbance detected by the disturbance detector. And the gain of the filter is adapted by measurement of the detector. The filter makes the control loop changed according to the detected disturbance. Simulation result demonstrates the idea of this paper and the effect on the control loop.

I. 서론

하드 디스크 드라이브(HDD)는 개인용으로 데스크탑

및 노트북 PC와 기업용으로 서버 등 데이터 저장 공간으로서 다양한 분야에서 사용되고 있다. 데이터 저장 용량에 대한 수요가 높아짐에 따라서 HDD의 트랙 밀도가 증가하고 있고 좁은 트랙 간의 R/W 헤드 위치를 제어하기 위한 고정밀 서보시스템의 필요성이 늘어나고 있다. 하지만 서보시스템에 가해지는 외란들은 정밀 제어의 가장 큰 장애물이며 본 논문에서는 HDD의 성능에 영향을 미치는 외란에 대한 강인 제어 기법을 소개하고자 한다.

HDD의 트랙 편심(TMR)은 주기적 런아웃(RRO)와 비주기적 런아웃(NRRO)로 나눌 수 있다. RRO는 디스크의 회전에 기인한 진동이며 반복 제어와 적응 피드포워드 제어로 보상이 가능하다[1]. 한편, NRRO는 주로 기구 진동 모드로 발생하며 그 원인을 알 수 없는 경우가 많으므로 제어에 어려움을 가지게 된다. 이 진동을 억제하는 방법으로는 액츄에이터의 bandwidth를 늘리는 방법과 외란 제어를 이용하는 방법이 있다.

액츄에이터의 bandwidth를 늘리는 방법은 Dual stage actuator (DSA)를 이용한 방법[2]이 가능하지만 이는 기구물의 변경과 비용 증가가 필요하므로 single stage actuator (SSA)에 대한 많은 연구가 진행되어왔다. 고이득 필터[3], 공진 필터[4], 적응 필터

[5] 등이 그 예이다.

본 논문에서는 외부에서 외란이 가진 경우 HDD의 강인 서보제어를 위한 적응 루프 형성 기법을 소개하고자 한다. 이 기법은 적응 필터와 add-on 제어기를 이용한 방법으로 외란 검출기(disturbance detector), 루프 형성 필터(loop shaping filter), 적응 이득부(adaptive gain)로 구성되어 있다. 외란 검출기는 헤드의 PES 신호를 분석하여 외란의 주파수 대역 및 크기의 정보를 얻고 루프 형성 필터의 보상 여부와 필터 중심주파수를 결정하는 역할을 한다. 루프 형성 필터는 외란 검출기로부터 얻은 중심 주파수로 필터 계수들을 결정하고 그 출력은 외란의 크기에 따라 결정된 적응 이득부의 이득에 곱해져서 페루프에 제어입력을 더하게 된다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 시스템 구조 및 적응 루프 형성 필터의 각 부분에 대한 설명이 이루어지고 안정도에 대한 논의로 마무리 한다. III장에서는 실제적인 예제와 시뮬레이션을 통해서 본 논문에서 제안하는 기법의 효용성을 확인한다. 그리고 마지막으로 결론으로 이 논문을 마친다.

II. 본 론

2.1 시스템 구조

본 논문에서 제안하는 HDD의 페루프 시스템은 그림 1과 같다. 블록 다이어그램은 on-track 상황에서의 루프이므로 $r=0$ 이고 트랙 제어기 C 는 PES만의 정보를 되먹임 받는 페루프가 된다. VCM 플랜트 P 의 출력인 헤드의 위치는 외부의 외란 d 에 영향을 받아 PES를 커지게 한다. 외란을 보상하기 위해서 PES로부터 외란의 주파수를 분석하게 되는데, 보상이 되었을 경우의 PES가 감소되는 부분을 상쇄하기 위해서 보상 제어값 u_{pf} 에 DSF(disturbance sensitivity function)을 곱하여 그 값을 PES에서 빼게 된다. 따라서 외란 검출기의 입력 신호 $x[n]$ 은 다음과 같다.

$$x[n] = PES[n] - \left(\frac{P}{1+PC} \right) u_{pf}[n] \quad (1)$$

나머지 부분들의 자세한 설명은 다음의 각 부분별 설명에서 할 예정이다.

2.2 적응 루프 형성 필터

2.2.1 외란 검출기

외란 검출기의 역할은 다음과 같다.

- <1> 대역통과필터를 이용한 외부에서 가해진 외란의 크기 및 대역 분석
- <2> 외란의 크기에 따라 루프 형성 필터의 on/off 여

부 판단

<3> 루프 형성 필터의 중심 주파수 및 이득 결정

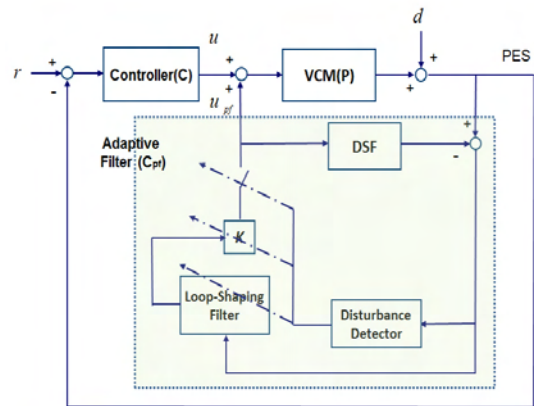


그림 1 적응 루프 형성 필터의 블록 다이어그램

외란의 분석을 위해서 식 (1)의 신호들은 미리 디자인된 대역 통과 필터를 거치게 된다. 필터링 된 신호들은 특정 대역의 외란의 정보이므로 그 크기가 클 경우 해당 대역의 루프 형성 필터를 동작시키게 된다. 그리고 신호들의 합에 비례하여 필터의 이득값을 결정하게 된다.

2.2.2 루프 형성 필터

루프 형성 필터는 아래와 같은 peak 필터의 구조를 가진다.

$$C_{pf}(z) = \frac{\alpha z + \beta}{z^2 - 2\eta \cos(\theta)z + \eta^2} \quad (2)$$

여기서 $\eta \in (0,1)$ 는 peak의 모양을 결정하는 damping계수이고 $\theta = \omega_c T_s = 2\pi f_c T_s$ 는 중심 주파수 f_c 에서 T_s 의 샘플링 주기로 peak 필터의 위치를 결정하는 요소이다. α 와 β 는 필터의 zero를 결정하며 전체 페루프의 안정성을 확보하기 위해서 [5]의 논문에서 제시한 optimal zero기법으로 계산한다. 설계자는 보상할 루프의 폭에 따라 η 의 값을 우선 결정하고 중심 주파수와 함께 α 와 β 값의 계산에 이용한다. 그림 2는 $\eta = 0.99$ 인 경우 다양한 중심 주파수의 peak필터를 나타낸다.

2.2.3 적응 이득

식 (2)에서 설계된 peak 필터의 이득값 K 는 적응 이득부에서 계산된다. 외란 검출기에서 계산한 특정 대역의 PES함은 가진 주파수에 비례하므로 이에 따라 루프 형성 필터의 이득값을 결정한다. 필터링 된 PES

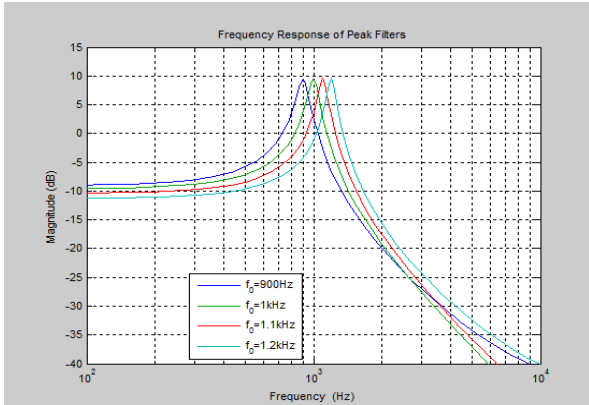


그림 2 다양한 Peak Filter의 주파수 응답

합의 샘플링 수는 데이터의 신호도를 고려하여 설계자가 실험에 의해 결정하며 이득의 상한 또한 전체 페루프의 안정도를 고려하여 결정해야 한다. 관계식은 아래와 같다.

$$\sum_{i=0}^{N-1} BPF(x[n+i]) \propto K \quad (3)$$

$$0 \leq K \leq K_{\max}$$

여기서 $x[n+i]$ 는 식 (1)의 출력 신호이며 $BPF(\cdot)$ 은 외란 검출기의 내부 대역 통과 필터를 의미하고 K_{\max} 는 루프 형성 필터의 상한 이득값이다.

2.2.4 안정도

루프 형성 필터를 포함한 페루프의 error sensitivity 함수는 아래와 같이 주어진다.

$$S_{pf} = \frac{1}{1 + P(C + C_{pf})} \quad (4)$$

루프 형성 필터 C_{pf} 는 특정 대역에서 peak를 형성하므로 S_{pf} 는 그 대역에서 값이 줄어들게 되어 외란의 영향을 감쇄할 수 있다. 또한 외란이 없어졌을 경우에는 적응 필터가 꺼지므로 on-track 페루프와 같아지게 된다.

전체 루프의 안정도는 K_{\max} 값과 관계가 깊다. 제어기의 성능은 항상 다음의 Bode integral theorem[6]에 의해 제한을 받게 된다.

$$\int_0^{\infty} \ln|S_{pf}(jw)|dw = 0 \quad (5)$$

이 원리는 특정 대역의 sensitivity를 낮추면 다른 대역의 sensitivity를 높이는 결과를 가져온다는 “waterbed effect”로도 설명이 가능하다. 그러므로 이득값 K_{\max} 는 다른 대역에 미치는 영향을 고려하여 설계되어야 한다.

III. 예 제

이 예제에서 외란 검출기는 두 개의 6차 elliptic 대역통과 필터를 가지고 있으며 그림 3에서 확인할 수 있다. 각각 800~1000Hz, 1000Hz~1200Hz의 통과대역을 가진다. 그림 4는 실제 측정된 PES의 대역통과 결과 스펙트럼이고 그림 5는 통과된 PES의 합을 나타낸다. 여기서는 10바퀴의 PES 샘플들의 합을 보여준다. 그림 5에서 보듯이 두 대역에서 대부분의 외란이 들어왔음을 알 수 있다. 그러므로 외란 검출기는 두 대역의 루프 형성 필터를 동작시키게 된다.

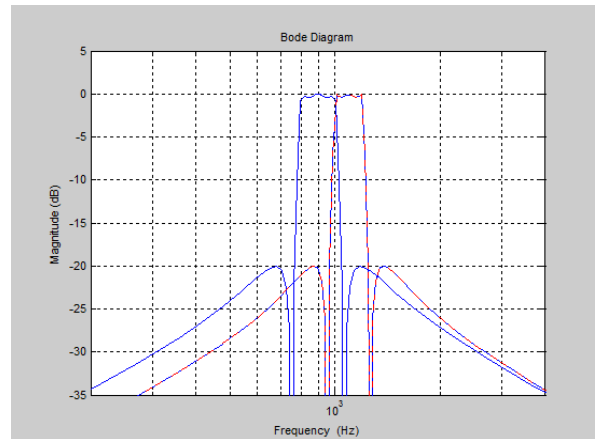


그림 3 800~1000Hz와 1000~1200Hz의 대역통과필터

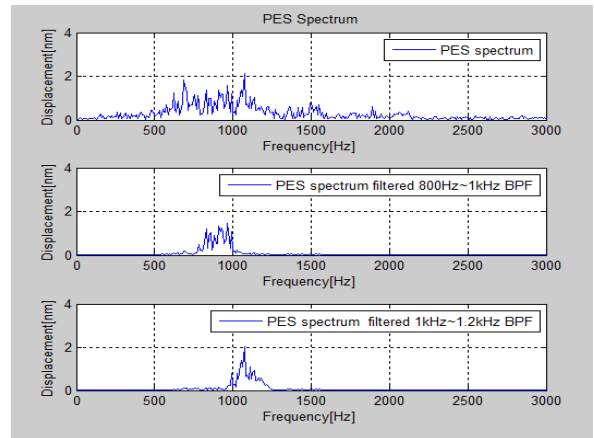


그림 4 외란 입력시 PES 및 필터링된 PES 스펙트럼

중심 주파수가 결정된 루프 형성 필터의 파라미터들은 아래와 같다.

$$f_0 = 900, \eta = 0.98, \alpha = 0.114, \beta = -0.2972$$

$$f_0 = 1100, \eta = 0.98, \alpha = -0.1920, \beta = -0.0062$$

두 필터 모두 최대 이득값이 0.06으로 설정된 상태이며 설정된 이득 최대로 동작했을 경우, 그림 6는 개루프를, 그림 7은 sensitivity 함수를 보여준다.

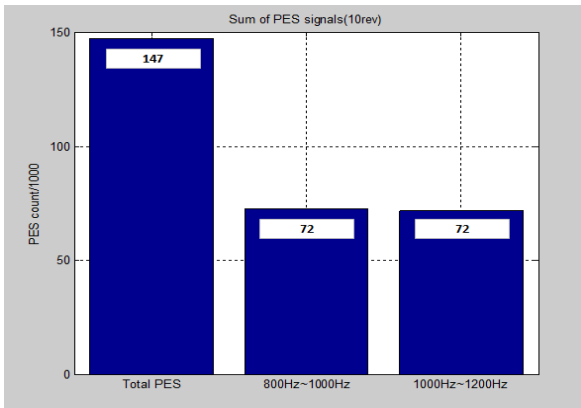


그림 5 필터링된 PES 신호들의 합

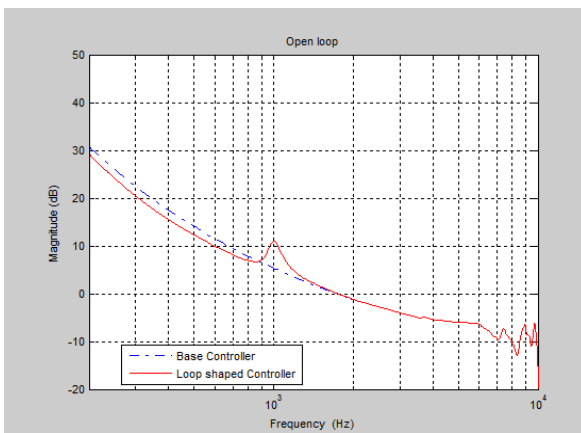


그림 6 트랙 제어기와 루프 형성된 제어기의 개루프

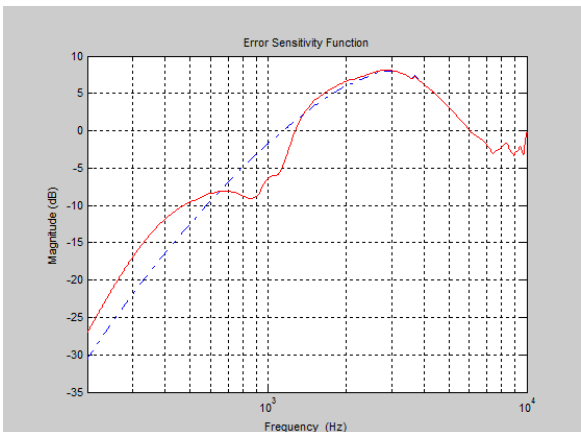


그림 7 트랙 제어기와 루프 형성된 제어기의 sensitivity 함수

루프 형성 필터들 모두 기본 제어기 대비 800~1200Hz 대역을 5dB 정도 낮추도록 설계되었다. 그림 7에서 주목할 점은 waterbed effect에 의해서 600Hz이하의 저주파대역이 높아졌다는 것이다. 하지만 그림 4의 스펙트럼에서 보여주듯이 600Hz이하 대역에서는 외란이 작기 때문에 HDD의 성능에 큰 영향

을 미치지 않는다.

IV. 결론

본 논문에서는 외란 가진 시 HDD의 서보제어 성능 향상을 위한 외란 제어기법을 소개했다. 이 제어기는 적응 루프 형성 필터를 기반으로 하고 있으며, 외란 검출기, 루프 형성 필터, 적응 이득부로 구성되어 있다. 외란 검출기에서 검출된 신호는 루프 형성 필터의 가동 유무와 위치를 결정하며, 외란의 크기에 비례하여 적응 이득부에서 필터의 이득값을 결정한다. 루프 형성 필터는 HDD의 성능에 영향을 미치는 외란의 대역 및 크기를 고려하여 제어 루프 모양을 변화시키므로 외란 억제 성능에 큰 도움이 되리라 예상된다.

참고문헌

- [1] C. Kempf, W. Messner, M. Tomizuka and R. Horwitz, "Comparison of four discrete-time repetitive control algorithms," IEEE Control Sys. Mag., 1993, pp. 48-54
- [2] Y. Kim and S. Lee, "An approach to dual-stage servo design in computer disk drives," IEEE Trans. Control Systems Technology, vol.12, no.1, 2004, pp. 12-20.
- [3] S. M. Sri-Jayantha, H. Dang, A. Sharma, I. Yoneda, N. Kitazaki, and S. Yamamoto, "TrueTrack servo technology for high TPI disk drives," IEEE Trans. on Magn., vol. 37, no. 2, Mar. 2001, pp. 871-876.
- [4] T. Atsumi, A. Okuyama, and M. Kobayashi, "Track-following control using resonance filter in hard disk drives," IEEE/ASME Trans. Mechatron., vol. 12, no. 4, pp. 472-479, Aug. 2007.
- [5] Y. Kim, C. Kang and M. Tomizuka, "Adaptive and optimal rejection of non-repeatable disturbance in hard disk drives," in Proc. IEEE/ASME Int. Conf. Advanced Intelligent Mechatronics, 2005, pp. 1-6.
- [6] H. W. Bode, Bode network analysis and feedback amplifier design, New York: D. Van Nostrand, 1945.

최적 센서변수 선택과 PCA를 이용한 마이크로 가스센서어레이의 특징벡터 추출기법

이준영¹, 김영웅¹, 백승현¹, 이인수², *박홍배¹

¹경북대학교 전자공학부

²경북대학교 산업전자전기공학부

e-mail : *khero2002@naver.com, hbpark@knu.ac.kr*

Feature Vector Extraction of Micro Gas Sensor Array Using Optimal Sensor Variable Selection and PCA

Jun Yeong Lee¹, Young Wung Kim¹, Seung Hyun Paik¹, In Soo Lee²,
and *Hong Bae Park¹

¹School of Electrics Engineering, Kyungpook National University

²School of Electronic & Electrical Engineering, Kyungpook National
University, Sangju, Kyungpook

Abstract

A new scheme for feature vector extraction for micro gas sensor array is proposed in this paper. The scheme is based on VS and PCA. Therefore dimension of vector and loss of information is reduced.

I. 서론

가스센서는 기체분자와 센서 감응소자 사이의 물리화학적 상호작용을 전기적 신호로 변환하는 장치이다. 이러한 전기적 신호검출에 의해 검지 대상가스의 존재 유무 및 정량을 파악할 수 있다. 일반적으로 단일 가스센서는 검지 대상가스이외 이중의 가스에도 반응하는 선택성 저하로 대상가스가 한정된다. 현재 이러한 문제점을 해결하기 위해 가스센서는 복수개의 다중센서배열을 구성하여 특정 냄새성분에 대하여 각각의 센서 반응신호를 패턴화 하여 냄새를 식별하는 전자코 시스템형태로 발전하고 있다[1]. 이러한 다중센서배열에 의한 고차원의 패턴데이터를 다루게 되면 패턴인식시스템에 불필요한 계산이 반복되는 과잉현상이 일어나게 되고, 학습에 걸리는 연산시간과 시스템복잡도 증가 문제가 발생

한다. 또한 고차원의 패턴데이터에 대한 공분산행렬의 역행렬이 존재하지 않을 가능성이 커지게 되는데 이는 여러 가지 수치적 문제를 야기한다. 반면에 데이터의 차원이 작으면 정확한 모델을 학습하기 어려워진다. 이러한 차원축소 문제에서 특징벡터 추출방법으로 SFS(sequential forward selection), SBS(sequential backward selection), GA(genetic algorithm) 방법이 주로 사용되지만[2-4], 위 방법은 최적의 성능을 만족하는 센서변수의 부분적인 조합을 찾는 데 많은 시간이 요구된다.

본 논문에서는 무선전자코 시스템[5]의 패턴분류기 시스템복잡도와 연산과정을 줄이기 위해 차원축소 과정인 특징벡터 추출기법으로 최적 분산정보를 이용하는 센서변수 선택기법(VS: Variable Selection)[6]과 기존 패턴인식방법에 많이 쓰이는 선형변환 방식 중 하나인 주성분분석(PCA: Principal Component Analysis)을 이용하여 기존 데이터의 특징을 잘 나타낼 수 있는 고유성분들을 추출해내고 데이터의 원래 정보를 가능한 한 유지하며 차원수를 줄일 수 있는 특징벡터 추출기법을 제안한다.

II. 본론

2.1 PCA를 이용한 차원축소

다차원 데이터를 가능한 한 정보손실 없이 저차원 데이터로 압축하는 주성분 분석은 다차원 데이터를 주성분으로 불리는 몇 개의 종합적 지표로 표현하여 정보가 많은 주성분의 축을 유출하는 것으로 저차원화 한다.

2.2 VS를 이용한 차원축소

획득한 다변량 패턴데이터의 선형변환을 요하지 않고 원래의 데이터를 사용하면서 차원만을 줄이는 변수선택 기법 VS는 식 (1)과 같이 분산정보를 이용하는 것으로 같은 클러스터 내부의 분산은 줄이고 서로 다른 농도의 클러스터 분산을 최대화시키는 센서변수를 찾는 것이다. 즉 n 개의 센서변수에 대한 Cr (Criterion)값이 큰 순서대로 적절히 몇 개의 특징벡터를 추출하는 방식으로 차원을 축소하는 기법이다.

$$Cr_k(k = 1, 2, \dots, n) = \frac{\text{Global Variance}}{\text{Local Variance}} \quad (1)$$

VS방법은 PCA와 같이 복잡한 연산과정이 필요 없다는 장점이 있으나, 단순히 Cr 값이 큰 몇 개의 특징벡터를 추출할 경우 대상가스 농도에 대한 정량적 분석은 우수한 성능을 가져오지만 대상가스 분류성능 면에서는 보장받지 못한다. 이는 다변수 중복성 문제인데 예를 들어 센서 1, 2는 암모니아가스에 잘 반응하고 상당히 안정적으로 동작하며 센서 3, 4는 황화수소가스에 잘 반응하나 같은 농도에서 안정적으로 동작하지 못한다면 Cr 값은 센서 1, 2번을 추천하게 된다. 추천된 변수는 암모니아가스에만 잘 반응하므로 항상 같은 패턴만을 출력하는 문제가 생긴다.

2.3 VS와 PCA를 결합한 특징벡터 추출

S와 PCA를 결합한 기법을 제안한다. 먼저 VS의 단점인 중복성 문제를 해결하기 위해 마이크로가스센서레이[7]의 두 감지막에서 열적변조방식으로 획득한 각 25차원 패턴데이터에 VS를 따로따로 적용한다. 이는 SnO₂-Pt 감지막이 SnO₂-CuO보다 상대적으로 암모니아가스에 잘 반응하고 SnO₂-CuO 감지막은 상대적으로 황화수소가스에 잘 반응하기 때문이다. 이렇게 VS를 따로 적용하여 각 감지막 패턴데이터에서 Cr 값이 큰 3개의 변수를 선택하여 총 6개의 변수를 선택한다. 선택된 6차원의 패턴데이터에 다시 PCA기법을 적용하여 2차원 데이터로 축소한다. 그리고 기존 50차원에 대해 전처리 기법이 모두 적용되었던 부분을 VS와 PCA기

법으로 인해 축소된 2차원 패턴데이터에 전처리 기법을 적용하여 연산과정을 간소화 한다. 이는 가스분류기, 농도추정기와 같은 패턴인식기 시스템네트워크를 간결화 하여 전체시스템의 복잡도와 연산시간을 줄인다. 그림 1은 제안하는 특징벡터 추출기법에 대한 과정을 보여준다.

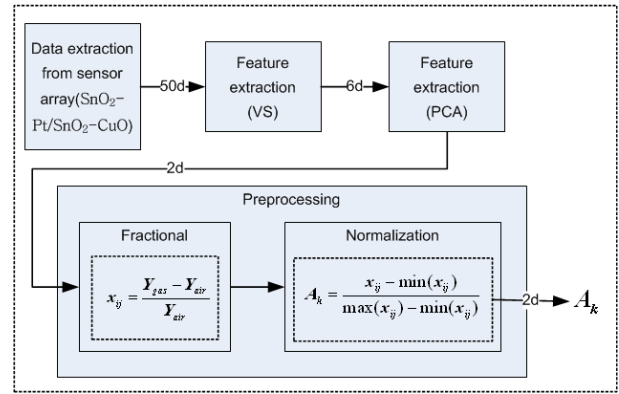


그림 1. 제안하는 특징벡터 추출기법의 블록다이어그램

III. 실험 및 평가

제안한 특징벡터 추출기법의 성능검증에 대한 데이터 확보를 위해 마이크로가스센서레이를 이용하여 대상가스 농도별 측정실험을 수행하여 31가지 농도조합에 따른 930개의 패턴데이터를 수집한다. 획득한 각 패턴데이터는 50차원으로 구성되며 실험적 방법에 대한 자세한 부분은 [5]에서 확인할 수 있다. 그림 2는 50차원에 대해 PCA기법을 적용한 2차원 산점도 그래프이며, 그림 3은 VS기법에 의해 선택된 2차원 패턴데이터에 대한 결과이다. 그리고 제안한 VS기법과 PCA기법을 결합한 2차원 산점도 결과는 그림 4에 보인다.

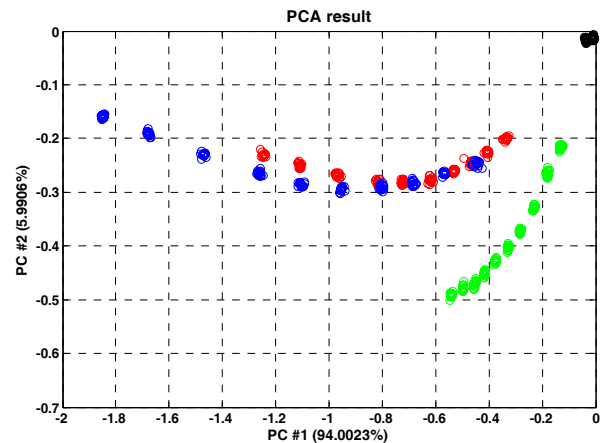


그림 2. PCA를 이용한 특징벡터 추출결과

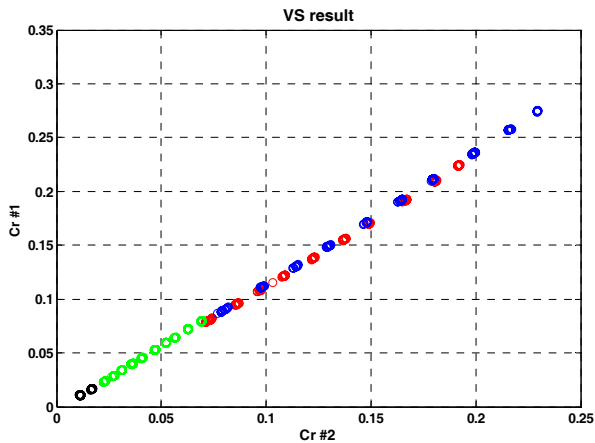


그림 3. VS를 이용한 특징벡터 추출결과

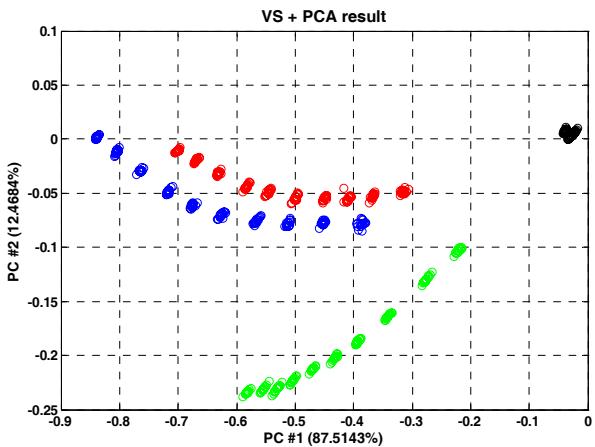


그림 4. 제안한 VS와 PCA를 이용한 특징벡터 추출결과

농도조합에 따른 31개의 클러스터에 대해 PCA결과 그림 1에서 일부 클러스터가 중복됨을 보이며, VS결과인 그림 2에서는 완전히 겹쳐져 클러스터의 구분이 되지 않는다. 하지만 제안한 VS와 PCA를 이용한 결과 그림 4에서는 31개의 클러스터가 잘 구분됨을 확인할 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

패턴인식기의 시스템복잡도와 연산시간을 줄이기 위해 패턴데이터의 차원을 줄이는 기법으로 VS와 PCA를 이용한 특징벡터 추출기법을 제안하였으며, 각 기법만을 이용하였을 때와 본 논문에서 제안한 방법을 이용하였을 때의 2차원 산점도 그래프비교를 통하여 제안한

기법이 더 효율적이고 우수한 결과를 보였다. 향후 연구로는 제안한 특징벡터 추출기법을 이용한 패턴분류기 설계가 있다.

V. 감사의 글

본 연구는 교육과학기술부와 한국연구재단의 지역혁신인력양성사업으로 수행된 연구결과임

참고문헌

- [1] J. W. Gardner and P. N. Bartlett, "Sensors and Sensory Systems for an Electronic Nose", *Kluwer Academic Pub., Dordrecht, Netherlands*, pp. 327, 1992.
- [2] C. Distanto, M. Leo, P. Siciliano, and K. C. Persaud, "On the study of feature extraction methods for an electronic nose", *Sens. Actuators B*, vol. 87, pp. 274-288, 2002.
- [3] Q. Bualdrone, J. Brezmes, E. Llobet, A. Amari, X. Vilanova, B. Bouchikhi, and X. Correig, "Variable selection for support vector machine based multisensor systems", *Sens. Actuators B*, vol. 122, pp. 259-268, 2007.
- [4] J. W. Gardner, P. Boilot, and E. L. Hines, "Enhancing electronic nose performance by sensor selection using a new integer-based genetic algorithm approach", *Sens. Actuators B*, vol. 106, pp. 114-121, 2005.
- [5] J. H. Cho, Y. W. Kim, K. J. Na, and G. J. Jeon, "Wireless electronic nose system for real-time quantitative analysis of gas mixture using micro-gas sensor array and neuro-fuzzy neural network", *Sens. Actuators B*, vol. 123, pp. 104-111, 2008.
- [6] J. Brezmes, P. Cabre, S. Rojo, E. Llobet, X. Vilanova, and X. Correig, "Discrimination between different samples of olive oil using variable selection techniques and modified fuzzy ARTMAP neural networks", *IEEE Sens. J.*, vol. 5, pp. 463-470, 2005.
- [7] B. U. Moon, J. M. Lee, C. H. Shim, B. M. Lee, H. J. Lee, D. D. Lee, and J. H. Lee, "Silicon bridge type micro-gas sensor array", *Sens. Actuators B*, vol. 108, pp. 271-277, 2005.

요실금 치료용 골반저근 강화기

*윤달환, *홍표현, *홍일선, *이성균, *한현희, *조상, **윤종욱
*세명대학교 전자공학과, **서강대학교 자연과학부
e-mail : yoondh@semyung.ac.kr

Petvic Floor Muscle Strengthen System for Urinary Incontinence Cure

*Dal-Hwan Yoon, *Pyo-Hyun Hong, *Il-Sun Hong, *Seung-Kyun Lee, *Sang Cho,
**Jong-Uk Yoon
*Department of Electronic Engineering, Semyung University
**School of Natural Science, Sogang University

Abstract

In order to recover the function of pelvic muscles, we use the noninsertion type kegel trainer with biofeedback training. Such a trainer make strengthen the weakness pelvic muscles by biofeedback training and get exercise the pelvic muscles in physical suppress of 10 kg. The biofeedback training against the physical suppress can have strengthen the pelvic muscles and can display the operation graph of strengthen movement in monitor.

I. 서론

요실금은 중년 이후의 여성에서 발생빈도가 높다는 것이 오래전부터 알려져 왔다. 요실금 분류는 복잡성 요실금(stress urinary incontinence), 절박성 요실금(urge urinary incontinence), 복합성요실금(mixed urinary incontinence), 무의식성 요실금(unconscious urinary incontinence), 지속성 요실금(continuous urinary incontinence), 야뇨증(nocturnal enuresis), 배뇨후 요점적(postmicturition dribble), 일류성 요실금(overflow urinary incontinence), 요도의 요실금(extrarethral urinary incontinence)등이 있다[1].

복합성 요실금은 분만 후 골반근육(pelvic muscles) 이완으로 방광과 요도가 처지는 것이 주된 원인이며, 소변이 새지 않게 막아주는 요도괄약근 약화가 원인이다[2]. 절박성 요실금은 요절박과 동시에 또는 직후에 요누출이 일어나는 증상을 말한다.

복합성 요실금은 복잡성과 절박성 요실금이 같이 있는 상태로 불수의적인 요누출이 요절박과 함께 재치기나 기침에 의해 유발되는 것을 의미한다. 무의식성 요실금은 불수의적인 요누출이 무의식적으로 일어나는 것을 의미하고, 지속성요실금은 요누출이 지속적으로 일어나는 것을 말한다. 야뇨증은 수면중에 비억제성 요누출이 일어나는 것을 말하고, 배뇨후 요점적은 배뇨 직후에 불수의적인 요누출이 일어나는 상태를 말한다. 이외에도 일류성과 요도의 요실금은 요도의 다른 통로로 요누출이 일어나는 상태이다.

대부분 요실금 치료기가 환자의 질에 삽입하는 삽입식을 채택하고 있어 불결감과 수치심을 유발함에 비해, 본 연구에서는 비삽입식 지능형 요실금치료를 제안한다. 비삽입식 요실금치료를 기존 환자에게 주었던 불결감이나 수치심을 없애는 물론 치료에서도 탁월한 결과를 입증한다.

II. 요실금 치료기 현황

요실금 치료방법에는 생활습관 개선, 골반저근육을 통한 물리치료, 방광행동치료 및 각종 기구를 통한 운동치료 등이 있다. 골반저근운동 치료는 1948년 미국의 산부인과 의사 Arnold Kegel이 산후 요실금의 치료와 예방으로 골반저근수축운동을 도입한 후 다양한 방법이 개발되었다.

1985년 Plevnik이 제시한 질원뿔형 골반저근운동 기구는 20 ~ 100 gm의 질원뿔을 질내에 삽입하여 골반저

의 인식과 운동효과를 높이는 방식이다. 질내에 삽입한 질원뿔이 빠져나가려는 느낌을 환자가 인지하면 빠져나가지 않도록 감각생체피드백(sensory feedback)으로 수축운동을 반복적으로 유발함으로써 점진적 근섬유 수 증가 및 근저강화로 복합성요실금을 치료한다. 그러나 치료 성공률에 있어 일정하지 않고, 치료효과를 크게 기대할 수 없다[9].

바이오피드백은 근전도 전극을 골반저근에 부착하고, 탐침(vaginal probe)을 질이나 항문에 삽입하여 신체적 혹은 생리적 현상을 눈이나 귀로 확인하고 증폭시켜, 골반저근과 복근의 근전도를 동시에 측정하면서 골반저근의 훈련을 통해 요실금을 치료하는 장치이다. [10, 11]. 기본적으로 35 mA 이하의 저전류에서는 골반저근만 영향을 받으며, 질내 자극시 65 mA 이상, 항문 자극시 40 mA 이상 높은 전류를 사용하면 골반저근 수축과 방광이완의 두가지 효과가 나타난다[12].

전기자극은 치료기간에 따라 만성전기자극과 급성최대자극으로 나눈다. 만성전기자극은 환자가 기계를 구입 후 35 mA 이하의 전류를 사용하여 하루에 3 ~ 6시간씩 3 ~ 6개월간 집에서 시행한다[13].

체외자기장은 미국식약청(FDA)이 인가한 치료방법으로 환자가 자기장의 자극코일이 심어있는 치료의자에 앉으면 의자 밑에서 자기장이 나와 골반저근이 분포된 부위에 조사된다[14].

지금까지 논의된 기구 등은 질삽이형이 주로 사용되면서 환자의 편의성, 불결감 및 수치심 등이 문제가 되고 있으며, 환자의 편의성 및 효과면에서 더욱 개발이 필요하다.

III. 골반저근강화기 구현

본 연구의 개발 목표는 옷을 입은 상태로 그래프를 보면서 바이오피드백을 통해 골반저근 운동을 할 수 있는 비삽입형 요실금치료기이다. 표 1은 시스템의 개발스펙을 나타낸다.

표 1. 요실금 치료기 스펙

구분	항목	내용
전원	입력	AC220V, 50Hz/60Hz, 1.5A
	출력	DC 12V, 4A
	소비 전력	48W (MAX)
물리적 특성	본체크기	400mm×400mm×90mm
	무게	5kg
골반근력 측정	측정범위	0 ~ 20kgf
	정밀도	± 7% 이내
복압	측정범위	0 ~ 11kg
	정밀도	± 7% 이내
통신	유선	RS - 232 시리얼
핸드셋	화면크기	3.2인치 TFT LCD

그림 2는 표 1의 스펙을 기본으로 개발한 시스템의 하드웨어 블록도를 나타낸다.

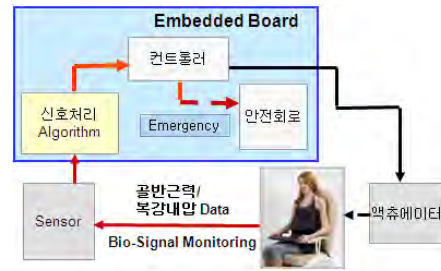


그림 2. 시스템 동작

[그림 2]에서 환자의 골반근육에 최적한 운동압력을 센서로 감지하면 치료기를 동작시켜 운동환경을 조성한다. 환자가 골반저근에 받은 압력에 대해 골반근육을 수축하면 근육의 강도(strength)가 감지되어 바이오피드백 디스플레이 모니터에서 그래프나 숫자로 최고 근력이나 수축시간 및 난이도 등이 표시된다.

온도보상회로를 구비한 골반저근 근력측정용 센서모듈(Sensor Module)은 0~30kgf 범위로 하며, 센서신호를 처리하기 위하여 액추에이터를 구동하는 임베디드 회로를 개발한다. 이때 16 MHz ATmega128을 이용하며, 150 kgf 이상에서도 견딜 수 있도록 한다.

사용자가 치료기 본체에 착석할 때 그 위치가 조금씩 달라지며, 센서모듈에 작용되는 힘이 한쪽으로 치우친 편심하중으로 작용되더라도 골반근육의 움직임(수축/이완)을 0.1kgf 단위로 정확하게 감지할 수 있도록 한다. 또한 치료기 사용에 따라 본체의 온도가 상승되더라도 항상 일정한 상태에서 골반근력을 측정할 수 있는 온도보정을 실시한다.

[그림 3]은 GUI(Graphic User Interface) 화면으로 사용자가 절차를 따라 치료를 시행한다. ①은 최고근력 아이콘으로 골반근육의 최대 수축력을 나타내며, ②는 수축시간으로 골반근육을 수축한 상태로 유지하고 있었던 시간을 나타낸다.



그림 3. GUI 모니터

③은 난이도로 사용자의 근력 등 신체적 능력에 따라 운동 난이도를 조절하기 위한 것으로, 1단계부터 10단계까지 사용자의 능력에 따라 조절할 수 있다. ④는 난이도 조절버튼으로 사용자의 신체적 능력에 따라 운동 난이도를 증감시켜 조절하기 위한 버튼이다. ⑤는 목표그래프로 사용자에게 달성하여야 할 목표치를 제시하는 그래프로 그래프가 상승하는 구간에서는 골반근육에 최대한 힘을 주고, 그래프가 하강하는 구간에서는 골반근육을 이완하도록 유도한다. ⑥은 근력그래프로 골반근육 수축 정도를 나타내는 그래프이다. 골반근육을 수축하면 위로 올라가고, 이완하면 아래로 내려온다.

IV. 증례

골반근육은 완근(slow twitch fiber)과 속근(fast twitch fiber)으로 구성되고, 완근은 방광과 요도를 지속적으로 탄력 있게 지지하며, 속근은 기침 할 때처럼 복압의 순간적인 상승에 대해 신속히 대응한다. 그림 4(a)는 완근 강화시 훈련모드, (b)는 속근 강화시 훈련모드를 나타낸다. (a)완근 강화 훈련은 환자가 시스템에 자세를 취하면, 일정 주기시간을 유지하는 기본 모드파형이 나타난다.



(a) 완근강화 (b) 속근강화

그림 4. 완근 및 속근강화 그래프

그림 5(a)회음 질압 운동과 (b)변비를 측정하는 그래프이다. .



(a) 회음질압 측정 (b) 변비측정

그림 5. 회음질압과 변비측정 그래프

(a) 측정모드에서 환자의 몸무게가 주어지면, 하단 안내에 따라 몸에 힘을빼고 괄약근을 힘껏 수축시켜 상태를 유지함으로써 표준 모드 신호와 운동량이 비교된다. 그 차이를 극복함으로써 환자의 질환은 치료된다. (b) 변비측정에서 펄스가 주어지면, 항문을 최대한 이완시키고, 변을 보듯 아랫배에 힘을 준다. 그 과정에서 표준 파형과 복부에 힘을 준 지속시간과의 파형차를 좁히도록 반복을 통해 질환을 치료한다.

그림 6(a)는 개인용 운동화면, (b)는 사용자의 데이터를 일자별로 나타낸 그래프이다. (a)운동화면 모니터링에서 최고 근력 수축시간을 체크하고 점수를 평가함으로써 환자의 치료진척도를 체크할 수 있다. (b)는 측정결과를 데이터베이스로 저장하는 예를 나타낸다. 이처럼 사용자(환자)가 스스로 생리적 파라미터를 조절할 수 있도록 환자의 골반근육의 수축과 이완에 따라 시각적, 청각적인 응답을 하며, 환자의 불편을 줄이면서 요실금 증상을 완화할 수 있다.



(a) 개인별 운동화면 (b) 일자별 데이터 기록

그림 6. 운동화면과 데이터 기록

임상 환자는 복잡성 요실금으로 진단된 여성과 표준패드검사 (standardized pad test)에서 2g 이상의 요누출(leakage)이 있는 경우로 선정한다. 제외기준으로 절박요실금이 주된 복잡성요실금 환자, 진성요실금 환자, 일류성 요실금환를 실험한다[17]. 복잡성 요실금 환자를 대상으로 한 실험결과 모든 요실금 증상을 유의하게 호전시켰으며, 골반근력도 유의하게 향상시켰다. 또한, 환자들의 약 98%가 치료에 혜택을 얻었고, 94%가 치료에 만족함을 나타내었다.

V. 고찰 및 결론

요실금 질환은 타인에게 들어내기를 꺼려하는 특성으로 인해 수치심을 느끼지 않으면서 간편하게 치료할 수 있는 치료기의 요구가 크게 증가되고 있다. 현재까지 전 세계적으로 모두 질내 삽입형 치료기로 사용시 심한 수치심과 불결감 등으로 인해 소비자들의 요구를 전혀 만족시켜주지 못하여 기저귀 등을 착용하면서 방치하고 있는 실정이다. 따라서 본 연구에서

는 옷을 벗지 않고 편리하게 치료할 수 있는 요실금 치료기를 개발하였다. 특히 치료기의 핵심기술인 체외형 바이오피드백을 통하여 반복적인 운동을 활성화함으로써 삽입식이 주는 불쾌감을 해소함은 물론, 간편하고 사용자 개인적으로 활용할 수 있는 장점이 있다.

임상결과 환자는 복잡성 요실금으로 진단된 여성과 표준 패드검사 (standardized pad test)에서 2g 이상의 요누출(leakage)이 있는 경우로 선정하여 복잡성 요실금 환자를 대상으로 한 실험결과 모든 요실금 증상을 유의하게 호전시켰으며, 골반근력도 유의하게 향상시켰다. 또한, 환자들의 약 98%가 치료에 혜택을 얻었고, 94%가 치료에 만족함을 나타내었다[17].

참 고 문 헌

[1] 대한배뇨장애요실금학회, “배뇨장애와 요실금,” 일조각, pp.409-443, 2009, 5

[2] Hunskaar S, Burgio K, Clark A, Lapitan M, Nelson R, Sillen U, et al, "Epidemiology of urinary(UI) and faecal(FI) incontinence and pelvic organ prolapse(POP)," 3th International Consulation on Incontinence, United Kingdom : Health Publications, pp 255-312, 2005

[3] Samuelsson E, Victor A, Tibbin G, "A population study of urinary inconvience and nocturia among women aged 20-59 years," Prevalence, well-being and wish for treatment. Acta Obstet Gynecol Scand, pp 74-80, 1997

[4] Hannestad Y, Rortveit G, Sandvik H, Hunskaar S, "A community - based epidemiological survey of female urinary incontinence : the Norwegian EPINCONT study. Epidemiology of Incontinence in the Country of Nord-Trondelag. J Clin Epidemiol, Vol.53, pp 1150-1157, 2000

[5] Burgio KL, Locher JL, Zyczynski H, Hardin JM, Singh K, "Urinary incontinence during pregnancy in a racially mixed sample : characteristics and predisposing factors," International Urogynecol J Pelvic Floor Dysfunct, Vol.7, pp 69-73, 1996

[6] Malmsten UG, Milsom U, Norlen LJ, "Urinary incontinence and lower urinary tract symptoms : an epidemiological study of men aged 45 to 99 years," J Urol, Vol.158, pp.1733-1737, 1997

[7] Ueda T, Tamaki M, Kageyama S, Yoshimura N, Yoshida O, "Urinary incontinence among community-dewelling people aged 40 years or

older in Japan : pervalence, risk factor, knowledge and self-perceptioin. Int J Urol, Vol.7, pp.95-103, 2000

[8] Dallosso HM, Mcgrother CW, Matthews RJ, Donaldson MMK, Leicesstershire MRC incontinence study group. "The association of diet and other lifestyle factors with overactive bladder and stress incontinence : a longtitudinal study in women. BJU, Vol.92, pp.69-77, 2003

[9] Cammu H, Van Nysten M, "Pelvic floor exercise versus vaginal weight cones in genuine stress incontinence," Europe J Obstet Gynecol Reprod Biol. vol.77, pp.89-93, 1998

[10] Glavind K, Nohr SB, Walter S, "Biofeedback and physiotherapy versus physiotherapy alone in the treatment of genuine stress urinary incontinence," Int Urogynecol J Pelvic Floor Dysfunct, vol.7, pp.339-343, 1996

[11] Wilson PD, Berghmans B, Hagen S, et al. "Adult conservative management," 3rd ed. Plymouth. UK : Health Publications Ltd, 2005

[12] Erlandson BF, Fall M, Carlsson CA, "The effect of intravaginal electrical simulation on the feline urethra and urinary bladder," Electrical parameters, Scand J Urol Nephrol, vol.44, pp.235-237, 1977

[13] Sand PK, Richardson DA, Staslein DR, Swift SE, Appell RA, Whitmore KE, et al. "Pelvic floor electrical simulation in the treatment of genuine stress incontinence : a multicenter, palcebo-controlled trial." Am J Obstet Gynecol, vol.173, pp.72-79, 1995

[14] Takahashi S, Kitamura T, "Overactive bladder : magnetic versus electrical simulation," Current Opinions in Ob & Gy vol.15, pp.429-433, 2003

[15] H. V. Sorensen and C. S. Burrus, "Efficient computation of the DFT with only a subset of input or output points," *IEEE Trans. Signal processing*, vol. 41, pp. 1184-1200, Mar. 1993.

[16] H. Guo, G. A. Sittou & C. S. Burrus, "The Quick Fourier Transform : an FFT based on symmetric," *IEEE Trans. Signal Processing*, Vol. 46, No.2, pp. 335-341, Feb. 1998

[17] 이규성, 한덕현, 이영숙, 김선우, 주명수, "의료기기 임상실험 보고서", 삼성서울병원, 서울아산병원, ㈜퓨런메디컬, 2009

사인곡선적 광변조를 통한 고해상도 형광 이미징 시스템의 개발

*최종률, 김동현

연세대학교 전기전자공학과

e-mail : *dangbuarz@yonsei.ac.kr, kimd@yonsei.ac.kr*

Development of High-Resolution Optical Fluorescence Imaging System Using Sinusoidal Light Modulation

*Jong-ryul Choi, Donghyun Kim

School of Electrical and Electronic Engineering
Yonsei University

Abstract

In this presentation, we suggest high-resolution optical fluorescence imaging system using sinusoidal light modulation. The sinusoidal modulation of an excitation light is achieved by a spatial light modulator in front of a light source in the fluorescence optical imaging system. The convergence of modulating frequency based sectioned image reconstruction and subtractive approach with an wide-field image can provide 70.6 % resolution enhanced fluorescence images.

I. 서론

형광 측정 및 이미징 시스템은 다양한 생체 물질의 특정한 성질을 측정 및 분석할 수 있다는 점에서 많은 의학, 생물학 연구에 널리 사용되고 있다 [1]. 형광 이미징 시스템 중 가장 일반적으로 사용되는 wide-field 형광 현미경의 경우, 빛의 회절 현상에 의해 횡축 및 종축 해상도의 한계(Abbe's diffraction limit)를 가지며, 이러한 한계에 의해 매우 큰 깊이(~few hundred microns)의 생체 시료를 고해상도로 나누어

측정할 수 없다. 특히 다양한 랩 온 어 칩 및 세포 배양 기술이 개발됨에 따라, 일반적인 패트리 디쉬 내 2차원으로 배양된 세포 대신 마이크로 미세유체 세포칩 내 수백 micron ~ 수 mm 두께의 extracellular matrix에 3차원으로 배양된 세포를 측정하기 위한 고해상도 형광 이미징 기술이 필요하게 되었다 [2,3].

본 연구에서는 일반적인 wide-field 형광 이미징의 광원부에 공간 광분배기(spatial light modulator)를 이용한 사인곡선적 광변조(sinusoidal light modulation)를 적용하고, 광변조 주파수에 기반을 둔 이미지 재구성 및 wide-field 영상과의 subtractive approach를 동시에 적용해 해상도, 특히 종축 해상도가 70.6 % 향상된 고해상도 형광 이미지를 획득할 수 있음을 확인하였다.

II. 본론

2.1 시스템 구성

본 광학 시스템은 일반적인 wide-field 형광 현미경과 마찬가지로 형광을 여기(excitation)시키기 위한 광원부와 방출된 형광을 검출하기 위한 광검출부로 나눌

수 있다 ([그림 1]). 광원부는 레이저, collimator, beam expander, 레이저 내 speckle pattern을 제거하기 위한 motorized rotating diffusor 타입의 speckle reducer 및 사인곡선적 광변조를 위한 공간 광분배기로 구성이 되어 있다. 본 시스템에서는 MEM 거울 어레이 기반의 digital micromirror device(DMD)를 사인곡선적 광변조를 위한 공간 광분배기로 사용하였다. 광검출부는 방출된 형광을 그리모르기 위한 대물렌즈(objective lens) 및 CCD(charge-coupled device) 카메라로 구성이 되어 있다.

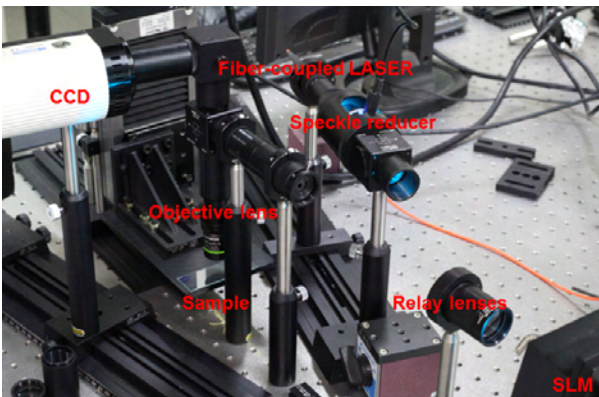


그림 1. 공간 광분배기를 이용한 사인곡선적 광변조 기반 형광 이미징 시스템

사인곡선적 광변조의 주파수를 이용한 sectioned 이미지의 재구축을 위해서 서로 다른 3개의 phase를 갖는 input binary pattern을 공간 광분배기에 적용하였고 [4], wide-field 형광 영상을 이용한 subtractive approach를 위해 모든 마이크로거울을 ON 상태로 한 wide-field 형광 이미지 또한 획득하였다.

2.2. 측정 결과

본 광학 시스템이 wide-field 형광 이미징 시스템보다 더 큰 종축 해상도를 보여줄을 확인하기 위해 2차원으로 도포된 형광 마이크로비드(1 and 10 μm), 복잡한 구조를 갖는 형광 염색된 포자([그림 2]) 및 extracellular matrix 중 하나인 alginate gel matrix (두께 1 mm) 내 3차원으로 배열된 형광 마이크로비드를 측정하였다. 형광 마이크로비드 측정의 정량적인 분석을 통해 본 광학 시스템 및 이미지 재구축으로 약 70.6 %의 종축 해상도 향상이 이뤄졌음을 확인하였다.

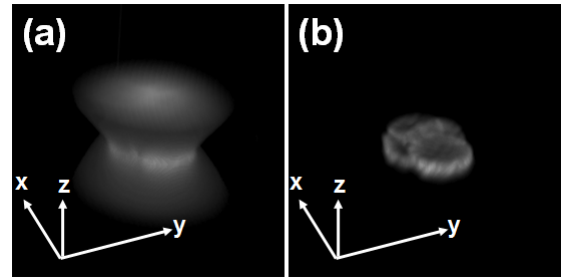


그림 2. 형광 도포된 포자의 3차원 형광 이미지 (a) Wide-field / (b) 사인곡선형 광변조 주파수를 이용한 재구축과 subtractive approach가 적용된 형광 이미징. 각 화살표의 길이가 50 μm 를 나타냄.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구에서는 공간 광분배기를 이용해 사인곡선적으로 변조된 여기광을 만들어내고, 이를 형광 이미징 시스템의 광원부로 적용하여 기존의 wide-field 형광 이미징 시스템보다 해상도, 특히 종축 해상도가 향상된 3차원 형광 이미지를 획득할 수 있었다. 2차원으로 도포된 마이크로비드 및 형광 염색된 포자, extracellular matrix 내 3차원으로 배열된 마이크로비드의 측정을 통해 본 광학 시스템이 마이크로 미세유체 세포칩 내 수백 micron ~ 수 mm 두께의 3차원으로 배열된 세포를 형광 측정하기에 충분한 성능을 갖고 있음을 확인하였다.

참고문헌

- [1] L. Novak, *et al.*, "An integrated fluorescence detection system for lab-on-a-chip applications," *Lab Chip* **7**(), pp. 27 - 29, 2007.
- [2] J.-A. Conchello, *et al.*, "Optical sectioning microscopy," *Nat. Methods* **2**(), pp.920 - 931 (2005).
- [3] J. Choi, *et al.*, "Investigation of portable in situ fluorescence optical detection for microfluidic 3D cell culture assays," *Opt. Lett.* **35**(), pp.1374 - 1376 (2010).
- [4] C. H. Wong, *et al.*, "Study on potential of structured illumination microscopy utilizing digital micromirror device for endoscopy purpose," in *Biophotonics, Nanophotonics and Metamaterials, 2006, International Symposium on Metamaterials*, pp. 218 - 222, 2006.

호흡기 질환 감염 정보 관리용 모바일 게이트웨이

*임용기, 백윤철, 이우람, 김형석
세종대학교 정보통신공학과

e-mail : *suyitwo@naver.com, wsolnaf@naver.com, grandwr@naver.com,*
corresponding author : 김형석(hyungkim@sejong.ac.kr)

Mobile gateway for managing respiratory disease infection information

*Yongki Lim, Yoonchul Baek, Wooram Lee, Hyung Seok Kim,
Department of Information and Communication Engineering
Sejong University

Abstract

This paper proposes a mobile gateway and healthcare system that can check respiratory infection information and can send it to the remote medical server. This system sends medical data that includes patient/device information, and scanned image file. Mobile gateway is designed to do a gateway role as well as checking scanned image on itself.

I. 서론

유비쿼터스 헬스케어 시스템은 의료산업에 정보통신 기술을 접목한 융합기술로 언제 어디서나 질병의 예방에서 관리까지 받을 수 있는 의료서비스 또는 환경을 의미한다. 유비쿼터스 헬스케어는 병원방문 없이 실시간 건강관리를 통한 질병의 조기진단, 지속적인 관리가 필요한 환자의 건강관리, 응급상황에 대한 조기 대처 등이 가능한 의료서비스를 제공할 수 있다[1][2]. 의료모니터링 장비 제조업체에 무선 기술이 도입되고 있으며 앞으로 소비자 중심의 헬스 모니터링이 모바일

헬스케어 분야의 성장을 주도할 것으로 전망하고 있다 [3][4].

스마트폰을 활용한 헬스케어 연구의 영역은 대부분 모니터링을 위한 뷰어 애플리케이션이나 건강관리를 위한 웰니스 서비스 애플리케이션을 위주로 개발되고 있다. 즉, 홈 헬스케어 의료기와 연결된 헬스케어 서비스보다는 다양한 정보를 제공을 바탕으로 한 건강관리 위주로 활용되고 있다[5][6].

본 논문에서는 신종플루와 같은 호흡기 질환 바이러스를 감지하는 진단기에서 모바일 게이트웨이로 데이터를 전송하여, 사용자가 진단된 자신의 호흡기 질환 여부를 모니터링할 수 있고, 그 데이터를 통합정보시스템에 재배열 후 전송하여 감염경로 추적 및 예측할 수 있는 시스템에 대한 설계 및 구현에 대해 논의한다.

II. 본론

신종플루와 같은 바이러스를 감지하기 위해서 항원-항체 반응을 이용하여 감염여부를 신속하게 진단하는 기기에 의료용 무선 모듈을 장착하여, 측정된 질환 정보를 블루투스 무선통신으로 데이터를 송신한다. 검지

정보를 수신한 모바일 게이트웨이는 실시간으로 측정된 질환 정보를 확인할 수 있으며, 3G/LTE망을 사용하여, 질병관리본부에 설치된 원격모니터링용 통합 정보서버에 검지정보를 보낸다.

그림 1은 설계 및 개발된 모바일 게이트웨이 기반의 호흡기 질환 감염정보 모니터링 시스템의 전반적인 구성도이다.



그림 1. 모바일 게이트웨이 기반 호흡기 질환 감염정보 모니터링 시스템

사용된 진단기는 환자의 호흡기 감염 정보를 측정하여 그림 2와 같은 패킷을 블루투스 기반으로 계속해서 모바일게이트웨이로 전송한다. 진단기와 접속을 하여 데이터를 수신 받기 전 진단기에서 모바일 게이트웨이로 접속 관련 데이터를 주게 된다. 실제 필요한 데이터를 찾기 위해서 STX(Start of Text)를 이용한다. STX는 0X02값을 가지고 있으며 12개가 연속으로 들어올 경우 데이터의 시작점이라고 판단한다. STX를 다 받게 되면 4바이트의 Length 데이터가 들어오게 된다. 이 데이터는 32비트의 Length데이터를 MSB(Most Significant Bit)부터 8비트씩 잘라서 보낸다. 이 4바이트를 계산하여 데이터 사이즈를 측정하게 된다. 데이터 사이즈는 이미지사이즈(n Bytes) + 환자/진단기기 정보(200Bytes) + 감염데이터(40Bytes) + 감염 데이터 파일 이름(40Bytes)의 크기를 말한다. 환자/진단기기 정보 데이터에는 환자 이름과 지역, 진단기기 종류, 생년월일이 포함되어 있다.

Length에서 얻은 데이터 사이즈만큼의 데이터를 모두 전송 받은 후에는 ETX(End of Text)를 추적하게 된다. ETX는 0x03의 값을 가지고 있으며 ETX를 전송 받은 후에는 수신을 완료 한다.

표 1. 진단기 - 모바일게이트웨이 전송 데이터

Field	Size(Byte)
STX#1	1
STX#2	1
...	
STX#12	1
length_1(31:24)	1
length_2(16:23)	1
length_3(8:15)	1
length_4(0:7)	1
환자/진단기기정보	200
감염데이터	40
데이터 파일이름	40
스캔 이미지(n Bytes)	n
ETX	1

수신을 완료한 후에는 그림 2와 같이 환자/진단기기 정보와 감염데이터, 스캔이미지를 실시간으로 모바일 게이트웨이에서 확인할 수 있다. 이후에 3G/LTE/WiFi를 통해서 통합정보시스템으로 전송한다. 표 2의 수신한 패킷과 다르게 표 2와 같이 재배열하여 송신한다.

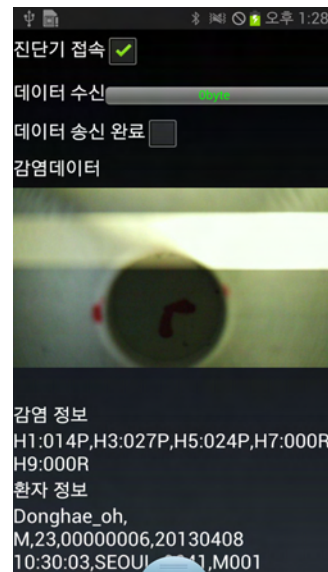


그림 2. 모바일 게이트웨이 실시간 감염 정보 확인

통합정보서버로 보낼 때에는 그림 3과 같이 최초 접속을 알리는 헤더 패킷이 있어야 한다. 가장 먼저 GW_ID 값을 설정한다. 이 값은 고정 값이며 게이트웨이의 주소를 나타낸다. GW_Type 값은 모바일 게이트웨이의 경우 '1'(0x31)이며 고정 게이트웨이의 경우 '0'(0x30)의 값을 갖는다. Msg ID값은 'I'일 경우는 헤더이다.

표 2. 모바일 게이트웨이 - 통합정보시스템 접속을 알려주는 헤더 데이터

Field	Size(Byte)
GW_ID	4
GW_TYPE	4
Msg ID = 'I'	4

헤더 패킷을 전송한 후에는 진단기로부터 받았던 데이터를 재배열하여 전송한다. GW_ID와 GW_TYPE은 헤더와 같으며 Msg ID값은 실제 데이터의 경우 'D'값을 갖는다. 새로 배열한 환자/진단기기 정보, 감염데이터, 파일 이름을 전송한 후 Scan Image Size의 경우 기존 8비트씩 자르던 방식이 아닌 String형태로 전송한다. 이 경우에는 기존 Length가 이미지사이즈, 환자진단기기 정보, 감염데이터, 감염데이터 파일 이름을 갖는 것과 달리 오직 스캔 이미지 사이즈의 크기만을 데이터로 갖는다.

표 3. 모바일 게이트웨이 - 통합정보시스템 전송 데이터

Field	Size(Byte)
GW_ID	4
GW_TYPE	4
Msg ID = 'I'	4
환자/진단기기 정보	200
감염데이터	40
Scan File Name	40
Scan File Size	STRING(8)
스캔 이미지	n

그림 3은 애플리케이션 실행 화면이다. 시작화면과 블루투스 연결 화면, 진단기와의 접속 화면을 볼 수 있다. 데이터 전송 및 완료 화면도 그림에서 볼 수 있다.



그림 3. 애플리케이션 동작 화면

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 기존의 게이트웨이를 스마트폰에 적용하여 별도의 하드웨어 구성없이 호홉기 질환 정보를 실시간으로 확인하고 통합정보시스템으로 전달할 수 있는 모바일 게이트웨이에 대하여 그 구조를 설명하였다. 또한 환자/진단기기 정보와 감염데이터, 스캔이미지를 전송하여 의료 게이트웨이의 역할과 함께 사용자가 호홉기 감염여부를 현장에서 진단할 수 있도록 하였다.

최근 스마트 헬스케어에 대한 관심이 높아지면서 안드로이드로는 4.0 아이스크림 샌드위치 운영체제부터 헬스케어 의료기기의 연결에 대한 지원으로 블루투스 HDP SDK를 지원한다. 이 SDK를 이용하여 안드로이드 4.0 이상의 스마트폰은 블루투스 헬스 장비 프로파일을 이용하여 의료 기기와 통신할 수 있는 기능을 지원할 수 있다. 급격하게 늘어나고 있는 스마트폰의 보급으로 헬스케어 관련하여 모바일 게이트웨이 뿐만이 아니라 다양한 의료분야에 스마트폰 기반 시스템이 더욱 확대 될 것이라 생각한다.

사사

본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 IT융합 고급인력과정 지원사업 (NIPA-2013-H0401-13-1003)과 IT R&D 프로그램(grant no. 10035610)의 연구결과로 수행되었음.

참고문헌

- [1] 장영재, “유헬스 의료기기 시스템의 상호운용성 평가기술 개발 방안”, TTA Journal Vol.138,2011.
- [2] 박찬용, 임준호, 박수준, 김승환, “유헬스케어 표준화 기술 동향,” 전자통신동향분석,Vol.25, No4, 2010.
- [3] 이운태, “U-Health 신산업 창출을 위한 사업화 전략연구”, 한국보건산업진흥원, 2010.
- [4] 천승만, 나재욱, 박종태, “M2M을 위한 U-Health케어 응용 서비스 기반 IEEE 11073/HL7 변환 게이트웨이 설계 및 구현”, 한국통신학회, Vol.36, No3,2011
- [5] Yuksel, M., Dogac, A., “Interoperability of Medical Device Information and the Clinical Applications: An HL7 RMIM based on the ISO/IEEE 11073 DIM”, IEEE Transactions on

Information Technology in Biomedicine, pp. 557-566, 2011.

- [6] O. Kilic and A. Dogac, "Achieving Clinical Statement Interoperability R-MIM and Archetype-based Semantic Transformations," IEEE Transactions of Information Technology in Biomedicine, vol.13, no.4, pp467-477, 2009.

상황인지를 사용한 스트레스 지수 측정

*김준성, 최재윤, 남혜진, 최선태, 조위덕
아주대학교 전자공학과

e-mail : jsungk86@gmail.com, ddozzip@gmail.com, nhyej1018@gmail.com,
shiptaek@gmail.com, wdukecho@gmail.com

A Study on measuring the comprehensive stress index

*Kim Jun Sung, Choi Jae Yoon, Nam Hye Jin, Sun
Taag Choe, We Duke Cho

Department of Electrical and Computer Engineering,
Ajou University

Abstract

We've been living with stress getting from various environments. The stress derived from modern society is inevitable result and complicated phenomenon. So Human's activity could get dramatic changes on their physical and mental condition. As people's interest in stress is getting higher, the health care system that allows people check their health before visiting clinic is also increased. On this research paper, we suggest the system that gives the comprehensive stress class by using information getting from numerous sensors so that people can manage health themselves. The measurement of the stress is divided into two parts. First is environmental part that measure temperature, humidity and noise. Second is biological part that measure body temperature and blood pulse. Each type of stress is classified to 4 levels according to range.

I. 서론

우리나라 사람들이 자주 사용하는 외래어 중 1위가 스트레스(Stress)라는 보도가 있었다. 과학기술의 발달로 의식주에 대한 부담이 줄어들었지만 경쟁사회와 환경변화 등의 요인들이 스트레스를 더욱 증가시키고 있다. 스트레스는 인체의 면역력을 약화시켜 여러 질병의 원인이 된다. 현재에 존재하는 다양한 질병 중에 스트레스가 관여하지 않은 질병은 없다고 한다. 적당한 스트레스는 자극을 주어 긍정적인 효과를 미치기도 하지만, 과도한 스트레스는 일의 의욕 및 효율을 감소시키며 건강에 악영향을 미친다.

현대인에게 직간접적으로 영향을 주고 있는 스트레스는 원인이 광범위해 개인에게 어느 정도 영향을 미치는지 알기 힘들다. 따라서 본 연구에서는 스트레스의 원인을 환경적, 생체적 부분으로 제한해 센서를 통해 개인이 편리하게 스트레스 지수를 확인하고 예방할 수 있는 방법을 고안하였다. 체온, 온도, 습도, 이산화탄소, 맥박, 소음을 각 센서를 통해 스트레스를 측정하여 스트레스 지수를 만들고 그 것을 몇 가지 등급으로 나눈다. 센서들은 사용자의 팔에 착용하여 측정한다. 측정된 스트레스 등급을 이용하여 스트레스를 예방할 수 있는 서비스를 사용자에게 제안하는 방법을 구현하였고 실현 가능성을 높이는데 초점을 두었다.

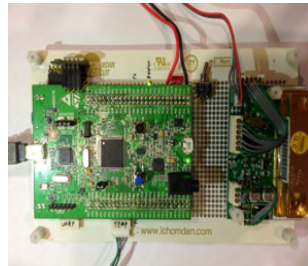
따라서 본 연구의 첫 번째 목적은 스트레스에 영향을 미치는 항목의 범위가 광범위하고 측정할 수 있는 측정도구를 구하기 어려운 스트레스를 개인이 간단하고 편리하게 측정할 수 있는 방법을 개발하는 데 있다. 또 스트레스를 측정하여 그에 부합하는 등급으로 나누어 계산해 스트레스를 줄일 수 있는 방안을 사용자에게 제공함으로써 스트레스를 예방할 수 있는 방법을 개발하는데 두 번째 목적이 있다.

II. 본론

본 연구에서 사용자의 주변 환경에서 온도, 습도, 이산화탄소, 소음과 생체적인 항목인 체온, 맥박을 측정하여 그에 부합하는 스트레스를 0~3등급으로 나누어 스트레스를 예방할 수 있는 시스템을 개발하였다.



<그림 1>
측정 방법 예시



<그림 2>
장치의 실제 사진

그림 1을 보면 센서를 의미하는 장치를 팔에 착용하여 각 센서를 통해 스트레스 원인을 측정한다. 장치에는 체온, 온도, 습도, 소음, 이산화탄소, 맥박을 측정할 수 있는 센서가 있다. 온도, 습도, 소음, 이산화탄소는 대기의 성분을 측정하고 체온은 사용자의 겨드랑이를 통해 사용자의 체온을 측정한다. 맥박은 그림 1에서 보는 것과 같이 손가락에 센서를 착용하여 사용자의 맥박을 측정한다. 시스템은 STmicroelectronics 사의 ARM Cortex-M4 시리즈인 STM32F4 DISCOVERY 보드를 기반으로 제작하였다.

스트레스 측정 시스템의 절차는 첫 번째로 장치의 각 센서를 통해 사용자의 주변 환경인 온도, 습도, 소음, 이산화탄소와 사용자의 생체적 측정인 맥박, 체온을 측정하여 각 데이터를 수집한다. 수집한 데이터를 가지고 스트레스를 그에 부합하는 등급을 0~3등급으로 나누어 부여한다. 두 번째로 스마트폰을 이용하여 장치의 각 센서를 통해 측정했던 정보를 가지고 스트레

스 요소의 변화에 대한 정보를 그래프를 활용해 사용자에게 제공한다. 세 번째로 사용자는 자신의 스트레스 지수를 스마트폰을 통해서 알 수 있고 더 나아가 그를 예방할 수 있는 예방책 서비스를 받을 수 있다.

1) 데이터 수집

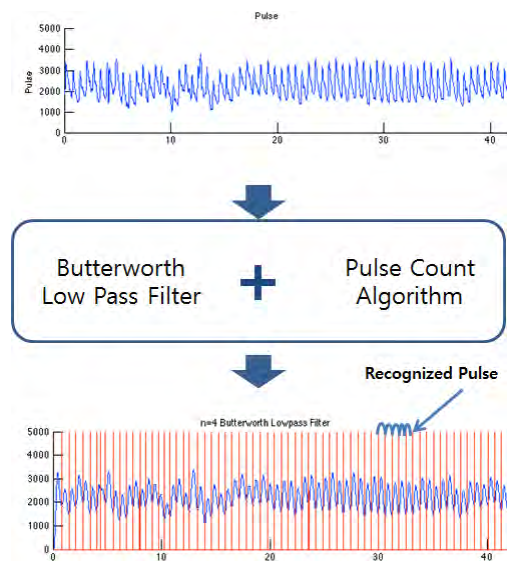
처음 부분부터 이산화탄소, 습도, 온도, 체온 값을 한 패킷으로 1초 마다 전달하고 맥박 값은 1ms 간격으로 전달한다. 맥박의 경우는 맥박수를 과형을 통해 파악해야 하기 때문에 필터와 맥박수를 세는 시스템을 Matlab으로 구현하였다. 맥박의 경우 실제 사용하는 주파수 범위는 0 ~ 10 Hz 정도 이다. 따라서 나머지 부분은 Butterworth Low Pass 필터를 통해 제거한 후 맥박수를 센다. Butterworth 필터를 사용한 이유는 임베디드 시스템에 내장되어야 하기 때문에 연산이 적은 필터를 써야하기 때문이다. 필터링한 신호는 사인 그래프와 유사한데 Pulse Count Algorithm을 적용해 맥박을 인식한다. Algorithm 은 아래와 같다.

$$\sum_{t=0}^{60S} (((P_t - P_{t-1}) > 0) - ((P_{t-1} - P_{t-2}) > 0)) > 0$$

$P =$ Pulse Input
 $S =$ Sampling Rate

< 식 1 > 알고리즘

P는 맥박 신호이며 1분 동안 한번 미문을 한 값 중 0보다 큰 값을 한 번 더 미분함으로써 값이 줄어들다 증가하는 부분은 찾는다. 그림 4는 ADC로 받은 맥박 신호를 Matlab에서 필터와 알고리즘을 적용해서 맥박을 인식한 그림이다.



< 그림 3 > 맥박 수 인식

2) 데이터 분석

차원	스트레스 항목	수 준	
환경	온 도	0등급	쾌적(18~20°C)
		1등급	보통(15~18°C, 20~23°C)
		2등급	더움(23~29°C)
		3등급	불쾌 (15°C이하, 29°C 이상)
	습 도	0등급	쾌적(40~60%)
		1등급	약간 습함(60~80%)
		2등급	다소 건조(30~40%)
		3등급	불쾌 (30% 이하, 80% 이상)
	이산화 탄소	0등급	쾌적(500~1000ppm)
		1등급	다소 높음 (1000~2000ppm)
		2등급	높음(2000~3000ppm)
		3등급	위험(3000~4000ppm)
소 음	0등급	쾌적(30dB이하)	
	1등급	보통(30~50dB)	
	2등급	소란(50~60dB)	
	3등급	위생적 한계(60dB 이상)	
생체	맥 박 (심 박)	0등급	안정(70~80회/분)
		1등급	낮음(60~70회/분)
		2등급	높음(80~90회/분)
		3등급	위험 (60회 이하, 90회 이상)
	체 온	0등급	정상(36.5°C)
		1등급	미열(37°C)
		2등급	고열(38°C)
		3등급	위험(39°C)

< 표 1 > 스트레스 항목별 등급과 범위

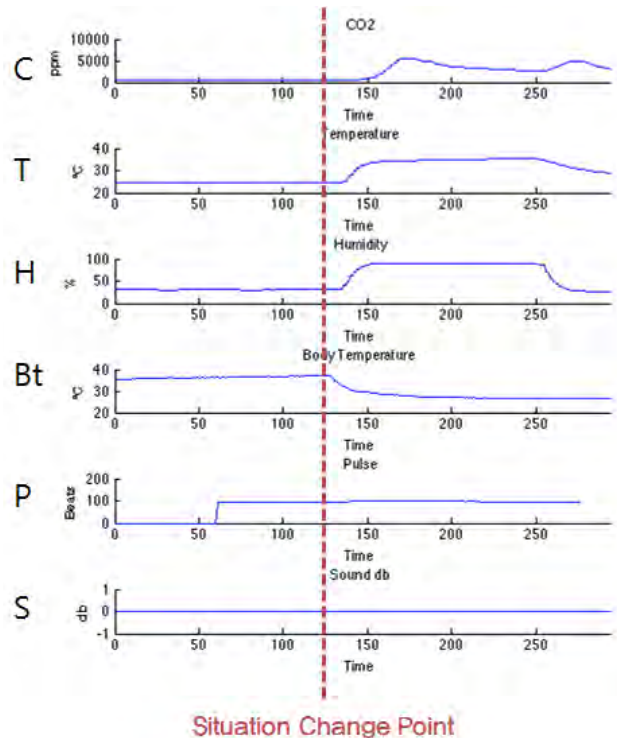
표 1을 보면 스트레스 항목별 등급의 범위가 주어져 있다. 이를 기준으로 받은 데이터를 등급으로 분류해 나타낸다. 각 스트레스 항목별로 4개의 등급으로 나뉘어 분류되고, 이는 종합 스트레스 지수를 산출하는 데 사용된다.

각 지표별 등급을 분류하는 기준은 환경지표들의 경우, 각 등급에서 인간이 느끼는 쾌적 혹은 불쾌감의 정도에 딸, 생체지표들의 경우는 각 생체지표들의 심각성 수준에 따라 등급별로 분류되었다. 이는 관련 전문 지식을 참고하여 연구자에 의해 등급별로 1차 구별되었고, 유비쿼터스컴퓨팅사업단 과제에 참여한 아주대학교 의료원 팀에 의해 그 타당성이 2차 검토되었다. [1]

3) 종합 스트레스 지수 측정

종합 스트레스 지수는 제작한 장치의 센서를 통해 얻은 데이터를 각 등급으로 분류해 각 등급별 가중치 값과 등급별 개수를 이용해 측정한다.

스트레스 지수에 영향을 미치는 것에는 환경적인 요소와 생체적인 요소로 나뉜다. 환경적인 요소에는 온도, 습도, 이산화탄소, 소음이 있고 생체적인 요소에는 맥박, 체온이 있다. 각 센서로부터 데이터를 수집 후 등급으로 분류한다. 그리고 등급의 개수와 가중치 곱한 것의 합으로 총 스트레스 값이 산출된다. 총 스트레스 값은 등급별 범위에 따라 종합 스트레스 등급이 결정된다. 산출시 사용된 데이터를 분석해 사용자에게 필요한 항 스트레스 서비스를 제공한다. 예를 들어 사용자가 높은 온도에 노출 되어 있어 스트레스 지수가 높을 경우 물을 섭취하라는 메시지를 전달한다.

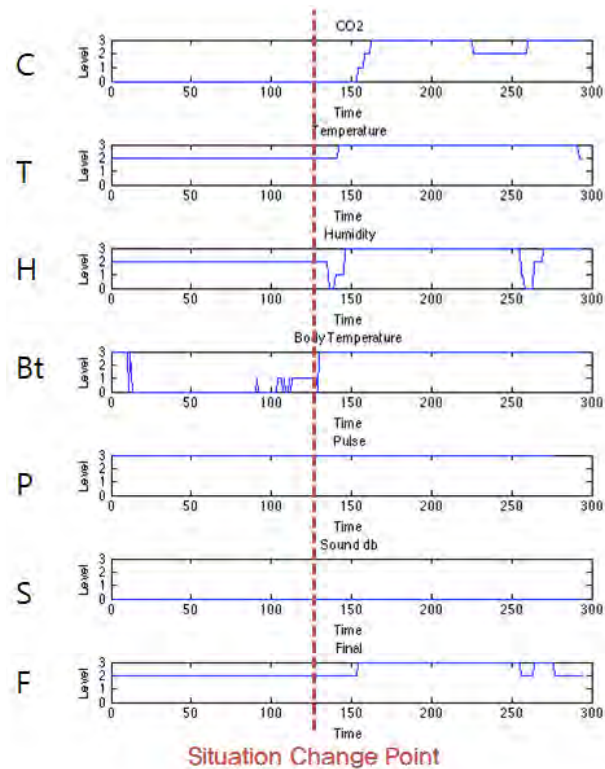


<그림 4> 측정된 센서 값 그래프

그림 4는 실제로 구성한 하드웨어로 측정한 센서 값을 Matlab을 사용해 그래프로 나타낸 것이다. C는 공기 중 이산화탄소 농도를 측정한 값이며, T는 주변 온도, H는 습도, Bt는 체온, P는 맥박 수, S는 주변 소음을 측정한 값이다. 약 5분 동안 측정한 데이터이며 빨간색 점선은 측정자의 주변 환경과 체온을 변경한 시점으로 해당 시점 이후로 센서 값들이 급격하게 변화되는 것을 확인할 수 있다. 맥박의 경우 측정을 시작한 후 1분 뒤부터 분당 맥박수를 알 수 있으므로 1분 이후부터 의미 있는 데이터가 나온다. 소음의 경우 아직 소음측정 시스템의 구현이 미흡하여 측정하지 못했다.

그림 5는 위에서 그림 4에서 측정한 센서 값들을 스트레스 지수로 변경한 그래프이다. 상황 변경시점 이

후로 각각의 스트레스 등급과 가장 아래쪽 그래프로 표현된 전체상황을 종합한 최종 스트레스 지수가 변경된 것을 확인할 수 있다.



< 그림 5 > 스트레스 지수로 변경된 값 그래프

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서 현재 장치의 각 센서를 이용하여 온도, 습도, 이산화탄소, 맥박, 소음의 데이터를 수집하고 분석해 종합 스트레스 지수를 산출하는 것까지 진행되었다. 지금까지 실험을 인위적으로 만든 환경에서 진행되었기 때문에 설계된 시스템의 신뢰성을 확인이 중요하다. 따라서 앞으로 다양한 환경에서 시스템을 검증할 계획이다. 각 스트레스 항목의 등급별로 유사한 환경과 장소에 직접 가 측정 할 것이다. 신뢰성이 확보되면 이를 바탕으로 모바일 애플리케이션 제작을 시작할 것이다. 애플리케이션에서는 사용자에게 각 스트레스 항목의 등급과 값을 그래프로 확인할 수 있도록 UI 디자인을 할 예정이다. 또한 사용자가 항 스트레스 서비스를 통해 질병을 효과적으로 예방할 수 있도록 서비스 제공 부분도 애플리케이션을 통해 구현할 계획이다.

참고문헌

- [1] 이호근. "상황인식적 서비스 관점의 스트레스 지수 모델 및 u-SMC (Stress Management Center) 비즈니스 모델의 개발." 지능정보연구 14.2 (2008): 21-44.
- [2] 한승헌. "스트레스 지수 알고리즘 설계 및 분석 표현기법에 관한 연구." 아주대학교 (2008): p.89
- [3] 김경호. "만성스트레스 검출을 위한 멀티 센서시스템 연구." 전기학회논문지 59.6 (2010): 1131-1135.
- [4] 배상현. "스트레스 지수에 따른 감성음악 매칭 시스템." 한국정보기술학회 2008년도 IT 기반 융합서비스 워크샵 및 하계 종합 학술 대회, p.25~ 25 (2008).
- [5] Emil Jovanov. "Stress Monitoring Using a Distributed Wireless Intelligent Sensor System." Engineering in Medicine and Biology Magazine, IEEE, p.1~7 (2003).

웨이블릿 기반 특성 추출에 따른 EEG-BCI 시스템의 분류 정확도 분석

박근호, 이유리, 김형남
부산대학교 전자공학과

e-mail : fot97311@pusan.ac.kr, leeyuri@pusan.ac.kr, hnkim@pusan.ac.kr

Analysis of the Classification Accuracy in EEG-BCI Systems according to the Wavelet-based Feature Extraction Method

Geun-Ho Park, Yu-Ri Lee, Hyoung-Nam Kim
Pusan National University

Abstract

This paper presents the classification accuracy according to wavelet functions when the wavelet packet decomposition is used for feature extraction in an EEG-based BCI system. As the wavelet function for the wavelet packet decomposition was compactly supported, the classification accuracy was raised.

I. 서론

뇌-컴퓨터 인터페이스 (Brain-Computer Interface, BCI) 는 사람의 뇌에서 발생하는 신호를 측정 및 분석하여 키보드나 마우스와 같은 입력장치 없이 그 사람의 의도를 파악하여 각종 기기를 제어하는 기술이다. BCI 시스템에서 신호 측정은 비침습적 방식과 침습적 방식으로 나뉜다. 비침습적 방식으로는 EEG (Electroencephalogram), fMRI (functional Magnetic Resonance Imaging) 등이 있고, 침습적 방식으로는 ECoG (Electrocorticogram), neural decoding 등이 있다. 이 중에서 EEG는 비교적 측정이 용이해서 BCI 시스템의 신호 측정 방법으로 활발히 연구되고 있다. EEG는 신체 내·외부의 자극에 따른 뇌의 전기적 신호를 두피에서 측정하는 것인데, 이는 비교적 신호 측정이 용이하고, 비침습적으로 신호를 획득할 수 있는 장점이 있다. 하지만 EEG는 두개골 및 두피를 지나면서 신호의 크기가 작아지고 주위 근육의 움직임 등 외부 잡음에 영향을 많이 받는 단점이 있다. 따라서 EEG 기반 BCI시스템은 정확한 정보 전달을 위하여 각종 신호 처리 과정이 필수적이다.

측정된 EEG는 수십 μ V로 신호의 크기가 매우 작고 외부

잡음 환경에 취약하여 잡음을 제거하고, 저대역 통과 필터 (low-pass filter)로 불필요한 고주파 성분을 제거하는 전처리 과정을 거친다. 전처리 과정을 거친 뇌파는 사람의 상태나 생각을 구분하기 위해 피실험자의 행동과 생각에 따른 뇌파의 특이점을 찾는 특성 추출 (Feature Extraction) 과정이 필요하다. 이렇게 추출된 특성을 이용해 피실험자의 의도를 분류하고 BCI 시스템의 제어신호를 생성할 수 있다.

기존 연구는 뇌파의 특이점을 찾는 특성 추출을 위해 웨이블릿 패킷 분해 (Wavelet Packet Decomposition, WPD) 방식을 사용했는데 주로 특성 추출과 분류 알고리즘에 초점을 맞추었다. 하지만 웨이블릿 집단에 따른 특성이 각각 다르므로 분류 정확도에 영향을 줄 수 있다. 따라서 본 논문은 웨이블릿의 기저함수 종류에 따른 특성과 그에 따른 BCI 시스템의 분류 정확도를 분석한다.

II. 본론

2.1 WPD를 이용한 특성 추출 [1]

WPD는 이산 웨이블릿 변환 (Discrete Wavelet Transform, DWT)의 일반적인 표현이다. WPD는 DWT와 달리 원신호를 고주파수와 저주파수로 모두 분해하기 때문에 완벽한 트리 구조 (Tree Structure)를 가진다. 이 트리 구조의 각 노드에 해당하는 WPD의 분해 계수는 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} d_{j,n}(k) &= \sum_m h_0(m-2k)d_{j-1,n/2} \quad (n \text{ is even}) \\ d_{j,n}(k) &= \sum_m h_0(m-2k)d_{j-1,(n-1)/2} \quad (n \text{ is odd}) \end{aligned} \quad (1)$$

$d_{j,n}$ 는 j -level 에서의 n 번째($n=0, 1, 2, \dots, 2^j-1$) 웨이블릿 패킷을 나타내고, k 와 m 은 각각 shift factor와 시간 index를 나타낸다. $h_0(k), h_1(k)$ 의 크기 응답(magnitude response)은 $\omega = \pi/2$ 를 기준으로 대칭 형태가 되고 이러한 필터를 QMF(Quadrature Mirror Filter)라 한다. 그리고 샘플링 주파수를 f_s 라 할 때, 분해 계수 $d_{j,n}$ 은 $\left[\frac{nf_s}{2^{j+1}}, \frac{(n+1)f_s}{2^{j+1}} \right]$ 에 해당하는 주파수 범위의 부분 대역(Subband)을 나타낸다.

본 논문에서 사용하는 BCI 시스템은 특성 벡터를 효과적으로 추출하기 위하여 분해 계수 $d_{j,n}$ 를 이용한 부분대역 평균(Sub-band mean) 값을 특성 벡터로 사용하고, 이는 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$MEA_{j,n} = \frac{f_s}{2^j} \sum_k d_{j,n}(k) \quad (2)$$

이러한 특성 추출 방법은 측정되는 모든 EEG 채널에 대해 적용되어 그 특성을 추출하게 된다.

2.2 웨이블릿 기저에 따른 특성[2]

웨이블릿 분석을 할 때, 기저 함수의 선택은 사용 목적에 따라 성능에 큰 영향을 미치기 때문에 매우 중요한 선택 요소이다. 예를 들면, 이미지 코딩에서 웨이블릿 기저 함수에 따라 압축률이 크게 변하게 된다. 웨이블릿 기저 함수는 Daubechies, Symlet, Coiflet, Biorthogonal, Meyer 등이 있고, 각 웨이블릿에 따른 특징을 살펴보면 다음과 같다.

Daubechies (2-20)는 함수값을 가지는 구간이 좁다. 즉, Daubechies (2-20)는 높은 컴팩트 지원 특성 (compact support)을 가지고 있어 국부적으로 분석하는데 효과적이지만, 비대칭 함수이다. Symlets (1-20)은 Daubechies의 특징을 가지지만, 대칭함수이다. Coiflet은 Daubechies를 개선한 것으로 시간영역 함수에서 큰 변화율을 가지는 대칭 형태의 웨이블릿이다. Biorthogonal은 대칭 함수이고, 높은 컴팩트 지원 특성을 가지며, 대부분의 웨이블릿과는 다르게 선형 위상을 가진다. Meyer 웨이블릿은 컴팩트 지원 특성이 없어 국부적인 특성 추출을 하는데 적합하지 않지만 연산 속도가 빠르고, 대칭성과 직교성 (Orthogonality)를 나타내는 장점이 있다.

III. 실험 결과

분석을 위한 신호는 BCI Competition II의 Dataset I a를 사용했다[3]. 이 실험은 피실험자가 컴퓨터 스크린의 커서를 위나 아래 방향으로 움직이도록 생각을 하고, BCI 시스템은 측정된 EEG로부터 생각한 방향을 분류해 내도록 한다. 실험에서 특성 추출을 위한 분해 level은 6으로 고정하였고, 특성 벡터의 개수를 줄이기 위하여 Fisher's Linear Discrimination (FLD)[1]을 이용해 2개의 특성벡터만을 선택하여 연산량 및 분류 성능의 효율을 높였다. 사용된 분류

표 1. 웨이블릿 기저함수에 따른 EEG 기반 BCI 시스템의 분류 정확도

웨이블릿 기저함수 종류	분류 정확도(%)	
daubechies	db2	87.0307
	db3	84.6416
	db4	83.2765
symlet	sym2	87.0307
	sym3	84.6416
	sym5	83.2765
coiflet	coif1	85.6655
	coif3	80.2048
	coif5	77.1331
biorthogonal	bior1.1	88.3959
	bior1.3	85.6655
	bior2.2	85.3242
	bior2.6	81.2287
Meyer wavelet	76.7918	

기는 PNN (Probabilistic Neural Network)이다.

EEG 기반 BCI 시스템에서 웨이블릿 기저함수에 따른 분류 정확도는 표 1과 같다. 표 1을 살펴보면, 분류 정확도는 웨이블릿의 특성 중 컴팩트 지원 특성이 클수록 높은 것을 확인할 수 있다. 그리고 각 웨이블릿의 차수가 증가할수록 필터의 길이가 길면 복잡한 신호를 좀 더 정확하게 표현할 수 있는 장점이 있으나, EEG 분석 시에는 국부적 분석이 필요하므로 상대적으로 분류 성능이 감소하였다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 웨이블릿의 기저함수에 따른 BCI 시스템의 분류 정확도를 분석하였다. 이를 통해 웨이블릿을 사용하는 EEG의 특성 추출에서 높은 컴팩트 지원 특성을 가지는 웨이블릿 기저함수를 선택할 때 분류성능이 개선됨을 확인할 수 있었다. 향후 연구에서는 다양한 피실험자에 따른 추가적인 분석을 통해 EEG의 특성 추출 시 효과적인 특정 웨이블릿 기저함수가 존재하는지 여부를 확인할 예정이다.

ACKNOWLEDGEMENT

이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임 (2012R1A1A2008555)

참고문헌

- [1] Wu Ting, Yan Guo-zheng, Yang Bang-hua, Sun Hong, "EEG Feature Extraction based on Wavelet Packet Decomposition for Brain Computer Interface", Measurement, Vol. 41, No. 6. (July 2008), pp. 618-625.
- [2] Jesse Sherwood, Reza Derakhshani, "On Classifiability of Wavelet Features for EEG-based Brain-Computer Interfaces", International Joint Conference on Neural Networks, 2009.
- [3] B. Blankertz, BCI competition 2003 (web page), [online] Available: <http://www.bbci.de/competition/ii/>

sEMG신호기반 2단계 LDA분류기를 이용한 보행단계 인식

*유재환, 정석화, **김덕환
인하대학교 전자공학과

e-mail : { yjh1210, jsh88 }@iesl.inha.ac.kr deokhwan@inha.ac.kr

The Gait phase Recognition Using Two phase LDA classifiers based on Surface EMG Signals

*Jae-Hwan Yu, Seok-Hwa Jeong, **Deok-Hwan Kim
Dept. of Electronic Engineering, Inha University

Abstract

In this paper, we propose a gait phase recognition method using sEMG for lower limb amputees. This method can be used to control powered artificial prosthetic. Existing method used the angle and pressure sensors to analyze gait phase whereas the proposed method uses two step LDA classifiers to recognize stance and swing phase. EMG signals are extracted from four body locations of thigh such as Recus femoris, Vastus lateralis, Vastus medialis, Semitendinosus. And then we calculate feature values of the time-domain(MAV, VAR, WL, RMS, SSI) and apply the stance LDA and swing LDA, respectively. Experimental result shows that the average accuracy of the proposed method is 25% less than that of ground method.

* 학생회원, **정회원, 교신저자

※ 본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 IT융합 고급인력과정 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2013-H0401-13-1006)

※ 이 논문은 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 중점연구소 지원사업으로 수행된 연구임(2010-0020163)

I. 서론

최근 융합기술의 중요성이 확대되어 IT와 BT가 결합된 연구가 활발히 진행되고 있다. 대표적으로 생체신호를 이용하여 절단환자들을 위한 보조기구인 의족의 동력의지를 제어하는 연구가 있다. 이러한 연구는 장애인들의 삶 영위에 많은 도움을 주고 있다. 일반적인 대퇴 동력의족은 각도 및 압력 등의 물리적인 센서를 이용하여 동력의지를 제어하는 방법을 사용한다[1]. 최근 동력의족에 생체신호를 적용하여 보행단계 분석을 하는 연구들이 진행 중이다. 생체 신호인 근전도 신호는 근육이 수축할 때 발생하는 전기적인 활동을 측정하여 동작의도를 파악하는데 적용함으로써 사람의 움직임을 판단하는데 용이하다.[2] 보행단계의 동작의도를 파악하기 위해 세분화된 보행단계를 분류해야 한다. 보행단계는 크게 입각기(Stance), 유각기(Swing)단계로 나뉜다. 입각기의 경우 기준으로 정한 다리의 발이 지면에 닿은 상태를 말하며, 유각기는 지면에 닿았던 발이 떨어져 공중에 있는 상태를 말한다.

본 논문에서는 물리적인 센서를 사용하지 않고 sEMG 기반의 근전도 신호만으로 2단계 LDA 분류기를 이용하여 입각기와 유각기의 보행단계 분류방법을 제안한다.

II. 2단계 LDA 분류기를 이용한 보행단계 인식

2.1 근전도 신호측정 방법

근전도 신호는 Biopac 사의 MP-150을 이용하여 측정한다. MP-150시스템에 의해 획득된 근전도 신호는 1kHz로 동기화된 상태로 샘플링된다. 근전도 신호 입력장치는 10-500Hz의 대역 통과 필터로 구성되어 입력된 신호는 10-500Hz의 대역을 갖는다. 근전도 신호는 4개의 채널로 구성되며, 전극은 Ag/AgCl 성분의 젤이 발려져있는 전극을 이용하였다. 각 전극의 중심에서 2cm 간격으로 허벅지 근육 부위 피부에 부착하였다. 부착위치는 그림1과 같이 대퇴직근(RF), 가쪽 넓은근(VL), 안쪽 넓은근(VM), 반건양근(SEM)에 부착하였다.[3]

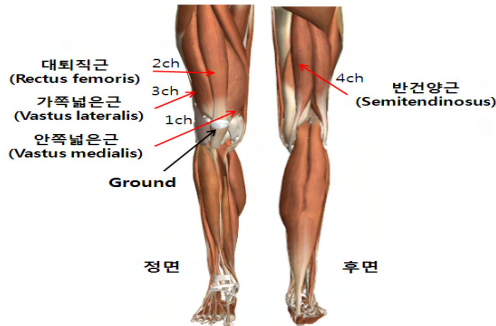


그림 1 전극 부착위치

2.2 보행단계 (입각기, 유각기) 정의

생체역학에서 인간의 보행 단계는 2단계로서 입각기(Stance), 유각기(Swing)로 나뉜다.[4] 입각기 단계는 기준으로 정한 다리의 발이 지면에 닿아 있는 상태이고, 유각기 단계는 기준 다리의 발이 지면에서 떨어져 있는 상태를 의미한다. 그림 2와 같이 입각기 단계는 Initial Contact, Loading Response, Mid stance, Terminal stance 단계, 유각기 단계는 Pre Swing, Initial Swing, Mid Swing, Terminal Swing 단계로 세분화 된다. Initial Contact는 입각기의 시작점으로 기준 발의 뒷꿈치가 지면과 접촉할 때를 의미한다.

Pre Swing은 Terminal Stance 이후로 기준 다리의 발의 앞꿈치가 떨어질 때까지의 시기이며, Initial Swing은 Pre Swing 이후 양발 인접 시기까지이다.

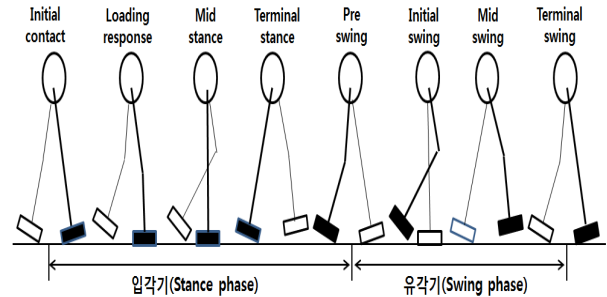


그림 2 인간의 정상 보행단계

2.3 보행단계 분류 알고리즘

근전도 신호를 기반으로 보행 단계 분류 방법은 훈련 데이터 생성단계와 동작 식별 단계로 나뉜다.[5] 그림 3은 보행단계의 입각기, 유각기 단계를 분류하기 위한 훈련데이터 생성 및 분류방법을 제안한 구조이다. 첫 번째 단계는 측정하고자 하는 근육의 근전도 신호를 채널 별 취득한다. 두 번째 단계는 각 채널별로 취득된 데이터를 재조합하여 훈련데이터와 입력데이터로 분류한다. 세 번째 단계에서는 훈련된 데이터와 입력 데이터를 시간영역의 특징 추출방법으로 특징 값을 추출한다. 특징 추출 알고리즘에는 VAR(variance of EMG), WL(waveform length), RMS(root mean square), MAV(mean absolute), ZC(zero crossing) 등이 있으며, 본 논문에서 VAR, MAV, WL, RMS, SSI 총 5개를 사용하여 특징 값을 추출한다. 네 번째 단계는 특징 추출된 데이터들을 앞꿈치 LDA와 뒷꿈치 LDA에 적용함으로써 보행단계인 입각기 및 유각기 단계로 최종 분류한다.

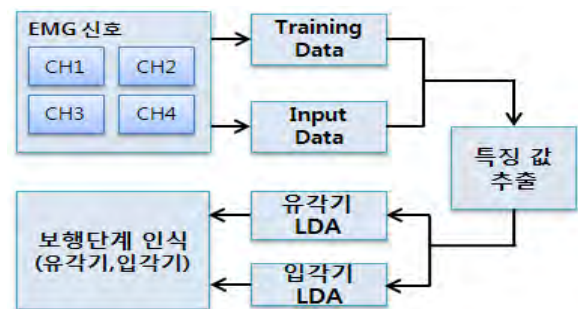


그림 3 제안하는 알고리즘

III. 실험결과 및 분석

3.1 실험방법

실험을 위해 정상인 3명의 피험자가 참여하였다. 실험은 보행단계의 입각기와 유각기를 분류하며, 기준인 압력센서를 이용한 분류 정확도와 본 논문에서 제안한 근전도 신호만으로 2 단계 LDA 분류기를 적용한 방법의 분류 정확도를 비교한다. 신호 측정에는 근육 부위에 전극을 부착하여 신호를 측정하는 sEMG 신호를 사용하였으며, 보행단계를 판단 할 수 있는 대퇴직근, 가쪽넓은근, 안쪽넓은근, 반건양근을 선정하여 근전도 신호를 취득하였다. 실험에는 총 4개의 채널이 사용되었으며, 전극 부착위치는 그림 1과 같다. 분류 동작은 그림2의 보행단계에서 크게 2단계 입각기와 유각기로 설정하였다. 보행속도는 성인 평균 보행속도 1.4m/s보다 느린 약 1.5m/s~1.6m/s속도로 측정하였다. 취득된 데이터는 시간영역 특징 추출 알고리즘의 VAR, MAV, WL, RMS, SSI로 특징 값을 추출하였다. 패턴 분류 방법으로 LDA 분류기를 선택하여 앞꿈치, 뒷꿈치 LDA 2단계로 분류 하는 알고리즘 방법을 적용하였다. 2단계 LDA 분류기는 앞꿈치, 뒷꿈치 각 한 단계씩 LDA 분류기를 나타낸다. 그림 4와 같이 앞꿈치, 뒷꿈치 LDA 분류 상태에 따라 구분한다. 본 논문에서 제안하는 근전도 신호만으로 보행단계를 구분하기 위한 방법은 압력센서를 이용하여 훈련데이터를 생성한다. 그 후 입력 신호는 근전도 신호만을 측정하여 보행단계 입각기, 유각기를 분류한다.

	앞꿈치 LDA	0	1
뒷꿈치 LDA	0	유각기	입각기
	1	입각기	입각기

그림 4 2단계 LDA 분류 방법

3.2 실험환경 및 결과

실험에는 BioPAC사의 MP150과 BM-EMG2 모델이 사용되었다. 분석 프로그램은 Matlab 2013을 이용하여 개발되었으며 훈련데이터 추출시 압력센서를 이용하여 입각기와 유각기를 분류하였다. 실험에는 총 3명의 피험자가 참여했고, 훈련데이터와 입력데이터를 취득하기 위해 피험자 당 30걸음의 평지 보행 동작을 반복하였다. 보행단계 인식기의 정확도는 식 1을 이용하여 계산되었다.

$$\text{정확도} = \frac{\text{옳게인식한수}}{\text{총테스트샘플의수}} \times 100\% \quad (1)$$

앞꿈치 LDA와 뒷꿈치 LDA의 분류 정확도를 측정하는 실험을 수행하였다. 인식기 학습에는 90개의 훈련 데이터가 사용되었고, 시험을 위해 두 가지 다른 방식인 감독 분류 방식과 실시간 분류 방식으로 입력데이터를 추출하였다. 감독분류 방식은 센서를 통해 입각기와 유각기에 해당하는 신호를 추출하는 것이고, 실시간 분류 방식은 훈련 데이터 생성 과정에서 얻은 앞꿈치 특징 발생 주기 평균인 492ms와 뒷꿈치 특징 발생 주기 평균인 912ms의 윈도우 크기를 사용하여 10ms씩 이동하며 추출하였다. 그림 8은 각 LDA의 실험 결과이다.

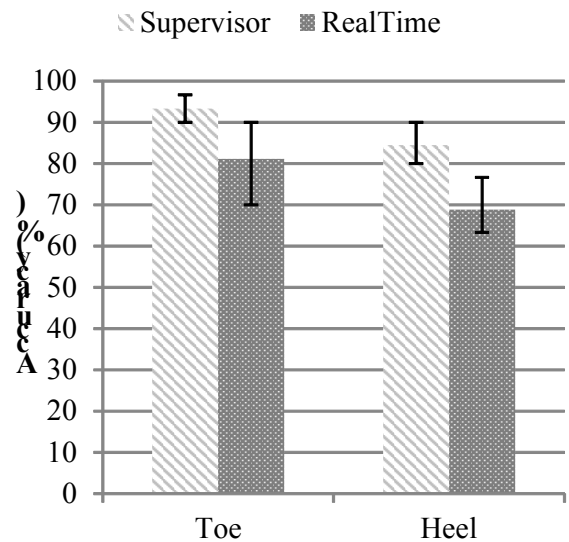


그림 6 앞꿈치 LDA와 뒷꿈치 LDA 분류실험

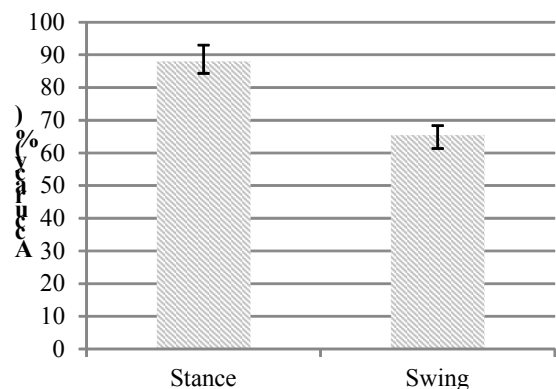


그림 7 입각기와 유각기 분류 실험

실험 결과 감독분류 방식은 앞꿈치가 93.33%, 뒷꿈치가 84.44%의 정확도를 보였고, 실시간 분류 방식은 앞꿈치 81.11%, 뒷꿈치는 68.89%를 보였다.

마지막으로 앞꿈치 LDA와 뒷꿈치 LDA를 이용하여

입각기와 유각기를 분류하는 실험을 진행했다. 그림 9는 3명의 피험자의 입각기와 유각기 실험 결과를 평균한 결과이다.

입각기는 88.01%로 높은 정확도를 보였으며, 유각기의 경우 65.5%의 낮은 정확도를 보였다. 이는 유각기 시 입각기에 비하여 근육활성도가 낮아 특징 값이 추출되지 못한 것으로 확인됐다. 실험결과 단일 EMG 신호를 이용한 보행동작 분류는 가능성이 있음을 확인하였다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 신체의 EMG 신호 기반으로 2단계의 LDA분류기를 이용하여 보행단계의 입각기, 유각기 단계를 분류하는 방법을 제안하였다. 실험결과 입각기는 실시간 분류시 88.01%의 정확도를 보였고, 유각기는 66.5%의 정확도를 보였다. 이 연구는 EMG 신호만으로 보행단계를 분류하는 가능성이 있음을 보여주고 있다. 향후 분류 정확도를 향상시키고 5단계의 보행동작을 분류할 수 있는 분류기 개발에 관한 연구를 진행할 예정이다.

참고문헌

[1] E.C. Martinez-Villalpando and H. Herr, "Agonist-antagonist active knee prosthesis: A preliminary study in level-ground walking," Journal of Rehabilitation Research & Development, vol.46, pp.361-373, 2009.

[2] C. Jensen, O. Vasseljen, R. H. Westgaard, "The influence of Electrode Position on Bipolar Surface Electromyogram Recordings of the Upper Trapezius Muscle," Eur. J. Appl Physiol., vol. 67, pp. 266-273, 1993.

[3] Zygote media Groups, Inc., Zygote Body 3D data, 2012.

[4] A.N. Donald, N. David, "Kinesiology of the Musculoskeletal System," Mosby, 2009.

[5] 유재환, 이동훈, 김덕환, "다중 분류 SVM을 이용한 sEMG 신호 기반의 손동작 식별 방법", 제주 컴퓨터 및 정보과학 학술대회 논문집, 제 6권, 2호, pp.51-53, 2012

[6] H.Huang, T. A. Kuiken and R. D. Lipschutz, "A Strategy for Identifying Locomotion Modes Using Surface Electromyography," Biomedical Engineering, IEEE Transactions on, vol.56,

no.1, pp.65-73, 2009.

[7] D. H. Lee, S. L. Lee and D. H. Kim, "Implementation of a Prototype System for surface EMG Analysis based on Gait Phases," submitted to Yanbian University of Science & Technology 2012 International Symposium, June, 2012.

디젤차량용 통합히터의 전기적 성능시험 챔버 구현

윤달환*, 홍표현*, 한현희*, 홍일선*, 이성균*, 박형진*, 김현수*, 박진욱*, 김준일*, 안은정*, 전유나*,
조상*, 윤중화**, 윤중욱***
*세명대학교 전자공학과, **서강대학교 자연과학부

e-mail : yoonhdh@semyung.ac.kr

Electrical Performance Test Chamber of Unified Fuel Heater for Diesel Car

Dal-Hwan Yoon*, Sang Cho*, Pyo-Hyun Hong*, Hyun-Hee Han*, Il-Sun Hong*, Seong-Gyun Lee*,
Hyung-Jin Park*, Hyun-Su Kim*, Jin-Uk Park*, Jun-Il Kim*, Eun-Jeung Ahn*, Uw-Na Jeon*, Jong-Hwa
Yoon**, Jong-Uk Yoon***

*Dept of Electronic Engineering, Semyung University

**Dept of Industrial Design, KGU

***School of Natural Science, Sogang University

Abstract

In this paper, we have implemented the performance evaluation system of the unified fuel heater for CRDI diesel engine. If the diesel engine be cold by low temperature in winter, then that makes the waxing materials like a paraffin and is the source of poor engine starting. The unified fuel heater is the barrow meter that estimate the start performance of diesel engine, and be tested by test chamber. The chamber perform the normal temperature, an extremely low temperature, an operating performance in an extremely high temperature, the resistance operation delay time and current operation delay time in setting up test resistance, the bimetal delay time test in temperature variation, the current and resistor test of the composited heater, a heating operation test.

I. 서론

CRDI 디젤엔진은 이산화탄소 배출량이 적은 친환경 엔진으로 널리 사용하고 있으나, 겨울철 저온환경의 영향을 받아 엔진이 냉각될 경우 엔진의 최초 폭발,

점화가 원만하지 못한 관계로 시동성이 떨어지는 단점이 있다. 특히 디젤엔진의 연료인 경유는 일정한 온도 이하로 내려가면 파라핀과 같은 반고체 상태인 왁싱(Waxing)물질을 형성하여, 엔진시동이 잘 걸리지 않게 하는 원인이 되고 있다[3]. 이와 같은 시동성 불량 해소를 위해 일반적인 디젤엔진의 경우, 시동전 연소실 내부의 공기온도를 점화에 유리한 온도까지 빠른 시간 안에 도달될 수 있도록 보조하는 별도의 보조 장치를 널리 채택하고 있다[4]. 그리고 히팅 방식 중에서 많이 사용되고 있는 것이 정온도계수 (P.T.C)방식의 히터이다. 현재 승용디젤 차량용 및 S.U.V()용에는 65Watt 정도의 발열량을 지닌 P.T.C 4개를 주로 사용하고, 고압 펌프의 정격유량은 60L/Min 정도이다. 공급되는 전원은 12 V로 승용차, SUV 및 적재중량이 0.5톤 소형화물 차량용 엔진에 적용하고 있다[5].

본 연구에서는 히터의 안정성 견고성 및 열효율을 향상시키기 위해 센서와 히터가 통합된 블록히터(block heater)를 통해 성능을 평가하는 시험챔버를 개발한다. 히터의 성능을 평가함에 있어 품질검사를 효율적이고 더 많은 수량의 처리량을 확보하며, 동시에 검사에 소요되는 시간을 최소화하는 알고리즘을 개발한다.

II. 성능평가 시험챔버 구현

통합용 블록히터의 성능검사 및 불량품 검출을 위한 성능검사 항목은 상온, 극저온, 극고온에서 동작검사 및 시험저항 설정에 따른 저항 및 전류동작 지연시간, 온도변화에 따른 바이메탈 지연시간 검사, 블록히터의 전류 및 저항 검사, 히팅 운전검사 등이다.

성능시험 챔버 평가알고리즘 그림 1은 성능평가시스템의 효율적인 동작흐름도이다.



그림 1. 성능평가 시스템 구동 흐름도

전원 스위치를 동작하면, 히터 열체크 모듈로 전환되고, 시험온도와 시험저항을 설정한다. 이때 저항검사 및 전류검사 지연시간 및 1~5차까지 바이메탈 검사온도를 설정하며, 모니터링 및 점검을 수행한다.

그림 2는 성능평가 시스템 제어부 제어부를 구성하는 요소로 팬모터(AC1Φ/220[V]/60[Hz]/80[W]), 블로어, 냉동기, 제어판넬 등이 있다. 따라서 제어판넬에 제시된 제어 아이콘들은 냉동기를 통해 히터를 저온까지 냉동시킬 수 있다.



그림 2. 챔버의 구동제어 회로부

전원입력 24V로 제어되는 히터챔버 제어용 PLC 프로그램으로 제어한다. G61-D22A에서 각 핀포트 기능을 설명하고, P01포트 0 ~ 2는 전원 on/off 기능 담당, 포트 3은 비상정지, 포트 4 ~ 6은 저항측정 담당, 포트 7은 바이메탈의 정상동작을 체크하며, 포트8은 전원 및 포트 9는 저항시험블록을 담당한다. 이들 각 포트 외부로 제어되는 요구기능에 따라 필요한 회로가 연결된다.

통합히터의 전류측정을 위하여 PCB 실장용 IC 소자를 사용한다. MCU에서는 변환된 데이터를 바탕으로

프로그램에 의해 전류량 변화(고장시)에 대한 명령을 내린다. 역 전류 방지를 위해 출력단에 다이오드를 부착했으며, 입력전압의 잡음제거를 위해 바이패스(bypass)필터를 사용한다.

그림 2는 외부 통신용 인터페이스 주변회로를 나타낸다. 제어판넬의 통신 모니터 및 제어판넬 RS422 인터페이스부는 2개의 RS422/485 트랜시버를 이용하여 1개의 수신기와 1개의 송신기로 설계한다. 이는 차동 전압값 방식으로 외부의 잡음에 강하다.

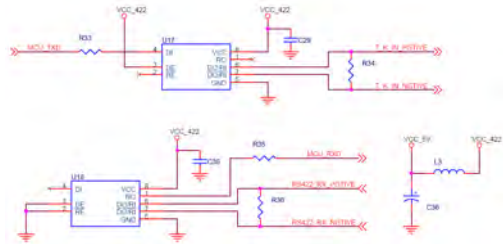


그림 2. 통신용 인터페이스 회로도

그림 3은 히터채널 시험과 연결된 릴레이스위치부를 나타낸다. 릴레이 스위치는 마스타-k200S PLC 구동칩과 전력릴레이 스위치로 동작시킨다. 대전력 AC를 제어하기 위해서는 MCU와 AC 선간 상호 전기적 절연이 필요하다. 소자 내부가 자체 절연되어 있는 TRIAC 구동을 사용한다. MOC3041의 데이터시트에 의해 LED 양단 전압을 1.3V, LED 전단전류를 약 17mA 정도로 정하여 LED의 애노드 부분의 저항 값을 정한다. 입력 신호가 5V 이므로, 5V-1.3V=3.7V 가 되며, 17mA 가 흐르도록 알맞은 저항을 사용한다.

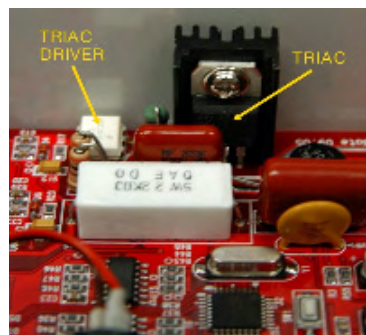


그림 3. 릴레이 스위치 회로도

전류제어 회로의 HIGH 신호에 의해 트라이액 구동기(TRIAC DRIVER)의 LED가 ON 되면 ZERO CROSS 시점(한 주기에 2번)에 게이트(Gate)단으로 신호가 전달되고 이 신호에 의해 출력 단(4번, 6번 핀)이 도통이 된다. 트라이액의 게이트에도 신호가 전달되어 도통이 되어 전류가 흐른다. 그림 4는 히터챔버 내부의 온도제어 PLC 흐름도를 나타낸다. 핀포트 그룹들 각 특징에 따라 시험챔버내 동작과 연결된다.

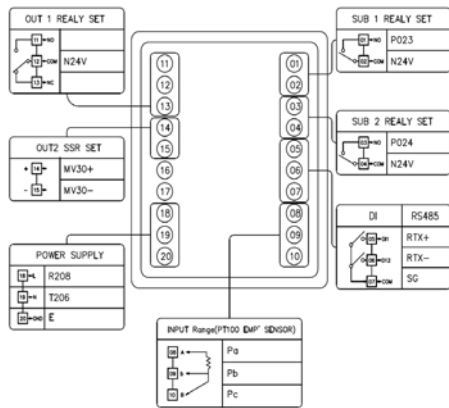


그림 4. 히터챔버 내부온도제어 PLC 흐름도

마지막으로 연료필터의 바디형상을 변경하여 열전도도 향상과 유동 성능을 향상시키는 방법 개발을 통해 P.T.C 히터의 발열량을 신속히 히터내로 전달시키고, 유체의 유동성 향상을 위해 센터파이프를 적용하는 알고리즘으로 내구성 판단기준을 설정한다. 표 1은 내구성 판단기준을 나타낸다.

III. 실험결과

그림 5는 시험챔버를 나타낸다. 좌측 상단에 모니터링화면과 우측 그림에 그 결과를 디스플레이하는 화면을 나타낸다.



그림 5. 시험챔버와 모니터링화면

그림 6에서 모니터 화면으로 설정온도를 변화하며, 전압인가 후 바이메탈 검사, 저항검사 및 전류검사를 실시할 수 있다.



그림 6. 모니터 화면

그림 7은 모니터 화면 하단으로 시스템메뉴, 계측

규격설정, 히터에 대한 정보 출력 및 온도 세팅 등을 할 수 있으며. 상단에는 히터제형 검사, 바이메탈 검사, 성능검사 및 메인운전 등의 메뉴를 실시한다.



그림 7. 시험 모니터

그림 8은 바이메탈부의 오형링(O-ring), 고정기, 바이메탈 순으로 조립하고 마지막으로 스크류로 고정하여 완료된 히터를 나타낸다.



그림 8. 통합히터

마지막으로 완성된 블록히터의 성능과 내구성에 대한 무결점 시험을 위해 전력은 260W(오차 5%), 시험전압 DC 13V, 스위치전환은 On(-3°C ±4°C)과 Off(17°C ±4°C)를 수행한다. 특히 누수시험은 분당 3, 5 및 7 bar로 반복한다. 표 1은 블록히터의 무결점 시험 규격을 나타낸다.

표 1. 무결점 시험 규격

항목	규격
전력	260W + 5~10%
시험조건	온도: -23°C/전압 : 13 Vdc
스위치 On/OFF	On: -3°C ±4°C/Off: 17°C ±4°C
최대전류	25 A
누수시험	No bubble : 3/5/7 bar(1 min.)
필터 연료 유속	Heater 권후 200초내 연료 전달
스위치 절연저항	Min 100MΩ at DC 500V

히터 제조공정을 나타낸 것으로 불량발생 원인을 찾을 수 있다. 만일 불량이 발생하면 그림 6 하단부 설정 조건에 모니터에 적색으로 나타난다. 블록히터의 조립과 성능평가까지의 흐름도를 통해 문제가 발생할 수 있는 공정을 도출한다.

불량이 발생하는 원인 중 바디 사출에서 생길 수 있다. 바디치수의 불균일로 인해 발생할 수 있다. 또한

바디내 히팅소재의 안착과정에서 소재를 유실하는 경우로 PTC 소자를 빼놓고 체결하는 경우, 플레이트를 잘못 체결하는 경우, 누설실험에 O-링을 유지하는 등 원인들이 발생할 수 있다.



그림 9. 히터 제작 흐름도

그림 10은 저온챔버 내부와 목표온도에서 바이메탈의 통과저항을 측정하는 장면을 나타낸다.



그림 10. 바이메탈 통과저항 측정

표 2는 그림 10에서 상온과 2.5°C에서 통합히터의 바이메탈 통과저항과 비통과 저항 데이터이다.

표 2. 전압조건

시료 수	전압(V)			
	인가 전압	바이메탈 비경유시 전압	바이메탈 경유시 전압	전압 강하
1	28.6	27.823	27.724	0.099
2	28.6	27.874	27.774	0.1
3	28.6	27.876	27.741	0.135
4	28.6	27.873	27.777	0.096
5	28.6	27.891	27.778	0.113
6	28.6	27.887	27.772	0.115
7	28.6	27.871	27.771	0.1

표 3은 2.5°C에서 시료 시험 후 저항을 나타낸다.

표 3. 시험후 저항

시료 번호	시험 후 저항(Ω)	
	+, - 커넥터 부위	저항 측정선 부위
1	5.02Ω	4.99Ω
2	5.05Ω	5.02Ω
3	5.07Ω	5.04Ω
4	4.84Ω	4.80Ω
5	4.74Ω	4.72Ω
6	4.88Ω	4.86Ω
7	4.93Ω	4.89Ω

누설시험과정에서 히터의 불량원인으로 접촉단자의 커넥터 이탈력으로 수밀불량이 발생한다.

IV. 결론

본 연구는 디젤차량용 통합형 연료히터의 성능을 평가하기 위해 시험챔버를 개발하였다. 시험챔버에서 히터 열체크 모듈 전환, 시험온도와 시험저항, 히터의 저항검사 및 전류검사를 통하여 불량률 모니터링 및 점검을 수행함으로써 IT융합기술을 통한 차량의 성능향상을 기할 수 있었다. 시험챔버에 사용하는 통합히터는 센서와 바디의 일체형으로 개발하여 성능평가 시스템에 적용하였다. 시험챔버를 통하여 생산성향상은 물론 가격대비 경쟁력을 얻을 수 있다.

References

- [1] Hyungu Roh, Haksik Jeon, Changsik Lee, "Effect of multiple injection and injection pressure on the combustion and emission characteristics in a passenger car CRDI diesel engine," Spring conference proceeding, KSAE, pp.352 ~ 357, 2007
- [2] Sung Wook Park, Hyung Jun Kim, Chang Sik Lee, "Investigation of Atomization Characteristics and Prediction Accuracy of Hybrid Models for High-Speed Diesel Fuel Sprays," SAE 2003-01-1045, 2003.
- [3] J. S. Jang, Y. H. Yoon, "Analysis Model of CRDI Fuel Injection System," The Korean Society of Automotive Engineers(KSAE), Vol 17, No. 3, pp. 117 - 126, 2009. 05.
- [4] Y. C. Kim, N. S. Seung, G. S. Jin, H. T. Cho "Investigation of High Voltage PTC Heter for Cars," Proceedings of KSAE, pp.560 - 564, 2011. 05
- [5] Jongsuk Lim, Seungsuk Oh, Jaesung Chung, Kangyoon Lee, Myoungcho Sunwoo, "Development of a Combustion Phase Indicator for Real-Time Combustion Control in CRDI Diesel Engines," Annual Conference and Exhibition Proceedings, pp.14 - 19, 2010
- [6] KIA Co. Ltd., "Fuel Heating System of Diesel Engine" Patents 10-09747180000, 2010

오버플로어 밸브 성능평가 시스템 구현

윤달환*, 조상*, 박형진*, 김현수*, 박진욱*, 김준일*, 안은정*, 진유나*, 윤종화**, 윤종욱***
*세명대학교 전자공학과, **한국산업기술대학교 산업디자인공학과
***서강대학교 자연과학부

Implementation of Performance Evaluation System for Overflow Valve

Dal-Hwan Yoon*, Sang Cho*, Hyung-Jin Park*, Hyun-Su Kim*, Jin-Uk Park*, Jun-Il Kim*, Eun-Jeung Ahn*, Uw-Na Jeon*, Jong-Hwa Yoon**, Jong-Uk Yoon***
*Dept of Electronic Engineering, Semyung University
**Dept of Industrial Design, KGU
***School of Natural Science, Sogang University

Abstract

We have implemented an overflow valve for EURO5 Type and the performance evaluation system based on IEEE802 protocol. On injecting a diesel oil into an engine, it is necessity for an overflow valve that can sustain an engine oil status in front of the engine. In order to evaluate the performance of overflow valve, we need the leak test system with IT. The leak test system checks the pressure, switching time and operating time.

I. 서론

친환경 디젤엔진인 CRDI(common rail direct injection) 엔진의 사용량 증가로 오버플로밸브(Overflow valve)의 중요성 증가하고 있다. 디젤엔진은 일정 이상의 유압이 걸릴 경우, 엔진연료라인의 높은 압력으로 인해 시동 및 연료공급에 문제가 발생한다[1]. 이때 유량의 일부를 유압라인이나 유압회로부터 노출시켜 실린더헤드 내부에 형성된 연료압력을 소정 압력 이하로 줄여주는 오버플로어 밸브의 역할이 필요하다[2]. EURO3형 엔진의 오버플루밸브는 WGT 및 VGT형 차량에 적용하고 있으나, 스펙이 낮아 연비 및 환경규제에 품질을 만족시키지 못하고 있다. EURO3 규격의 동작 조건은 누설이 1.3 Bar하에 최대 6L/h, 압력 1.3 ~ 1.8 Bar에서 열리며, 유속률(flow

rate)은 2.4 Bar이상에서 최대 300 L/h이다. EURO4형 엔진의 오버플루밸브는 저압펌프에서 On /Off 밸브기능 역할을 수행하고 있으나, 미세 제어가 어려우며, 현재 단종된 상태이다. 따라서 EURO엔진의 오버플루밸브는 EURO5로 사용 중에 있다[3, 4].

본 연구에서는 EURO3 엔진의 오버플로 밸브가 갖고 있는 불량을 보완하고, 친환경 조건에 맞는 EURO5형 오버플로 밸브를 개발하며, 정밀측정에 필요한 성능검사 시스템을 구현한다. 따라서 정밀제어에 따른 성능평가는 연비가 향상되고, 환경규제를 만족하도록 설계한다. 이를 위해 스프링 장력 측정기, 정밀측정 성능검사기(10cc 미만에서 3.0 Bar, 150 cc 이상에서 3.3 bar, 250 cc이상에서 4.0 bar)를 사용한다.

II. 성능평가지스템 구현

오버플로 밸브는 바디(Body), 스프링시트(Spring Seat), 스프링 및 양측볼로 설계됨에 따라 4개 차종 모델(VGT, WGT, EURO5, JK/JM)을 동시에 해결할 수 있도록 개발한다[5]. 그림 1은 차종 규격에 따라 개변 압 시험을 수행하는 시스템을 나타낸다.



그림 2. 성능검사 모니터링 장치

개변압시험기 구동 시스템은 순간순간 압력을 가하는 동작을 수행해야 하므로 릴레이회로를 사용하여 소신호를 이용해 대전력(공급 전원)을 제어할 수 있어야 한다. 기존의 기계식 릴레이는 부피가 크고, 장기간 사용시 접점이 완전히 닿지 않거나 떨어지는 고장이 발생하여 정상적인 제어가 어렵다. 또한 접점이 닿거나 떨어질 때 순간적인 스파크가 발생하여 기기 고장의 원인이 되기도 한다. 하지만 복합 센서 무선제어기에 사용된 전자식 릴레이(SSR)은 부피가 작고 반 영구적이며 전력이 가장 작은 시점(Zero Cross)을 스스로 검출하여 On/Off 동작을 함으로써 스파크가 발생하지 않는다. 그림 3은 PIC(MASTER -K200S)를 이용하여 그림 2를 제어하기 위한 전력릴레이 스위치 회로도이다.

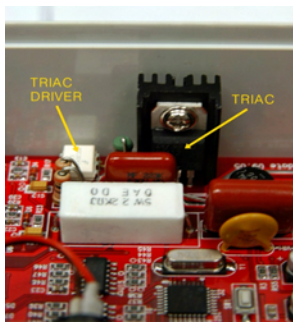


그림 2. 전력제어 릴레이 회로도

그림 3의 트라이액(Triac) 드라이버에서 포트1과 2는 각각 애노드(anode)와 캐소드포트로 내부 LED를 구동하고, 포트 4과 6는 각각 제어하고자하는 트라이액의 게이트 신호출력 및 교류전류 입력포트이다. 트라이액 포트 A1과 A2는 각각 교류전류 입출력이고, 포트 G는 트라이액 드라이버로부터 on/off 신호를 입력한다. 그림 3은 개변압 시험 시스템의 전원제어에 필요한 PLC 제어 흐름도를 나타낸다.

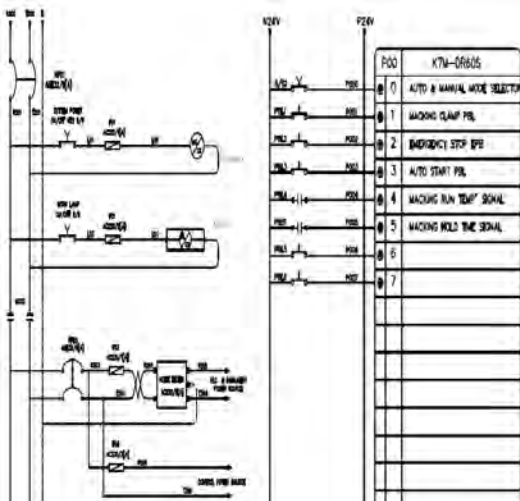


그림 3. 전원제어 PLC 프로그램

그림 3에서 왼쪽 프로세스에 따라 외부 입력에서 주어지는 24 V의 전원이 K7M-DR60S P00 핀에 따라 릴레이 스위치를 구동한다. 개변압 시험 프로그램에서 VGT 사양의 1차 개변압 검사는 정압 2.6 bar에서 유량이 230cc/min 이상, EURO5형은 정압 3.5 bar에서 유량이 230cc/min 이상이어야 한다. 기밀검사에 EURO5형은 정압 2.85 bar에서 유량이 150cc/min 미만이어야 한다. 2차 개변압 검사에서 EURO5형은 정압 3.50 bar에서 유량이 230cc/min 이상이어야 한다. 표 1은 차종에 따른 시험기의 평가규격을 나타낸다.

표 1. 시험 장비의 평가 규격

검사	VGT	WGT/JM-KM	EURO5
기밀	0.10~2.15	0.10~1.75	0.10~2.85
개변	2.16~2.60	1.76~2.10	2.85~3.50
기밀세팅	2.10 Bar	1.70 Bar	2.85 Bar
개변세팅	2.60 Bar	2.10 Bar	3.50 Bar

그림 4는 지그(Jig)가 구비된 개변압 시험기 구동 알고리즘을 나타낸다.

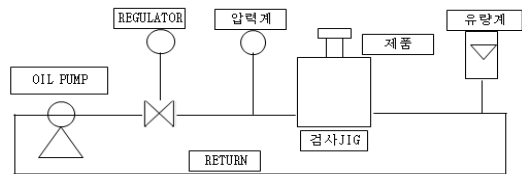


그림 4. Jig로 구성된 시스템 흐름도

그림 4에서 스위치를 동작시키고 차종을 선택하면, 그에 맞는 개변압 규격을 세팅할 수 있다. 이때 지그에 오버플로 밸브를 안착하고, 외부압력계에 의해 지그헤드가 움직이면 안착된 오버플로 밸브에 유량이 유입된다. 유입된 유량은 압력 규격내에 만족하는지 시험이 이루어지며, 제품의 성능이 정상인지 판단 한다.

시험에 사용할 오버플루 밸브는 양측볼(Ball -large and Small), 스프링(Spring) 및 스프링시트(Spring Seat)로 구성되며, 유압이 공급될 때 스프링의 유연성, 스프링실과 볼간에 불안정성으로 인해 진동소음이 심하게 발생할 수 있[5]. 이러한 문제를 개선하기 위해 스프링 시트(seat)를 등근형으로 설계하여 소음 문제를 해결한다[6]. 또한, 압입장비의 직접적인 개발을 통해 이를 해결하고, 유량의 개변압을 통한 성능 검사 시스템 구축을 통하여 엄격한 품질을 만족하는 시스템을 설계한다. 이때 실시간 검사를 위해 품질 개선에 효율적인 알고리즘 개발한다.

60도 센터드릴로 면취하며 구경 성형드릴 $\phi 7.87$ 을 사용한다. 리머(reamer) 공정추가하고, 내경 30°로 가공한다. 그림 5는 개발된 밸브 구성품이다.

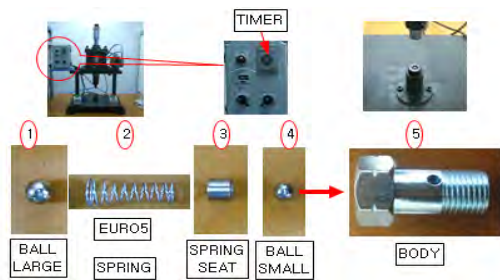


그림 5. 오버플로 밸브 구성품 및 제작과정

그림 6은 오버플로밸브 검사 알고리즘으로 16가지 중 일부를 나타낸다. 표 2는 그림 6의 오버플로밸브의 16가지 검사기준 규격을 나타낸다.

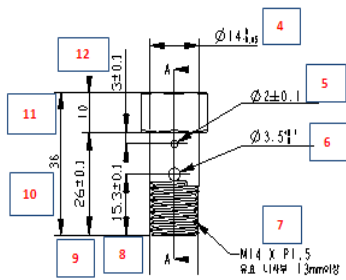


그림 6. 오버플로 밸브 검사 알고리즘

표 2. 검사 기준 규격

부위	측정 Gauge	규격
1	V/C	2.5H x 2.5 W
2	V/C	21.9
3	V/C	19(0, -0.4)
4	M/M	φ14(0, -0.05)
5	V/C	φ2 ± 0.1
6	V/C	φ3.5 (+0.1, 0)
7	게이지	M14 x P1.5
8	투영기	15.3 ± 0.1
9	V/C	26 ± 0.1
10	V/C	36 ± 0.2
11	V/C	10 ± 0.2
12	투영기	3 ± 0.1
13	V/C	10.15 ± 0.1
14	V/C	φ5 ± 0.1
15	M/M	φ7.05 ± 0.05
16	조도기	6.3S

그림 7에서 표 2에 따라 오버플로 밸브를 제작한다. 이때 조립불량 및 부품누락, 스프링 시트 조립방향, 압입압력 관리, 불량품의 수정 및 개선에 따라 오버플로 밸브의 성능을 좌우한다.

III. 실험결과

그림 7은 공정과정에서 개변압 성능 시험에 따라 오버플로 밸브 몸체가공 → 조립 → 성능검사 → 세척 및 건조 과정을 거치며, 성능검사이시 유량의 개변압 검사를 실시한다. 여기서 불량발생을 최소화하고 품질관리를 위해 불량방지 공정을 추가한다.



그림 7. 개변압 시험공정

그림 7의 개변압시험에서 오버플로에 문제가 발생하면, 오버플로 설계에서 바디 및 내경, 외경의 규격이 정확하게 이루어져야 한다. 따라서 오버플로 밸브의 반복성 장비 변동식은 (1)을 사용한다. 여기서 시행횟수 2회시 $K_1=4.56$ 을 사용하고, 시행횟수 3회시 $K_1=3.05$ 을 사용한다.

$$EV = R \times K_1 \quad (1)$$

재현성 측정자 변동(AV)은 식(2)를 사용한다. 이때 시행횟수가 2회이면 $K_2 = 3.65$, 시행횟수가 3회면 $K_2 = 2.70$ 를 사용한다.

$$AV = \sqrt{(X_{diff} \times K_2)^2 - \left(\frac{EV^2}{nr}\right)} \quad (2)$$

반복성 및 재현성(RnR)은 식(3)을 사용한다.

$$RnR = \sqrt{EV^2 - AV^2} \quad (3)$$

시료변동(PV)은 식(4)에서 $K_3 = 3.65$ 이다.

$$PV = R_p \times K_3 \quad (4)$$

총변동(TV)은 식(5)를 사용한다.

$$TV = \sqrt{RnR^2 + PV^2} \quad (5)$$

식(1) ~ (4)를 식(5)로 나누어 백분율을 취하면 공정 변동율(%)을 계산하게 된다. 표 3은 단면적 $1mm^2$ 이고 높이 $25mm$ 인 5개의 샘플에 대해 하중 및 압축강도에 대한 최대변위와 변형률 시험 결과이다.

표 3. 샘플시험

시료 번호	최대하중 kgf	압축강도 kgf/mm ²	최대변위 mm	변형률 %
-------	----------	--------------------------	---------	-------

1	4.73	4.73	13.72	54.88
2	1.278	1.278	9.99	39.96
3	1.257	1.257	9.99	39.96
4	1.259	1.259	9.99	39.96
5	1.237	1.237	9.99	39.96

그림 8은 표 3의 각 샘플에 대해 평균 최대변위 10.736과 평균변형률 42.944에 대한 하중을 나타내는 그래프이다.

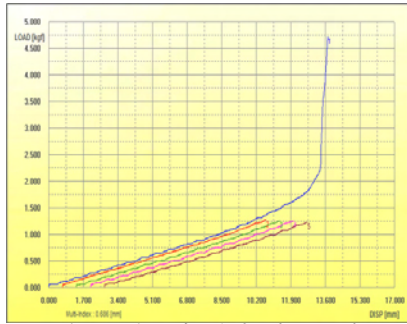


그림 8. 샘플에 대한 하중그래프

표 4는 불량발생확률 0%이고, 공정능력지수(Cpk) 모두 합격관정을 받은 4개 샘플에 대한 데이터를 나타낸다. 여기서 샘플의 하중그래프는 어느 정도에서 공통적으로 일정함을 나타낸다. Cp(process capability)는 공정능력을 나타내며, Cpk는 공정능력지수이다

표 4. 공정능력

구분	#1	#2	#3	#4
Cpk	1.82	1.82	1.80	1.81
Cpu	1.82	1.83	1.80	1.81
Cpl	1.82	1.82	1.80	1.81
Cp	1.82	1.82	1.80	1.81
최대값(Xmax)	13.999	26.030	3.560	8.140
최소값(Xmin)	13.971	25.970	3.510	8.110
평균(Average)	13.985	26.000	3.529	8.115
표준편차(σ)	0.0064	0.0183	0.0131	0.0065

그림 9는 표 4의 샘플 #1에 대한 데이터를 기초로 공정변동 도수 및 확률분포를 나타낸다.

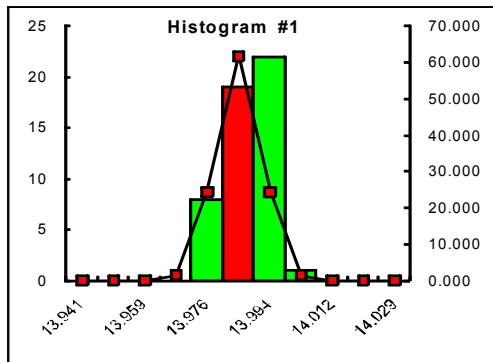


그림 9. 공정변동 도수 및 확률

IV. 결론

본 연구는 친환경 요소와 정밀도가 강화된 EURO5형 디젤엔진의 오버플로 밸브를 개발하고, IEEE802 통신 프로토콜 기반의 성능평가 시스템을 구현하였다. 시스템을 통해 개변압시스템의 평가기준 데이터를 획득함으로써 신뢰성을 확보한다. 특히 세계 자동차의 친환경 규격을 강화하고, 연비기능 향상을 요구하는 추세에 따라 오버플로 밸브를 개발한다. 따라서 엔진의 연료 주입시 안전성을 확보함은 물론, 성능평가 알고리즘을 개선하여 시스템의 신뢰성을 확보하였다.

References

- [1] Buomsik Shin, Myungseok Lyu, Kyuhoon Choi, "The Effect of Injection Pressure Variations by Using Common Rail on the Smoke and Fuel Consumption in a Small HSDI Diesel Engine," Fall conference proceeding, KSAE, pp.97-302, 2000
- [2] Sung Wook Park, Hyung Jun Kim, Chang Sik Lee, "Investigation of Atomization Characteristics and Prediction Accuracy of Hybrid Models for High-Speed Diesel Fuel Sprays," SAE 2003-01-1045, 2003.
- [3] J. S. Jang, Y. H. Yoon, "Analysis Model of CRDI Fuel Injection System," The Korean Society of Automotive Engineers(KSAE), Vol 17, No. 3, pp. 117 - 126, 2009. 05.
- [4] J. S. Lim, S. S. Oh, J. S. Chung, K. Y. Lee, M. H. Sunwoo, "Development of a Combustion Phase Indicator for Real-Time Combustion Control in CRDI Diesel Engines," Annual Conference and Exhibition Proceedings, pp.14 - 19, 2010.
- [5] D. H. Yoon, W. H. Han, "Check System of Overflow Valve", Patents : 10-2011xxxxx호, 2011.
- [6] C. Arcoumanis, S. T. Cho, M. Gavaises and H. S. Yi, "Spray and Combustion Development in a Four-Valve Optical DI Diesel Engine," SAE 2000-01-1184, 2000

라디오방송 주파수 관련 자동차 전자파방사 규격에 대한 연구

*안재성, 강진주, 김성범, 배중호, 이종현
교통안전공단 자동차안전연구원
e-mail : brake-an@ts2020.kr

A study on specifications of electromagnetic radiation from vehicles
concerning broadcast radio frequency

*Jaesung An, Jinju Kang, Sungbum Kim, Joongho Bae, Jonghyun Lee
KOTSA(Korea Transportation Safety Authority)
Korea Automobile Testing and Research Institute (KATRI) of KOTSA, 621-1 Samjon-ri,
Songsan-myun, Hwasung-si, Kyunggi-do 445-871, Korea

Abstract

Notwithstanding the measured values concerning narrowband electromagnetic radiation from vehicles excess the limits over all frequencies, the signal strength measured at the vehicle broadcast radio antenna is less than 20 dB μ V, then the vehicle shall be deemed to comply with the limits for narrowband emissions and no further testing will be required in Europe regulations ECE R 10. But narrowband disturbance sources are vehicle electronic components which include clocks, oscillators, digitals as well as broadcast radio. And this study indicate that narrowband electromagnetic specifications needed to be revised.

있다. 유럽법규 ECE R 10의 경우 최근 2011년 10월에 10.4로 개정되었으나 2012년 8월에 열린 GRE회의에서 또 다시 10.5로의 개정요구가 있을 정도로 기술발전에만 따른 법규의 개정필요가 대두되고 있는 실정이다. 저전압 제어 체계인 전자제어 시스템의 특성상 외부 노이즈에 취약하고 제어부에서 발생하는 Narrowband 발진 노이즈와 디지털노이즈가 전자화된 첨단 자동차에서 문제화 되고 있다. 이로 인해 문제화되고 있는 노이즈 특성을 고려한 법규개정 역시 필요해지고 있다. 따라서, 이와 관련한 이번 연구결과가 ECE R 10 및 국내 자동차안전기준 등의 개정시 기초자료로 활용되어질 수 있도록 하고자 한다.

I. 서론

디지털산업과 자동차의 급속한 발전으로 최근 개발되고 출시되는 전자장치들이 첨단화된 자동차에 장착되어 사용되어지고 있다. 이 때문에 과거에 규정된 전자파관련 법규들의 제·개정 또한 활발히 진행되어지고

II. 본론

2.1 Narrowband Emissions 평가 기준

유럽은 ECE 협정 가입국으로 하여금 ECE R10 기준을 만족하는 경우에만 자동차에 대한 승인을 인가하도록 하고 있기에 국내 자동차안전기준은 유럽 기준과 국제조화를 통해 국내산업의 경쟁력 강화와

안전도 향상을 도모하고 있다. 따라서 현재 국내 자동차안전기준은 유럽법규 ECE R10.3을 근간으로 개정되어 있기에 자동차의 Narrowband Emission 평가기준은 유럽법규와 동일하다.

전자파 방사시험에는 Narrowband 방사시험과 Broadband 방사시험으로 나누어진다.

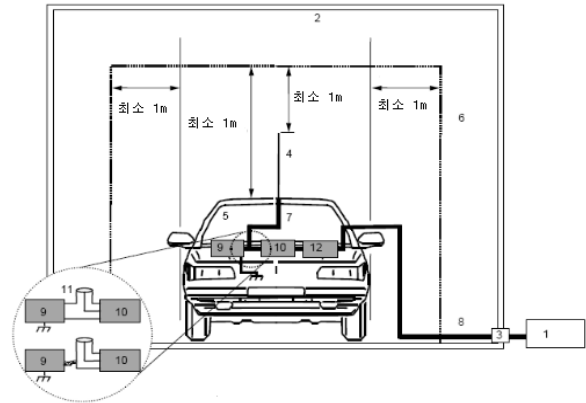
여기서는 Narrowband 방사시험에 대해서만 언급코자 하며 국내 자동차안전기준상의 Narrowband 방사시험은 다음과 같다.

2.1.1 시험조건

- 이그니션은 작동 상태이며, 원동기는 정지 상태이어야 한다.
- 자동차의 전자시스템은 자동차가 정지한 상태에서 정상 작동 상태이어야 한다.
- 9 kHz 이상의 내부 발진기 또는 반복적인 신호를 운전자나 승객이 지속적으로 작동할 수 있는 것은 정상적으로 동작하여야 한다.

2.1.2 시험 방법

- 10미터법 시험은 측정 공중선 높이는 자동차가 접한 바닥면으로부터 공중선 위상 중심까지 3.00±0.05미터로 하며, 3 미터법 시험은 1.80± 0.05미터로 한다.
- 수평거리는 10미터법 시험시에는 공중선의 끝 부분 또는 다른 적절한 부위로부터 자동차의 외부 차체 표면까지 10.0±0.2미터 유지하여야하며, 3미터법은 3.0±0.05미터로 한다.
- 공중선은 자동차 길이방향으로 원동기의 중앙을 기준으로 자동차의 왼쪽과 오른쪽에 위치하고, 각 측정 위치에서 공중선의 극성을 수평과 수직으로 변경하면서 시험을 실시하여야 한다.
- 측정 주파수 범위는 30~1,000 MHz로 전 범위에서 기준에 적합한지 여부를 시험하여야 한다. 주파수 범위를 14개 주파수 대역(30~34, 34~45, 45~60, 60~80, 80~100, 100~130, 130~170, 170~225, 225~300, 300~400, 400~525, 525~700, 700~850, 850~1,000 MHz)으로 나누어 각 대역별 최대 방사값을 해당 주파수 대역의 측정값으로 한다.
- 시험중에 기준을 초과할 경우에는 원인이 자동차에 의한 것인지 주위 잡음인지 확인하여야 한다.
- 그림 1과 같이 주파수 대역(76~108 MHz)에서 평균치 검파기를 이용해 자동차의 라디오 방송 안테나에서 방사값을 측정하여 신호 강도가 20 dBμV 미만인 경우에는 협대역 전자파 방사기준에 적합하다고 간주한다.



1. 측정 기기
2. 전자파 무반사실
3. 벨크레드 커넥터
4. 차량용 안테나
5. 시험 자동차
6. 흡수체
7. 안테나 동축 케이블
8. 차폐 케이블
9. 차량용 라디오
10. 임피던스 정합 장치(필요시 사용)
11. T 커넥터
12. AM 방송 접지 분리망(필요시 사용)

그림 1. 주파수 대역(76~108 MHz) 측정 구성도

2.1.2 측정장비

- 측정 장비는 국제 무선장해 특별 위원회의 규격 조건에 준하는 것을 사용 하여야 하며, 평균치 검파기를 사용한다.
- 측정값은 120 kHz 대역폭에서 매미터당 마이크로 볼트(μV/m) 단위로 기록한다.
- 시험 공중선은 기준 공중선(30 MHz에서 80 MHz 사이의 주파수에서는 80 MHz에 동조된 반파장 공진 다이폴 공중선을 말하며, 80 MHz 이상에서는 측정하고자하는 주파수에 동조된 반파장 공진 다이폴 공중선을 말한다)으로 표준화 되어 있는 공중선을 사용하여야 한다.

2.2 Narrowband 노이즈

Narrowband 노이즈와 Broadband 노이즈는 일반적으로 주파수 스펙트럼이 주파수 영역에서 넓게 분포되어 있는가 아니면 좁게 분포되어 있는가에 따라 구분된다.

Narrowband 노이즈는 주파수 성분이 단일하고 스펙트럼 성분의 넓어짐이 없기 때문에 시간축에서 관측하면 신호에너지는 단일 스펙트럼 에너지와 같게 된다. 그리고 Pulse성 신호와 달리 시간상 연속적으로 발생하므로 그 스펙트럼의 평균 에너지는 Broadband 노이즈 각각의 스펙트럼보다 높으며 일정하게 된다.

Narrowband 노이즈 Sources는 Clocks, Oscillators, Microprocessor 및 Ignition System의 Digital Logic 등이다.

Ⅲ. 시험결과 및 분석

2.2 Narrowband Test Equipments

- 전자파무반사실
- 규격 : 19m×10m×7m, 차폐능력 : 10kHz~40GHz

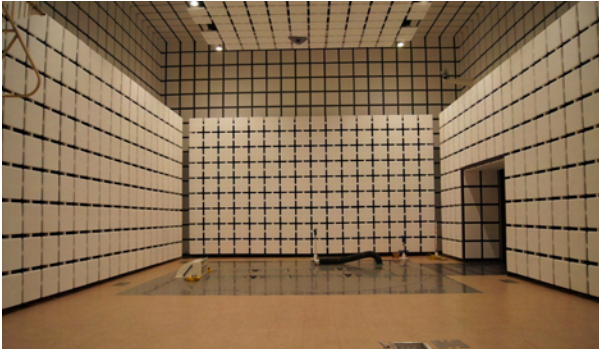


그림 2. 전자파 무반사실

- Narrowband 노이즈 측정 안테나
- 형식 : Hybrid log periodic antenna, HLP-3003C
- 주파수범위 : 30 MHz ~ 3 GHz

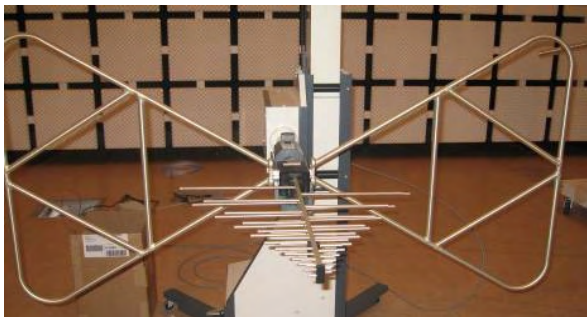


그림 3. HLP-3003C 안테나

- EMI Test Receiver
- 형식 : R&S ESU40
- 주파수범위 : 20 MHz ~ 40 GHz



그림 4. 전자파노이즈 측정용 Receiver



그림 5. 모니터링 및 제어시스템

2.3 Narrowband 노이즈 측정결과

각종 시험자동차에 대한 Narrowband 노이즈 시험 결과로 다음과 같은 결과를 확인할 수 있다.

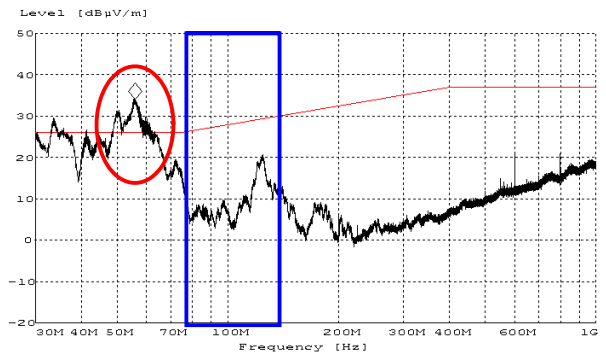


그림 6. 대형버스A의 노이즈 측정결과

그림6은 대형버스에 대한 30MHz~1GHz 주파수범위에서 Average 검파기로 시험한 결과로 라디오방송 주파수 대역(76~108 MHz)이외의 주파수 영역에서 전자파 노이즈가 규정치를 초과하는 것을 확인할 수 있다.

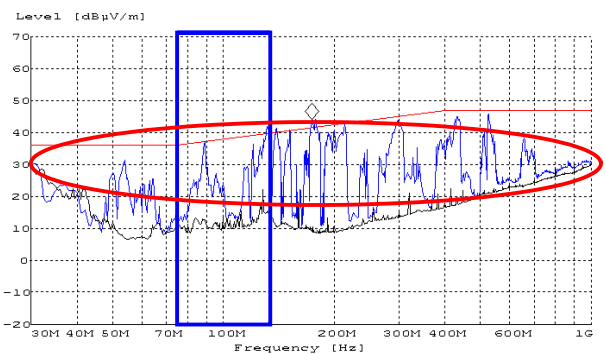


그림 7. 첨단자동차B의 노이즈 측정결과

그림7은 첨단자동차에 대한 측정결과이며 Narrowband 노이즈가 전 구간의 주파수 영역에서 발생하고 있는 것을 볼 수 있다.

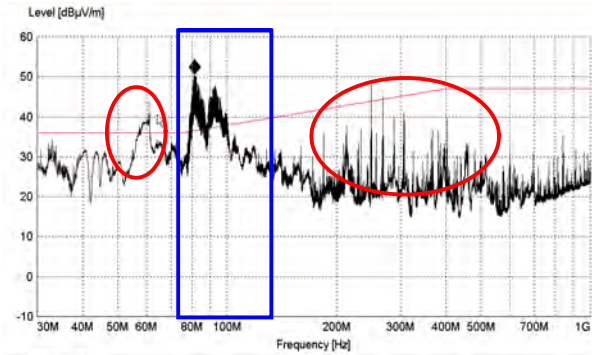


그림 8. 첩단 대형버스C의 노이즈 측정결과

그림8은 첩단 대형버스의 노이즈를 측정한 결과 그림에서 확인할 수 있듯이 Narrowband 노이즈가 RFI 범위에 한정되어 있지 않음을 확인할 수 있다.

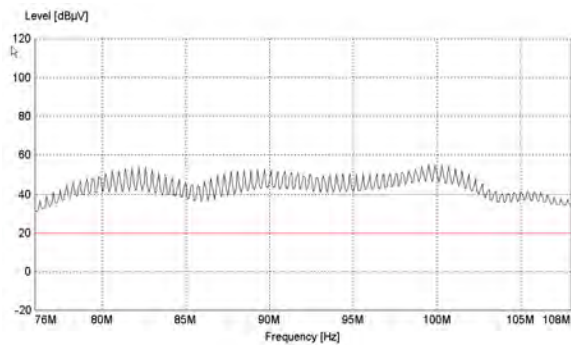


그림 9. 첩단 대형버스C의 RFI 측정결과

그림9는 그림8과 같은 시험품인 첩단 대형버스에 대한 Average Detector에 의한 RFI 측정결과를 나타내었다. 결과는 규정치를 초과하고 있는 모습이다.

IV. 결론

지금까지 연구결과를 토대로 Narrowband 노이즈가 방송주파수 대역 이외의 범위에서도 많이 검출되고 있음을 확인할 수 있었다. 특히, 첩단자동차의 경우 일수록 첩단전자장치로 인해 전 주파수 대역에서 방사가 이루어지고 있다. 하지만, 현행 유럽법규 및 국내 자동차안전기준에서는 방송주파수대역인 76~108 MHz에서 RFI시험이 규정치를 만족할 경우 타 주파수대역에서의 결과와는 무관하게 적합으로 인정되고 있다. 이는 차량으로부터 발생하는 전자파로 인해 해당차량 및 인접차량 등에 악영향을 미칠 수 있는 소지가 다분하여 전자파방사시험의 본래의 취지에도 부합되지 않는다. 따라서, 첩단기술의 발전으로 인한 자동차의 변화에 따라 자동차의 전자파적합성

규정이 개정되어야 하며 본 연구가 여기에 기초자료로 사용되기를 바란다.

참고문헌

- [1] IEC, CISPR 12 Ed. 5 "Vehicle, boats, and internal combustion engine driven devices - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of receivers except those installed in the vehicle/boat/device itself or in adjacent vehicles/boats/devices", 2001
- [2] IEC, CISPR 25 Ed. 3 "Vehicle, boats, and internal combustion engines - Radio disturbance characteristic - Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers", 2000
- [3] SAE J551/2 "The limit and methods of measurement of radio disturbance characteristics of vehicles, Motor boat and spark-ignited engine driven devices", 1994
- [4] 김동일, "Electromagnetic compatability countermeasures & measuring techniques", 2008
- [5] 신태정, "방사성 장애 전자파의 측정 및 분석", 1991
- [6] 양승완, "자동차 EMC 시험규격 개요", 1998

친환경자동차 구동용 고전압 배터리 및 전력변환기 EMC 저감기술 연구

*권혁수, 김미로, 안병재
현대모비스

e-mail : k2kweon@mobis.co.kr, mrkim@mobis.co.kr, bjahn@mobis.co.kr

A study on EMC reduction techniques of high voltage battery and power
conveter for driving system of green car

*Hyck-Su Kweon, Mi-Ro Kim, Byung-Jae Ahn
Hyundai Mobis

Abstract

Analytical study of EMI(Electro-Magnetic Interference) noise of Green Car Motor Driving system, especially common mode currents and radiations, was performed. In general, electromagnetic interference noise sources are generated from voltage fluctuations at time and common mode currents which flow into the ground. The analytical method was proposed to predict common mode currents occurred in electric drive systems. The result of this study showed that electric noise induced by parasitic RLC was significantly important. So, by combining the battery circuit model, inverter, motor, and power bus bar equivalent circuit model, the motor driving system can be simulated and analyzed for the conducted emission noise that flowing into the battery. Effectiveness of these proposed prediction method of EMI noise was checked from real simulations.

I. 서론

친환경자동차는 기존의 내연기관 자동차와 다르게 수

많은 고전력/고전압 부품이 적용되기에 특히 전자기파 양립성(EMC) 문제가 이슈가 되고 있으며 이에 대한 근본적인 대책기술이 필요하다. 본 연구에서는 핵심적인 친환경자동차 구동부품인 배터리, 인버터 및 모터 각 단품의 EMC 예측을 위한 수치적 해석모델을 연구하고 각 단품의 해석모델을 통합 연계한 시스템 레벨의 EMC 예측 기술을 개발하였다.

2000년을 전후로 하여 등가회로를 이용한 배터리 성능 예측기술에 대한 연구[1],[2],[3]가 활발히 이루어졌으나 이는 대부분 전기적 특성을 이용한 배터리 성능 예측기술이었으며 최근 들어서도 주로 전기화학 반응식을 고려한 열적 성능 예측모델의 개발이 대부분으로 본격적인 전자기파 성능 예측을 목적으로 한 연구사례는 없었다. 본 연구에서는 다양한 문헌 조사를 통하여 배터리 전자기파 성능 예측을 목적으로 하는 등가회로 모델 개발을 추진하였으며 전기화학적분광법(EIS)을 적용하여 기본 개념을 정립하고 실제 측정평가 결과와의 비교를 통하여 효율적인 배터리 셀 전자기파 노이즈 예측기법을 개발하였다.

전력변환기의 실제 동작환경을 모사하기 위해서는 전력반도체(IGBT)소자 및 버스바와 같은 내부 회로부의 기생성분을 추출하여 해석 모델에 적용해야 하며 특히 3차원 형상효과가 중요한 부품들에 대해서는 3차원 해석모델을 회로 해석 모델에 연계하는 해석기법이 필요하다. 본 연구에서는 전력변환기 등가회로 모델과 3차

원 형상 모델의 실시간 연계해석을 위하여 상용 SW의 플랫폼을 사용하였으며 그 유용성 확인을 통하여 3차원 형상 기인 기생성분을 실시간으로 고려하는 인버터 시스템 해석 기법을 정립하였다.

II. 해석 모델 연구

2.1 인버터 회로 모델

인버터의 정의는 DC의 전력을 AC의 전력으로 바꾸는 전력변환장치를 총칭한다. 그러나 친환경 자동차용 인버터는 단순히 DC를 AC로 바꾸는 것 이외에 차량의 속도, 토크, 시스템 제어뿐만 아니라 차량 안전을 위한 진단 기능도 담당해야 한다.

인버터는 PWM(Pulse Width Modulation)의 제어를 통하여 구동 모터의 속도를 원활하게 제어할 수 있다[4]. 구조적으로 인버터는 방열판 역할을 하는 금속으로 둘러싸여 있고 이것은 하나의 모듈로 되어 있으며 모터와 인버터 사이는 케이블로 연결되어 있다. 인버터를 효과적으로 분석하기 위해서는 먼저 회로를 단순화하여 접근하는 것이 필요하며, 또한 인버터의 차동 모드(Differential mode)와 공통 모드(Common mode)를 각각 따로 분석하는 것이 일반적이다[5]. 인버터 주변의 회로에서 방열판 접지, 디커플링 캐패시터 기생 성분, DC-링크에 연결된 DC 초크 또한 고주파 노이즈에 큰 영향을 미치므로 이러한 요소들도 집중 소자(Lumped element)로 모델링하여 함께 해석해야 한다.

2.2 기생성분 추출

저항(Resistors), 캐패시터(Capacitor), 버스바(Bus-bar), 모터 등의 기생성분은 EMI와 밀접한 관계가 있기에 친환경 자동차 구동 시스템의 EMI 해석을 위해서는 반드시 고려되어야 한다. 인버터 스위칭 제어에서 높은 dv/dt나 di/dt는 전도성 노이즈에 큰 영향을 미치고 이러한 높은 dv/dt나 di/dt는 기생소자에 의한 노이즈를 증가시킨다[6]. 실제 모터가 구동되는 시스템에서 EMI 노이즈를 예측하기는 쉽지 않은데 이는 전기기기의 모든 기생성분들을 찾고 회로 시뮬레이터 내에서 정확한 위치에 적절한 값으로 적용하는 것이 어렵기 때문이다. 따라서 시스템 내에서 고주파에 의해서 큰 영향을 미치는 주요 기생 성분만을 추출하여 EMI 노이즈 예측 모델을 구성하는 것이 효과적인 방법이라고 판단된다. 소자의 특성, 구조 및 구성 요소와 위치가 주어지면 고주파 기생성분과 같은 소자의 전기적 파라미터를 추출하는 것이 가능하다.

전력을 공급하는 버스바는 인버터 모듈 내부에서 구

리 라인으로 형성되어 있으며, 배터리에서 인버터까지 연결된 부분에서 저항(R), 인덕턴스(L), 캐패시턴스(C) 요소 중 고주파에서 영향을 미치는 DC 초크는 배터리의 +단과 인버터 DC+단 사이에 위치해 있다. IGBT 파워 모듈은 구리, 알루미늄, 스테인레스 스틸 그리고 유전체(Dielectric)로 구성되어 있는데 이러한 버스바, IGBT 파워 모듈과 같은 복잡한 구조에서 기생성분을 추출 방법으로는 FEM(Finite Element Method)을 사용한다.

본 연구에서 사용한 Ansys사의 Q3D Extractor는 3차원 공간에서 구조물 또는 구조물 간의 R, L, C 값을 추출해 낼 수 있으며 전류 분포를 확인 할 수 있다[5], [6]. 추출된 R, L, C 값들은 회로 시뮬레이터 내의 인버터 등가회로 모델에 입력되며 본 논문에서는 3차원 해석 모델을 다이나믹 링크로 Ansys사의 Simplorer에 직접 연결하는 방식을 적용하였다.

2.3 리튬이온 배터리 모델

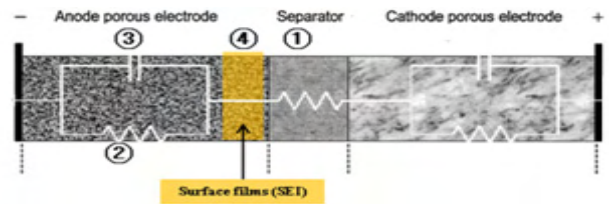


그림 1. 리튬이온 전지와 등가회로

그림 1은 리튬이온 전지의 내부를 등가회로(Equivalent Circuit)로 표현한 것이다. 용해저항, 전해액, 다공성 분리막은 하나의 직렬 저항(①)으로 간소화할 수 있으며 이온화 손실 저항(②)과 이중층 커패시턴스(③)의 병렬연결로 회로 구성이 가능하다.

No.	구성 요소	설명
1	용해저항 (Solution resistance), 전해액(Electrolyte), 다공성 분리막 (Porous separator)	리튬이온 전지의 직렬저항으로 순수 저항인 실수 성분으로 나타냄. 회로에서 Rs로 표현.
2	이온화 손실 저항 (Charge transfer resistance)	이온화의 운동 반응성 속도/크기를 나타냄. 이 저항 값이 클수록 반응성이 느리게 나타남. 회로에서 Rct로 표현.
3	이중층 커패시턴스 (Double layer capacitance)	전극과 전해액 사이에 인슐레이터가 형성되어 있는 지점에 존재. 이중층 커패시턴스는 Helmholtz Layer와 Diffuse Layer 구간으로 구성되어 있으며 직렬로 연결. 회로에서 Cct로 표현.
4	Surface films (SEI:Solid Electrolyte Interface)	리튬이온과 같은 2차 전지에서 안전성과 관계됨. 셀의 운전 사이클 횟수가 증가하면 SEI 층이 두꺼워지고 내부 임피던스가 증가됨. 회로에서 Cf,Rf로 표현.

표 1. 리튬이온 전지의 내부구성 요소

임피던스(Impedance)란 전기회로에서 전류의 이동에 방해가 되는 저항과 캐패시턴스 그리고 인덕턴스로 구성되는 복합저항이다. 이들 중에 캐패시터와 인덕터는 직류와 교류에 따라서 반응이 다르게 나타난다.

임피던스를 일반적인 전기화학 연구에 적용하기 시작한 것은 비교적 최근의 동향으로 직접 측정하여 전기 회로에 적용하는 방법은 부식, 피막 또는 전지반응 연구에 특히 유용하다. 요즘엔 많은 분광학적 방법들이 개발되어 임피던스 측정법과 함께 적용됨으로써 많은 정보를 쉽게 얻을 수 있게 되었다.

일반적으로 전지는 복잡한 화학 반응을 고려해야 하나 본 연구에서는 이를 간소화한 전기화학적 임피던스 (EIS)라는 개념을 가지고 접근하였다. 임피던스 등가회로는 기본적으로 전해질 용액자체의 저항(R_s), 전하 반응에 관련된 저항(R_{ct}) 그리고 이중층에 관련된 축전기(C_{dl})의 파라미터로 구성될 수 있으며 그림 2.와 같이 나타낼 수 있다. 임피던스 등가회로는 간단한 전하전이만 일어나는 전기화학 반응계의 경우 측정결과를 매우 잘 모사한다.

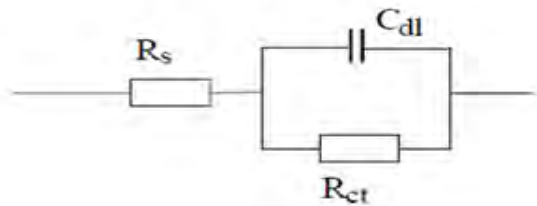


그림 2. 임피던스를 고려한 전지의 등가회로 모델

임피던스 등가모델과 OCV 모델을 결합하여 통합 시뮬레이션모델을 구현하였다. 그림 3.에 보는 것과 같이 통합 해석모델은 직렬저항 하나와 RC 병렬이 3개로 이루어져 있으며 OCV의 특성을 나타내는 전압원(E)이 연결되어 있다. R, C 파라미터 값은 상수가 아니며 SOC(State of Charge)나 DOD(Depth of Discharge)에 의존하는 변수로 각각의 값들을 SOC 또는 DOD의 함수로 정의해야 한다. 본 연구에서는 수치적 표현이 효율적인 DOD의 변수를 사용하였고 다항식으로 변환하여 적용하였다.

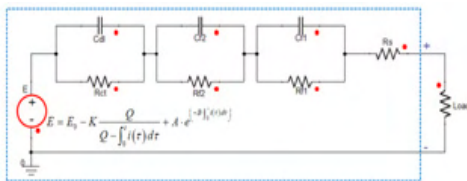


그림 3. 등가회로 모델과 OCV 모델을 결합한 모델

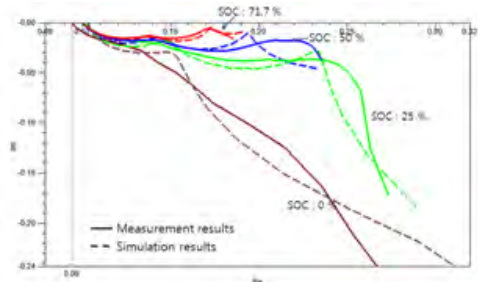


그림 4. 측정결과와 시뮬레이션결과 비교

2.4 구동용 모터 모델

IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor) 전동기는 제어가 용이하고 긴 수명과 넓은 속도 영역에서 운전이 가능한 장점으로 인하여 가변속 구동장치로서 많이 이용되고 있다. 본 시뮬레이션에서는 모터의 기본 형상이나 정수에 대한 정보를 Ansys사의RMxpert를 이용하여 비선형특성이 고려된 모델로 작성을 하였다. RMxpert에 의해 작성된 모델은 저항이나 인덕턴스, 기전력을 나타낸 전압원으로 구성되며 Simplorer 해석모델에 직접적으로 연결된다.

III. 시뮬레이션 분석

그림 5.와 같이 실질적인 인버터 EMI 예측을 위하여 인버터 등가회로 모델에 3차원 형상의 IGBT파워모듈과 버스바 모델을 연계하고 리튬이온 배터리 등가회로 모델을 통합한 해석모델을 작성하여 분석해석을 수행하였다.

모든 해석 모델은 ANSYS사의 모듈로 작성되었으며 인버터와 리튬이온 배터리 등가회로 모델은 Simplorer, 3차원 IGBT파워모듈과 버스바 모델은 Q3D 그리고 모터 모델은 Maxwell2D를 사용하였다.

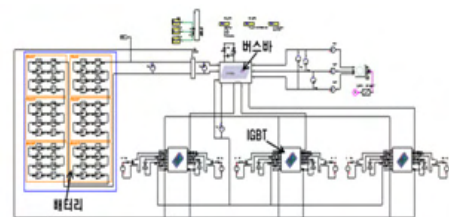
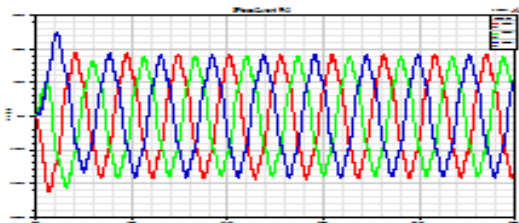


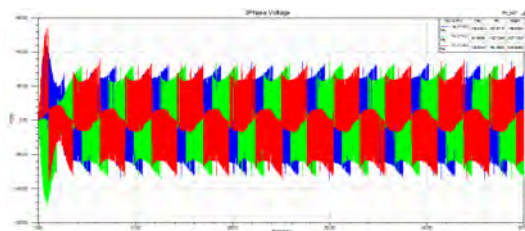
그림 5. 모터 구동 시스템

그림 6.은 본 해석모델을 적용하여 계산한 결과를 정리한 것으로 모터에 입력되는 3상 전압, 전류파형을 확인할 수 있다. 본 해석에서는 배터리 해석모델을 연계하여 이상적인 전압이 아닌 실질적인 인버터 입력전압이 고려되었다. 구동 시스템 해석 수행 시 기생성분

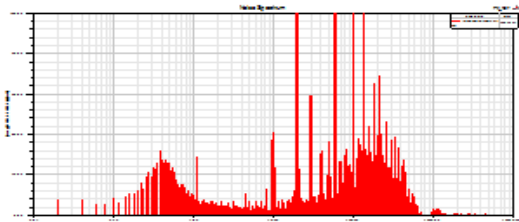
을 포함한 3차원 해석모델을 통하여 전압과 전류변화에 의한 EMI 노이즈 원을 예측할 수 있다. 그림 6.(C)의 스펙트럼 결과를 분석해 보면 인버터의 동작 주파수인 10kHz를 fundamental frequency로 하여 그 하모닉스 성분들이 나타나는 것을 알 수 있다.



a. 모터 입력 전압 파형



b. 모터 입력 전류 파형



c. 주파수 스펙트럼

그림 6. 구동 시스템 모델 해석 결과

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 친환경자동차의 구동시스템에서 발생할 수 있는 전도 및 방사 노이즈를 분석하고 예측할 수 있는 해석 기법에 대하여 연구해 보았다. 이를 위하여 인버터의 전기적 등가회로 모델을 작성하고 IGBT의 동작원리를 분석하였으며 버스바와 IGBT의 기생 성분 추출을 위하여 3차원 해석기법을 정립하였다. 또한 리튬이온 배터리의 전기적 등가회로 모델을 추가한 전체 구동시스템 해석 프로세스를 구축하였다.

특히 국내외 연구사례가 없는 배터리의 전자기파 성능 해석모델을 개발하여 이상전압이 아닌 배터리의 캐패시터 특성까지 고려된 실질적인 전압이 인버터에 입력되어 해석신뢰도 향상에 큰 도움이 될 것으로 분석되며 본 모델에서 배제된 Warburg 임피던스까지 고려하여 열적인 부분까지 예측이 가능한 모델이 확보되면 해석기술의 완성도는 더욱 높아질 것으로 기대된다.

또한 실제 배터리 3차원 형상 모델의 전자기장 해석

을 통하여 레이아웃 설계 가이드를 제공 할 수 있다.

본 논문에서 사용된 해석모델 보완을 위하여 인버터 해석모델에 대용량 캐패시터와 고전압 케이블을 추가하는 모델링 개선 연구가 필요하며 현재 모델링 개선 연구가 완료되어 추가 해석을 진행하고 있다. 모터 모델은 2D 모델이 사용 되었으나 3상 입력에 대한 모터의 정확한 특성을 분석하기 위해서는 3D 모터해석 모델이 필요하며 모델링에 대한 연구가 진행되고 있다.

본 연구를 통하여 국내외 개발 사례가 없는 배터리, 인버터 및 모터 각 단품 뿐만 아니라 시스템 레벨의 EMC 예측 기술을 개발하였으며 이러한 친환경 구동 시스템 전자기파 성능 예측 기술 확보를 통한 개발비용 저감 효과는 매우 클 것으로 기대된다.

참고문헌

- [1] Mark W. Verbrugge, Robert S. Conell, "Electrochemical and Thermal Characterization of Battery Modules Commensurate with Electric Vehicle Integration", Journal of The Electrochemical Society, 149(1) A45-A53, 2002.
- [2] S. Buller, M. Thele, R. W. De Doncker, "Impedance-Based Simulation Models of Supercapacitors and Li-Ion Batteries for Power Electronic Applications", IEEE 0-7803-7883-0, 2003.
- [3] Bor Yann Liaw, Ganesan Nagasubramanian, Rudolph G. Jungst and Daniel H. Doughty, "Modeling of Lithium ion Cells - A Simple Equivalent-circuit Model Approach", Journal of Solid State Ionics 175, 835-839, 2004.
- [4] G. L. Skibinski, R. J. Kerkman, and D. Schlegel "EMI emissions of modern PWM AC drives", Industry Applications Magazine, IEEE, 47-80,1999.
- [5] Jih-Sheng Lai, Xudong Huang, E. Pepa, Shaotang Chen, and T. W. Nehl, "Inverter EMI modeling and simulation methodologies", Industrial Electronics, IEEE Transactions, vol. 53, issue 3, 736-744, Jun. 2006.
- [6] S. Chen, T. W. Nehl, X. Huang, E. Pepa, R. De-Doncker, and I. Voss, "Towards EMI prediction of a PM motor drive for automotive applications", in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf., Miami, FL, 14-22, Feb. 2003.

전장품 모듈레벨 EMC 최적화 기술 연구

*김태호, 김미로, 안병재
현대모비스

e-mail : kth1016@mobis.co.kr, mrkim@mobis.co.kr, bjahn@mobis.co.kr

Study of EMC Optinization Technology of Automotive electronic components

*Tae-Ho Kim, Mi-Ro Kim, Byung-Jae Ahn
Hyundai Mobis

Abstract

As more vehicles become equipped with advanced electronic control systems, more consideration is needed with regards to automotive safety issues related to the effects of electromagnetic waves. Unnecessary electromagnetic waves from the antenna, electricity and other electronic devices can cause problems with the performance of automotive components, and with automotive safety. As a research for usual noise problem, PI(Power Integrity) or SI(Signal Integrity) analysis has been progressed a lot lately, however these analyses have stayed PCB level. Theses analysis methods are very different form EMC RE TEST circumstances therefore its results are a lot different from measured value. This paper proposes EMC optimization technology for analysis method closed to fundamental EMC circumstances. If module level EMC analysis which is proposed in this study can be applied to all automotive electronics systems, the inflow of unexpected EMC noise will be prevented.

I. 서론

최근 지능형 및 능동형 자동차의 개발로 인한 전장품들의 증가는 전장품 서로 간의 전자기파 장애를 발생 시키므로 조기 성능 확보를 위한 다양한 EMC 문제 해결 방안이 요구되고 있다. 또한 하이브리드 및 전기 자동차 등은 내부의 전장 모듈이 다양화되고 있기에 전자기파 전도 및 방사 노이즈로 인한 시스템 내부의 문제가 증가하고 있다. 이러한 전자기파 노이즈의 전달을 최소화시키기 위해 PCB 등의 노이즈 소스로부터 EMC에 취약한 수신부의 격리가 필요하며 이러한 노이즈의 격리 이외에도 고속통신에 의한 노이즈 신호를 줄이기 위하여 적절한 그라운드 기법 및 노이즈 차폐를 위한 설딩 기법들이 필요하다. 모든 전장품은 EMC 평가 시 PCB와 케이블을 포함한 모듈 단위로 전도 및 방사 노이즈를 측정하기 때문에 실제 EMC 평가 환경과 유사한 조건의 모듈 레벨 예측 해석 기법이 요구된다. 본 논문에서는 실제 차량용 PGS(Parking Guide System)을 대상으로 하였으며, 자동차 시스템에서 발생하는 전장품 모듈의 노이즈 원인 및 특성을 분석하고 모듈의 EMC차단을 위한 방안에 대해 도출하였다. 본 논문은 다음과 같이 구성된다. 2.1절에는 본 논문에서 소개한 PGS 시스템의 노이즈 소스를 정의하기 위

하여 PCB 레벨에서의 EMC 특성분석에 대해서 설명하였고, 2.2와 2.3절에는 분석한 Near-Field등의 인자를 토대로 쉴드캔 영향 분석 및 모듈 전체의 EMC 특성 예측 기법에 대해서 기술하였다. 본 연구에서 해석 Solver 로는 3차원 범용 SW인 CST MWS를 사용하였다.

II. 본 론

실제 차량용 PGS(Parking Guide System)를 대상으로 자동차 전장품 모듈의 노이즈 원인 및 특성을 분석하고 EMC 차단을 위한 방안에 대해 도출하였다.

2.1 PCB 레벨 EMC 특성 분석

PGS 시스템의 EMC 특성을 예측하기 위한 첫 번째 단계로써 시스템내부의 노이즈 원을 분석하기 위하여 Near-Field 스캐너와 Network Analyzer를 이용하여 PCB내의 노이즈 소스의 위치 및 크기를 파악하였다. 또한 그 결과값을 이용하여 PGS PCB에서 발생하는 주요 노이즈 원에 대하여 분석하였다. PCB 레벨에서 발생하는 Near-Field 노이즈는 주변 그라운드와 배선 등을 고려하여 분석하여야 한다. 또한 이렇게 분석한 Near-Field 노이즈는 모듈 레벨을 비롯하여 시스템 레벨에서의 EMC 분석을 위한 노이즈 소스로 이용되기 때문에 철저한 이해가 수반되어야 한다. 그림 1은 전장품 모듈의 하나인 PGS 보드로 EMC스캐너를 이용하여 전체를 측정된 뒤 주요 노이즈 소스를 찾아낸다. 이때 특히 중요한 것은 주요 IC들이나 각 IC들간의 통신 Critical Net 들을 정의하여 전체 시스템이 어떻게 동작되는지를 파악하는 것이다.

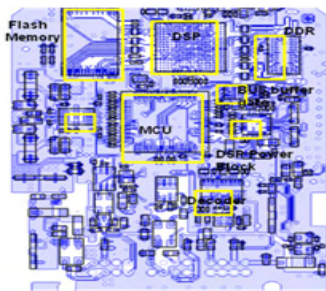
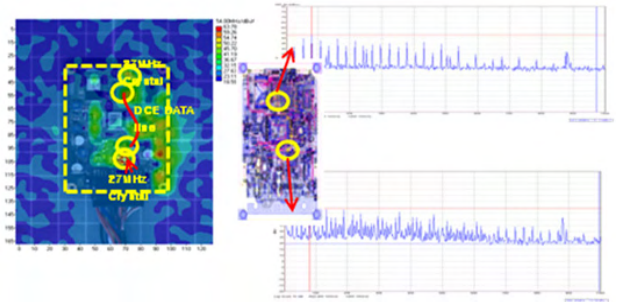


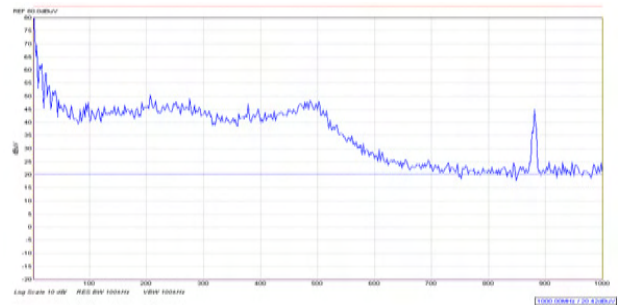
그림 1. PGS PCB 내 주요 부품 배치

일반적으로 EMC 스캐너에서 측정된 노이즈 소스는 주요 IC들에서 방사되는 내부 노이즈, 전원단에서 나오는 전원 노이즈, 외부영향에 의한 외부 노이즈로 구분된다. 내부 노이즈 원으로는 발진 소자인 8MHz, 27MHz Crystal Oscillator의 체배 주파수 성분과 모든

주파수대역에서 전체적으로 높은 레벨 특성을 보이는 전원 노이즈 성분 및 주요 IC들에서 나오는 동작 주파수 성분들이 있다. 그림 2와 같이 측정된 Oscillator 주파수 성분은 짝수 체배 하모닉 특성을 보였으며 중요 Critical Net으로 판단되는 Decoder IC Data에서 27MHz 하모닉 성분이 측정되었다.



< Decoder IC DATA 27MHz 하모닉 성분 >



< 파워 노이즈 성분 >

그림 2. PCB 내부 노이즈 원

EMC 스캐너의 측정은 외부 전자파가 완전히 차단된 전파 무향실내에서 진행이 되어야 하지만 본 측정에서는 측정 여건상 일반 실험실내에서 측정이 진행되었다. 이 때문에 PCB의 동작 여부와 상관없이 주변 환경에 의한 노이즈가 발생하였는데 이는 소스 정의 시 배제하였다. 측정된 PGS PCB에서 방사되는 고주파 노이즈는 288MHz, 416MHz, 432MHz, 640MHz, 729MHz 대역이었으며 일반적으로 이 주파수 대역에서의 전계 강도 값을 등가 모델로 계산하여 Near-Field Source로 해석 수행 시 인가를 한다.

2.2 쉴드 캔을 고려한 EMC 특성 분석

PGS시스템은 그림 3과 같이 PCB가 쉴드캔으로 덮여 있는 구조로써 플라스틱 재질의 하우징보다 PCB내 쉴드캔이 EMC에 더욱 많은 영향을 미칠 것으로 판단된다.

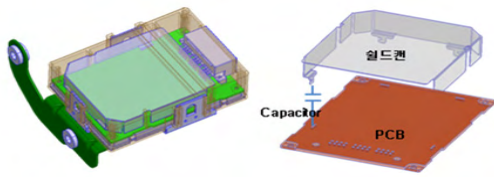


그림 3. PGS 내부 PCB와 셴드캔 구조

내부 구조를 보면 PCB와 셴드캔은 커패시터로 연결되어 있으며 PCB 내부에서 발생하는 노이즈 원을 셴드캔을 이용하여 차폐시키는 역할을 하고 있다. 따라서 셴드캔의 형상이나 셴드캔과 PCB 접지면사이의 커패시터 용량 값 등에 의하여 모듈에서 방사되는 노이즈 레벨 및 주파수 대역이 변경된다. 먼저 셴드캔에 따른 그라운드 효과를 알아보기 위하여 PCB와 셴드캔이 쇼트된 상태에서 시뮬레이션을 진행한 결과 294MHz, 393MHz, 624MHz, 771MHz 대역에서 EMI에 영향을 줄 수 있는 고 임피던스 공진이 예측되었다. 본 분석은 셴드캔과 PCB그라운드 사이의 영향 파악 일환으로 수행하였으며 모듈 커버와 그라운드 사이의 공진점을 확인하는 것이 주요 목적이기에 해석 시간 등을 고려하여 PCB내 모든 소자들은 배제하고 시뮬레이션을 진행하였으며 이로 인하여 실제 PCB의 복사방출(RE, Radiated Emission) 측정값과는 차이가 있다. PGS PCB에는 PCB 하부면에 셴드캔과 PCB를 연결시켜 주는 홀이 있으며 이것은 커패시터에 의해서 연결된다. 이 커패시터의 적절한 위치와 용량값에 의하여 PGS 모듈의 공진점이 이동되고 복사방출 스펙을 만족시키게 된다. 본 연구에서는 4곳의 커패시터 자리에 각각 쇼트(0ohm), 0.2pF, 2pF, 20pF, 2nF, 2uF를 연결하여 Z11 결과를 분석하였다. 그림 4는 커패시터 용량값에 따른 셴드캔과 PCB 간의 그라운드 효과 결과값(Z11)이다.

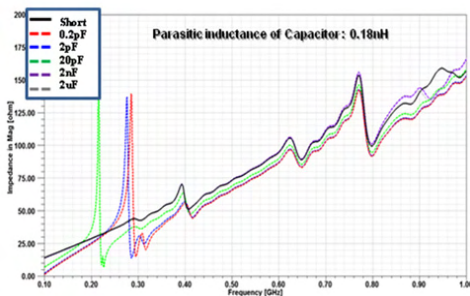


그림 4. 캐패시터 용량에 따른 그라운드 효과 분석

커패시터 용량값이 20pF 이상 일 경우 고주파 대역에서 임피던스 레벨이 낮아지는 그라운드 개선 효과를

보였으나 300MHz 대역 이하에서는 오픈 공진이 발생하는 것을 볼 수 있다. 커패시터 용량값이 2uF 이하 일 경우 고주파 대역에서 전반적으로 임피던스 레벨이 가장 낮으며 저주파 대역에서도 공진점이 없는 안정된 특성을 보였다. 본 PGS 시스템의 셴드캔에는 2uF 이하의 값을 사용하는 것이 바람직하다.

2.3 모듈 레벨 EMC 특성 분석

전체 모듈의 EMC 특성을 분석하기 위해서는 PCB에서 방사되는 노이즈 소스를 파악한 후 그 값을 이용하여 셴드캔 및 하우징 상태를 고려한 모듈 레벨 시뮬레이션을 수행해야 한다. 또한 케이블을 모델링하여 시뮬레이션에 적용하면 더욱 정확한 분석이 가능할 것이다. 그림 5에는 모듈 레벨 EMC 특성 분석에 대한 개요를 간략하게 설명하였다.

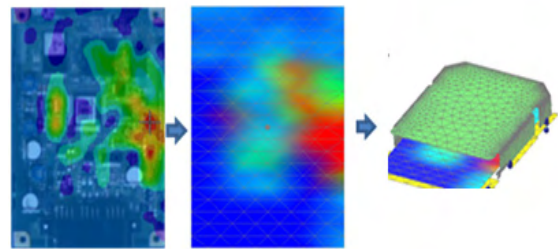


그림 5. 모듈 레벨 EMC 특성 분석 기법 개요

노이즈 소스를 해석모델에 인가하는 방법으로는 노이즈 신호를 직접 인가하는 방식이 당사 기본 프로세스이나 본 연구에서는 앞서 분석한 PCB내 Near-Field 값을 이용하여 시뮬레이션을 진행하였다.

그림 6은 PGS 모듈의 Near-Field 예측 해석 결과이다. 첫 번째 그림은 PGS 모듈의 해석모델을 측정위치에서 바라본 형상모델이며 두 번째는 셴드캔이 없는 경우, 세 번째는 셴드캔과 PCB그라운드가 쇼트인 경우 그리고 마지막 그림은 샤시 그라운드를 연결한 경우의 결과값이다. Near-Field 예측 결과를 보면 셴드캔이 없는 경우에 PGS 모듈 전반에 높은 노이즈 레벨이 나타나는 것을 볼 수 있으며 셴드캔과 PCB 그라운드를 쇼트 시킨 경우는 셴드캔이 있는 가운데 영역에서 노이즈 레벨이 저감된 것을 확인할 수 있다. 마지막으로 PCB 그라운드와 샤시 그라운드를 연결하였을 경우 셴드캔이 있는 영역을 포함한 모듈 주변은 물론 전 영역에서 매우 낮은 노이즈 레벨이 나타나는 것을 확인할 수 있다. 본 해석의 결과값은 모듈에서 방사되는 노이즈 레벨의 상대값을 의미한다.

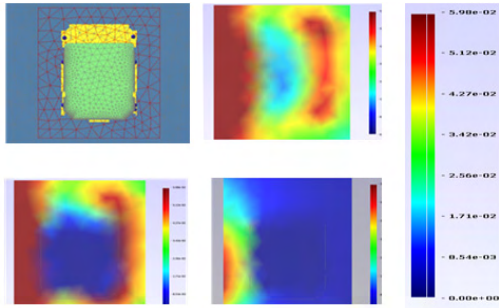


그림 6. Near-Field(Top View) 결과

그림 7은 PGS 모듈의 Far-Field 예측 해석 결과를 보여준다. 쉴드캔이 없을 때와 쉴드캔과 PCB 그라운드 가 쇼트되었을 경우를 비교해 보면 그라운드가 쇼트되었을 경우가 노이즈 방사량이 소폭 저감되거나 유사한 수준을 나타내고 있다. 샤시 그라운드를 연결한 경우는 그라운드가 있는 방향으로 방사는 전혀 되지 않을 뿐만 아니라 위쪽 방향으로 크게 줄어드는 것을 확인할 수 있다.

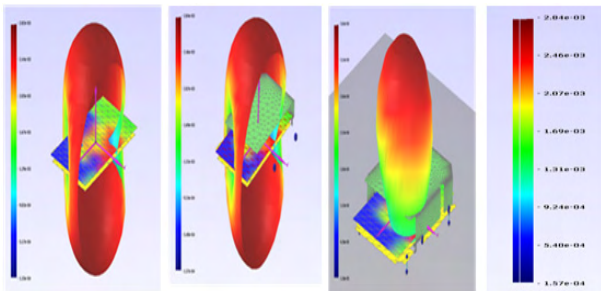


그림 7. Far-Field(Top View) 결과

결국 Near-Field, Far-Field 모두 동일하게 쉴드캔이 없는 경우가 가장 노이즈 레벨이 높았으며 PCB 그라운드와 샤시 그라운드를 연결하였을 경우가 가장 안정된 결과를 보였다. 여전히 모든 소자들을 실장한 해석 모델은 해석 시간 제약으로 쉽게 접근하기 어려운 면이 있으나 상기와 같은 분석 해석을 통해서도 충분히 실제 EMC 성능 개선 효과가 있었다. 현재 연구 중인 노이즈 소스 입력방법 효율화를 통하여 전체 소자가 작동될 때의 방사성능을 예측하는 정도 높은 해석기법 정착이 가능할 것이다.

III. 결론

전장품과 같이 고주파 대역에서 동작을 하는 시스템은 주파수에 따라 차폐 특성이 달라지고 구조에 따라 효과도 달라지는데 기존 노이즈 대책 방법에서는 설계단계에서 사전 검증 없이 주로 측정평가 후 문제를 디버깅하는 방법으로 개선이 되었다. 이러한 사후

대응 방식의 문제점을 개선하기 위해서는 자동차 내 모듈간 노이즈 결합 메커니즘을 분석하고 유형별로 DB를 구축하여 모듈 및 시스템 EMC 대책 설계를 가능케하는 예측 기술 개발이 필요하다. 본 연구에서는 제어 모듈 및 디지털 모듈 별 노이즈 신호원을 분석하고 EMC 문제를 유발하는 노이즈 원을 파악한 뒤 shielding 영향 분석 및 커버 공진 분석 방안에 대해 연구하였으며 최종적으로는 모듈 레벨에서의 EMC 성능 예측 결과를 도출하였다. 이와 같은 모듈 레벨 EMC 성능 분석 기법을 모든 전장품의 제품 개발 선행단계에서 확대 적용한다면 더욱 안정화된 시스템 설계가 가능할 수 있을 것으로 판단된다. 또한 이와 같은 선행 검증 해석을 통하여 H/W 개선기간의 단축은 물론이고 평가 시 제품의 제작 횟수를 감소시켜 개발비용을 절감할 수 있다.

참고문헌

- [1] CHRIS BANYAI, DARYL GERKE, "EMI Design Techniques for Microcontrollers in Automotive Applications", Intel, AP-711
- [2] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 3rd Ed., John Willy & Sons, pp. 204-216, 2005. Jong Hwa Kwon, Hyung-Do Choi, Hyun H. Park, and Jong Gwan Yook, "Numerical modeling and measurements on the shielding effectiveness of enclosure with apertures," Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility & 19th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 887-890, May, 2008.
- [3] Laleh Golestani-Rad and Jalil Rashed-Mohassel, "The Effects of Apertures' Shape and Configuration on the Shielding Effectiveness of Metallic Enclosures," Proc. of Asia-Pacific Microwave Conference., vol. 5, pp. 3101-3104, Dec. 2005., Virginia, October 2000
- [4] M. P. Robinson, T. M. Benson, C. Christopoulos, J. F. Dawson, M. D. Ganley, A. C. Marvin, S. J. Porter, and D. W. P. Thomas, "Analytical formulation for the shielding effectiveness of enclosures with apertures," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 40, no. 3, pp. 240 - 248, Aug. 1998.

Dynamic Inversion 기법을 이용한 차량의 직선 경로 추종 제어 기법

*양인석, 한동석
경북대학교 IT자동차융합연구센터
경북대학교 전자공학부
e-mail : *jewill@hanmail.net, dshan@knu.ac.kr*

Straight Line Path Following Control for Automobile Using Dynamic Inversion

*Inseok Yang, Dong Seog Han
Center for IT & Automobile Convergence,
School of Electronics Engineering,
Kyungpook National University

Abstract

This paper considers the path following problem for automotive vehicles using the dynamic inversion (DI) control law. The path following is a crucial cruise control ability in intelligent vehicles. The performance of the proposed DI control law for path following is evaluated by simulation results.

I. 서론

최근 전자 및 통신 기술의 비약적인 발전에 힘입어, 자동차 산업에서 전자, 통신 기술의 융합이 활발하게 진행되고 있다. X-by-Wire와 같이, 차량의 기계적 요소들을 전자 장치 및 필드버스(fieldbus) 네트워크로 대체함으로써 경량화, 공간 활용 용이성 등의 장점뿐만 아니라 자율 주행 등 지능형 자동차와 같은 높은 수준의 서비스를 제공하게 된다. 경로 추종 문제는 최종 혹은 부분적인 목적지에 도달하기 위하여 생성된 경로를 유도제어 또는 선형/비선형 제어 법칙을 이용하여 정확하게 추종하게 되는 차량 제어 문제 중 하나이다 [1]. 따라서 이는 지능형 자동차의 자율 주행에 필요한

필수적인 요소이다.

DI(Dynamics inversion)은 제어 대상 시스템의 모델을 역변환하여 제거하고 사용자에게 의해 정의된 새로운 동적 특성이 나타나도록 만드는 제어 기법이다[2]. 따라서 설계가 쉬운 장점이 있으며, 또한 기존 제어기와 비슷한 특성을 가지고 있는 장점이 있다. 그리고 모델을 역변환하는 과정에서 시스템의 비선형성이 제거되게 되어, 각 특이점마다 제어기를 설계하던 이득-스케줄링(gain - scheduling)을 필요로 하지 않는 장점을 가지고 있다[2]. 따라서 현재까지 항공기와 같이, 다양한 환경에서 동작하는 시스템에 다양하게 적용되고 있다 [2]-[4]. 본 논문에서는 DI 제어 기법을 차량의 경로 추종 문제에 적용하여 성능을 평가한다.

II. 차량 모델링

그림 1과 같이 x - y 평면위에 등속 v 로 움직이는 차량을 고려하자.

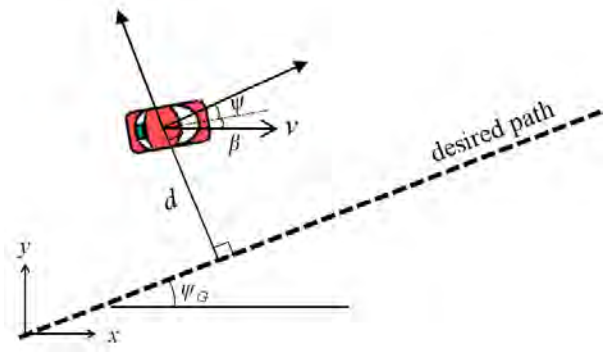


그림 1. 경로추종 문제 구성

차량과 차량이 추종해야하는 경로 사이의 오차 d 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{d} &= \sin(\psi_G - \psi - \beta), \\ \dot{\psi} &= r, \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, ψ_G 는 x 축과 추종 경로(desired path) 사이의 각을 의미한다. 또한 ψ 는 추종 경로를 기준으로 한 차량의 방향각(yaw angle)을 말하며, r 은 방향각속도를 의미한다. 그리고 β 는 차량의 옆 미끄러짐 각(sideslip)이다.

또한 본 논문에서는 다음과 같은 선형화된 차량 동역학을 고려하자.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\beta} \\ \dot{r} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{-(C_{af} + C_{ar})}{mv} & \frac{-(a_1 C_{af} + a_2 C_{ar})}{mv^2} - 1 \\ \frac{-(a_1 C_{af} - a_2 C_{ar})}{I_z} & \frac{-(a_1^2 C_{af} + a_2^2 C_{ar})}{I_z v} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta \\ r \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{C_{af}}{mv} \\ \frac{a_2 C_{af}}{I_z} \end{bmatrix} \delta_f, \end{aligned} \quad (2)$$

여기서, δ_f 는 차량 전륜의 조향각을 의미한다. 식 (2)의 각 기호에 대한 설명 및 값은 표 1에 나타나 있다.

Symbols	Descriptions	Values	Units
m	vehicle mass	917.00	kg
I_z	yaw moment of inertia	1128.00	kgm ²
a_1	distance from c.g. to front axle	0.91	m
a_2	distance from c.g. to rear axle	1.64	m
C_{af}	front cornering stiffness	57296	N/rad
C_{ar}	rear cornering stiffness	52712	N/rad

표 1. 파라미터 설명 및 값

III. DI 제어 기법

DI는 제어 대상 시스템의 동특성을 역변환하여 제거하고 사용자가 원하는 동특성으로 변환하는 제어 기법이다[2]. 그림 3과 같이, DI 제어 기법은 dynamic inversion 블록과 desired dynamic 블록으로 나누어져 있다. Dynamic inversion 블록은 모델 역변환을 수행하여 제어 대상 시스템의 동특성을 제거하여 적분기(integrator)로 변환하는 역할을 수행한다(그림 3). 또한 desired dynamics 블록은 사용자의 요구 사항, 제어시스템의 요구 성능 등을 고려하여 설계되는 블록으로 시스템의 상태변수가 추종해야하는 이상적인 상태변수를 생성하는 역할을 수행한다.

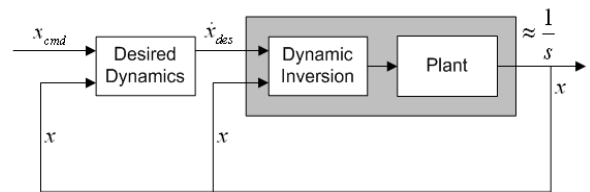


그림 2. Dynamic inversion 구조[2]

다음과 같은 선형시스템을 고려하자.

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad (3)$$

여기서, $x \in R^n$ 은 상태벡터이며, $u \in R^m$ 은 입력벡터이다. 만약 입력분배 행렬 B 의 역행렬 B^{-1} 가 존재한다고 가정하면, DI 제어 입력은 다음과 같이 표현된다.

$$u = B^{-1}(\dot{x}_{des} - Ax), \quad (4)$$

여기서, $\dot{x}_{des} \in R^n$ 은 사용자에게 의하여 임의로 설계되어지는 상태변수로, desired dynamics 블록에서 생성된다. Desired dynamics는 설계 방법에 따라 기존 제어기의 비례제어기, 비례적분제어기 등의 형태가 나타날 수 있으며, 제어시스템의 요구 특성에 따라 다양한 형태로 설계가 가능하다[2].

일반적인 nonflat 시스템에서는 입력의 개수가 상태변수의 개수보다 작기 때문에, B^{-1} 가 존재하지 않는다[2]. 이와 같은 경우, 시스템 상태변수를 fast dynamics와 slow dynamics의 두 그룹으로 나누어, fast dynamics의 상태변수의 수를 입력을 개수보다 같거나 낮게 만드는 방법으로 역변환을 얻을 수 있다[2],[4]. 여기서 fast dynamics는 입력에 직접 영향을 받는 상태변수들의 집합이며, slow dynamics는 입력의 영향을 직접 받지 않는 상태변수들의 집합으로 fast dynamics의 상태변수들이 입력과 같은 역할을 수행한다.

식 (4)를 식 (3)에 대입하면, 다음과 같다.

$$\dot{x}_{des} = \dot{x}. \quad (5)$$

식 (5)에서 시스템 상태변수의 미분은 desired dynamics의 미분과 같게 됨을 알 수 있다. 따라서 시스템의 동특성은 역변환에 의하여 제거되고 사용자에게 의하여 설계된 동특성을 추종하게 된다.

IV. 시뮬레이션 결과

본 논문에서는 DI 제어 기법을 차량의 직선 경로 추종에 적용하여 추종 성능을 평가하였다.

본 시뮬레이션에서는 차량의 운동방정식과 차량 동역학을 모두 고려하였다. 또한 문제를 간략하게 하기 위하여, 추종 경로를 x 축으로 설정하였다. 즉, 추종 경로는 $y = 0$ 이며, 차량과 추종 경로 사이의 오차는 y 의 절대값이 된다. 차량의 속도는 30km/h로 가정하였으며, 초기 차량의 위치를 $x = 0m$, $y = 5m$ 그리고 $\psi = -\pi/4$ 로 가정하였다.

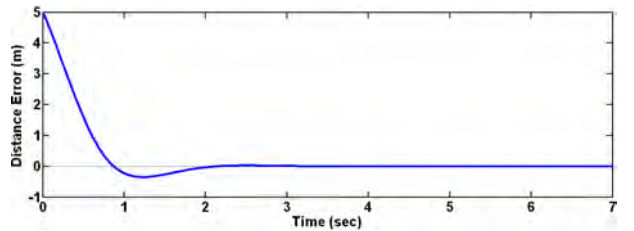
그림 3은 DI 제어기를 이용한 직선 경로 추종 결과를 보여준다. 그림 3 (a)로부터, 차량은 2초 이내에 주어진 경로를 추종하게 된다. 이 때, 차량의 옆미끄러짐 각의 절대값은 8도 이내가 되며, 차량의 조향각은 우현 30도에서 좌현 20도로 이동하게 된다. 그림 3 (f)에서 차량이 경로를 추종하기 위하여 축 방향으로 약 20m 정도 이동했음을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서 제안한 DI 제어기를 이용하는 경우, 빠르고 정확한 경로 추종이 가능함을 볼 수 있다.

V. 결론

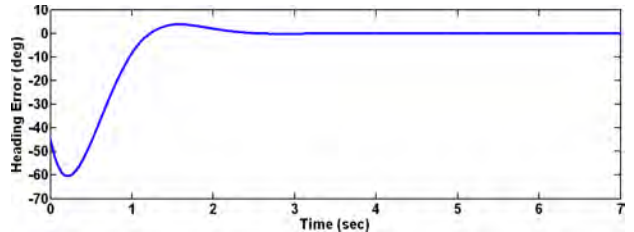
본 논문에서는 DI를 이용한 차량의 직선 경로 추종 기법을 제안하였다. 경로 추종은 지능형 자동차의 자율 주행 기능에 필수적인 요소이다. DI 제어 기법은 모델을 역변환하여 시스템의 동특성을 제거하고, 시스템의 상태변수가 desired dynamics를 추종하도록 만드는 제어기법이다. 시뮬레이션 결과를 통하여, DI 제어 기법이 차량의 경로를 빠르고 정확하게 추종하고 있음을 알 수 있다.

후 기

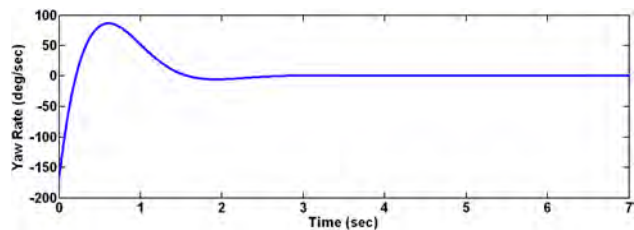
본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 IT융합 고급인력과정 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2013-H0401-13-1005)



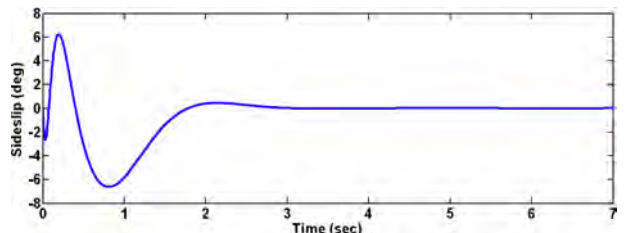
(a) 거리 오차



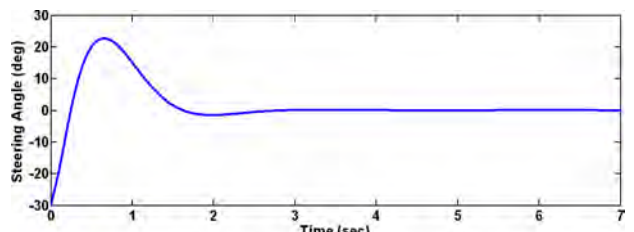
(b) 방향각 오차



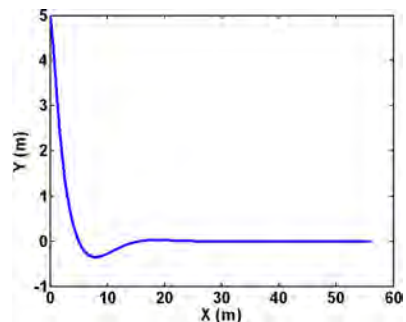
(c) 방향각 변화율



(d) 옆미끄러짐 각



(e) 조향각



(f) 차량의 궤적

그림 3. 시뮬레이션 결과

참고문헌

- [1] A. Ratnoo, P. B. Sujit, and M. Kothari, "Adaptive Optimal Path Following for High Wind Flights," the 18th IFAC World Congress, Milano, Italy, Aug. 28-Sep. 2, 2011.
- [2] J. Georgie, and J. Valasek, "Evaluation of Longitudinal Desired Dynamics for Dynamic-Inversion Controlled Generic Reentry Vehicles," Journal of Guidance, Control, and Dynamics, vol. 26, no. 5, pp. 811-819, 2003.
- [3] I. Yang, D. Kim, and D. Lee, "Fault-Tolerant Control Strategy based on Control Allocation using Smart Actuators," Proceedings of Control and Fault-Tolerant System, Nice, France, pp. 377-381, 2010.
- [4] J. Adams, and S. V. Banda, "Robust Flight Control Design Using Dynamics Inversion and Structured Singular Value Synthesis," IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 1, No. 2, pp. 80-92, 1993.

펄스 생성기를 이용한 일정한 루프 대역폭을 가지는 semi-digital, multi-channel bangbang-CDR

*배우람, 유병주, 정덕균
서울대학교 전기·컴퓨터공학부

e-mail : *wrbae@isd1.snu.ac.kr, yoobj@isd1.snu.ac.kr, dkjeong@snu.ac.kr

A Semi-digital, Multi-channel bangbang-CDR with a Constant Loop Bandwidth Using Pulse Generators

*Woorham Bae, Byoung-Joo Yoo, and Deog-Kyoon Jeong
Department of Electrical Engineering and Computer Science
Seoul National University

Abstract

A semi-digital, multi-channel bangbang clock and data recovery(CDR) circuit using pulse generators which has constant loop bandwidth has been proposed. To take advantage of multi-channel architecture, a voltage controlled oscillator is shared among channels. And digital loop filter collects and processes up/down signals come from multi channels, and generates global up/down signals. To make CDR loop bandwidth constant, pulse generators have been used to adjust up/down pulse-width adaptively. Simulation results show that the loop bandwidth variation is reduced significantly. Also, by using a pulse generator, the loop filter capacitor area is significantly reduced. The proposed CDR has been implemented in 0.13um CMOS process, and occupies $1.9 \times 1.0 \text{mm}^2$ chip area.

I. 서론

Voltage-controlled oscillator(VCO) based Clock and data recovery circuit(CDR)은 추가적인 클럭 채

널이 필요하지 않고, 모듈화에 적합한 특성 때문에 널리 사용된다[1]. 또한, 넓은 동작 주파수 범위를 가지고 적은 면적으로 구현이 가능하다는 이점으로 인해 ring type VCO를 기반으로 하는 구조가 일반적으로 사용된다. CDR의 루프 대역폭은 CDR의 jitter 특성을 결정하기 때문에, 설계 과정에서의 최적화가 매우 중요하다. 하지만 ring VCO based CDR의 경우 process, voltage, temperature(PVT) 변화에 따라 루프 대역폭이 크게 변하기 때문에, 최적화된 루프 대역폭을 가지는 CDR의 설계에 어려움이 있다[2].

또한 최근에 이르러 채널당 대역폭의 증가량이 전체 대역폭 요구량의 증가량에 미치지 못하는 추세에 지속됨에 따라 multi-channel 방식의 유선통신은 필수적이 되었다[3][4]. Multi-channel 구조는 data transition density, transmitter PLL의 노이즈 등의 정보를 더 많이 가지고 있기 때문에, 각 채널에서 얻는 정보를 종합하여 합성 가능한 디지털 회로로 정보를 처리하여 CDR을 구성하는 방식이 제안되었다[4].

본 논문에서는, 펄스 생성기를 이용하여 multi-channel, semi-digital CDR의 루프 대역폭을 일정하게 유지하는 구조를 제안한다.

II. 본론

2.1 Bangbang Clock and Data Recovery circuit

일반적인 CDR은 그림 1과 같이, phase detector(PD), charge pump, loop filter, VCO로 구성된다. Bangbang CDR의 경우, 입력 데이터와 복원된 클럭 사이의 위상 차이의 부호만을 검출할 수 있는 bangbang PD를 사용하는 구조로, bangbang PD의 빠른 동작속도로 인하여 고속 CDR 설계에 주로 사용된다. Adaptive bandwidth PLL 이론에 따르면, 일정한 루프 대역폭을 얻기 위해 일정하게 유지되어야 하는 위상 변화량 $\Delta\phi$ 를 입력 시간차 T_{err} 로 나타내면 (1)과 같다[2]. 여기서 K_{VCO} 는 VCO의 입력 전압에 따른 출력 주파수 이득을, I_{CP} 는 charge pump의 전류를 나타낸다.

$$\Delta\phi = K_{VCO} I_{CP} R T_{err} \quad (1)$$

Bangbang PLL/CDR의 경우, PD가 입력 시간차이의 정도를 검출해내지 못하고 오로지 입력 시간차의 부호만을 검출해 내기 때문에, (1)은 (2)와 같이 변하게 된다. $T_{up/dn}$ 은 PD에서 출력하는 up, down 펄스 신호의 지속 시간이다.

$$\Delta\phi = K_{VCO} I_{CP} R T_{up/dn} \quad (2)$$

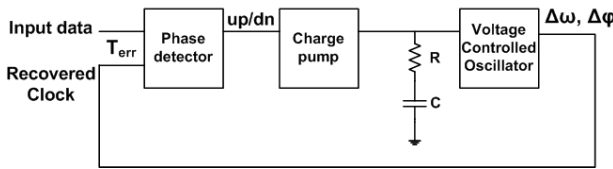


그림 1. Bangbang-CDR block diagram

2.2 Ring type Voltage-controlled Oscillator

앞서 서론에서 언급하였듯이, ring type VCO는 작은 면적으로 넓은 주파수 범위를 가진다는 장점 때문에 널리 사용된다. Ring type VCO의 출력 주파수는 (3)과 같이 표현할 수 있다.

$$f_{osc} = \frac{1}{2N\tau_d} \quad (3)$$

양변을 VCO 조절 전압 V_{ctrl} 로 미분하여 VCO 주파수 이득 K_{VCO} 을 얻으면 (4)와 같다.

$$K_{VCO} = \frac{d}{dV_{ctrl}} \left(\frac{1}{2N\tau_d} \right) = -\frac{1}{2N} \left(\frac{1}{\tau_d} \right)^2 \frac{d\tau_d}{dV_{ctrl}} \quad (4)$$

N은 stage의 개수, τ_d 는 각 스테이지에서 발생

하는 지연 시간을 나타내는데, τ_q 가 PVT variations에 따라 매우 큰 변화폭을 가지기 때문에 K_{VCO} 의 값이 PVT variation에 따라 크게 변하게 된다. 그림 2는 일반적인 current starved ring type VCO의 회로도이다. Current starved ring type VCO의 경우, control 소자는 선형 영역에서 동작하고 control 소자의 저항값이 인버터의 turn-on 저항값보다 훨씬 크기 때문에 τ_d 는 (5)와 같이 구할 수 있다.

$$\tau_d = R_{lin} C_n = \frac{C_n}{K(V_{ctrl} - V_{th})} \quad (5)$$

(5)을 (4)에 대입하여 계산하면,

$$K_{VCO} = \frac{K}{NC_n} \quad (6)$$

의 결과를 얻을 수 있다. K의 값이 빠른 PVT 조건에서는 커지고 느린 조건에서는 작아지는 방향으로 크게 변하기 때문에, K_{VCO} 의 값 또한 매우 크게 변하게 된다.

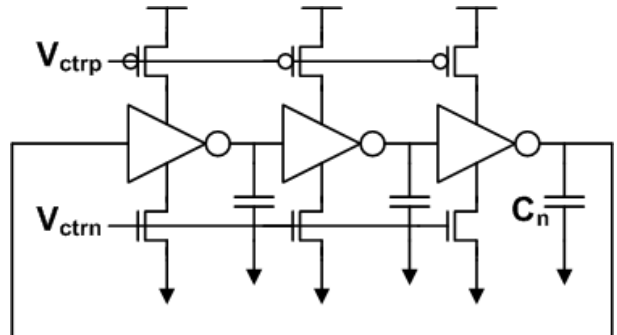


그림 2. Current starved ring type VCO

2.3 펄스 생성기

그림 3의 펄스 생성기는 ring type VCO에서 사용된 것과 같은 current starved inverter를 사용하여 구현한 것이다. 이 펄스 생성기의 출력 펄스 시간폭은 (7)과 같다.

$$T_{pulse} = M\tau_{inv} \quad (7)$$

τ_{inv} 는 인버터의 지연 시간인데, 빠른 PVT 조건에서는 짧아지고, 느린 조건에서는 길어지는 특성을 가진다.

이 때, PD의 up/down 신호를 그림 3의 펄스 생성기를 통과시켜 charge pump로 전달하게 되면, (2)의 $T_{up/dn}$ 대신 (7)의 T_{pulse} 값을 대입하여 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta\phi &= K_{VCO} I_{CP} R T_{pulse} \\ &= \frac{M I_{CP} R}{N C_n} \cdot K \tau_{inv} \end{aligned} \quad (8)$$

(8)의 결과로부터, PD의 up/down 신호를 펄스 생성기를 사용하여 출력하게 되면, PVT variations에 대해 반대 극성을 가지는 K값과 τ_{inv} 값이 서로 곱해지게 되어 상쇄되는 효과를 가져 일정한 루프 대역폭을 가질 수 있다는 것을 알 수 있다.

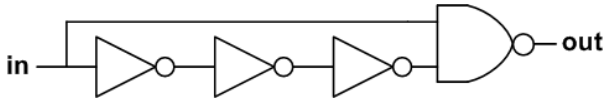


그림 3. 펄스 생성기

III. 구현 및 시뮬레이션 결과

그림 4는 설계한 multi-channel bangbang CDR의 구조이다. 하나의 VCO를 공유하며 global timing recovery를 수행하는 구조로, 면적과 전력 소모를 줄이고 injection locking의 문제로부터 자유로운 구조이다 [4]. 각 4개의 채널에서의 PD가 생성한 up/down 신호를 디지털 루프 필터가 취합하여 global up/down 신호를 생성하여 pulse generator를 거쳐 global 루프 필터를 통해 루프를 제어하게 된다. 디지털 루프 필터에서 내보내는 up/down 신호는 디지털 블록의 동작 속도에 맞춰 긴 펄스폭을 지니고 있어, 만약 이 신호를 루프 필터가 직접 받게 될 경우 매우 큰 루프 필터 캐패시터가 필요하게 되는데, 펄스 생성기를 사용하여 펄스폭을 짧게 만들 수 있으므로 이러한 문제 또한 해결할 수 있다. 또한 각 채널에서 발생할 수 있는 skew를 해결하기 위해 각 채널마다 local de-skew 회로가 포함되어 있다.

표 1은 펄스 생성기를 이용한 bangbang CDR의 루프 대역폭 시뮬레이션 결과이다. (a)는 일반적인 bangbang CDR에 대한 시뮬레이션 결과, (b)는 제안한 bangbang CDR에 대한 시뮬레이션 결과이다. 기존의 구조의 경우 PVT variation에 따라 최대 80%가 넘는 변화폭을 보이는데 반해 제안한 구조의 경우 최대 30%의 변화폭을 가지는 것으로 나타났다.

그림 5는 전체 칩의 layout을 보여준다. 제안하는 multi-channel CDR은 0.13um CMOS 공정으로 설계되었으며, 1.9x1.0mm²의 면적을 차지한다.

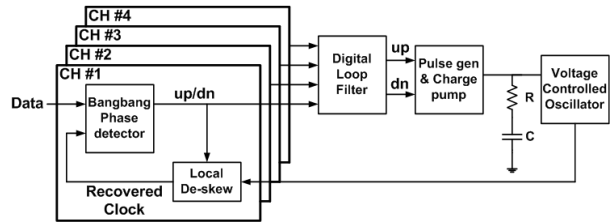


그림 4. 제안하는 multi-channel bangbang CDR

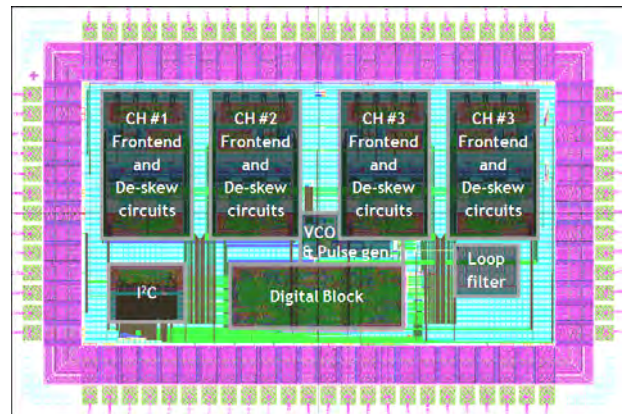


그림 5. Chip layout

PVT	Pulse width(ps)	Kvco(GHz/V)	Kvco variation	Kvco x PW	Total variation
FFFF	-	5.8	21%	-	21%
TTTT	-	4.8	0%	-	0%
SSSS	-	1.9	-60%	-	-60%

(a)

PVT	Pulse width(ps)	Kvco(GHz/V)	Kvco variation	Kvco x PW	Total variation
FFFF	154	5.8	21%	893.2	-7%
TTTT	200	4.8	0%	960	0%
SSSS	308	1.9	-60%	585.2	-39%

(b)

표 1. PVT variations에 따른 루프 대역폭 변화
(a) 일반적인 CDR (b) 제안하는 CDR

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문은 펄스 생성기를 사용하여 PVT variations에 대해서도 일정한 루프 대역폭을 가지는 semi-digital, multi-channel bangbang CDR을 0.13um CMOS 공정에서 설계하였다. 제안한 구조는 기존 구조가 가지던 PVT variations에 대한 루프 대역폭 변화량을 절반 이하로 줄였으며, 전체 chip은 1.9x1.0mm²의 면적을 차지한다.

참고문헌

- [1] B. Casper, and F. O'Mahony, "Clocking Analysis, Implementation and Measurement Techniques for High-Speed Data Links-A Tutorial," IEEE Transactions on Circuits and Systems-I, Jan. 2009
- [2] J. Kim, M.A. Horowitz, and G.-Y. Wei, "Design of CMOS Adaptive-Bandwidth PLL/DLLs: A General Approach," IEEE Transactions on Circuits and Systems-II, Nov. 2003
- [3] F. O'Mahony 외, "A 47×10 Gb/s 1.4mW/Gb/s Parallel Interface in 45nm CMOS," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 45, Dec. 2010
- [4] Byoung-Joo Yoo, "A study on Multichannel Receivers with Enhanced Lane Expandability and Loop Linearity," Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng., Seoul National Univ., Seoul, Korea, 2013.

1V 이하 코어 전원에서 동작하는 디지털 인터페이스 전위 변환기

*추상혁, 정덕균

서울대학교 전기·컴퓨터공학부

e-mail : *shchu@isdl.snu.ac.kr, dkjeong@snu.ac.kr*

A New Level-Up Shifter for Digital Interface in Sub-1V Core Supply

*Sang-Hyeok Chu, Deog-Kyoon Jeong

Department of Electrical Engineering and Computer Science
Seoul National University

Abstract

This paper presents a new level-up shifter for digital interface in sub-1V core supply. Proposed level shifter consumes 0.0138mW/(the number of channels) static power for DC biasing at 1V core and 3.3V I/O voltage. The level shifter is designed in 65nm CMOS technology using only standard thick(3.3V) and thin(1.2V) gate oxide devices. It operates in 0.6~1.2V core voltage and 1.65~3.6V I/O voltage.

I. 서론

CMOS 반도체의 크기 축소는 반도체의 집적도를 증가시키고, 신호 처리 및 전달 속도의 증가와 낮은 전력 소모를 가능하게 하였다. 게이트의 크기가 축소되고, Oxide 층의 두께가 얇아짐에 따라 소자의 문턱 전압이 낮아지고, 그에 따라 전원 전압 역시 낮아지게 되었다. 또한 특정한 경우에는 더 낮은 전력 소모를 위해 전원 전압을 표준 값 이하로 설정하기도 한다. 하지만 낮아지고 있는 칩 내 전원 전압과는 달리 대부분의 칩과 칩 간의 통신에서 정해진 I/O 전압은 아직

3.3V 혹은 2.5V 등의 높은 전압이다. 따라서 칩 내부의 디지털 신호를 칩 외부로 전달 할 때 신호의 스윙을 크게 변환하는 회로가 필요하다.

II. 본론

2.1 일반적인 전위 변환기

그림 1 은 일반적으로 사용되는 전위변환기이다. Cross-coupled PMOS 회로에 의해 낮은 스윙의 신호가 I/O 전원에 해당하는 스윙으로 변환된다. 이때 MN11 과 MN12 의 드레인 전위가 I/O 전원까지 올라가므로 MN11, MN12 는 thick gate 소자를 사용한다. 이 회로는 입력 디지털 신호가 변하지 않을 때, 누설 전류를 무시한다면 파워 소모가 없다는 장점이 있다. 하지만 코어 전원 전압이 thick gate 소자의 문턱 전압보다 충분히 높지 않으면, 동작을 보장 할 수 없다. 따라서 전원과 프로세스의 편차를 고려한다면 1V 이하의 전원 전압을 사용해야 하는 공정 혹은 전력 소모를 낮추기 위해 의도적으로 1V 이하의 전원 전압을 사용하는 경우에는 이와 같은 회로를 사용할 수 없다.

그림 2 의 전위변환기는 전원 전압이 thick gate 소자의 문턱전압보다 조금 낮더라도 동작이 가능하다. 하지만 입력 디지털 신호가 '0' 으로 고정되어 있을 때, 정적 전력 소모가 있다는 단점이 있다.

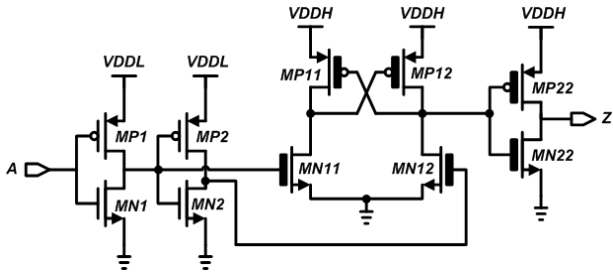


그림 1. 일반적인 전위 변환기-1

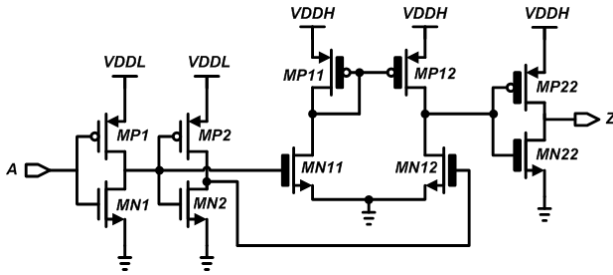


그림 2. 일반적인 전위 변환기-2

그림 3 은 정적 전력 소모 없이 그림 1 의 단점을 극복한 회로이다.[1] MN3 과 MN4 는 thin gate 소자이므로 낮은 전원 전압에서도 충분히 동작이 가능하다. 또한 Zero-Vt NMOS NA1 과 NA2 에 의해 MN3 과 MN4 의 드레인 전위는 코어 전원 전압 이상으로 올라가지 않는다. 그 외의 동작 원리는 그림 1 의 회로와 동일하다. 하지만 이 회로를 사용하기 위해서는 Zero-Vt NMOS 라는 소자가 추가로 필요하며, 경우에 따라서 추가적인 마스크와 공정 단계를 필요로 한다는 단점을 가진다.

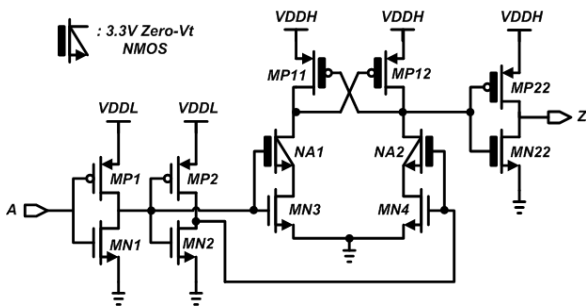


그림 3. Zero-Vt NMOS를 사용한 전위 변환기

2.2 제안된 전위 변환기

본 논문에서는 그림 1 의 단점을 표준 thin gate 소자와 표준 thick gate 소자만을 사용하여 해결한 새로운 전위 변환기 그림 4를 제안한다. 그림 3 과 동일하게 MN3 과 MN4 가 thin gate 소자이므로 낮은 전원 전압에서도 충분히 동작이 가능하며, MN11 과 MN12 를 이용해 MN3 과 MN4 소자를 보호한다. VDDL 이 0.6~1.2V 범위에서 모두 동작하기 위해서는 MN11 과

MN12 의 게이트 전위는 thick gate 문턱 전압보다는 충분히 높으면서 MN3, MN4 의 드레인에 VDDL 이상이 걸리지 않게 하는 값이어야 한다. 그러한 전압을 만들기 위해 MN13 과 R1을 사용하였다. R1 의 값은 MN13 에 아주 작은 전류가 흐를 수 있도록 충분히 큰 저항 250kΩ으로 선택하였다. R1 과 MN13 에 의해 MN13 의 gate 에는 (VDDL+Vth) 의 전위가 생성되며, 이를 MN11 과 MN12 의 게이트 전압으로 사용하면, MN3 의 드레인 전위가 VDDL 이상이 되면 MN11 이 전류를 차단하여 보호기능을 하게 된다.

제안된 전위 변환기는 전위를 변환하는 부분에서는 정적 전력 소모가 없지만, DC 바이어스 전위를 생성하는 회로에서 약 6uA를 사용한다. 하지만 여러 채널의 디지털 인터페이스라면, DC 바이어스 전압을 공유할 수 있기 때문에 채널 당 정적 전력 소모는 (6uA*(3.3V-1V)/(채널 수)) 로 낮아지게 된다.

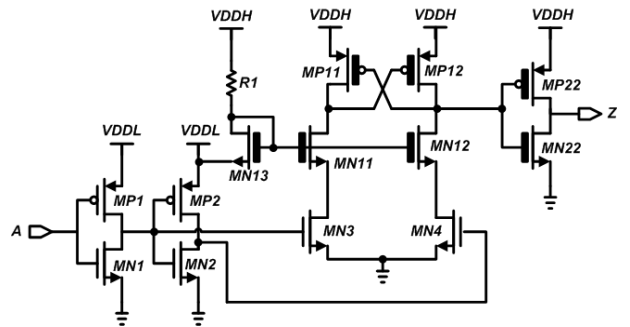


그림 4. 제안된 전위 변환기

III. 시뮬레이션 결과

제안된 전위 변환기를 65nm CMOS 공정에서 구현하였다. 그림 5 와 그림 6 은 각각 코어 전원 전압이 0.6V, 1.2V 이고, 3.3V I/O 전압, 200MHz 디지털 신호 입력 조건에서의 시뮬레이션 결과이다. 각각 0.6V, 1.2V 스윙의 입력 신호가 3.3V 의 출력 스윙으로 변환되었다. 또한 MN3 thin gate 소자의 drain 전압이 1.2V 이상 올라가지 않은 것도 확인할 수 있다.

IV. 결론

디지털 인터페이스에 사용되는 새로운 전위 변환기를 제안하였다. 0.6~1.2V 코어 전원 전압, 1.65~3.6V I/O 전압 범위에서 동작하며, DC 바이어스를 위해 0.0138mW 의 파워를 소모한다. 65nm CMOS 공정에서 설계하였고, 시뮬레이션을 통해 동작을 검증하였다.

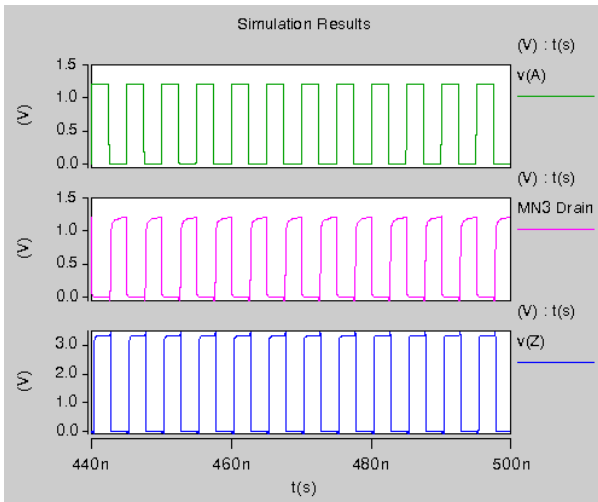


그림 5. 0.6V 코어 전원 전압, 3.3V I/O 전압

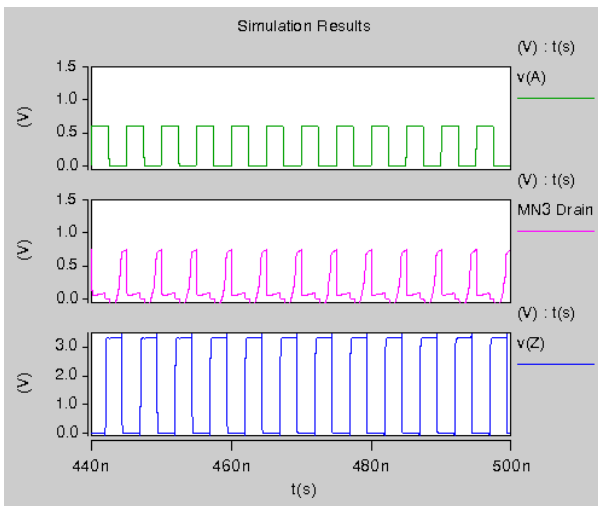


그림 6. 1.2V 코어 전원 전압, 3.3V I/O 전압

참고문헌

- [1] Wen-Tai Wang, et al., "Level Shifters for high-Speed 1V to 3.3V Interfaces in a 0.13um Cu-Interconnection/Low-k CMOS Technology," Proc. Of Symp. On VLSI Circuits, pp. 307-310, June 2001

13.56MHz 주파수 대역을 이용한 NFC&무선충전 공용 시스템 설계

*이강복, 백규하, 박지만
한국전자통신연구원 IoT융합연구부
e-mail : kblee@etri.re.kr, parkjm@etri.re.kr, khbaek@etri.re.kr

Implementation of NFC&Wireless charging system using 13.56MHz Frequency sharing

*Kangbok Lee, Jiman Park, Kyuha Baek
Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

This paper describes a new 13.56MHz common system proposed near field communication and wireless battery charging. The system shares an 13.56MHz antenna and control an enable switch using NFC Start-Of-Frame signal. It has been designed to detect 106kbps wireless data and we used the Spartan xc3s200an FPGA and ETRI NFC chip for hardware implementation.

I. 서론

최근 모바일 기기의 급속한 보급에 따라 배터리 충전의 불편함을 덜기 위하여 무선 충전에 대한 수요가 발생하고 있으며, 이에 대응하기 위하여 자기유도 방식 및 자기공진 방식등의 다양한 방법이 제안되고 있다. 이와는 별도로 스마트폰을 포함한 모바일 기기들은 NFC라는 근거리 무선 통신방식을 채택하여 부가기능을 구현하고 있다. 무선충전은 다양한 대역을 주파수를 사용하고 있으며 현재 125KHz 주파수가 가장 최적화된 상태이고, NFC 통신은 13.56MHz 주파수를 사용하고 있다.

본 논문에서는 위에 언급된 2가지의 최근 기술을 혼용하여, 13.56MHz의 단일 주파수를 사용하여 무선 전력 충전과 근거리 무선통신에 있어서 안테나를 공유화하여 공동으로 이용하는 NFC & 무선충전 공용 시스템을 제안하며, 특히 공용 시스템에 필수적인 NFC, 및 무선충전 판별 기능을 구현한다. 본 논문에서는 구현과정에 대한 자세한 기술보다는 전체적인 작업과 사용자 인터페이스 부분에 초점을 맞추어서 기술한다.

II. 본론

2.1 NFC & 무선충전 공용 수신모듈

공용시스템의 수신모듈은 무선충전의 송신부와 NFC 통신기능의 리더로부터 수신되는 동일한 주파수 대역의 신호를 수신하기 위하여 공용안테나를 사용하며, 정합회로를 거쳐서 동일한 13.56MHz 신호가 NFC 통신부와 무선충전 수신부에 도달하게 된다. 무선충전 수신부로 입력된 신호는 RF/DC변환 회로를 통해 무선충전용 DC전원으로 변환되어 배터리 충전회로에 사용되며, NFC 통신부로 수신된 신호는 복조과정을 거쳐서 NFC 및 무선충전 신호인지 판별되며, 그 결과에 따라서 NFC 통신 프로토콜과 배터리 충전용 스위치 회로를 동작 시킨다. 그림1은 NFC&무선충전 공용시스

템의 수신모듈 구조를 보여주고 있다.

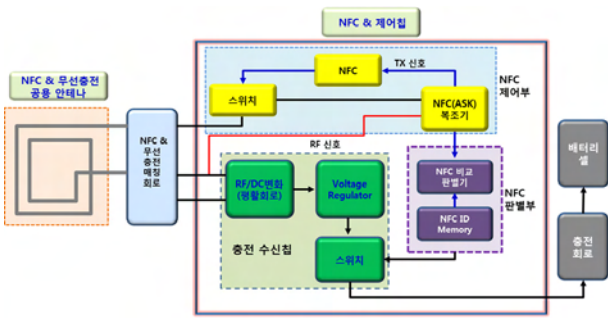


그림 1 NFC&무선충전 공용 수신 모듈 구조

2.2 NFC신호 판별 및 스위치 제어

NFC 판별 회로는 NFC통신용 표준인 ISO/IEC14443 TypeA혹은 TypeB의 프레임 형태와 무선 충전용 신호를 구분하는 기능을 수행한다. 리더-태그간의 NFC 통신은 ASK 10% 변조기법을 사용하여 이루어지며 태그-리더간의 통신은 무선 충전시에는 활성화되지 않으므로 고려의 대상이 아니다. NFC 통신용 프레임은 SOF(Start Of Frame)로 시작하여 Character를 전송후 EOF로 전송을 종료하므로, NFC 판별 회로는 12~14 etu 구간의 데이터를 분석하여 결과를 판독한다. 변조 신호내에 SOF 가 확인되면 스위치 제어회로가 동작하여 무선충전부의 동작을 OFF 하게 된다. 그림2는 NFC 신호 판별 알고리즘을 보여준다.

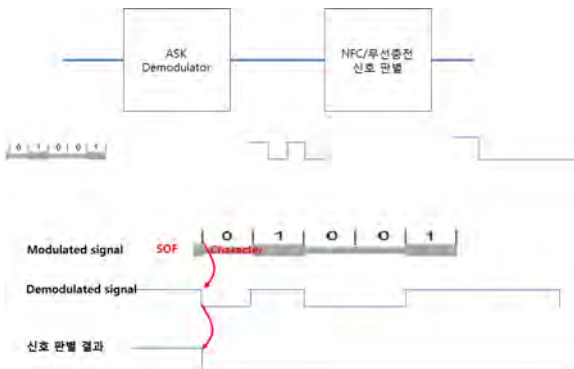


그림 2 NFC신호 판별 알고리즘

III. 구현

NFC&무선충전 공용시스템의 수신모듈은 ETRI가 보유하고 있는 NFC용 RFA 칩을 적용하여 13.56MHz Modulation 및 Demodulation을 수행하고, FPGA를 이용하여 NFC 표준 통신 프로토콜 및 NFC 신호 판별

회로를 구현하였다. FPGA는 Xilinx 사의 Spartan XC3S200AN을 사용하여 내부 회로의 사용율은 30%에 도달하였으며, RF/DC 변환회로를 통해 출력되는 DC 전원을 대신하여 시험을 위하여 USB 로 공급되는 전원을 사용하였다. 그림3은 구현 모듈의 구성도이다.



그림 3 수신모듈의 구성도

그림4는 구현된 NFC&무선충전 공용 수신모듈을 보여주고 있으며, NFC 통신 표준은 ISO/IEC14443 TypeB를 만족하며, SOF 프레임을 검출하여 무선 충전 스위치를 실시간으로 제어할 수 있다.

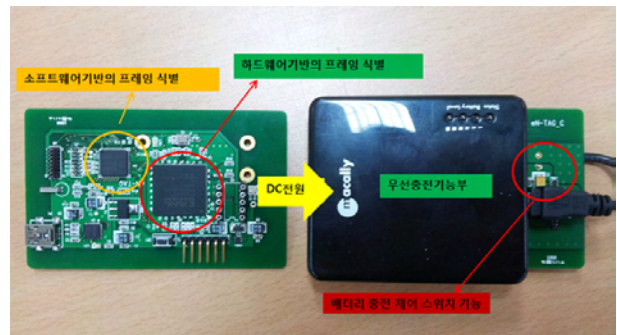


그림 4. 구현된 NFC&무선충전 공용 수신모듈

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 13.56MHz 주파수수를 공동으로 사용하는 NFC&무선충전 공용시스템의 수신모듈과 제어방법에 대하여 기술 하였다. 본 연구를 바탕으로 NFC통신 기능, 무선충전 기능 및 신호판별 기능에 대한 SoC(System-On-Chip)화가 이루어진다면 기술의 실질적인 상용화가 이루어질 수 있을 것이다.

Acknowledgement

본 논문은 충청광역경제권 선도산업 R&D사업의 지원으로 수행 되었음

참고문헌

[1] ISO/IEC, International standard 14443-2 Radio frequency power and signal interface, September, 2010.
 [2] www.nfc-forum.org NFC Forum

적응적 영역 가중치를 이용한 스테레오 비전 시스템 설계

류동훈, 박태근

가톨릭대학교 정보통신전자공학부

e-mail : ehdgnsdl34@naver.com, parktg@catholic.ac.kr

Donghoon Ryu, Taegeun Park
School of Information and Communication Engineering
Catholic University of Korea

Abstract

실시간 스테레오 비전 시스템을 구현하기 위해 지역 정합법이 유리하나 정확도가 떨어진다. 본 논문에서는 적응적인 가중치와 픽셀의 변화량을 이용한 지역 정합법을 사용하여 정확도를 향상시키고 윈도우 연산을 열, 행 방향으로 나누어 연산하여 가중치를 적용할 때 데이터를 재사용을 하여 연산량을 줄였다. 또한 병렬 처리 기법을 사용하고 지수 함수, 아크탄젠트와 같은 복잡한 연산을 적절한 추정을 사용하여 실시간 시스템에 적합하도록 설계하였다.

I. 서론

실시간 스테레오 비전 시스템은 무인자동차[1], 로봇 비전[2], 3차원재구성 등 다양한 분야에서 응용가능하며 잡음이 많은 복잡한 환경에서 취약한 능동 시스템과 달리 외부의 영향을 최소화 할 수 있는 장점이 있다.

스테레오 비전 시스템은 탐색 방법에 따라 지역 정합법과 전역 정합법으로 나눌 수 있는데[3] 전역 정합법은 결과가 우수하나 복잡한 연산으로 인해 실시간 시스템에 사용하기 부적합하고 지역 정합법은 단순한 계산으로 인해 하드웨어 설계시의 이점이 많아 구현이 용이하지만 정확도가 떨어진다. 지역 정합법의 성능을 개선시키기 위해 이미지의 컬러 정보, 픽셀의 변화량, 적응적 영역 가중치를 적용하는 등 다양한 연구가

진행되고 있으며 본 논문에서는 픽셀의 변화량의 유사성과 적응적 영역 가중치를 사용한 스테레오 정합 방법[3]을 바탕으로 병렬처리와 윈도우의 열 단위 데이터를 재사용하여 실시간 스테레오 비전 시스템에 적합한 구조를 설계하였다.

II. 적응적 영역 가중치 알고리즘

2.1 적응적 영역 가중치 알고리즘

지역 정합법에서 일정한 윈도우를 사용하여 스테레오 이미지로부터 거리정보를 추출하는데 사용하는 윈도우가 충분히 크지 않거나 윈도우 내에 여러 텍스처가 섞여 있는 경우 정확한 결과를 얻기 힘들다.

적응적인 영역 가중치를 적용한 알고리즘은 영역 안의 모든 픽셀 값을 동등하게 사용하는 것이 아니라 영역의 중심에 있는 픽셀을 중심으로 가까이 있고 각 컬러 정보가 유사 할수록 큰 가중치를 줌으로써 보다 정확하게 값을 비교할 수 있다[4].

CIELab 컬러 형식을 사용하는 픽셀 $p(c_p = [L_p, a_p, b_p])$, $q(c_q = [L_q, a_q, b_q])$ 의 유사성은 유클리드 거리(Euclidean Distance)를 사용하여 계산한다.

$$\Delta c_{pq} = \sqrt{(L_p - L_q)^2 + (a_p - a_q)^2 + (b_p - b_q)^2}$$

중심 픽셀로부터의 거리에 따른 가중치는 결과에 큰 지장을 주지 않으면서 하드웨어 구현에 더 적합한 지오데식 거리(Geodesic distance)를 사용하였고[5] 중심 픽셀과의 유사성과 거리에 따른 가중치는 다음과 같이

계산한다.

$$w(p, q) = \exp\left(-\left(\frac{\Delta c_{pq}}{\gamma_c} + \frac{\Delta g_{pq}}{\gamma_p}\right)\right)$$

γ_c, γ_p 는 픽셀의 유사성과 거리의 중요도를 조절하기 위한 변수로 사용한다.

2.2 픽셀의 변화도(Gradient)를 이용한 정합 방법 주변 픽셀의 차이 값은 밝기의 변화량에 대해 강인하고,

$$G_x = [1 \quad 0 \quad -1] \quad G_y = [1 \quad 0 \quad -1]^T$$

위와 같은 단순한 마스크를 사용하여 계산할 수 있어서 정합과정에서 효과적으로 사용할 수 있다. 각 방향의 값을 제공하여 더한 뒤 제곱근 연산을 통해 크기를 구하고 아크탄젠트 연산으로 각도를 계산한다.

$$m = \sqrt{G_x^2 + G_y^2}, \quad \phi = \arctan\left(\frac{G_y}{G_x}\right)$$

픽셀 q , \bar{q} 를 정합 여부를 판별할 변화도는 위에서 구한 각 픽셀의 컬러 값의 각도와 크기의 차이를 합하여 구한다.

$$e(q, \bar{q}_d) = \min\left\{\sum_{c \in r, g, b} \alpha |m_c(q) - m_c(\bar{q}_d)| + f(|\phi_c(q) - \phi_c(\bar{q}_d)|), T\right\}$$

\bar{q}_d 는 대상 이미지에서 d 만큼 떨어져있는 픽셀의 값을 나타내고, α 는 각도와 크기 사이의 균형을 유지하기 위한 가중치로 사용하며 T 는 잘라버림 값(Truncation value)으로 정합을 더 안정적으로 만들기 위해 사용한다.

$$E(q, \bar{q}_d) = w(p, q) \times e(q, \bar{q}_d)$$

설계시의 효율을 위해 계산하는 적응적 영역 가중치의 윈도우는 열 단위로 계산한다. 열의 중심 픽셀을 기준으로 픽셀간의 거리를 계산하여 가중치를 구하여 누적하고 열 단위로 누적이 되면, 행 방향으로서는 기준 픽셀과 대상 열의 중심 픽셀까지의 거리만을 사용하여 가중치를 계산한 후 곱하여 가중치를 구한다.

최종 거리정보는 계산한 가중치와 픽셀의 변화도를 픽셀 단위로 곱하여 윈도우 영역만큼 누적한 값을 비교하여 계산한다[7].

III. 제안한 스테레오 시스템

3.1 스케줄링과 데이터 재사용

제안한 시스템에서 이미 계산한 중간 데이터를 재사용하기 위해서 입력은 열 방향으로 들어가고 그림 1의 1번 열이 계산되면 다음 행으로 이동하여 다시 2번째 열의 계산을 시작한다.

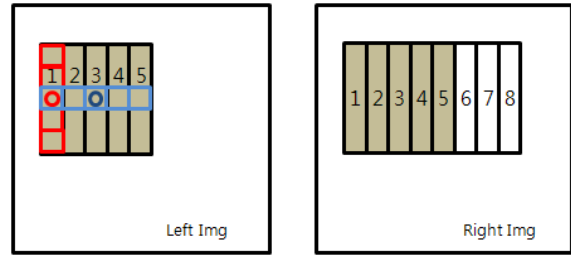


그림 1. 행, 열에 따른 윈도우 계산

열 방향 가중치 계산시 열의 중심픽셀(빨간색 원)을 중심으로 세로 방향의 거리 차이를 이용하고, 행방향 연산시에는 윈도우의 중심픽셀(파란색 점)과 열과의 가로 방향 거리 차이를 이용하여 계산한 뒤 열방향 가중치 값과 곱해서 저장된다. 값은 가중치 모듈과 변화량 모듈을 통한 뒤 곱해서 윈도우의 한 픽셀 값을 구성하고 윈도우의 한 열이 될 때까지 누적되어 쉬프트 레지스터에 저장된다. 이것으로 열 단위 윈도우의 거리에 따른 가중치는 일정하기 때문에 다시 계산할 필요가 없이 저장하였다가 되사용할 수 있다.[8]

그림 1의 황색 영역은 스테레오 이미지에서 열 단위로 나눈 윈도우가 참고하는 영역을 나타낸 것으로 왼쪽 영상의 1-5, 오른쪽 영상의 1-5 영역이 사용되어 한 윈도우를 계산한다. 오른쪽 영상의 윈도우가 움직일 때는 되사용할 수 없는 값이 없지만, 왼쪽 영상의 윈도우가 오른쪽으로 한 픽셀 움직이면 왼쪽 2-5 영역과 오른쪽 2-5 영역으로 윈도우를 계산하여 전에 계산한 2-4 영역을 사용할 수 있게 된다. 이처럼 중복되는 부분을 저장해놓고 되사용하기 위해 쉬프트 레지스터를 사용하였으며, 쉬프트 레지스터에 입력되는 값을 계속 누적하면서 쉬프트레지스터의 출력(지워지는 값)을 빼주면 새롭게 구한 한 개의 열을 사용하여 하나의 윈도우를 계산할 수 있다.

3.2 제안한 시스템의 구조

그림2는 제안한 시스템의 전체구조를 나타낸다. 제안한 시스템은 크게 적응적인 영역의 가중치(adaptive weight)를 구하는 모듈과 픽셀 값의 변화량(gradient)을 구하는 모듈과 앞서 계산한 데이터를 재사용하기 위한 레지스터 뱅크 및 비교기 등으로 구성되어 있다.

윈도우의 열 단위 연산을 가능하게 하기 위해 입력 데이터는 가중치 모듈과 변화량 모듈로 병렬로 입력되어 두 모듈의 출력이 바로 곱해서 레지스터에 저장된다. 이 레지스터에는 한 열에 대한 계산이 끝날 때까지 계속해서 값을 누적하며 열에 대한 계산이 모이게 되면 계산한 행 방향 가중치와 곱해서 쉬프트 레지스터에 저장되게 된다. 쉬프트 레지스터의 윈도우가 한

열 이동하면서 잘리는 열의 값이다. 이 쉬프트 레지스터의 출력을 빼주고 입력을 더하면서 누적하면 한 윈도우에 대한 출력이 저장고 이 값은 Min 모듈을 통해 탐색 범위동안 비교 되어 최소값을 갖는 윈도우의 거리 정보를 출력하게 된다.

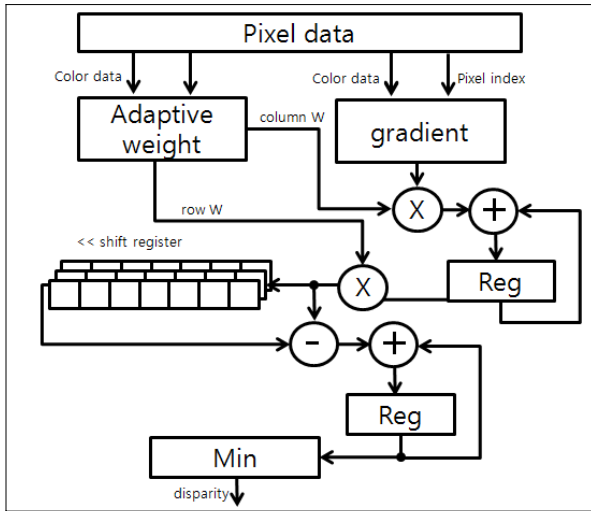


그림 2. 제안한 시스템의 전체 구조

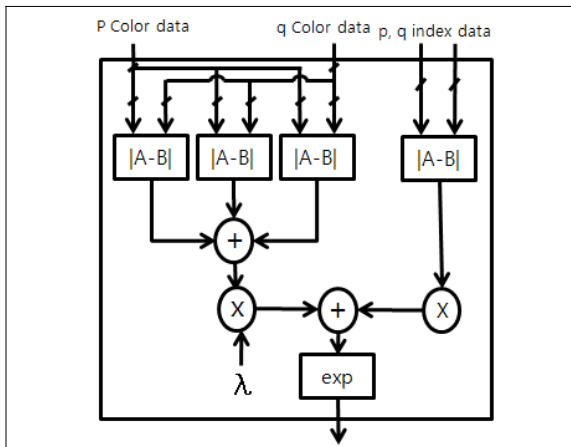


그림 3. 가중치 모듈

그림 3은 가중치를 구하는 모듈로 각 성분의 값들을 빼서 절대값을 계산한다. 크기를 계산하기 위해 유클리디안 거리 대신 절대값의 합을 이용하여 자원소모를 줄였고, 지수 함수는 표 1의 에러 분석을 통해 4개의 구간으로 나뉜 계단 함수로 추정하여 구현하였다.

그림 4는 변화량 모듈로 컬러 성분의 차이를 이용하여 크기와 각도를 계산한다. 각도를 계산하기 위해 나눗셈 연산과 아크탄젠트 연산을 필요로 하여 나눗셈 모듈을 따로 설계하였고, 표 1의 분석을 통해 4개 구간으로 나눈 선형 함수를 사용하여 아크탄젠트 모듈을 설계하였다. 또한 가중치 모듈과 타이밍을 맞추기 위

해 3개의 컬러 성분을 동시에 계산할 필요가 있고, 이를 위해 그림 4의 모듈 3개를 사용하여 한 픽셀에 대한 연산을 병렬로 처리한 뒤 각 값을 합하여 출력해 준다.

표 1. 지수함수와 아크탄젠트 구현에 따른 에러 분석

exp(x)			
	구간	에러	에러(%)
step	2	2502	2.26
step	4	2345	2.12
line	2	4676	4.22
line	4	2432	2.19
tan ⁻¹ (x)			
	구간	에러	에러(%)
step	2	2122	1.91
step	4	2067	1.86
line	2	2050	1.85
line	4	1983	1.79

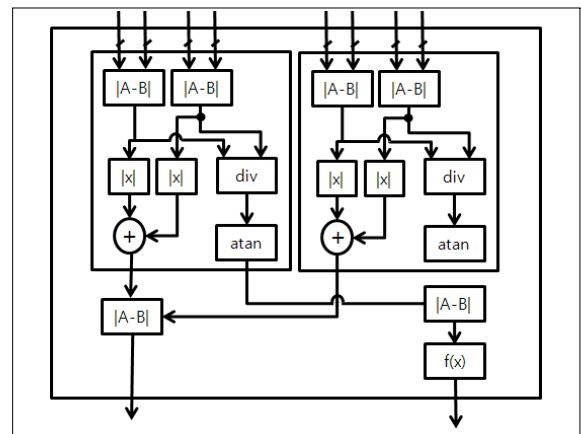


그림 4. 변화량 모듈

9개의 모듈로 병렬 처리하여 9개의 픽셀을 동시에 계산하도록 이와 같은 구조를 설계하였을 때, 384 × 288의 이미지 크기, 27×27의 윈도우 크기, 탐색범위를 16으로 하였을 때 약 초당 40프레임 정도의 속도와 2.3% 정도의 에러를 기대할 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 적응적 영역 가중치와 픽셀의 변화량을 사용한 지역 정합방식의 스테레오 비전 알고리즘을 설계하였다. 가중치 계산시 윈도우를 열과 행단위로 나누어서 계산하여 데이터를 재사용할 수 있도록 하였고, 구현이 복잡한 연산들은 선형적인 추정이나 단계적인 추정을 사용하여 에러를 최소화하면서 적은 자원을 사용하고 병렬 처리를 통해 실시간에 적합한 성능

을 내도록 하였다.

참고문헌

- [1] K. Y. Lee, J. W. Lee, and N. Houshangi, "A stereo matching algorithm based on top-view transformation and dynamic programming for road-vehicle detection," *Int. J. of Control, Automation, and Systems*, vol. 7, no. 2, pp. 221-231, 2009.
- [2] Dong-Sun Kim. "A real-time stereo depth extraction hardware for intelligent home assistant robot," *IEEE Trans.* vol. 56, pp.1782-1788, 2010.
- [3] D. Scharstein and R. Szeliski, "A taxonomy and evaluatoin of dense two-frame stereo correspondence algorithms," *IJCV*, 47(1):79-88, 2002.
- [4] L. De-Maeztu, A. Villanueva, and R. Cabeza, "Stereomatching using gradient similarity and locally adaptive support-weight," *Pattern Recognition Letters*, 32(13):1643 - 1651, 2011.
- [5] KJ Yoon and IS Kweon, "Locally adaptive support-weight approach for visual correspondence search," in *CVPR*, vol. 2, pp. 924-931, 2005.
- [6] A. Hosni, M. Bleyer, M. Gelautz, and C. Rhemann, "Local stereo matching using geodesic support weights," *ICIP*, pp. 2093-2096, 2009.
- [7] G. Borgefors, "Distance transformations in digital images," *Comput. Vision, Graphics, Image Processing*, vol. 34, pp. 334-371, 1986.
- [8] Chang, N.Y.-C, "Algorithm and Architecture of Disparity Estimation With Mini-Census Adaptive Support Weight," *Circuits and System for Video Technology*, *IEEE Trans*, vol. 20, pp. 792-805, 2010.

전압제어형 카오스 오실레이터의 온도 해석

주계초, 이수진, 남상국, 한예지, 박용수*, 송한정
 인제대학교 나노시스템공학부, *충청대학교 전기전자학부
 e-mail : huazi363695636@163.com, hjsong@inje.ac.kr

Temperature effects of the voltage controlled chaotic oscillator

Jichao Zhou, Su Jin Lee, Sang guk Nam, Yeji Han, Yongsu Park*, Hanjung Song
 Department of Nano Engineering, Inje University

*Department of Electrical Electronic Engineering, Chungcheong University

Abstract

Temperature effects of the discrete time chaotic circuit are presented. The circuit for temperature analysis consists of two switches for S/H (sample and hold), a level shifter and a nonlinear function for nonlinearity in the feedback. Its chaotic dynamics such as time series and bifurcation diagram as function of the temperature were analyzed by SPICE simulation. We confirmed that chaotic dynamics of the circuit depends on temperature.

I. 서론

카오스 현상에 대한 연구는 대표적인 비선형 동역학 이론의 하나로, 물리학, 공학을 비롯한 여러 분야에서 지속적으로 주목을 받고 있다. 특히, 카오스 시스템의 전자 구현에 대한 관심이 증가하고 있다. 1970년대에 발표된 추아회로가 대표적이며, 최근에는 반도체 집적회로로 이루어지는 여러 형태의 카오스 회로가 제안되었다. 그러나, 이러한 집적회로는 온도에 대단히 민감하다. 안정한 카오스 신호생성을 위하여는, 회로의 온도에 따른 특성변화를 고려하여야 한다. 본 논문에서는 이산형 카오스 집적회로의 온도변화에 따른 특성을 분석한다.

II. 온도특성 분석을 위한 카오스 회로

본 연구에서 구현하는 이산형 카오스 회로의 차분 방정식은 다음과 같다.

$$x(t+1) = g \cdot f(x(t-1), \phi) \quad (1)$$

여기에서 x 는 상태변수다. ϕ 는 온도변수를 나타내며, f 와 g 는 각각 비선형함수와 레벨 쉬프터를 나타낸다. 카오스 신호 생성을 위해서는 최소한 1개 이상의 비선형 함수가 요구된다. 본 논문에서 온도해석을 위한 이산형 카오스 회로를 그림 1에 나타냈다. 제안하는 회로는 비겹침 2상 클럭신호로 구동되며, 3개의 MOS로 이루어지는 비선형함수(nonlinear function)와 레벨 쉬프터(level shifter)로 구성된다. 회로의 동작 원리는, 상태변수 x 가 비선형 함수를 거치며 스위치 Ms1을 통하여, 레벨 쉬프터의 입력으로 연결되고, 그 출력이 스위치 Ms2를 거쳐 다시 입력으로 귀환되면서, 제어전압 V_c 의 조합에 따라, 주기상태, 카오스 상태의 특성을 나타낸다.

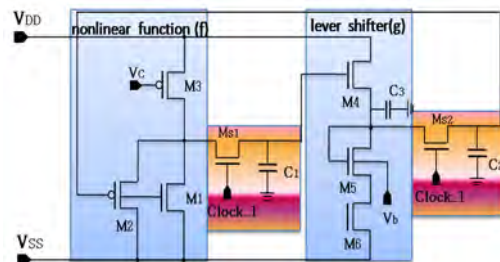


Fig. 1 Chaotic circuit for temperature analysis.

III. 온도변화에 따른 카오스 회로 해석

온도변화에 따른 회로의 특성변화를 보기 위하여, 여러 다른 온도 조건에서 SPICE 모의 실험을 실시하였다. 사용된 SPICE 파라미터는 0.6 μm CMOS 공정파라미터이다. 회로해석은 3.3 V 전원전압, $V_c=1.5$ V, $V_b=0.5$ V, 20 kHz 클럭 조건에서 실시하였다.

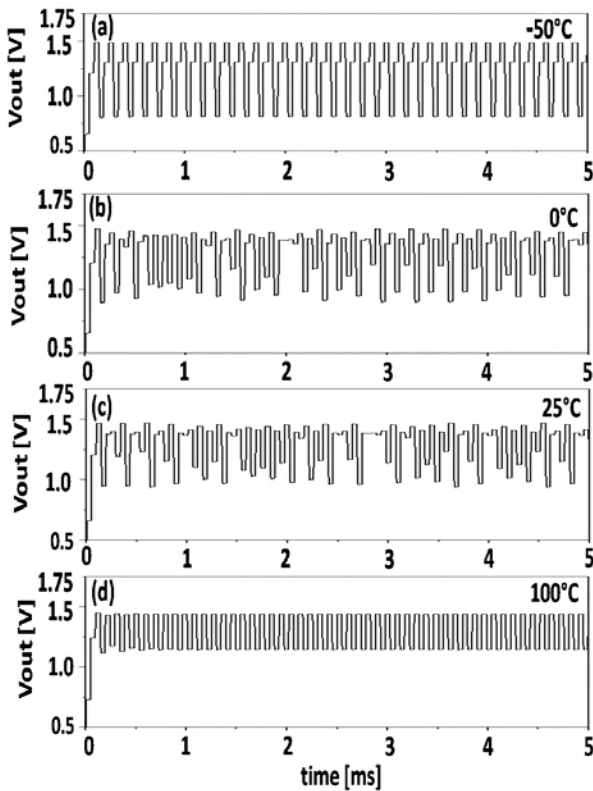


Fig. 2 Simulated time series on the temperature variable. (a) 3 periodic state (-50°C) (b) chaotic state (0°C) (c) chaotic state (25°C) (d) 2 periodic state (100°C)

그림 2은 여러 온도조건에서 SPICE 회로해석에 의한 시간파형의 변화를 보여주고 있다. 그림 2(a)는 -50°C 일 경우로, 출력 V_{out} 의 시간파형이, 그림에서 보듯이 3주기성의 특성을 보인다. 그림 2(b)와 (c)는 각각 온도조건이 0°C 및 25°C 일 때의 경우로, 카오스 특성을 보인다. 그림 2(d)는 100°C 일 때의 경우로, 2주기성의 특성을 보인다. 한편, 온도를 매개변수로 하는 출력전압의 분기도 해석을 실시하였다.

IV. 결론

본 논문에서는 카오스회로의 온도 의존성을 해석하였다. 회로는 3개의 MOS 소자로 된 비선형 함수와 레벨슈프터를 기반으로 2상 클럭으로 구동되며, 제어전압에 따라 여러 가지 카오스 다이내믹스를 보인다. SPICE 모의실험을 실시하여, 온도에 따라 주기상태, 카오스 상태 등으로 출력전압의 특성이 변화하는 것을 확인하였다.

Acknowledgement

This work was sponsored by ETRI SW-SoC R&BD Center, Human Resource Development Project using IDEC CAD program.

참고문헌

- [1] A. R. Vazquez. M. D. Reostiuto, "CMOS design of chaotic oscillators using state variables : A monolithic Chua's circuit," IEEE Trans. Circuit Syst., vol. 40, no. 10, pp. 596-613, 1993..
- [2] R. May, Simple mathematical models with very complicated dynamics, *Nature.*, vol. 261 pp. 459-476, 1976.
- [3] P. Dudek and V.D. Juncu, "An area and power efficient discrete-time chaos generator circuit", European Conference on Circuit Theory and Design, vol. 2, pp.87-90, 2005.

빌딩에서 효율적 전력 제한을 위한 On/Off 제어 전열기 연구

김아연, 유태윤, 한재준, 김동식
한국의국어대학교 전자정보공학과
e-mail : smileygrape@hufs.ac.kr, kris85@hufs.ac.kr,
o2foryou@hufs.ac.kr, dskim@hufs.ac.kr

On On/Off-Controlled Electric Heaters for Efficient Restrictions of Building Power Consumption

Ayeon Kim, Taeyoon Yu, Jaejun Han, DongSik Kim
Department of Electronics Engineering
Hankuk University of Foreign Studies

Abstract

In this paper, we analyze about on/off controlled heater in building environment with many on/off control heaters for the efficient limitation of power consumption. We observe indoor temperature setting, cycle of on/off controller and average power about hysteresis and propose simple mathematical model of heater. Also, power consumption is proportional to the temperature setting with some simulations. And, we propose error variance about temperature setting to measure the satisfaction.

I. 서론

현재 에너지를 줄이기 위한 많은 연구가 진행되고 있는데, 전력 사용량에서 큰 부분을 차지하는 부분으로 냉난방 부하가 있다. 한국의 경우 2013년 에너지경제연구원에서 발표한 자료에 따르면^[1], 냉난방으로 인한 가정, 상업 에너지소비가 꾸준히 증가하고 있으며 그 비중이 더욱 커진다고 볼 수 있다. 미국의 경우 HVAC(heating, ventilation, and air conditioning) 시스템에서 사용하는 전력이 미국 전체에서 사용하는 에너지

소모량의 약 30%를 차지하고 있고, 산업시설의 경우 30-40%를 차지할 정도로 냉난방시스템의 전력사용량이 차지하는 비중이 크다^[2].

냉난방에서 전력사용량을 줄이기 위한 방법으로 국내에서는 온수에 의한 바닥 복사 난방시스템을 많이 사용하기 때문에 이 부분의 자동온도조절기에 관한 연구가 많이 진행되었다^[3]. 하지만 이는 바닥 난방시스템을 사용하는 공동주택에 국한된 연구이기 때문에 빌딩과 같이 전열기나 시스템 에어컨 등을 이용한 냉난방을 사용하는 경우에는 해당되지 않는다. BEMS(building energy management system)라고 하는 건물 에너지 관리 시스템은 빌딩에서의 효율적인 에너지 관리를 위한 것으로, 건물 내 다수의 센서에서 데이터를 수집하여 시설 관리의 적정화를 도모하여 에너지의 효율적 사용 및 절약을 가능하게 해준다. 주로 사무실 용도로 사용하는 빌딩 내에서는 on/off 제어 전열기를 많이 사용하는데, 전열기의 경우 전력소모량이 높기 때문에 다수의 전열기를 사용하는 빌딩과 같은 환경에서 이들의 전력 사용을 제한할 경우 전체 전력사용량을 줄일 수 있으며, 침투부하를 낮추는데도 큰 역할을 할 수 있을 것으로 예상된다. 본 논문에서는 효율적인 전력 제한을 위하여 먼저 on/off 제어 전열기의 작동을 이론적으로 분석하였다. 실내 온도 설정과 on/off 제어기의 히스테리시스에 대한 전력 소비량, on/off 제어기의 주기 등을 관찰하고 전열기의 단순한

수학적 모델을 제시하였다. 이러한 단순한 모델은 전열기 제어를 최적화하는 알고리즘을 고안하는데 있어서 쉽게 사용이 가능하다는 장점을 가지고 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 II장에서는 on/off 제어 전열기 작동을 간단한 이론적 모델을 사용하여 설명하고, 제 III장에서는 on/off 제어 전열기의 모의실험을 통한 관찰과 단순한 모델을 제안하고 만족도를 위한 온도의 왜곡분산을 소개한다. 마지막 제 IV장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

II. On/Off 제어 전열기

전열 기구에서 온도를 제어하기 위해 사용하는 방법 중 가장 일반적인 방법으로 on/off 제어(bang-bang 제어)가 있다^[4]. On/off 제어는 전열기의 설정 온도와 그에 따른 상하한 온도를 정하여, 기기의 온도 또는 실내 온도가 하한 온도에 다다를 경우 기기를 작동시키고 기기의 온도 또는 실내 온도가 상한 온도까지 올라가면 작동을 중지시킨다. On/off 제어 방식은 전열기의 열류 공급이 차단되어 실내 온도가 하한 온도에 다다르면 기기를 작동시키는 과정을 반복한다. 주로 전기난로, 다리미, 냉장고 등에 on/off 제어 방식이 사용되며, on/off 제어기는 단순한 thermostat 스위치로 구현이 가능하므로 낮은 비용으로 온도 제어가 가능한 장점이 있다.

본 연구에서는 실내 온도 해석 모델로 열유동저항망 모델을 이용하였다^[5]. 열유동저항망 모델은 전기회로에서 전위차 ΔV , 전류 I , 저항 R 을 온도의 변화 ΔT ($^{\circ}\text{C}$), 열류 Q (W), 절대열저항 R_{th} ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)으로 각각 대응시켜 회로처럼 해석하는 것을 가능하게 해준다. 시간 t (min)에 대하여 실내 공간으로 공급하는 열류를 $Q(t)$ (W), 외기 온도에 의해 빼앗기는 열류를 $Q_{out}(t)$ (W)라고 하였을 때 내부와 외부의 열류의 차는 실내 온도 $T(t)$ ($^{\circ}\text{C}$)의 변화량에 비례하는 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$Q(t) - Q_{out}(t) = C \frac{dT(t)}{dt} \quad (1)$$

식 (1)에서 상수 C 는 열용량(kcal/ $^{\circ}\text{C}$)을 의미한다. 외기 온도를 상수 T_{out} 라고 정의하면, 외부에 빼앗기는 열류 $Q_{out}(t)$ 는 내부와 외부 온도의 차이를 열저항 R_{th} 으로 나누어 구할 수 있으며 이를 식 (2)에 나타내었다.

$$Q_{out}(t) = \frac{T(t) - T_{out}}{R_{th}} \quad (2)$$

식 (2)를 식 (1)에 대입하면 다음 식과 같이 실내 온도

$T(t)$ 에 관한 일차 미분방정식을 구할 수 있다.

$$R_{th} C \frac{dT(t)}{dt} + T(t) = R_{th} Q(t) + T_{out} \quad (3)$$

식 (3)의 미분방정식을 풀어서 시간의 변화에 따른 실내 온도 $T(t)$ 를 구할 수 있다. 식 (3)에서 대류식 히터에서 공급되는 전기가 전력으로 모두 변환된다고 가정하면 공급 열류 $Q(t)$ 는 전기를 통해 공급되는 전력과 동일하다. 따라서 $Q(t)$ 는 공급 전력이라고 부르기로 한다. 또한 on/off 제어 전열기에서 공급 전력의 형태는 전열기가 on일 때 $Q(t) = Q_{on}$ 이 되며 off일 때는 $Q(t) = 0$ 이 된다. 여기서 Q_{on} (W)은 양수로 최대 공급 전력이다.

III. On/Off 제어 전열기의 모의실험 및 모델

본 장에서는 on/off 제어 전열기의 모의실험을 수행하고 실험 결과의 관찰을 통하여 단순한 모델을 제안하며 온도 제어의 만족도를 측정하기 위한 온도의 왜곡분산을 소개한다.

A. On/Off 제어 전열기의 모의실험

본 모의실험에서는 상수인 외기 온도 T_{out} , 전열기의 설정 온도 T_c , 설정 온도와 상한 또는 하한 온도의 차이인 양수 Δ , 그리고 공급 전력 $Q(t)$ 를 on/off 형태로 입력시켜 평균 전력 및 on/off 주기를 얻어 on/off 제어 전열기의 제어 특성을 파악하고자 한다. 본 모의 실험에서는, 가로 5m, 세로 5m, 높이 3m인 실내공간을 가정한 상태에서 진행하였다. 실내 온도의 초기 조건 $T(0)$ 은 실내 온도가 난방을 가하지 않은 상태로 충분한 시간이 흘러 실내 온도와 외기 온도가 평형을 이루었다고 가정하여, 즉 $T(0) = T_{out}$ 이며, on/off제어 방식의 특성을 알아보기 위해 벽체의 내열재 등은 고려하지 않았다. 또한 처음 on/off 제어 전열기가 켜지고 상한 온도에 도달하기 전의 과도기 응답 구간은 제어 특성 및 온도를 해석하는데 영향을 줄 수 있으므로 평균 전력 및 on/off 주기 산출시 이를 제외하여 계산하였다. 열관류율에 역수를 취하면 열저항을 얻을 수 있으며 열관류율은 2010년 건축물에너지절약설계기준에 명시된 지역별 건축물 부위의 열관류율표를 기준으로 하였다.^[6] 우리나라 중부지역에서 거실의 외벽이 외기에 직접 면하는 경우의 열관류율은 $0.36\text{W}/\text{m}^2\text{C}$ 이하를 충족시키도록 법으로 규정하고 있으며 본 연구에서는 이를 만족하는 수치인 $0.30\text{W}/\text{m}^2\text{C}$ 를 사용한다. 열관류율 $0.30\text{W}/\text{m}^2\text{C}$ 의 역수를 취하면 열저항이 되며

이를 다시 공간의 면적으로 나누면 절대열저항 $R_{th} = 0.0303$ 을 구할 수 있다.

B. 모의실험 및 on/off 제어 전열기의 선형모델
 첫 번째 실험으로 온도 설정에 따른 실내 온도 변화를 알아보았다. 이를 위해 $Q_{on} = 2000W$, 외기 온도를 $T_{out} = -2^{\circ}C$, 히스테리시스를 $\Delta = 1^{\circ}C$ 로 고정시킨 상태에서 실내 온도 $T(t)$ 의 곡선을 그림 1에 도시하였다. 그림 1을 보면, 처음엔 전열기에서 전력이 공급되어 실내 온도가 외부 온도와 같은 지점에서 출발해서 설정 온도 근처로 가며, $T_c + \Delta$ 에서는 전열기를 off, $T_c - \Delta$ 에서는 다시 on 시키는 반복적인 동작을 통하여 실내 온도가 설정한 온도 근처에 머무르게 한다.

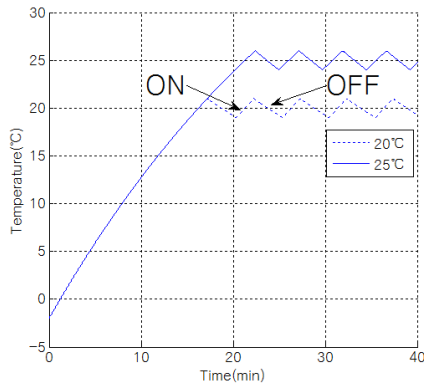


그림 1. 설정 온도 T_c 에 따른 온도 곡선 $T(t)$

두 번째 실험은 최대 공급 전력을 변화시키면서 소모되는 평균 전력과 on/off 제어기의 주기를 측정해 보았으며 결과를 그림 2에 각각 도시하였다. 최대 공급 전력을 올리면 필요한 평균 전력이 미미하게 감소하는 것을 관찰할 수 있으며(그림 2(a) 참조), on/off 주기는 감소함을 알 수 있다. 만일 빌딩 환경에서 N 대의 동일한 전열기를 사용하고 있다면 최대 공급 전력을 크게 잡으면 순간적으로 최대 올라가는 전력 소비는 NQ_{on} 까지 갈수도 있다. 하지만 침투부하를 측정하는 경우 15분 단위로 사용된 전력량으로 측정을 하므로, NQ_{on} 보다는 그림 2(a)의 평균 전력과 on/off 주기인 그림 2(b)의 값이 침투부하 측정에 중요한 역할을 한다. 예를 들면 그림 2(b)에서 $Q_{on} = 3000W$, $T_c = 25^{\circ}C$ 일 때 on/off 주기는 3.704분인데 15분의 주기로 평균을 내면 실제 평균 전력보다 높은 값을 나타낼 수도 있다.

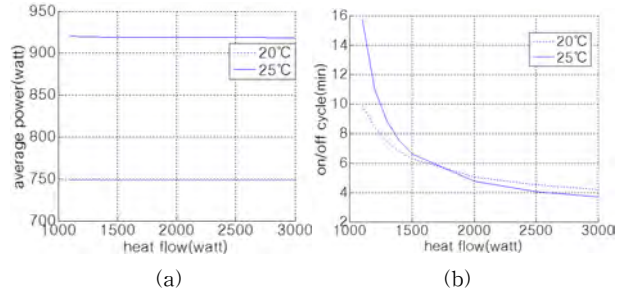


그림 2. 최대 공급 전력 Q_{on} 에 대한 평균 소비 전력과 on/off 주기 (a) 평균 소비 전력 (b) 제어기의 on/off 주기

다음 실험은 on/off 제어 전열기에서 설정한 온도가 어느 정도 정확한지를 측정하기 위해 온도의 왜곡 분산 σ_{err}^2 을 정의하고 이를 계산해 보았다(그림 3). 이때 왜곡 분산은 다음과 같이 정의한다.

$$\sigma_{err}^2 = \frac{1}{P} \int_0^P (T(t) - T_c)^2 dt \quad (4)$$

식 (4)에서 P 는 실내 온도 $T(t)$ 의 정상상태 응답에서의 on/off 주기이다. 그림 3a에서는 Δ 에 따른 평균 온도를 도시하였으며, Δ 를 크게 하면 평균 온도는 미미하게 감소하였다. 그림 3(b)를 보면 히스테리시스 Δ 가 증가하면서 실내 온도의 변화량이 많아지므로 왜곡분산도 함께 증가함을 관찰할 수 있다. 따라서 식 (4)의 왜곡분산을 사용하여 설정한 온도에 대한 만족도를 측정하는 수치로 사용이 가능함을 알 수 있다.

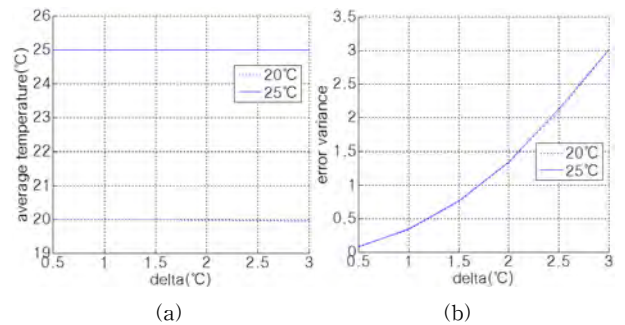


그림 3. On/off 제어 전열기의 히스테리시스 Δ 에 대한 실내 온도 T 의 평균과 오류분산 (a) 실내 온도 T 의 평균 (b) 실내 온도 T 의 설정 온도 T_c 에 대한 오류분산

마지막 실험은 설정한 온도와 평균 전력간의 관계를 관찰하기 위한 것이며 이러한 관찰을 통하여 on/off 제어 전열기의 간단한 선형 모델을 제시하려한다. 그림 4에는 설정 온도 T_c 에 따른 평균 전력 곡선을 도시한 것으로, 선형 피팅을 수행하여 설정 온도와 평균 전력간의 관계식이 간단한 선형 모델로 나타낼 수 있음을 알 수 있다. 이 때 선형모델은 다음 식과 같다.

$$Q_{aver} = \frac{T_c - T_{out}}{R_{th}'} \quad (5)$$

그림 4를 보면, 설정 온도 $T_c = 20^\circ\text{C}$ 와 25°C 에 대하여 각각 추정한 절대열저항 R_{th}' 는 서로 매우 유사한 값 $R_{th}' \approx 0.0293$ 을 가지고, 선형 피팅한 두 직선은 $1/R_{th}'$ 의 같은 기울기를 갖는다. 이러한 값은 앞서 사용한 절대열저항 $R_{th} = 0.0303$ 과 비슷한 수치를 갖는다. 이를 통해 선형모델의 식 (5)는 앞서 명시한 식 (2)의 형태와 유사함을 알 수 있다. 또한 설정 온도 T_c 가 증가할수록 식 (5)에 나타난 것처럼 $1/R_{th}'$ 에 비례하여 평균 전력이 증가하였다. 이 실험을 통하여 설정된 온도에 대하여 평균 전력이 비례함을 확인할 수 있었고, on/off 제어 전열기는 식 (5)와 같은 간단한 모델로 나타낼 수 있음을 알 수 있다.

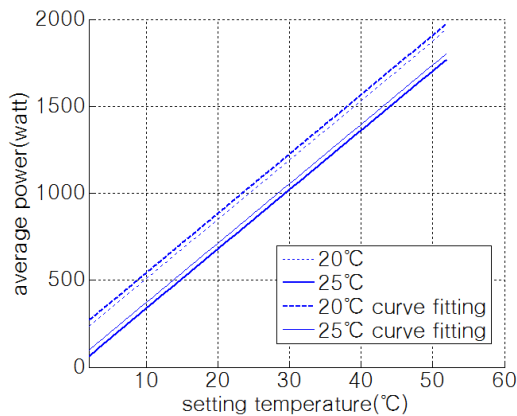


그림 4. 설정 온도 T_c 에 따른 평균 전력 곡선과 모델

IV. 결론

지금까지 공급 열류 Q_{on} , Δ , 설정 온도 T_c 를 변화시켜 실험하였다. 공급 전력이 클수록 평균 전력이 미미하게 감소하고, on/off 주기가 감소하는 것을 관찰하였다. on/off 주기가 짧다는 것은 일정 구간 내에 침두부하가 걸릴 확률이 더 높아진다는 것을 의미하기 때문에 공급 열류 Q_{on} 가 클수록 측정 구간내 평균 전력보다 더 높은 전력을 소비할 가능성이 커진다. 다음으로 Δ 에 따른 평균 온도와 왜곡분산과 알아보았으며, Δ 가 증가하면서 평균 온도의 변화는 미미한 반면, 실내 온도의 변화량이 많아지므로 왜곡분산도 함께 증가함을 확인할 수 있었다. 여기서 왜곡 분산은 설정 온도와 실내 온도의 차이를 평균분산한 것으로, 왜곡 분산은 설정 온도의 정확성에 관한 척도를 제시하여 만족도를 측정하는 수치로 사용 가능함을 보였다. 마지막으로 설정 온도에 따라 on/off 제어기의 주기 등을 관찰하여

전열기의 단순한 선형 모델을 제시하였으며, 이를 통해 설정된 온도에 대하여 평균 전력이 비례함을 확인하였다.

감사의글

본 연구는 지식경제부 산업융합원천기술개발사업으로 지원된 연구결과임[10041740, 빌딩내 기기들을 웹을 통해 연동하여 사용자 맞춤형 실시간 최적제어 모니터링 서비스를 제공하는 소프트웨어 개발].

참고문헌

- [1] 김진우, “에너지통계월보”, 에너지경제연구원, 제 29권 4호, 2013.4
- [2] Karthik Chinnakani, Anunay Krishnamurthy, James Moyne, “Comparison of Energy Consumption In HVAC Systems Using Simple ON-OFF, Intelligent ON-OFF and Optimal Controllers”, Power and Energy Society General Meeting, IEEE, 2011
- [3] 송재엽, 안병천, “공동주택 바닥난방용 자동온도조절밸브의 제어특성 및 성능해석”, 한국설비기술협회, 제 25권 11호, 2008.1, pp.45-53.
- [4] B Li, AG Alleyne, “Optimal on-off control of an air conditioning and refrigeration system”, American Control Conference, 2010.
- [5] 김경철, “바닥 복사난방 시스템용 자동온도조절기의 제어방법에 관한 연구”, 경원대학교, 2009.8
- [6] 국토교통부, [별표 4] 지역별 건축물부위의 열관류율표(제21조제1항제1호 관련), 지역별 건축물부위의 열관류율 개정법령, 건축물의 설비기준 등에 관한 규칙, 2010.11.5

포스터

시스템및제어 소사이어티

- 시스템및제어 1
- 시스템및제어 2
- 시스템및제어 3
- 시스템및제어 4
- 시스템및제어 5
- 시스템및제어 6

SUMMER

3D-RGB 포인트 클라우드 데이터 구축 방법

*이유철, 박승환, 최성록, 유원필
한국전자통신연구원 로봇/인지융합연구부
e-mail : {ychee, sinkyv, sunglok, ywp}@etri.re.kr

3D-RGB Point Cloud Data Construction Method

*Yu-Cheol Lee, Seung-Hwan Park, Sunglok Choi, Wonpil Yu
Robot/Cognitive Convergence Research Department
Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

This paper presents the effective way to build the precise 3D point cloud data with the color based on the probability theory by filtering out the false data measured by the RGB-D camera. Recently, many engineering technologies including the intelligent vehicle have been used the RGB-D cameras due to their wealth information such as the position and the color of objects at surroundings. However, the raw data acquired by the RGB-D camera include a lot of false measurements due to the disturbances caused by variation of luminosity, shape of and distance to object, synchronization and etc. To improve the accuracy of the RGB-D camera, this paper proposes the simple filtering method based on the 3D probabilistic voxel mapping. To verify the effectiveness of the proposed method, we perform the experiment with the intelligent vehicle in indoor environment to build the 3D RGB map using the filtered point cloud data. The experimental results show that it is possible for the RGB-D camera to construct the accurate 3D point cloud data including the color information.

I. 서론

최근 10년간 공간을 인식하기 위해 색상정보(RGB)와 물체까지의 거리정보 (Depth)를 함께 측정할 수 있는 RGB-D 카메라의 성능이 획기적으로 발전하였다. 최근 출시되는 RGB-D 카메라 시스템은 거리정보를 측정하는 방식에 따라 크게 두 가지로 나눌 수 있다. 첫 번째로 스테레오 카메라의 거리 정보를 인식하는 방식으로 하나의 카메라가 정형화된 패턴을 주사하고, 다른 카메라가 이를 인식 및 매칭하여 거리 값을 산출하는 Projected Texture Stereo (PTS) 방식이 있다 [1]. 두 번째로 적외선 발신기에서 주사한 광이 물체에 반사되어 오는 것을 수신기에서 탐지하여 걸린 시간을 이용하여 거리 값을 산출하는 Time Of Flight(TOF) 방식이 있다[2].

거리 값을 측정하는 방식에 따라 장단점이 있다. 우선 PTS 방식은 매우 촘촘한 거리 정보를 획득할 수 있는 반면에 패턴을 인식하여야 하는 특성상 원거리 거리 인식이 불가능하고 빛의 외란에 민감하여 태양광이 존재하는 실외 공간에서는 거리 측정이 불가능하다. 반면에 TOF 방식은 사용하는 적외선의 파장 및 강도에 따라 실외 공간에서도 원거리 인식이 가능하지만 TOF를 사용하는 특성상 밀집된 3차원 거리 정보를 획득하기 어렵고 고가이다.

연구자 및 개발자는 RGB-D 센서의 응용 및 목적에 맞게 PTS와 TOF 방식을 선택적으로 사용할 수 있으나, 두 방식 모두 센서의 가끔씩 측정된 거리 및 RGB 정보에 오차가 포함되어 있다. 잘못 측정된 정보를 제거 및 효과를 줄이기 위해 주로 필터링 및 스무딩하는 방법을 사용한다[3].

필터링 및 스무딩 방법으로 Iterative Closest Point(ICP) 방법 등으로 근접 포인트를 집합체[4]로 묶거나, 3개 이상의 포인트들을 이용하여 법선 벡터를 산출하여 잘못된 측정된 포인트를 제거하는 방법이 있다. 하지만, 이런 방법은 포인트 클라우드의 개수가 많아 지거나, 정밀도를 높이기 위해서는 계산량이 많아지는 단점이 있다. 따라서, 대형 공간에서 신속하게 정확한 포인트만을 필터링 및 스무딩 하기에는 적당하지 않다.

본 논문은 베이지안 확률모델에 따라 정확한 복셀(Voxel)형태의 3D 격자지도를 작성하고, 이를 기반으로 정확하게 측정된 포인트 데이터만을 선별하는 방법을 제안하였다. 이는 포인트 데이터 개수와는 상관없이 대형 공간에서도 신속하게 정확한 포인트 데이터를 선별할 수 있는 방법이기에 이동체의 지도작성, 장애물 검출, 위치인식 등에 폭 넓게 사용될 수 있다. 실제 제안한 기술을 이동 로봇의 지도작성에 적용하여 그 성능을 입증한다.

II. RGB-D 센서

공간 인식에 사용되는 주변 환경 물체의 위치 및 색상 정보를 측정할 수 있는 RGB-D 센서는 다양한 방법으로 구현될 수 있다. 그림 1(a)와 같이 컬러 이미지를 추출할 수 있는 카메라와 거리를 측정할 수 있는 레이저 스캐너의 결합으로 RGB-D 센서를 구현할 수 있다. 이는 측정 거리를 사용하는 레이저 스캐너의 성능에 따라 선택적으로 사용할 수 있는 장점이 있으나, 별도로 색상 정보와 거리 정보를 매칭하기 위한 작업이 필요한 불편한 점이 있다. 또 다른 방식으로는 그림1(b)와 같이 스테레오 카메라를 사용하여 RGB-D 센서를 구현하는 것이다. 이는 모듈화 되어 있기 때문에 거리 정보와 색상 정보를 별도로 매칭하는 작업이 필요 없으나, 추출하는 특징 점에 따라 측정하는 거리 값의 정확도가 떨어진다. 앞서 제시한 방법을 개선한 것이 그림1(c)와 같은 Projected Texture Stereo(PTS) 방식의 RGB-D 센서이다. 이는 적외선으로 특징 점을 주사하기에 실외에서 사용하기에는 어렵지만, 일반 스테레오 카메라보다 거리 측정에 있어 향상된 정확도를 보여주며, 대중화로 저비용으로도 포인트 클라우드 데

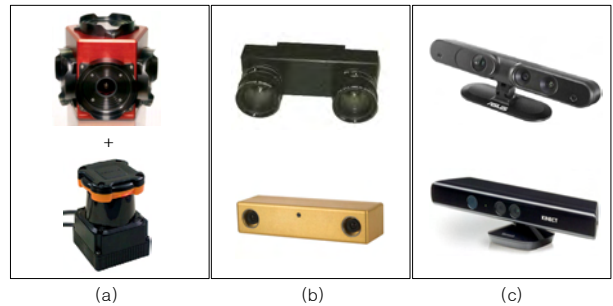


그림 1. RGB-D 센서의 종류;(a)스테레오카메라(Ladybug5)와 레이저스캐너(Hokuyo 30LX)를 이용한 시스템, (b)스테레오카메라 센서(상: Vedere Mega-DC5, 하: Point Grey Bumblebee), (c)PTS 카메라 센서(상: ASUS Xtion-Pro, 하: Microsoft Kinect)

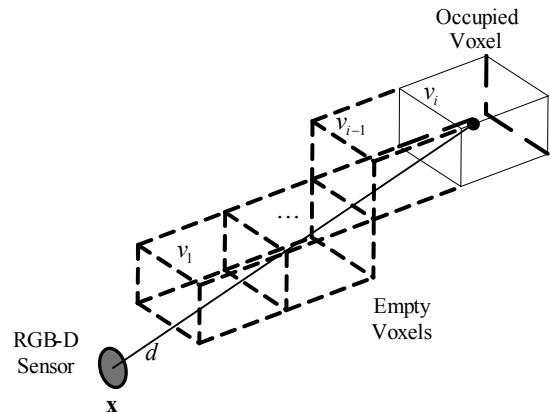


그림 2. RGB-D 센서 측정값을 이용한 3D 격자지도 작성

이터를 구축하기에 적합하다.

본 논문에서는 실내를 대상으로 포인트 클라우드 데이터를 구축하는 전제하에 PTS 방식의 RGB-D 센서를 사용하였다.

III. RGB-D 포인트 클라우드 구축

본 절에서는 RGB-D 센서를 통해 측정된 포인트 데이터를 이용하여 확률기반 3D 격자지도를 작성하고, 정확한 포인트 데이터만을 필터링하여 RGB-D 포인트 클라우드를 구축하는 방법에 대하여 설명한다.

3.1 3D 격자지도 작성

측정한 포인트 데이터를 이용하여 3차원 공간을 일정한 크기의 수 많은 육각형으로 나누어, 각 육각형 영역에 물체의 존재 유무를 표현한 것이 3D 격자지도라고 한다.

RGB-D 센서를 통해 획득한 거리는 임의의 방향에 있어 센서로부터 가장 근접한 물체의 위치까지의 거리이다. 따라서 RGB-D 센서의 거리 값을 이용하면 공간 내 물체의 위치를 파악할 수 있다.

하지만 공간상에 동적으로 움직이는 물체를 포함한 다양한 외란 요소로 인해 RGB-D 센서의 거리 값은 오차를 가진다. 원천적으로 측정된 거리 오차를 제거할 수 없기 때문에 후처리 작업으로 필터링 및 스무딩 방법을 사용한다.

본 절에서는 RGB-D 센서의 측정 정보에서 잘못된 거리 정보의 영향을 효율적으로 제거하기 위한 방법으로 베이시안 확률이론에 기반한 3D 격자지도를 작성 방법을 사용하였다. 이는 3차원의 작은 복셀로 공간을 나눈 후 물체가 존재할 점유 확률을 평가하여 잘못된 센서 측정 정보를 영향을 최소화 하는 방법이다.

그림 2와 같이 RGB-D 센서에서 임의의 물체까지의 거리 d 을 획득하였을 때, 센서로부터 물체까지의 체적 정보를 이용하여 3차원에서 지나가는 3D 격자(복셀, voxel)의 위치를 획득할 수 있다. 그림 2에서 복셀들은 물체가 존재하지 않은 비점유 영역 복셀(v_1, \dots, v_{i-1})과 물체가 존재하는 점유 영역 복셀(v_i)로 나눌 수 있다.

$$p(o|v) + p(\bar{o}|v) = 1 \quad (1)$$

임의의 복셀의 물체가 존재할 점유확률($p(o|v)$)과 물체가 존재하지 않을 확률($p(\bar{o}|v)$)의 합은 식 (1)과 같이 항상 1이며, 베이시안 조건 확률을 이용하여 점유 및 비점유 영역에 따라 확률 값은 변동된다[5].

$$p(o|v)_t = \frac{1 - c_{empty} \cdot (1 - d/d_{max}) \cdot p(o|v)_{t-1}}{(1 - p(p|v)_{t-1})} \quad (2)$$

비점유 영역에 존재하는 복셀들의 점유 확률 값은 식 (2)와 같이 점유 확률 값은 거리에 따라 차등 감소한다. 이는 센서로부터 거리가 작을수록 오차가 작음을 반영하여 더 크게 감소함을 반영한 것이다. 수식에서 $p(o|v)_{t-1}$ 는 시간 $t-1$ 일 때 복셀 v 의 점유 확률 값을 의미한다. 이때, 측정 거리 값 d 는 d_{max} 보다 항상 작아야 한다. 그리고, 보정 상수 C_{empty} 는 0보다 크고 1보다 작은 수로 0에 가까워질수록 감소되는 변화량이 작아진다.

$$p(o|v)_t = \frac{c_{occupied} \cdot p(o|v)_{t-1}}{1 - (1 - c_{occupied}) \cdot p(p|v)_{t-1}} \quad (3)$$

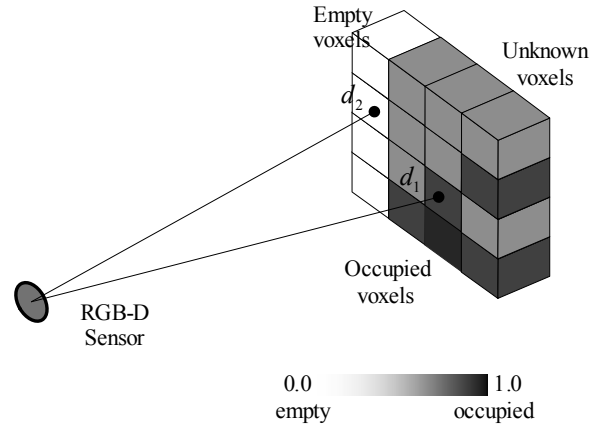


그림 3. 격자지도를 이용한 포인트 데이터 필터링

점유 영역 복셀은 식 (3)을 이용하여 점유 확률 값이 갱신 증가된다. 이때, 보정 상수 $C_{occupied}$ 는 1보다 큰 수로 1에서 멀어질수록 점유 확률의 증감되는 변화량이 커진다.

3.1 필터링: RGB-D 포인트 클라우드 구축

RGB-D 센서를 이용하여 3D 격자지도를 작성하고, 이를 통해 측정된 포인트 데이터의 정확도를 분석하여 정확한 데이터만을 필터링하여 RGB-D 포인트 클라우드를 구축할 수 있다.

그림 3의 d_1 과 같이 점유 영역 복셀에 포함되는 거리 정보만을 선별하여 포인트 클라우드로 저장한다. 만일 만일 d_2 와 같이 비점유 영역 복셀에 해당하는 거리 정보는 잘못 측정되었을 가능성이 높으므로 저장되는 포인트 클라우드에서 제외된다.

$$\begin{aligned} p(o|v, d)_t > p_{threshold} &\Rightarrow d \in P_c \\ p(o|v, d)_t \leq p_{threshold} &\Rightarrow d \notin P_c \end{aligned} \quad (4)$$

식 (4)는 임의의 거리 측정값 d 값이 있을 때, 여기에 해당하는 복셀 v 의 점유확률 값 $p(o|v, d)_t$ 이 점유 영역과 비점유 영역을 나누는 경계 확률 $p_{threshold}$ 보다 클 경우 포인트 클라우드 P_c 에 포함하고, 작을 경우 포인트 클라우드 P_c 에서 배제한다.

IV. 시험

본 절에서는 확률기반 3D 격자지도에 기반하여 정확한 포인트 데이터만을 필터링하여 RGB-D 포인트

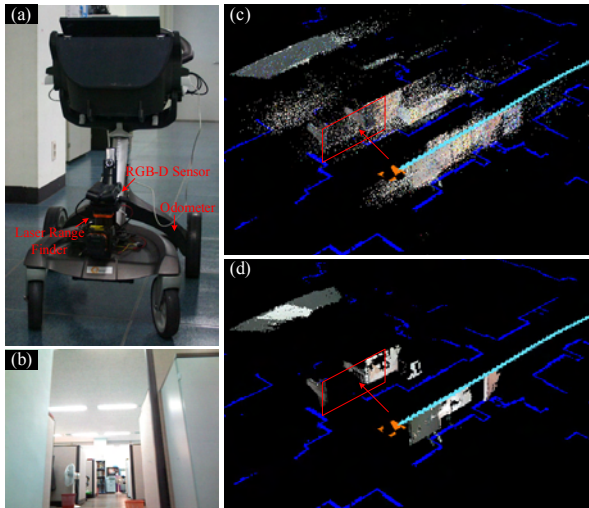


그림 4. 시험 장비 및 포인트 데이터 도시 결과

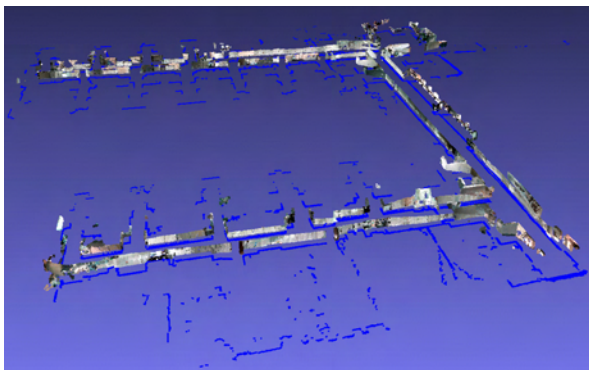


그림 5. 포인트 클라우드 구축 결과

클라우드를 구축하는 방법의 성능을 검증하기 위하여 시험한 결과를 설명한다. 그림 4(a)와 같이 오도미터, 레이저 스캐너, RGB-D 센서를 장착한 이동식 카트를 실험 도구로 사용하였다. 오도미터와 레이저 스캐너에서 획득된 정보는 스캔 매칭을 통해 이동식 카트의 정확한 위치를 추정하는데 활용된다. 또한 PTS 방식의 2개의 RGB-D센서를 이동식 카트의 양측면에 장착되어 공간에 대한 포인트 데이터를 획득하는데 이용된다. 그림 4(b)는 RGB-D센서에서 획득된 RGB 이미지로써, 그림 4(c)(d)의 빨간색으로 도시된 방향에 대한 것이다. 그림 4(c)는 가공하지 않은 포인트 데이터를 뿌려준 것이며, 그림 4(d)는 3D 격자지도에 기반하여 잘못된 포인트 데이터를 제거한 결과이다. 특히, 그림 4(b)에서와 같이 트인 공간에 대한 공간에 대해서도 그림 4(c)에서 보이는 결과는 많은 잘못된 포인트 데이터가 존재한다. 반면에 그림 4(d)는 잘못된 포인트 데이터가 효과적으로 제거되었음을 확인할 수 있다.

그림 5는 한국전자통신연구원 12동 7층의 포인트 클라우드를 구축한 결과이다. 3D 격자지도를 통해 제거 전에 포인트의 개수는 462,845,041 개였으며, 필터링을

통해 144,434,991의 데이터만 포인트 클라우드로 구축되었다. 정확도가 높은 대략 31%의 포인트 데이터만을 추출하는 결과를 보였다.

V. 결론

본 논문에서는 베이지안 확률이론을 이용하여 정확하게 3D 격자지도를 작성하고, 이를 이용하여 정확한 포인트 데이터만을 선별하여 클라우드로 저장하는 방법을 제안하였다. 또한, 실제 실험을 통해 그 효과를 검증하였다. 추후 정확한 포인트 클라우드를 이용하여 텍스처 구축, 인식, 지도 작성 등에 다양하게 활용될 수 있을 것이다.

후기

본문은 산업통상자원부와 산업기술평가관리원의 연구과제(원진 고방사선구역 작업환경 모니터링 로봇 시스템 개발, 10041109)의 지원을 받았습니다.

참고문헌

- [1] Diosi and L. Kleeman, "Fast Laser Scan Matching using Polar Coordinates," The Int. Journal of Robotics Research, vol. 26, no. 10, pp.1125-1153, 2007.
- [2] I. J. Cox, "Blanche—an experiment in guidance and navigation of an autonomous robot vehicle," IEEE Trans. on Robotics and Automation, vol. 7, no. 2, pp.193-204, 1991.
- [3] G. Grisetti, R. K?mmerle, C. Stachniss, W. Burgard, "A Tutorial on Graph-Based SLAM," IEEE Intelligent Transportation Systems Magazine, vol. 2, no. 4, pp.31-53, 2010.
- [4] G. A. Borges, "A Split-and-Merge Segmentation Algorithm for Line Extraction in 2-D Range Images," Proc. of IEEE Int. Conf. on Pattern Recognition, pp.1441-, 2000.
- [5] J. Guan, Z. Wang, and X. Yao, "A new approach for road centerlines extraction and width estimation," Proc. of IEEE Int. Conf. on Signal Processing, pp.924-927, 2010.
- [6] T. Bailey, "Mobile Robot Localisation and Mapping in Extensive Outdoor Environments," Ph.D. dissertation, ACFR - University of Sydney, Aug. 2002.

직장암 환자의 방사선 치료에서 벨리보드의 역할

*금웅섭, 남기창, 이상규, 백종걸, 금기창
연세대학교 의과대학

e-mail : mdgold@yuhs.ac, chadol@yuhs.ac, leeskuy@yuhs.ac, jgbaek@yuhs.ac, kckeum@yuhs.ac

The role of a belly board in radiotherapy for rectal cancer

*Woong Sub Koom, Ki Chang Nam, Sang Kyu Lee, Jong Gul Baek, Ki Chang Keum
Yonsei University College of Medicine

Abstract

Radiotherapy (RT) plays a significant role in current rectal cancer treatment before or after surgery. The small bowel is one of the organs sensitive to radiation. The aim of this study was to investigate the effect of a belly board with bladder compression device for small bowel displacement from the radiotherapy field for rectal cancer. Computed tomography (CT) scan method applied to analyze how much the lower boarder of belly board aperture affected irradiated volume of small bowel. Using bladder compression device, the treated and irradiated volumes of small bowel decreased significantly.

I. 서론

수술 전 혹은 수술 후 방사선 치료 단독 요법이나 항암 화학요법과의 병합 치료는 현재 직장암 치료에 있어 중요한 역할을 하고 있다. 방사선 치료는 방사선이 발생하는 장치 혹은 방사성 동위원소를 이용하여 고에너지 방사선을 조사하여 암세포를 죽이는 치료법으로 암세포에 집중적으로 방사선을 조사하면 암세포를 파괴하고 더 이상 증식되는 것을 막아준다. 그러나, 직장암 환자에게 방사선 치료를 위한 골반조사 시행 시, 소장의 방사선 손상은 치료 부작용으로 흔하게 발

생된다^[1]. 따라서 방사선치료 시 암을 제거하는 효과와 더불어 정상 장기의 손상을 최소화하는 것이 치료 성공의 주요 관건이다.

소장의 급성 및 만성 독성은 골반 내 방사선 치료 시행 시 잘 알려진 문제점 중 하나로 소장의 독성은 주로 방사선량과 방사선조사를 받은 소장의 체적과 관련이 있다고 알려져 있다^[2]. 많은 연구에서 방사선조사를 받는 소장의 체적을 제한하는 벨리보드의 효과가 밝혀졌지만 그 결과가 다양하다^[3-5]. 본 연구에서는 방광압박도구 추가에 따른 벨리보드 하위 경계의 위치 변화에 따라 조사체적 내의 각 장기의 체적 차이 및 선량체적 히스토그램을 분석하여 벨리보드의 하위 경계의 위치가 미치는 영향에 대해 알아보려고 하였다

II. 본론

2.1 벨리보드

방사선 치료에 의한 소장의 후유증을 감소시키기 위해서 벨리보드라는 환자 고정 보드를 이용하여 소장의 위치를 방사선치료 범위 밖으로 밀어내어 치료를 시행하고 있다. 벨리보드는 그림 1과 같이 엮드려서 치료를 받는 경우 치료테이블의 복부 쪽에 구멍이 뚫려있는 판이 있어서 중력에 의해 복부가 아래로 처지게 되면 마찬가지로 소장과 대장의 적지 않은 부분을 방사선치료 범위에서 제외시킬 수 있기 때문이다.

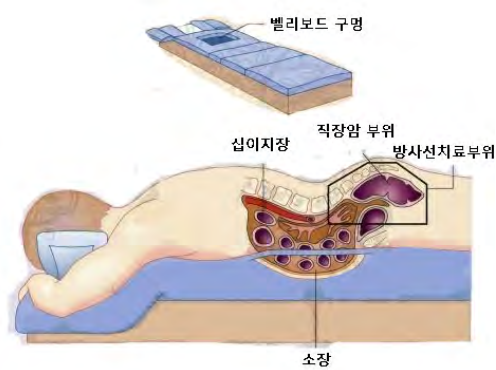


그림 1. 직장암 방사선치료시 벨리보드를 사용한 소장의 위치 이동

2.2 대상 및 방법

직장암으로 수술 전이나 후에 방사선치료를 받은 환자 중 전산화 단층촬영 재시행이 필요했던 환자를 대상으로 후향적으로 분석하였다. 자체 제작된 벨리보드는 환자가 복위 자세로 누울 경우 환자의 복부가 처질 수 있는 칠각형의 홀이 있으며, 치골상부 공간은 방광 압박도구가 들어갈 수 있도록 하였다. 전산화 단층촬영 재시행 시 벨리보드는 이전과 같은 위치에 놓고, 방광압박도구를 추가하여 벨리보드 구멍의 하위 경계가 허리영치관절의 수평면보다 높게 위치하도록 하였다. 24채널 전산화 단층촬영장비(Somatom Sensation Open 24, Siemens, Munich, Germany)를 이용하여 4번 요추부터 회음부까지 5 mm 두께로 촬영하였다. 치료 계획 및 선량체적히스토그램 분석을 위해 치료계획용 시스템(Pinnacle3, Philips, Andover, MA, USA)로 영상을 촬영 직후 곧바로 전송하였다. 치료체적은 처방선량의 90% 이상 조사된 체적으로 정의하였고, 조사체적은 처방선량의 10% 이상 조사된 체적으로 정의하였다.

소장의 체적은 치료체적과 조사체적을 구하고, 방광은 허리영치관절 부위의 수평면 아래의 총 체적(조사체적과 동일)과 치료체적을 구하였으며, 복부골반강의 조사체적도 구하였다. 벨리보드 하위경계의 위치 변화로 인한 복부골반강, 소장과 방광의 조사체적의 변화의 영향과 상호작용을 보기 위해, 복부골반강 대 소장의 조사체적비(단위, %), 복부골반강 대 방광의 조사체적비(단위, %)를 계산하여 전후의 변화를 분석하고 그 상관관계를 보았다.

III. 결과

방광압박도구 사용 후 소장의 치료체적은 $49.1 \pm$

48.0 cc 로 $60.9.0 \pm 50.9$ cc의 사용 전 치료체적보다 유의하게 감소하였고($p = 0.006$), 소장의 방광압박도구 사용 전과 후 조사체적도 482.8 ± 214.2 cc에서 207.5 ± 140.8 cc 로 유의하게 감소하였다($p < 0.001$). 방광압박도구 사용 후 복부골반강의 조사체적도 사용 전보다 유의하게 감소하였다($1,096.9 \pm 218.3$ vs. $1,511.3 \pm 249.3$ cc, $p < 0.001$).

방광압박도구 사용으로 복부골반강 대 소장의 조사체적비는 방광압박도구 사용 후 유의하게 감소하였으며(31.8 ± 12.1 % vs. 18.8 ± 12.4 %, $p < 0.001$), 복부골반강 대 방광의 조사체적 비는 25.2 ± 11.5 %로 사용 전 조사체적비인 18.7 ± 10.5 %보다 유의하게 증가하였다($p < 0.001$). 복부골반강 대 소장의 조사체적비와 복부골반강 대 방광의 조사체적비는 Spearman 상관계수법으로 분석결과 유의하게 역상관관계를 보였다($p < 0.001$).

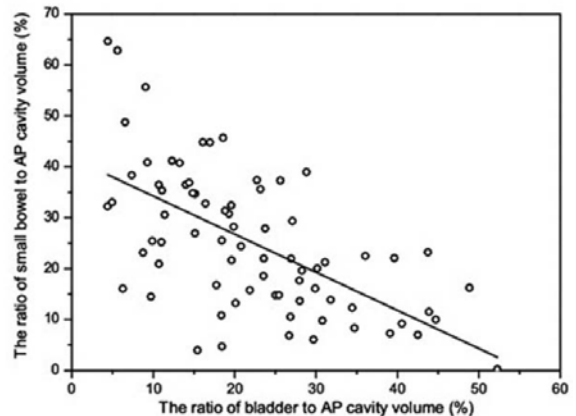


그림 2. 복부골반강 대 소장의 조사 체적비와 복부골반강 대 방광의 조사체적 비의 상관관계

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구는 방광압박도구 추가에 따른 벨리보드 하위 경계의 위치 변화로 인한 영향을 조사하여 적절한 벨리보드 하위 경계를 결정하는 데 도움이 되고자 하였다. 환자의 편의를 위해서 벨리보드의 경계를 늑골의 최하위 경계, 앞 엉덩뼈가시(anterior iliac spine), 치골 결합 부위가 벨리보드에 닿도록 하고 그 외의 복부골반강 부위는 벨리보드 구멍 안으로 들어가게 하여 가능한 많은 소장을 골반 밖으로 위치 변화시키도록 자체제작을 하였다. 그 결과 방광압박도구로 인하여 벨리보드 하위 경계의 위치를 허리영치관절 상방으로 올린 경우, 방광의 조사체적은 차이가 없었으나 방광의 치료체적은 증가하였고, 소장의 조사 체적 및 치료체적, 복부골반강의 조사체적이 유의하게 감소하였다.

또한 단순히 체적의 증감으로 벨리보드 하위 경계의 변화의 효과를 설명하기에는 부족하여 조사체적비를 고려하였다. 복부골반강 대 방광의 조사체적비는 유의하게 증가하였고, 복부골반강 대 소장의 조사체적비는 유의하게 감소하였으며, 방광의 조사체적비가 증가할수록 소장의 조사체적비는 감소하는 역상관계가 있었다. 이를 근거로 방광압박도구를 사용함으로써 벨리보드 하위 경계를 허리영치관절의 수평면 이상으로 올리면, 복부골반강의 조사체적 내의 방광의 비율을 증가시켜서 소장의 조사체적비를 감소시키는 효과가 있음을 알 수 있었다.

현재 본 연구는 환자의 체형을 고려하고 효율적인 방사선 조사를 위한 시제품의 디자인 및 제작 단계에 있다.

Acknowledgement

본 연구는 서울시 서울산업통상진흥원 2012년 서울형 제품-서비스 융합사업 지원에 의해 작성된 논문입니다.

참고문헌

[1] B.D. Kavanagh, C.C. Pan, L.A. Dawson, S.K. Das, SK, X.A. Li, R.K. Ten Haken, M. Miften, "Radiation dose-volume effects in the stomach and small bowel", *Int J Radiat Oncol Biol Phys*, 76:S, pp.101-107, 2010.

[2] J.G. Letschert, J.V. Lebesque, B.M. Aleman, J.F. Bosset, J.C. Horiot, H. Bartelink, L. Cionini, J.P. Hamers, J.W. Leer, M. van Glabbeke, "The volume effect in radiation-related late small bowel complications: results of a clinical study of the eortc radiotherapy cooperative group in patients treated for rectal carcinoma", *Radiother Oncol*, 32, pp.116 - 123, 1994.

[3] T.H. Kim, D.Y. Kim, K.H. Cho, Y.H. Kim, K.H. Jung, J.B. Ahn, H.J. Chang, J.Y. Kim, H.S. Choi, S.B. Lim, D.K. Sohn, S.Y. Jeong, "Comparative analysis of the effects of belly board and bladder distension in postoperative radiotherapy of rectal cancer patients", *Strahlenther Onkol*, 181, pp.601 - 605, 2005

[4] T.G. Shanahan, M.P. Mehta, K.L. Bertelrud, D.A. Buchler, L.E. Frank, M.A. Gehring, S.S. Kubsad, P.C. Utrie, T.J. Kinsella, "Minimization of small bowel volume within treatment fields utilizing

customized 'belly boards', *Int J Radiat Oncol Biol Phys*, 19, pp.469-476, 1990.

[5] I.J. Das, R.M. Lanciano, B. Movsas, K. Kagawa, S.J. Barnes, "Efficacy of a belly board device with CT-simulation in reducing small bowel volume within pelvic irradiation fields", *Int J Radiat Oncol Biol Phys*, 39, pp.67-76, 1997.

하지절단환자의 보행 능력 향상을 위한 지면반력을 이용한 보행 분석에 관한 연구

*장재훈, *송기호, **안세종, *정성택
*한국산업기술대학교 컴퓨터공학과
**(주) 비솔

e-mail : *max2614@naver.com, *sinskd1xm@nate.com,
**toyous85@kpu.ac.kr, *unitaek@kpu.ac.kr

Gait Analysis based on Ground Reaction Forces for Gait Ability Improvement of Lower Extremity Amputees

*Jea-Hoon Jang, *Ki-ho Song, **Se-Jong Ahn, *Sung-Taek Chung
*Dept. of Computer Engineering, Korea Polytechnic University
**Visol Inc.

Abstract

The difficulty to the lower extremity amputees is unskilled to walk by using a orthosis. Accordingly, research about the rehabilitation training is very important in order to solve this problem. It judges the correct gait to be important for the rehabilitation training. In this paper, we studied the gait analysis, that is basic study for gait ability improvement of lower extremity amputees. By using the ground reaction forces devices, we got the ground reaction forces signal of the left and right leg. And we studied the gait analysis with ground reaction forces signal.

에 의하면 80년대 이후 절단의 주원인은 교통사고나 산업재해에 의한 것이 거의 75%이상을 차지하며 연령대로 20대가 가장 많고 10대, 30대순이며 10대에서 30대까지 절단환자 수는 전체의 64%정도이다[1]. 게다가 하지 절단환자의 45% 정도가 의지의 사용에 미숙하다고 보고되고 있다[2]. 그러므로 하지절단환자에게 정상적인 보행에 근접시키는 하지의지의 개발과 더불어 각종 훈련 시스템의 개발은 복지사회구현 측면뿐만 아니라 사회적 발전과 산업경제 측면에서도 매우 중요하다. 본 논문에서는 하지절단환자의 보행능력을 향상시키기 위한 기초연구인 보행 분석에 관한 연구에 대해 설명하고 있으며, 지면반력기를 사용하여 얻어진 지면반력 데이터를 분석하여 보행을 평가 한다.

I. 서론

현대에 들어 과학기술의 발전을 위한 기계와 산업의 발달로 예상치 못한 안전 및 교통사고로 인해 절단환자들이 많이 늘고 있으며, 보행 회복에 있어 많은 노력이 필요하다. 우리나라에는 현재 교통사고나 산재 또는 질병 등 여러 가지 이유로 지체가 절단된 절단환자 수가 날로 증가되고 있는 추세이다. 한 연구 보고

II. 실험 및 데이터 분석

2.1 보행 측정 장비

본 연구에서는 보행 분석을 하기 위하여 지면반력기를 사용하였다. 그림 1의 AMTI 지면반력기를 사용하여 X, Y, Z축 상의 3개의 직교되는 힘 성분을 측정하고, 운동량을 포함한 총 6개의 데이터를 생성한다.



그림 1. 실험에 사용된 AMTI 지면반력기

지면반력기의 데이터를 PC로 전송하기 위해 A/D Sync Box를 사용하여 지면 반력기 데이터를 획득하였다. 그림 2의 A/D Sync Box는 다채널 A/D 컨버터와 장비간 데이터 동기가 가능하다.



그림 2. A/D Sync Box

2.2 실험 환경 및 실험 결과

그림 3은 지면반력기를 통과하여 보행 데이터를 추출하는 것을 보여주고 있다. 가로 3.2m, 세로 1.5m의 공간 가운데에 AMTI 지면반력기 두 대를 설치하여 실험을 진행하였다. 실험 대상은 정상인으로 나이, 키 체중은 각각 만 26세, 178cm, 75.3kg 이었다.

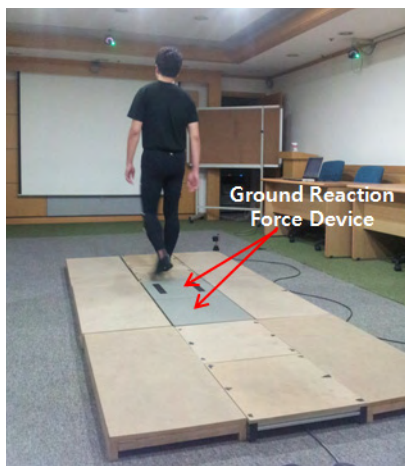


그림 3. 지면반력기(Ground Reaction Force Device)를 이용한 보행 데이터 획득

보행에 있어서 지면반력은 앞으로 나가려는 힘과 균형을 이루려는 힘을 의미하는데, 그 크기와 방향은 몸의 중심이동의 방향과 크기를 정확하게 반영하므로 지

면반력을 통하여 정상보행과 이상보행을 규명하는 것은 가능하다[3]. 그림 4는 보행의 두 단계인 입각기와 유각기를 거친 보행으로 얻어진 지면반력 데이터이다. 그림 4의 상단은 두 대의 지면반력기 중 왼쪽 다리로부터 얻은 지면반력 데이터이며 하단은 오른쪽 다리로부터 얻은 지면반력 데이터이다. 그래프 우측 상단에 표시된 F_x , F_y , F_z 는 각각 좌측과 우측에 가해진 지면반력, 앞부분과 뒷부분에 가해진 지면반력, 수직으로 가해진 지면반력을 의미한다. $1F_z$ 와 $2F_z$ 를 비교해 본 결과 입각기와 유각기에 얻어진 수직지면반력 차이가 거의 없었고, $1F_y$ 와 $2F_y$ 는 입각기 중 왼발의 발가락 떼기(toe off)와 오른발의 뒤꿈치 닿기(heel strike)가 정상적으로 진행 되는 것을 알 수 있었다. 그리고 $1F_x$ 와 $2F_x$ 는 그래프의 x축을 중심으로 대칭이며, 이것은 좌측과 우측에 고른 힘 분배가 되고 정상적인 보행을 하는 것을 의미한다.

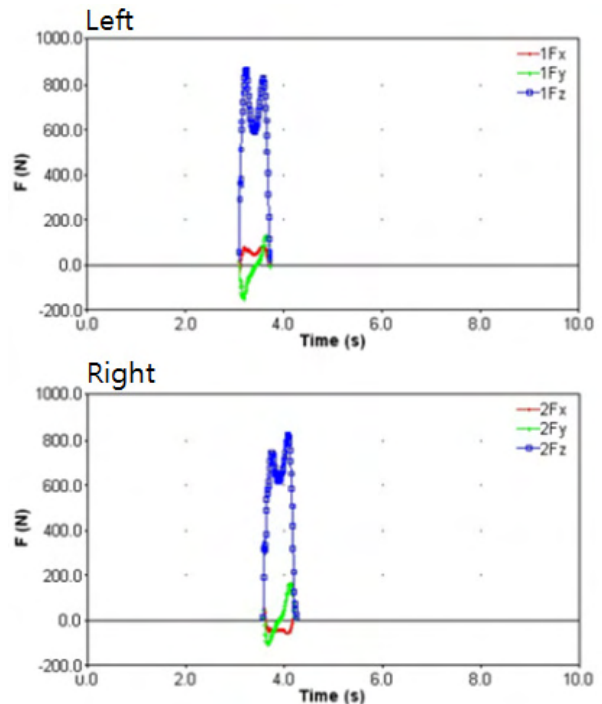


그림 4. 보행 시 획득한 지면반력 데이터

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구는 하지절단환자의 보행능력을 향상시키기 위한 시스템의 기초연구인 보행분석에 대해 알아보았다. 연구결과 압력분포 그래프를 보고 보행분석을 할 수 있었고 추후에 하지절단환자의 보행특성과 비교할

수 있는 데이터를 얻을 수 있었다. 향후 연구방향은 하지절단환자를 대상으로 지면반력 데이터를 얻고, 정상인 보행 데이터와 비교하여 보행자세 개선 및 훈련을 할 수 있는 콘텐츠와 연동하여, 하지재활시스템을 제작 할 계획이다.

Acknowledgements

본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 IT융합 고급인력과정 지원사업의 연구결과로 수행되었음. (과제고유번호 : NIPA-2013-H0401-13-1006)

참고문헌

- [1] Kim, Y. C., Park, C.I., Kim, D. Y., Kim, T.S., and Shin, J.C., "Statistical analysis of amputations and trends in Korea", *Prosth and Ortho Int*, Vol. 20, No. 2, pp.88-95, Aug, 1996.
- [2] Moore TJ, Barron J, Hutchinson F, Golden C, "Prosthetic usage after major lower extremity amputation", *Clin Orthop* 238, Vol. 238, pp.219-225, Jan, 1989.
- [3] 김민경, 김광훈, 손권, "지면반력을 이용한 전방십자인대 재건수술 환자와 정상인의 보행해석", 대한기계학회 춘추학술대회논문집, pp.247-252, June, 2006

Auto Test Bench 구현을 통한 CAN 자동 검증 알고리즘

*김기민

(주)만도 전자설계2팀

e-mail : *kort.kim@mando.com*

CAN Automatic Verification Algorithm through the implementation of the Auto Test Bench

*Gi-Min Kim

Electronics Engineering Design Team 1

Mando Cooperation

Abstract

It is growing more share of the modern vehicle ECU. It's increasing the proportion of emerging importance for communication between the ECU the necessity of the verification system has been emphasized by a variety of scenarios as Monitoring the status of the ECU as many kinds of CAN Bus. Moreover, if the vehicle's technology-intensive verification, and implementation of the Program of abnormal behavior due to the timing can not be thought of as common sense due to the aggregation of the various ECU error.. Due to the nature of electronic devices, the the evil mode constant due to system validation and verification is required. The implementation the CAN Auto Test Bench verification in this paper and the system will be described. Likely to be detected by the timing can not pitch in the actual vehicle, and clearly by building control, PC control and verification system is proposed for the implementation of a system that can help you be able to derive a more reliable verification and reliable results.

I. 서론

현대 차량에서 ECU가 차지하는 비중은 점점 늘어나고 있다. ECU의 비중이 늘어나면서 ECU간 CAN 통신에 대한 중요성이 대두되고 있다. 특히나 ECU의 종류가 많아지면서 CAN Bus 상태를 Monitoring 하게 되면서 다양한 시나리오에 의한 검증 시스템의 필요성이 강조되고 있다. 더욱이 기술집약적인 차량의 경우 다양한 ECU들의 취합으로 인해 상식적으로 생각할 수 없는 타이밍에 의한 이상동작으로 검증 및 Program을 구현하는 것에 예외사항이 있다. 전자장치의 특성상 일정한 시스템에 의한 검증과 다양한 악의 모드에 대한 검증이 필요하다. 본 논문에서는 CAN 검증을 통한 Auto Test Bench를 구현하고 그 시스템에 대하여 설명한다. 실제 차량에서 피치 못할 타이밍에 의해 검출될 가능성에 대하여 PC 제어 및 다양한 검증 시스템을 구축하여 제어를 명확히 하여 보다 확실한 검증 및 신뢰성 있는 결과를 도출할 수 있게 도움을 줄 수 있는 시스템 구현에 대해 제안한다.

II. 본론

2.1 시스템 요구사항

본 논문에서는 Auto Test 구축을 하기 위해 Vector

사의 CANoe, Test Automation Editor, Diva, CANstress와 LabView를 이용하였으며, CAN 통신과 RS-232 통신을 이용하여 하나의 System으로 제어할 수 있게 된다. 특히 통합 검증 시스템을 구축하기 위한 환경 구성을 해보고 Unit 검증을 통해 검증 시스템이 정상적으로 동작하는지에 대해 확인 하도록 한다. 그리고 추후 이 System을 발전시켜 CAN 검증 뿐 아니라 ECU에 대한 전자 검증 시스템을 구축하는 방법을 제시한다.

2.2 시스템 구성

2.2.1 S/W 구성

2.2.1.1 LabVIEW의 정의

LabVIEW는 복잡한 텍스트 기반의 코딩 대신 익숙한 순서도 개념을 프로그래밍에 도입했다. 프로그램을 제작하는 과정은 순서도 작성 방법과 유사하게 아이콘들을 블록 다이어그램(Block Diagram) 위로 드래그 앤 드롭(Drag and Drop) 시키고 이들 사이에서 데이터가 이동할 경로를 와이어링(Wiring) 한다. 사용자는 드래그 앤 드롭과 마우스 클릭으로 프로그래밍을 완성시킨다.

2.2.1.2 CANoe의 정의

CANoe는 ECU 네트워크 전체와 개별적인 ECU 모두를 개발, 테스트 및 분석하기 위한 다용도 툴이다. 개발 계획 단계에서부터 분산 시스템 전체 및 그 안의 개별적인 ECU의 시작에 이르기까지 개발 프로세스 전반에 걸쳐 지원가능하다. 특히, CANoe의 오픈 디자인에 의한 광범위한 사용 영역은 내역 기관, 하이브리드 차량, 그리고 파워트레인의 전기화와 관련된 ECU 개발에 적합하다.

2.2.1.3 Test Automation Editor의 정의

CANoe와 연계하여 Network System 및 XML 기반의 Test Module을 이용하여 Test Step을 짜서 자동으로 Test를 실행할 수 있게 해주는 프로그램이다. CANoe에서 설정된 환경을 이용하여 Test Module과 Test Case를 편리하게 Drag and Drop을 이용하여 만들어서 신속하게 Test 자동화 편집을 할 수 있게 해

주는 Application 프로그램이다.

2.2.1.4 CANoe.Diva의 정의

Vector에서 제공하는 CDD 파일을 이용하여 자동으로 Test Sheet를 Generation 해주는 툴이다. 다양한 Diagnostic Standard 들을 지원하며, CANoe와 연계하여 Diagnostic 실험을 진행한다.

2.2.1.5 CANstress의 정의

CAN 네트워크 시스템의 장애 또는 고장이 발생할 경우 ECU가 CAN Protocol 정책에 따라 정상적으로 고장 체크 및 작동을 하는지 확인하기 위해 사용하는 것으로 CAN Network에 Error Frame을 발생시킨다.

2.2.2 H/W 구성

2.2.2.1 HW System의 정의

현재 개발되어 있는 샘플을 실험하기 위해서는 다음과 같은 장비들이 필요하다.

1. RS-232통신이 가능한 Power Supply
2. 차량용 Simulator
3. 차량용 Junction Box
4. 차량용 Cable
5. ECU
6. Neo RADI/O
7. Vector HW (CANCase, CANStressDR)

위 사양의 H/W를 구축하여 표현하면 아래와 같다.

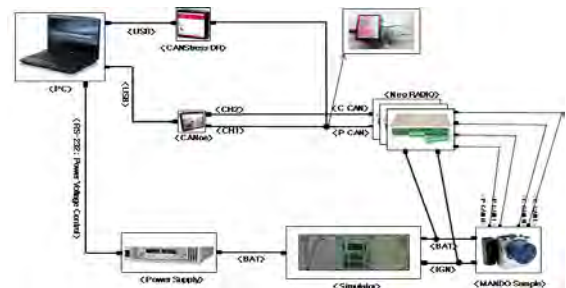


그림1. Auto Test Design

본 논문에서는 전자 SW를 자동으로 검증하기 위하여 CAN 장비와 Power Supply, ECU등을 Design 하여 검증 시스템 환경을 구축 및 SW를 구현하도록 한다.

III. 구현

3.1.1 System 검증

System은 자사의 개발 ECU인 MGH-80 Model을 기반으로 하며, 검증 TDP는 자사의 Dual CAN Fault Test 검증을 자동화 구현한다.

3.1.2 PC 환경 제어

3.1.2.1 CAN 검증 자동화

CAN 검증 자동화를 위한 GUI는 아래와 같다.

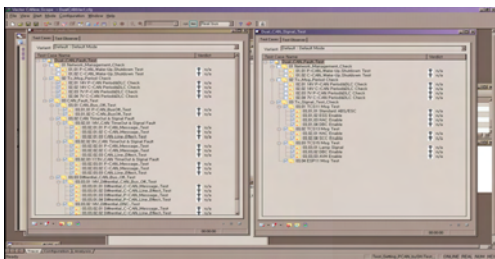


그림3. H/W System Environment by Normal Test

위 GUI는 CANoe 내부의 Test Case Windows에 있는 Test Sheet를 TAE를 이용하여 작성한 내용이다. 환경 구성을 위와 같이 해 놓으면, 검증자가 시작 버튼을 누르면 실험이 진행된다.

3.1.2.2 CAN Test Sheet 구현

TDP 대로 구현을 진행하는 것은 Test Automation Editor를 이용하여 진행된다. Test Sheet를 작성하는 GUI는 아래와 같다.

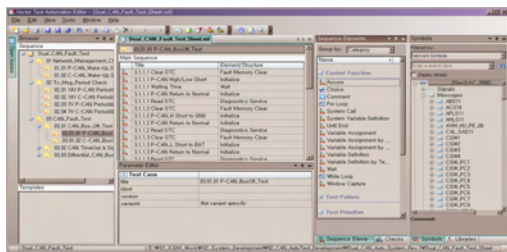


그림4. Test Automation Editor GUI

Test Sheet 구현 방법은 Vector에서 제공하는 DBC와 CDD를 이용하여 Sheet를 구현한다. DBC와

CDD의 정의는 아래와 같다.

DBC : CAN Protocol Data Base

CDD : Diagnostic Data Base

위의 2개의 파일을 CANoe와 TAE를 연계시켜서 CAN Test Sheet와 Diagnostic 명령을 Drag&Drop을 이용하여 쉽게 구현할 수 있다.

3.1.3 Test 설계

3.1.3.1 Fault Test

Bus-Off Test는 실질적 Line이 끊어졌을 경우 CAN Protocol 및 CAN 고장검출이 정상적으로 이루어지는지에 대한 Test이다. 이를 구현하기 위해서 CAN ID 명령어를 통하여 Switch 제어가 가능한 NeoRADI/O 제품을 이용하여 구현을 하였으며, NeoRADI/O 제어는 TAE의 Test Sheet를 이용하여 구현을 진행하였다. NeoRADI/O와 CAN Automation Relay 구현을 위한 Relay 활용 Sheet는 아래와 같다.

Relay 개수	Control
Relay 1	IGN On / Off
Relay 2	Main CAN High / Low Open / Short
Relay 3	Main CAN High short to BAT & Connect
Relay 4	Main CAN Low short to BAT & Connect
Relay 5	Sub CAN High / Low Open / Short
Relay 6	Sub CAN High short to GND & Connect
Relay 7	Sub CAN Low short to BAT & Connect
Relay 8	Main CAN High Open / Short
Relay 9	Main CAN Low Open / Short
Relay 10	Sub CAN High Open / Short
Relay 11	Sub CAN Low Open / Short

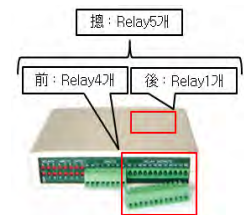


그림5. CAN Automation Relay 구현

3.1.3.2 Differential Line Test

CAN Protocol은 하나의 Line이 Bus 형태로 되어 있기 때문에 서로 다른 Bus로 System을 구축하였을 경우 다른 Bus로 인해 영향성을 받지 않아야 한다. 위 Test를 진행하기 위해서 하나의 Line을 CAN 명령을 통해 단선 시키고 다른 Bus에 대한 실험을 진행한다.

3.1.3.3 Disable Normal Communication Test

차량의 다양한 ECU들은 그 특성상 SW를 Upgrade 하는 경우가 자주 발생한다. 이러한 특성을 감지하고자 Diagnostic 명령어 중 Disable Normal Communication 진입명령을 수행하면 해당 명령을 수신 받은 ECU들은

CAN 관련 고장검출을 수행하지 않는다. 해당 Test를 위한 SW 구현은 TAE에서 CDD 파일을 이용하여 Diagnostic 명령어를 수행하고 Fault Test를 수행한다.

3.1.3.4 전압 변동 Mode Test

일반적인 Voltage 제어와 다르게 차량 Battery의 이상 동작은 개발자가 판단할 수 없을 만큼 다양한 값들을 지니게 된다. 이러한 악의적인 Voltage 신호를 ECU에 인가하여 강화성 및 악의적인 모드의 실험을 진행할 수 있다. 이러한 악의적인 신호를 ECU에 인가하는 방법은 LabView를 이용하였으며, 제어는 자체 Simulator를 통해서 특정 시나리오에 맞춰 값을 인가하였다. 전압 변동 Mode Test환경은 다음과 같으며 제어 GUI는 그림7과 같다.



그림6. 전압 악의 모드 환경 구현

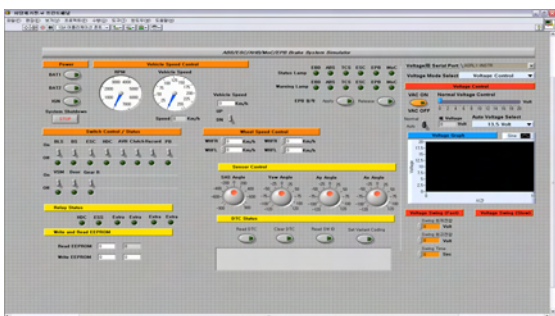


그림7. 전압 악의 모드 제어 GUI

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 차량용 CAN Network를 Vector CANoe와 TAE 그리고 LabView를 이용하여 구현하여 System을 설계함으로써, 정확한 입력 값 및 악의적인 시나리오를 계획하여 보다 정확한 검증 시스템을 구현하는 과정에 대해 기술하였다. 특히, 구현 과정에서 계측장비의 명확한 이해를 통해 보다 정확한 통합형 시스템을 구축할 수 있게 되었고, 개별 Unit제어를 통하여 하나의 계측장비가 아닌 다중 계측 장비를 통하여 보다 효과적인 검증 System을 구축할 수 있는 방법을 제시하였다. 추후 이러한 통합형 System은 설계한 ECU뿐만 아니라 누구나 약간의 변경만을 통해 쉽게 검증 System을 구현하는 방법에 대해 기술하였으며, 다양한 Model의 다양한 OEM의 Protocol들을 약간의 변경만을 통해 구축할 수 있는 장점이 있다. 또한 통합형 System을 구현을 위해 다양한 센서값 입력을 통해 극히 제한적인 고장 검출 Concept을 시나리오를 작성할 수 있을 것이며 명확한 고장 검출 및 검출의 둔감화 및 민감화에 따른 Threshold값을 지정하여 오검출을 미연에 방지할 수 있는 시스템을 구현하여 보다 정확하고 고성능의 ECU 개발에 도움을 줄 수 있을 것이다.

참고문헌

- [1] 김태형, 이권재, “LabVIEW”, 경성대학교.
- [2] National Instruments, “LabVIEW User Manual”, National Instruments.
- [3] Gary W.Johnson, Richard Jennings, “LabVIEW Graphical Programming”, McGraw-Hill.
- [4] Ametek, “XTR20-42 Reference”, Ametek.
- [5] Vector, "CANalyzer / CANoe User Manual", Vector Support Team

고속 시리얼 링크를 위한 수신기 유무 판별 회로의 구현

*정규섭, 정덕균

서울대학교 전기공학부

e-mail : ksjung@isd.snu.ac.kr, dkjeong@snu.ac.kr

Implementation of a Receiver Detecting Circuit for High-Speed Serial Link Systems

*Gyu-Seob Jeong, Deog-Kyoon Jeong
Department of Electrical Engineering
Seoul National University

Abstract

In this work, a receiver detecting circuit applicable to high-speed serial link systems is implemented. A simple idea that the RC time constant varies according to whether the receiver is present or not, underlies the operation principle of this circuit. The receiver detecting circuit employs a commonly used clocked-comparator for high resolution. All the receiver detecting steps are controlled by receiver detecting sequences which are generated by a digital block.

I. 서론

고속 시리얼 링크(high-speed serial link)에서 송신기의 주된 기능은 데이터를 채널을 통해 수신기에 보내는 것이다. 하지만 송신기는 그 역할 외에도 수신기의 연결 여부를 판별할 수 있는 중요한 기능을 수행할 수 있어야 한다. 수신기의 연결 여부를 판별하는 기능은 모든 시리얼 링크 동작의 시작점이라고 볼 수 있다.

일반적인 시리얼 링크에서는 데이터를 보낼 때, DC 격리(DC isolation)를 위하여 교류결합(AC coupling)을 하도록 규정되어 있다. 한편 수신기의 전단부(front-end)는 임피던스 매칭(impedance matching)을 위해 50 옴으로 종단(terminate)되어 있기 때문에 그림 1과 같이 수신단의 연결 여부에 따라 송신기 드라이버의 출력 노드에서의 RC 시정수는 달라진다. 이 결과는 곧바로 그 노드에서의 커패시터가 충전되는 시간의 차이로 나타나기 때문에, 이러한 정보를 이용하면 쉽게 수신기의 연결 여부를 판별할 수 있다.

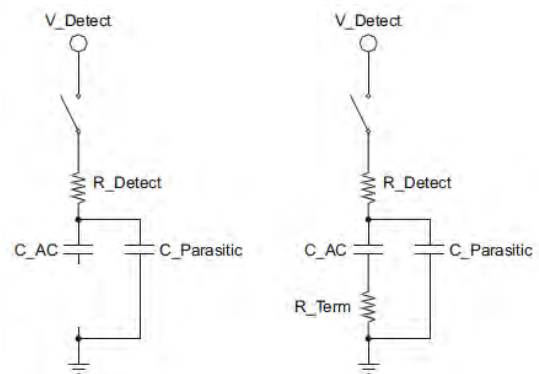


그림 1. 수신단의 RC 등가회로

II. 본론

2.1 Receiver Detecting Sequence

수신기를 감지하는 과정은 그림 2와 같다. 수신기 감지를 시작하기 전에 송신기의 드라이버는 항상 idle 상태를 유지한다. 여기서 송신기의 드라이버는 CML(current-mode logic)로 구성되어 있는데, idle 상태는 드라이버가 전류를 흘리지 않고 출력 노드가 V_{DD} 를 유지하는 상태를 의미한다. 상위 링크 레이어가 수신기를 감지하라는 명령을 내리면 Rx_detect 신호가 0에서 1로 변하게 되어 드라이버에 전류를 흐르게 하여 출력 노드를 방전시키기 시작한다. 그림 2와 같이 충분한 시간이 흐르게 된다면 수신기의 연결 여부와 상관없이 드라이버의 출력 노드는 $V_{DD}-V_{swing}$ 으로 방전이 된다. 그림 2에서 명시된 방전시간(80us)은 AC coupling capacitance 값을 고려하여 충분히 여유 있게 정하면 된다. 그리고 Rx_det_delayed1 이 0에서 1로 변하게 되는데, 이 신호는 드라이버의 전류원을 끄도록 되어 있기 때문에 드라이버 출력은 다시 충전이 되기 시작한다. 이 때, 충전시간은 수신기의 유무에 따라 좌우되는데, 수신기가 있다면 굉장히 느리게, 수신기가 없다면 굉장히 빠르게 충전이 될 것이다. 충전이 되기 시작한 바로 다음 순간에 드라이버의 출력 전압을 적당한 기준 전압과 비교를 하면 수신기의 연결 여부를 판별할 수 있다. 출력 전압을 기준전압과 비교하는 시점은 Rx_det_delayed2 에 의하여 결정된다.

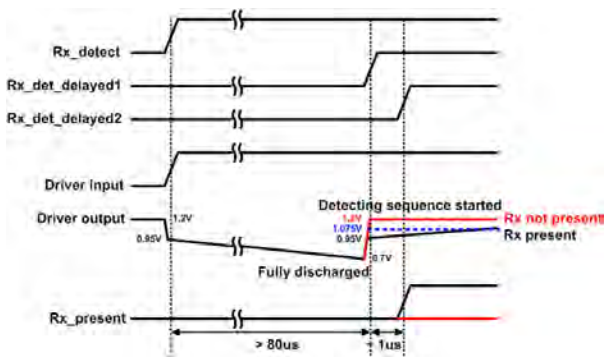


그림 2. 수신기 감지 시퀀스

Rx_detect 신호는 상위 링크 레이어로부터 받는 신호이고 Rx_det_delayed1 와 Rx_det_delayed2 신호는 Rx_detect 신호를 RC 시정수를 고려하여 적당히 지연시킨 신호들이다. 그림 3에 전반적인 수신기 감지 동작을 순서도로 나타내었다.

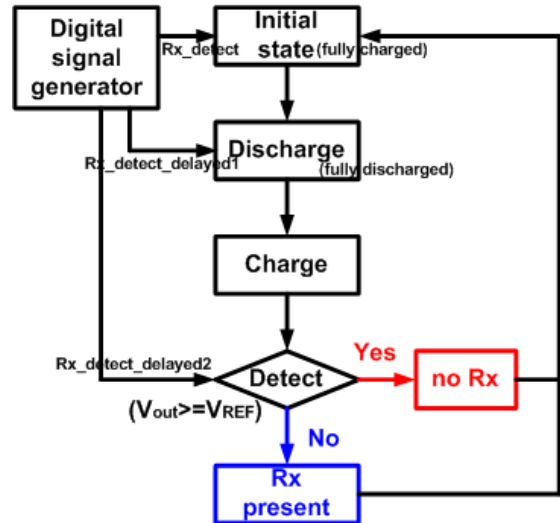


그림 3. 수신기 감지 순서도

2.2 Receiver Detecting Circuits

앞서 설명한 수신기 감지를 수행하기 위해서는 control 신호에 의해 드라이버(혹은 드라이버의 전류원)를 켜고 끌 수 있는 별도의 회로가 필요하다. 또한 드라이버 출력 전압을 기준 전압과 비교하는 comparator도 추가적으로 필요하다. 전반적인 수신기 감지 회로가 그림 4에 도시되어 있다.

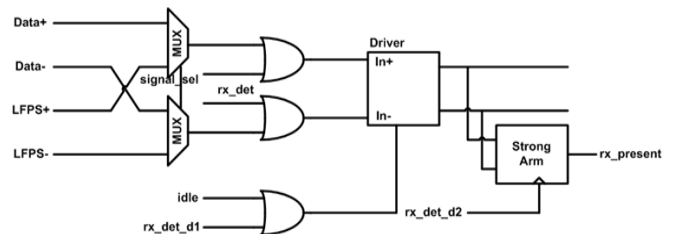


그림 4. 수신기 감지 회로 전체 구성도

앞서 언급한대로, 드라이버의 출력 전압은 기준 전압과 비교되어야 하고 이를 위해서는 comparator가 필요하다. 쉬운 이해를 위해 다음과 같이 예를 들어본다. 수신기가 연결된 상태에서, V_{DD} 가 1.8 V이고 single 기준으로 드라이버의 출력 스윙이 500 mV라고 가정하면, Rx_det_delayed1 신호가 1이 되는 순간 드라이버의 출력 전압은 1.55 V가 된다. 따라서 이 경우에 이상적인 기준 전압은 두 전압의 평균값인 1.675 V이 될 것이다. 이러한 조건에서 comparator는 대략 100 mV의 차이를, 최악의 상황에서는 수십 mV의 차이까지도 구별해야 한다. Clock을 이용한 comparator를 사용하면 일반적인 comparator에 비해 안정적으로 판별을 해낼 수 있기 때문에 본 논문의 구현에서도 그림 5와 같이 기본적인 clocked-comparator 구조를 취하였다.

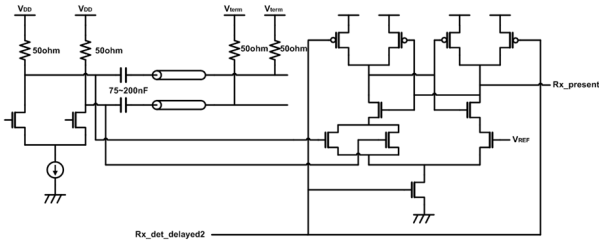


그림 5. 판별회로로서의 Clocked-Comparator

한편 수신기 감지회로의 성공적인 동작을 위해서 가장 중요한 요소 중의 하나는 기준 전압의 정확성이다. 정확한 전압을 얻기 위해서 Bandgap Reference (BGR)을 사용하였는데 본 논문에서는 BGR 구현에 관한 것은 생략하기로 한다.

같은 칩 내부라도 두 지점 사이의 거리가 멀면 ground offset이 발생하기 때문에 이러한 경우에는 기준 전압이 아닌 기준 전류를 전달하는 방법이 안전하다. 그림 6과 같이 기준 전류를 전달받아서 VDD로부터 원하는 전압을 강하시킨 뒤에 그 전압을 기준 전압으로 삼게 되면, VDD의 변동이 드라이버의 출력 전압과 기준 전압에 주는 영향이 서로 동일하기 때문에 VDD 변동과 무관한 올바른 동작을 기대할 수 있다.

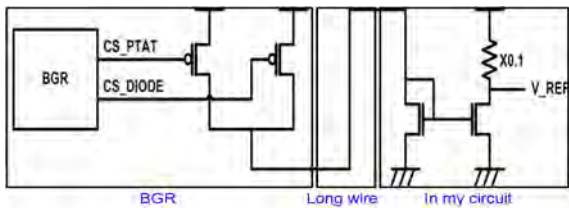


그림 6. BGR로부터 얻는 기준 전압

III. 시뮬레이션 결과

본 논문에서 제시한 수신기 감지회로의 시뮬레이션 결과를 그림 7에 도시하였다. 모든 결과는 post-layout 시뮬레이션을 통하여 얻어내었다. 그림 7의 위 그림과 아래 그림은 각각, 수신기가 있을 때와 없을 때의 결과를 나타낸 것이다. 그림 7의 결과에서 볼 수 있듯이, 수신기가 있을 때는 최종 출력이 0에서 1로 변함으로써 수신기가 연결되어 있다는 것을 보여주었고, 수신기가 없을 때는 최종 출력이 0을 그대로 유지함으로써 수신기가 연결되어 있지 않다는 것을 보여주었다.

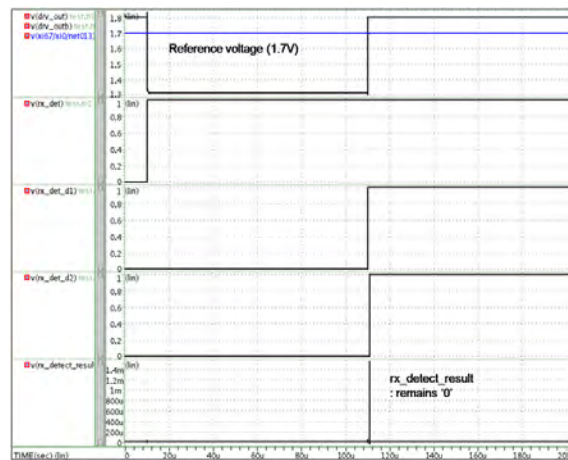


그림 7. 시뮬레이션 결과

IV. 구현 및 측정결과

본 연구에서 구현된 수신기 감지회로는 TSMC 65nm CMOS 공정을 통해 설계되었다. 그림 8은 chip layout을 보여주고 있다. 수신기 감지회로의 총 면적은 $25 \times 35 \mu m^2$ 이다.

실제 측정은 송신기에 수신기를 연결하거나 혹은 연결하지 않은 상태에서 수신기 감지를 수행한 뒤에 출력 결과를 확인하는 방식으로 진행하였다. 모든 결과는 시뮬레이션 결과와 일치하였으며, 다양한 채널 환경에서도 동일한 결과를 얻을 수 있었다.

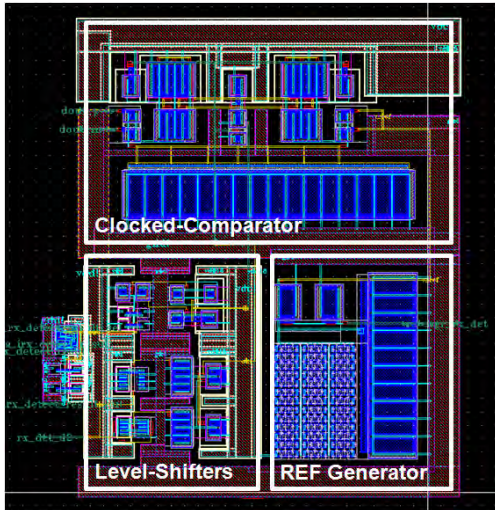


그림 8. Chip Layout

V. 결론

시리얼 링크 시스템에서 수신기의 연결 여부를 판단하는 것은 송신기가 수행해야 하는 가장 기본적인면서도 중요한 기능 중에 하나이다. 본 논문에서는 RC 시정수와 충·방전 시간간의 관계를 기본원리로 하여 수신기의 유무를 파악하는 회로를 설계하였다. 수신기 유무를 판단하는 과정은 일련의 단계별로 이루어지는데 이들을 통제하는 컨트롤 신호들은 모두 디지털 회로에서 생성하도록 설계하였다.

참고문헌

- [1] W. J. Dally and J. W. Poulton, *Digital Systems Engineering*. Cambridge: Cambridge University Press, 1998.
- [2] HP, Intel, Microsoft, NEC, ST-NXP and TI, *Universal Serial Bus 3.0 Specification*. November. 2008.

AUTOSAR 기반 CAN to Ethernet 게이트웨이의 메시지 전달에 관한 연구

*이정환, 황현용, 권오천, 한대만
 한국전자통신연구원 자동차IT융합연구실
 e-mail : {jeonghwan.lee, hyhwang, ockwon, tmhan}@etri.re.kr

A Study of AUTOSAR-based CAN to Ethernet Gateway's Message Delivery

*Jeong-Hwan Lee, Hyun Yong Hwang, Oh-Cheon Kwon, Tae Man Han
 Vehicle IT Convergency Research Team
 Electronics and Telecommunication Research Institute(ETRI)

Abstract

In vehicle, there are many ECU(Electronic Control Unit)s, and ECUs are connected to networks such as CAN, LIN, FlexRay, and so on. AUTOSAR(AUTomotive Open System ARchitecture) in the international industry standards of automotive electronic software adopted a ethernet communication cluster functionality from version 4.x. If the ethernet technology is used in automotive network, it would need a Inter-connection of CAN network and ethernet to deliver messages. In this paper, We analyze a architecture and functions of AUTOSAR-based CAN to Ethernet gateway and represent that new CAN to Ethernet gateway is more efficient in memory resource usage and operation performance.

업체간 전장 소프트웨어 재사용성 및 호환성 개선과 자동차의 생산 비용절감을 목적으로 만든 개방형 자동차 소프트웨어 플랫폼으로 현재 전세계 170 여 개의 자동차 및 IT 업체가 참여하고 있는 산업표준으로 AUTOSAR 버전4.x 는 2009년 12월에 AUTOSAR 4.0.1 버전을 출시하였다[1]. 4.x 버전에 대표적으로 추가된 기능은 Memory Partitioning, E2E Protection 및 Partial Networking 같은 기능 안정성 기능과 Multi Core Architecture Concept 등과 같은 AUTOSAR 구조 향상, 이더넷 통신 클러스터 등이 있다.

I. 서론

AUTOSAR는 최근 차량용 전자장비가 복잡해짐에 따라 하드웨어나 전자제어장치(ECU)에 의존적인 소프트웨어의 복잡성 해결하고, 완성차 업체와 부품 개발

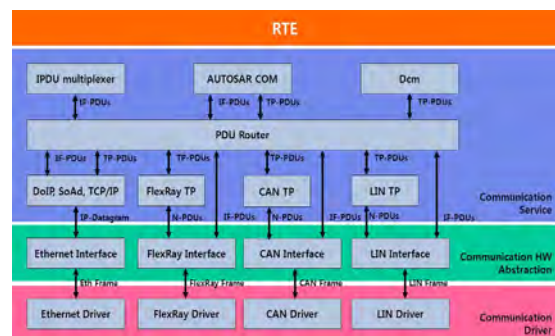


그림 1. AUTOSAR Software Architecture

AUTOSAR에서 제공하는 이더넷 통신 클러스터에는 (그림 1)에서 보는바와 같이 SoAd(Socket Adaptor), EthIf(Ethernet Interface), EthDrv(Ethernet Driver), EthTrcv(Ethernet Transceiver Driver),

EthSm(Ethernet State Manager), UdpNm(UDP Network Management), DoIP(Diagnostic over IP), TCP/IP Protocol Stack 등과 같은 이더넷 관련 모듈들이 있다. 이에 차량 네트워크에 이더넷 기술이 적용되게 되면, CAN, FlexRay, LIN 등과 같은 기존 네트워크와 상호 연동해야 하는 필요성이 발생한다.

본 논문에서는 AUTOSAR 기반 CAN to Ethernet 방식 PDU 게이트웨이 소프트웨어 구조 및 기능을 살펴보고, 메모리 사용과 동작 원리측면에서 좀 더 효율적인 방법을 제시하고자 한다.

II. AUTOSAR-based CAN to Ethernet Gateway

2.1 개요

CAN to Ethernet PDU 게이트웨이는 (그림 2)에서 보는바와 같이 CAN 네트워크에서 수신된 CAN 프레임에서 PDU를 추출하고, 매핑 테이블을 참조하여 해당 PDU에 설정된 TCP/IP Socket 테이블을 이용하여 Ethernet으로 전달한다. 반대로, Ethernet으로부터 수신된 PDU는 매핑 테이블을 참조하여 해당 PDU에 설정된 CAN ID를 참조하여 CAN 프레임화하고 이를 CAN 네트워크로 전달하는 역할을 수행한다.

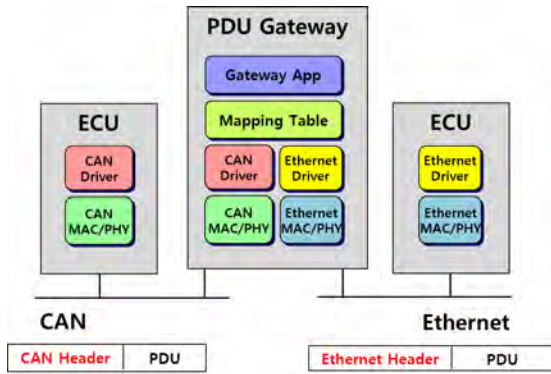


그림 2. CAN to Ethernet 게이트웨이 개념도

2.2 동작 원리

아래 (그림 3)은 AUTOSAR 에서 CAN to Ethernet PDU 게이트웨이 기능을 수행하기 위한 관련 모듈들과 동작 흐름을 나타낸 것으로, CAN 네트워크로부터 CAN 프레임을 수신하면, CAN 드라이버는 CAN 프레임에서 PDU를 추출하여 CAN 인터페이스로 전달하고, CAN 인터페이스는 수신된 PDU를 PduR(PDU Router)로 전달한다. PduR는 PDU 매핑 테이블을 참조하여 TCP/IP로 전달할 소켓 정보를 구하여 SoAd(Socket Adaptor)로 PDU를 전달한다. SoAd는 수신된 PDU에 TCP/IP 헤더를 구성하여 이를

Ethernet 인터페이스로 전달하게 되고, Ethernet 인터페이스는 Ethernet 프레임을 생성하여 Ethernet 드라이버로 전달하게 되면, Ethernet 드라이버는 이를 이더넷으로 전송하게 된다. 이더넷으로부터 수신된 Ethernet 프레임을 CAN 네트워크로 PDU를 전달하는 경우에는 위와 반대 순서대로 동작하게 된다.

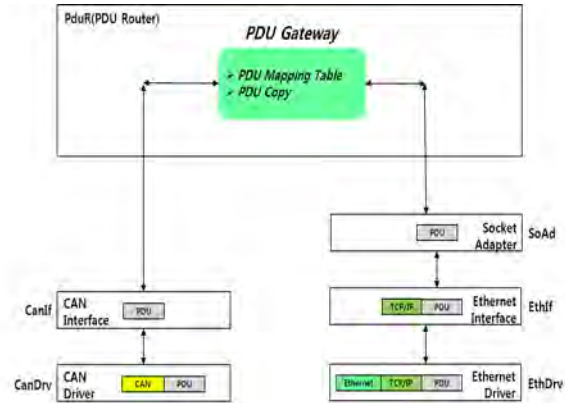


그림 3. CAN to Ethernet 게이트웨이 흐름도

AUTOSAR의 각 통신 모듈들은 상위 모듈 또는 하위 모듈들과 통신하기 위하여 고유의 매핑 테이블을 각각 가지고 있다. (그림 4)는 Ethernet 네트워크에서 수신된 PDU를 CAN으로 전송하는 경로에 대한 각 모듈들의 매핑 테이블을 예시하였다.

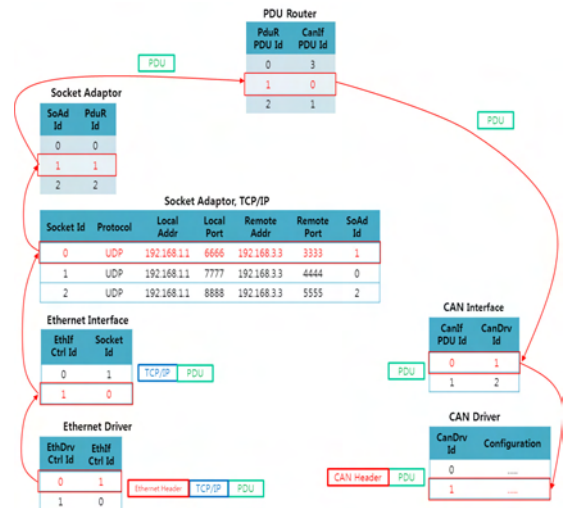


그림 4. 게이트웨이 메시지 매핑 테이블 흐름도

AUTOSAR에서 제시하는 위의 방법에서는, Ethernet 상에 있는 ECU가 PDU를 수신시 해당 PDU가 어떤 PDU 인지를 판단하기 위하여 SoAd 모듈의 Socket Id를 이용하여 구분하므로, 한 개의 PDU마다 SoAd에게 관리하는 TCP/IP Socket 테이블이 한 개씩 존재해야 한다. 그러므로, PDU의 개수

만큼 SoAd 에서 관리하는 TCP/IP socket 테이블 개수와 매핑 테이블도 늘어나게 되어 메모리 사용 낭비와 성능을 저하시키는 요인이 된다.

III. New CAN to Ethernet Gateway

3.1 개요

AUTOSAR 에서 제시하는 방법은 PDU Id 와 Socket Id 가 매핑되어 PDU 를 구분하나, 본 논문에서 제안하는 방법은 (그림 5) 와 같이 CAN 프레임 전체를 Ethernet 프레임내의 데이터로 전달하고, CAN Frame 내에 저장된 CAN Id 를 이용하여 PDU 를 구분하는 방법이다. 즉, TCP/IP Socket 은 송수신하기 위한 통신 매체로만 사용된다.

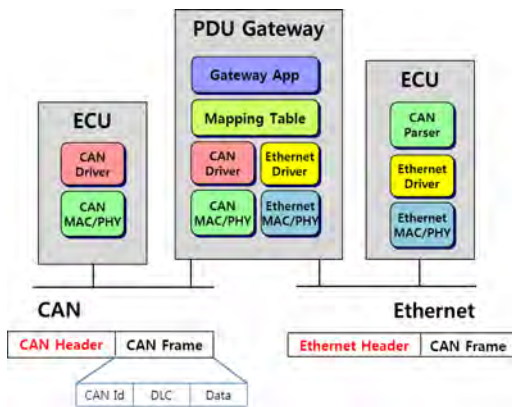


그림 5. New CAN to Ethernet 게이트웨이 개념도

3.2 동작 원리

아래 (그림 6)는 제안한 CAN to Ethernet PDU 게이트웨이 기능을 수행하기 위한 관련 모듈들과 동작 흐름을 나타낸 것으로, CAN 네트워크로부터 CAN 프레임을 수신하면, CAN 드라이버는 CAN 프레임의 CAN Id 정보를 기반으로 하여 CAN 프레임 전체를 CAN 인터페이스로 전달하고, CAN 프레임이 SoAd 모듈까지 전달되게 되면, SoAd 는 TCP/IP 페이로드 부분에 CAN 프레임을 저장하고 이를 이더넷으로 전송하게 된다. 반대의 경우, TCP/IP socket 으로부터 수신된 CAN 프레임에서 CAN Id 정보를 추출하고, CAN Id 와 매핑된 PDU Id 정보를 이용하여 CAN 프레임을 CAN 네트워크로 전송하게 된다. 즉, 본 논문에서 제안하는 핵심 기능은 CAN 프레임내의 존재하는 CAN Id를 기반으로 메시지를 구분하며, CAN 프레임 전체를 TCP/IP 페이로드 부분에 Encapsulation 과 Decapsulation을 수행하여 전달하는 터널링 방식으로 동작한다.

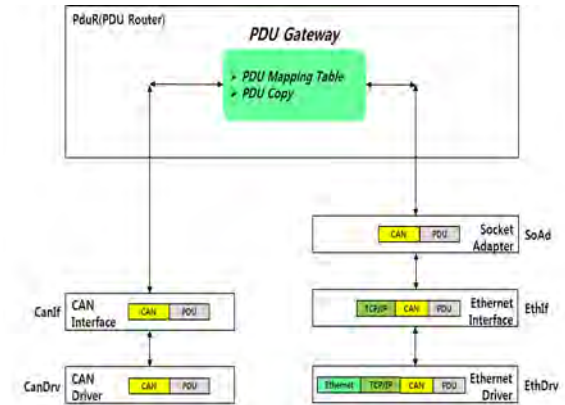


그림 6. New CAN to Ethernet 게이트웨이 흐름도

(그림 7)는 Ethernet 네트워크에서 수신된 CAN 프레임을 CAN으로 전송하는 Path 에 대한 각 모듈들의 매핑 테이블을 예시하였다.

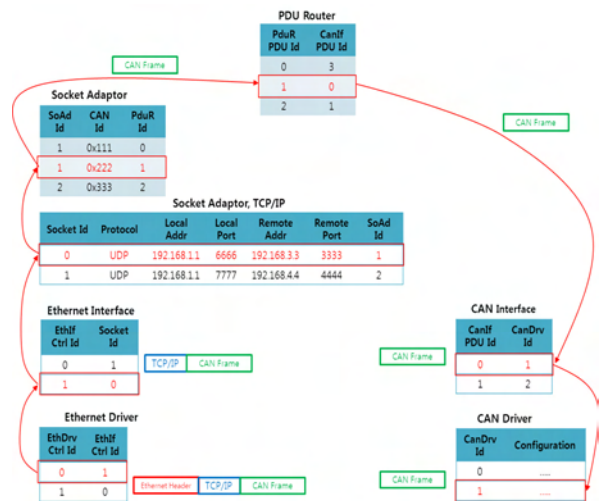


그림 7. New CAN to Ethernet 게이트웨이 메시지 테이블 흐름도

본 논문에서 제안하는 CAN to Ethernet 게이트웨이 방법은 Ethernet 상에 있는 ECU 가 이더넷 프레임 수신시, 이더넷 프레임내에 있는 CAN 프레임을 추출하고 CAN 프레임내에 있는 CAN Id 정보를 기반으로 PDU 를 구분하는 방식이다. 이 방식을 적용하게 되면, 송신 ECU 와 수신 ECU 간에는 TCP/IP 소켓 하나만 사용하여 모든 CAN 프레임 송수신이 가능하게 된다. 그러므로, SoAd 에서 관리하는 소켓 테이블 개수도 줄어들게 되어 메모리 사용을 최소화하고 CAN 프레임 전체를 송수신하므로 CAN 인터페이스와 CAN드라이버 모듈에서 CAN 메시지 헤더를 생성하지 않고 CAN 네트워크로 전달하므로 성능 측면에서도 향상시킬 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서 새로운 AUROSAR 기반 CAN to Ethernet 게이트웨이 방식을 제안했다. 제안한 CAN to Ethernet 게이트웨이 방식은 CAN Frame 전체를 TCP/IP 페이로드에 저장하여 송수신하고, PDU 구분은 CAN 프레임내의 CAN Id 로 구분을 하므로, AUTOSAR 표준에서 제시하는 CAN to Ethernet 게이트웨이 방식보다 메모리 사용과 성능 측면에서 효율적으로 개선할 수 있을 것으로 기대한다.

※ 본 논문은 국토부, “사업용 차량 통합단말 표준플랫폼 및 안전운전 지원 기술 개발” 과제에서 지원하여 연구하였음.

참고문헌

- [1] AUTOSAR Home Page, <http://www.autosar.org>
- [2] AUTOSAR , June. 2011, AUTOSAR Layered Software Architecture V3.2.0 R4.0 Rev 3
- [3] AUTOSAR, 2010, Specification of Communication V3.2.0 R3.1 Rev 5
- [4] AUTOSAR, 2010, Specification of PDU Router V3.2.0 R3.1 Rev

CAN 네트워크 데이터의 전송효율 향상을 위한 CAN 모듈 구현

*황현용, 이정환, 한태만, 권오천
한국전자통신연구원 자동차IT융합연구실
e-mail : hyhwang@etri.re.kr, jeonghwan.lee@etri.re.kr, tmhan@etri.re.kr,
ockwon@etri.re.kr

Implementation of CAN module for enhancement of transmission efficiency in CAN Networks

*Hyun-Yong Hwang, Jeong-Hwan Lee, Tea-Man Han, Oh-Cheon Kwon
Vehicle IT Convergence Research Section
Electronics and Telecommunication Research Institute

Abstract

CAN(Controller Area Network) is a message based protocol which is designed for automotive applications. A CAN-based vehicle network system has a special module in order to send and receive large amounts of data. The main purpose of the module is to segment and reassemble CAN I-PDUs longer than 8 bytes. It is very important to enhance transmission efficiency in CAN networks. We designed a CAN module that is added the new re-transmission mechanism.

I. 서론

과거의 자동차는 사람 또는 물건을 나르기 위한 단순한 운송 시스템에 불과하였으나, 현재의 자동차는 기존 운송 시스템 기능 이외에 각종 편의시설과 다양한 안전장치를 갖춘 생활공간으로 변화하고 있다. 이를 위하여 자동차 내부에는 차량 내부의 오작동을 점검하기 위한 진단장치, 운전자의 안전 및 편의성을 향상시키기 위한 운전보조장치, 그리고 차내에서 오락과

정보를 모두 수용하기 위한 인포테인먼트 시스템과 같은 다양한 기능들의 전자제어장치들을 가지고 있다 [1].

CAN 통신은 매우 높은 보안 레벨을 가지고 분산된 실시간 제어를 지원하는 효율적인 시리얼 통신 프로토콜이다[2]. CAN 프레임은 8 바이트의 고정길이의 데이터를 전송하기 때문에 대용량의 데이터를 송수신하기 위하여 특별한 방식이 요구된다. 이를 위하여 ISO 표준(ISO 15765-2)에서는 대용량 데이터를 전송하는 경우에 네트워크 계층 서비스를 이용하여 데이터를 분할(segmentation) 및 재조립(reassembly)하는 방식을 사용한다[3].

그러나 대용량 데이터 전송을 위하여 8 바이트로 분할된 CAN 프레임을 전송하는 도중에 CAN 프레임의 손상이나 유실이 발견되는 경우, 수신 측에서는 이전에 성공적으로 전송되었던 데이터들을 모두 무시하기 때문에 원래의 데이터를 복원할 수 없으며, 송신 측에서는 데이터를 구성하는 모든 CAN 프레임들을 처음부터 재전송해야 하므로 비효율적이다.

본 논문에서는 CAN 프레임을 이용하여 대용량 데이터를 전달하는 도중에 연속 프레임의 전송 오류가 발생하는 경우 CAN 프레임을 재송신하여 데이터 송수신의 신뢰성을 높일 수 있는 CAN 통신 방법을 제안한다. 본론에서는 CAN 프레임을 이용한 기존의 전달방법과 본 논문에서 제안하는 새로운 전달방법을 설명한다. 그리고 새로운 CAN 프레임 전달방법을 검증

하기 위한 테스트 방법과 결과를 설명하고 결론을 맺는다.

II. 본론

2.1 기존 CAN 프레임 전달 방식

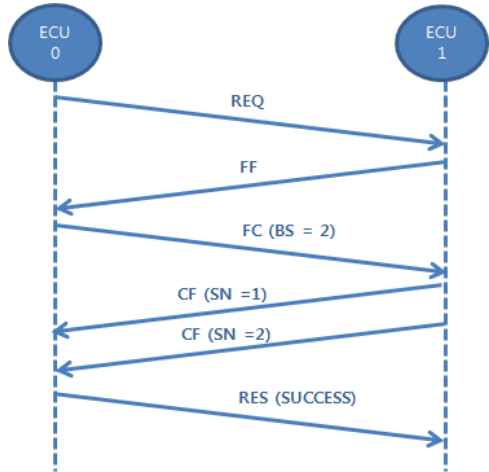


그림 1. CAN 멀티 프레임 전달 (성공 케이스)

그림 1은 CAN 프레임을 이용하여 대용량 데이터 전송을 성공적으로 마치는 경우의 흐름도이다. 수신 단말의 요청(REQ)에 따라서 송신 단말은 FF(First Frame)과 두 개의 CF(Consecutive Frame)을 성공적으로 전송한다. FC(Flow Control) 프레임은 BS(Block Size)를 통해서 프레임의 개수를 미리 알려준다. CF는 SN(Sequence Number)를 통해 프레임의 순서를 알려준다. 수신 단말은 전송이 끝나는 경우에 수신 성공을 알리는 응답 메시지(RES, SUCCESS)를 송신한다.

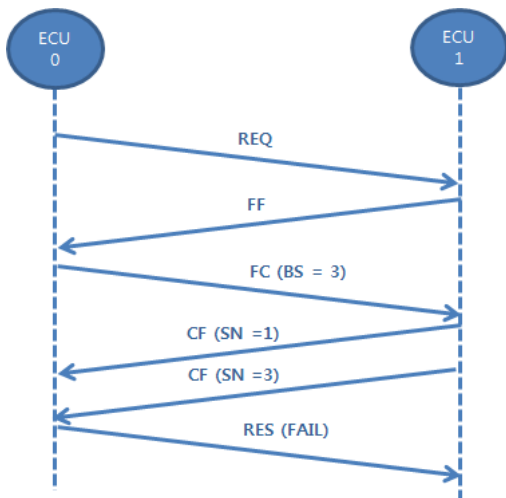


그림 2. CAN 멀티 프레임 전달 (실패 케이스)

그림 2는 CAN 프레임을 이용하여 대용량 데이터 전송을 성공적으로 마치지 못한 경우의 흐름도이다. 수신 단말의 요청(REQ)에 따라서 송신 단말은 FF(First Frame)과 세 개의 CF(Consecutive Frame)를 전송해야 한다. 하지만 SN이 2인 CAN 프레임이 손실된 경우에 수신 단말은 수신 실패를 알리는 응답 메시지(RES, FAIL)를 송신한다. 이러한 경우에 이전에 정상적으로 전송되었던 FF와 CF(SN=1)들은 모두 폐기되어 데이터가 복원되지 못하고, CAN 프레임은 처음부터 재전송되어야 하므로 이는 전송효율을 저하시키는 원인이 된다.

2.2 제안된 CAN 프레임 전달 방식

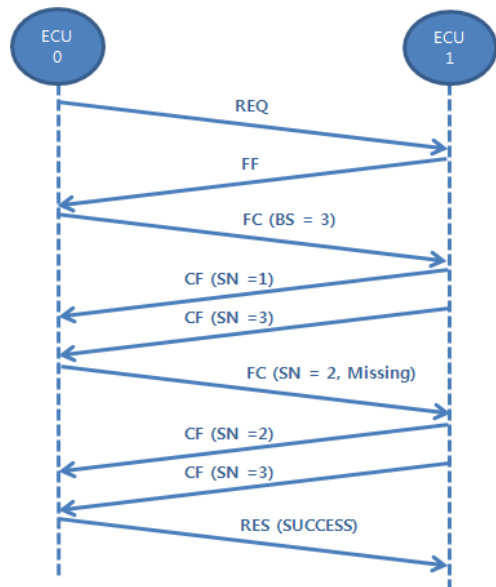


그림 3. 제안된 CAN 멀티 프레임 전달

그림 3는 본 논문을 통하여 제안된 CAN 멀티 프레임 전달방식을 적용한 경우의 흐름도이다. 수신 단말의 요청(REQ)에 따라서 송신 단말은 FF(First Frame)과 세 개의 CF(Consecutive Frame)를 전송해야 한다. 하지만 SN이 2인 CAN 프레임이 손실된 경우에 수신 단말은 FC를 통하여 손실된 CAN 프레임이 발생하였음을 알려준다. 송신 단말은 손실된 CAN 프레임부터 순차적으로 재전송한다. 수신 단말은 전송이 끝나는 경우에 수신 성공을 알리는 응답 메시지(RES, SUCCESS)를 송신한다.

III. 테스트 및 결과

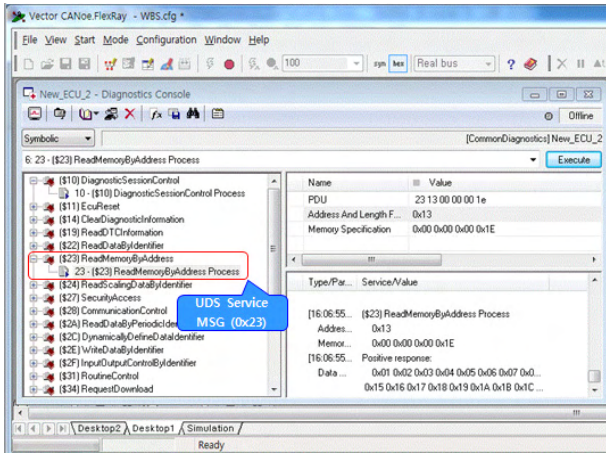


그림 4. 진단 프레임 설정

그림 4는 진단장치를 이용하여 설정한 진단 프레임 설정정보를 보여준다. 테스트를 위한 진단장치로 Vector사의 CANoe 장비를 이용하였다. 수신 단말로서 진단장치는 CAN 프레임의 전송상태를 모니터링 하는 기능도 수행한다. 사용된 진단장치는 UDS(Unified Diagnostic Services) ReadMemoryByAddress(Service Id, 0x23)를 이용하여 타겟 ECU(Electronic Control Unit) 메모리 주소 0x000000 번지에 저장된 30(0x1E) 바이트 길이의 데이터를 요청한다.

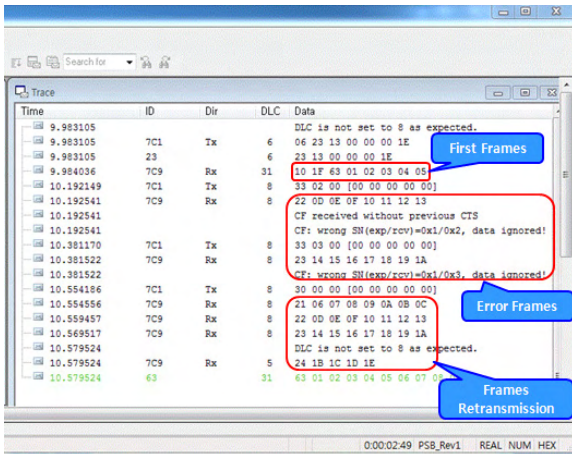


그림 5. 테스트 결과

그림 5는 제안된 CAN 멀티 프레임 전달방식을 적용하여 재전송된 ECU의 출력결과를 보여준다. 수신 단말인 Vector CANoe의 요청에 따라서 송신 단말은 FF과 CF를 연속적으로 전송해야 한다. 그림 5에서 보이는 바와 같이 첫 번째 CF(SN=1)의 손실이 발생하였고 두 번째 CF(SN=2)와 세 번째 CF(SN=3)이 순차적

으로 수신 단말에 전달되었다. 따라서 수신 단말은 수신된 두 번째 CF(SN=2)와 세 번째 CF(SN=3)를 폐기시킨다. 수신 단말은 FC를 통하여 손실된 CAN 프레임이 발생하였음을 알려준다. 송신 단말은 손실된 첫 번째 CF(SN=1)부터 CF(SN=4)까지 순차적으로 재전송한다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 새로운 CAN 멀티 프레임 전달 방법을 제안하였다. 기존의 방식은 CAN 프레임을 이용하여 대용량 데이터를 전송하는 도중에 CAN 프레임의 손실이 발생하는 경우 이전에 정상적으로 전송되었던 프레임들까지 폐기하므로 전송효율을 저하시키는 원인이었다. 본 논문에서 제안하는 방식은 손실이 발생한 CAN 프레임부터 재전송하기 때문에 전송효율을 향상시킬 수 있다.

※ 본 논문은 지식경제부, “자동차 오류감지 및 복구 프로세서 OS 개발” 과제에서 지원하여 연구하였음.

참고문헌

- [1] 이정환 외, “차량용 이더넷 기술 및 표준동향”, TTA Journal, Vol. 146, pp. 61-66, 2013.
- [2] BOSCH, “CAN Specification Version 2.0”, Sep. 1991.
- [3] ISO 15765-2, “Road vehicles - Diagnostics on Controller Area Networks (CAN) - Part 2: Network layer services”, Oct. 2004.

DFE의 고속 동작을 위한 1st-Tap Loop-Unrolling의 구현

*조성용, 예석민, 정덕균
서울대학교 전기정보공학부

e-mail : sycho@isd1.snu.ac.kr, smye@isd1.snu.ac.kr, dkjeong@snu.ac.kr

Implementation of 1st - Tap Loop-Unrolling for High-Speed DFE

*Sung-Yong Cho, Seok-Min Ye, and Deog-Kyoon Jeong
Department of Electrical Engineering
Seoul National University

Abstract

As the data rate increases, cross-talk, reflection and inter-symbol interferences due to the channel imperfection including finite bandwidth are getting worse and worse. Therefore, an equalizer is essential to overcome these problems.

Among the equalizers, the decision feedback equalizer(DFE), nonlinear equalizer, is preferred over linear equalization techniques for high-loss channels.[2] However, there is critical timing path for 1st tap feedback in DFE. This paper proposes the improved high speed DFE satisfying the 1st-tap feedback timing requirement. A simulation is designed in TSMC 65nm CMOS process.

I. 서론

Decision Feedback Equalizer는 non-linear equalizer로서 linear equalizer인 CTLE 등과는 달리 noise와 crosstalk를 증폭하지 않으므로 높은 손실을 가지는 channel에서 많이 사용되고 있다. 일반적인 DFE의 구조에서는 1st tap feedback이 1UI 안에 이루

어져야 하는 critical timing path가 있다는 단점이 존재하기 때문에 Half rate loop unrolling을 사용하는 구조가 제시되어 이러한 timing requirement를 완화시킬 수 있었다.[1] 그러나 data rate이 점점 빨라짐에 따라 1st tap feedback의 timing margin도 점차 줄어들게 되어 bottleneck이 되고 있다.

이러한 한계를 극복하기 위해서는 Feedback loop의 C-Q delay를 최소화하여 timing margin을 최대한 확보해야 한다. 이 논문에서는 Mux 를 Flip-Flop에 결합시켜서 C-Q delay를 효율적으로 줄인 Mux-merged Flip-Flop를 사용한 DFE를 소개하겠다.

본문에서는 먼저 기존의 DFE 구조를 살펴보고 고속 동작에서 문제점을 보완할 수 있는 DFE의 구조를 제안한다. 그리고 실제로 feedback loop가 timing requirement를 충족시키는지 측정결과를 보여주고 마지막으로 결론을 맺도록 하겠다.

II. 본론

2.1 Sampler

제안된 DFE는 Strong-Arm Latch[3]의 구조에 sampler의 문턱전압을 변경할 수 있는 구조를 추가하였다. 문턱전압은 4-bit의 디지털 코드에 의하여 4mV 단위로 변경할 수 있도록 설계하였다. 전체 sampler의 구조는 그림 1 과 같다.

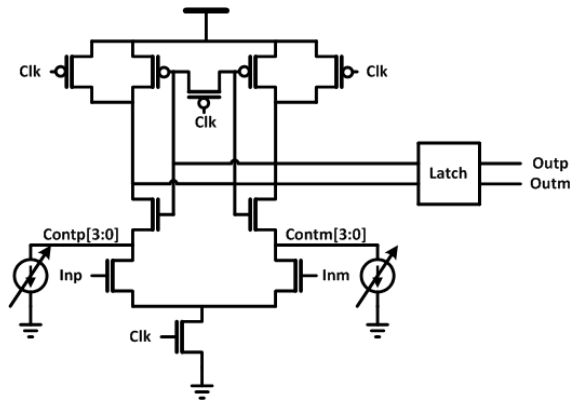


그림 1. Sampler의 구조

2.2 Loop-Unrolling Architecture

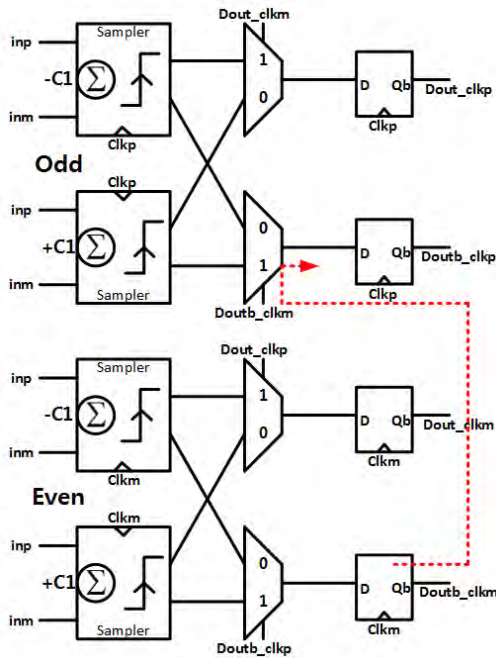


그림 2. DFE의 구조

그림 2의 경우 Differential Half-rate 1st tap Loop-unrolling DFE의 구조이다. Loop-unrolling이란 Half-rate를 사용하여 미리 1st-tap offset cancelation 한 값을 Mux로 선택하게끔 하여 timing requirement를 완화시키는 장점이 있기 때문에 많이 사용된다.[1] 즉, 일반적인 DFE 구조보다 1st-tap offset calibration하는 시간을 줄일 수 있다. 그러나 data rate가 빨라짐에 따라 1st tap timing margin도 점차 줄어들게 되어 Mux의 latency와 Flip-Flop의 setup time의 합이 1UI를 넘어서게 되고, 결국 feedback이 정상적으로 동작하지 않게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 Mux와 D-Flip Flop이 결합된 새로운 구조를 사용한다.

2.3 Mux 가 결합된 D-Flip Flop

여기서 제안하는 Flip-Flop은 그림3 과 같이 Mux 가 결합된 Flip-Flop이다. TSPC D-Flip-flop을 사용함으로써 inverter based D Flip-Flop을 사용하는 것에 비하여 C-Q delay를 줄일 수 있다. 또한, Flip-Flop의 각 단 사이에 Transmission gate switch를 사용함으로써 기존의 구조에서 Mux가 작동된 후에 Flip-Flop이 동작하여 C-Q delay가 길어지는 것이 Mux와 Flip-Flop이 동시에 작동하여 줄일 수 있었다.

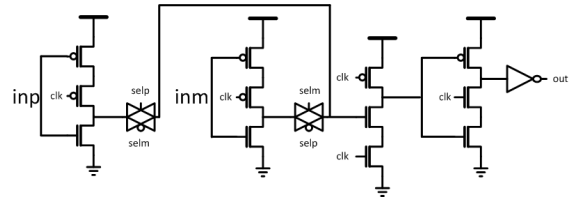


그림 3. Mux 가 결합된 Flip-Flop

III. 구현 및 모의실험 결과

구현에 사용된 공정은 TSMC 65nm 이고 HSPICE로 시뮬레이션을 하였다. 시뮬레이션 환경은 Vdd = 1V, typical 공정에 K=300이다. 제안한 구조를 이용하여 DFE를 다시 설계한 그림은 그림 4와 같다.

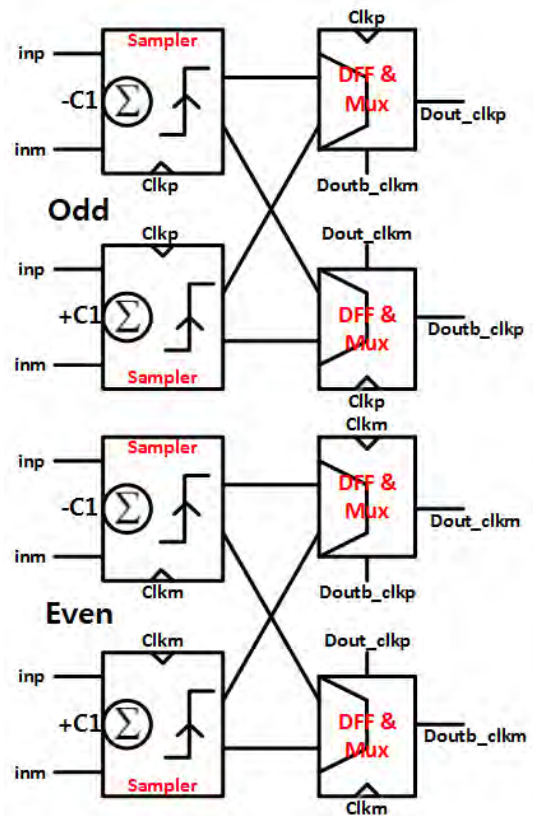


그림 4. 제안된 DFE의 구조

그림 5는 20-Gb/s에서 제안된 DFE의 입출력 과정을 나타낸 것이다. 그림 5-1은 timing margin이 최소가 되는 Worst case를 고려해서 4개의 input단에 각각 1,0,0,1의 고정된 값을 넣었을 때 output이 제대로 나오는지 simulation한 결과이다. simulation 결과 최대 24-Gb/s까지 동작함을 확인할 수 있었다. 그림 5-2는 4개의 sampler에 서로 다른 파형을 넣고 이전 data에 따라 다음 data가 제대로 선택되는지 확인 가능한 simulation 결과이다. Dout_Clkp를 보면, 이전 data 값인 Dout_clkm의 출력에 따라 inp1, inp2 사이에서 제대로 값을 선택하는 것을 알 수 있다.

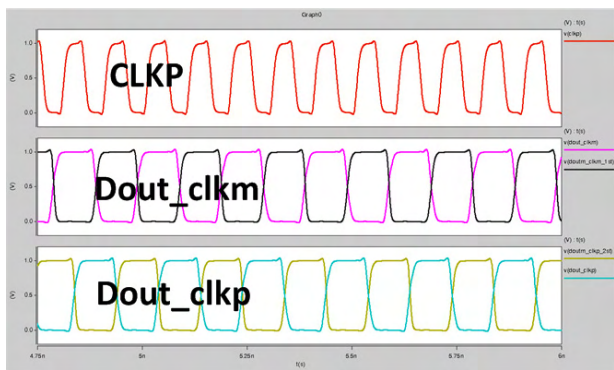


그림 5-1

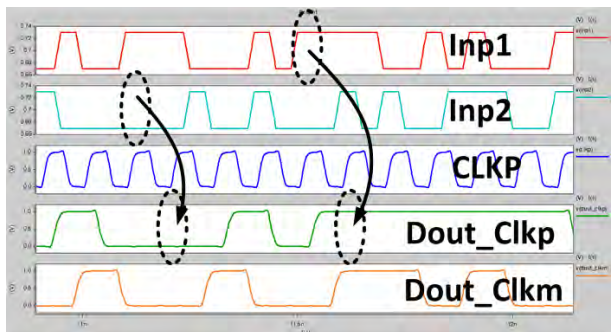


그림 5-2

참고문헌

- [1] Leibowitz, B. S., et al. "A 7.5 Gb/s 10-tap DFE receiver with first tap partial response, spectrally gated adaptation, and 2nd-order data-filtered CDR." Solid-State Circuits Conference, 2007. ISSCC 2007. Digest of Technical Papers. IEEE International. IEEE, 2007.
- [2] Beukema, Troy, et al. "A 6.4-Gb/s CMOS SerDes core with feed-forward and decision-feedback equalization." Solid-State Circuits, IEEE Journal of 40.12 (2005): 2633-2645.
- [3] Montanaro, James, et al. "A 160-mhz, 32-b, 0.5-w CMOS RISC microprocessor." Solid-State Circuits, IEEE Journal of 31.11 (1996): 1703-1714.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

Data rate가 높아짐에 따라 Loop-unrolling을 사용하는 DFE의 1st tap feedback의 timing path는 1UI를 넘어 서게 되었다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 본 논문에서는 Mux와 TSPC를 효율적으로 결합시킴으로써 최대 24-Gb/s에서 timing requirement를 만족시켰다. 이러한 Mux가 결합된 Flip-Flop은 앞으로 DFE의 1st loop unrolling에 적용될 수 있을 것이다.

X-Ray 디텍터에서의 결함 보상을 위한 영상 시뮬레이션 환경 구현

*류완석, **한승곤, *고성봉, *강병희, *정성택
*메디엔 인터내셔널 중앙연구소, **한국산업기술대학교 컴퓨터공학과
e-mail : *wsryu@medien.co.kr, skhan@medien.co.kr, yourneo@medien.co.kr,*
*klesis@medien.co.kr, **unitaek@kpu.ac.kr*

Implementation of Imaging Simulation Environment for Defect Compensation in X-Ray Detector

*Wan-Seok Ryu, **Seung-Kon Han, *Sung-Bong Ko, *Byeng-Hee Kang
*Sung-Taek Chung
*R&D Center, Medien International
*Computer Engineering, Korea Polytechnic University

Abstract

Defect compensations in DR X-ray systems are an important part to evaluate the performance and quality of the detector. We defined the defect types, and composed the defect compensations process to improve the quality of the detector.

In this paper, we fulfilled the defect compensation algorithm and the defect simulation environment of image quality comparison evaluation.

일반적으로 결함은 디텍터의 제조 공정을 통해 발생하는 경우와 디텍터 센서의 응답특성에 의한 결함이 발생하는 경우로 나눌 수 있다. 이러한 결함에 대하여 후처리과정을 통한 보상 또한 다양하게 이루어 질수 있다.

본 논문에서는 기존의 다양한 X-Ray 디텍터의 결함에 대한 규정과 결함 보상 통하여 실제 영상에서의 디텍터의 활용도를 재고할 수 있는 보상 알고리즘을 적용하는 영상 시뮬레이션 환경을 구현하고 이에 맞는 영상평가 시뮬레이션 환경을 구축하고자 하였다.

I. 서론

현재의 DR X-Ray시스템에 대한 디텍터의 성능은 시스템의 영상 성능을 결정하는 중요한 성능지표 중 하나로 의료영상의 질을 좌우하는 중요한 기능을 한다. 이러한 디텍터의 성능을 평가하는데 있어 다양한 방법의 평가방법이 사용되고 있다. 이러한 결함 특성에 대한 평가방법은 다양하게 이루어지고 있으며, 이에 대한 보상 방법에 대해서도 다양한 시도가 진행 되고 있다.

II. 관련 연구

2.1 디텍터의 결함 평가

디텍터는 X-Ray 시스템에서 투과된 X-Ray 선량에 대비되는 전기적 신호를 발생하여 이를 영상화 하는 장치로 영상 품질을 평가하는데 있어서 중요한 장치 중의 하나이다. 디텍터의 성능 평가를 위한 항목에는 Dark(Offset), Noise, Linearity, Sensitivity, Lag Effect, Maximum Dose, Uniformity등이 있으며, 또한 결함(Defect)에 대한 정보 역시 중요한 항목이다. 특히 결함에 대한 보상은 디텍터의 영상 성능을 향상시키는

데 있어서 매우 중요한 항목으로 분류된다.

2.2 결함의 정의 (Defect Define)

X-Ray 시스템에서의 결함(Defect)이란 영상 획득을 위한 디텍터내의 센서소자의 반응 정도에 대한 사용할 수 없는 성능 상태라고 할 수 있다[1].

결함은 다양한 원인에 의해 발생할 수 있는데 일반적으로 디텍터의 전기적인 합선(Short), 단락(Open) 및 너무 높거나 낮은 Gain에 의해서도 발생하며 혹은 비이상적인 Offset값을 가지는 경우 등이 있다. 이러한 결함성분(Defect Component)이 적을수록 디텍터의 성능은 높다고 할 수 있다. 일반적으로 결함의 구분은 3 가지 정도로 분류할 수 있다.

2.3 결함의 분류 (Defect Classification)

2.3.1 점 결함 (Pixel Defect)

점 결함은 디텍터의 센서 소자 하나의 결함 정도를 나타내는 것으로 주위 픽셀과의 비교에 의한 성분으로 표시할 수 있다. 점 결함은 기본적으로 결함 검출의 기본이 되는 것으로서 하드웨어적 결함에 의해 발생하기도 하지만 성능 특성에 의해서도 발생할 수 있다. 점 결함의 정의는 다양한 방법으로 정의될 수 있지만 본 논문에서는 다음과 같은 방법으로 점 결함을 정의 하도록 하였다.

주변 픽셀에 대한 % Value로 Defect로 정의
사용자의 입력변수에 의해 디펙트 설정이 달라질 수 있음

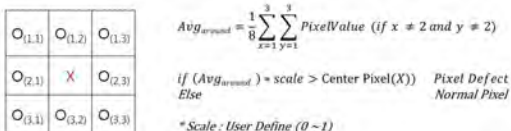


그림 1. 점 결함(Pixel Defect)의 정의

2.3.2 선 결함 (Line Defect)

선결함은 점 결함이 수직 혹은 수평방향으로 모여 있는 정도에 따라 결정되어 지는 결함을 말한다. 또한 디텍터의 제작과정에서도 발생할 수 있는 결함이기도 하다. 예를 들면, CMOS 형태의 디텍터의 경우에는 센서모듈을 접합하는 과정에서 1-2 Line의 선 결함이 발생할 수 있다. 이러한 선 결함에 대해서는 다양한 보상 방법이 제시되고 있다.

Pixel Defect를 검색한 후 전체 수직과 수평라인을 Data Size 만큼 Scan

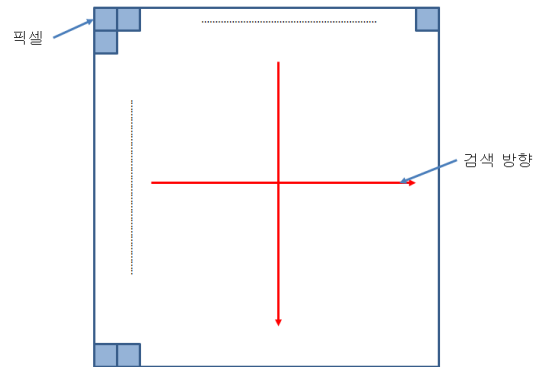


그림 2. 선 결함(Line Defect)의 검색 정의

2.2.3 클러스터 결함 (Cluster Defect)

클러스터 결함은 점 결함의 주위 픽셀의 결함 정도를 표시하는 경우로 주위 픽셀의 결함 정도에 따라 구분되어지는 것이다. 이러한 클러스터 결함의 경우에는 다양한 형태가 구성될 수 있는데 주위 픽셀의 숫자에 따라 Class로 구분하였다.

Pixel Defect를 정의한 후 주변 픽셀의 상태를 확인
Cluster 설정에 따른 Defect 설정

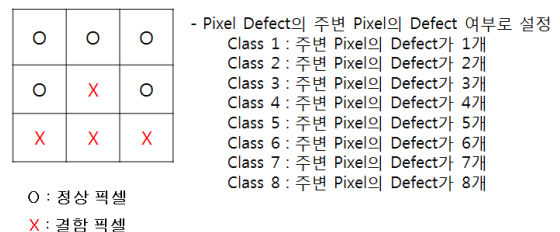


그림 3. 클러스터 결함의 정의

2.4 결함 인식 (Defect Detection)

정의된 결함은 실제 디텍터에서 영상을 획득한 후 Gain과 Offset을 이용하여 조정(Correction)과정을 거친 후에 인식할 수 있는 상태가 된다. 이를 이용하여 순차적으로 점, 선, 클러스터 결함을 찾아 가도록 하는 프로그램을 구현하였다.

2.5 결함 보상 (Defect Compensation)

결함 인식과정을 통하여 결함에 대한 결함지도(Defect Map File)를 구성하였으며, 결함 보상을 위한 알고리즘을 구현하였다. 이러한 보상 과정은 결함의 성격에 따라 다르게 보상되어야 하는 경우가 있으며 이는 특히 클러스터 결함에서 다양한 알고리즘을 적용해야 하는 경우가 많다. 이는 복합적인 픽셀의 위치에 따라 다양한 알고리즘 적용을 하여야 하는 것의 의미

하는 것이다.

III. 시뮬레이션 환경 구현

3.1 시뮬레이션 순서

결함을 보상하기 위한 전체적인 과정을 도식화하면 그림 4와 같이 나타낼 수 있다.

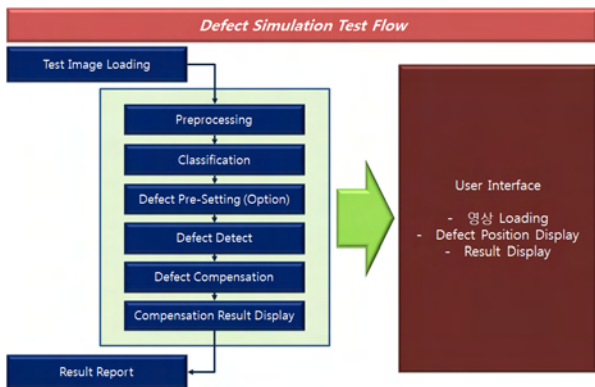


그림 4. 시뮬레이션을 위한 프로그램 순서도

그림 4에서 보는 바와 같이 시뮬레이션을 위한 영상을 로드하고 영상에 전처리 과정이 필요할 경우 전처리 과정을 거치게 되며 결함의 종류를 결정하는 분류 과정을 거치게 된다. 분류과정을 통해 점, 선, 클러스터 결함에 따라 분류를 하게 된다. 또한 가상의 결함을 설정할 수 있는 과정을 설정할 수 있도록 하여 실제 결함과 비교가 가능하도록 하였다. 이러한 과정은 실제 결함 인식 및 보상 과정에서의 결과예측에 사용될 수 있다. 이러한 과정을 거치면서 결함보상이 이루어진 결과 영상을 표시하고 결과에 대한 리포트를 할 수 있도록 하였다.

3.2 전처리 과정 (Pre-Processing)

전처리 과정은 결함인식을 위해 영상에 대하여 기본적인 노이즈(Noise)성분 및 영상의 균일화를 위한 과정이 필요할 수 있다. 전체적인 영상에 대한 Offset성분과 Gain성분에 대한 전처리 과정을 거침으로써 영상의 FPN(Fixed Pattern Noise)과 선형성을 재고하고자 하였다.[2]

3.3 분류 과정 (Classification)

분류 과정은 디텍터내의 점, 선, 클러스터 결함을 분류해 내는 과정을 말한다. 점, 선결함을 분류하고 이를 바탕으로 클래스(Class) 분류에 따른 클러스터 결함을 분류하는 과정으로써 본 논문에서는 클러스터 결함에

대한 클래스 1에서 8까지의 정의된 템플릿을 이용하여 클러스터 결함을 분류하게 된다.

Class 5 - 주위 결함이 5개인 클러스터 디펙트 템플릿 예

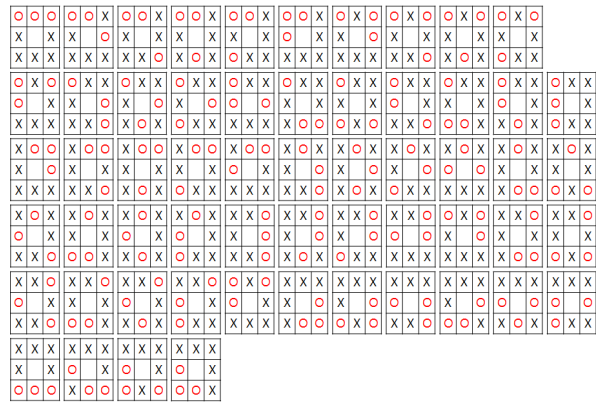


그림 5. 클러스터 결함 클래스 분류 예 (Class 5)

3.4 결함 인식 (Defect Detection)

Class 별 영상에 대한 분류방식을 설정해 놓으면 이를 통해 실제 결함의 Class 별 결함을 디스플레이 할 수 있도록 찾는 것을 결함 인식이다[3]. 결함을 인식할 경우 이를 File형식의 데이터로 저장하고 영상에 대한 결함 성분을 시각적으로 표시할 수 있도록 하였다.

3.5 보상 알고리즘 (Compensation Algorithm)

결함 보상 알고리즘은 다양한 연구들이 진행 되어 왔으며 점 결함에서 클러스터 결함까지 다양한 알고리즘이 적용되고 다양한 특허들이 나와 있다[4-6].

본 논문에서는 3가지 알고리즘 Linear Interpolation, Flood Fill, Linear Fitting 등을 이용하여 결함 보상을 하였다. 각각의 항목에 대한 설명은 다음 표 1과 같다.

표 1. 적용 보상알고리즘

알고리즘 종류	방식
Linear Interpolation	상하 혹은 좌우 픽셀 값을 비교하여 Average를 취하는 방법
Flood Fill	상하좌우(4 Point) 혹은 결함 픽셀을 둘러싼 8 Point Interpolation Filling 방식
Linear Fitting	2개 이상의 결함 픽셀에 대한 Linear Fitting 기법사용

IV. 시뮬레이션 환경 구현

4.1 시뮬레이션 프로그램 구현

본 논문에서는 다양한 결함 성분을 평가하기 위하여 시뮬레이션 프로그램을 구현하였다. C++을 이용한 GUI(Graphical User Interface) 환경을 구성하였다[7].

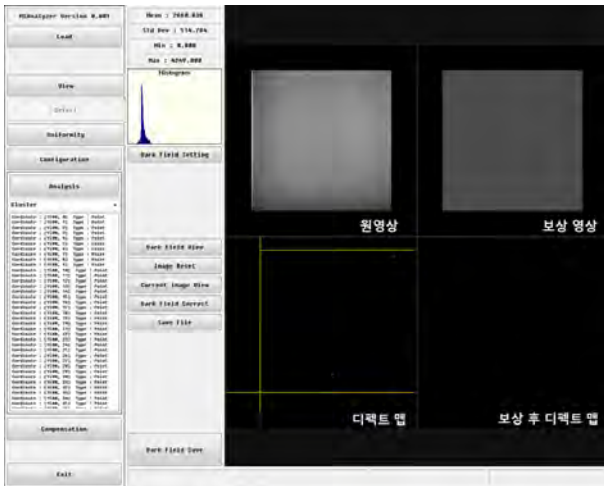


그림 6. 구현된 시뮬레이션 프로그램

위의 그림 6에서 보는 바와 같이 원본 영상을 로드하고 보정을 통한 영상과 결함 위치를 확인할 수 있는 디렉트 맵을 표시하였다. 또한 결함 보상에 의한 디렉트 맵의 변화를 보여주고 있다.

V. 결론 및 향후 연구 방향

결함(Defect)은 영상의 정보를 왜곡하거나 표현의 오류로 작용한다. 본 논문에서는 이러한 결함의 패턴을 분석하고 이에 대한 보상정도를 확인할 수 있는 영상 시뮬레이션 환경을 구축하고자 하였다. 구축된 시뮬레이션 환경을 통하여 점, 선결함뿐만 아니라 클러스터 결함에 대하여 결함성분을 보상하고 영상으로 확인할 수 있도록 하였다. 향후 결함보상에 대한 연구를 통하여 개선된 알고리즘을 구현하는 것과 이를 바탕으로 자동화된 프로세스를 가지는 결함 보상 프로그램을 구현하고자 한다. 부가적인 기능으로 결함에 대한 리포트 프로그램을 구현함으로써 품질관리 측면에서의 추적성(Traceability)을 보장하고자 하였다.

Acknowledgements

본 논문은 중소기업 기술혁신개발사업의 지원을 받아 작성되었음(과제번호 : SA113435, 유방암 진단 X-Ray 장치의 저 피폭 영상 획득 장치 개발)

본 논문은 지식경제부 기술혁신사업의 지원을 받아 작성하였음(과제번호 : 10040859, 산업용 대면적 고해상도 X-ray 이미지 센서 개발)

참고문헌

- [1] Henrik Backer-Hansen, "Defective Pixel Correction", Norwegian University of Science and Technology, June 2010.
- [2] Jacob Beutel, Harold L. Kundel, Recharad L. Von metter, "Handbook of Medical Imaging", 2000.
- [3] 김상지, 이연주, 윤정호, 유 훈, 이병국, 이준재, "웨이블릿 변환을 이용한 FPD 결함 검출", KSIAM IT Series Vol. 10, No.1, 47-60, 2006.
- [4] Bart Dierickx and Guy Meynants, "Missing pixel correction algorithm for image sensors", Proceeding SPIE Vol. 3410, September 9, 1998.
- [5] Anthony A. Tanbakuchi, Arjen van der Sijde, Bart Dillen, Albert Theuwissen, Wim de Haan, "Adaptive pixel defect correction", Proceeding SPIE Vol. 5017, May 14, 2003.
- [6] Manuel M. Oliveira, Brain Bowen, Richard McKenna, Yu-Sung Chang, "Fast Digital Image Inpainting", Conference of VIIP September 3-5, 2001.
- [7] 황선규, IT Expert 영상처리 프로그래밍 by Visual C++, 한빛미디어, 2009.
- [8] www.microsoft.com/msdn

정지궤도위성용 추진시스템 구동 전자장치 개념 설계

*조영호, 원주호, 권동영, 이상곤
한국항공우주연구원 위성전자팀

e-mail : y2haha@kari.re.kr, jooho@kari.re.kr, kdy@kari.re.kr, skon@kari.re.kr

Preliminary Design for the Driving Electronic Device of Propulsion system in Geo-Satellite

*Young-Ho Cho, Joo-Ho Won, Dong-Young Kwon, Sang-Kon Lee
Satellite Electronics Team, Korea Aerospace Research Institutes

Abstract

This paper shortly introduced the propulsion system and actuators which are used in the geo-satellite. Also we showed the interface architecture from on board computer to the propulsion system, which has redundant and cross-strapped scheme to increase the system reliability. we designed the conceptual electronic function and the electrical driving parameter to drive the LAE(Liquid Aposee Engine), RCT(Reaction Control Thruster) and LV(Latching Valve) in propulsion system.

I. 서론

정지궤도위성의 추진시스템은 2가지 중요한 기능을 제공하고 있다. 첫째는 정지궤도위성이 발사되면 먼지 지구에서 가까운 지점(고도 약 250Km)과 먼 지점(고도 약 36,000Km)을 도는 타원궤도인 천이궤도(Transfer Orbit)에 들어간다. 그 후 액체원지점엔진(LAE:Liquid Apogee Engine)을 3번 정도 더 가동하여 정지궤도에 진입하도록 하는 기능이다. 둘째는 추력기(RCT:Reaction Control Thruster) 연료를 반사해

서 그 반작용으로 움직임으로 위성의 자세제어 및 위치보정을 수행하는 것이다. 이처럼 추진시스템의 구동은 위성의 미션을 성공적으로 수행하기 위하여 고신뢰성을 갖도록 설계되어야 한다. 본 논문에서는 추진시스템을 간략히 소개하였다. 또한 위성탑재컴퓨터로부터 추진시스템의 구동장치까지 신호전달 개념을 설계하였다. 특히 정지궤도위성에서 많이 사용되는 LAE, RCT, LV에 대한 통합 구동을 위한 구동장치 개념을 설계하였으며, 각각의 구동장치들이 가져야 하는 전기적 특성 사항을 간략히 기술하였다.

II. 본론

2.1 추진시스템 소개

추진시스템은 천이궤도로부터 정지궤도로 위성을 궤도 전이하기 위한 궤도 진입 기능과 위성의 임무 기간 중 궤도상의 추진 기능을 수행할 수 있는 능력을 가지도록 설계된다. 그러므로 그림 1의 추진시스템은 이 두가지 상이한 기능을 하나의 추진시스템으로 합체함으로써 다양한 형태의 임무에 최대한의 유연성을 가지게 되는 시스템이다. 그림1의 추진시스템은 가압제로 헬륨을 사용하며, 추진제로 MMH와 MON-3를 사용하는 이원추진제 시스템이다. 동일한 추진제 저장 및 공급 시스템을 액체 원지점 엔진(LAE) 및 반동제어 추력기

(RCT)에 사용한다. 이 시스템은 압력 조절된 헬륨을 공급하여 액체원지점엔진 작동 중에 일정 압력 방식으로 작동하도록 설계되었다. 궤도 진입 기동비행 완료 후 헬륨 공급 시스템과 액체원지점엔진은 격리된다. 잔여 추진제는 반동제어 추력기에 블로우다운(Blowdown) 방식으로 공급된다. 이와 같은 시스템의 단순화로 최상의 신뢰성을 도모한다.

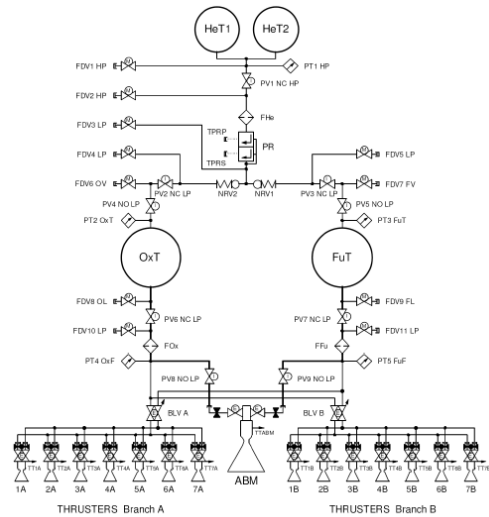


그림 1. 추진시스템 블록도

액체원지점엔진의 작동을 확보하기 위해서, 액체원지점엔진의 유속제어 밸브는 독립된 제어회로를 갖는 예비 코일(Redundant Coils)을 가진다. 있을 수 없는 일이지만 만일 액체원지점엔진 실패의 경우에는 10N 추력기를 사용하는 추력기 대체 방법이 제공된다. 추진제 계통(Propellant Assembly)은 내부 필터를 장착하여 래치 밸브와 추력기 유속제어 밸브를 오염으로부터 보호한다. 주부 브랜치(Prime and Redundant Branches)의 모든 추력기까지 충분한 추진제 공급이 가능하다. 또한 모든 주 브랜치의 추력기와 모든 부브랜치의 추력기의 혼합사용도 가능하다.

2.2 추진시스템 구동전자장치 개념 설계

그림 2는 지상시스템이나 위성탑재 소프트웨어가 추진 시스템을 제어하고 그 상태를 획득하는 전체 구성도를 보여주고 있다. 지상명령이나 소프트웨어 제어알고리즘에서 생성된 디지털 명령은 MIL-STD-1553B 통신을 통하여 구동기제어장비에 전달되고 이는 다시 내부 버스를 통하여 추진시스템 구동전자장치에 전송된다. 전송된 디지털 신호는 해당 추진시스템의 장치를 구동할 수 있는 실제 전기신호가 발생하도록 하여 원하는 추진시스템 구동장치를 제어하게 된다. 위성 탑재컴퓨

터로부터 추진시스템 제어장치 시스템까지 위성의 신뢰성을 높이기 위하여 이중화 및 cross-strapped 구조를 갖도록 설계하였다.

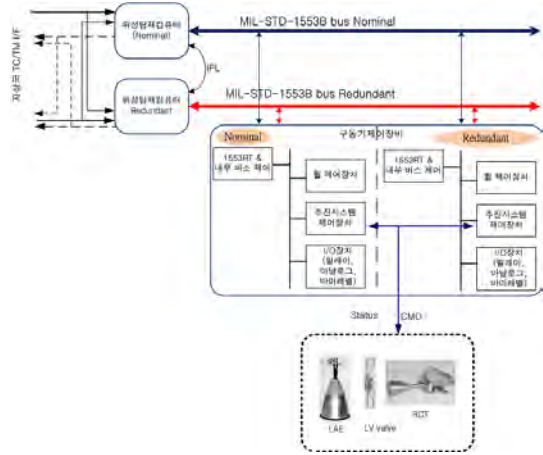


그림 2. 추진시스템 제어를 위한 전체 인터페이스 블록도

이런 추진시스템 제어장치에서는 2.1절에 기술된 액체원지점엔진, 추력기 및 래칭 밸브를 구동할 수 있게 그림 2와 같이 구동전자장치를 설계 하였다. 구동기제어장비의 주 제어부와 구동전자장치와 인터페이스를 위한 버스 제어부가 있고 구동전자장치 전체를 운영하는 제어로직부가 있다. 이 제어로직부에서 전달된 디지털 명령어의 종류에 따라 해당 장치를 구동하게 된다. 또한 장치 내부나 구동 중에 발생하는 여러 가지 고장에 대하여 차단하거나 상태 정보를 전달하는 기능을 수행하게 된다. 마지막으로 장치를 구동할 수 있는 구동부가 RCT, LAE, LV가 범용적으로 원하는 채널 수 만큼 가질 수 있도록 구성되어 있다. 각 구동장치의 구동부는 개별적으로 On/Off를 수행함으로써 고장 시 개별적으로 격리할 수 있도록 하였다.

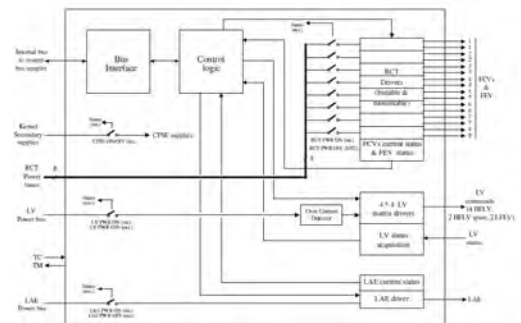


그림 3. 구동전자장치 블록도

액체원지점엔진의 로드 조건 및 보호기능은 다음과 같이 설계하였다.

표 1. 액체원지점엔진 구동전장장치 전기 특성

항목	설계 조건
구동 전압	48~50 [V]
로드 저항	39.4[Ω] 이상
로드 인덕턴스	1.5H 이하
구동 명령 보호	200msec watchdog

구동 명령 보호는 소프트웨어 내부적으로 문제가 생겼거나 통신상에 문제가 발생하여 100msec 단위로 갱신된 명령이 엔진에 전달되지 못할 경우 보호를 위하여 엔진 구동을 차단시키는 것이다. 반동제어 추력기는 8개까지 제어할 수 있도록 하였으면 On는 개별적으로 구동할 수 있으나 문제가 발생 시 조속히 차단 시키기 위하여 버스전압 공급전원을 한 명령에 모두 Off할 수 있도록 설계하였다. 또한 10Hz의 디지털 시스템에서 원하는 시점부터 정확한 주기 동안 반동제어 추력기를 동작시키기 위해서는 다음과 같은 On/Off 모듈레이션 동작을 지원해야 한다. 그럼으로 그림 4처럼 구동전장장치는 소프트웨어 값에 따라 On modulation과 Off modulation를 프로그래밍할 수 있다. 이 modulation모드를 적절히 선택함으로써 원하는 시점에서 원하는 주기 동안 추력기를 동작시킬 수 있게 된다.

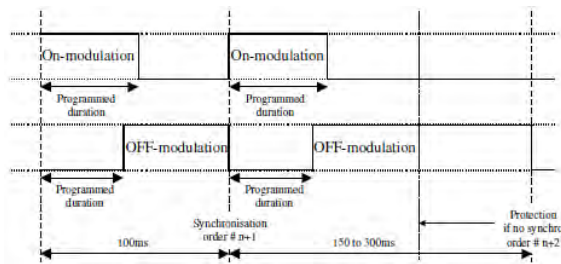


그림 4. 추력기 On/Off 모듈레이션 동작 파형

추력기에 관한 전기적인 요구조건은 다음과 같이 설계하였다.

표 2. 추력기 구동전장장치 전기 특성

항목	설계 조건
구동 전압	48~50 [V]
로드 저항	150[Ω] 이상
로드 인덕턴스	250mH 이하
구동 명령 보호	205msec watchdog

추진 시스템에는 연료 통로 제어를 위하여 래칭밸브가 필요하게 된다. 적게는 추력기 브랜치 통로 제어를 위하여 2개부터 최대 16개까지 구동할 수 있게 하였다. 래칭 밸브에 관한 전기적 요구조건은 다음과 같은 값을 갖도록 설계하였다.

표 3. 래칭밸브 구동전장장치 전기 특성

항목	설계 조건
구동 전압	45~50 [V]
로드 저항	94[Ω] 이상
로드 인덕턴스	250mH 이하
구동 명령 보호	전류제한 장치

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 추진시스템을 제어하기 위하여 전체 시스템 구성을 제시하였고 특히 LAE/RCT/LV 장치를 통합적으로 구동할 수 있는 구동전장장치를 개념 설계를 수행하였으며, 각 구동기에 대해서는 구동 능력과 설계 방식을 제시하였다. 이러한 개념 설계를 바탕으로 향후 상세 설계를 수행해야 하면 또한 소프트웨어 인터페이스를 위한 명령 및 상태 획득할 수 있는 프로토콜 설계가 수행되어야 한다.

참고문헌

- [1] 조영호 외 “ MIL-STD-1553B 버스를 이용한 통신 해양기상위성의 시스템 버스 설계 및 분석”, 대한전기학회 논문지, 1285-1289, 2008.
- [2] 조영호 외, “통신해양기상위성의 추력기 구동장치 설계” 대한전기학회 하계학술대회 논문집, 402, 2008.
- [3] 조영호 외, “위성의 태양 및 압력 센서 데이터 획득을 위한 다중 아날로그 채널 접속회로 설계 방법” 대한전기학회 하계학술대회 논문집, 2012.
- [4] "EUROSTAR 3000 ADE4 DESIGN REPORT", EUR-DD-ADE4- 834-V- ASTR, Astrium, 2006.

적응 멀티스케일 엔트로피를 이용한 비침습 뇌신호의 정량화 기법

최영석

강릉원주대학교 전자공학과

e-mail : yschoi@gwnu.ac.kr

Adaptive Multi-scale Entropy Analysis of Brain Signal

Young-Seok Choi

Department of Electronic Engineering

Gangneung-Wonju National University

Abstract

This study presents a new entropy measure of electroencephalogram (EEG), which reflects the underlying dynamics of EEG over multiple time scales. To deal with the nonlinear and nonstationary nature of EEG, the recently developed empirical mode decomposition (EMD) is incorporated, allowing a decomposition of EEG into its inherent spectral components, referred to as intrinsic mode functions (IMFs). By calculating the Shannon entropy of IMFs in a time-dependent manner and summing them over adaptive multiple scales, it results in an adaptive subscale entropy measure of EEG. Simulation and experimental results show that the proposed entropy properly reveals the dynamical changes over multiple scales.

I. 서론

비침습 뇌파 중 대표적인 electroencephalogram (EEG)는 뇌의 전기적 활동도를 나타내며 뇌의 상태에

관하여 중요한 정보를 내포한다 [1]. 최근에는 여러 가지 뇌손상에 대한 식별에 유용한 도구로서 뇌 기능 메커니즘에 대한 정보추출을 위하여 EEG가 주목받고 있다 [2][3]. 하지만, 실제 측정되는 EEG에서 정보를 식별해내기 어렵고 이에 뇌의 신경적 상태를 유추하기 위한 EEG의 정량화 기법이 필수적으로 요구된다. 이 중 정보이론에 기반한 엔트로피는 EEG의 비선형적이며 통계적으로 비균질적인 정보를 추출하는데 유용하게 이용될 수 있다. 이 연구에서는 EEG신호는 다수의 시간적 공간적 스케일에 걸쳐 다른 특성을 나타낸다는 사실에 기반하여 각 스케일에 담겨져 있는 EEG 정보량을 표현하기 위한 새로운 멀티스케일 엔트로피 기법을 제안한다.

II. 본론

2.1 Empirical mode decomposition (EMD)

Empirical mode decomposition (EMD) 기법은 데이터 본래의 의한 분리 방법이며 이에 비선형적이고 통계적 비균질한 신호의 분석에 장점을 가지게 된다. 반복적인 단계를 통하여 EMD기법은 가장 높은 주파수

성분부터 추출하며 이렇게 얻어진 성분은 intrinsic mode function (IMF)로 명명된다. 추출후 남은 부분에 대하여 EMD를 반복수행하면 단계적으로 높은 주파수 성분을 가진 IMF들이 추출된다 [4]. EEG신호 $s(i)$ 를 EMD기법을 통하여 각 IMF들로 분리하면 다음과 같이 표현된다.

$$s(i) = \sum_{k=1}^K d_k(i) + r_K(i). \quad (1)$$

2.2 적응 멀티스케일 엔트로피

EEG의 내재되어 있는 시변 멀티스케일 성분, 즉 식 (1)에서 $d_k(i)$ 의 분포들이 적응 멀티스케일 엔트로피의 계산에 사용된다. 계속적으로 측정되는 EEG 신호에 대해 엔트로피량을 얻기 위하여 슬라이딩 윈도우 기법을 이용한다. 주어진 $\{s(i) : i = 1, \dots, N\}$ 에 대하여 슬라이딩 윈도우 $w \leq N$ 과 슬라이딩 구간 $\Delta \leq w$ 이 정의되면 EEG신호의 n번째 윈도우는 다음과 같이 나타내어진다.

$$S_n(i) = \{s(i) : i = 1 + n\Delta, \dots, w + n\Delta\}, \quad (2)$$

$n = 0, 1, \dots, [(N - w + 1) / \Delta]$, $[x]$ 는 x 의 정수부분을 나타낸다.

측정된 EEG신호를 EMD과정을 거치면 다음과 같다.

$$EMD[S_n(i)] = [d_n^1, d_n^2, \dots, d_n^{K+1}], \quad (3)$$

$$d_n^k = [d_k(i) : i = 1 + n\Delta, \dots, w + n\Delta], \quad k=1, \dots, K+1.$$

각 IMF들의 확률분포를 구하기 위하여 d_n^k 을 M개의 구간 $\{I_m, m = 1, \dots, M\}$ 으로 나눈다.

$$EMD[S_n(i)] = [d_n^1, d_n^2, \dots, d_n^{K+1}] = \bigcup_{m=1}^M I_m. \quad (4)$$

그리고 $p_n^k(m)$ 은 IMF가 m번째 구간에 속하는 확률이 된다. 이것은 I_m 에 속하는 d_n^k 의 샘플수와 d_n^k 의 전체 샘플수의 비율로 구한다.

이를 이용하여 각 스케일별 엔트로피를 다음과 같이 계산한다.

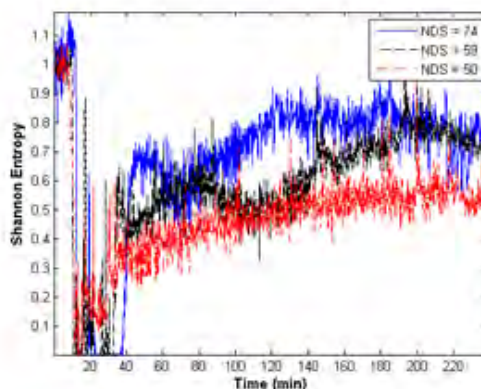
$$Mlti-ent^k(n) = - \sum_{m=1}^M p_n^k(m) \log(p_n^k(m)) \quad (5)$$

마지막으로 각 스케일별 엔트로피를 통합하여 적응 멀티스케일 엔트로피를 구한다.

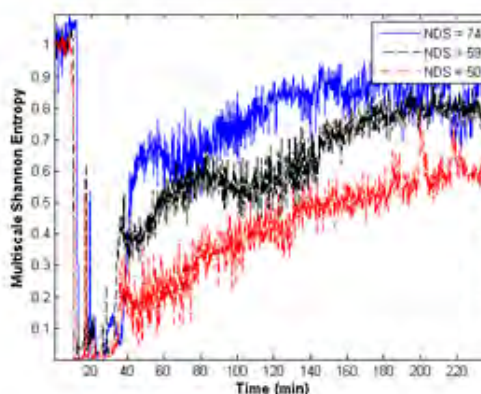
$$Mlti-ent(n) = \sum_{k=1}^{K+1} Mlti-ent^k(n). \quad (6)$$

III. 실험결과

제안한 적응 멀티스케일 엔트로피의 성능을 허혈성



(a)



(b)

그림 1. 세 개체의 rat EEG신호를 이용한 엔트로피 정량화 결과. (a) 샤논 엔트로피. (b) 멀티스케일 샤논 엔트로피.

뇌손상 동물 모델 [5]에서 얻어진 EEG신호에 적용하였다. 그림 1에 나타나듯이 (a)의 기존 샤논 엔트로피를 적용한 경우보다 (b)의 제안 엔트로피를 사용한 결과가 다른 뇌신경 회복상태를 정확하게 구분지어 표현할 수 있음을 알 수 있다. 이는 제안방법이 EEG안의 각 스케일별 상이한 정보량을 나타냄으로써 기존 기법의 정보량 추출의 한계를 해결함을 알 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

뇌의 상태를 손쉽게 알 수 있는 비침습 EEG뇌파를 이용하여 실시간으로 각 스케일별로 상이한 정보량을 추출하는 방법을 제시하였다. 이를 통하여 뇌의 상태를 효과적으로 반영하여 실제 뇌의 상태를 유추할 수 있는 방안으로 사용될 수 있음을 보였다. 향후 뇌진단의 료기기의 기반기술로 활용될 수 있을 것으로 기대된다.

Acknowledgement

이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (No. 2013120067).

참고문헌

- [1] G. Buzsaki, Rhythms of the brain, Oxford: Oxford University Press, 2006.
- [2] V. Knott, E. Mohr, C. Mahoney, and V. Ilivitsky, "Quantitative electroencephalography in Alzheimer's disease: comparison with a control group, population norms and mental status," *J. Psychiatr. Neurosci.*, vol. 26, pp. 106 - 116, 2001
- [3] R. Ferenets, T. Lipping, A. Anier, V. Juntti, S. Melto, and S. Hovilehto, "Comparison of entropy and complexity measures for the assessment of depth of sedation," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 53, no. 6, pp. 1067 - 1077, June 2006.
- [4] N. E. Huang, Z. Shen, S. R. Long, M. C. Wu, H. H. Shih, and Q. Zheng, "The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis," *Proceedings: Mathematical, Physical and Engineering Sciences.*, vol. 454, pp 903 - 995, 1998
- [5] Y.-S. Choi, M. Koenig, X. Jia, and N. Thakor, "Quantifying timevarying multiunit neural activity using entropy-based measures," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 57, no. 11, pp. 2771 - 2777, Nov. 2010.

LED Back-light를 사용하는 LCD TV의 정전기성 불량 분석 및 개선 방안

*김낙준, 구성철
삼성디스플레이 모듈공정기술그룹
e-mail : *nagjoon.kim@samsung.com*

Analysis of electrostatic defects of LCD TV using LED Back-light unit.

*Nag-Joon Kim, Sung-Chul Gu
LCD Module Process Technology Group
Samsung Display Company

Abstract

In this work, electrostatic charge induced defects on LCD panel, which uses LED back-light unit were investigated. The accumulated surface charges on the protective films of polarizer and panel cause the 'burnt' defects inducing block-defect area on LCD panel. The defects was reduced by coating anti-static and conductive polymer on the surfaces of films and adjusting the humidity of working space.

I. 서론

LCD TV의 TFT 및 CF 제조공정에서 정전기의 발생은 미세먼지가 LCD 패턴에 흡착되도록 하여 패턴을 왜곡시키고 회로의 오동작을 일으켜 수율을 떨어트리는 주요한 원인이 된다. 또한 모듈 및 조립 공정 시에도 운반, 보관, 보호필름 제거 과정에서도 정전기가 발생하게 되는데, 이러한 정전기는 driver IC, timing-controller(T-con) 등 회로부로 흘러 들어가 여러 가지 구동 불량 현상을 야기한다.

최근 LCD 모듈의 백라이트 유닛(Backlight unit,

BLU) 재료는 Cold Cathode Fluorescent Lamps(CCFLs)에서 밝기, 수명, 소비전력, 색 표현 능력 등이 CCFLs 대비 우수한 Light Emitting Diode(LED)로 바뀌고 있다[1][2]. 또한 LED BLU는 매우 얇게 만들 수 있기 때문에 박형의 LCD 모듈 제작에 필수적으로 사용되고 있는데, 이에 따라 패널과 외부 회로 보드와 연결할 수 있는 Flexible Printed Circuit(FPC)의 구조가 기존의 'ㄱ'자 꺾임 구조에서 'ㄷ'자 꺾임 구조로 변경되었다. 하지만 이러한 구조 변경은 조립공정에서 작업자가 driver IC, T-con등을 직접 접촉하게 되는 확률을 높이게 되었고 이로 인해 LCD 모듈 조립 공정 중 발생하는 정전기성 불량이 크게 증가하게 되었다.

본 논문에서는 LCD 모듈 및 조립 공정에서 발생하는 정전기 기인성 불량률의 원인 및 현상에 대해서 분석해 본다. 또한 정전기 불량률 줄이기 위한 방법 및 그 결과를 제시한다.

II. 본론

2.1 정전기 불량 원인 및 현상

모듈 및 조립 작업 시 유발되는 정전기 방전(Electrostatic Discharge, ESD) 불량률은 사람의 몸에 대전된 전하나 편광판 보호필름이나 LCD 이송용 보호

시트 등의 표면에 축전된 전하에 의해 발생한다. 이러한 축전 전하가 구동 회로부로 방전될 시 커다란 전류의 흐름에 의해 열에너지가 발생하고 그림 1.(a)와 같이 집적 회로의 일부를 태워 버리는 burnt현상이 나타난다[3]. Burnt가 집적회로의 interface, 전원부, gamma divider등에 발생하면 그림1.(b)와 같이 LCD 패널에서 해당 IC가 담당하는 영역 전체가 정상적으로 구동되지 않거나 오작동을 일으키는 block성 불량으로 시인된다. 이와 같이 조립 공정에서 나타나는 ESD 불량은 주로 상판 편광판에서 보호필름을 박리하거나 패널 이송 시 패널 사이에 위치하는 보호시트에 축적된 전하에 의해 발생한다. 따라서 본 논문에서는 block성 불량을 줄이기 위하여 편광판 보호필름과 이송용 보호시트의 정전기 관련 특성을 측정하고 표면 처리를 통하여 대전량을 조절하여 보았다.

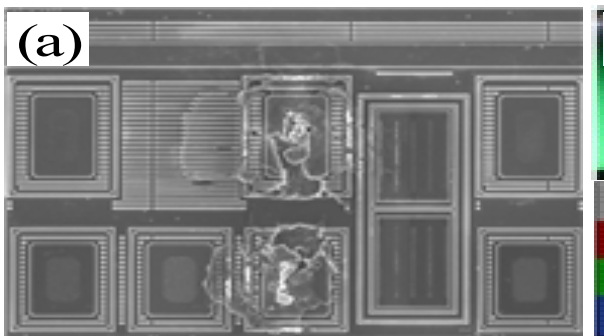


그림1.(a) IC 내부에 ESD에 의해 발생한 burnt 사진
(b) Burnt에 의한 block성 불량

III. 실험 및 결과

3.1 편광판 보호필름 박리 평가

편광판 보호필름에 의한 대전량을 측정하기 위하여 동일 제조사의 편광판 보호필름 A와 Anti-Static(AS) 코팅이 되어 있는 보호필름 B를 준비하였다. 2가지 보호필름을 가지고 박리 평가를 진행하면서 대전압을 측정하였으며, 측정은 TREX Electro-static Voltmeter 884 Model을 사용하였다. 계측 후에는 각 보호필름을 적용하여 조립공정을 실시하고 이때 발생하는 ESD 불량수를 계산하였다.

측정결과, 보호필름 A의 경우 대전압은 표1과 같이 약 1kV 이상으로 측정되었다. 반면에 보호필름 B에서는 50V 이하 수준으로 보호필름 A에 비해 크게 낮아졌다. 이는 편광판 보호필름에 AS코팅의 유무에 따른 차이로 발생하였다. AS코팅을 한 보호필름에는 표면에 전도성의 박막($10^8\Omega/\square \sim 10^9\Omega/\square$)이 입혀져 있고, 이 박

막을 통해 정전기가 빠르게 방출되어 대전압이 낮아지게 된다. 이에 다른 ESD 불량은 보호필름 A에서는 41건, 보호필름 B에서는 발생하지 않았기 때문에 대전압을 낮추는 것이 불량률을 낮추는데 큰 역할을 한다.

표1. 동일 제조사 보호필름 구분 평가

보호필름 구분평가	보호필름 A	보호필름 B
보호필름 박리	1kV 이상	50kV 이하
불량 발생 수	41	0

3.2 패널 이송용 보호시트 실험

LCD 패널 이송용 보호시트와 ESD 불량률의 상관성을 알아보기 위하여 보호시트 A와 B에 대해 정전압과 표면저항을 0초와 2초에 각각 측정하였다. 보호시트 A에는 전도성 고분자 물질과 첨가제를 일정부분 섞어 코팅하였다. 측정 환경은 25%이하, 50%이상 RH이고, 정전압 측정은 TREX 523, 표면저항 측정은 SIMCO ST-3을 사용하여 측정하였다.

패널 이송용 보호시트 실험 결과는 그림 2와 같이 보호시트 A가 B 대비 표면저항, 정전압 모두 낮게 측정되었다. 보호시트 B는 습도 25%이하에서 2초 후에 급격하게 대전량이 낮아졌지만 여전히 보호시트 A 대비 큰 값을 가지고 있고, 습도 50% 이상의 환경에서도 표면저항이 높아서 ESD 불량을 유발하였다.

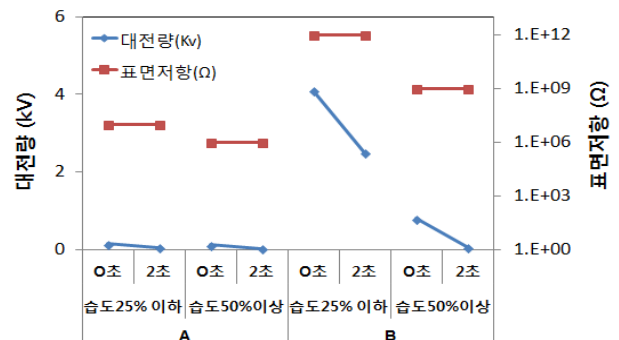


그림 2. 보호시트 대전량 및 표면저항 측정 결과

IV. 결론

본 논문에서는 LCD TV 제조공정에서 발생하는 정전기성 block 불량 발생 원인을 2가지 항목으로 나누어 평가실험을 실시하였다. 편광판 보호필름 및 이송용 보호시트에 표면처리를 통하여 표면에 축적되는 전하를 줄일 수 있었고 실제 조립공정에 적용하였을 때 불량률을 감소할 수 있었다.

참고문헌

- [1] DisplayBank, LED LCD TV Makers Roadmap & Market Forecast, December, 2009.
- [2] Huang-Jen Chiu, Member, IEEE, and Shin-Jen Chens "LED Backlight Driving System for Large-Scale LCD Panels." IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, no. 5, pp.2751, October, 2007.
- [3] Puligandla Viswanadham, Pratap Singh, Failure Modes and Mechanisms in Electronic Packages, Chapman&Hall International Thomson Publishing, 1998.

기울기 센서를 이용한 척추 근골격의 Cobb's Angle 모델화 연구

*정성훈, 신성욱, 김승기, 최은영, 안재용, 정성택
*한국산업기술대학교 컴퓨터공학과

e-mail : *ghdy4547@naver.com, napalza@nate.com, gamang21a@nate.com,*
godjunior@nate.com, sk8yabsab@gmail.com, unitaek@kpu.ac.kr

Study of Spinal Musculoskeletal Cobb's Angle Model Using Tilt Sensor

*Sung-Hoon Jeong, Sung-Wook Shin, Seung-Gi Kim, Eun-Young Choi,
Jae-Yong An, Sung-Taek Chung
*Dept. of Computer Engineering, Korea Polytechnic University

Abstract

Recently, many students complaining of scoliosis have been increasing. Because they study sitting on a chair for a long time in the wrong posture. X-ray and MRI are the most commonly used imaging scan to diagnose scoliosis. However, there are disadvantages that costs are high or it is exposed to radiation to diagnosis. In this paper, we are proposed new types using tilt sensor for the scoliosis diagnosis.

I. 서론

오늘날 청소년들은 빠른 성장속도에 비해 체형이나 체격에 맞지 않는 책상과 의자를 장시간 사용하고 있기 때문에 잘못된 자세가 되기 쉽다. 이러한 이유로 성장에 지장을 주거나 척추가 변형되는 주원인이 된다 [1].

이런 환경과 습관으로 인해 얻은 척추 질환은 대부분 성장이 빠르게 진행되는 청소년의 근골격계 질환인 척

추 변형으로 많이 나타난다. 이러한 척추 질환에는 일시적인 증상이 나타나 수술적인 치료를 필요치 않는 비구조성 척추 질환이 있는 반면 원인을 알 수 없고 병에 대한 자각이 늦어 수술적인 치료까지 해야 하는 심각한 척추 질환인 구조성 척추 질환이 있다[2].

현재 이러한 질병의 척추 만곡을 측정하기 위해선 척추 전체를 포함하는 X-ray와 MRI 같은 의료영상을 통해 측정해야 한다. 하지만 이러한 검사는 특정 장소로 이동해야 하며, 고가의 영상장비를 사용해야 한다. 이로 인해 측정하기 부담스럽고 병에 대한 유무를 판단하기에는 힘들다[3].

본 연구에서는 이와 같은 척추 질환에 대해서 의료영상 장비를 쉽게 접하지 못하는 청소년에게 만곡에 대한 정보를 제공하고자 Scoliosis Scanner라는 장비를 고안하였다. 본 장비는 센서의 기울기에 따라 신호값이 변하는 Tilt Sensor와 회전에 따른 Pulse 수의 변화를 보여주는 Encoder Sensor를 이용하여 척추의 만곡을 측정할 수 있도록 하였고 3차원 상에서 척추 만곡의 측정값에 따라 모델링하여 환자가 만곡의 정도를 알 수 있도록 개발하였다.

II. 본론

2.1 척추 측만증(Scoliosis)

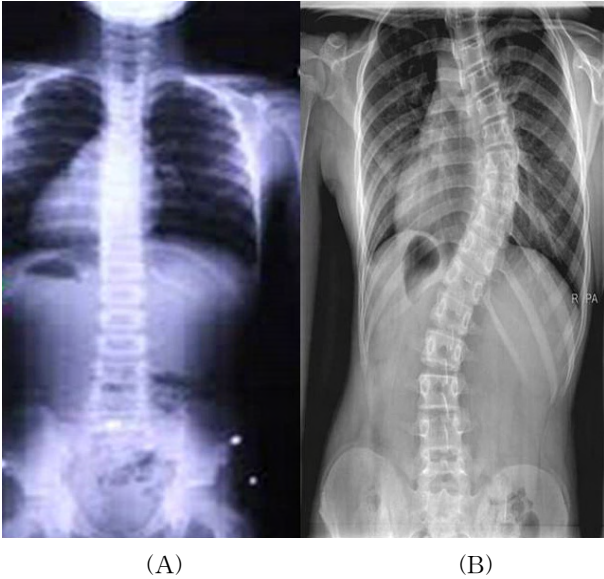


그림 1. 정상척추 와 척추 측만증

그림 1의 (A)처럼 정상적인 척추의 형태에서 만곡으로 인해 생긴 증상으로는 척추 전만증, 척추 후만증, 척추 측만증이 있다. 앞뒤로 휘어진 형태의 척추를 척추 전만증, 척추 후만증이라하며 좌우로 휘어진 형태를 척추 측만증이라 칭한다. 본 논문에서는 척추 측만증을 중심으로 연구를 하였기에 이에 대해 더 자세히 설명하고자한다. 그림 1의 (B)와 같이 척추가 좌우로 만곡이 되어 형태가 변하는 것을 척추 측만증이라 하며 만곡의 정도에 따라 외관상의 문제점이나 통증의 원인이 되고 병이 심한 경우 척추가 주위 장기를 압박하여 기능장애를 더불어 수명도 단축시키는 심각성을 보인다. 척추 측만증은 만곡의 원인에 따라 비구조성과 구조성 측만증으로 나눌 수 있다.

비구조성 측만증은 척추 자체의 이상이 아닌 자세불량, 하지길이 차이로 인한 골반경사 와 같은 다른 원인 때문에 일시적으로 오는 경우로서 치료가 불필요하며 원인에 대한 치료로 해결되는 만곡이다.

구조성 측만증은 형태학적 이상이 있는 것으로 그 원인은 특발성 측만증, 선천성 측만증, 신경근육성 측만증, 신경섬유종에 의한 측만증, 기타(종양, 감염, 관절염 등)로 나눌 수 있으나 대부분은 원인을 알 수 없는 특발성 측만증이고 청소년기에 나타나는 척추질환이 여기에 속한다[2][4].

2.2 Cobb's Angle

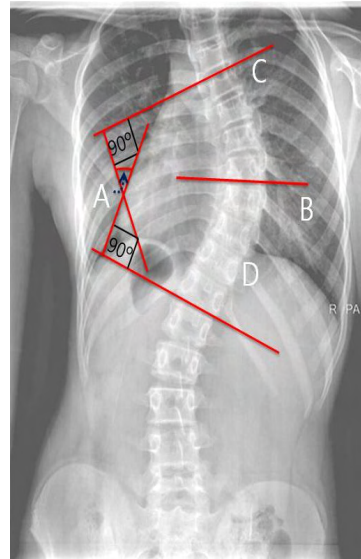


그림 2. Cobb's Angle

척추 측만증의 만곡을 측정하는 방법으로는 휘어진 정도를 측정할 수 있는 Cobb's Angle이나 어깨의 기울어짐을 확인, 허리곡선이나 골반의 비대칭, 등심대검사(Adam's test)라는 허리를 앞으로 숙여 등이나 허리의 높이의 대칭을 확인하는 방법이 있다. 본 연구에서는 척추의 휘어진 각도까지 확인하기 위해서 Cobb's Angle를 사용하였다.

Cobb's Angle이란 측만증 정도를 나타내는 일반적인 지표로 사용되고 있으며 만곡의 각도를 측정할 수 있다. 그림 2와 같이 만곡이 가장 오목한 부분 즉 B를 기준으로 기울어짐이 시작되는 상단C와 끝나는 하단D를 각각 결정한 후 C선은 상부의 끝 척추의 상단에, D선은 하부 끝 척추의 하단에 그은 뒤, 각 선에서 직각으로 선을 그어 교차된 각이 Cobb's Angle이며 그림 2에서는 화살표로 나타낸 A부분이 Cobb's Angle이다 [3][5].

III. 구현

3.1 하드웨어 구성

Scoliosis Scanner는 각 Sensor의 데이터를 ADC값으로 변형할 수 있는 MCU(Atmel사의 ATmega16)와 척추의 전후(Y축), 좌우(X축) 정보를 최대 측정 범위 $\pm 30^\circ$ 로 측정할 수 있는 Tilt Sensor(DAS사의 SA2), 회전축의 회전각도를 전기적인 신호(Pulse)로 변환하여 척추 길이를 출력할 수 있는Encoder Sensor(Autonics

사의 Rotary Encoder)로 그림 3과 같이 구성된다.
 바뀌는 측정 시 Tilt Sensor의 X축과 Y축이 0°를 기준값으로 시작할 수 있도록 그림 3과 같이 제작하였다.

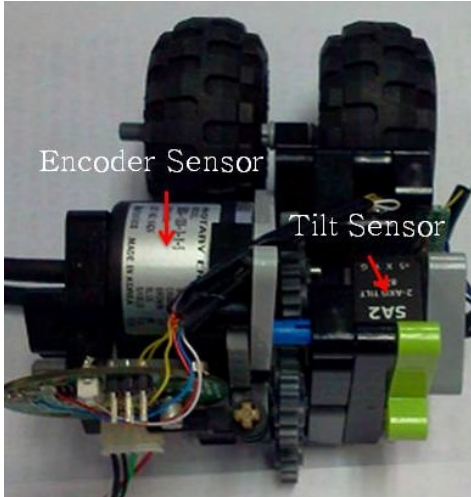


그림 3. Scoliosis Scanner의 모습

3.2 측정 방법

측정 시 환자는 그림 4와 같이 척추를 바르게 세워 일어서 자세에서 측정해야 하며 사용자는 환자의 양 어깨선의 중심에서 시작해 골반까지를 범위로 하여 가운데 톱니바퀴를 기준으로 환자의 척추를 따라 이동하면서 측정하면 Sensor값이 PC로 전송된다.



그림 4. 측만증 측정 모습

3.3 소프트웨어 구현

그림 5는 3D Cobb's Angle 모델화 프로그램의 측정

전 모습이다. 척추와 골반, 대퇴골을 3D모델화하고 있고 설정버튼과 Cobb's Angle를 측정하기 위한 Sensor 값을 그래프화 할 수 있도록 구현되어 있다.

그림 6은 Tilt Sensor의 X, Y축 값을 그래프화 하여 현재 측정된 값을 보여 주고 Encoder Sensor의 회전 및 회전각도를 정현파로 나타내 현재 Pulse수를 알 수 있도록 하였으며, Cobb's Angle의 만곡각도를 숫자로 시각화 하였다.

Check Cobb's Angle 버튼을 누를 시 같이 측정된 Sensor의 신호값을 이용해 척추 모델이 변형 되고 Cobb's Angle을 구한 부위를 모델화 하도록 하였다.

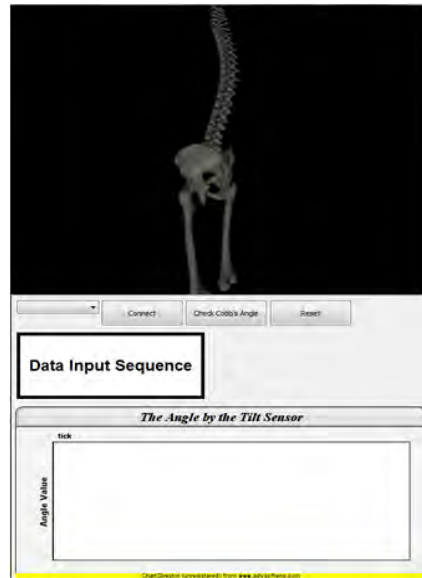


그림 5. 3D Cobb's Angle 모델화 프로그램(측정 전)

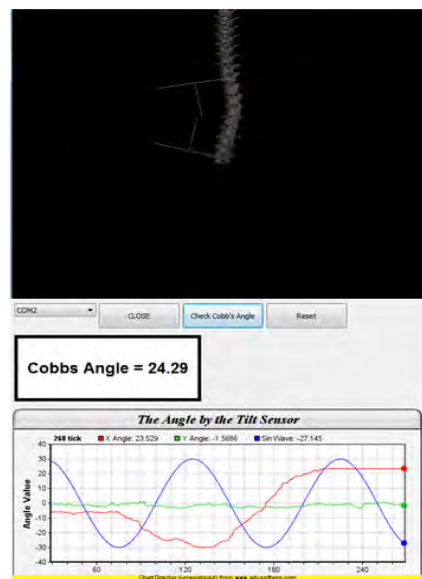


그림 6. 3D Cobb's Angle 모델화 프로그램(측정 후)

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구에서는 Cobb's Angle의 측정 하기위해서 장소에 제한이나 고가의 영상장비라는 부담을 받지 않고, 척추를 3D 모델화하여 만곡을 쉽게 이해할 수 있는 Scoliosis Scanner를 개발하였다.

향후 연구 방향으로는 좌우의 굴곡을 측정하는 척추 측만증처럼 좌우의 측정뿐만 아니라 앞뒤의 굴곡도 측정하여 척추 전만증과 후만증의 만곡 정도의 측정과 환자의 자세에 상관없이 측정할 수 있도록 개선하려한다.

본 장비가 장시간 의자나 책상에서 생활하는 청소년들이 X-ray를 대신해 Cobb's Angle을 측정하고 제각각 길이가 다른 척추를 측정할 수 있게 함으로써 성장기에 있는 청소년들이 병의 유무를 인지하거나 Cobb's Angle의 정도를 파악할 수 있기를 기대한다.

Acknowledgements

본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 IT융합 고급인력과정 지원사업의 연구결과로 수행되었음. (과제고유번호 : NIPA-2013-H0401-13-1006)

참고문헌

- [1] 정화식, “조절 가능한 학생용 책상과 의자의 인간 공학적 설계 및 평가”, Journal of the Ergonomics Society of Korea, Vol.20, No.1, pp.15-29, April 2001.
- [2] 이종희, “청소년기 척추 측만곡증 및 학교 집단검진”, 한국학교보건협회, No.21, pp.89-97, 1998.
- [3] 안양수, 김거식, 송철규, “3축 가속도 센서를 활용한 척추 측만증 환자용 자세 교정 유도 장치”, 대한전기학회, 정보 및 제어 심포지엄 논문집, pp.396-398, May, 2009.
- [4] 김기택, “척추 후만증”, Journal of Korean Spine Surg, Vol6, No.2, pp306-315, 1999.
- [5] Petros Patias, Theodoros B Grivas, Angelos Kaspiris, Costas Aggouris, Evangelos Drakoutos, "A review of the trunk surface metrics used as Scoliosis and other deformities evaluation indices", Patias etal. Scoliosis 2010, 5-12

적외선 움직임감지센서를 이용한 차량 충격감지 및 실내침입감지 센서 시스템 개발

*백우현, 김석기
고려대학교 전기전자공학과
e-mail : pwh7410@korea.ac.kr, skkim@korea.ac.kr

Development of Vehicle Intruder with Shock sensor system using Infrared Motion Detecting Sensor

*Woo-Hyun Paik, Su-Ki Kim
School of Electrical Engineering
Korea University

Abstract

In general, car intruder sensor detects object using ultrasonic signal. However, ultrasonic sensor has some disadvantages such as high cost and sensitive to external ultrasonic signal. This problem will be solved by modulated infrared signal. Shock sensor also uses ultrasonic signal, but it cannot be integrated with intruder sensor. Therefore, new sensor system will be proposed that can overcome the existing problems. And car intruder sensor will be integrated with shock sensor in one system.

I. 서론

일반적으로 차량 실내침입감지 센서는 초음파 신호를 사용하여 침입을 감지한다. 하지만 초음파 센서는 비싼 가격과 외부 초음파신호에 반응한다는 단점이 있다. 이 단점은 특정 주파수로 변조한 적외선 신호를 이용하여 해결할 수 있다. 또한, 충격감지 센서도 초음파 신호를 이용하여 충격을 감지하고, 실내침입감지 센서와 별개로 사용되고 있다. 본 논문에서는 기존에 개발되어서 사용되고 있는 실내침입감지 센서를 적외

선 신호를 이용해 기존의 단점을 극복하고 충격감지 센서와 결합하여 사용할 수 있도록 시스템을 개발한다.

II. 본론

2.1 적외선신호를 이용한 센서

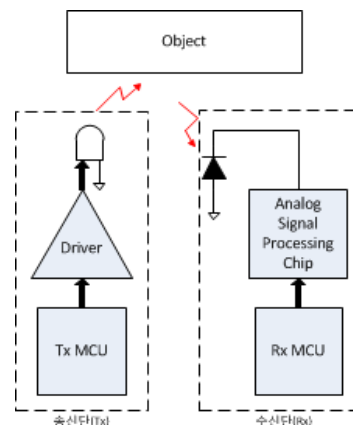


그림 1. 적외선신호를 이용한 센서의 전체구조

위의 그림 1은 초음파 센서의 단점들을 극복하는 적외선 센서의 전체적인 구조이다. 송신단(Tx)은 송신단

MCU, LED 드라이버, IR LED로 이루어져 있다. 드라이버를 통해 신호를 특정 주파수로 변조시키고 IR LED를 통해 신호를 송신한다. 수신단(Rx)은 Photodiode, Signal Processing Chip, 수신단 MCU로 이루어져있다. 물체에 반사되는 신호를 Photodiode를 통해 수신하고 Signal Processing Chip을 통해 원하는 주파수대역 신호만 필터링하고 증폭하여 MCU를 통해 신호 감지여부를 판단한다.[1]

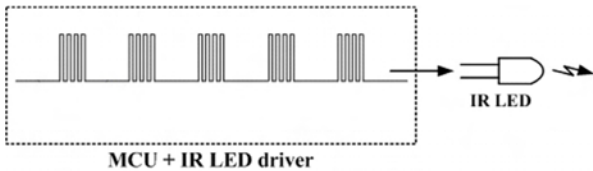


그림 2. 송신단 신호전송법

그림 2는 송신단에서 신호를 전송하는 방법을 나타내고 있다. 신호는 MCU와 IR LED driver를 통해 신호를 특정주파수로 변조하고 IR LED를 통하여 적외선 신호를 전송한다. 연속적으로 신호를 전송하게 되면 전력소모가 심하므로 주기를 가지고 신호를 전송한다.[2]

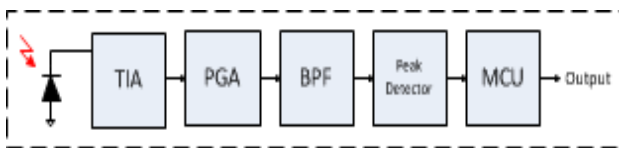


그림 3. Analog Signal Processing Chip 내부블록

위의 그림 3는 Analog Signal Processing Chip의 내부블록이다. Photodiode를 통해 받은 전류신호는 Trans-Impedance Amplifier(TIA)를 통해 전압으로 바뀐다. 전압으로 바뀐 신호는 Programmable Gain Amplifier(PGA)를 통해 적절하게 증폭된다. PGA를 통과한 신호는 Band Pass Filter(BPF)를 통해 원하는 주파수로 복조된다.[3] 복조된 신호는 Peak Detector를 통해 피크 값만 추출되고 그 피크 값을 가지고 MCU에서 침입이나 충격을 감지하게 된다. 즉 시간 (t)때의 피크 값과 (t+1)일 때의 피크 값을 비교하여 일정 값 이상의 차이가 나면 침입이나 충격을 감지하게 된다.

2.2 침입감지 및 충격감지 방법

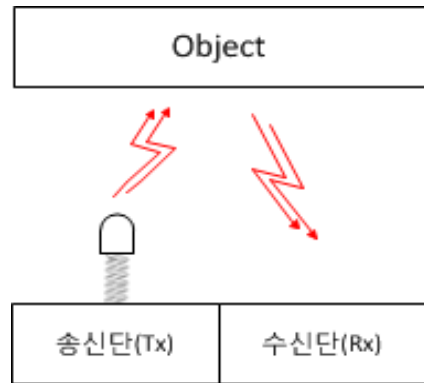


그림 4. 제안하는 센서의 기본구조

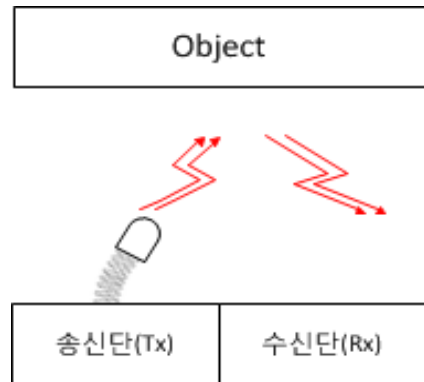


그림 5. 제안하는 센서의 충격이 있을 때 구조

그림 4는 제안하는 센서의 구조이다. 위 구조로 충격감지 및 차량 내 침입감지를 동시에 할 수 있다. 충격감지방법은 IR LED를 탄성물체(스프링)을 이용해서 송신단에 부착한다. 송신단에서 송신하는 적외선 신호는 차량 내 구조로 인해 일정양의 신호를 수신한다. 하지만 충격이 차량에 가해져 센서로 전해지면 그림 5과 같이 탄성물체가 좌우로 반동하게 되고 수신단에 수신되는 신호의 양은 변화하게 된다. 그 변화의 양을 MCU에서 판단해 충격을 감지하게 된다. 탄성물체의 탄성력에 따라 충격의 감지 민감도를 조절할 수 있다. 차량 침입감지방법은 센서의 방향을 차량의 문을 향하게 하면 된다. 차량 내로 물체나 사람이 침입할 때 센서가 수신하는 신호의 양은 아무 물체도 들어오지 않았을 때 수신하는 신호의 양과 차이가 나게 되고 그 차이를 MCU에서 판단해 침입여부를 감지하게 된다.

III. 구현

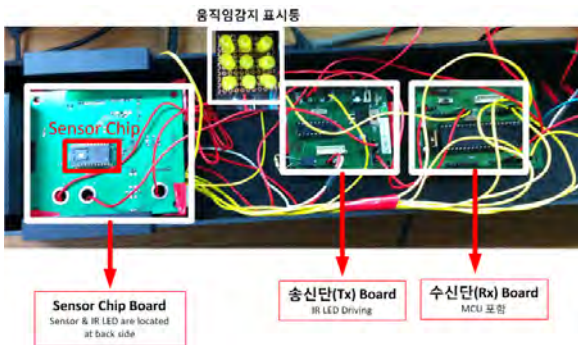


그림 6. 제안하는 센서의 실제보드

그림 6은 실제 제작한 충격감지 및 실내침입감지 센서의 실제보드 모습이다. 보드는 Tx board와 Rx board와 Sensor Chip board로 이루어져 있다. Tx board에서 IR LED의 드라이빙을 하고 Sensor Chip board에서 수신하는 신호를 처리하여 Rx board로 보내 Rx board에서 판단하여 움직임 감지를 하게 된다. 움직임 감지를 하게 되면 상단의 노란 LED에 출력신호를 보내어 불이 들어오도록 하였다.

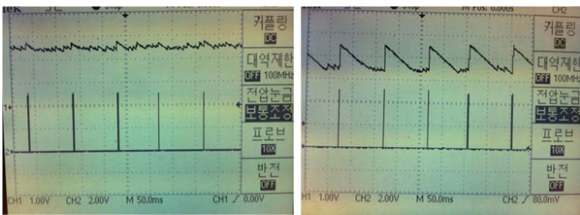


그림 7. 움직임 유무에 따른 송·수신단 파형

그림 7의 두 사진에서는 두 개의 파형이 나타나있다. 상단 파형은 Peak detector의 출력이고, 하단 파형은 송신단의 IR LED 파형이다. 왼쪽 사진은 수신되는 신호가 없을 때 사진이고, 오른쪽은 움직임이나 물체로 인해 수신되는 신호가 있을 때 사진이다. 움직임이 없을 때는 noise로 인해서 파형이 조금씩 흔들리는 것을 제외하고는 큰 변화가 없다. 하지만 움직임이 있을 때는 오른쪽 사진과 같이 톱니모양으로 출력이 나온다. 이와 같이 움직임 유무에 따른 출력 값의 변화를 이용해서 MCU에서 움직임을 감지한다. 여기서 시간 (t)때의 출력 값과 (t+1)일 때의 출력 값 차이가 허용 값이 얼마냐에 따라 센서의 민감도를 조절할 수 있다. 즉, (t)때의 출력이 200mV, (t+1)때의 출력이 700mV이고 MCU에서 한 주기의 허용 값 차이가 600mV라면 위의 경우는 움직임을 감지하지 못한다. 하지만 MCU에서

한 주기의 허용 값 차이가 400mV라면 위의 경우는 움직임을 감지하게 된다.

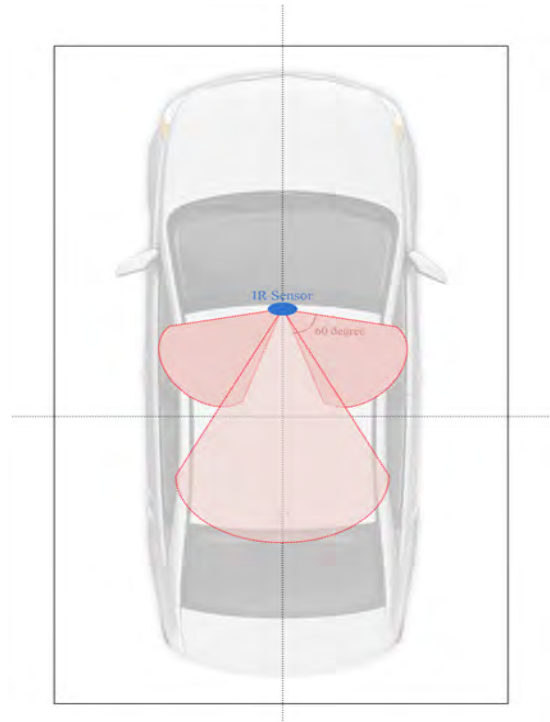


그림 8. 차량 내 센서부착 위치

그림 8은 실제 차량에서 센서부착 위치를 나타낸 것이다. 화각 60°의 LED를 사용한다고 가정하면 운전석, 조수석의 문 방향으로 하나씩 부착하고 하나는 뒷좌석을 향하여 부착한다. 이렇게 3개의 센서를 사용함으로써 차량 전체의 침입이 있을만한 공간을 커버하게 된다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

현재 제안하는 센서는 몇 가지 문제점을 가지고 있다. 첫 번째 문제점은 센서가 아직은 차량 내부의 모든 공간을 감지할 만큼 거리가 나오지 않는다. 대역통과필터(BPF)의 선형영역이 좁아서 생기는 문제로 좀더 넓은 선형 영역을 가지는 필터를 설계해야 할 것으로 보인다. 또한 반사되어 돌아오는 신호의 양을 늘리기 위해 Photodiode개수를 늘이거나 LED의 개수를 늘리는 것도 한 방법이다. 두 번째는 외부 Photodiode를 사용하여 기본 상태에서 노이즈가 많은 편이다. 이것은 Package를 사용함으로써 Sensor chip과 Photodiode를 일체화시키면 해결될 수 있을 것으로 보인다.

참고문헌

- [1] S. H. Yang, K. B. Kim, E. J. Kim, K. H. Baek, S. Kim, "An Ultra-Low Power CMOS Motion Detector", IEEE Trans. On Consumer Electronics, Vol. 55, no. 4, pp. 2425-2430, 2009
- [2] T. Cheng-Hung, B. Ying-Wen, C. Chun-An, C. Chih-Yu, L. Ming-Bo, "PIR-sensor-based Lighting Device with Ultra-low Standby Power Consumption", IEEE Trans. On Consumer Electronics, Vol. 57, no. 3, pp. 1157-1164, 2011
- [3] H. Shih-Chia, "An Advanced Motion Detection Algorithm with Video Quality Analysis for Video Surveillance Systems", IEEE Transactions On Circuits and Systems for Video technology, vol. 21, no. 1, pp. 1 - 14, Jan 2011

대기전력과 역률의 관계

*서길수, 류명효, 김종현, 김남균
한국전기연구원 전력반도체연구센터

e-mail : ksseo@keri.re.kr, mhryu@keri.re.kr, kimjh@keri.re.kr, nkkim@keri.re.kr

Relationship between Standby Power and Power Factor on Power Converter

*Kil-Soo Seo, Myung-Hyo Ryu, Jong-Hyun Kim, Nam-Kyun Kim
Power Semiconductor Research Center
Korea Electrotechnology Research Institute

Abstract

본 논문에서는 최근 이슈가 되고 있는 대기전력과 역률과의 관계에 대해 기술하였다. 전원장치 측면에서 부하의 크기가 감소하면서 발생하는 대기전력과 이에 따른 역률의 증가메카니즘에 대해 검토한 결과 대기전력과 역률은 trade-off 관계가 있지 않다는 것이다. 또한 대기전력 절감에 의한 역률이 낮아지더라도 이를 보상하기 위한 추가 전력설비는 필요치 않다.

I. 서론

최근 각종 정보가전기기의 급속한 발전으로 대기전력은 점차 증가추세에 있다. 기업체 연구개발, 정부의 정책, 에너지관리공단의 절전품목관리로 최근 생산되는 대부분 가전기기의 대기전력은 1W이하로 낮아졌다[1-5].

대기전력 절감기술을 개발하는 일부 기관에서 대기전력은 줄였지만 상대적으로 역률이 낮춰 얻은 것으로 대기전력 절감 노력이 풍선효과가 아니냐는 의견이 있다.

본고에서는 기술적으로 전원장치 측면에서 대기전력과 역률과의 관계를 명확히 파악하고자 했으며, 역률이 낮아짐으로 인하여 발전소에 미치는 영향에 대해서 기술하였다. 대기전력을 낮추면서 상대적으로 역률이 낮아지더라도 발전소에서 이에 필요한 전력을 추가로 생산하지 않아도 된다는 것을 확인하고자 한다. 대기

전력이 감소하면서 역률이 낮아지는 이유, 대기모드 중 낮은 역률이 발전소의 전기에너지 생산에 미치는 영향에 대해서 검토하였다.

II. 본론

2.1 전원장치 측면

그림 1은 대기전력과 역률을 검토하기 위해 모의한 일반적인 전원장치의 회로도로서 입력필터에 470nF와 브리지 다이오드에 연결된 470nF, 100uF에 의해 무효전류(용량성 전류)가 흐른다. 커패시터 전류는 출력에 관계없이 일정한 전류가 흐른다.

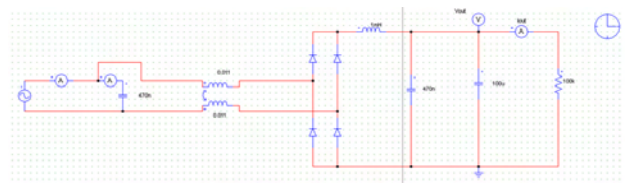


그림 1. 대기전력과 역률을 검토를 위한 일반적인 전원장치 회로도.

그림 2, 3은 정상 동작시 무효전류와 출력전류의 파형이다. 그림 4는 대기모드 동작시 흐르는 무효전류와 출력전류의 파형이다. 출력은 각각 90W, 9W 및 0.1W 일 때의 입력 커패시터와 브리지 다이오드에 연결된 커패시터에 흐르는 무효전류로서 용량에 관계없이 일정하게 흐르는 것을 알 수 있다.

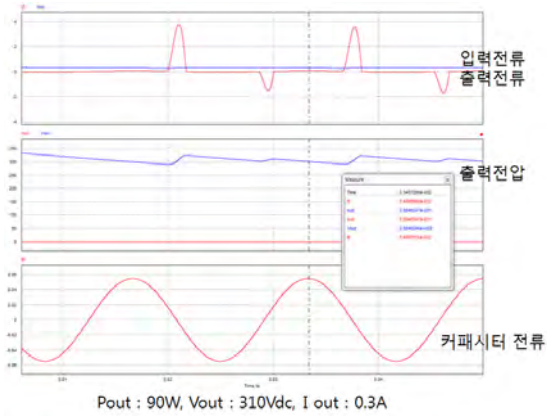


그림 2. 정상동작시 유, 무효 전류 파형.

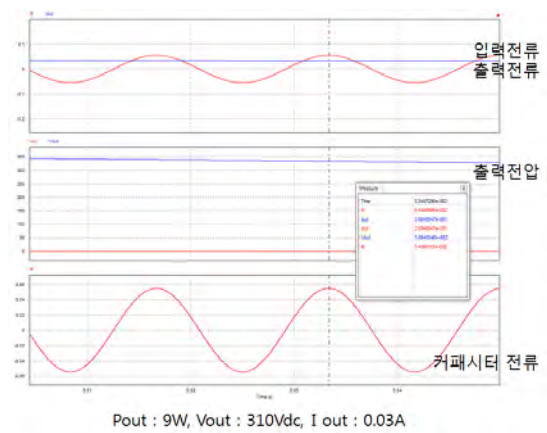


그림 3. 정상동작시 유, 무효 전류 파형.

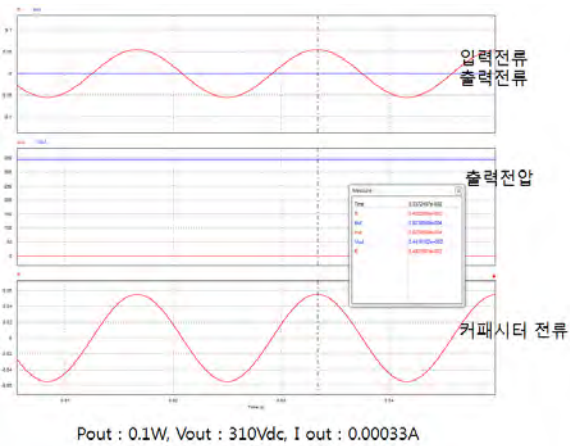


그림 4. 대기모드동작시 유, 무효 전류 파형.

그림 2, 3 및 4에서 전압 및 전류파형으로 나타난 것으로 그림 5에서는 부하변동시 무효전력 및 유효전력관계를 벡터 다이어그램으로 나타낸 것이다. X축은 real part로서 유효전력을 Y축은 imaginary part로서 무효전력을 나타낸다. 피상전력은 real part와 imaginary part가 합해서 나타나게 된다. 그림 5에서

정상동작 할 때는 real part가 imaginary part에 비해 월등히 크기 때문에 역률은 거의 1에 가깝게 된다. 그러나 부하가 감소하게 되면 즉 경부하 또는 무부하로 되어도 이미 결정된 회로에 의해 imaginary part는 고정되어 있기 때문에 역률은 낮아지게 된다. 이것은 그림 2, 3 및 4에서 일정하게 흐르는 커패시터 전류가 imaginary part에 해당하는 것으로 일정하다.

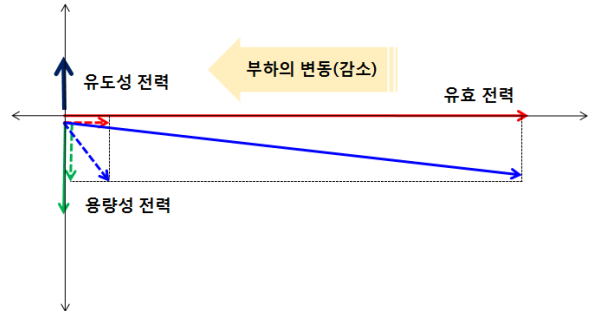


그림 5 부하변동시 무효 및 유효전력 벡터 다이어그램.

그림 6, 7, 8은 노트북 충전기인 90W 전원장치의 역률, 피상전력 및 유효전력을 실측한 것으로 부하의 사용전력이 0.61, 2.05, 29.9W로 증가함에 따라 역률이 각각 0.06, 0.17, 0.83로 높아지는 것을 볼 수 있다. 그림 5의 설명에서와 같은 현상이 나타나는 것을 확인할 수 있다.

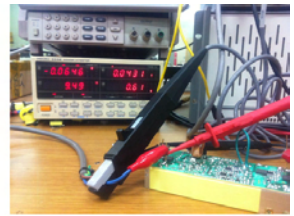
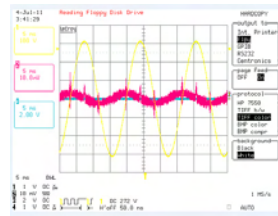


그림 6. 90W 전원장치의 실험 및 파형(무부하 0.61W)

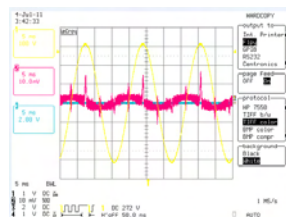


그림 7. 90W 전원장치의 실험 및 파형(부하 2.05W)

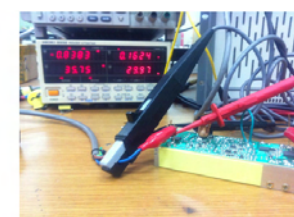
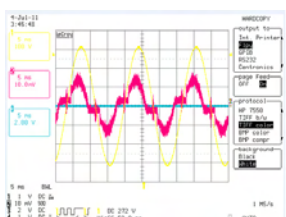


그림 8. 90W 전원장치의 실험 및 파형(부하 29.97W)

2.2 발전소 및 전력망 측면

전력계통에서 대규모, 대단위 전력공급을 위하여 사용되고 있는 교류 송배전 방식에서는 유효전력의 전송 및 분배시 필연적으로 무효전력의 흐름이 따르게 된다. ‘무효전력’의 발생은 교류계통만이 갖는 특성으로 ‘무효전력’이라고 칭하는 실질적인 에너지 전송에는 아무런 기여를 하지 못하며 단지 전력수송에 따르는 손실을 증가시키고 각종 전력수송설비의 효율을 저하시키는 등 전력 수송의 입장에서는 부정적인 영향을 미치는 요소이다.

무효전력은 송배전 선로 및 각종 부하설비에서 발생하며 또한 급격히 발전한 전력전자구동 설비 등 전력 부하의 비선형적 특성으로 인하여 발생하는 무효전력의 비중도 점차 주목해야 할 만큼 증가하고 있다. 이러한 무효전력의 발생은 전력공급을 위한 전력수송설비나 부하설비 운전에 수반되는 필연적인 것으로서 실제로 근원적인 발생 억제는 불가능에 가까우며, 다만 유효, 무효전력의 적절한 제어가 전력에너지 수송효율의 관건이 된다[6].

가전기기용 전원장치가 대기모드로 바뀌면서 역률이 낮아짐에 따라 도드라지는 무효전력은 전력망 전체의 무효전력량에 비하면 상당히 작을 뿐만 아니라, 이미 전력계통 및 변전소에서 이를 보상하기 위한 변전소의 무효전력보상 설비에 의해 제어된다.

Ⅲ. 결론 및 향후 연구 방향

가전기기가 대기모드에서 역률이 낮아지는 현상에 대하여 고찰하였다. 가전기기의 동작모드 대비 대기모드에서의 역률이 낮아진 것은 무효전력분이 커져서 생긴 현상이 아니라 상태적으로 커져 보여서 나타나는 현상이다. 통상 전력은 실제 일로서 나타나는 유효전력과 일에 기여하지 않는 무효전력으로 나누어지며, 무효전력은 전원장치 기기의 제어를 위해서 필연적으로 존재하는 것이다. 정상동작시에는 유효전력이 무효전력에 비해 월등히 높기 때문에 역률이 거의 1에 가깝다. 그러나 대기모드 또는 경부하에서는 유효전력을 최소로 줄이기 때문에 역률이 낮아지게 된다.

대기전력을 줄인다는 것은 실제 사용하는 유효전력을 줄인 것이며, 이로 인하여 무효전력이 증가한 것이 아니다. 따라서 대기전력과 무효전력은 trade-off관계에 있지 않다. 따라서 역률이 감소하더라도 발전소의 전기에너지를 추가로 생산하지 않아도 된다. 이미 언급한 바와 같이 전력망을 운영하는 전력사업자가 운영하는 변전소에서 이를 보상하는 정지형 무효전력보상

기, 동기조상기, 정지형 동기조상기 등을 설치하여 역률을 개선하기 때문이다. 이렇게 함으로서 추가의 전력은 필요하지 않다.

향후 연구 방향으로는 최근 급속히 증가하고 있는 정보가전기들의 대기전력을 줄이기 위한 연구개발이 필요하다. 특히 소프트웨어 융합된 정보가전기기들은 외부 신호를 받기 위해 항시 켜져 있는 동안 전력을 소모하고 있다. 그래서 연구개발은 2가지 측면에서 검토되어야 한다. 첫 번째는 정보가전기기의 소프트웨어를 설계할 때 대기시 또는 사용하지 않을 때 전력을 최소화 하거나 차단하는 절전기능을 탑재하도록 하는 것이다. 두 번째는 전원장치의 경부하시 효율을 높이는 것이다.

참고문헌

- [1] 김남균, 서길수, 김상철, 김은동, “한국의 가정용 대기전력 소모현황 조사연구”, 전기학회논문지 53A 권 8호 2004년 8월
- [2] L. McGarry, "The standby power challenge," Proc. of IEEE AGEC, pp. 56-62, 2004.
- [3] Jin-ho Choi, Jung-won Kim, Dong-young Huh, "The new technique for the lowest power consumption in the stand-by of power supply", IEEE Power Electronics Specialists Conference page :741-746, 2004
- [4] Hang-seok Choi, D.Y.Huh "Techniques to minimize Power Consumption of SMPS in standby Mode", Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC ' page:2817-2822 05 IEEE 36th
- [5] Bo-Teng, Ko-Yen, Lee Yen-Shin Lai "Design of a Two-Stage AC/DC Converter with Standby Power Losses Less than 1" Proc. Power Conversion Conference, pp. 1630-1635, Nagoya, 2007.
- [6] 통상산업부 “무효전력제어에 의한 에너지 절감방안 연구” 연구관리번호 96-EL-E-45, 1998년 2월

The visualization method to evaluate the performance of an RF coil array for MRI

Marlon Perez, Daniel Hernandez, Dongeun Kim, Yongmoon Park,
Min Hyoung Cho, Soo Yeol Lee
Biomedical Engineering, Kyung Hee University
e-mail : marlonperezr@gmail.com, sylee01@khu.ac.kr

Abstract

We present a method for evaluation and visualization of the array RF coil performance in MRI (Magnetic Resonance Imaging). The parameters to evaluate are the spatial sensitivity distribution, SNR, g-factor, and the noise correlation matrix of the array RF coil. For easy and efficient evaluation of the coil performance, we visualize the sensitivity and SNR maps of each coil element on the relative axial-, sagittal-, and coronal-planes which are defined with respect to the plane of the corresponding coil element. We made the 3D model of a helmet-style array coil using a commercial 3D modeling software after we had measured the 3D geometry of the coil using a 3D scanner. With the 3D model, we simulated the coil performance parameter maps using a FDTD solver. Then, we displayed the simulated parameter maps and experimentally obtained parameter maps in parallel on the three orthogonal planes defined relative to the each coil plane. We think the proposed method can be used for quality control of array RF coils.

I. Introduction

The array coils, in MRI, are used for parallel imaging [1]; this is practical for its ability to acquire independent signal from a specific area of the imaging object. Surface coils are well known for acquire images with high SNR, where the maximum SNR occurs at a distance proportional to the diameter of the coil [2].

When there is a combination of surface coils into

an array, the high SNR is preserved along the covered FOV (Field-of-view) [2].

The coil construction could be based on simulations, generating a computer model and test it on the computer [3]. However, to achieve the correct decoupling between channels, the coil might change during the construction process, changing here the coil shape and the expected performance based on the first simulation.

The array might have different geometric pattern for each coil element in order to cover an specific area of the body, for example in a helmet style coil array, the coils facing the upper frontal part will differ from the one in the occipital or parietal area of the head. In this case each element of the array coil has different shape and consequently the coil sensitivity profile vary from coil to coil. The coil performance can be evaluated based on the image quality acquired by each coil element. With that been said, a comparison of the performance, between elements of the array coil, with only considering the images in the cartesian planes will result inaccurate, and requires normalization. Because the coils are distributed in 3D, their sensitivity profiles must be visualized by viewing the images in different planes that pass through different rows of coils [4]. Our method normalizes the coil sensitivity, and further the SNR. It is based on the selection of relative axial and transversal planes to the coil, at a distance given by the coil maximum diameter. To generate the planes, it is necessary to know the spatial location of the coils and the geometric shape.

Then, after the coil construction and fine tuning, we would like to obtain the final geometry of the whole coil array structure in order to obtain a computerized 3D model. It was used Fast Scan (from Polhemus), that is a 3D scanner, which will acquire the spatial data points that represents the position and orientation of each coil element in the array structure. The points will be loaded to AutoCAD (from Autodesk), once in there, the full geometric of the coil is constructed.

With all the previous data acquired, a new simulation is performed. Now, with the final coil array structure acquired and having a 3D real model, an accurate simulation using SEMCAD X (from speag) is realized in order to evaluate the coil performance [5]. Further the SNR map, g-factor and noise correlation matrix is computed with MUSAIK (an add-on from SEMCAD). In the other hand of simulation, experimental data from a 3D MRI image of a phantom will be acquired, this will be the one we want to compare with the simulation data from SEMCAD. A similar approach but in the reverse way have been seen in [6]. This experimental data will be scaled and fitted to the AutoCAD geometry model. At this point the location of the coil elements to the imaged object is calculated, to later generate the relative normal planes to the coils. SNR maps are extracted using the generated relative planes to the coil. Three planes views are acquire from each coil, rAxial, rCoronal and rSagittal; it is important to notice that the planes have as reference the normal vector of the coil element pointing out from the imaged object, and are independent to other coil element plane.

For the last point, a code in Matlab/c++ was written to show the arbitraries slices of selected coils. The application allows comparison between coils, from experiment data and simulation data.

II. The relative views

2.1 Co-registration

In order to compute the SNR, 3D MRI data is acquired. Moreover, in the coil array structure three points are required from each element in order to localize them in a 3D space, this is done with a 3D scanner. At this point the MRI volumetric data is combined with the model obtained with the 3D

scanner.

By computing the MRI data isocenter, both the MRI data and the coil 3D model matched to share the same spatial domain. However, before they could be matched, both models should be scaled to the same dimensions, i.e. millimeters.

2.2 Coil localization

The blue circles in figure 1 represent the spatial point acquired with the 3D scanner, at three specific points along each coil, and differ from the measurement taken to generate the AutoCAD model. The reason behind acquire only 3 point per coil, is that, it is sufficient to create a plane where the coil is laying. Given the plane equation, on equation 1.

$$n_x(x - x_0) + n_y(y - y_0) + n_z(z - z_0) = 0, \quad (1)$$

That can be simplifying by the vector notation as denoted in equation 2.

$$\mathbf{n} \cdot (\mathbf{r} - \mathbf{r}_0) = 0. \quad (2)$$

Where \mathbf{n} is a nonzero normal vector to the plane and r_o is a distance to a point in the plane. Another way to write the plane equation if one knows three points is presented in equation 3.

$$\mathbf{n} = (\mathbf{p}_2 - \mathbf{p}_1) \times (\mathbf{p}_3 - \mathbf{p}_1), \quad (3)$$

Again \mathbf{n} is the normal vector, P1, P2 and P3 are the measured points along the coil.

With the coils plane calculated, the next step is to compute the three planes relative to the coil. One plane is parallel to the coils plane, and is only moved a distance D' inside the phantom, we called to this relative axial plane, the relative coronal and sagittal planes are calculated as the transversal planes from the rAxial plane.

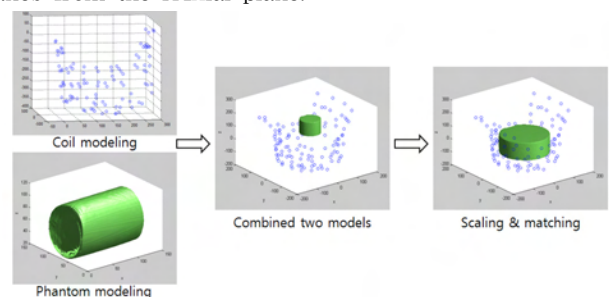


Figure 1, coil fitting to the 3D model of the phantom

The three points can be defined as:

P1= point at which the rSagittal plane will lie with a central point as reference.

P2= the central point.

P3= point at which the rCoronal plane will lie with a central point as reference.

2.3 The relative planes

The procedure to obtain the rSagittal and rCoronal planes is based on the creation of these planes with the plane equation.

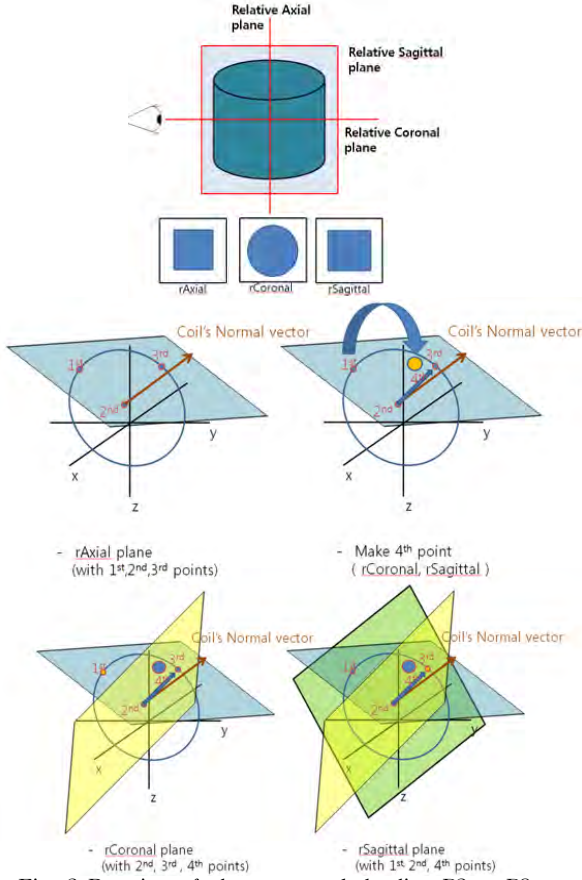


Fig. 2 Rotation of planes around the line P2 to P3

A diagram of the process to generate these planes is shown in figure 2. It starts with the selection of P2 and P3 to draw a line between each other, which is shown as a dotted line in figure 2; is the reference or pivot for the rotation of P1 by 90 degrees, in order to have a new point (P4). Now the new point P4 in combination with P2 and P3 represents a new plane perpendicular to the axial plane.

For $P2 = (a,b,c)$, $P3 = (d,e,f)$ and a vector between them $\langle u,v,w \rangle = \langle d-a, e-b, f-c \rangle$

$$R = \begin{pmatrix} \frac{u^2 + (v^2 + w^2) \cos \theta}{L} & \frac{u v (1 - \cos \theta) - w \sqrt{L} \sin \theta}{L} \\ \frac{u v (1 - \cos \theta) + w \sqrt{L} \sin \theta}{L} & \frac{v^2 + (u^2 + w^2) \cos \theta}{L} \\ \frac{u w (1 - \cos \theta) - v \sqrt{L} \sin \theta}{L} & \frac{u w (1 - \cos \theta) + v \sqrt{L} \sin \theta}{L} \\ 0 & 0 \\ \frac{u w (1 - \cos \theta) + v \sqrt{L} \sin \theta}{L} & \frac{a(v^2 + w^2) - u(bv + cw)}{L} (1 - \cos \theta) + (bw - cv) \sqrt{L} \sin \theta \\ \frac{u w (1 - \cos \theta) - v \sqrt{L} \sin \theta}{L} & \frac{b(u^2 + w^2) - v(au + cw)}{L} (1 - \cos \theta) + (cu - aw) \sqrt{L} \sin \theta \\ \frac{w^2 + (u^2 + v^2) \cos \theta}{L} & \frac{c(u^2 + v^2) - w(au + bv)}{L} (1 - \cos \theta) + (av - bw) \sqrt{L} \sin \theta \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4)$$

The rotational matrix is given by the equation 4.

The rotation angle is θ and $L = u^2 + v^2 + w^2$.

The rAxial plane will be created with P1, P2 and P3, and will be translated a distance D from the original position. The rCoronal plane will be created with P2, P3 and P4. The rSagittal plane will be created with P1, P2 and P4. All this procedure will be repeated for the remaining coils.

The distance at which the rAxial plane penetrates the phantom is a parameter that eventually becomes a user choice, in order to verify the coil's homogeneity.

With the arbitrary planes calculated, the extraction data from the phantom is done with simple interpolation.

A comparison between the normal orthogonal view and the proposed approach (relative view) is illustrated in figure 3.

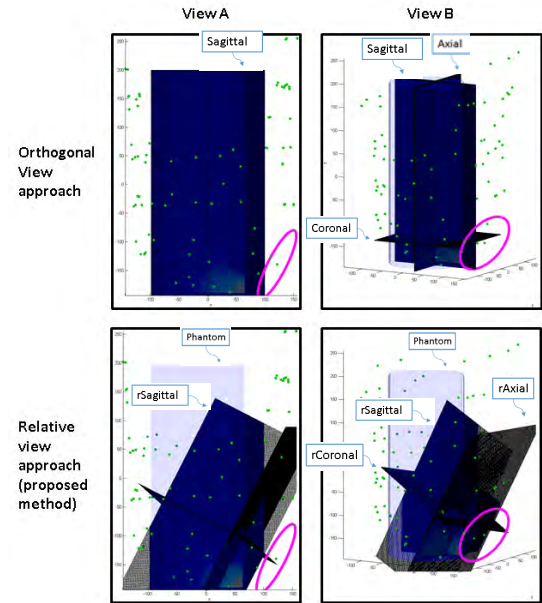


Fig. 3 Comparison between orthogonal and relative views. Camera orientation in $y=0$, in the left column. Camera orientation observing all the axes, in the right column. Orthogonal view approach in the top row. Proposed method in the bottom row. The green points represent the coil structure. The pink circle represents one coil element.

III. Results

The performance analysis for a 36 channel coil was evaluated, the structure 45 cm height, by 30 cm width. The coil is built with copper strip lines of 4 mm width and 0.23 mm height. The coil covers the neck and the head in a helmet style. The coil model was created using a 3D scanner and combined in

AutoCAD, as show in figure 4.

Followed by the modeling of the coil, we perform simulation using SEMCAD X.

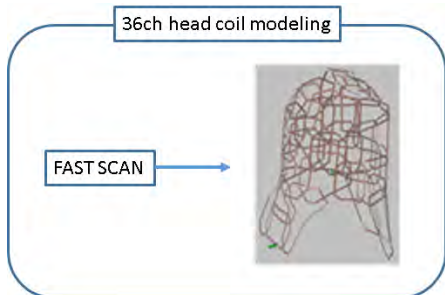


Fig. 4 Generation of 3D model using AutoCAD

Each channel was simulated separated, with a harmonic voltage signal, at 123.5 MHz. for a simulation time of 10 periods; we used a GPU accelerated engine, for FDTD computation. We use a water based phantom of 100 mm radius and 400 mm height, with relative permittivity of 76.7 and electrical conductivity 0.6 S/m. For the coils strip lines, we assigned cooper properties, similar to a perfect conductor.

Figure 5 shows some of the B1 fields in the axial plane, for some of the 36 coils. The position of the axial plane varies from coil to coil.

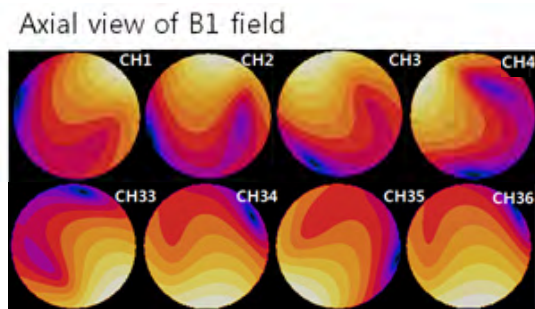


Fig. 5 B1 field profile for the simulation of some of the 36 channels, all the profiles are on the Z slice.

In the other hand, 3D MRI experiment was done using the 36 channel coil, using a 3D gradient echo we obtain 128 slices.

The 3D experimental data were loaded to Matlab to create a model to fit the coil, thereafter we applied the algorithm to compute the relative slices in order to extract, the coil sensitivity, SNR of each coil.

By selecting the coil of interest, the coil sensitivity is displayed as experimental or simulation data. The final visualization for this method can be observed in figure 6, in this example we used only the simulation data to compare the performance

between each channel. We can observe that among the three compared channels, the one that is in the last row presents the highest sensitivity, meaning that the others need some adjustment.

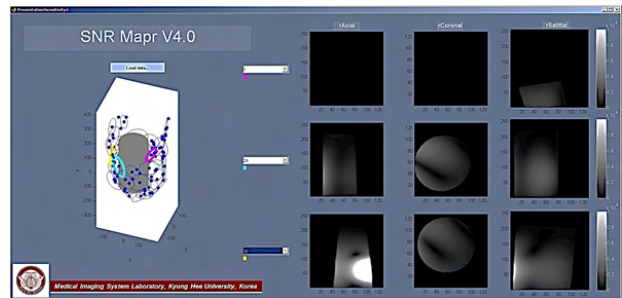


Fig 6 Visualization of the relative slices.

IV. Conclusions

We have developed the evaluation method of the MRI RF coil arrays. The developed method visualizes the sensitivity and SNR maps of each coil element on the its own relative axial-, sagittal-, and coronal-planes with respect to the coil element. The method looks helpful for the analysis of MRI RF coil arrays and is useful for coil design.

References

- [1] Roemer P. B. The NMR Phased Array. *MRM*; 1990;16:192-225.
- [2] Charles A. McKenzie, and Daniel K. Sodickson, Coils, Receivers, and Parallel Imaging: A Technical Perspective, *ISMRM 2006 Morning Categorical Course Technical Advances and Their Impact on Body MR*.
- [3] Wong et al. Computer Simulations for Optimization of Design Parameters for Intravascular Imaging Microcoil Construction. *Proc. Intl. Soc. Mag. Reson. Med.* 11 (2003).
- [4] Wiggins et al. 32-Channel 3 Tesla Receive-Only Phased-Array Head Coil With Soccer-Ball Element Geometry. *MRM*;2006;56:216-223.
- [5] Christopher M. Collins and Michael B. Smith, Calculations of B1 Distribution, SNR, and SAR for a Surface Coil Adjacent to an Anatomically-Accurate Human Body Model, *MRM*, 2001;45:692-699.
- [6] Constantinides et al. Intercomparison of performance of RF coil geometries for high field mouse cardiac MRI. *Concepts in Magnetic Resonance Part A Bridg Educ Res*;2011;38A(5):236-252.

병렬 컨버터 위상제어에 대한 연구

*박성우, 양정환, 박희성, 장진백
한국항공우주연구원

e-mail : swpark@kari.re.kr, jhyang@kari.re.kr,
hspark74@kari.re.kr, jjb@kari.re.kr

Study on the Phase Control of Paralleling Converters

*Sung-Woo Park, Jung-Hwan Yang, Hee-Sung Park, Jin-Baek Jang
Korea Aerospace Research Institute

Abstract

In this paper the phase control method for parallel operating converters is given. With this algorithm, optimum phase control of parallel converters can be easily realized. Each converter modules receive clock signals with phase information from phase synchronization controller. The three-module parallel converters are used to evaluate the proposed control method. Experimental results verify that with this technique, phase of the parallel modules are well-controlled depending on the module numbers.

I. 서론

일반적으로 대용량 전력 구현을 위해 낮은 전력용량 컨버터의 모듈화로 시스템을 구현하는 것은 대용량 단일 모듈의 중앙집중식 전원 공급방식에 비해 전체 시스템의 효율 증가, 응답 특성 개선, 출력 전력 확장성 증가, 모듈 고장에 대한 수리 및 교체의 용이함 등 다양한 장점 이외에 출력 전압의 리플 저감이라는 부수적인 이점을 얻을 수 있다. 하지만, 출력 리플의 감소는 모듈 간 전류 분배만으로 단순히 얻을 수 있는 것은 아니며, 각 모듈의 스위칭 주파수 위상을 적절히

조절함으로써 가능하다. 이와 같은 출력 리플 저감 방법은 최근 다양한 상용 IC의 등장으로 컨버터의 병렬 운전에 많이 응용되고 있다. 그러나 대부분의 경우 동작하고 있는 컨버터 모듈의 수, 순서 및 위치를 감지하여 해당 상태에 적절하게 스위칭 주파수의 위상을 조절하여주는 것은 거의 없을 뿐만 아니라 많은 상용 IC에서는 병렬 운전 가능한 모듈의 수가 제한되어있다[1][2][3].

본 논문에서는 컨버터를 병렬운전 하는 경우, 병렬 모듈의 수에 관계없이 불량 모듈을 감지하여 스위치제어를 위한 PWM 신호의 위상을 자동조정 가능한 다중 위상제어방법을 적용하는 새로운 방법을 제안한다.

II. 본론

그림 1은 제안된 제어 방법이 적용된 병렬 모듈 컨버터 구조를 나타낸다. 전체 컨버터 블록은 평균 전류 모드 제어블록을 포함한 N개의 Buck 컨버터와 위상동기화 제어기 (PSC, Phase Synchronization Controller)로 구성된다. PSC는 전압보상기, 클럭신호 제공을 위한 오실레이터, 램프의 최대값 획득을 위한 침두치 감지회로, 동작하는 컨버터 수에 해당하는 펄스신호를 만드는 위상차 감지회로와 FPGA 블록으로 구성된다[4][5].

FPGA 블록은 컨버터 동작 상태를 나타내는 alive-

detection 신호의 반전 신호를 만들고, 위상 동기화 제어기 내부 램프를 생성하는데 사용하는 PWM 신호를 주파수 분주하여 생성하며, 위상차 감지회로에서 생성된 출력을 이용하여 각 컨버터에 인가되는 기준 클럭 신호를 만들어 내는 역할을 한다.

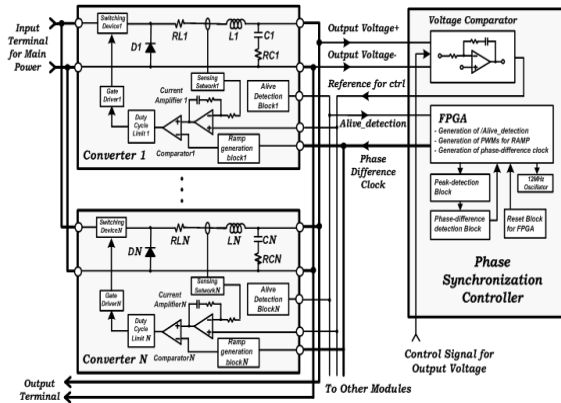


그림 1. 제안된 위상제어 방법 적용 병렬 컨버터 모듈

PSC는 위상 동기화 신호를 위해서 필요한 램프 생성을 위해 FPGA로부터 50KHz 기준 신호, 램프의 기준 신호를 위해 -5V를 입력으로 받고, 병렬 동작하는 컨버터의 정상, 불량 상태를 나타내는 alive-detection 신호를 입력으로 받는다. 기준 신호는 적분기와 덧셈 회로를 통해서 위상 동기화 구현을 위한 기준 100KHz 램프 신호를 발생한다. 이렇게 생성된 100KHz의 기준 신호는 alive-detection 신호에 의해서 생성된 레벨 신호와 비교됨으로서 현재 동작하고 있는 컨버터의 위상차를 나타내는 위상차 신호들을 만든다. 이 신호는 각 컨버터에 공급되는 위상차 클럭을 생성하기 위해서 FPGA로 입력된다.

PSC 구현 알고리즘은 램프신호의 침투치를 감지하기 위한 회로를 사용한다. 간단한 응용에서는 다이오드와 커패시터만을 이용하여 침투치 감지회로를 구성할 수 있지만, 본 논문에서는 성능개선을 위해서 일반적으로 많이 이용되는 퀘환방법을 이용한 방법을 적용하였다[1]. 그림 2는 6병렬 컨버터 적용을 가정한 경우, PSC 내부에서 위상차 기준 클럭을 생성하는 프로그래밍 방법을 나타낸다. 덧셈기 출력에서 생성된 램프 신호는 모듈 간 위상차를 나타내는 위상(Phase) 신호 생성을 위한 비교기의 비 반전 단자입력 단자로 연결된다. Alive-detection 신호에 의해 생성된 레벨(Level) 신호는 위상 신호 생성을 위한 비교기의 반전 단자로 입력된다. 위상 신호 생성 비교기의 반전 입력에서 각 컨버터에 대한 위상 차이는 레벨 신호와 램프 신호의 비교에서 얻을 수 있다. 여기에서 얻어진 위상 신호는

FPGA를 통해서 330nsec의 펄스폭을 갖는 위상차 정보를 가진 기준 클럭으로 각 컨버터로 입력된 후, 해당 컨버터 비교기에서 사용되는 램프 신호를 만들기 위해서 사용된다.

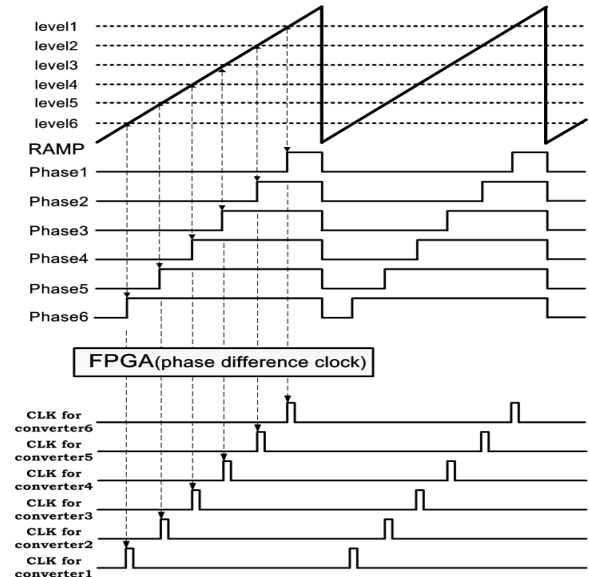


그림 2. 위상 동기화 제어기 구현 알고리즘

III. 구현 및 검증

본 논문에서는 3-병렬 모듈에 대해서 그림 1과 같은 병렬 컨버터를 구성하여 제안한 제어방법의 타당성을 검증하였다. 그림 3은 PSC 블록에서 각 병렬 컨버터로 입력되는 위상 정보 클럭 신호 파형을 나타낸다. 3-병렬 모듈로 구성된 시제품에서 PSC는 각 컨버터 모듈을 위해 3 개의 위상 클럭 신호를 생성하며 각 신호는 120도 위상 차이를 갖는다.

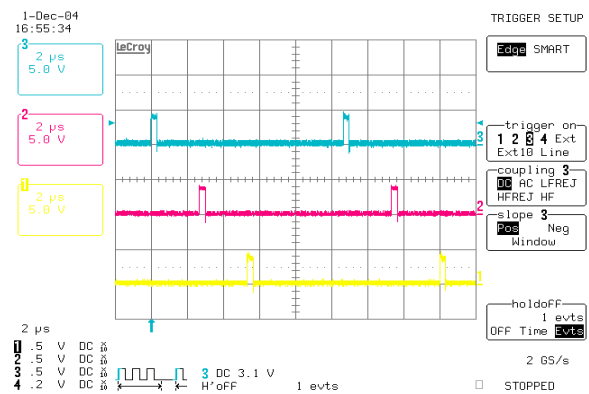


그림 3. 3-병렬 컨버터를 위한 위상차 클럭 신호

그림 4는 입력전압 48V, 부하전류 30A 동작 조건에서 각 모듈의 인덕터 전류 파형을 나타내며, 각 컨버터 모듈은 그림 3의 위상 신호 클럭을 이용하므로 각 모듈 전류는 120° 위상 차이를 가지고 동작함을 확인할 수 있다. 그림 5는 상기 조건에서 단일 모듈 고장 발생 시, 응답 특성을 나타낸다.

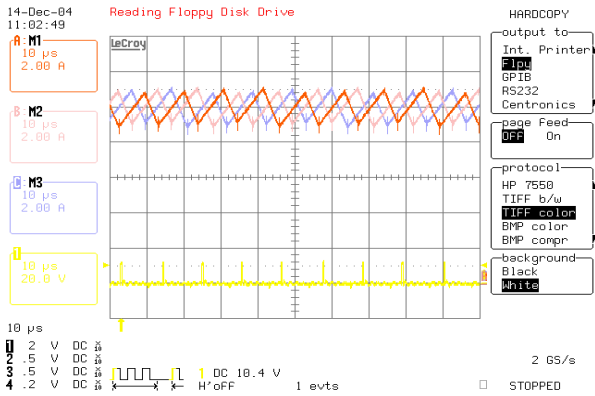


그림 4. 3-모듈 병렬 컨버터의 인덕터 전류파형

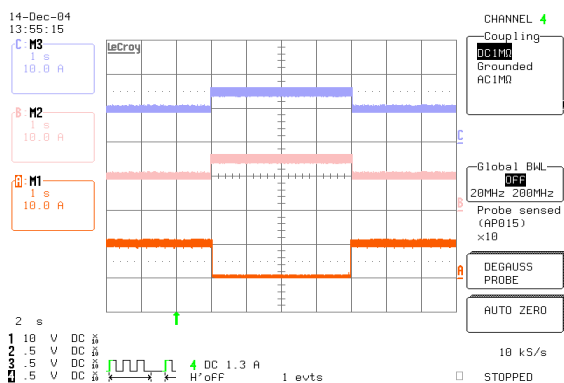


그림 4. 3-모듈 병렬 컨버터의 인덕터 전류파형

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 전류 모드를 이용하여 병렬운전 컨버터의 전류분배 문제를 해결하는 응용에서 각 컨버터 모듈의 위상 제어에 대한 새로운 구현 방법을 제시하고, 3-병렬 모듈 시제품 제작을 통해 특성을 실험적으로 검증하였다. 제안된 방법은 컨버터의 병렬운전에서 동작하는 컨버터를 위상 동기화 제어기에서 자동으로 감지하여 동작하는 컨버터의 모듈 수에 맞는 위상차 제어 신호를 자동 생성하여 병렬 컨버터로 전송하는 것으로 모듈의 정상 동작 유무에 상관없이 항상 모듈 간 최적의 위상으로 동작할 수 있도록 한다.

향후에는 본 논문에서 제시된 병렬 모듈 위상제어 방법이 적용으로 인해 개선된 출력 리플 특성이 전체 컨버터 시스템의 EMC 특성 개선에 어떤 영향성을 나타내는지에 대한 추가 분석 및 시제품을 통한 검증이 추가적으로 진행될 예정이다.

참고문헌

- [1] R-H.Wu, T.Kohama, Y.Kordra, "Load-Current sharing for parallel operation of dc-dc converters," in Power Electronics Specialists Conference(PESC) 1993.
- [2] Shiguo Luo,Z.Ye,R.Lin and Fred C. Lee,"A Classification and Evaluation of paralleling Methods for Power Supply Modules."
- [3] J. Perkinson, "Current sharing of redundant DC-DC converters in high availability systems—a simple approach," APEC Proc. pp. 952~956.
- [4] Joe Bocek et al., "Determining Current Sharing Criterion for Parallel Operation of Power Converters in Multi-module BUS System." PESC'90, pp. 1105~1111.
- [5] Wenkang Hng, George Schuellein, and Danny Clavette , "A Scalable Multiphase Buck Converter with Average Current Share Bus."

사지압박장치에서 퍼지로지(Fuzzy Logic)을 이용한 압력제어 시스템 예비연구

*강승호¹, 김국한¹, **최혁²

¹(주)대성마리프 의공학연구소

²고려대학교 의과대학

e-mail : rkdrnsdl@dsmaref.com, rnd@dsmaref.com

A Preliminary Study on Pressure Control System Using Fuzzy Logic Algorithm in IPC

*Seung-Ho Kang¹, Guk-Han Kim¹, and **Hyuk CHOI²

¹Daesung Maref CO.,LTD.

²Department of Medical Sciences, Graduate School of Medicine, Korea
University

Abstract

The development and simple preliminary performance testing of an accurate pneumatic regulator using fuzzy logic in IPC(Intermittent pneumatic compression device) were done in this paper. We compared between the conventional system and the new system with fuzzy logic in mock system. As a result of that, a pneumatic pressure regulator using fuzzy logic can be applied to the medical devices required an accurate control.

I. 서론

일반적으로 공압은 공기를 이용함으로 사용할 수 있는 양이 무한하며 출력조정이 쉽고 무단변속이 가능하며, 청결성이 있고 무해하며, 압축공기를 저장할 수 있어 산업 전반에 걸쳐 다양하게 사용되고 있다. 그러나 이물질이나 습기가 있으면 안 되고, 기준이상의 힘이 요구될 경우 압축에 의한 효율이 낮아지며, 압축성으로 인하여 균일한 피스톤 속도나 일시정지 등 응답속도가 늦은 단점이 있다.[1]

이러한 성질의 공압을 의료기기인 사지압박순환장치에 적용할 경우 다수의 챔버에 순차적으로 가압하여 피부 및 피부 하층의 림프혈관과 정맥혈관에 압력을 전달하여 림프부종의 치료 또는 혈액순환 개선의 효과를 보인다.[2] 이 경우 공압의 압축성에 의해 착용감은 증가하나 Pump의 오차 및 압력증가에 따른 공기의 압축성, 온습도에 따른 공기 밀도의 편차에 따른 제어의 난이도로 인하여 일정 시간 내 압력을 정확하게 맞추기 어려워진다.

퍼지 논리(Fuzzy logic)는 불분명한 상태, 모호한 상태를 참 혹은 거짓의 이진 논리에서 벗어난 다치성으로 표현하는 논리 개념이다. 퍼지 논리는 근사치나 주관적 값을 사용하는 규칙들을 생성함으로써 부정확함을 표현할 수 있는 규칙 기반기술(rule-based technology)이다.[3] 일반 산업분야에서는 이미 이런 퍼지로직을 이용하여 압력제어기 등 다양한 분야에서 응용하고 있다.[4,5,6] 그러나 IPC(Intermittent pneumatic compression device) 분야에서는 퍼지로직을 이용한 압력제어 시스템에 대한 연구가 미진하다.

따라서 본 연구에서는 퍼지로직을 이용하여 향상된 압력제어 시스템을 구현하여 기존의 온·오프 제어방식과의 비교실험을 하였다.

II. 본론

2.1 사지압박순환장치 개요

사지압박 순환장치는 그림 1과 같은 본체에 6개의 공기압 챔버를 팔 또는 다리에 부착하여 사지 말단부터 공압을 가하여 말단에 모인 림프액 또는 혈액을 근위부 쪽으로 그림 2와 같이 강제로 순환시키는 역할을 한다. 이때 각 챔버별로 가압되는 시간은 정해져 있으며, 이 시간 내에 목표 압력에 도달하여야 한다.



그림 1 사지압박순환장치



그림 2 사지압박 동작방식

2.2 시스템 구성

사지압박 순환장치의 구성은 공압발생을 위한 AC air pump와 공압관로, 관로 제어를 위한 솔레노이드와 타겟챔버, 그리고 압력센서와 Pump 및 솔레노이드 제어를 위한 제어보드로 구성된다. 제어보드는 Atmega 16 (ATMEL,US), Silicon Pressure sensor (SSCDANN400MGA5, Honeywell, US)를 사용하였으며, AC pump의 경우는 AC Zero Crossing 제어를 사용하여 다음 그림 3과 같이 구성하였다.

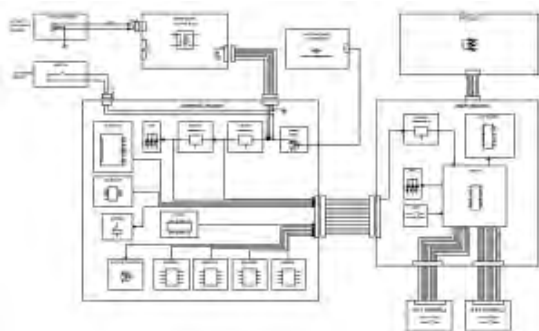


그림 3 시스템 블록 다이어그램

2.3 프로그램 구현

퍼지로지 방식을 이용하기 전 프로그램은 온·오프 방식으로써 총 60초의 싸이클로 각 압력별로 유량 값을 설정하여 챔버당 10초씩 가압하고, 4초간의 유지시간을 가진 후 46초간 배기가 이루어지며, 배기시 남은 잔압에 다시 가압하는 방식으로 압력을 높여가는 방식이다. 따라서 목표압력이 높고 챔버가 크면 목표압력에 도달하는 싸이클이 길어진다.

퍼지로직을 이용한 프로그램은 다음 그림 4와 같은 순서도를 바탕으로 구성하여 압력별 초기 유량 값으로 1회 운전 후 압력 값을 측정하여 부족한 유량 값 또는 과도한 유량 값을 식(1)과 같은 PID제어기를 이용하여 판단, 다음번 가압 시에 유량을 증가 또는 감소시키는 방법으로 제어된다. 이때 가압시간은 10초 이하이며, 목표압력에 도달하거나 가압시간이 10초가 되면 다음 챔버로 넘어간다. 유지시간 4초 후 배기가 이루어지며 6번 챔버 동작 후 15초의 인터벌을 가진다.

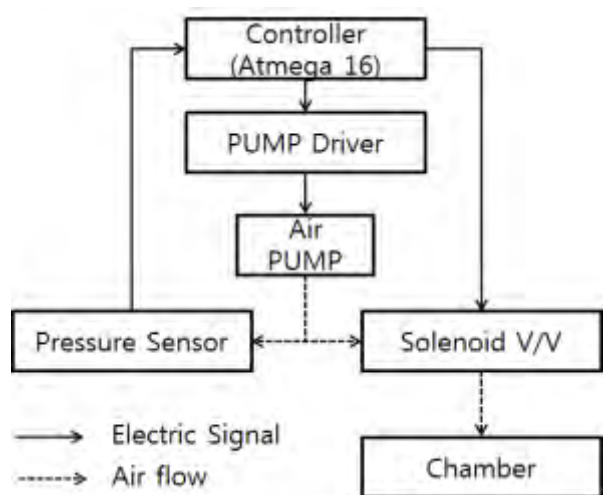


그림 4 제어부 구성도

$$V = C_p \times (P_t - P) - C_d \times P_v + C_i \times \int (P_t - P) dt \quad (1)$$

V : Control Input
 P_t : Target Pressure
 C_d : Derivative Gain
 C_i : Integral Gain
 C_p : Proportional Gain
 P : Actual Pressure
 P_v : Derivate of Pressure
 t : Continuous Time

III. 비교실험 방법

퍼지로직을 적용하기 전 온·오프제어 방식과 퍼지로직을 적용한 후의 시스템 비교를 위하여 3대의 기계로 각 10cycle의 실험을 하였다. 20-200mmHg의 가용

압력범위 중 150mmHg의 목표압력을 선택하였고, 3L 챔버를 사용하여 동일한 가압시간동안 가압하였다. 최대크기의 3L 챔버에 최대압력을 목표압력으로 사용할 경우 목표압력에 도달하는 시간이 길어 150mmHg로 임의로 설정하였다.

실험방법은 위와 같은 동일한 조건에서 각 시스템별 목표한 150mmHg까지 도달하는 가압 cycle횟수를 측정하여 비교하였다.

IV. 결과 및 고찰

실험결과는 다음 표 1과 같다.

cycle	#1		#2		#3	
	기존	로직	기존	로직	기존	로직
1	79	118	65	117	83	108
2	110	150	125	142	121	144
3	147	146	148	148	136	144
4	153	152	157	147	140	149
5	164	152	166	149	141	151
6	170	153	170	152	142	150
7	175	157	175	154	143	153
8	163	158	163	154	144	156
9	163	157	167	157	144	157
10	162	159	168	155	144	155

표 1 비교실험 결과

퍼지로직을 적용하지 않은 기존 온·오프제어 방식은 10cycle 에도 목표 압력값에 도달하지 못하였다. 그러나 퍼지로직을 적용한 방식에서는 평균 5cycle에 목표압력이 도달하고 안정적인 모습을 보였다. 그림 5,6,7은 목표압력 허용범위(150mmHg-160mmHg) 내에 진입하는 각 시료의 cycle별 압력의 변화값을 나타낸 것이다.

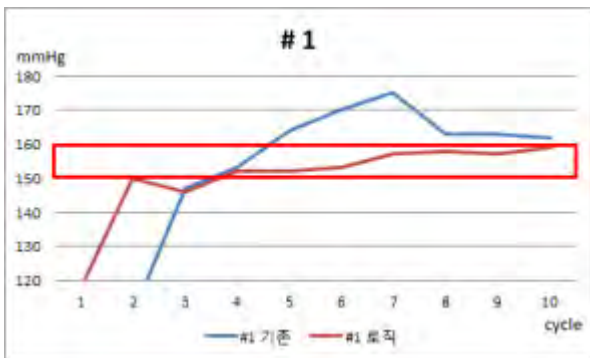


그림 5 시료 1 실험결과

시료 #1의 압력 안정화 정도를 보기 위하여 cycle별 압력 변화량을 확인하였다. 온·오프제어방식의 경우 평균 6.5±13.2mmHg의 변화를 보였고, 퍼지로직 제어방식의 경우 평균 1.1±2.8mmHg의 비교적 안정된 변화를 보였으며 목표 허용 범위까지 2 cycle 안에 도달하였다.

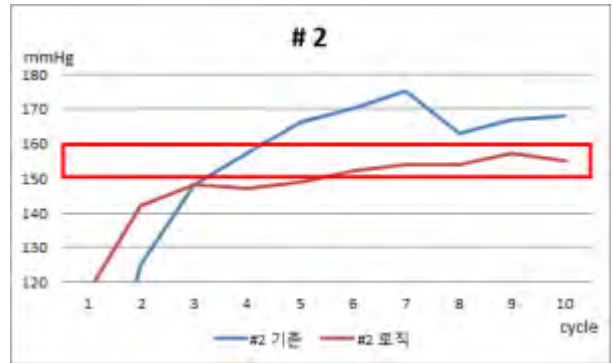


그림 6 시료 2 실험결과

시료 #1과 같은 방법으로 시료 #2와 #3도 확인하였다. 온·오프제어방식의 경우 #2가 평균 5.4±9.1 mmHg, #3이 2.9±4.7mmHg의 변화를 보였고, 퍼지로직 제어방식의 경우 #2가 평균 1.6±2.4mmHg, #3이 1.4±2.2mmHg의 변화를 보였으며 목표 허용 범위 내 도달 속도도 상대적으로 매우 빠름을 실험결과를 통해 확인하였다.

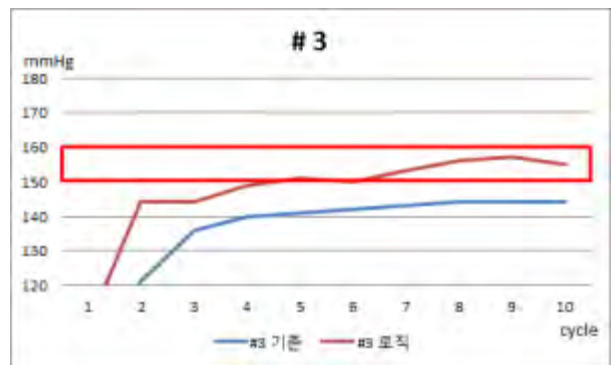


그림 7 시료 3 실험결과

3개의 시료의 실험 결과를 바탕으로 판단할 때, 퍼지로직을 적용함에 따라 빠른 시간에 목표 압력에 도달하고, 안정화되었음을 알 수 있었다. 이는 초기 유량값으로 1회 운전 후 압력 값을 측정하여 부족한 유량값 또는 과도한 유량 값을 판단하여 다음번 가압 시에 유량을 증가 또는 감소시키는 퍼지로직으로 제어되기 때문인 것으로 사료된다.

그러나 본 실험은 예비실험으로써 제한된 실험방법과 시료를 사용하여 두 방식의 차이만을 확인한 결과로서 두 방식의 효율비교나 통계적 차이를 확인 하지는 못하였다.

향후 개선된 실험으로 사지압박순환장치에서 퍼지 로직을 이용한 공압제어방식의 효율성 평가를 통한 유용성 등의 연구가 추가되어야 할 것으로 사료된다.

참고문헌

- [1] 김형석 외, “개량된 PWM 알고리즘을 이용한 공압 레귤레이터의 압력제어에 관한 연구”, 한국정밀공학회지 제22권 제8호, pp. 64-70, 2005
- [2] A. Hafner 외, “Combined Modality Treatment of Lymphedema using the ReidSleeve and the BioCompression/Optiflow System.”, Journal of Clinical Oncology Vol.23, No.16s, 592. 2005
- [3] www.wikipedia.org
- [4] 한도영 외, “퍼지알고리즘을 사용한 냉매압력제어”, 대한설비공학회 2009 동계학술발표대회 논문집, pp. 286-291, 2009
- [5] 김연태 외, “압력제어 시스템 응답성 개선을 위한 퍼지제어기” 제어로봇시스템학회 국내학술대회 논문집 pp. 776-780, 2010
- [6] 김문중 외, “Fuzzy SOC를 이용한 하이드로 포밍 공정의 압력제어기 설계”, 제어로봇시스템학회 국내학술논문집, pp. 350-355, 1990

검사과정 중 유발되는 LCD Panel의 구동불량 감소를 위한 구동 설비 설계 최적화

* 선상준, 김형석

* 삼성디스플레이

e-mail : *sangjun.sun@samsung.com, hs0126.kim@samsung.com*

Optimization of the Design of the Driving Equipment to Reduce Induced Driving Defects of LCD Panel in the Inspection Process.

*Sang-Jun Sun, Hyung-Suk Kim
Samsung Display Co.

Abstract

In the recent study of LCD defect sources, EOS failure took high portion out of all the defects happened during inspection. The purpose of this paper is to reduce the failure rate of LCD panel through analyzing and improving the burn of sensitive semiconductor element, which is the main cause of EOS related drive failures. Such burn of sensitive semiconductor devices is due to overvoltage inflow from the inspection machine, it is confirmed in the experiment that it is caused by the power energization rail in moving the pallet.

Especially, the most intense influx of overvoltage is observed when chattering occurs in the section where the energization rail is cut. Therefore, this paper proposes optimal design of power energization rail cutting method for reduction of chattering in the section where the energization rail is cut and reduction of abnormal voltage from the energization rail and equipment of EOS protection circuit on the inspection machine. The result of applying this proposed, EOS failure rate is reduced to 5%, from 20% in conventional, to obtain the improvement of about 15%.

I. 서론

최근 제품의 불량을 조사한 결과 검사 과정에서 기인된 불량 중 EOS성 구동불량의 발생이 높은 비율을 차지하고 있으며 그 현상은 그림 1에 확인할 수 있다. 특히 IC와 같은 반도체 소자는 EOS에 더 취약하며 [1], 이러한 EOS는 전류의 흐름에 의해 유도되는 ESD로 인해 주로 발생하는 문제이다[2]. 이러한 ESD로 인한 반도체소자와 같은 민감 소자의 피해 정도는 여러 가지 실험 방식과 결과[3]-[5]에 의해 심각한 수준임이 이미 여러 연구에서 명확히 밝혀져 있다. LCD 공정의 마지막 공정이자 제품을 시험하는 검사공정에서의 불량은 그에 따른 손실이 단지 불량제품 하나에 국한되는 것이 아니며 여러 제품에 파급 될 뿐 아니라, 공정 Flow에도 큰 영향을 미친다는 점을 고려하여

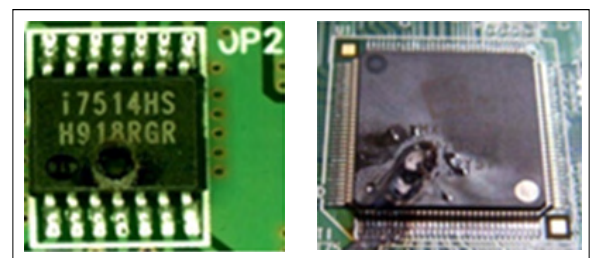


그림 1. EOS/EDS로 인한 불량 현상들

최대한 완벽한 Screening대책을 구축하는 것이 중요하다.

현장에서 검사공정 불량현상을 조사한 결과 기 언급된 바와 같이 EOS 및 EDS 손상이 대부분으로 조사됨에 따라 이들 불량 원인들의 유입경로를 분석하여 이를 사전에 차단하고자 함이 본 논문의 최종 목적이다. 이러한 기술들은 다른 공정에도 충분히 적용되도록 내부적 기술 지도와 검토가 필요할 것으로 판단된다.

II. 실험 및 방법

2.1 통전 Rail의 이동구간 Chattering 측정

Pallet 이동 중 Chattering에 의한 EOS를 측정하기 위해 YOKOKAWA OR300E 측정기를 이용하여 그림 2와 같이 측정기와 Pallet 및 통전 Rail간을 구성 후 Pallet 이동 중 측정된 값을 자동으로 기록한다. 각 CH별 연결은 아래와 같다.

- CH1 : L1-G (L1 - Pallet측)
- CH2 : L2-G (L2 - Pallet측)
- CH3 : L1-L2 (전원전압)
- CH4 : OPEN - 개방상태의 유도 Noise

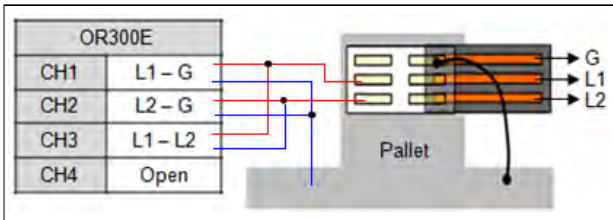


그림 2. Chattering 현상 측정방법의 회로도

2.2 통전 Rail의 대지전위 측정

통전 Bar를 통한 전력공급 측의 접지계통 방식을 파악하고 이상 전압 계통 공급 또는 영향의 분석을 위하여 FLUCK 1507 DVM 측정기를 이용하여 통전 Rail의 각 Rail간 전압 및 각 Rail과 GND간 전압을 측정

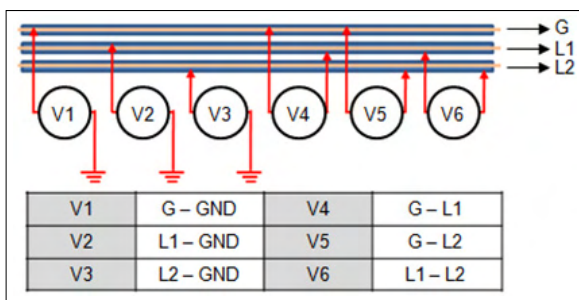


그림 3. 대지전위 측정방법의 회로도

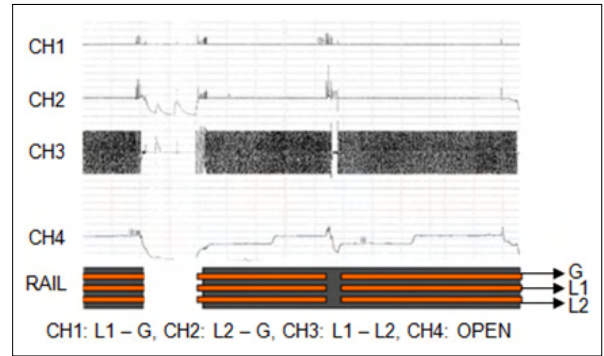


그림 4. Chattering 현상 측정결과

한다. 그림 3과 같이 측정기와 통전 Rail간을 구성 후 각각의 위치에서의 전위를 측정한다.

(총 5회 실시, GND의 기준은 Conveyor의 Frame)

III. 실험결과 및 대책

3.1 측정결과 및 문제점

3.1.1 통전 Rail의 이동구간 Chattering 측정

그림 4에서 보이듯이 전원 전압이 인가되지 않음에도 불구하고 L1 Line은 유도 전압이 계속 인가되고 있다. 특히 단절 구간에서 유도 전압으로 인하여 외한이 급격히 발생하고 있고, 단절구간을 통과하는 과정에서 높은 전압이 발생하고 있음이 확인되고 있다. Open 상태의 CH4 단자에서 주변의 브러시 접촉상태에 따라 Noise가 많이 발생함을 알 수 있다. 이러한 이상 전압으로부터 기기를 보호하는 SPD의 보호 수준에 따라 전원 회로의 손상 원인이 된다. 또한 상호 On-line된 기기간의 손상 또는 이상 전압 유입 시 기기의 손상의 원인이 된다.

3.1.2 통전 Rail의 대지전위 측정

표 1의 결과를 보면 G Line의 경우 접지 Line으로, 접지극 입을 점검하고 이의 대지 전위에는 이상이 없음이 확인되었다. L1, L2 Line의 경우 전원 Line으로,

구분	1회	2회	3회	4회	5회
V1	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
V2	124.6	124.6	125.1	124.9	125.2
V3	123.6	124.2	124.8	124.5	124.4
V4	124.1	124.3	124.7	124.4	124.4
V5	124.6	128.8	125.1	124.9	124.9
V6	214.6	214.6	215.6	215.2	215.7

표 1. 대지전위 측정 결과표

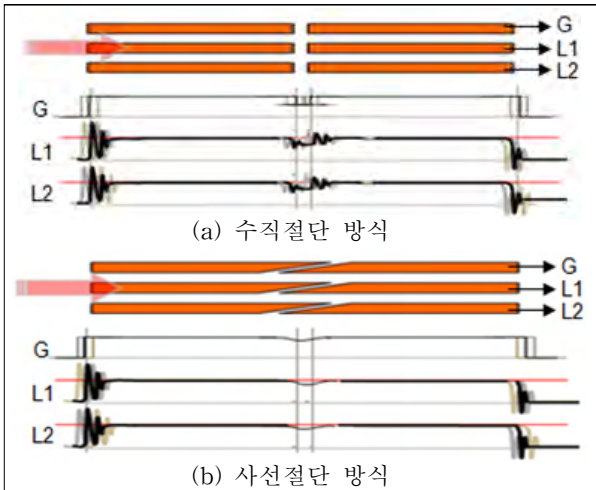


그림 5. 통전 Rail의 절단 방법에 따른 현상 비교

두 Rail 모두 대지전위 126V가 검출됨으로써 전원측은 208/120V 계통의 중성점 접지 (또는 비접지) Rail임이 확인 되었다.

3.2 개선 대책

3.2.1 통전 Rail의 단절구간 설계 변경

통전 Rail의 단절구간에서의 Chattering 현상을 없애기 위해 그림 5 (a)의 수직절단 방식을 (b)의 사선절단 방식으로 바꿔 항상 전원 공급의 연속성이 유지되도록 하여 동일한 측정을 한 결과, (b)의 사선절단 방식에서 Chattering 현상이 감소되었음을 알 수 있었다.

3.2.2 검사장비의 EOS 보호회로 장착

통전 Rail로부터 유입되는 Surge 또는 이상전압을 통전 Rail 절단방식의 변경으로 차단하더라도 혹시 모를 ESD에 의한 EOS 발생으로부터 회로를 보호하기 위하여 검사장비에 다음과 같이 EOS 보호회로를 장착하도록 한다.

① 그림 6과 같이 AC Input단에 Noise filter를 장착하여 고전압 임펄스 신호로부터 좋은 감쇠특성을 가지도록 설정.

② 그림 7과 같이 Panel로 직접 연결되는 LVDS signal 신호를 검사 시작 시에만 On이 되도록 Switch 소자를 장착하고, Signal output 단에 Surge killer를

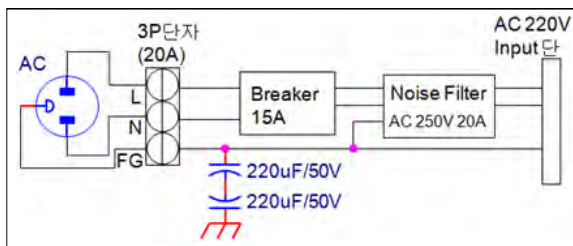


그림 6. 검사 장비의 AC input단 EOS 보호 회로

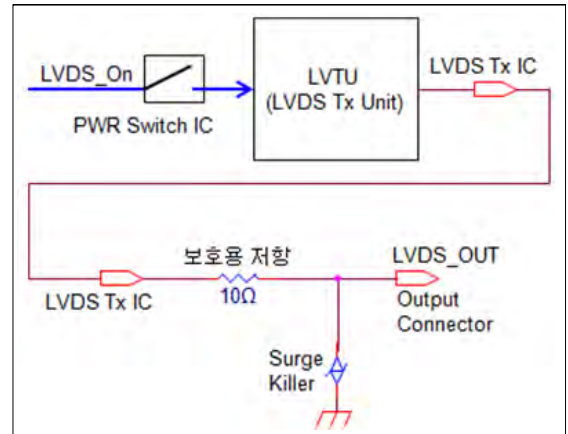


그림 7. 검사 장비의 LVDS signal EOS 보호 회로

연결하여 불필요한 Surge 신호를 제거하도록 설정

3.3 개선 효과

통전 Rail의 단절구간의 절단방식을 수직절단 방식에서 사선절단 방식으로 변경함으로써 단절구간 이동시 발생하던 Chattering 현상이 감소되어 Chattering 현상에 의해 유입되던 과전압이 효과적으로 차단되었다. 또한 검사장비에 추가한 EOS 보호회로에 의해 검사장비로부터 Panel로 유입되는 이상전압을 사전에 차단 함으로써 검사장비에 의한 2차 불량 유발 원인을 효과적으로 제거하였다. 위 개선대책을 적용한 후 불량을 재 조사한 결과 EOS성 불량이 기존 불량률 20%보다 약 15%가 감소한, 5%의 발생률을 보이는 것으로 조사되었다.

IV. 결론

본 연구의 평가결과를 토대로 검사과정 중 발생하는 불량률의 주 원인은 통전 Rail 및 기타 검사설비에서 발생하는 EOS 및 EDS에 의한 전자소자의 파손으로 판단할 수 있으며, 이에 기인한 불량을 줄이기 위하여 다음과 같은 제안을 하였다.

① 통전 Rail의 단절구간에서의 Chattering을 없애기 위해 절단방식 변경

② 검사 장비에서 발생하는 Surge 및 이상 전압으로부터 회로를 보호하기 위해 AC input단에 Noise filter를 장착

③ Panel로 직접 연결되는 LVDS input signal 신호 단으로 유입되는 EOS 및 Surge를 차단하기 위해 검사 시에만 LVDS Signal이 On이 될 수 있도록 Switching 및 LVDS output단에 Surge killer를 장착하여 Surge 신호를 제거

위 세 가지 제안을 적용함으로 인해 EOS성 불량률이 감소하는 개선 효과를 얻었다.

참고문헌

- [1] Jaakko Paasi, "Assessment of ESD threats to electronic components." *Journal of Electrostatics*, Volume 63, Issues 6-10, pp. 589~596, June 2005.
- [2] K.T. Kaschani, "Electrical overstress due to ESD induced displacement currents." *Microelectronics Journal*, Volume 36, Issue 1, Pages 85-90, January 2005.
- [3] J. Paasi, J. Smallwood, H. Salmela, "New methods for the assessment of ESD threats to electronic components." *Proc. EOS/ESD Symp.*, EOS-25, pp. 151 - 160, June 2003.
- [4] J. Barth, J. Richner, L. Henry, M. Kelly, " Real HBM and MM waveform parameters" *Journal of Electrostatics*, Volume 62, Issues 2-3, pp. 195 - 209, October 2004.
- [5] A. Olney, B. Gifford, J. Guravage, A. Righter, "Real-world charged board model (CBM) failures." *Proc. EOS/ESD Symp.*, EOS-25, pp. 34 - 43, September 2003.

항공기 이격 관리 개념 구현을 위한 자동항행감시시스템 데이터 획득

*송재훈, **유민석, ***최성임

*한국항공우주연구원 항공안전기술개발사업단

한국과학기술원 항공우주공학과

e-mail : *jhsong@kari.re.kr, **msryu@kaist.ac.kr, ***schoil@kaist.ac.kr

ADS-B Data Acquisition for Implementation of of the Concepts of Aircraft Interval Management

*Jae-Hoon Song, **Min-Seok Ryu, ***Seongim Choi
School of Information and Communication Engineering
Sungkyunkwan University

Abstract

The results of data acquisition based on ADS-B System for implementation of aircraft Interval Management (IM) are described. The concepts of IM are divided by GIM-S and FIM-S, which required ADS-B data, basically. The experiments are executed in the designated test-bed with two aircraft and ground system. ADS-B data from flight tests are shown in this paper.

I. 서 론

기존의 항행시스템은 기본적으로 레이더로부터 획득한 항공기의 위치를 관제사와 조종사와의 음성 통신을 이용하여 운영된다. 기존에 항행시스템보다 안전하고 효율적인 항공기의 운영을 위하여 인공위성 및 디지털 통신을 이용한 차세대 위성항행시스템에 대한 연구가 미국과 유럽을 중심으로 활발하게 진행되고 있다. 이러한 변화는 공역의 수용능력 증대 및 효율적인 항로 제공 등의 항공교통관리의 기술적 측면뿐만 아니라 경제적 파급효과도 막대하여 세계 각국에서는 기술개발

및 시설 구축에 박차를 가하고 있다.

이 가운데 관제사가 항공기의 위치를 파악하여 조종사로 하여금 항공기간의 분리 간격을 확보하게 하는 기능을 항공감시라 일컫는다. 앞서 언급한 바와 같이 최근의 항공감시시스템은 인공위성 및 디지털 통신을 이용한 자동항행감시시스템(Automatic Dependent Surveillance - Broadcast, ADS-B)이 개발되어 기존의 레이더 기반의 항공감시시스템과 상호보완적인 기능을 발휘하고 있다. ADS-B를 활용한 운영개념으로서 항공기 이격관리(Interval Management, IM)에 대한 연구가 진행 중이다. 항공기 이격관리란 공역 내의 항공기 수용능력을 증대시키기 위하여 인접한 항공기 사이의 간격을 정밀하고 일관적으로 관리하는 다양한 방법을 포함하는 넓은 의미의 개념이다[1].

본 논문에서는 ADS-B 기반의 항공기 이격관리 개념 구현을 위하여 기본적으로 필요한 감시 데이터 획득 과정에 대하여 살펴보기로 한다. 2장에서는 항공기 이격관리 개념에 대하여 소개하고, 개념 구현을 위하여 필요한 데이터 종류에 대하여 언급한다. 3장에서는 실제 데이터 형식 및 획득 과정에 대하여 기술하였고, 4장에서는 테스트베드를 사용한 데이터 획득 결과를 나타내었다. 5장은 본 논문의 결론으로서 연구의 의의와 향후 과제에 대하여 살펴보기로 한다.

II. 항공기 이격관리 개념

항공기 이격관리 개념의 적용을 위하여 거론되는 시스템은 Ground based IM for Spacing (GIM-S)라 칭하는 지상 기반의 절대적 이격확보(absolute spacing) 개념 및 Flight-deck based IM for Spacing (FIM-S)라 칭하는 항공기 기반의 상대적 이격확보(relative spacing) 개념과 같이 크게 둘로 나눌 수 있다[1].

GIM-S는 인접한 항공기와의 분리간격 확보에 필요한 모든 정보를 지상의 관제사로부터 제공받는다. 구체적으로 속도 지시 및 항로 상의 다음 변침점 (way-point)까지의 예상도착시간(Scheduled Time of Arrival)을 제공 받는다. 따라서 관제사의 업무가 상대적으로 가중된다고 할 수 있으며, 이때 분리간격 확보에 대한 책임은 지상 관제기관에 있다.

이에 반해 FIM-S는 앞선 항공기의 감시 정보를 뒤따르는 항공기가 ADS-B 기능을 통해 획득하고 내부에 탑재된 비행관리시스템(Flight Management System, FMS)을 포함하는 전자장비에 의해 속도를 조절함으로써 두 항공기 상호 간의 간격을 조정한다. 두 가지 항공기 이격관리 개념에 대한 개념도는 그림 1과 같다.



그림 1. 항공기 이격 관리 시스템의 개념도

III. ADS-B 데이터 획득

ADS-B란 항공기 또는 이동체에서 자신의 3차원 위치, 속도 및 기타 정보를 데이터 링크를 통해 주기적으로 방송하는 개념을 말하며, 지상시스템에서 도달 범위 내의 항공기 및 이동체에게 제공하는 방송 서비스도 포함하는 넓은 개념이라 할 수 있다[2]. ADS-B의 기능은 정보의 제공 방향 및 흐름에 따라 크게 “ADS-B In” 및 “ADS-B Out”으로 나눌 수 있다[3]. ADS-B Out 기능은 항공기 및 이동체에서 자신의 정보를 외부로 제공하는 것을 의미하며, ADS-B In 기능

은 항공기, 이동체 또는 지상시스템에서 외부로부터 정보를 제공받는 것을 의미한다. ADS-B가 장착된 항공기 내부에는 ADS-B 데이터 송수신기가 탑재되어 있어서 ADS-B In과 ADS-B Out 기능을 함께 활용이 가능하다. 본 연구에서 사용한 ADS-B 송수신기는 STDMA (Self-organizing Time Division Multiple Access) 방식 기반의 트랜스폰더로서 VHF (Very High Frequency) 대역 가운데 121.60 MHz의 주파수를 사용하고, 채널 폭은 25 kHz이며, 변조 방식은 GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying)을 채택하였다. TDMA 시각동기는 ADS-B 송수신기에 연결된 GPS (Global Positioning System) 수신기로부터 이루어진다. ADS-B 송수신기의 외관은 그림 2와 같다.



그림 2. ADS-B 송수신기의 외관 (좌: 전면, 우: 후면)

ADS-B 데이터 획득을 위하여 메시지 형식을 정의해야 한다. ADS-B 데이터 및 레이더 데이터 등은 ASTERIX (All Purpose Structured Eurocontrol Radar Information EXchange) 형식을 준수한다[4]. 하지만, 본 연구에서는 데이터 패킷의 제한으로 인해 ASTERIX 형식에 기반하되 표 1과 같이 간략한 형식으로 축소하여 정의하였다.

표 1. ADS-B 메시지 형식

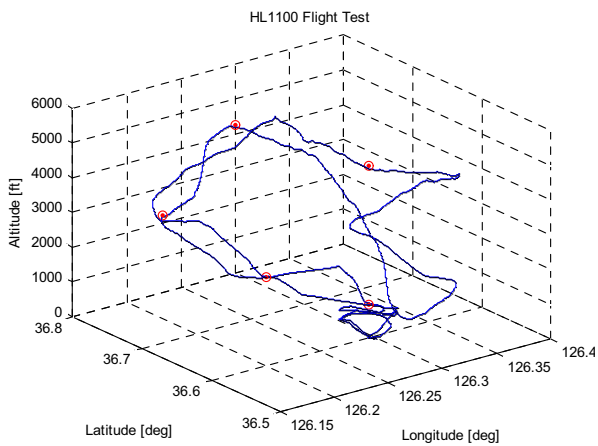
No.	Parameter	# of bits
1	Message ID	6
2	User ID	10
3	UTC time	27
4	Date	19
5	Position accuracy	1
6	Longitude	28
7	Latitude	27
8	Altitude	14
9	SOG	13
10	COG	12
11	True Heading	9
12	Position Fix Indicator	2
	Total number of bits	168

IV. ADS-B 데이터 획득 결과

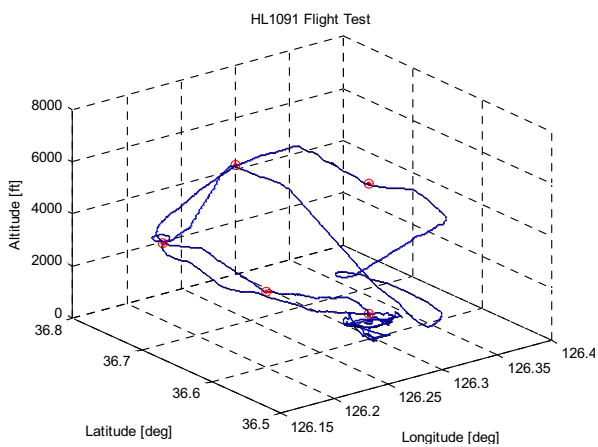
본 연구를 위하여 비행장에 그림 3과 같이 ADS-B 테스트베드를 구축하였다[5]. 2 대의 항공기가 시험에 참여한 환경에서 항공기로부터 ADS-B Out 기능을 통해 송신된 감시 정보가 지상 시스템의 ADS-B In 기능을 통해 수신된 결과를 그림 4에 나타내었다.



그림 3. ADS-B 테스트베드의 구성



(a) 항공기 #1의 ADS-B 데이터 획득 결과



(b) 항공기 #2의 ADS-B 데이터 획득 결과

그림 4. 2대의 항공기를 사용한 ADS-B 획득 데이터

V. 결 론

본 논문에서는 항공기 이격관리 개념 구현을 위하여 기본적으로 필요한 ADS-B 데이터 획득 과정에 대하여 살펴보았다. 항공기 이격관리 개념은 인접한 항공기 상호간의 위치를 획득하는 것이 기본적인 단계인데, 본 논문에서는 테스트베드를 사용하여 ADS-B 데이터를 획득한 과정과 처리 결과에 대하여 언급하였다.

향후에는 본 연구를 통해 획득한 결과를 활용하여 두 가지 항공기 이격관리의 실제적인 개념 구현과 다양한 평가지표를 활용하여 비교 분석이 가능하다. 또한, ADS-B가 장착된 항공기와 장착되지 않은 항공기 등을 고려하여 ADS-B의 효용을 정량적으로 분석할 수 있는 기술적인 토대로서 활용을 기대할 수 있다.

감사의 글

본 연구는 국토교통부가 출연하고, 국토교통과학기술진흥원에서 위탁 시행한 항공안전기술개발사업(07항공-안전02)의 지원으로 수행되었습니다.

참고문헌

- [1] Lesley A. Weitz et al., "Considerations for Interval Management Operations in a Mixed-Equipage Environment," 12th AIAA Aviation Technology, Integration, and Operations (ATIO) Conference and 14th AIAA/ISSM, 17~19 September 2012.
- [2] Federal Aviation Administration, "Surveillance and Broadcast Service", FAA ADS-B website (<http://www.adsb.gov>), 2007.
- [3] ADS-B Aviation Rulemaking Committee, "Optimizing the Benefits of Automatic Dependent Surveillance - Broadcast", October 2007.
- [4] Eurocontrol standard document for surveillance data exchange part 1, "All Purpose Structured Eurocontrol Surveillance Information Exchange (ASTERIX)", February 2002.
- [5] Jae-Hoon Song et al, "Preliminary Implementation of Ground-to-Ground Surveillance Test-bed based on ADS-B Concepts", ICCAS 2007, Seoul, October 2007.

관성센서 기반 보행자의 보폭 추정 기법에 관한 연구

*하동민, 엄수홍, 장문석, 이응혁
한국산업기술대학교 전자공학과

e-mail : dongminkr@kpu.ac.kr, sheom@kpu.ac.kr, msjang@kpu.ac.kr, ehlee@kpu.ac.kr

A Study on Estimation of stride pedestrian inertial sensor-based

*Dong-Min Ha, Su-Hong Eom, Mun-Suck Jang, Eung-Hyuk Lee

*Department of Electronic Engineering

Korea Polytechnic University

Abstract

Walking rehabilitation aims to return daily life through the gait training and to assist the muscle strength weakened hemiplegia and the elderly, such as stroke patients. Gait rehabilitation, it is to work in accordance with the walking pedestrian is important. In this paper, we propose a method that determines the speed of movement of pedestrians through the moving distance estimation and pedestrian stride distance estimation using the IMU sensor as ways to use for everyday life return through walking rehabilitation. Experiments stride estimation compared the results by walking stride constant distance constant. The experimental results, errors in stride estimation was confirmed by 8.67%.

I. 서론

고령자는 신체기능의 노화로 인하여 젊은사람에 비해 기능적 차이가 발생된다[1]. 기능적 차이는 신체 반응시간 지연, 인지 기능의 감퇴, 평형감각 감소 등이 있다[2]. 이러한 원인으로 고령자의 보행은 속도와 보장, 보행 빈도, 관절 가동범위 및 각속도의 감소, 평형

감각 등이 제한적이게 된다[1].

고령자의 비정상적인 보행은 ADL(Activities of Daily Living)을 방해하는 큰 요인이며 또한 낙상의 원인으로 작용하게 되어 이동의 불안함으로 사회참여에 수동적이게 된다[3]. 그렇기 때문에 고령자의 QOL[quality of life]을 향상시키기 위해서는 고령자의 보행 재활이 필요하다.

고령자의 보행기능을 재생하기 위해서는 운동을 통해 근력을 유지 및 증대 시켜야한다. 이를 위해 보행자의 보행의 특성을 파악하여 적합한 재활프로그램을 만들고 이를 통한 체계적이고 반복적인 재활훈련을 수행하여야 한다[4]. 재활훈련을 수행하기 위해 고령자가 의지할 수 있는 보조기구를 많이 활용하고 있다. 보조기구는 반복 작업을 쉽게 구현할 수 있고, 환자의 자세를 대신 지탱하여 줄 수 있어 안전성을 높이고 훈련 효과를 높일 수 있다. 실제로 보조기구를 이용한 재활은 상완 재활 치료와 신경 재활치료에서 효과를 보고 있는 사례가 증가 하고 있어, 재활 의학계에서는 보조기구를 이용한 치료에 많은 관심을 보이고 있다[5].

보조기구를 활용한 보행재활에도 많은 연구가 진행 중이다[6]. 보행재활은 고령자 및 편마비, 뇌졸중 환자 등 약해진 근력을 보조하여 보행훈련을 통한 일상생활 복귀를 목표로 한다. 보행재활은 보행자의 보행에 맞게 작동하도록 하는 것이 중요하다[6].

본 논문에서는 보행재활을 통하여 일상생활 복귀를

위한 활용방안으로 IMU센서를 이용한 보폭 거리 추정 및 보행자의 이동거리 추정을 통해 보행보조기의 이동 속도를 결정하는 기법을 제안한다. IMU센서는 Inertial Measurement Unit으로 관성측정장치 센서이다. IMU 센서를 이용하여 각 다리의 고관절과 슬관절 측면에 부착하여 각도를 측정한다. 측정된 각도를 보행보조기에 전송하고, 예측된 보폭만큼 보행보조기의 이동시켜 능동적인 주행을 하는 원리이다. 보폭 추정에 대한 실험은 정해진 거리를 정해진 보폭으로 보행하여 결과를 비교하였다. 실험결과 보폭 추정의 오차는 8.67%로 확인되었다.

본 논문의 구성은 2장에서 보폭 추정에 대한 방법을 서술하였고 3장은 제안된 추정 방법의 실험 및 결과, 4장에서는 결론으로 마무리 짓는다.

II. 본론

2.1 보폭 추정 방법

선행 연구된 다리 한 축만을 이용하는 연구[8]나 정강이에 부착하여 보폭을 측정하는 연구[9]는 움직이는 부위를 제한하기 때문에 여러 변수가 생긴다. 이러한 변수는 다리 한 축만 이용하면 측정되지 않는 다리에 대한 상태가 측정되지 않으며 두 번 걸음을 해야 측정이 가능한 단점이 있으며, 정강이에 부착된 것은 곧게 뻗었을 경우는 유사한 보폭을 보이거나 대퇴의 움직임에 따라 측정 오차가 생길 수 있다.

본 논문에서 제안하는 방법은 양다리의 고관절과 슬관절 각도를 이용하여 이동 범위를 구하는 것이다. 대퇴와 정강이의 변화를 측정할 수 있기 때문에 선행 연구보다 보폭 추정에 유리하므로 고관절과 슬관절의 각도를 이용하였다. 그리고 보행주기 8단계에서 보행이 처음 시작되는 단계인 초기 접지기에서의 고관절과 슬관절의 각도 이용하여 거리를 추정하는 기법을 사용하였다. 초기 접지기는 그림 1과 같다.



그림 1. 초기 접지기(Initial Contact)

2.1.1. 보폭 추정

보폭 추정은 초기접지기의 보행 자세를 인용하여 유

추하였다. 초기접지기에서 두 하지의 대퇴와 정강이의 길이는 같고, 우-하지는 곧게 뻗어 고관절과 슬관절의 각도가 대칭되며, 좌-하지는 고관절과 슬관절이 구부러져 있는 전제 조건하에 제안 방법을 활용하였다. 그 다음에, 좌측의 굽어진 무릎각도를 구한다.

좌측의 두 관절이 움직인 무릎 각도는 K_{angle} 이고 고관절의 각도는 T_{angle} , 그리고 슬관절의 각도는 N_{angle} 이다. 그리고 좌측의 고관절과 슬관절은 음의 각도로 커진다. 반대로 우측 두 관절은 양의 각도로 커진다.

대퇴와 정강이의 길이가 같다는 조건하에 코사인 2법칙 수식을 적용한 식(2)를 통하여 변위의 길이를 구한다. 대퇴의 길이는 $L1$ 이고, 정강이의 길이는 $L2$ 이며, 변위는 Ld 라 한다.

Ld 와 우-하지의 총 이동 각도를 구하기 위해, $L1$ 과 $L2$ 의 길이는 같으므로 좌-하지의 고관절과 슬관절, 변위로 이루어진 삼각형은 이등변 삼각형이 된다. 무릎 각도인 K_{angle} 를 제외한 나머지 두 각 θ_1 과 θ_2 은 삼각형의 내각이 180도인 것을 인용하여, θ_1 의 각도와 T_{angle} 의 절대값을 더하면 좌-하지의 이동각도 L_{angle} 를 구할 수 있다.

각 부위에 대한 표시는 그림 2와 같다. K_{angle} 는에 대한 각도는 식(1)이고, Ld 에 대한 변위는 식(2)를 통해 나타낼 수 있으며, 식(3)에 의해 변위에 대한 이동각도 L_{angle} 를 구할 수 있다.

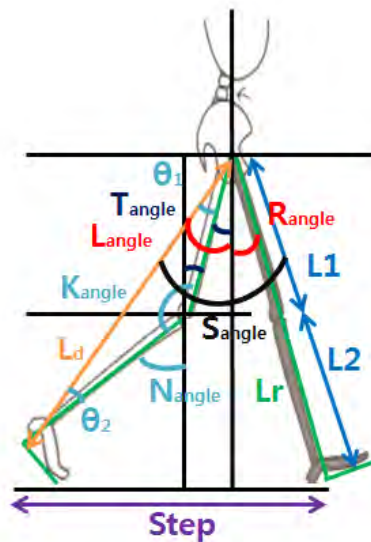


그림 2. 양-하지에 대한 각도와 길이 표시

$$K_{angle} = (90 - T_{angle}) + (90 + N_{angle}) \quad \text{식(1)}$$

$$Ld = \sqrt{(L1^2 + L2^2) - 2 * L1 * L2 * \cos(K_{angle})} \quad \text{식(2)}$$

$$L_{angle} = |Tangle| + \theta_1 \quad \text{식(3)}$$

L_{angle} 과 우측의 관절각도 R_{angle} 를 더하면 식(4)와 같이 양-하지가 움직인 총 각도 S_{angle} 을 구할 수 있다. R_{angle} 을 구하는 방법은 위의 설명과 같이 고관절과 슬관절이 곧게 뻗어 대칭되는 때를 측정하기 때문에 우측 고관절의 각도를 그대로 사용하면 된다.

우측다리가 곧게 뻗은 길이 L_r 과 좌측의 변위 길이 L_d , 움직인 총 각도 $Tangle$ 을 이용하여 코사인 제2법칙을 인용하면 양다리의 길이에 움직인 각도를 이용한 식(5)를 통하여 보폭을 추정할 수 있다. 보폭은 Step이다.

$$S_{angle} = L_{angle} + R_{angle} \quad \text{식(4)}$$

$$Step = \sqrt{L_r^2 + L_d^2 - 2 * L_r * L_d * \cos(Tangle)} \quad \text{식(5)}$$

III. 실험 및 결과

본 논문에서 실험 센서의 부착 위치 선정은 보행 시 움직이는 관절 회전에 유리하도록 고관절과 슬관절 아래 5cm 이내로 하였다. 앞뒤에 부착하는 것보다 측면에 부착하는 것이 수직 성분과 일치하므로 다른 변수에 대한 오차가 적기 때문에 측면으로 부착하였다. 위치 선정과 센서는 그림 3과 같다.

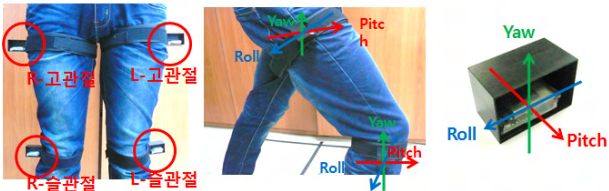


그림 3. 부착위치와 IMU센서

실험에 사용된 IMU센서는 무선 IMU센서로 센서에 대한 사양은 아래 표 1과 같다.

표 1. 센서사양

	사양
명칭	EBIMU24G
통신	2.4Ghz 무선
센서	9축 MEMS 센서(3축 가속도, 3축 자이로, 3축 지자기)
출력속도	10ms
사이즈	32mm x 21mm
배터리	3.7V Lipo 130mAh

보행자의 보폭 추정은 양다리의 고관절과 슬관절 측면에 무선 IMU센서를 부착하여 정해진 거리를 정해진 보폭으로 이동하고, 센서의 Roll 데이터 값을 각도로 환산하여 사용하였다. 보행 시 내딛는 발은 대퇴와 정강이가 곧게 펴진 상태일 때를 기준으로 실험하며, 3명의 실험자 평균 보폭 50cm 간격으로 10번씩 걷도록 하여 보폭 추정 실험을 실시하였다. 그림 4는 실험자들의 평균 보폭 패턴을 보여주는 것이다. 그리고 실험 결과는 표 2와 같다.

그림 4에서 보폭 패턴을 보면 양다리에서 앞으로 내딛을 때는 대퇴와 정강이의 각도가 거의 일치하는 것을 볼 수 있다. 이를 통해 제안한 보폭 추정 방안은 효과가 확인된다. 하지만 위에서 다리를 앞으로 내딛을 때 대퇴와 정강이의 각이 일치한다는 전제를 하였는데 이것에 대한 오차가 생기는 것은 뒤에서 따라오는 다리에 대한 변위를 구하는 식을 동일하게 적용하여 실험하였다.

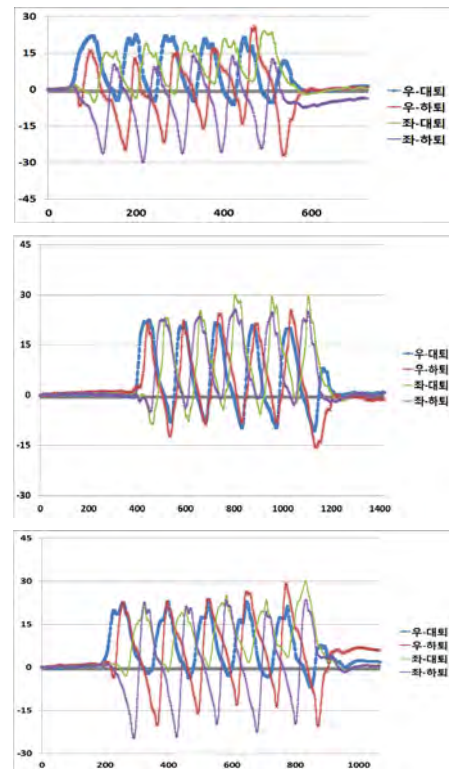


그림 4. 실험자들의 보행 패턴

표 2. 거리 5m에 대한 제한 보폭 50cm 보행 시, 평균 및 오차율

	보행 횟수	보폭 평균	오차율
실험자1	10회	45.95 cm	8.1%
실험자2	10회	45.03 cm	9.94%
실험자3	10회	46.01 cm	7.98%

실험 결과 보폭 추정에 대하여 50cm 간격으로 걸었을 경우 평균 45.66cm로 나타났다. 이에 대한 평균오차는 8.67%로 실험자가 보폭을 맞춰 걸으면서 생기는 2~3cm의 오차범위까지 고려한다면 꽤 높은 추정율을 보여준다. 이 결과를 이용하여 보폭 추정을 통하여 실제 보폭을 찾을 수 있었다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문은 보행보조차의 능동적인 주행을 위한 보행자 보폭 추정 방법에 대해 제안하였다. 이를 위해 보행 추정을 위한 센서를 고관절과 슬관절에 부착하여 각도를 검출하였으며 이를 이용한 수식을 통하여 구부러진 다리의 직선 변위를 구하고 양다리의 총 움직임 각도를 검출해내 보폭 추정을 하였다.

그 결과 보폭 추정에 대한 검출이 실제 보행 보폭과 유사하게 나타나는 것을 알 수 있었다. 실험을 통한 보폭 추정 거리와 실제 보폭을 걸었을 때의 일치율은 8.68%로 확인되었고 실험자의 보폭오차를 고려한다면 높은 추정수치를 나타내었다.

본 논문은 보행보조차를 효과적으로 사용하기 위해 보행자가 걷는 것과 일치할 수 있도록 하기 위한 보폭 추정 방법이며, 추후 골반의 움직임과 발목관절에 대한 변수를 해결하는 기법들이 추가적으로 적용되어야 할 것이다.

Acknowledgements

"본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 IT융합 고급인력과정 지원사업의 연구결과로 수행되었음" (NIPA-2013-H0401-13-1006)

참고문헌

[1] Alexander, N.B.(1996). Gait disorders in older adult. *Med Sci Sports Exerc.*, 30, 992-1008.
 [2] Prince. F., Corriveau, H., Hebert, R., & Winter,

D.A.(1997). Gait in the elderly. *Gait and Posture*, 5, 128-135.
 [3] Kerrigan, D.C., Todd, M.K., & Della Croce. U.(1998). Biomechanical gait alterations independent of speed in the healthy elderly: Evidence for specific limiting impairments. *Arch Phys Med Rehabil.*, 79(3), 317-322.
 [4] Work, J.A.(1989). Strength Training: a bridge to independence for the elderly. *Physical Sports-medicine*.
 [5] H,I Krebs, B.T. Volpe, M.L. Aisen, N. Hogan, "Increasing productivity and quality of care : Robot-aided neuro-rehabilitation", *Journal of Rehabilitation Research and Development* Vol. 37 No. 6, November/December 2000, Pages 639-652
 [6] 이동광, 공정식, 권오상, 남윤석, 이응혁, "노인 및 장애인의 보행의지를 파악하는 보행보조기 구현", 2008년 정보 및 제어 심포지엄 논문집, Vol.2008. No.1
 [7] Justin Ghan and H. Kazerooni, "System Identification for the Berkeley Lower Extremity Exoskeleton (BLEEX)", *Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on Robotics and Automation Orlando, Florida - May 2006*, pp. 3477-3484
 [8] 엄수홍, 홍석용, 정순준, 이응혁, "보행보조로봇의 능동적 주행을 위한 보행주기 검출에 관한 연구", 2011년 정보 및 제어 학술대회(CICS '11) 논문집
 [9] Emer P. Doheny, Timothy G. Foran and Barry R. Greene, "A single gyroscope method for spatial gait analysis", *32nd Annual International Conference of the IEEE EMBS Buenos Aires, Argentina, August 31 - September 4, 2010*

Linux ROS를 이용한 모바일 로봇 자동 네비게이션 구현

*레너드 박, 오성희
서울대학교 전기공학부

e-mail : leonard.t.park@gmail.com, songhwai@snu.ac.kr

Implementation of Mapping and Automatic Navigation on a Mobile Robot Using Linux ROS

*Leonard T. Park, Songhwai Oh
Electrical Engineering
Seoul National University

Abstract

Using ROS (Robot Operating system) based on a Linux platform, mapping and automatic navigation methods are implemented on a mobile robot Pioneer-3DX attached with a 2D laser scanner SICKlms-200. The implemented mapping and navigation method are based on probabilistic SLAM (simultaneous localization and mapping). Every step of processes are performed on C code.

하고 정보를 처리하도록 했다. 즉 외부명령 없이 완벽히 독립된 모듈로서 특정지역을 탐사하여 지도를 작성하고(mapping) 목표지점을 입력하면 자동으로 해당지점을 찾아가도록 (navigation) 했다. 로봇과 센서에 명령을 전달하고 정보를 받아오는 과정과 수집된 정보를 처리하는 과정 모두 넷북에 설치된 Linux based ROS(robot operating system)를 바탕으로 C언어로 수행되었다. 본 논문에서는 알고리즘에 대한 심도있는 분석보다는 간단한 설명과 전체적인 구현과정에 초점을 맞추어 기술한다.

I. 서론

오늘날, 분야를 막론하고 무인 자동화 시스템에 대한 수요가 증가함에 따라 이에 대한 연구가 활발한 것이 사실이다. 특히 로봇공학분야는 이에 대한 연구가 전통적으로 활발했던 분야로서 그 활용성은 공장 시스템 자동화, 차량 자동 운전, 미지영역 자동 탐사 등 실로 다양하다고 할 수 있다. 본 논문에서도 이와 관련하여, 모바일 로봇을 이용한 자동탐사 및 네비게이션에 대해서 기술하려 한다. 모바일 로봇으로는 Pioneer-3DX를 사용하였으며, 탐사를 위한 센서로는 2차원 레이저 스캐너인 SICKlms200를 로봇에 얹어 주위 지형파악을 하도록 했다. 또한 로봇에는 스캐너와 함께 넷북을 장착하여, 이를 통해 로봇과 센서를 조작

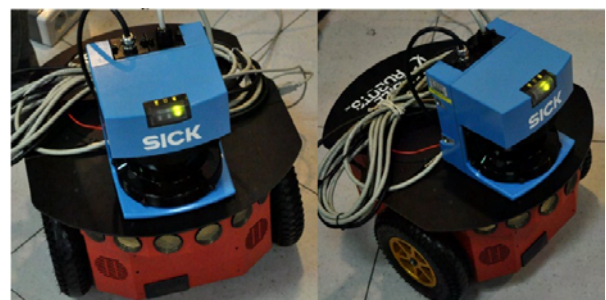


그림 1 Pioneer-3DX와 SICKlms200

II. 본론

2.1 ROS (robot operating system)

ROS는 로봇을 이용한 연구를 위해서 설계된 프로그

램으로 Linux platform에 구현되어 있다. ROS에는 각종 로봇 및 센서 등의 하드웨어를 조작하기 위한 package가 기본적으로 내장되어있으며 이를 통해 원하는 알고리즘을 C언어나 MATLAB으로 간편하게 구현할 수 있도록 되어 있다. package는 제공되는 것을 그대로 사용할 수도 있고, 사용자가 직접 작성하여 사용할 수도 있다. 이런 이유로 수많은 로봇공학 연구자들이 ROS를 사용하고 있으며 수시로 여러 하드웨어에 대한 package와 interface들이 업데이트되고 있다.

다음은 본 논문에서 사용한 여러 ROS package들에 대한 설명이다.

2.1.1 RosAria

모바일 로봇 Pioneer-3DX의 odometry정보를 받아오고 전달되는 명령대로 로봇을 움직이기 위한 library package이다. odometry정보는 로봇이 현재까지 받아온 작동명령을 누적하여 시작지점부터 얼마나 움직였는지를 대략적으로 나타낸다. 다른 정보 없이 로봇이 받은 입력만을 누적하였기 때문에 당연히 오차가 상당히 크게 나타난다.

2.1.2 base_controller

모바일 로봇 Pioneer-3DX에 명령을 전달하기 위한 library package이다. 로봇의 현재위치를 기준으로 속도와 방향을 입력하면 입력대로 움직이도록 되어있다. 이 과정에서 발생하는 오차가 누적되어 odometry 정보의 오차가 나타나게 된다.

2.1.3 sicklms

2차원 레이저 스캐너 SICKlms200으로부터 설정시간 단위(본 논문에서는 0.5초)마다 스캔정보를 받아오기 위한 library package이다. 스캔정보는 스캐너의 현재 위치를 기준으로 스캐너가 바라보는 방향 -89.5°부터 +90°까지 0.5° 단위로, 총 360개 point 형태로 전달된다.

2.1.4 tf

여러 개의 local 기준축과 global 기준축 사이에서 좌표변환을 수행하는 package이다. 예를 들어, 레이저가 감지한 장애물의 위치는 처음에는 당연히 레이저의 위치를 기준으로 한 local좌표로 전달되는데 이를 tf package를 이용하여 로봇의 local 기준축으로 좌표변환한 다음 최종적으로 전체 지도상의 global 기준축으로 변환하여 지도를 작성하게 된다.

2.1.5 map_server

로봇이 움직이면서 업데이트되는 실시간 지도정보를

관리하는 package이다. 지도정보는 2차원 공간상에 pixel단위로 장애물이 있는 곳은 occupied, 없는 곳은 unoccupied로 표시하여 저장하게 된다.

2.1.6 RVIZ

앞서 언급한 여러 package들을 통해 입력하는 명령과 취합되는 정보들을 그래픽으로 표현해주는 GUI package이다. ROS의 핵심 package들 중 하나로 RVIZ 없이는 디버깅이 불가능할 정도로 중요한 역할을 수행한다.

2.1.7 navigation

본 논문에서 구현된 핵심 알고리즘을 작성한 package이다. 크게 mapping (지도작성), localization (전체지도에서 로봇의 현재위치 파악), navigation (입력된 지점으로 이동하는 최단경로 파악)이렇게 세 부분으로 이루어져 있는데, localization 부분이 핵심이다. 우선 localization을 시작하기 전 로봇의 첫 위치를 입력으로 받은 다음, 그 위치 주변에 n개(본 논문에서는 150개)의 particle을 구름형태로 분포시킨다. 각 particle은 실제 로봇의 위치와 얼마나 일치하는지를 가늠하는 신용도를 주요 정보로 갖고 있고, 그 다음 로봇이 움직이면서 전달되는 레이저 스캔 정보와 이미 작성되어 있는 global map정보를 비교하면서 각 particle의 신용도를 업데이트시킨다. 신용도가 일정 수준 아래로 떨어지는 particle은 다음 단계에서 누락되고 신용도가 높은 particle만 살아남아 어느 정도 로봇이 움직인 이후에는 실제 로봇위치와 아주 가까운 particle만 남게 된다. 최종적으로 각 particle의 신용도와 좌표를 종합하여 현재 로봇 위치의 확률적 기댓값을 계산하도록 되어 있다.

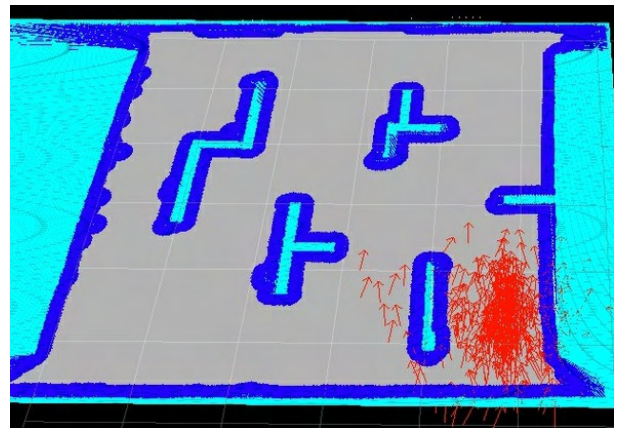


그림 2 Particle Cloud를 이용한 Localization

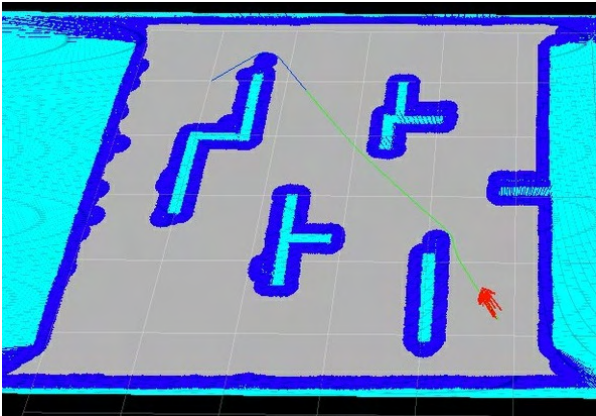


그림 3 로봇의 움직임에 따라 안정되는 Particle Cloud



그림 4 실험환경을 위한 나무판 미로

III. 구현

2.1에서 언급한 여러 package들은 모두 C언어로 작성된 코드이고 각 package들을 작동시키기 위해서는 launch file을 작성해야 한다. launch file 안에는 각 package를 작동시키기 위한 주요정보 두 가지가 포함되어 있다.

첫째는 각 package의 세부설정이다. 레이저 스캐너의 정보를 얼마나 자주 받아올지를 설정하는 단위시간이나 localization을 시작할 때 구름형태로 뿌릴 확률입자의 개수 등이 여기에 포함된다.

둘째는 정보공유가 필요한 다른 package들의 launch file 디렉토리 위치이다. 예컨대 로봇 관리 package인 RosAria의 launch file에는 로봇 controller package인 base_controller의 정보가 포함되어야 사용자가 입력하는 명령을 제대로 로봇에 전달해줄 수 있을 것이다. 이 때, 다른 package launch file의 디렉토리 위치뿐 아니라 실행명령어까지 함께 작성해놓으면, 해당 launch file을 실행했을 때 그 안에 포함된 launch file도 함께 실행되는 것을 볼 수 있다.

이렇게 작성된 launch file은 Linux 터미널 창을 통해서 실행시킬 수 있고, launch file을 통해 작동된 각 package들의 연결상태와 작동상태를 GUI로 확인할 수 있다. [그림 7]

본 논문에서는 실험환경을 구성하기 위해서 비어있는 실내에 나무상자로 미로를 설치하고, 모바일 로봇이 지도를 작성하고 자동 네비게이션을 수행할 수 있도록 했다.

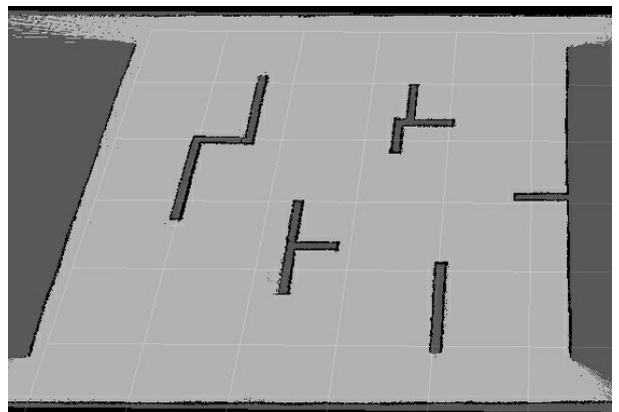


그림 5 실험환경에서 작성된 지도

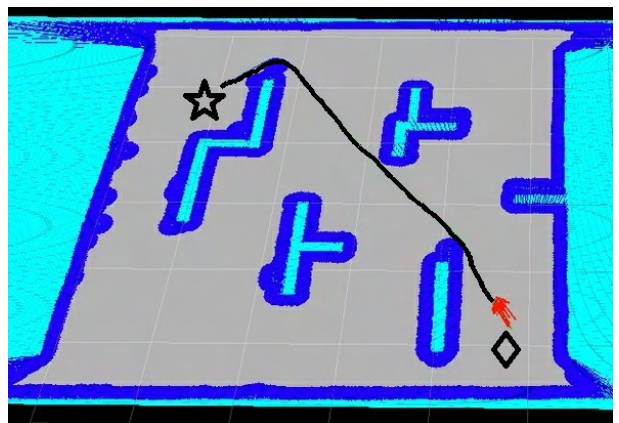


그림 6 다이아 지점에서 출발하여 별 지점으로 찾아가는 자동 네비게이션 경로

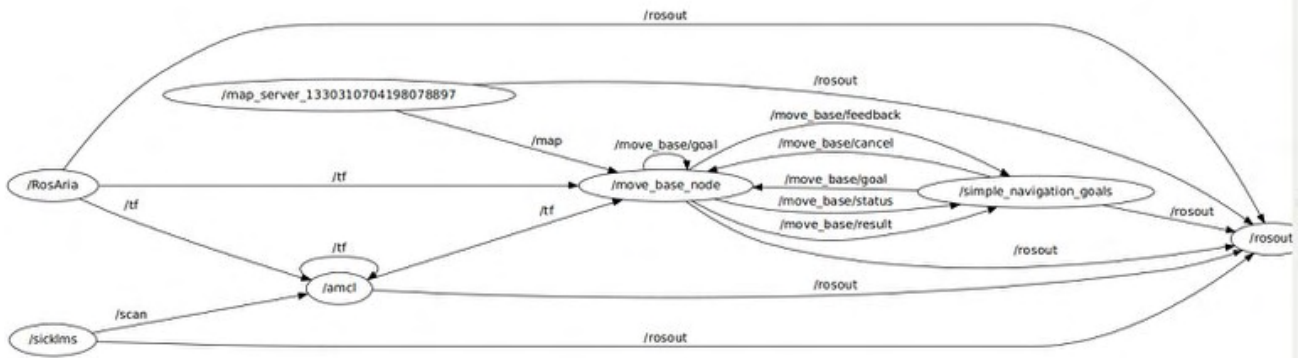


그림 7 각 Package들의 연결상태와 작동상태

IV. 결론 및 향후 연구 방향

지능 로봇 혹은 자동화 로봇 연구에서는 각종 로봇 하드웨어와 자동화 알고리즘에 대한 이해가 상당히 중요하며 이를 위해 ROS와 같은 연구 tool에 대한 이해가 선행되어야 한다. 이에 따라 본 논문에서는 ROS를 이용하여 모바일 로봇과 레이저 센서를 조작하며 작동 원리를 이해하고, 나아가 로봇의 자동탐사와 자동 네비게이션 알고리즘을 구현하는데 목적을 두었다.

본 논문의 구현결과를 이용한 향후 연구로는 시간에 따라 변화하는 환경변수에 대한 측정과 예측이라는 주제를 고려하고 있다. 예컨대, 모바일 로봇에 온도센서를 탑재하여 특정 구역 전체의 시간에 따른 온도변화를 측정하고 이를 바탕으로 앞으로의 온도변화를 예측해 볼 수 있다. 이를 위해서는 본 논문의 알고리즘이 필수적이며 또한 핵심적인 역할을 하게 될 것이다.

이외에도 본 논문에서 구현된 알고리즘이 응용될 연구분야는 무궁무진할 것이다. 앞으로 자동화 모바일 로봇 연구에 뛰어들 연구자들에게 조금이라도 도움이 되길 바라며 논문을 마친다.

참고문헌

- [1] Alberto Elfes, "Using Occupancy Grids for Mobile Robot Perception and Navigation", IEEE Computer, June, 1989.
- [2] Hans P. Moravec, "Sensor Fusion in Centainty Grids for Mobile Robots", AAAI AI Magazine, 9, 61-74, 1988.
- [3] Sebastian Thrun, Wolfram Burgard, Dieter Fox, Probabilistic Robotics, The MIT Press, 2005.
- [4] Sebastian Thrun, "Learning Occupancy Grid Mapping with forward model", Autonomous Robots, 15, 111-127, 2003.
- [5] Regis Vincent, Benson Limketkai, Michael Eriksen, "Comparison of indoor robot localization techniques in the absence of GPS", Proc. SPIE 7664, Detection and Sensing of Mines, Explosive Objects, and Obscured Targets, 2010
- [6] www.ros.org

탄성력을 이용한 이동로봇 장애물 회피 시뮬레이션 구현

*노성우, **고낙용, **사이라 나비드

*조선대학교 정보통신공학과

**조선대학교 제어계측공학과

e-mail : nswking0212@naver.com, nyko@chosun.ac.kr

Mobile Robot Obstacle Avoidance Simulation Implementation Using Elastic Force

*Sung Woo Noh, **Nak Yong Ko, **Sahrah Naveed
Information and Communication Engineering
Chosun University

Abstract

This paper investigates obstacle avoidance method for a mobile robot through simulation. The elastic force yields attraction force toward a goal location and potential field force makes repulsive force against the obstacles. The robot detects obstacles using range scan sensor. The elastic force and potential field force produce smooth trajectory to the goal location avoiding obstacles. Simulation results verify the performance of the method.

알고리즘 방법들이 연구되어왔다[2].

본 논문에서는 탄성력을 이용하여 목표위치까지 로봇이 장애물을 회피하면서 자연스러운 궤적으로 이동할 수 있는 충돌회피 알고리즘을 제안한다. 그리고 제안한 알고리즘을 이용하여 시뮬레이션을 통해 탄성력의 성능을 검증한다. 본 단원은 다음과 같이 진행된다. 2장에서는 탄성력을 이용한 장애물 회피 알고리즘을 설명하고 3장에서는 시뮬레이션실험을 통하여 제안한 알고리즘을 유효성을 보인다. 4장에서는 결론 및 향후 계획을 설명한다.

I. 서론

이동로봇은 원하는 목표위치까지 안전하게 이동하기 위해서 주변의 장애물을 검출하고 충돌을 피할 수 있는 장애물 회피(obstacle avoidance)기술이 반드시 필요하다[1].

기존의 충돌회피 연구방법들로는 인공전위계(Artificial potential field)알고리즘, 벡터장 히스토그램(Vector field histogram) 알고리즘, 가상역장(Virtual force field)알고리즘등의 방향명령 방식의 알고리즘들과, 곡률-속도 방법, 차선-곡률 방법 등과 같은 속도/공간 명령 방식의 알고리즘, 충돌회피 가능도를 적용한 알고리즘, 탄성력(Elastic force)을 이용한 충돌회피

II. 장애물 회피

탄성력 알고리즘은 일반적으로 외부의 힘에 의해 변형된 물체가 원래의 모양으로 되돌아가려는 힘을 말한다. 이러한 방법을 응용하여 1993년 Khatib가 Elastic band 알고리즘을 모바일 로봇에 적용시킬 수 있도록 확장시킨 방법이다[3]. 탄성력은 로봇과 장애물 사이에 척력을 발생 시키고 로봇과 목표점 사이에는 인력을 발생시키는 점에서는 인공전위계 방법과 비슷한 부분이 있다. 이 방법은 역장에서 발생하는 힘에 따라 로봇을 이동하게 함으로서 장애물과의 충돌 회피를 한다. 탄성력은 장애물로부터 척력이 발생하여 장애물로부터 멀어지는 방향으로 궤적의 변형을 일으켜 매끄럽

계 궤적을 재 생성한다.

탄성력 방법은 여러 자유도를 가진 로봇에도 적용하기 좋으며 스프링의 탄성을 응용한 탄성력과 장애물에서 발생하는 척력에 의해 각각의 경로들이 갱신된다. 또한, 동적이나 불확실한 환경에서도 유연한 충돌회피가 가능한 방법이다.

$$V_{rep}(^jP_i) = \begin{cases} \frac{1}{2}K_r(d_r - d(^jP_i))^2 & \text{if } d(^jP_i) < d_r \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (1)$$

식1은 척력 값을 나타내었다. jP_i 는 위치벡터이며, $d(^jP_i)$ 은 jP_i 로부터 가장 가까운 장애물과의 거리, d_r 은 장애물 주위에 영향을 주는 가상거리에 해당한다. K_r 은 장애물 접근 시 로봇에 가해지는 척력의 파라미터 값이다. 인공 전위계에 의해 jP_i 에 발생하는 힘은 다음 식2와 같이 구해진다. \vec{d} 는 jP_i 와 가장 가까운 장애물까지의 벡터 값을 나타낸다.

$${}^r f_i = -\Delta V_{rep}(^jP_i) = K_r(d_r - d(^jP_i))\frac{\vec{d}}{d} \quad (2)$$

인력은 로봇자세 $^{j-1}P_i$, jP_i , $^{j+1}P_i$ 사이 i 번째 제어 점 각각이 로봇 자세 사이에 연결되어 있는데 이는 스프링 힘이 작용하는 것과 같은 탄성력이 작용하게 된다. jP_i 에서 작용하는 힘은 $^{j-1}P_i$ 와 $^{j+1}P_i$ 의 계산에 의하여 다음 식 3과 같이 새로운 힘의 결합이 이루어진다.

$${}^e f_i = K_c \left(\frac{d_i^{j-1}}{d_i^{j-1} + d_i^j} (^{j+1}P_i - ^{j-1}P_i) - (^jP_i - ^{j-1}P_i) \right) \quad (3)$$

여기서, d_i^j 는 jP_i , $^{j+1}P_i$ 사이의 거리인 스킨라 값이고, K_c 는 탄성력의 수축 파라미터 값이다. 식2와 3의 결합한 최종 힘의 값은 식4와 같이 표현되어진다.

III. 실험 및 고찰

본 논문에서 제안한 탄성력을 이용하여 장애물 회피 방법을 시뮬레이션을 통해 보인다. 그림1은 이동로봇의 시작 위치에서 목표점까지 이동시 탄성력의 알고리즘에 의해 이동 궤적을 나타내었다. 그림1에서와 같이 레이저 센서에서 감지된 거리정보를 바탕으로 장애물과 외곽선의 적절한 이동 궤적을 이룬다. 따라서 이동로봇은 목표점까지 궤적에 따라 주행을 함으로서 부드러운 주행이 가능해진다.

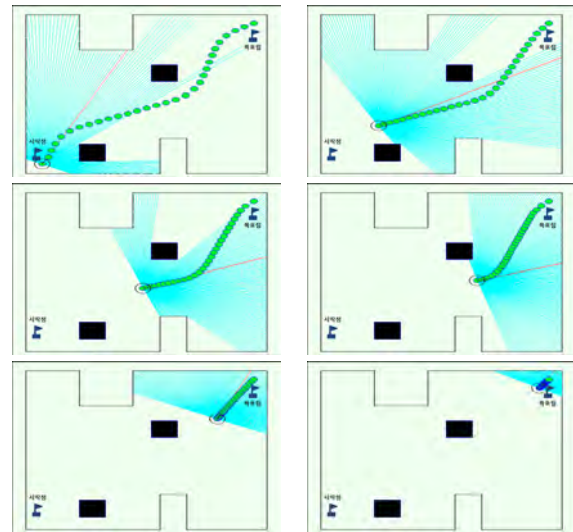


그림 1. 탄성력을 이용한 장애물 회피 이동 궤적

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 탄성력을 이용하여 이동로봇이 주행 중 충돌회피 방법을 시뮬레이션을 통해 보였다. 본 논문에서 로봇은 위치저의 초기위치가 되고 원하는 목표점을 입력하면 장애물을 회피하면서 로봇이 이동할 궤적을 형성해준다.

감사의 글

이 논문은 2013년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(일반연구자지원사업, 지역대학 우수과학자지원사업, 과제명: 해저 지형과 해수면 높이를 고려한 융합형 수중 로봇 위치 추정).

참고문헌

- [1] O. Khatib, "Real-time obstacle avoidance for manipulators and mobile robots," The Int. J. Robotics Research, Vol. 5, No. 1, pp. 90-98, Spring, 1986.
- [2] 김광진, 고낙용, 박세승, "시뮬레이션을 이용한 이동로봇의 충돌회피 알고리즘 비교", 한국전자통신학회논문지, 7권, 1호, pp.187-194, 12, 2011
- [3] Brock, O, Khatib, O. "Elastic Strips : A Framework for motion Generation in Human Environments," International Journal of Robotics Research, Vol. 21, No. 12, pp. 1031-1052, Dec, 2002.

변형된 3상태 버퍼를 이용한 radix-64, 8-bit/port 스위치 코어 설계

*이주열, 김지성, 김수환
서울대학교 전기공학부
e-mail : cyuyeol.rhee@amic.snu.ac.kr

Design of a radix-64, 8-bit/port Switch Core with a Modified Tri-state Buffer

*Cyuyeol Rhee, Jisung Kim, and Suhwan Kim
School of Electrical Engineering
Seoul National University

Abstract

We describe the design of a radix-64, 8-bit/port switch core with a modified tri-state buffers and compare the simulation results with the conventional core in terms of power, delay and area. A structure with a tri-state buffer with only two NMOS transistors has been proposed for lower power and faster speed. The simulation results show that the design exhibits the delay of 204ps while the conventional structure exhibits 529.3 ps.

I. 서론

크로스바 스위치의 면적은 radix에 따라 제곱의 비율로 증가한다. 또한, 각 비트라인의 기생 캐패시터는 와이어의 길이에 비례한다. 그림 1은 기본적인 매트릭스 구조 스위치 코어의 블록다이어그램이다. 스위치 코어의 파워 소비를 줄이기 위해서는 최대한 짧은 와이어를 사용해야 하지만 와이어 길이는 3상태 버퍼의 크기에 제한된다. 이 제한을 극복하기 위해 기존의 3상태 버퍼구조를 새로운 구조로 바꾸는 것을 제안한다.

그림 2와 같이 2개의 PMOS 트랜지스터와 2개의 NMOS 트랜지스터를 사용했던 기존의 3상태 버퍼구조를 2개의 NMOS 트랜지스터만을 사용하는 구조로 바꾸는 것이다. 이 새로운 3상태 버퍼를 매트릭스 구조에서 사용하기 위해서는 모든 비트 라인이 VDD로 프리차지 되어야 하는데 이때 프리차지를 하기 위해 필요한 트랜지스터들을 드라이브하는 클락도 필요하다. 클락의 파워소비를 포함하여도 더 낮은 파워와 더 적은 딜레이를 갖는 스위치코어의 구현이 가능하다. 이 논문에서는 새로운 구조의 회로 구현 및 모델링에 대해 소개하고자 한다.

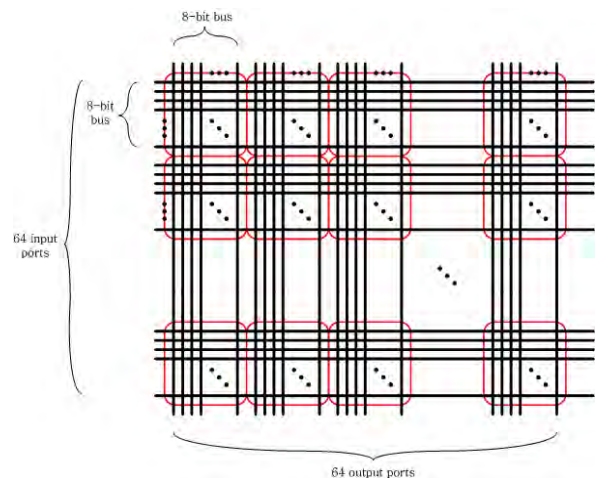


그림 1. 매트릭스 스위치 코어 블록다이어그램

II. 구현

2.1 제안한 구조

제안하는 구조는 기존의 매트릭스형 스위치 코어와 평장히 흡사하다. 유일한 변화는 그림 2와 같이 3상태 버퍼를 오로지 NMOS 트랜지스터 두 개만으로 구현한 것이다. 이 3상태 버퍼는 식 (1)과 식 (2)에 따라 딜레이와 파워가 기생 캐패시터가 줄어드는 만큼 선형적으로 줄어드는 효과를 가져 올 수 있다. 그러므로 보통 인터버의 PMOS와 NMOS의 너비 비율을 2:1로 가정하였을 때 이 3상태 버퍼는 기존의 3상태 버퍼에 비해 딜레이와 파워 소비가 약 절반으로 줄어들며 면적도 삼분의 일로 줄어든다. 여기서 C는 캐패시터 값을 V는 전압을 그리고 I는 전류의 양을 나타낸다.

$$delay = \frac{CV}{I} \quad (1)$$

$$Power\ Dissipation = CV^2 \quad (2)$$

제안하는 3상태 버퍼를 사용하기 위해서는 한 가지 추가적인 회로를 필요로 하게 되는데 그것은 그림3의 Pull-up 회로이다. Pull-up 회로는 모든 비트 라인들을 VDD로 프리차지 한다. 이 Pull-up 회로는 클럭에 의해 컨트롤 되어 진다. 여기서 클럭 주기는 Pull-up 회로의 Width와 밀접한 관계가 있으며 프리차지 하는 시간도 결정한다. 이 논문에서는 Pull-up 회로의 Width를 NMOS 트랜지스터 너비에 두 배로 정하였다.

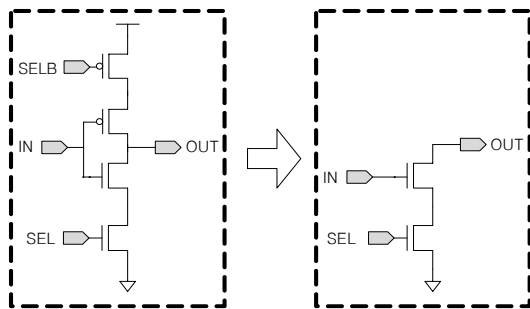


그림 2. 제안하는 3상태 버퍼구조

2.2 플로어 플랜 및 모델링

Radix-64의 플로어 플랜은 그림 4, 그림 5와 같다. 그림 4는 기존의 스위치 코어의 플로어 플랜이고 그림 5는 새로이 제안한 스위치 코어의 플로어 플랜이다. 여기서 λ는 디자인 규칙의 파라미터로 최소 Length의 절반 이다.

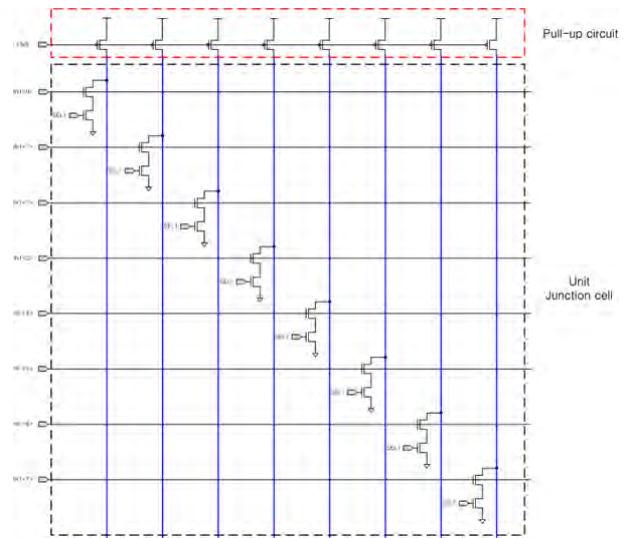


그림 3. 제안한 3상태 버퍼를 사용한 Unit Junction Cell(그림 1의 빨간 네모)

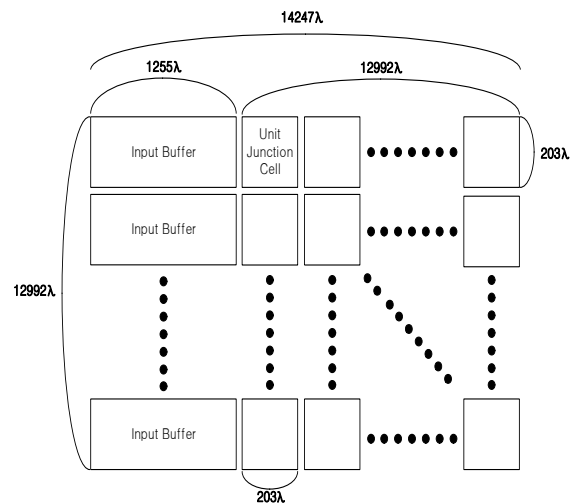


그림 4. 기존 구조의 플로어 플랜

제안하는 구조의 플로어 플랜과 기존 구조의 플로어 플랜을 비교해보면 제안하는 구조의 총 면적은 약 $99,584,628\lambda^2$ 이며 기존 구조의 총 면적은 약 $185,097,024\lambda^2$ 이다. 이는 면적이 약 절반 정도로 감소할 수 있음을 보여준다.

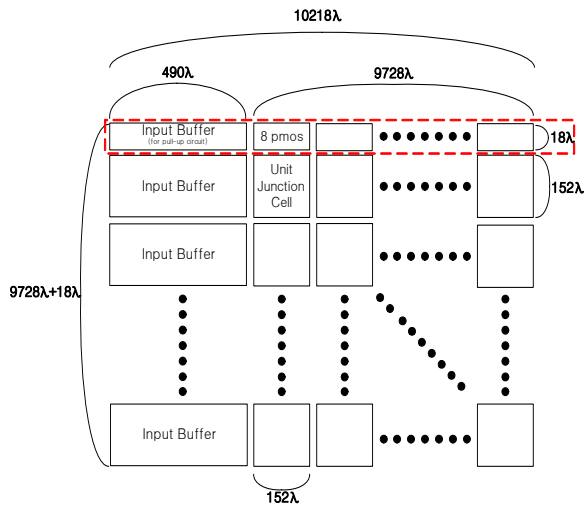


그림 5. 제안하는 구조의 플로어 플랜

III. 시뮬레이션 결과

3.1 크리티컬 패스 시뮬레이션 결과

하나의 Unit Junction Cell을 모델링하여 기존의 스위치 코어(그림6)와 제안하는 스위치 코어(그림7)를 시뮬레이션을 통해 비교하였다. PMOS와 NMOS의 Width는 각각 64λ와 32λ로 정하였으며 Pull-up 회로의 PMOS 트랜지스터 너비 또한 64λ로 정하였다. 입력에 1V의 진폭과 1GHz의 주파수를 가지는 신호를 인가하였으며 그 결과는 그림 8과 그림 9에 나타내었다. 파워 소비는 전원전압이 1V일 때 기존회로의 경우 529.3mW/cycle이며 제안하는 회로는 332.8mW/cycle이다. 표 1은 두 회로의 시뮬레이션 결과를 비교하여 나타낸 것이다. 게이트 딜레이에서 약 23%, 와이어 딜레이에서 약 25% 감소하였음을 알 수 있다.

<Critical path modeling>

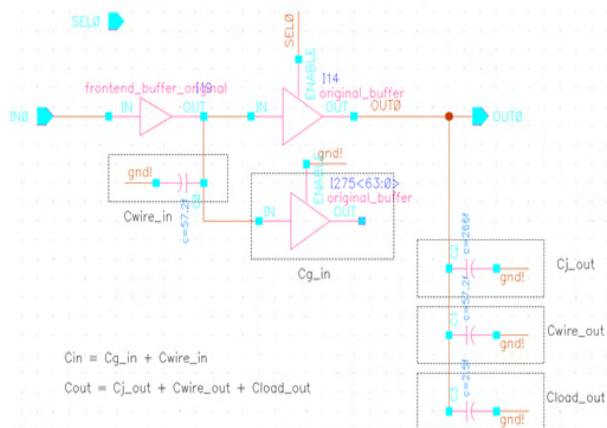


그림 6. 시뮬레이션을 위한 Unit Junction Cell 모델링

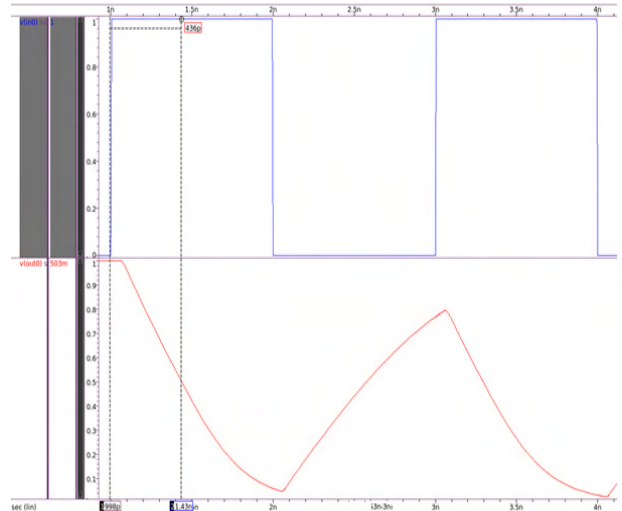


그림 7. 기존 회로의 Unit Junction Cell에 1GHz 신호를 인가하였을 때 시뮬레이션 결과

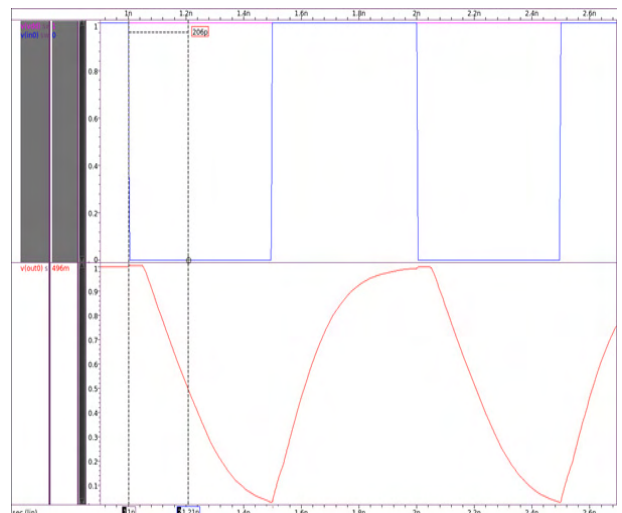


그림 8. 제안하는 회로의 Unit Junction Cell에 1GHz 신호를 인가하였을 때 시뮬레이션 결과

표 1. 기존 회로와 제안하는 회로의 성능 비교

	기존 회로	제안하는 회로
Delay (ps)	529.3	408
전력 소모(mW/cycle)	426.5	332.8
면적	185,097,024λ ²	99,584,628λ ²

IV. 결론 및 향후 연구 방향

이 논문에서는 매트릭스형 스위치 코어에서 쓰이는 3상태 버퍼를 새롭게 제안하고 비트라인을 프리차지하는 방식을 제안하여 기본적인 구조가 지니는 문제점을 개선하였다. 그 결과 1GHz 입력 주파수에서 전원전압이 1V일 때 파워 소비는 332.8mW/cycle이며 딜레이는 408ps이다. 이 값들을 기존 회로의 값들과 비교해보면 게이트 딜레이는 약 23%, 와이어 딜레이에서 약 25% 감소하였으며 파워 소비도 22% 감소하였다.

참고문헌

- [1] K. Lee; S.-J. Lee, S.-E. Kim, H.-M. Choi, D. Kim, S. Kim, M.-W. Lee, and H.-J. Yoo, "A 51mW 1.6GHz on-chip network for low-power heterogeneous SoC platform," Solid-State Circuits Conference, 2004. Digest of Technical Papers. ISSCC. 2004 IEEE International, vol., no., pp.152,518 Vol.1, 15-19 Feb. 2004.
- [2] Passas, G., Katevenis, M., and Pnevmatikatos, D., "Crossbar NoCs Are Scalable Beyond 100 Nodes," Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, IEEE Transactions on, vol.31, no.4, pp.573,585, April 2012.

위상 회전기의 비선형성에 대한 분석 및 개선방안

*이주열, 홍기문, 박지환, 김민오, 채주형, 김수환
 서울대학교 전기공학부
 e-mail : cyuyeol.rhee@amic.snu.ac.kr

Analysis of Nonlinearity of a Phase Rotator

*Cyuyeol Rhee, Gi-Moon Hong, Minoh Kim, Ji-Hwan Park,
 Joo-Hyung Chae, and Suhwan Kim
 School of Electrical Engineering
 Seoul National University

Abstract

A phase rotator is a critical component in high-speed serial I/O. A phase rotator compares two different clocks and generates multiphase signals in sub-rate receiver architecture. However, phase rotators suffer from nonlinearity. This paper analyzes the nonlinearity of a phase rotator mathematically and proposes the possible solution to alleviate the problem.

I. 서론

위상 회전기는 고속 직렬 I/O 회로 설계에서 중요한 블록으로써 Phase Detection과 데이터 샘플링을 위한 다중 위상을 만들어내는 역할을 하며 De-skewing을 위해 정교하게 위상을 바꿔주는 역할 등을 한다 [1]. 위상 회전기의 구조에는 [2]-[5]와 같은 구조들이 있는데 대체적으로 이 구조들은 복잡한 회로, 큰 면적, 위상의 미스매치, 작은 Loop Bandwidth, 그리고 높은 파워 소비 등의 단점들을 가지고 있다. 그림 1과 같이 저항보간법을 사용한 위상 회전기는 [2]-[4]의 구조들

에 비하여 파워 소비를 줄일 수 있으며 전류의 미스매치 또한 줄일 수 있다. 하지만 그림 2에서 보이듯이 Differential Nonlinearity(DNL)을 측정하였을 때 선형성에서 문제를 보이고 이 문제들은 [3]-[5]의 구조들에서도 나타난다. 위상 회전기의 비선형성은 해상도를 낮추는 결과를 가져오게 되고 이는 Clock and Data Recovery의 전체적인 성능 저하와 연결된다.

본 논문에서는 위상 회전기의 비선형성이 생기는 이유에 대하여 수식적으로 분석하고 이를 개선할 수 있는 방법을 제안하고자 한다.

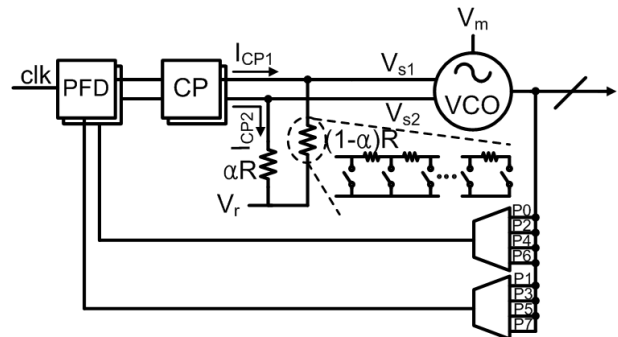


그림 1. 저항 보간법을 이용한 Phase Rotator [1]

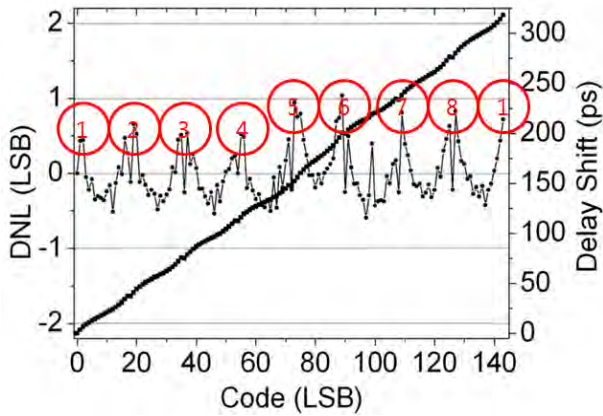


그림 2. 저항 보간법을 이용한 위상 회전기의 딜레이와 DNL 측정 데이터 [1]

II. 본론

그림 2는 저항 보간법을 사용한 위상 회전기의 측정 데이터이다[1]. 이 위상 회전기는 8개의 다중 위상들을 만들어내는데 그림 2에서 보이는 것과 같이 다중 위상들에 대하여 측정된 DNL이 크게 변하는 것을 알 수 있다. 여기서 DNL이 크게 요동친다는 것은 선형성이 깨진다는 것을 의미하며 이는 위상 회전기의 해상도 저하를 가져온다. DNL 그래프가 그림 2와 같은 모양을 가지는 것은 비단 저항보간법을 사용한 [1]의 구조뿐만 아니라 [3]-[5]의 구조들에서도 보인다. 이는 위상 회전기의 위상을 배분할 때 야기되는 문제이다.

2.1 기존 위상 회전기의 비선형성 분석

8개의 다중 위상을 만드는 위상 회전기에서 위상을 나누는 방식은 그림 3.a)와 같다. 그림 3.b)는 그림 3.a)를 확대한 것이다. 이 방식은 원을 위상의 개수(M)로 나누는 각도를 계산의 편의를 위해 그 절반(θ)을 취하고 다시 여러 미세구간의 개수(k)로 나누어 다중 위상(ϕ)을 만든다. 이를 수식으로 나타내면 식 (1)과 같다.

$$\theta = \frac{\pi}{M} \quad (1)$$

이 때 나누는 방식은 호의 양 끝 점을 일직선으로 그어 그 직선거리를 동일하게 나누어 사용하는 방식이다. 이를 수식으로 나타내면 식 (2), 식 (3), 식(4) 그리고 식 (5)와 같다. 이 방식을 사용하는 이유는 모든 저항의 값을 동일하게 사용할 수 있기 때문이다. 하지만 이 방식을 사용했을 경우 나뉘진 위상의 값들(ϕ_n)이 달라지는 현상을 보이게 되고 이는 위상이 동일하게 나뉘지지 않았음을 의미한다. 여기서 r_n 은 ϕ_n 의 값에

따른 호의 길이를 나타낸다.

$$l_n = \frac{2R \sin \theta}{k} \quad (2)$$

$$\phi_0 = 2 \tan^{-1} \left(\frac{1}{k} \tan \theta \right) \quad (3)$$

$$\phi_n = \tan^{-1} \left(\frac{(2n+1)}{k} \tan \theta \right) \quad (4)$$

$$- \phi_{n-1} - \phi_{n-2} - \dots - \frac{\phi_0}{2}, n = 1, 2, 3, \dots$$

$$r_n = R \phi_n \quad (5)$$

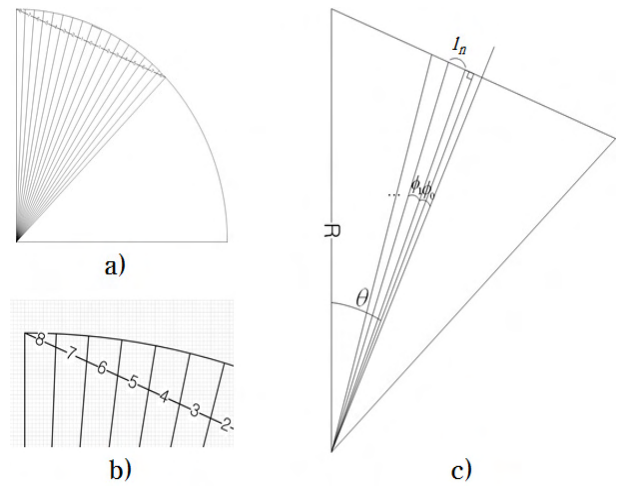


그림 3. 기존의 위상 회전기에서 위상을 나누는 방법

식 (1)-(5)를 사용하여 DNL 값을 구해보면 그림 4와 같은 모양의 그래프를 얻을 수 있다. 이를 통하여 우리는 위의 수식들이 타당하다는 것을 증명할 수 있다.

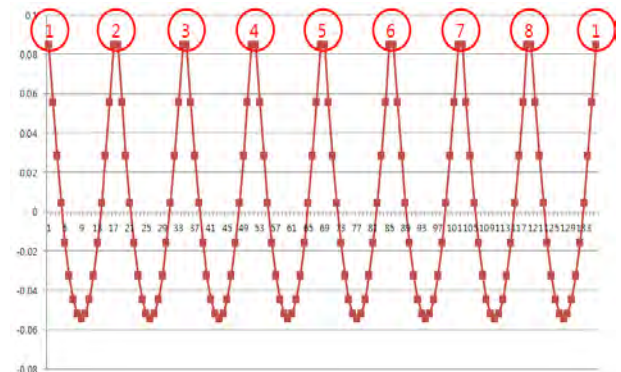


그림 4. 수식을 사용하여 계산한 DNL 값

2.2 선형성을 향상시키기 위한 방법

그림 5는 호를 직선으로 나누어 저항 값을 균일하게 가져왔던 기존의 방법 대신 호의 길이 즉, 각도를 균

일하게 나누는 방식이다. 이를 수식적으로 표현하면 식 (6)-(9)와 같다. 동일하게 나뉜 호의 길이는 r_n 이고 이를 통해 l_n 을 구하면 그에 상응하는 저항 값들을 구할 수 있다. 표 1은 저항 8을 기준으로 나머지 저항 값들의 비율을 구한 것이다.

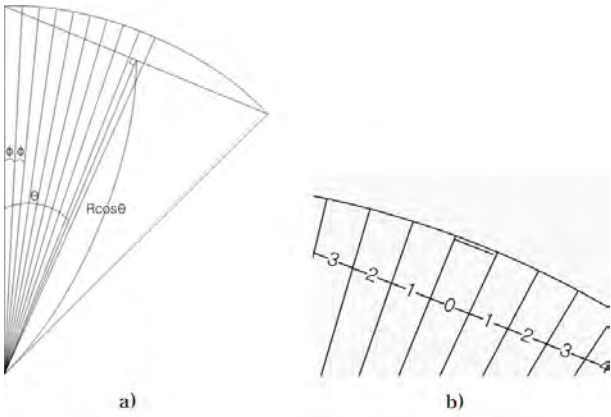


그림 5. 제안하는 위상 회전기의 위상을 나누는 방법

$$\theta = \frac{\pi}{M}, \phi = \frac{2}{k}\theta \tag{6}$$

$$r_n = R\left(\frac{2}{k}\phi\right) \tag{7}$$

$$l_0 = 2R\cos\theta\left(\tan\left(\frac{1}{k}\theta\right)\right) \tag{8}$$

$$l_n = R\cos\theta\left(\tan\left(\frac{(2n+1)}{k}\theta\right)\right) - l_{n-1} - l_{n-2} - \dots - \frac{-l_0}{2}, n = 1, 2, 3, \dots \tag{9}$$

표 1. 동일한 위상을 얻기 위한 저항 값들의 비

저항 0	0.869435	저항 4	0.899833
저항 1	0.871294	저항 5	0.917557
저항 2	0.876904	저항 6	0.93986
저항 3	0.886362	저항 7	0.967162
저항 8	1		

III. 결론

우리는 [1]의 구조에서 사용한 위상 회전기의 선형성을 향상시키기 위하여 종전에 사용하던 호의 두 점의 직선거리를 균일하게 나누는 방식이 아닌 호의 거리를 균일하게 나누는 방식을 제안하였다. 이때 전자는 동일한 값의 저항들을 사용하지만 후자는 수식을 통한 저항들의 비를 구해 구현할 수 있다. 후자를 사용하면

위상 회전기의 선형성을 개선할 수 있으며 더욱 좋은 해상도를 가질 수 있다..

참고문헌

[1] Hong G.-M., Shin, W.-Y., Shim, D., Park J.-H., Kim M.-O., and Kim S., "High-speed phase rotator using resistive interpolation for 3.75-6.9Gbit/s serial-link receiver," Electronics Letters, vol.48, no.8, pp.429,430, April 12 2012.

[2] IBM, "A 10Gbps 5-tap DFE 4-tap FFE transceiver in 90nm CMOS technology," IEEE Solid-State Circuits Conference, pp. 213-222, Feb, 2006.

[3] T. Toifl et al., "A 0.94ps RMS jitter 0.016mm² 2.5GHz multiphase generator PLL with 360 digitally programmable phase shift for 10Gbps serial links," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 40, no. 12, pp. 2700-2712, Dec, 2005.

[4] S. J. Kim et al., "A dual PFD phase rotating multi phase PLL for 5Gbps PCI Express Gen2 multi lane serial link receiver in 0.13um CMOS," IEEE Symposium on VLSI Circuits, pp. 234-235, 2007.

[5] Sidiropoulos, S., and Horowitz, M.A.: 'A semidigital dual delay-locked loop', IEEE J. Solid-State Circuits, 1997, 32, (11), pp. 1683 - 1692

하퇴 절단 환자의 재활 환경 개선을 위한 무선 근전도 시스템 구현

*문동준, *김주영, *정현두, **이응혁, ***민홍기 *최홍호
*인제대학교 의용공학과
**한국산업기술대학교 전자공학부
*** 인천대학교 정보통신공학과
e-mail : *darkicecap@lycos.co.kr*, *hhchoi@inje.ac.kr*

Implementation of wireless EMG system for enhancement of the rehabilitation condition of the lower leg amputee

*Dong-Jun Moon, *Ju-Young Kim, *Hyun_Du Jung,
Eung-Hyuk Lee, *Hong-Ki Min, *Heung-Ho Choi
*Department of Biomedical Engineering, Inje University
**Department of Computer Engineering, Korea Polytechnic University
***Department of Information & Telecommunication Engineering,
University of Incheon

Abstract

In this study, we implement a wireless EMG system for the rehabilitation of the lower leg amputee, the recognition rate was calculated according to the reference level of the system when the subjects walk. The subjects were selected in six healthy men who didn't usually a special strength exercise without disease of interference in normal walking. The EMG signal is measured by quadriceps using modules of the wireless EMG fabricated. The result showed that a recognition rate was highest at reference level of 70%. The reference level in higher than 70% was less recognized the number of steps, the lower reference level was more recognized the number of steps. through this study, the appropriate reference level was selected in implementation of wireless EMG system for the rehabilitation of patients with lower leg amputation, the results suggest that the implementation of system in a high recognition rate is possible.

I. 서론

재활 치료란 장애를 가졌거나 일시적인 외상, 통증, 질환 등으로 인해 삶의 질이 저하되었을 때, 환자의 잔존 기능을 최대한 발휘시켜 신체적, 정신적, 사회적 능력을 회복시키고자 수행하는 모든 치료를 말한다 [1][2]. 재활치료에서 환자의 회복 잠재력 및 참여의지 등은 치료효과를 높이는데 중요한 인자로 작용한다. 환자에게 동기부여를 위해 다양한 콘텐츠를 이용하는 방법이 많이 연구되고 있으며 콘텐츠 적용이 재활 치료의 참여 의지를 높일 수 있다는 보고가 있다[3]. 하지만 재활 대상이 편마비 환자에 많이 치우쳐 있는 편이고 절단환자 재활을 위한 연구는 부족한 실정이다. 특히 무릎 아래 경골을 절단한 하퇴절단 환자의 경우 상당수가 의지를 착용해야 하는데 의지를 이용하여 정상적인 보행을 하기 위해서는 많은 보행 재활이 필요하다.

이에 본 연구에서는 하퇴 절단 환자를 위한 보행 재활 치료환경 개선을 위한 근전도 기반 재활 콘텐츠용 무선 근전도 시스템을 제작하였으며, 제작된 시스템의 성능을 평가하였다. 또한 PC 기반 게임에 적용하여 환

자의 흥미를 유발하고 참여의지를 높일 수 있는 시스템을 제안한다.

II. 본론

2.1 시스템 설계 및 제작

재활 운동에서 불필요한 부하나 장치의 착용은 본래의 목적과는 다르게 부적절한 효과를 가져 올 수 있다. 이에 본 연구에서는 소형의 크기와 1 채널 근전도 신호를 이용한 시스템을 제작하여 움직임의 제약이 적고 휴대성이 높은 무선 근전도 모듈을 제작하였다. 또한 시스템 제어를 위한 근전도 신호는 크기만을 이용하여 다양한 콘텐츠에 적용이 가능하도록 구현하였다. 근전도 신호는 Ag/AgCl 전극을 사용하여 획득하였으며, 획득된 아날로그 근전도 신호를 디지털 신호로 변환하기 위해 12 bit의 분해능을 가지며, SPI 시리얼 호환이 되는 MCP 3202를 사용했다. 이후 ATmega128 모델의 마이크로컨트롤러를 이용하여 신호를 처리하였다. 샘플링율은 12 bit 1 kHz로 설정하였으며, 양자화된 신호는 연산 후 제작된 PC 기반 GUI에 전송할 명령어를 결정한다. 명령어 전송은 직렬 데이터 통신을 사용하였으며, Zigbee 통신을 이용하여 무선으로 PC로 전송되도록 하였다. 제작된 GUI는 사용자의 근전도 기준값을 설정하는 측정모드와 키보드 이벤트를 발생시켜 게임을 실시 할 수 있는 실행모드로 구성하였다. 그림 2는 본 연구에서 제작한 무선 근전도 모듈이며 하드웨어의 구성은 센서부, 증폭부, 필터부, A/D 변환부, 무선 통신부로 이루어진다.

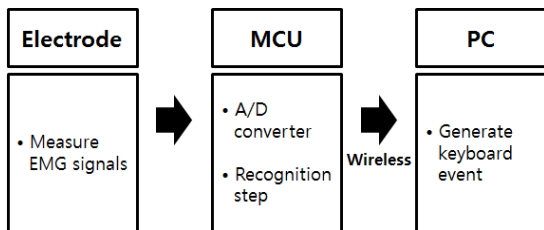


그림 1. 시스템 구성

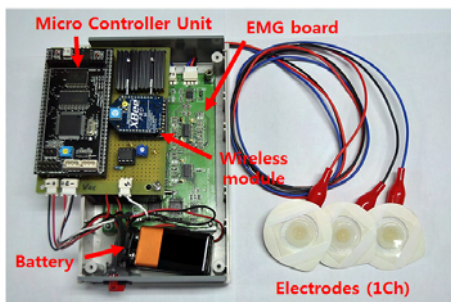


그림 2. 제작된 무선 근전도 모듈

그림 3은 획득한 근전도 신호의 기준값에 의한 연산을 보여준다. 최대 근전도를 기준으로 설정된 기준 레벨의 정도에 따라 기준값을 결정하고 MCU에서 획득한 근전도 신호의 강도를 기준값 근전도와 비교하여 GUI로 전송되어 지는 명령어를 결정하게 해준다. 기준값 이상의 근전도 신호가 획득되면 무선모듈을 이용하여 GUI로 명령어를 전송한다. 이때 비교되어지는 근전도 세기는 빠른 응답 속도를 이용한 실시간 시스템 구성과 시스템 간소화를 위하여 로우데이터를 이용하였다.

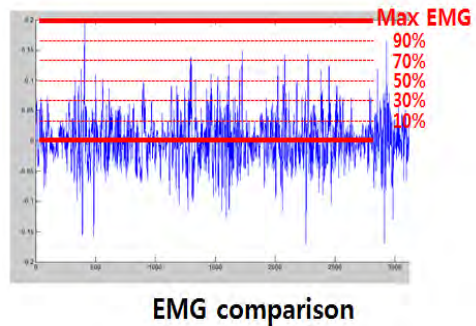


그림 3. 근전도 기준값을 이용한 인식

GUI의 측정모드는 사람마다 다른 근전도 측정값을 가지기 때문에 신호의 오차를 없애기 위해 개인별 최대 근전도를 획득하여 설정하였다. 실행모드는 측정된 최대 근전도의 10%, 30%, 50%, 70%, 90%값을 기준 레벨로 설정이 가능하며, 실행되는 키보드의 버튼도 설정이 가능하다. 그림 4에 무선 근전도 시스템의 동작 흐름도를 나타내었다.

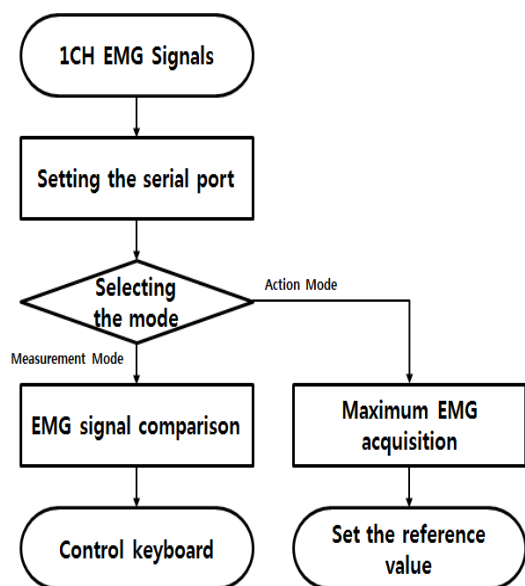


그림 4. 시스템의 동작 흐름도

2.2 시스템 평가 방법

제작된 시스템의 평가를 위하여 6명의 건강한 남성을 대상으로 보행 운동에 따른 인식률을 분석하였다. 피험자는 특별한 근력운동은 하지 않고, 정상보행에 지장을 주는 질환이 없는 20대를 대상으로 선정하였다. 또한, 보행 운동 전 강도 높은 신체 활동은 금지하였으며, 시험 전 30분간 의자에 앉아 휴식을 취하여 안정된 근상태를 유지하도록 하였다. 피험자의 평균 연령은 24.83±1.21세, 신장은 174.28±3.21 cm, 몸무게는 67.83±8.13 kg로 확인되었다.

본 연구에서 제안된 시스템은 활성화된 근신호의 크기만을 분석하여 적용하기 때문에 동작 유무 확인을 위한 문턱값 설정이 매우 중요하다. 이에 문턱값 변화에 따른 시스템의 인식율을 평가하여 시스템 최적화를 수행하였다.

근신호 획득을 위한 대상 근육은 보행 시 활성화도가 높은 대퇴 사두근을 이용하였으며, 이는 본 연구의 기초 연구로 수행된 선행연구의 결과를 참고로 하였다 [4]. 피험자는 각자 편안하게 느껴지는 속도로 60보를 걸었으며, PC의 GUI에 입력되는 값을 계수하여 비교 분석을 반복하였다. 그림 5는 전극의 부착 위치와 제작된 시스템의 착용모습을 보여주고 있다.

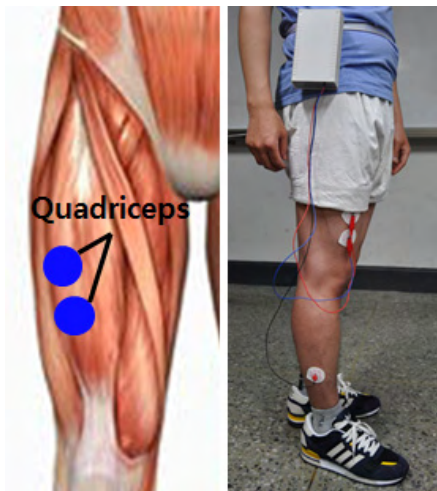


그림 5. 전극 부착 위치 및 무선 근전도 장착

III. 결과 및 고찰

본 논문에서 구현한 무선 근전도 시스템의 기준레벨에 따른 인식률과 평균 걸음 수는 표 1과 같았다. 총 3회 측정하였으며 6명의 데이터를 기준 레벨에 따라 평균을 구하였다. 90%를 제외한 기준 레벨에서는 기준 레벨이 낮아짐에 따라 인식률과 걸음 수가 낮아지는 것을 확인 할 수 있었으며, 실제 걸음 수보다 더 많은

걸음 수가 인식되었다. 90%의 기준 레벨에서는 50%보다 낮고 30%보다 높은 인식률이 나왔으며, 실제 걸음 수보다 낮은 걸음 수가 인식되는 것을 확인하였다. 인식률이 가장 높은 것은 70%가 가장 높게 나왔으며 97.78%이다. 이와 반대로 가장 낮은 인식률은 58.33%로 기준레벨이 10%일 때 가장 낮았다.

90% 기준 레벨에서 실제 걸음 수보다 적은 걸음 수가 나오는 것은 기준값이 높아 실제 걸음에서 발생하는 근신호가 기준값을 넘지 못해 인식하지 못하는 것으로 보인다. 이와 반대로 70% 이후의 기준 레벨에서는 기준값이 낮아져 한 걸음 안에 기준값을 넘는 근신호가 많아짐에 따라 많은 걸음 수가 인식되고, 점차 인식률이 낮아지는 것으로 보인다.

표 1. 기준 레벨에 따른 인식률

Threshold	Recognition rate(%)	Calculated step
10%	58.33	42.5±1.98
30%	82.78	35.2±2.03
50%	90.00	33.0±5.32
70%	97.78	30.7±2.87
90%	86.11	25.8±4.41

* Reference step : 30

GUI에서는 위와 같은 인식률로 인식이 되었을 때 키보드 이벤트를 발생시키며, 설정에 따라 원하는 키보드 조작성이 가능하다. 설정한 한 개의 키보드를 이용하여 그림 6과 같이 본 시스템을 이용하여 다양한 컴퓨터 게임에 적용할 수 있다. 이를 통하여 재활 환자는 재활 치료를 보다 능동적으로 수행할 수 있을 것이라 기대한다.



그림 6. 게임 적용 사례

IV. 결론

본 연구에서는 하퇴 절단 환자의 재활 환경 개선을 위한 무선 근전도 시스템을 구현하였으며, 시스템의 기준 레벨 변화에 따른 인식률을 확인하였다. GUI를 통해 인식되는 걸음 수와 실제 피시험자의 걸음 수를

비교하여 인식률을 계산하였으며, 이를 통해 각 기준 레벨에 따른 인식률을 확인하였다.

그 결과 70% 기준 레벨을 기준으로 더 낮은 기준 레벨에서는 점차 실제보다 더 많은 걸음 수가 인식되었으며, 더 높은 기준 레벨에서는 실제보다 더 적은 걸음 수가 인식되었다. 최고 높은 인식률은 97.78%로 70% 기준 레벨이었으며, 가장 낮은 인식률은 58.33%로 10% 기준 레벨이었다. 이와 같은 결과는 기준값의 변화에 따라 측정되는 근신호가 많이 인식되거나 적게 인식되기 때문으로 보인다. 기준값이 낮은 70% 이하의 기준 레벨에서는 더 많은 걸음이 인식되었고, 90% 기준 레벨에서는 기준값이 높기 때문에 더 적은 걸음이 인식되는 것으로 보인다.

본 연구를 통해서 제작된 하퇴 절단 환자의 재활 훈련을 위한 무선 근전도 시스템 구현에 적절한 기준 레벨을 선정할 수 있었으며, 그 결과 높은 인식률의 시스템 구성이 가능 할 것으로 사료된다.

또한 이 시스템을 이용하여 하나의 키보드로 조작이 가능한 단순한 게임에 적용하였다. 이는 하퇴 절단 환자들의 보행 재활 치료에 적용이 가능하며, 본 시스템을 이용한 보행 재활 치료는 환자가 지루함을 덜 느끼며 능동적으로 재활 치료에 임할 수 있게 하는 긍정적 효과를 줄 수 있을 것이라고 기대된다.

stairs or walking for rehabilitation contents development of lower leg amputee”, Proceedings of RESKO Academic Symposium, Vol.7, No.1, pp 128-131, 2013

Acknowledgements

“본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 IT 융합 고급인력과정 지원사업의 연구결과로 수행되었음” (NIPA-2013-H0401-13-1006)

참고문헌

[1] Y.S Choi, “A Review of Rehabilitation Sports for the Disabled”, Korean J Rehabil Nurs Vol.12 No.1, pp. 47 - 54, 2009

[2] D.Y Lee, “A study on the vocational rehabilitation facilities: Focusing on the current situations, conditions and administrative efficiency”, Korean Journal of Physical & Multiple Disabilities, Vol.53, No.1, pp 1-24, 2010

[3] J.E. Deutsch, M. Borbely, J. Filler, K. Huhn,P.G Bowlby, “Use of a low-cost, commercially available gaming console (wii) for rehabilitation of an adolescent with cerebral palsy” Journal of the american physical therapy association, vol.88, no.10, pp. 1196-1207, 2008

[4] D.J Moon et al., “Analysis of muscle activity of

프린징 필드 효과를 이용한 매몰형 전극 구조의 용량성 바이오센서 연구

*노일표, 김규범, 송윤흡
한양대학교 전자통신컴퓨터공학부

e-mail : rohmarine@naver.com, happy0524@korea.com, yhsong2008@hanyang.ac.kr

A capacitive biosensor using buried electrode with fringing field

*Il-Pyo Roh, Kyu-Beom Kim, Yun-Heub Song

Department of Electronics and Computer Engineering, Hanyang University

Abstract

Nowadays, the research for biosensors has been studied for their effectiveness attributed to important characteristics such as low cost, portability, rapid action, specificity, and functional reliability. In this paper, we proposed the structure of capacitive biosensor using buried electrode to prevent corrosion from an electrolyte. This sensor can detect a capacitance change in which changes in the biochemical action at electrolyte/insulator interface by a fringing field. The sensor was fabricated and C-V characteristics were confirmed by simulation and measurement under a ac voltage of 250 mV magnitude at a frequency of 100 kHz.

논문에서는 다양한 변환기 중 전해질과 절연체 계면에서 발생하는 생화학적 반응을 전기적인 Capacitance 변화를 통해 감지가 가능한 Electrolyte-Insulator-Semiconductor (EIS) 구조를 응용하였으며, [5] 이 구조는 전계효과를 이용하여 전기적인 신호 판독이 가능한 감지기로써 기존의 Metal-Insulator-Semiconductor (MIS) 구조와 유사하지만 금속 부분이 전해질과 전극으로 대체되어 있다. 본 연구에 사용된 센서는 프린징 필드 효과를 극대화하고, 전해질로부터 전극을 보호하기 위해 매몰형 전극을 사용하였고, 시뮬레이션 및 CMOS 공정을 통해 제작된 소자를 측정함으로써 감지기의 기본적인 특성을 평가하였다.

I. 서론

1980년대 이후부터 광학적, 미소질량, 전기화학적 특성을 이용한 감지기들이 연구되어오고 있으며, 생화학적 친화력 및 항체-항원 반응을 응용한 생체 연구 및 질병 진단 시스템 개발을 위해 다양한 구조의 바이오센서들이 제안되고 있다. [1-3] 이러한 바이오센서들은 기존의 CMOS 공정을 사용함으로써 소자의 대량생산 및 낮은 제작비용, 높은 신뢰성 등의 장점을 갖고 있다. [4]

바이오센서는 효소, 항체, 미생물 등의 생물학적 요소 (Bio-element)와 여기서 발생하는 신호를 전기적으로 변환해주는 변환기 (Transducer)로 구성되어 있다. 본

II. 프린징 필드 효과를 이용한 바이오센서 구조 제안

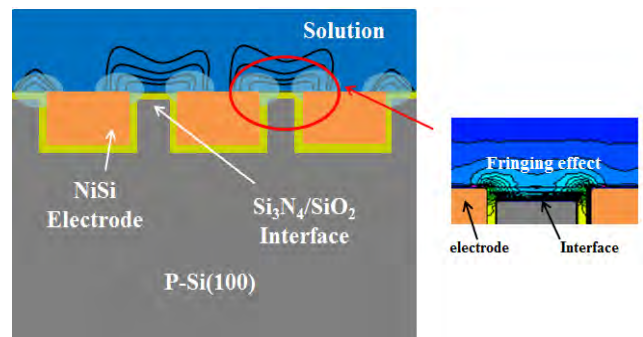


그림 1. 매몰형 전극 기반의 바이오센서 구조

그림 1과 같이 제안된 기하구조에 따라 유전체가 갖는 capacitance는 유전물질과 소자의 형태에 영향을 받게 되며, 이 때 capacitance는

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d}$$

와 같이 정의된다. 또한, 전극에 가해지는 전압에 의해 발생하는 프린징 필드의 세기는 capacitance를 변화시키며, 이는 Gauss 법칙에 따라

$$Q_s = \epsilon_s E_s$$

로 나타낼 수 있다. 본 구조에서는 패턴 사이의 간격을 조밀하게 제안하여 프린징 필드의 효과를 극대화시켜 표면 전하량 즉, 소자 전체의 Capacitance 값을 증가시킬 수 있을 것이라 기대된다.

III. 제작 공정

센서 제작을 위해 2인치 웨이퍼(<100>, $\rho=6\pm 2\Omega\text{cm}$)가 사용되었으며, RCA 세정 후, 850°C에서 15분 동안 20nm 두께의 열 산화막(SiO₂)을 형성하였다. 그 위에 Low Pressure Chemical Vapor Deposition (LPCVD) 방식을 이용하여 Si₃N₄를 증착하였으며, 질화막의 두께는 약 50 nm로 확인되었다. 포토레지스트 코팅 후, 패턴닝을 위해 그림 2와 같이 패턴 사이의 간격이 다른 세 가지 형태(각각 1,000 um, 500 um, 100 um)가 포함된 마스크를 제작하였으며, 한 개의 패턴 크기는 95 um × 2,000 um (W×L)로,

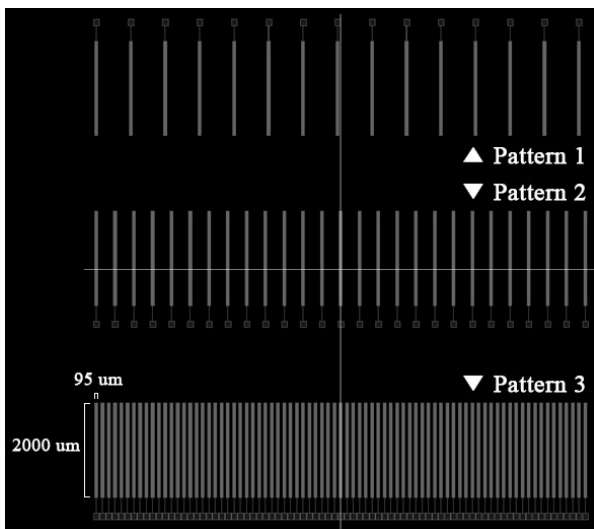


그림 2. 소자 제작에 사용된 마스크

그림 3과 같이 폭이 1.5 um인 전극이 병렬로 배치하였다. 측정을 위한 패드의 크기는 180 um × 200 um이며, I-line stepper (Nikon NSR2205i11C) 장비를 사용하여 lithography 공정을 진행하였다. 이후 Capacitively Coupled Plasma (CCP)로 Si₃N₄/SiO₂ 및 웨이퍼 기판을 1.5 um 식각하였다. 식각된 기판에 300 nm 두께의 산화막과 LPCVD 방식으로 1.8 um의 Poly-Si를 증착하였다.

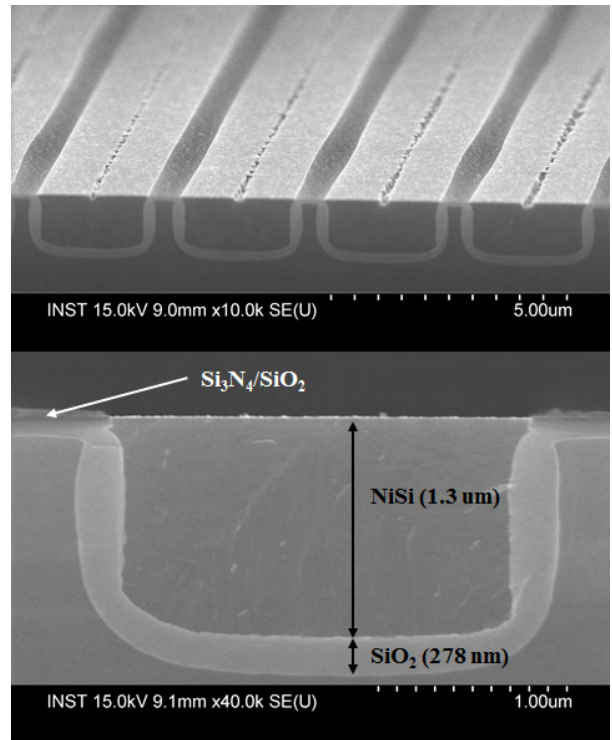


그림 3. 제작된 소자 SEM 단면 분석 이미지

Chemical-mechanical Polishing (CMP) 공정을 이용하여 소자 표면을 평탄화 한 후, Ni를 증착하여 350°C에서 30분간 bake하여 Nickel silicide 화합물을 형성하였다. 잔여 Nickel 및 불순물들은 세정과정을 통해 제거하였다. 그림 2는 제작된 소자의 Scanning Electron Microscope (SEM) 단면 분석이미지이며, 기판 웨이퍼의 식각된 부분에 약 278 nm 두께의 SiO₂와 Nickel Silicide 1.3 um 가 형성된 것을 확인할 수 있었다.

IV. 결과 및 고찰

제안된 구조에서의 특성을 확인하기 위해 Synopsys TCAD 시뮬레이션 툴을 사용하였다. 100 kHz의 주파수에서 전압을 -25V에서 25V까지 변화를 주었으며, Si₃N₄ (300 nm), SiO₂ (278 nm), 기판의 농도는 Boron

-doped, 1E15로 설정하였다. 그림 4는 제안된 구조의 시뮬레이션 결과 값을 나타낸다.

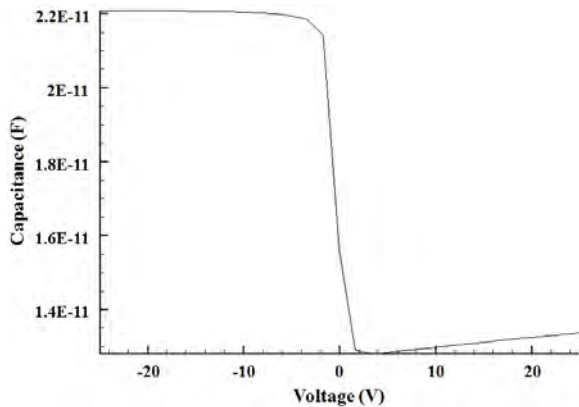


그림 4. C-V 특성 그래프 (시뮬레이션 결과값)

본 구조에서 Capacitance 변화에 영향을 미치는 요소는 SiO₂, Si₃N₄의 절연체 두께가 있다. 이 영향을 확인하기 위해 시뮬레이션을 진행하였고, 그 결과 전해질과 맞닿는 Si₃N₄에 비해 SiO₂의 두께에 더 큰 영향을 받는 것을 확인하였다. 이러한 조건 값을 바탕으로 제작된 소자의 전기적인 특성을 평가하기 위해, 시뮬레이션과 동일한 100 kHz의 주파수, V_{BIAS}=250 mV의 조건에서 Agilent/HP 4284A Precision LCR Meter를 사용하였다.

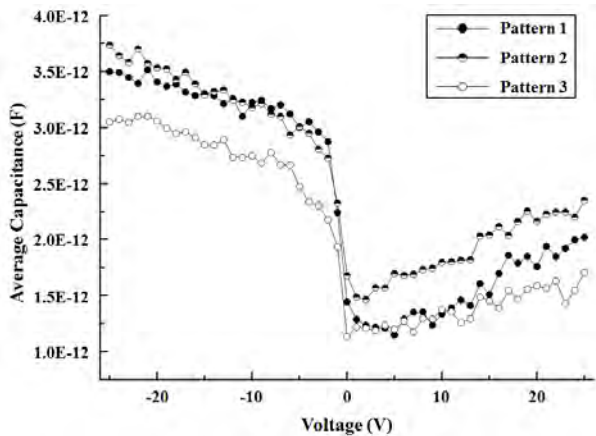


그림5. C-V 특성 그래프 (측정값)

패턴 1의 (그림 1의 왼쪽에서) 1, 2, 3, 4번째와 패턴 2의 1, 3, 5, 6, 8번째, 패턴 3의 1, 3, 9, 11, 13번째를 측정하여 그림 5와 같이 각각의 패턴에 대한 평균 Capacitance를 얻을 수 있었으며 시뮬레이션과 유사한 값을 얻을 수 있었다.

V. 결론

본 논문에서는 프린팅 필드 효과를 극대화하고, 전해질로부터 전극을 보호하기 위해 매몰형 전극을 갖는 바이오센서의 구조를 제안하였다. Nickel Silicide를 전극으로 사용하였으며, 절연체는 Si₃N₄를 사용하였으며, CMOS 공정을 이용하여 소자를 제작하였다. 이를 위하여 시뮬레이션을 통해 적절한 절연체 두께를 선택하였으며, 100 kHz에서 세 가지 형태에 대해 측정된 결과 시뮬레이션과 유사한 값을 얻게 되었다.

제안된 소자는 전해질로부터 전극의 부식을 방지함으로써 반영구적인 사용이 가능, 전해질내의 생화학적 반응에 대한 Capacitance 변화 감지가 가능하여 향후 항체와 같은 생물학적 요소를 결합하여 다양한 질병에 대한 예후 및 예측이 가능하리라 판단된다.

Acknowledgments

이 논문은 정부 교육과학기술부의 재원으로 바이오 제약사업본부-신기술융합형 성장동력사업의 지원을 받아 수행된 연구임 (과제번호 2012K001445).

Reference

- [1] Stephen C. Warren-Smith et al., "Fluorescence-based Aluminum ion sensing using a surface-functionalized microstructured optical fiber", *Langmuir*, pp. 5680-5685 (2011).
- [2] Koutilya R. Buchapudi et al., "Microcantilever biosensors for chemicals and bioorganisms", *Analyst*, pp. 1539-1556 (2011).
- [3] Kazuo Nakazato, "An Integrated ISFET Sensor Array", *Sensors*, pp. 8831-8851 (2009).
- [4] J. Bausells et al., "Ion-sensitive field effect transistors fabricated in a commercial CMOS technology", *Sens. Actuators B*, pp. 56-62 (1999).
- [5] M.H. Abouzar, et al., "An array of field-effect nanoplate SOI capacitors for (bio-)chemical sensing", *Biosen. Bioelectron*, pp. 3023-3028 (2011).

BCI 시스템의 건식전극 설계 및 성능 분석

우수길, 신영학, 이승찬, 신종목, 이흥노*
광주과학기술원 정보기전공학부

e-mail : {woo, shinyh, seungchan, jmshin, heungno}@gist.ac.kr

Performance analysis and design
of dry electrode for BCI system

Soogil Woo, Younghak Shin, Seungchan Lee, Jongmok Shin, and
Heung-No Lee*

School of Information and Mechatronics
Gwangju Institute of Science and Technology (GIST)

Abstract

사람의 상태 및 의도, 행동을 반영하는 뇌전도 신호(EEG: Electroencephalography)를 이용하여 외부 장치를 조작하거나 컴퓨터에 명령을 전달할 수 있는 뇌-컴퓨터 접속기술(BCI: Brain Computer Interface)에서 가장 중요한 사안은 잡음에 강하고 왜곡이나 손실 없이 뇌전도 신호를 측정하는 것이다. 이런 문제점을 개선하기 위해서 본 연구팀에서는 건식 능동전극(Active Dry Electrode)을 개발하고 있다. 본 논문에는 현재 제작된 건식전극(Dry Electrode)의 성능을 알아보기 위해서 제안한 건식전극, Wet형 전극과 G.tec 사하라 건식전극의 임피던스 측정값을 비교분석해 보았다. 제안하는 건식전극은 G.tec 사하라 건식전극보다 임피던스 측정값이 낮아서 우수한 성능을 나타내었다.

I. 서론

사람 뇌의 활동에 의해 발생된 뇌전도 신호(EEG: Electroencephalography)는 사람의 상태 및 의도, 행동을 반영한다. 이 신호를 분석하여 신체적인 움직임 없이 오직 뇌 신호로 외부기기를 조작하거나 컴퓨터에

명령을 전달할 수 있는 기술을 뇌-컴퓨터 접속기술(BCI: Brain Computer Interface)이라고 한다. 이 BCI 시스템은 사용자의 뇌와 외부장치를 연결해줄 수 있는 통신 채널을 제공한다. 이를 이용해서, 휠체어 컨트롤 하거나 게임을 하는 등의 어플리케이션을 개발하여 장애인과 일반인에게도 도움을 주고 있다.

최근 많은 연구자들은 뇌전도 신호를 이용한 BCI 시스템에 관한 연구를 하고 있다. 이 중에 하나는 BCI 시스템의 성능을 향상시키기 위해서 신호의 왜곡이나 손실 없이 측정할 수 있는 향상된 전극(Electrode) 개발에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다. 뇌전도 신호의 크기는 10-100 μ V로 작고 머리카락이 뇌전도 신호 측정을 방해하기 때문에 심전도(ECG) 신호와 근전도(EMG) 신호와 같은 생체 신호보다 잡음이나 신호의 왜곡에 민감하다. 이에 뇌전도 측정 능력을 향상시키기 위해서 BCI 시스템의 전극 개발이 중요해지고 있다.

본 연구팀에서는 이런 문제들을 해결하고 전극의 성능을 높이기 위해서 건식 능동전극(Active Dry Electrode)을 설계 및 제작하고 있다. 본 논문에서는 건식 능동전극을 만들기 전에 건식전극(Dry Electrode)을 제작하고 이의 임피던스 측정을 통해서 뇌전도 신호의 품질 및 전극의 성능 분석하였다.

II. 본론

2.1 건식 능동전극의 필요성

현재 BCI 시스템에서 뇌전도 신호를 측정하기 위한 전극으로는 Wet, Dry, Active형 전극들이 사용되고 있다. 이들은 각기 다른 장단점들을 가지고 있다.

Wet형 전극은 Ag/AgCl 재질로 제작되었으며 [1] 전극을 부착시키기 위해서는 두피에 전도성 젤을 주입시켜야한다. 이 때문에 전극을 부착하기 위해 시간이 많이 걸린다. 또한 두피에 전도성 젤을 발라야 하므로 사용자의 피로감과 불편감을 준다. 그리고 전도성 젤의 증발로 인해서 뇌전도 신호의 질이 나빠지게 되고 이로 인해 장시간의 실험을 하기에는 용이하지 못하다.

Dry형 전극은 Wet형과 달리 전도성 젤을 사용하지 않고도 뇌전도 신호를 측정할 수 있도록 고안되었다. 연구팀들은 다양한 재질과 여러 형태로 Dry형 전극을 제작하였다. 대표적인 Dry형 전극의 설계는 두피에 머리카락의 영향을 받지 않기 위해서 전극의 끝부분을 헤어핀(Hair-pin) 형태로 만들었다 [2]. 이는 전극과 두피간의 접촉성을 향상시키며 전도성 젤을 사용하지 않아도 되는 장점을 갖는다.

Active형 전극은 신호의 질을 향상시키기 위해서 OP-Amp나 트랜지스터와 같은 능동소자를 사용한 능동회로를 포함한다. 이 회로는 신호를 증폭 시켜서 열잡음과 같은 다양한 잡음원에 의한 신호의 왜곡을 줄이는 역할을 한다. 그래서 Active형 전극은 Wet형 전극이나 Dry형 전극과 함께 결합하여 사용한다. 과거에는 Wet형 전극과 결합하여 BCI 시스템을 만들었다. 하지만, 최근에는 Dry형 전극과 결합하여 건식 능동전극을 제작하고 있다.

본 연구팀은 Wet형의 문제점을 해결하기위해서 Dry형의 장점과 BCI 시스템의 성능을 향상시키기 위해서 건식 능동전극을 설계 및 개발하고 있다. 우선, 건식전극을 설계 및 제작하였고 이의 전기적 접촉 성능을 분석하기 위해서 Wet형 전극 [3], G.tec 사하라 건식전극과 [4] 제안하는 건식전극의 임피던스를 비교해보았다.

2.2 제안하는 전극의 구조

제안하는 건식 능동전극의 구조는 그림 1과 같다. 이 전극은 전도성을 높이기 위해서 금속 재질에 금도금을 하였으며 6개의 전극 핀으로 이루어져 있다. 또한 각각의 전극 핀에는 스프링이 포함되어 있어 두피 모양에 상관없이 6개의 전극이 두피를 잘 압박할 수 있도록 제작되었다. 이로 인해 전극과 두피와의 부착성이 향상 되었다. 현재까지는 능동회로를 추가하지 못하고

건식전극만 제작하였다. 차후에는 능동회로를 추가함으로써 성능을 향상 시킬 수 있을 것으로 기대한다.

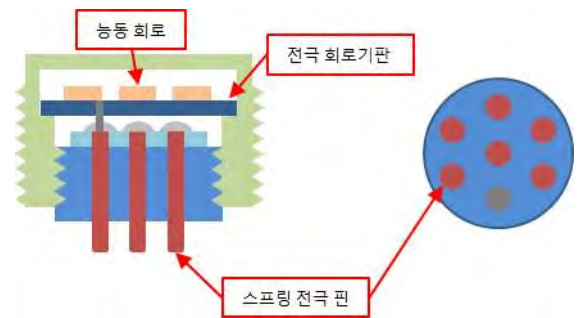


그림 1. 제안한 건식 능동전극의 구조

2.3 실험 방법

Wet형 전극, G.tec 사하라 건식전극과 제안하는 건식전극의 성능을 비교하기 위해서 세 개 전극의 임피던스를 측정하고 비교해보았다. 여기서 전극 임피던스의 측정은 세 개의 전극으로 이루어진다. 서로 다른 두 개의 전극은 실험 참가자의 두피에 특정 전류를 흘려준다. 또 다른 전극은 참가자 뇌의 생체 임피던스와 전류에 의해 만들어진 전위차를 통해서 측정한다. 이는 임피던스가 낮을수록 개선된 뇌전도 신호를 측정할 수 있음을 의미한다. 전극으로 신호를 측정할 때 통상적으로 10 kΩ 이하의 임피던스를 유지해야 질 좋은 뇌전도 신호를 획득 할 수 있다. 하지만 측정기기에 따른 출력 임피던스도 같이 고려해야하므로 50 kΩ 이하의 임피던스를 유지해도 뇌전도 신호를 측정하는데 문제없다.

전극의 임피던스를 측정하기 위해서 본 연구팀에서는 Tucker-Davis Technologies의 RZ5 Neurophysiology workstation, PZ3 Low impedance Preamplifier와 임피던스 측정 어플리케이션을 사용하였다. 위의 세 전극을 비교하기 위해서 임피던스 측정 위치는 Pz, Fz, Cz이며 임피던스 측정 어플리케이션을 실행시킨 후 2 ~ 60초 사이의 시간 흐름에 따라 임피던스 변화를 측정하였다.

III. 실험 결과

Wet형 전극, G.tec 사하라 건식전극과 제안하는 건식전극의 임피던스 평가 결과는 그림2 ~ 4와 같다. 제안한 전극의 임피던스 측정값은 Wet형 전극의 임피던스 측정값과 유사하지만 G.tec 사하라 건식전극의 임피던스 측정값 보다는 많은 차이를 보이며 성능이 더 우수하다는 것을 알 수 있다. Wet형보다 성능이 안 좋거나 비슷하지만 건식전극은 전도성 젤을 사용하지 않

는 점에서 Wet형 보다 편리하다. 또한 실험을 하지 않았지만 장시간의 실험을 할 때 Wet형 전극은 전도성 젤의 증발로 인해 임피던스 측정값이 나빠질 것으로 추정된다. 그러므로 제안한 건식전극을 사용하여 뇌전도 신호를 측정하는데 큰 문제가 되지 않을 것으로 보인다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

제안한 건식전극은 스프링을 사용하여 실험자의 두피에 접착성이 향상되었다. 이로 인해 제안한 건식전극의 임피던스 측정값도 다른 전극 보다 향상됨을 알 수 있다. 이를 이용하여 뇌전도 신호를 측정하는데 문제가 되지 않을 것이다. 또한 향후에는 건식전극에 능동회로를 결합하여 건식 능동전극을 제작할 것이다. 건식 능동전극을 만들게 되면 뇌전도 신호를 측정과 동시에 바로 증폭을 시킬 수 있어서 잡음에 강하고 신호 왜곡을 최소화 할 수 있을 것이다. 이를 만들게 되면 한층 개선된 전극을 이용하여 질 좋은 뇌전도 신호를 측정할 수 있을 것이다.

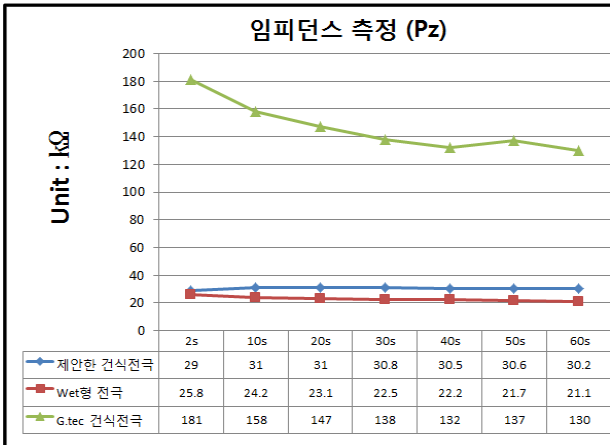


그림 2. Pz에서의 전극 임피던스 비교

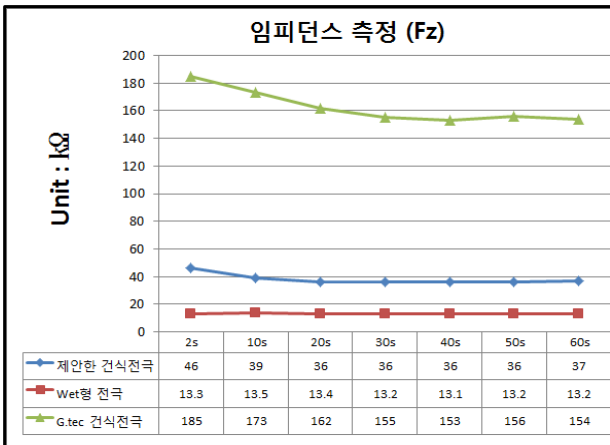


그림 3. Fz에서의 전극 임피던스 비교

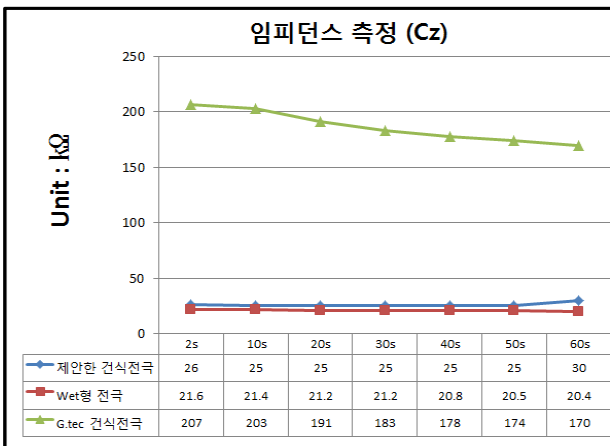


그림 4. Cz에서의 전극 임피던스 비교

ACKNOWLEDGMENT

이 논문은 2013년도 정부 (교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (중견연구자-도약연구사업, N0. 2013-035295)

참고문헌

[1] Y.M. Chi, T.P. Jung, G. Cauwenberghs, "Dry-Contact and Noncontact Biopotential Electrodes: Methodological Review", IEEE Reviews in Biomedical Engineering, Vol. 3, pp.106-119, 2010.

[2] L.D. Liao, I.J. Wang, S.F. Chen, J.Y. Chang, C.T. Lin, "Design, Fabrication and Experimental Validation of a Novel Dry-Contact Sensor for Measuring Electroencephalography Signals without Skin Preparation," Sensors, Vol. 11, Iss. 6, pp. 5819-5834, 2011.

[3] http://www.hurev.com/?write=sub1_01_1_4

[4] <http://www.gtec.at/Products>

생체신호 무선전송 기반의 재활기 구현

장호중^{1,2}, 이성재²

¹KAIST IT융합연구소 생체의료팀

²충남대학교 전자전파정보통신공학과 광파전자공학연구실

e-mail : hojongc@itc.kaist.ac.kr

Implementation of the rehabilitation system with a built-in wireless biological signal transport

Hojong Chang^{1,2}, Song Jae Lee²

¹Bio Medical Team, Institute for Information Technology Convergence, KAIST

²Electronics Engineering Department, Chungnam National University

Abstract

The number of patients with backbone pain is rapidly increasing due to the increased use of smart devices such as smart phones, tablet PCs. We have realized the rehabilitation device for prevention of these spinal disorders. With the age of U-health system, we recommend the concept of personalized treatment that is connected bio-signal measuring unit and the control unit through a Zigbee. It is expected that in the near future, the development of the digitized medical devices will be highly active.

I. 서론

현대 헬스케어 서비스에 나타나는 중요한 흐름은 유비쿼터스 헬스케어 (U-Healthcare)의 서비스 활성화와 더불어 IT 융합형 의료기기의 응용 범위가 확대되는 것이라고 할 수 있을 것이다. 그와 동시에 삶의 질 향상이라는 현대인들의 욕구에 맞추어 헬스케어의료기기, 재활의료기기,

의료정보기기, 한방의료기기등의 기술개발이 활발하게 이루어지고 있다.[1] 특히, 개인 맞춤형 의료서비스 제공 및 고령화 흐름에 따라 재활의료기기 시장은 연평균 5.6% 이상의 성장률을 기록하고 있다.[2] 2012년 건강보험심사평가원 자료에 따르면 스마트폰, 태블릿 PC등 스마트기기들의 사용 급증으로 인해 현대병이라 불리는 목 디스크, 경추 질환 환자가 늘어나고 있는 추세이다. 재활의료기기산업은 단순히 장애인에게 제공되던 재활 보조기구에서 벗어나 일반인들의 예방 및 치료를 목적으로 하는 기기로 탈바꿈 하여 사용 대상층을 넓혀가고 있다. 수술 후 재활을 위한 사용 및 단순 목적을 가진 보조 기기 역할만 하던 기구에서 IT 기술 접목을 통한 첨단, 고기능성 기기로 발전되고 있으며, 의료정보전송 기술은 IT기술과 정보통신 기술의 급격한 발전을 바탕으로 급속한 서비스 형태의 변화가 나타나고 있다. 그 중 의료 데이터 전송의 무선화는 WPAN(wireless personal area network)의 기술적 한계로 인하여 ZigBee, Bluetooth 등의 기술을 바탕으로 활발히 연구 되고 있다.[3] 최근 재활기 사용자의 생체신호 수집하여 이를 바탕으로 시스템의 실시간 연동 운동 제어가 가능한 기술

구현이 보고되었고,[4] 사용자의 편의성을 높이기 위한 제어 기능 추가 연구가 진행되었다.[5] 이러한 기능을 갖춘 재활시스템에 무선으로 사용자의 bio-signal 획득하는 기술을 포함하여 편의성 증진시킨 연구에 대해 소개하고자 한다.

II. 본론

본 연구에서는 무선 통신을 활용한 생체신호 입력부와 신호 처리부의 무선 연동, 신호처리부와 재활기 제어컨트롤러 무선 연동 되는 시스템을 구축하였다. PPG[photoplethysmography] 신호를 무선으로 전송하기 위해, 본 연구에서는 무선네트워크로 널리 사용되는 IEEE 802.11이나 블루투스에 비해 많은 센서노드를 구성하는 데에 기술적 난이도나 비용면에서 더 유리한 ZigBee의 PHY/MAC 레이어로 사용되는 2.4 GHz 대역의 IEEE 802.15.4를 사용하였다.[6] 이를 통해 무선 피드백이 의료기기에 적용되는 시스템을 구축하였으며 기존 연구되어진 유선 신호 처리 시스템에 비하여 변화된 데이터 무선 송수신 부 및 데이터처리부의 기능 변화와 구성에 대하여 기술한다.

PPG 신호를 1 kHz로 샘플링하고 20ms 단위로 부호화 하여 무선으로 전송 하였다. 수신단에서는 in-order packet 검사 후 복호화를 통해 신호 처리부에 수신 신호를 전달을 해 주게 된다. 이에 대한 개념도는 그림 1에 보이는 바와 같다.

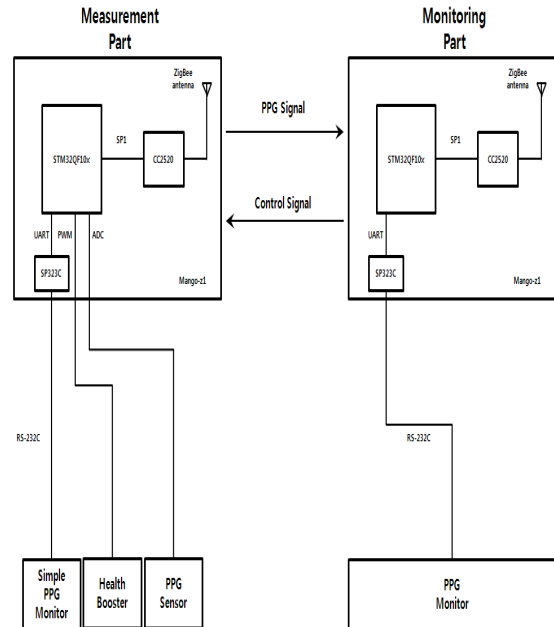


그림 1 데이터 흐름도

1. 생체신호 수집부 및 데이터 송수신부

무구속(Nonrestrain), 비침습적(Non-invasive)이며 맥박, 호흡, 산소포화도 등 다중신호 검출이 가능한 광전용적맥파(PPG)를 통해 재활기 사용자의 생체 신호 수집을 진행하였다. 피부에 직접 접촉하는 생체신호 수집단에서는 660nm (red), 925nm (infrared) 파장을 손가락 끝에 입사 시킨 후 반사되는 광도를 측정하여 혈류량 변화를 통한 데이터를 수집하였다. 이렇게 수집된 신호는 데이터 송신부를 통하여 전송되어 데이터 처리부에 수신 되게 된다. 데이터의 무선 송수신부는 모두 ARM Cortex-M3 계열 MCU인 STelectronics사의 STM32F103RB와 802.15.4 2.4GHz transceiver 칩인 TI사의 CC2520으로 구성하였다. MCU의 ADC를 사용하여 사용자의

2. 데이터 처리부

수신된 데이터의 AD 컨버팅을 위하여 LabVIEW社의 DAQ Board(NI 9201)를 통해 샘플링을 진행 하였다. 기존 개발된 재활기의 연산부에서는 Signal Filtering을 통해 입력 신호가 0점을 바탕으로 현재의 입력 신호가 0보다 작고, 바로 이전의 신호가 0보다 크면 심박 수 1을 증가시키는 간단한 zero crossing 기법을 통한 연산을 수행하였었다. 이를 간단히 하고 추후 호흡수와 연동을 수월히 하기 위하여 LabVIEW社의 LabVIEW 프로그램을 통해 전송된 신호의 밸리점 간의 간격을 통해 추출하고 밸리점의 피크점을 연결하는 알고리즘을 활용하여 구현 하였다.[7] 이는 추후 호흡 수 연산 시 기준신호와의 상관성을 바탕으로 더욱 신뢰성 높은 결과 값을 얻을 것으로 예상된다. 기존과 변화된 LabVIEW Code는 그림 2에 보인 바와 같다.

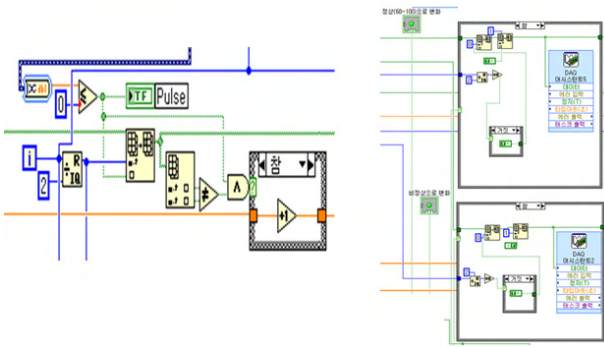


그림 2 맥박 밸리점 연동 메카니즘 Code

최종 연산부를 통한 데이터는 PWM 신호로 변조되어 이동프레임의 왕복주기를 결정해 주는 2상 스텝 모터(A1K-S233, 오토닉스)에 무선으로 전송된다. 이러한 과정을 통해 사용자의 호흡과 재활기의 왕복주기를 맞추어 주어 사용자 상태 맞춤형 척추 재활기를 구현 하였다.

III. 결론

재활기 사용자에게서 측정 된 생체 신호를 Zigbee 통신을 통해 무선으로 모니터링 단과 연산단에 송신 하였고 수신된 정보들은 서버에 저장(storage) 됨과 동시에 LabVIEW 시스템을 통한 호흡수 연동 연산이 이루어지게 되었다. 연산 데이터는 PWM 변조 후 재활기의 왕복운동을 조절하기 위한 스텝 모터 단으로 Control 신호를 송신하여 재활기 단에서 무선으로 수신 받은 신호를 바탕으로 재활기의 왕복운동을 조절 하는 개인 상태 맞춤형 치료 시스템을 제안하였다. 이를 통해 관리자가 관리해야할 재활기가 여러 대 일 경우 동작 상태를 중앙에서 모니터링 하며 실시간 원격 제어 할 수 있는 시스템을 구현 하였다. 추후에는 생체신호 획득의 오류를 유발하는 동작잡음과 신호잡음과 심장박동신호에 섞여있는 고주파대역 잡음을 제거하기 위한 전처리 과정에 대한 연구가 필요할 것으로 보인다.

또한 사용자의 PPG 센서를 통해 획득되는 심장박동신호를 통한 스트레스 여부 판단과 이를 활용하는 재활 치료에 관한 연구가 진행 하고 연속혈압 측정 알고리즘을 통해 사용자의 여러 가지 생체정보를 동시에 획득 가능 할 것으로 본다.

ECG(Electrocardiography), 적외선카메라, EMG (electromyography), EEG (Electroencephalography)등을 통한 다양한 생체신호 변화 인자들의 측정을 통한 재활기의 효능 검증이 후속 되어야 할 것이다.

Acknowledgment

본 연구는 2012년 중소기업청의 중소기업 서비스 연구 개발사업(2012-S2060373)으로 수행된 연구 결과임.

참고문헌

- [1] 한국전자정보통신산업진흥회, “첨단의료기기 시장 기반 확대”, Journal of Korean electronics, 제8권, pp.17-22, 2009
- [2] KEIT PD 이슈리포트, 4호-ISSUE 1, 재활의 료기기 기술 동향 및 전망, 2012
- [3] J.S.Han, et al., “Picocast Application for u-Healthcare”, Proceedings of the ITFE Summer Conference, 2011.
- [4] 장호중 외, “생체 신호 Feedback 시스템을 활용한 척추 재활기 왕복운동 제어”, 대한전자 공학회 학술대회, 제6권, pp. 1371-1373, 2010.
- [5] 장호중 외, “PLC를 활용한 생체신호 기반 실시간 척추재활 제어 시스템 개발”, 대한전자 공학회 학술대회, 제35권, pp. 1524-1536, 2012.
- [6] 김국진 외, “Zigbee를 이용한 의료정보 무선 전송시스템 설계 및 구현”, 한국해양정보통신 학회, 제9권, 제3호, pp. 487-492, 2005.
- [7] 차지영 외, “PPG 센서를 이용한 심박 및 호흡 신호의 무구속적 검출에 대한 연구”, 대한 전기학회 학술대회, 제11권 pp. 482-483, 2008.

자율주행 차량의 주행 도로면 경사 정보 추출 방법

*황중원, 김창환
한국과학기술연구원
e-mail : jwhwag@kist.re.kr

3-Dimensional Road Slope Estimation using LRF scan in moving vehicle

*Jungwon Hwang, ChangHwan Kim
Korea Institute of Science and Technology (KIST)

Abstract

In this paper we propose the method that estimates road slope geometry in autonomous navigation vehicle using LRF scan. The road slope information is used in research area like safe-navigation of the autonomous driving vehicle. The proposed method consists of two steps: slope estimation and data merging. In order to make the raw LRF sensor data to be useful, grid based filtering method is used to detect the road slope. For merging slope data, vehicle model is proposed. Experimental results indicate that the proposed method can accurately estimate road slope geometry.

I. 서론

최근 자율주행 로봇에 대한 관심이 늘어남에 따라 관련 이와 관련된 여러 연구가 이루어지고 있다. 차량의 구성 방법, 제어 방법, 인지 방법 등 여러 연구 분야들 중에 본 연구는 주행 도로면의 경사 정보를 추출하는 방법을 제안한다. 주행 도로면의 경사 정보를 추출하는 연구는 주로 차량의 현 위치에서의 경사를 추출하는 방법이 대부분이다. [1]에서는 관성 센서를 통

해서 차량의 기울어진 정도를 추정하는 방법을 제안하였고, [2]에서는 GPS 센서를 통해서 차량의 고도 정보를 추출하는 방법을 제안하였다.



그림 1. 자율주행 차량 테스트베드

본 연구는 자율주행 차량에 LRF(Laser Range Finder; Lidar)센서를 부착하여 경사 정보를 추출하는 방법을 제안한다. 일반적으로 자율주행 차량에 탑재하는 레이저 거리센서는 장애물을 탐지하거나 차량의 이

동을 돕는 도로 정보를 추출하기 위한 기능을 가진다. 차량 경사 정보 또한 차량의 이동을 돕기 위한 기능 중 하나로, 차량 전방에 위치한 경사 정보를 추출하여 장애물을 탐지하거나 안전한 주행을 할 수 있도록 돕는다. 본 연구를 위해 사용한 자율주행 차량은 그림 1과 같다.

그림 1에서 보는 바와 같이, 본 차량은 2개의 레이저 거리센서를 이용하여 장애물을 탐지 및 추출하고 회피하여 주행하는 차량이다. 차량 전면에 부착된 레이저 거리센서는 전면 약 30미터 전방에 있는 모든 장애물을 탐지하고, 차량 위에 부착된 센서는 도로 정보를 추출한다.

평지를 주행할 경우 본 테스트베드를 이용하여 주행할 때 큰 문제를 가지지 않으나, 경사면이 다가오게 되면 아래 그림 2와 같은 문제가 발생한다.

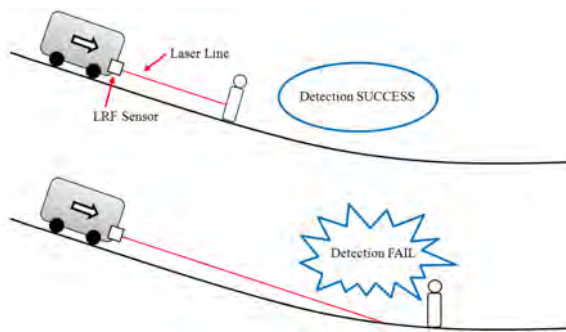


그림 2. 경사로에서 발생하는 문제점

즉, 레이저 거리센서의 한계로 인해 경사가 발생하였을 때, 장애물이나 물체를 올바르게 탐지하거나 추적하기 어려워지는 문제가 발생한다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 경사 정보를 추출하는 방법을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장 본론에서는 경사 정보를 추출하는 방법을 제안하고, 3장에서는 구현 및 실험 결과를 기술하고, 4장에서는 결론을 맺는다.

II. 본론

2.1 경사 정보 추출

도로의 경사 정보를 추출하기 위하여, 그림 1에서 소개한 테스트베드 차량에서 차량의 위에 부착된 레이저 거리 센서를 활용한다. 레이저 거리 센서로 도로면을 탐지한 경우, 이 도로면과의 거리 정보를 통해 경사 정보를 추출한다. 추출하는 경사 정보는 수식(1)과 같다.

$$s = z - d_i \cos \theta \tag{1}$$

s 는 레이저 거리 센서가 도달하는 경사면과 현재 차량의 경사면의 차이를 의미하고, z 와 θ 는 상수로 각각 센서의 높이와 기울어진 각도를 의미한다. d_i 는 센서에서 획득한 i 번째 데이터를 의미한다. 이렇게 획득한 경사 정보는 레이저 거리센서가 스캔한 모든 포인트에서 획득할 수 있는 정보이므로, 이를 필터링하는 작업이 필요하다. 우선, 도로면을 스캔한 데이터와 도로면이 아닌 부분을 스캔한 데이터를 구분하여, 도로면이 아닌 부분을 스캔한 데이터는 제거한 뒤, 격자 지도를 구성한다. 한 격자 내의 경사 정보는 격자 지도 내에 포함된 경사 정보 포인트들의 값들의 평균을 사용한다.

2.2 경사 정보 병합

추출한 경사 정보는 현재 차량 위치의 경사정보를 의미하지 않고, 차량의 이동 방향 특정 거리의 경사 정보를 의미한다. 따라서 추출한 경사 정보를 병합하는 과정이 필요하다. 경사 정보를 병합하기 위해서 차량의 모델을 구성하고, 그 모델의 정보를 이용하여 경사 정보를 병합한다. 병합한 경사 정보는 수식(2)와 같다.

$$\hat{s} = z - d_i \cos \left(\theta + \tan^{-1} \frac{s_f - s_b}{w} \right) \tag{2}$$

\hat{s} 는 병합을 위한 경사 정보를 의미하며, s_f , s_b 는 각각 전방, 후방 휠의 경사 정보를 의미한다. w 는 상수로 차량 휠 사이의 거리를 의미한다.

III. 구현 및 실험결과

실험을 위해 사용한 레이저 거리 센서는 SICK사의 LMS151모델로, 전방 180°를 25Hz의 속도로 스캔이 가능하다. 레이저 거리센서의 위치는 그림 1과 같다.

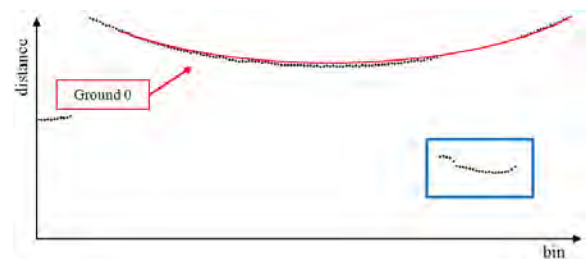


그림 3. 실험 결과의 예 ; 경사 0

도로면 경사 정보를 추출하기 위한 필터링 작업은, 도로의 연석을 추출하여[3] 도로의 영역만을 추출하였고, 도로 위에 존재하는 장애물은 차량 전방에 위치한 레이저 거리센서를 이용하여 탐지하였다.[4] 또한, 격자 지도를 생성하기 위하여 사용한 격자의 사이즈는 10cm×10cm을 사용하였다.

그림 3은 실험 결과의 예이다. x축은 레이저 센서 데이터의 성분으로, 데이터의 중앙이 차량의 위치이다. y축은 레이저 거리센서로 획득한 거리 정보를 의미한다. 레이저 거리센서는 차량의 상단에 위치하고 있으므로, 데이터는 그림 3에서 보는 바와 같이 둥근 형태를 띠게 된다. 그림 3에서 붉은 선은 경사가 0일 경우를 나타낸 선이다. 푸른색으로 표시한 부분은 장애물이 있는 지점을 의미한다.

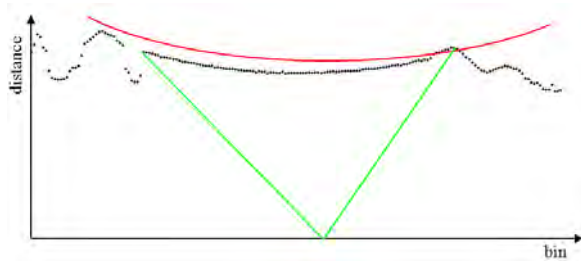


그림 4. 실험 결과

그림 4에서 녹색 선은, 도로면으로 판정된 부분을 의미하고, 붉은색 기준선으로부터 해당 도로면이 조금 더 가깝게 측정이 되므로, 이는 약간의 경사가 있는 도로임을 확인할 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 자율주행 차량의 LRF 센서 데이터를 이용하여 주행 도로면의 경사 정보를 추출하는 방법을 제안하였다. 이를 위하여 경사 정보를 추출하는 방법과 이 정보를 차량 모델을 이용하여 병합하는 방법을 제안하였다.

본 연구는 차량의 절대적인 경사 정보를 추출하지보다, 상대적인 경사 정보를 추출한다. 따라서 향후 연구 방향으로, 차량 자체에 관성 센서 등 경사 정보를 추출할 수 있는 센서를 부착하여 더 정확한 경사 정보를 추출할 계획이다. 또한 실험 결과를 비교하기 위하여 인증 가능한 경사로와 측량 장비를 이용하여 추후 실험을 진행할 예정이다.

참고문헌

- [1] Y. Sebsadji, S. Glaser, S. Mammam and J. Dakhllallah, Road slope and vehicle dynamics estimation, American Control Conference, pp. 4603-4608, 2008.
- [2] Z. Megatta, B. Conrard and M. Bayart, Instrumentation for electrical vehicle model on road slope using structural analysis, Mediterranean Conference on Digital Object Identifier, pp. 1165-1170, 2012,
- [3] J. Han, D. Kim, M. Lee and M. Sunwoo, Enhanced road boundary and obstacle detection using a downward-looking LIDAR sensor, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 61, no. 3, pp. 971-985, 2012
- [4] J. Hwang, N. Kim, J. Yoon and C. Kim, Pedestrian Detection and Tracking Method for Autonomous Navigation Vehicle using Markov chain Monte Carlo Algorithm, The Journal of Korea Robotics Society, Vol. 7, No.2, pp.113-119, 2012.

원격제어 로봇의 효율적 조작을 위한 공간 가시화 방법

*박승환, 조재일

한국전자통신연구원 로봇/인지융합연구부

e-mail : *sinkyv@etri.re.kr, jicho@etri.re.kr*

Space Visualization Method for Effective Control of Tele-Operation Robot

*Seunghwan Park, Jaeil Cho

Robot/Cognitive Convergence Research Department,
ETRI

Abstract

In tele-operated robot system, sometimes operators feel ambiguity during control. This is because of the imperfect space information where robot is operated. To supplement this problem, we suggest a space visualization method. In this method, we develop a visualization scheme for the better presentation of obstacles and environment to prevent the operators from serious mistake.

I. 서론

일반적으로 로봇이라 하면 인간이 하는 일을 대신해주는 용도로 사용되는 기계장치를 떠올리게 된다. 이러한 목적에 맞도록 운용되려면 로봇이 인간의 의도를 충분히 반영할 수 있는 정도의 지능을 보유하고 이를 적절히 사용할 수 있어야 한다. 그러나 현재의 로봇 기술은 이런 정도까지 고성능의 지능을 발휘하지는 못하고 있으며 이로 인해 로봇 시장의 저변 확대에 걸림돌이 되고 있다. 즉, 로봇의 실 사용자 입장에서 로봇은 기대에 못 미치는 성능을 가진 제품인 것이다.

반면, 인간이 하는 일을 대신해주긴 하되 그 일을 매우 제한적인 것으로 하고, 인간의 개입이 가능한 형태가 된다면 로봇은 그 성능을 잘 발휘할 수 있을 것

이다. 이러한 개념을 적극적으로 활용한 것이 의료나 국방, 우주 등의 분야에서 사용되는 원격제어 로봇이다. 그런데 이런 시스템에서는 원격 조작자의 판단이 매우 중요하므로 조작자에게 정확한 공간 정보를 전달하는 것이 필요하다.

센서의 부정확성을 극복하고 보다 효율적인 공간 정보 전달을 위하여 많은 연구가 진행되어 왔는데 특히 물체의 구분과 체계화를 통해 사용자에게 빠르고 정확한 데이터를 전달해주고자 하는 노력이 꾸준히 진행되어 왔다[1-2]. 또한 이러한 연구를 확장하여 물체 및 공간 자체에 대한 분류를 진행하고자 하는 노력도 있었다[3]. 한편, 공간에 대한 정보를 정확히 뽑아내고 이를 바탕으로 해당 공간의 타입을 결정하여 제공하는 연구도 진행되었는데[4-5], 이러한 공간 정보 추출 및 활용법은 [6]에서 보여지는 다양한 형태의 공간 맵 작성에 사용될 수도 있으리라 생각된다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 먼저 서론에 이어 2장에서는 공간 가시화 구현 방안에 대해 논한다. 이후 이를 실현하기 위해 필요한 데이터 구조를 설명하고, 마지막으로 결론 및 향후 연구 주제를 기술한다.

II. 본론

2.1 공간 가시화 구현 방안

원격 조작이 이루어지는 공간은 일반적으로 실내외

를 망라하며, 복잡도도 매우 다양하다. 본 논문에서는 이러한 다양한 공간 중 어느 정도의 복잡성을 갖고 있는 실내 공간으로 제한한다. 이는 이러한 공간의 경우 활용 가능한 공간 정보가 어느 정도 확보될 수 있으며, 알고리즘의 개발 이후 다른 공간으로의 확장이 용이하다는 특성으로 인해 결정되었다.

본 논문에서 제안하고자 하는 공간 가시화는 증강현실 개념을 일부 채용하여 사용자가 보는 공간에서 필요한 정보를 시각적으로 추가하여 보여주는 것이다. 이를 위해 공간 및 물체에 대한 정보 수집이 선행되어야 하며, 이를 통해 물체를 파악하고 그 상태를 인식한 경우 이를 가시화 엔진에 전달하여 적절한 가시화를 수행하게 된다. 이 때 중요한 것은 물체에 대한 정보를 파악하는 수준을 결정하는 것이며, 이를 위해 물체에 대한 분류 및 어느 정도의 체계화가 선행되어야 한다[3].

가시화 엔진은 내부적으로 가시화 규칙을 보유하고 있으며, 대상 물체에 적합한 규칙이 정해지면 이를 바탕으로 가시효과를 선택한다. 선택된 가시효과는 적절한 출력장치를 통해 발생되어 원격 조작자의 작업에 도움을 주게 된다. 아래 그림은 상기의 구현 방안을 도식으로 표현한 것이다.

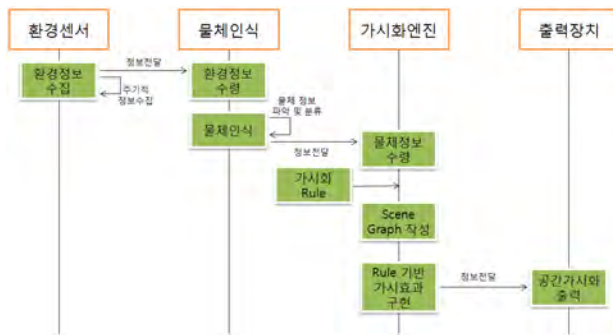


그림 1. 공간 가시화 구현 방안

2.2 데이터 구조

여기에서는 앞에서 기술한 구현 방안을 실현하기 위해 필요한 데이터들에 대한 구조를 제안한다. 공간 가시화를 위해서는 크게 3가지의 데이터들이 필요한데, 이는 물체의 기하학적 특성, 가시화 규칙, 그리고 가시효과이다.

물체의 기하학적 특성은 로봇의 이동 및 작업 시 공간 내에 존재하는 물체와의 충돌 회피와 원격 조작자에게 필요한 물체 정보를 전달해주는 목적을 위해 사용된다. 이를 위해서 영상 센서 등을 통해 공간 내의 물체를 구분하고 이에 대한 물리적 값들을 파악하여야 한다.

항목	단위	데이터 타입	비고
ID	N/A	int	
물체 점유 영역	pixel	array[int]	
카메라에서 물체까지의 거리 (R)	cm	int	
카메라 중심 기준 물체의 각도 (θ)	rad	int	왼쪽: 음수 오른쪽: 양수

그림 2. 물체의 기하학적 특성 관련 데이터

가시화 규칙은 사용자에게 주의를 주어야 하는 상황을 구분하고 판단하여 최종적으로 가시효과를 발현하기 위한 기준이 된다. 로봇은 원칙적으로 매순간 직진을 하게 되므로 전방 공간에 대해 높은 주의를 기울여야 하며, 한편으로는 로봇의 회전 및 흔들림 등이 발생할 가능성을 고려하여 전방에서 일부 벗어난 주변 공간에 대해서도 어느 정도의 관심이 주어져야 한다. 또한 충돌과는 무관하면 특별한 관심을 가질 수 있는 영역(예를 들어 계단이나 엘리베이터 등 로봇의 움직임에 연관 있는 곳)의 경우 해당 영역에 근접함에 따라 그러한 상황 정보를 알려준다면 원격 조작에 도움이 될 것이다. 아래에 이러한 가시화 규칙에 대한 몇 가지를 나타내었다.

항목	반환값	데이터 타입
직진 시 충돌	True / False	bool
직진 시 주의 필요	True / False	bool
계단영역 근접	True / False	bool

그림 3. 가시화 규칙 관련 데이터

마지막으로 가시효과는 상기의 가시화 규칙에 따라 가시화가 수행되어야 할 경우 실제로 원격 조작자에게 나타내는 효과이다. 이러한 효과는 매우 다양할 수 있으며, 개발자의 의도 및 현장 상황에 따라 달라질 수 있다. 다만, 원격 조작자의 작업에 방해가 되지 않아야 하며, 동시에 조작자의 주의를 빨리 끌 수 있어야 한다. 적절한 가시효과와 지정을 위해서는 실제로 원격 조작을 수행하는 작업자들의 의견을 반영하는 것도 고려해볼 만하다.

항목	참조 데이터	비고
물체를 특정 색으로 표시	R, G, B	
물체 주변 깜빡이기	깜빡임 색, 주기	
물체 빛나게 하기	빛 색	
화살표로 특정 영역 표시	화살표 색, 위치	계단 영역 대상
추가 효과 (TBD)	-	요청/필요에 의해 추가 가능

그림 4. 가시효과 관련 데이터

2장에서 기술한 내용을 바탕으로 몇 가지 상황에 대한 시나리오를 작성하였다. 이 시나리오에서는 전술한 데이터 구조 등이 어떤 식으로 사용되는지 알 수 있다.

번호	발생 상황	가시화 구현 예시
S ₁	충돌 가능 물체 존재	• 해당 물체를 붉은 색으로 표시 + 물체 주변을 붉은 색으로 초당 2회 점멸
S ₂	주행영역 근처에 물체 존재	• 주행 영역에서 벗어난 정도에 따라 적색~녹색 사이의 색으로 표시
S ₃	계단 영역에 접근	• 계단 영역 시작 위치 위에 파란 화살표 3개를 0.5초 간격으로 물결치듯 번갈아 깜빡이도록 표시
S ₄	사용자의 명령과 다른 자율적 경로계획이 필요한 경우	• 화면 상에 5방향의 작은 화살표가 나타나며, 이 중 가야 할 방향의 화살표가 노란 색으로 초당 4회 점멸

그림 5. 공간 가시화 시나리오

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 원격제어 로봇을 운용할 때 원격 조작자의 정확한 작업을 위해 로봇 주변의 공간에 대한 정보를 가시화하여 적절히 제공하는 방법에 대해 제안하였다. 이를 위해 물체의 기하학적 특성, 가시화 규칙, 그리고 가시효과를 위한 데이터 구조를 나타내었다. 본 연구에서는 실제적인 구현에 대한 실험을 넣지 않았으나, 추후 연구가 진행됨에 따라 적용 결과를 추가하게 될 것이다.

후기

본 논문은 산업통상자원부(MOTIE)와 한국산업기술평가관리원(KEIT)의 연구 과제(원전 고방사선 구역 작업환경 모니터링 로봇시스템 개발, 10041109)의 지원을 받아 작성되었다.

참고문헌

[1] Dae-Hwan Kim, Seung-Won Jung, Suryanto, Seung-Jun Lee, Hyo-Kak Kim, and Sung-Jea Ko, "Object Modeling with Color Arrangement for Region-Based Tracking," ETRI Journal, vol.34, no.3, 2012.

[2] Paul J. Besl, and Neil D. McKay, "A Method for Registration of 3-D Shapes," IEEE Transaction on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1992

[3] Seunghwan Park, and Jaeil Cho, "Object-Space Classification and Linkage for Environment

Visualization," Internationl Conference on Ubiquitous Robots and Ambient Intelligent, 2012

[4] Kristiyan Georgiev and Rolf Lakaemper, "3D Data Classification Based on Mid-Level Geometric Features," ICAR 2011

[5] Marc Arends, "Application of Multi-modal Features for Terrain Classification on a Mobile System," LNCS 2011

[6] Seunghwan Park, Yucheol Lee, Moonhoen Lee, Sangik Na, Wonpil Yu, "Preliminary Study on the Environment Map for Mobile Robots", Internationl Conference on Ubiquitous Robots and Ambient Intelligent, 2006

이동로봇 팔의 퍼지 데드존 보상

*장준오

위덕대학교 소프트웨어공학과

e-mail : jojang@uu.ac.kr

Fuzzy Logic Deadzon Compensation for Mobile Manipulators

*Jun Oh Jang

Department of Software Engineering

Uiduk University

Abstract

A control structure that makes possible the integration of a kinematic controller and a fuzzy logic (FL) deadzone compensator for mobile manipulators is presented. A tuning algorithm is given for the fuzzy logic parameters, so that the deadzone compensation scheme becomes adaptive, guaranteeing small tracking errors and bounded parameter estimates. Formal nonlinear stability proofs are given to show that the tracking error is small. The FL deadzone compensator is implemented on a mobile manipulator to show its efficacy.

I. 서론

이동로봇 팔은 로봇팔의 작업공간을 확장시키는 방법을 위해 도입되었다. 극소로봇, 수중로봇, 우주로봇 등이 이동로봇 위에 장착되면 수선, 유지, 조사, 합금, 청소, 기계조작 등의 작업공간을 확장 할 수 있다.

본 논문에서는 퍼지 논리를 이용하여 이동로봇 팔의 데드존 보상 기법을 제안한다. 동역학 추적 루프에 퍼지 데드존 보상기를 추가하여 증명과 함께 설계방법을

제시하였다. 추적오차 방적식 으로부터 추적오차의 범위를 구하였다. 2장에 이동로봇 팔의 모델을, 3장에 퍼지 데드존 보상을, 4장에 추적문제, 제어기 설계, 안정도 해석을, 5장에 제안된 제어기의 모의 실험을, 6장에 결론을 기술 하였다.

II. 이동로봇 팔

그림 1과 같이 이동로봇 팔은 이동로봇위에 로봇팔이 장착된다. 이동로봇 팔의 다이내믹스는 라그랑저 접근법을 이용하여

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + F(\dot{q}) + G(q) + \tau_d = B(q)\tau - A^T(q)\lambda \quad (1)$$

를 구할 수 있다. 여기서 $M(q) \in R^{p \times p}$ 은 양 한정 관성 행렬이고, $C(q, \dot{q}) \in R^{p \times p}$ 는 중심력과 코리올리력이다. $F(\dot{q}) \in R^p$ 는 표면 마찰력 이고, $G(q) \in R^p$ 는 중력이다. τ_d 는 비구조화된 모델 다이내믹스와 외란이다. $B(q) \in R^{p \times (p-r)}$ 는 입력 행렬이고 τ 는 입력이다. $A(q) \in R^{r \times p}$ 는 입력제한 행렬이고 $\lambda \in R^r$ 는 제한 힘 벡터이다.

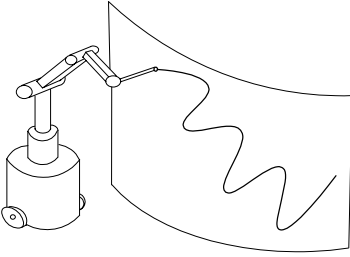


그림 1 이동로봇팔의 궤적추적
Fig. 1. Trajectory tracking of a mobile manipulator.

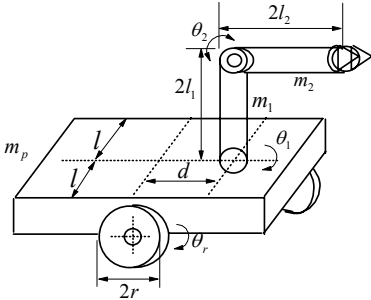


그림 2 이동로봇 위에 2자유도 팔
Fig. 2. Two DOF manipulator mounted on a mobile robot.

모든 역학 방정식 제한은 시간에 독립되어 있고

$$A(q)\dot{q} = 0 \quad (2)$$

로 표현 가능하다.

기준 변수 $q = [q_v \ q_r]^T$ 이고 여기서 $q_v \in R^m$ 는 일반변수이고 $q_r \in R^n$ 는 자유 일반변수이다. 따라서 식(2)는

$$A_v(q_v)\dot{q}_v = 0 \quad (4)$$

로 표현가능하다. 여기서 $A_v(q_v) \in R^{r \times m}$ 이다. 그러므로 식 (1)은

$$\begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{q}_v \\ \ddot{q}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_v \\ \dot{q}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tau_{d1} \\ \tau_{d2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_v \tau_v \\ \tau_r \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} A_v^T \lambda \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

로 표현된다. $\tau_v \in R^{m-r}$ 는 토크벡터이고 로봇팔의 끝부분, 접촉부분, 바퀴에 영향을 준다. $B_v \in R^{m \times (m-r)}$ 는 입력 전환행렬이다. τ_r 는 자유 항의 토크벡터이다. τ_{d1} 과 τ_{d2} 는 외란벡터로 $|\tau_{d1}| < \tau_{1N}$ 과 $|\tau_{d2}| < \tau_{2N}$ 로 유계되고 τ_{1N} 과 τ_{2N} 은 양수이다.

성질 2:
$$\dot{M}_{21} = C_{21} + C_{12}^T$$

$$M_{12} = M_{21}^T \quad (6)$$

여기서 $S_v(q_v) \in R^{m \times (m-r)}$ 는 선형독립벡터이고 영공간 $A_v(q_v)$ 를 가진다. 즉

$$S^T(q_v)A_v^T(q_v) = 0 \quad (7)$$

이다. 식 (7)에 의해

$$\dot{q}_v = S(q_v)v(t) \quad (8)$$

를 만족하는 보조 벡터 시간 함수 $v(t) \in R^{m-r}$ 를 찾을 수 있다. 미분은

$$\ddot{q}_v = S(q_v)\dot{v} + \dot{S}(q_v)v \quad (9)$$

이다.

식 (8) 은 주행시스템이다. $v(t)$ 는 상태벡터 q 를 주행하는 속도입력벡터이다. 식 (5)의 m 개의 방정식을 고려하면

$$M_{11}\ddot{q}_v + M_{12}\ddot{q}_r + C_{11}\dot{q}_v + C_{12}\dot{q}_r + F_1 + G_1 + \tau_{d1} = B_v\tau_v - A_v^T\lambda \quad (10)$$

이다. 여기서 S^T 를 식(10)의 양변에 곱하고 식(7)을 이용하면

$$S^T M_{11}\ddot{q}_v + S^T M_{12}\ddot{q}_r + S^T C_{11}\dot{q}_v + S^T C_{12}\dot{q}_r + S^T F_1 + S^T G_1 + S^T \tau_{d1} = S^T B_v\tau_v \quad (11)$$

이다. 식 (8)과 (9)를 식 (11)에 대입하면

$$S^T M_{11}S\dot{v} + S^T M_{11}\dot{S}v + S^T M_{12}\ddot{q}_r + S^T C_{11}Sv + S^T C_{12}\dot{q}_r + S^T F_1 + S^T G_1 + S^T \tau_{d1} = S^T B_v\tau_v \quad (12)$$

이다. 콤팩트 폼으로 식(12) 를 다시 쓰면

$$\bar{M}_{11}\dot{v} + \bar{C}_{11}v + f_1 + \bar{\tau}_{d1} = \bar{\tau}_v \quad (13)$$

이다. 여기서 $\bar{M}_{11} = S^T M_{11} S$,

$$\bar{C}_{11} = S^T C_{11} S + S^T M_{11} \dot{S}, \quad \bar{\tau}_{d1} = S^T \tau_{d1}; \quad |\bar{\tau}_{d1}| < \bar{\tau}_{1N}, \quad |\bar{\tau}_{d2}| < \bar{\tau}_{2N} \text{ 이고 } \bar{\tau}_{1N} \text{과 } \bar{\tau}_{2N} \text{ 은 양수이다. 그리고}$$

$$\bar{\tau}_v = S^T B_v \tau_v = \bar{B}_v \tau_v \quad (14)$$

$$f_1 = S^T (M_{12}\ddot{q}_r + C_{12}\dot{q}_r + F_1 + G_1) \quad (15)$$

이다. f_1 은 이동로봇과 팔 사이에 작용하는 힘, 외란, 중력, 마찰력이다. 이는 보상이 필요하다.

성질 3: $\dot{\bar{M}} - 2\bar{C}_{11}$ 은 사행 대칭(skew-symmetric)이다.

식 (5)의 n 개의 방정식을 고려하면

$$M_{21}\ddot{q}_v + M_{22}\ddot{q}_r + C_{21}\dot{q}_v + C_{22}\dot{q}_r + F_2 + G_2 + \tau_{d2} = \tau_r \quad (17)$$

이다. 식 (17)을 다시쓰면

$$M_{22}\ddot{q}_r + C_{22}\dot{q}_r + (M_{21}\ddot{q}_v + C_{21}\dot{q}_v + F_2 + G_2) + \tau_{d2} = \tau_r \quad (18)$$

이다. 식 (18)은 로봇 팔의 다이내믹스이다. 팔호안의 항은 상호작용항($M_{21}\ddot{q}_v + C_{21}\dot{q}_v$)와 중력항, 마찰력, 팔의 외란으로 구성된다. 식(8), (13), (18)은 역학제한을 갖는 이동로봇팔의 다이내믹스를 나타낸다. 라그랑저 공식을 이용하여 이동로봇팔의 다이내믹 방정식을 유도할 수 있다.

III. 퍼지논리 데드존 보상

이장에서는 비대칭 데드존에 대해서 퍼지논리 보상을 설계하려고 한다. 퍼지논리 접근법은 스위칭 논리와 지시함수(indicator function)를 포함하며, 멤버십 함수를 이용하여 좀 더 효율적인 보상이 되게 한다. 따라서, 이동로봇 팔의 데드존 보상을 위한 퍼지논리 적용의 일반적인 기준을 제시한다.

그림 3의 비대칭 데드존 비선형성은

$$\bar{\tau} = N_d(u) = \begin{cases} u - d_- & , & u < d_- \\ 0 & , & d_- \leq u < d_+ \\ u - d_+ & , & d_+ \leq u \end{cases} \quad (20)$$

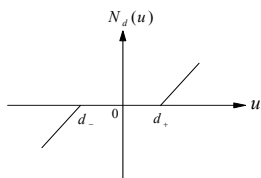


그림 3. 데드존 비선형성
Fig. 3. deadzone nonlinearity

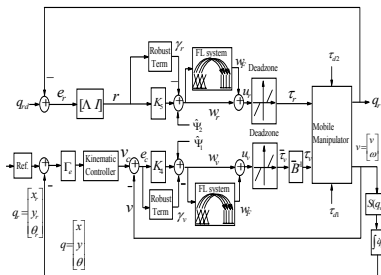


그림 4. 이동로봇팔의 퍼지 논리 데드존 보상기
Fig. 4. Fuzzy logic deadzone compensation of a mobile manipulator.

로 표현된다. 여기서 파라미터 벡터 $d = [d_+ \ d_-]$ 는 시스템의 데드 밴드의 폭을 나타낸다. 실제적인 제어시스템 데드존 구간은 알기 어렵고 보상하기가 힘들다. 대부분의 보상은 $d_- = d_+$ 인 대칭 데드존의 경우에만 동작 가능하다.

비대칭 데드존은

$$\bar{\tau} = N_d(u) = u - sat_d(u) \quad (21)$$

로 표현 될 수 있고, 비대칭 포화 함수는 다음과 같이 정의된다.

$$sat_d(u) = \begin{cases} d_- & , & u < d_- \\ u & , & d_- \leq u < d_+ \\ d_+ & , & d_+ \leq u \end{cases} \quad (22)$$

데드존의 나쁜 효과를 줄이려는 목적으로 그림 4와 같이 전 보상이 이용된다. 여기서 보상의 원하는 함수는 w 에서 τ 까지를 1이 되게 하는 것이다.

IV. 이동로봇팔의 적응 퍼지 데드존 보상

이 장에서는 식 (8), (13), (18) 과 같이 이동로봇 팔의 추적 문제에서 퍼지데드존 보상과 변수 조정법칙을 살펴본다. 이동로봇 팔의 동력학은 리아프노프 함수에 기반을 둔 오차 다이내믹스로 재정의된다. 또한 퍼지 데드존 보상과 새로운 조정 법칙을 제안한다. 다이내믹 시스템의 추적안정도 증명과 퍼지 데드존 추정오차의 유계가 기술된다. 제안된 퍼지 데드존 보상구조는 그림 4와 같다.

식 (8)과 (13)의 이동로봇 다이내믹스를 고려하자. 주행시스템 (8)의 추적제어는 일반적으로 문헌[2]에 기술되어 있다. 예를 들면 두개의 독립된 구동 바퀴를 가지는 이동로봇은

$$S(q_v) = \begin{bmatrix} \cos\theta & -d\sin\theta \\ \sin\theta & d\cos\theta \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad v = \begin{bmatrix} v \\ w \end{bmatrix}, \quad (34)$$

$$q_v = \begin{bmatrix} x \\ y \\ \theta \end{bmatrix}$$

이다. 여기서 v 는 선속도, w 는 가속도, θ 는 방향이다.

정리 1: 이동 로봇 팔 (13)과 (18)을 고려하고 추적 제어 (69)와 데드존 보상기 (70)을 선택하고 다음 견실함

$$\gamma_v(t) = -(\Psi_{1M} + \tau_M) \frac{e_c}{|e_c|} \quad (74a)$$

$$\gamma_r(t) = -(\Psi_{2M} + \tau_M) \frac{r}{|r|} \quad (74b)$$

를 고려하면 추정 데드존 폭은 다음 퍼지 조정 알고리즘

$$\hat{d}_v = X(w_v)e_c - k_6 \hat{d}_v | e_c | \quad (75a)$$

$$\hat{d}_r = X(w_r)r - k_6 \hat{d}_r | r | \quad (75b)$$

이고 여기서 k_6 은 양한정 설계변수이다. 설계이득과 설계변수를 적절히 선택하면 (8), (44), (53)에 의해 주어지는 추적오차와 퍼지데드존 추정오차 $\tilde{d} = (\tilde{d}_v^T, \tilde{d}_r^T)$ 는 (83)과 (84)의 오른쪽 항으로 실제적 유계를 가진다.

(증명) (생략) 이 조건을 얻기 위해

$$|E| > \frac{c^2}{4kk_6} \quad (83)$$

이거나

$$|\tilde{d}| > \frac{c}{k_6} \quad (84)$$

이다. 리아프노프 정리에 따라 추적오차는 (83)식의 오른쪽 보다 크면 감소한다. 이것은 추적오차의 실제적 근방

$$|E| \leq \frac{c^2}{4kk_6} \quad (85)$$

을 준다.

V. 시뮬레이션 결과

이 장에서는 이동로봇의 제안된 퍼지 보상기의 효과에 대해 입증한다. 먼저 컴퓨터 시뮬레이션 변수로 $m_p = 10 [kg]$, $m_1 = 1 [kg]$, $m_2 = 1 [kg]$, $I_1 = I_2 = I_w = 1 [kg \cdot m^2]$, $I_p = 5 [kg \cdot m^2]$, $l_1 = l_2 = 0.05 [m]$, $2l = 0.35 [m]$, $r = 0.05 [m]$, $d = 0.001 [m]$ 이다. 제어기 이득 $k_1 = 10$, $k_2 = 5$, $k_3 = 4$, $k_4 = \text{diag}\{10, 10\}$, $k_5 = \text{diag}\{10, 10\}$, $k_6 = 1$ 로 한다. 기준 점은 동력학 모드에서 만들어지고 속도는

$$v_r = 10 [m/sec]$$

$$\omega_r = -1 + 5 \sin(0.0139t) [deg/sec] \quad (86)$$

이다. 로봇 팔을 위한 기준 추적은 $\theta_{1d} = \sin(0.0698t)$, $\theta_{2d} = \cos(0.0698t)$ 이다. 출발점 벡터는 $(-5, -5, 0^\circ)$ 이고 목표는 궤적 추적이다.

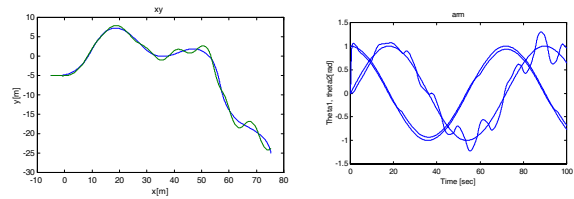


그림 5 이동 로봇 팔의 데드존이 있는 경우 (a) 이동로봇 (b) 로봇 팔

Fig. 5. Response with deadzone nonlinearity of a mobile manipulator (a) vehicle trajectory and (b) arm position.

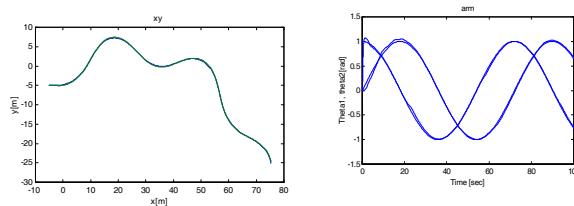


그림 6 이동로봇 팔의 퍼지 데드존 보상 (a) 이동로봇 (b) 로봇 팔

Fig. 6. Response with FL compensation of a mobile manipulator: (a) vehicle trajectory, (b) arm position.

VI. 결론

이동로봇팔의 추적 제어를 위해 동력학 제어기와 퍼지 보상기가 결합된 방식을 제안하였다. 사실상 이동로봇의 모든 정보를 알 수 없다. 예를 들면 데드존은 상용 방법으로는 모델화하기가 쉽지 않다. 이러한 것을 극복하기 위해서 성능이 보장되는 퍼지 보상기를 유도하였다. 퍼지 보상기가 데드존을 추정하므로 이동로봇팔의 모든 사전정보를 필요로 하지 않는다. 이동로봇팔의 모의실험, 이론적인 증명으로 제안된 제어기가 근사적으로 안정화됨을 보였다.

참고문헌

- [1] J. O. Jang "Deadzone compensation of an XY positioning table using fuzzy logic," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 52, no. 6, pp. 1696-1701, Dec. 2005.
- [2] J. O. Jang, "Adaptive NFN nonlinearity compensation for mobile manipulator", *J. Next Generation Information Technology*, vol. 4, no. 2, pp. 59-75, April 2013.

ECU 센서전원을 위한 부스트 컨버터 설계

*김유태

만도 brake ECU 설계

e-mail : loate@mandol.com

Boost convertor design in ECU for wheel speed sensor

*Yu tae Kim

MANDO Brake electronics

Abstract

In auto vehicle, battery is not stable. So it is very important to design power module. Battery voltage may be low or high, but ECU always stand by. So designers prepare for that situation.

in this report, a solution of that is explained. About ESC ECU, wheel speed sensor(WSS) is very important. but because of low battery voltage, WSS is not operating. So using boost converter, we will solve the problem.

인 input 신호입과 동시에 차량 내부의 다른 ECU에서 이용하는 자동차 속도 정보를 내보내주기 때문이다. 그에 따라 WSS는 자동차 시동이 켜짐과 동시에 항상 정확한 정보를 보내주어야 한다.

이러한 중요한 이유로 WSS에 대해 전원 공급에 대한 설계는 전원단, 배터리 전압이 불안하더라도 동작을 보장하는 것이 매우 중요하다.

이번 논문에서는 배터리 전압 변동에 따른 WSS전원 모듈의 설계 방법을 기술한다.

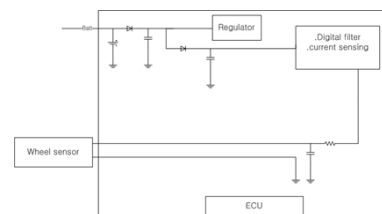
I. 서론

자동차가 점점 전자화 되면서 자동차 내 전자장비에 대한 전원 solution이 다양화 되고 있다. 자동차 내의 전원은 즉 배터리는 생활 가전과는 다르게 일정한 정 전원을 공급하기 어렵다. 상황에 따라 노이즈가 많이 발생하기 때문에 배터리를 사용하는 전자 장비들은 상황에 맞는 전원 module을 설계 하는것이 중요하다.

ESC(electronic stability control) ECU(electronic control unit) 에서 WSS(Wheel speed sensor)의 기능은 매우 중요하다. ESC 제어에 이용하는 가장 기본적인

II. 본론

2.1 Wheel speed sensor(WSS) module 구조



<그림1>

그림 1에서 보여 주는 것처럼 WSS는 ECU 외부에 연결 되어있고 ECU에서 전원 공급을 받는다. 현재 일반적으로 많이 사용되는 WSS의 경우 하기 표에 보이

는 것처럼 전류를 sensing 하는 방법으로 정전압을 인가했을 때 다음과 같이 ECU에서 신호를 받는다.

High Current I_{high} : 14mA (+20%/-16%)

Low Current I_{low} : 7mA (+20%/-16%)

일반적으로 정전압은 자동차 특별상 상황에 있지 않았을 때 battery의 전압을 기준을 말한다.

Ignition off시 : 12V

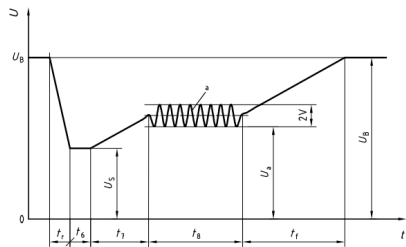
Ignition on시 : 14V

하지만 자동차의 상황에 따라 전압의 변동이 크다. 이에 대한 WSS의 입력 전압은 고전압일 때는 ECU에서 전원 공급을 제한하거나 voltage regulating을 하기 때문에 쉽게 문제를 해결할 수 있다. 하지만 WSS의 저전압 동작 기준은 sensor 마다 다르기 때문에 ECU에서는 사용하고 있는 sensor에 맞게 ECU 설계를 하는 것이 중요하다. 그리고 저전압 동작에 문제가 있을 경우는 그에 대한 대책이 필요하다.

2.2 저 전압에서의 WSS 구동

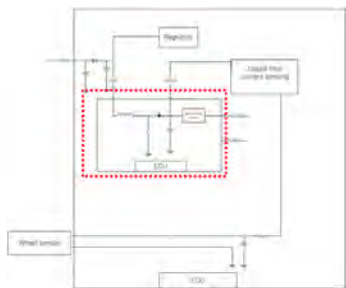
Supply Voltage : DC12V (7.5V~20V)

상기 전압 조건을 가진 WSS를 구동하기 위해서는 입력단자에 7.5V이상 전압을 인가해 주어야 한다. 하지만 자동차 내의 battery 전압은 자동차의 상태에 따라 변한다.



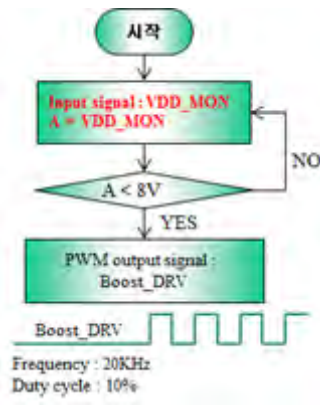
<그림 2>

<그림 2>에서 보여주는 것이 시동시 battery 전압을 profile 한 그래프(국제규격)이다. 상기 그림에서 전압 level이 6V까지 떨어진다고 했을 때에는 WSS의 구동에 문제가 되된다. 정상적인 WSS 신호를 입력 받기 위해서는 ECU에서 항상 7.5V이상 유지해야 하는 문제가 발생한다.



<그림 3>

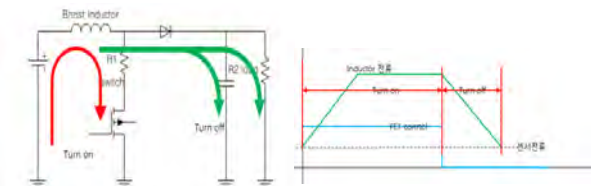
<그림 3>은 <그림 2>에서 발생한 문제에 대한 기본적인 해결책으로 battery 전압이 낮을 경우에는 승압회로를 추가하여 WSS에 동작 가능한 전압을 인가하는 방법이다. 현재 설계된 승압회로는 기본적인 boost convertor에 safety 기능을 추가한 방법으로 동작을 하기 위해서는 switching을 해야 한다. 때문에 EMC 문제 및 전원 노이즈 유입이 많기 때문에 구동을 최소한으로 해야 한다. 하기는 이에 대한 대책으로 저전압일시만 동작을 제한으로 설계하였다.



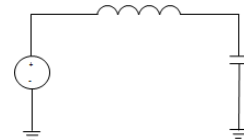
<그림 4>

2.3 이론값 분석

voltage doubler와는 다르게 boost convertor는 inductor를 이용하여 전압을 상승하는 원리이다. 따라서 전류를 충전하여 전압을 승압시키는 원리이다. 이러한 이유로 제사한 분석은 복잡한 결과를 보여기 때문에 하기와 같이 대략적인 결과 식을 얻을 수 있다.



<그림 5>



<그림 6>

<그림 5>는 boost convertor의 동작을 간단하게 도식화 한 것이다. 선택한 구동주파수 및 duty cycle에 따라 전류가 saturation되기 때문에 상기와 같은 그래프로 표현이 된다.

<그림 6>은 계산의 편의를 위해 switch의 turn off 상태를 간단하게 표현한 것으로 승압된 전압을 계산하

기 위해 상기의 LC 회로를 분석하면 다음과 같다.

$$V_s = V_L + V_C, \quad i = i_L = i_C, \quad V_L = -L \frac{di_L}{dt}, \quad i_C = C \frac{dV_C}{dt}$$

$$i_C = C \frac{d}{dt}(V_s - V_L) = C \frac{d}{dt}(V_s + L \frac{di_L}{dt}) = C \frac{d^2}{dt^2} i_L$$

$$L \left(i_C - LC \frac{d^2}{dt^2} i_L \right) = I(s) - LC \{ S^2 I(s) - S I_{L(0)} - i'_{L(0)} \} = 0$$

$$I(s)(1 - LCS^2) = -LC S I_{L(0)} - LC i'_{L(0)}, \quad I(s) = \frac{LCS I_{L(0)}}{(-1 + LCS^2)}$$

$$I(s) = \frac{i_{L(0)} S}{(s^2 - (\frac{1}{\sqrt{LC}})^2)} = \frac{A}{s - \frac{1}{\sqrt{LC}}} + \frac{B}{s + \frac{1}{\sqrt{LC}}}$$

$$A = \frac{i_{L(0)} S}{s - \frac{1}{\sqrt{LC}}} \Big|_{s = \frac{1}{\sqrt{LC}}} = \frac{i_{L(0)}}{2}, \quad B = \frac{2S}{s + \frac{1}{\sqrt{LC}}} \Big|_{s = -\frac{1}{\sqrt{LC}}} = \frac{i_{L(0)}}{2}$$

$$i_L = i_{L(0)} \cos\left(\frac{1}{\sqrt{LC}} t\right) \quad i_{L(0)} = 0 \quad t = \frac{\pi \sqrt{LC}}{2}$$

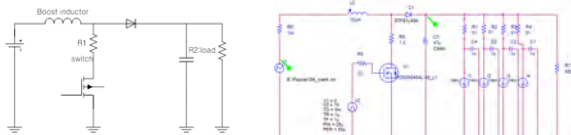
따라서 승압 전압을 구하면

$$V_L = -L \frac{di_L}{dt} = -L \frac{I_{L(0)} - 0.076}{\pi \sqrt{LC}} \quad \text{-----(1)}$$

승압된 전압은 식 (1)과 같으며 inductor의 초기 전류 즉 FET의 보호를 위한 저항 및 inductor의 크기에 따라서 승압전압을 control 할 수 있다.

2.4 simulation 확인

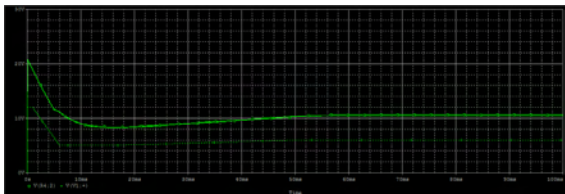
boost 회로 및 센서와 동일한 load를 구성한 후 simulation을 한다. battery의 전압은 ISO의 국제규격과 GM(자동차 회사)에서 제공하는 시동시 전압 profile을 응용하여 입력으로 인가 하였다.



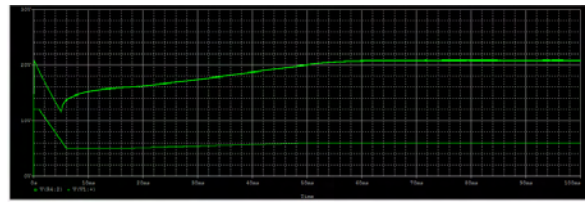
<그림 7>

<그림 7>는 기본적인 회로 구성 및 시뮬레이션 회로를 구성한 것이다. 기본적인 boost convertor와 다른 부분인 FET drain 단의 저항은 FET 보호를 위해 전류를 제한하기 위해 설계이다.

FET의 구동 주파수의 단위가 20Khz로 MCU에서 직접 control 하기 때문에 20kHz의 PWM 신호를 FET gate에 인가 후 시뮬레이션 결과는 얻었다.



<그림 8>

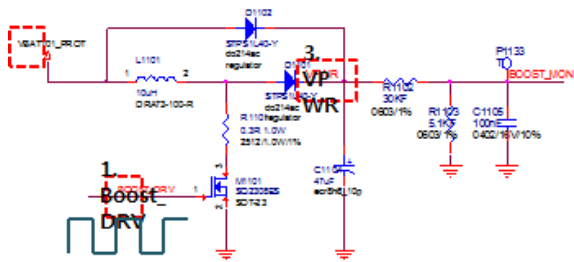


<그림 9>

<그림 8>와 <그림 9>에서의 가장 중요한 point는 승압된 전압이 WSS의 정상적인 동작을 위해 7.5V 이상이 되는가이다. <그림 8>는 FET의 안전이 확보되는 저항값 3옴 시뮬레이션을 진행한 것이고 <그림 9>의 경우에는 1.5옴으로 시뮬레이션을 실행한 결과이다. 두 가지 모두 결과를 확인했을 때 WSS의 전원으로 만족할만한 결과를 확인 할 수 있다.

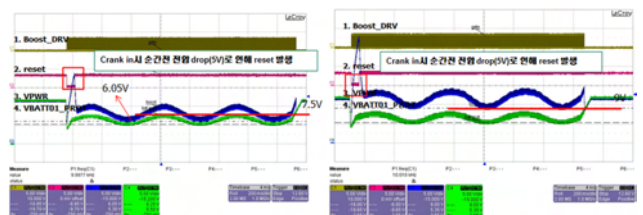
III. 구현

3.1 기능구현 확인



<그림 10>

<그림 10>의 경우는 실제 ECU 내에 boost 회로의 실제 기능을 확인하기 위해 설계한 회로이다. switch로 동작하는 FET의 경우 MCU에서 control 하고 결과값 monitoring을 통해 Boost 회로의 기능이 동작하는 지 확인을 하도록 설계되어졌다.



<그림 11>

<그림 12>

<그림 11>, <그림 12>의 경우 <그림 8>, <그림 9>에서 보여주는 시뮬레이션 결과와 비교할 수 있도록 동일한 조건에서의 실제 결과를 나타낸다.

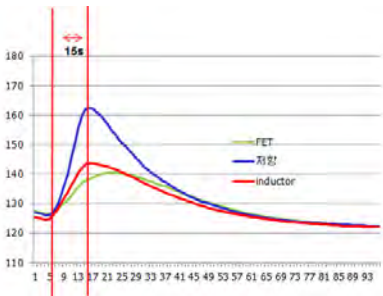
<그림 8>에서는 WSS의 최저 구동 전압인 7.5V에 만족을 하는 것을 보여주었지만 실제로 측정 시에는 만족을 못하는 모습을 보여준다. (최저-6.05)

<그림 12>의 경우 <그림 9>과 같은 조건으로 실제

결과를 확인해본 경우 시뮬레이션에서 입력전압 6V시 20V이상으로 승압되는 것과는 달리 9V 승압으로 많은 차이를 보이고 있지만 WSS 구동전압을 만족하는 것으로 나타난다.

3.1 safety 확인

자동차의 경우 제품의 고장이 사람의 생명과 관계하기 때문에 safety의 기능중요하다. 특히 자동차 내 장비들 중 엔진룸 안에서 동작하는 ECU들은 동작함에 있어 열과 관련한 safety가 가장 중요한 요소가 된다. <그림 13>의 경우에도 이러한 관점에 입각하여 동작시간을 확인한 내용이다.



<그림 13>

<그림 13>을 이용하여 동작 구간을 확인할 수 있다.

15초 이상 구동시 열이 많이 발생하기 때문에 구동에 지장이 될 수가 있다. battery 전압이 가장 많이 내려가는 조건인 시동시의 경우 max 10초 정도로 ISO spec에 명시하고 있기 때문에 구동에 문제가 없음을 확인할 수 있다.

또 한 가지 safety 방법으로 feed back monitoring에 따라 boost회로의 이상동작 여부를 확인하여 정확한 조건에 맞추어서 동작으로 하고 정확한 전압값이 WSS에 입력이 되어 구동에 있어 문제가 안되게 설계가 된다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

WSS에 이용 가능한 전원을 구성했다. 지금까지의 자동차는 battery의 전압 변화에 대해 구현 가능한 제품을 이용했지만 자동차의 전자화는 가속화 되고 있는 시점에서 불안정한 battery 전압을 가지고 target 전원을 만드는 방법이 하나의 노하우가 되고 있다. 전압강하로 인한 안정화는 쉽게 접근할 수 있다. 하지만 승압의 경우 노이즈 및 가격, 성능의 조화를 이루는 최적화된 solution이 아직은 좀 더 많은 실험과 연구가 필요한 상황이라고 보인다. 향후 module에 대한 fail-safe 및 안정화의 방향으로 연구가 진행될 것이다.

참고문헌

- [1] GMW14082
- [2] ISO16750
- [3] differential equations and their applications
//Springer-Verlag & Martin Braun

상용차 통합단말기의 전자파 평가방법에 관한 연구

*김성범, 강진주, 안재성, 배중호, 박용성, 이종현
교통안전공단 자동차안전연구원
e-mail : *emcksb@ts2020.kr, katrieng@ts2020.kr*

A Study on Measurement Method of EMC about Integrated Main Platform of Heavy Duty Vehicle

*Sungbum Kim, Jinju Kang, Jaesung An, Joongho Bae, Yongsung Park, Jonghyun Lee
Korea Automobile Testing and Research Institute

Abstract

The digital tachograph is a device equipped in the registered commercial vehicles such as trucks, buses and taxi to record the driving times, rpm, brake, speed, and so on. The integrated main platform, incorporating with wireless communication system and safe driving support technology for commercial vehicles is currently under development. For assessing of diverse platforms, this research shows the comparison with existing measurement method and additional or amended items about electromagnetic compatibility. In the near future, the integrated main platform system is expected to replace the tachograph currently in use.

버스를 시작으로, 개인택시, 화물차까지 적용 대상이 확대될 것으로 전망된다. 최근 자동차 IT 기술의 발전, 스마트 환경의 보편화 추세이며 현재 자동차 내부에는 각종 AV 편의장치, DMB, 하이패스 단말기 등 정보기기의 수가 증가됨에 따라 이러한 각각의 장치들이 제공하는 모든 인터페이스를 하나의 통합된 형태인 표준 플랫폼에 대한 연구가 시작되고 있다. 동시에 이런 장치들의 표준 평가방안에 대한 연구도 병행되어야 할 것으로 사료되며 본 논문에서는 기존 단말기의 전자파 평가방법에 대한 내용 분석과 관련 최신 국제규격 동향 파악 및 비교 분석을 통하여 향후 통합 표준단말기의 표준 평가 방안 제정시 기초자료로 활용하고자 한다.

I. 서론

일반적으로 버스, 트럭 등 사업용자동차에 장착된 운행기록계는 사고 및 과속 방지, 운행상황 실태 파악 등을 확인하고자 사용되고 있다. 교통안전법 및 대기환경보전법에 근거하여 사업용 차량은 디지털 운행기록계 부착을 의무화하여 2011년 이후 신규 등록차량은 의무적으로 운행기록계를 장착해야 하고 2012년말부터

II. 본론

2.1 자동차 전자파 적합성 기준

자동차의 전자파 적합성 기준은 크게 전자파 방사(Emission or Interference) 및 전자파 내성(Immunity) 시험으로 구분한다. 방사시험은 자동차의 엔진, 점화계통, 모터류 등에서 발생하는 전자파를 평가 측정하는

광대역 방사와 자동차에 장착된 각종 전자제어장치로부터 발생하는 전자파를 측정하는 협대역 방사시험으로 구분된다. 광대역 방사시험은 내연기관의 경우에는 공회전 1,500 RPM 상태에서 각종 전장품들을 작동시키면서 평가를 하며, 전기자동차 및 수소연료전지자동차 등 친환경자동차는 정속 40 km/h로 구동하면서 시험을 실시하여 외부로 방사되는 전자파의 양이 기준치 이하로 발생하는지를 평가하는 항목이다. 내성시험의 경우에는 외부 전자파로 인한 자동차 및 전장품의 오동작 여부를 확인하는 시험 항목으로 자동차를 정속 50 km/h로 주행시키면서 최대 2GHz까지 실시한다[1]. 국내 전자파 관련 자동차안전기준은 1997년부터 현재까지 적용되고 있으며[2] 국제법규는 UN산하 ECE/GRE 그룹의 Regulation 10에 명시되어 있다[3].

2.2 디지털 운행기록계 표준 사양

기존 운행기록계의 표준 사양은 KS R 5072(2007)에 의거 국내 모든 사업용 자동차에 적용할 수 있는 운행기록계의 호환성 및 상호운용성의 확보를 목적으로 제정되었으며[4] 기본 기능 요구사항은 크게 구조 일반 분야 및 성능 분야로 구분되며 전자파 평가와 관련된 평가 항목은 내과도 전압시험, 전자파 장애(방사) 및 내성시험, 정전기 방전시험 등의 항목이 있다[5].

2.3 디지털 운행기록계 전자파 평가 방법

현재 상용차에서 적용되는 운행기록계의 전자파 평가 항목에 대하여 각각의 기준 및 주요 내용 등에 서술하고자 한다.

가. 내과도 전압시험

내과도 전압시험과 관련된 현행 평가방법의 기준은 시험펄스 1, 2a, 2b, 3a, 3b, 4로 구분되어 각각 적용되며 시험레벨 및 인가 펄스 시간은 표1과 같다[6].

표 1. 시험기준 레벨

시험 펄스	시험레벨(III)		최소 펄스수 및 시험시간
	12V system	24V system	
1	-75	-450	5000 펄스
2a	+37	+37	5000 펄스
2b	+10	+20	10 펄스
3a	-112	-150	1시간
3b	+75	+150	1 펄스
4	-6	-12	1 펄스

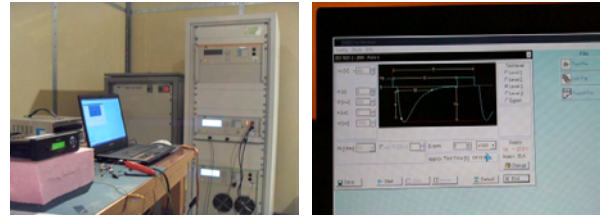


그림 1. 내과도 전압시험 장면

나. 전자파 방사 및 내성시험

디지털운행기록계 단품의 방사시험 기준은 30에서 75MHz 사이에서는 54dB μ V/m(500 μ V/m)에서 44dB μ V/m(160 μ V/m)까지 대수적(선형적)으로 감소하고 75에서 400MHz 사이에서는 44dB μ V/m(500 μ V/m)에서 65dB μ V/m(1800 μ V/m)까지 대수적(선형적)으로 증가하며 400에서 1000MHz까지는 65dB μ V/m(1800 μ V/m)이며 형식승인을 받고자 하는 표본 샘플은 본 기준 보다 2dB 이하의 기준을 적용하며 내성시험의 기준은 150mm 스트립라인(stripline)시험방법을 사용했을 때는 48Volts/m를 80mm 스트립라인 시험방법을 사용했을 때는 12Volts/m를 TEM 셀 시험방법을 사용하였을 경우에는 60Volts/m를 벌크전류인기 시험에서는 48mV를 프리필드(free field)시험에서는 24Volts/m 이며 다만 형식승인을 받고자 하는 표본 샘플은 본 기준 보다 25% 이상의 값을 인가하도록 명시되어 있다[3].

표 2. 자동차 전장부품 방사시험 기준

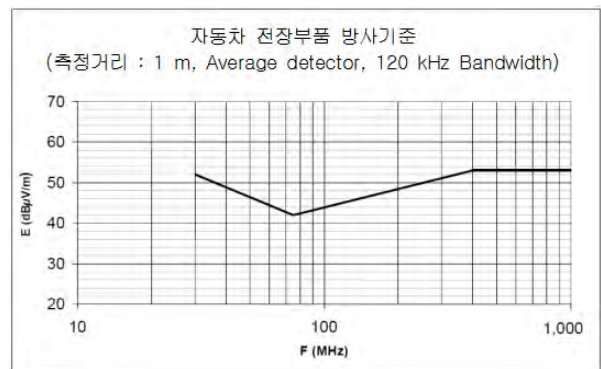


그림 2. 전자파 방사 및 내성시험 장면

다. 정전기 방전시험

시험품은 정상 동작상태(Power Up Test)와 비 동작 상태(Unpower Test)로 구분하며 직접방전모드는 직접방전용 팁으로 방전 스위치를 켜기 전에 시험품에 접촉하여 각 시험 레벨별로 시험하여 성능상태를 확인하고 직접에어 방식은 직접에어방전용 팁을 이용하여 가능한 한 빠르게 (0.1초 ~ 0.5초 이내) 시험품에 접근시켜 각 시험레벨 별 성능상태를 확인하며 각 모드 별 횟수는 3회 이상으로 하며 매 방전마다 시험품의 정상복귀 및 충전을 위하여 모드별 인가 간격은 1초 이상을 갖도록 한다.[7] 인가 값 및 시험장면은 표3 및 그림 3과 같다.

표 3. 정전기 방전시험 시험레벨 및 성능기준

시험레벨	정상동작상태(kV)		성능기준
	Contact	Air Discharge	
L3	± 8	± 15	Ⅲ
L2	± 6	± 8	Ⅱ
L1	± 4	± 6	I

Status I : 시험중/후 모든 기능이 설계사양에 따라 정상동작 상태
 Status II : 시험중 일부 기능이 정상동작하지 않으나 시험후 자동으로 정상상태로 복귀하는 상태
 Status III : 시험중 일부 기능이 정상동작 하지 않으며 시험후에도 자동으로 정상상태로 돌아오지 않으나 일부 키조작(스위치 on/off 등)으로 정상상태로 복귀하는 상태



그림 3. 정전기 방전 시험 장면(좌:Air, 우:Contact)

Ⅲ. 분석

내과도 전압시험은 ISO 7637-2 Ed. 2(2004년) 및 UN/ ECE R10.3에 근거로 명시되어 있으며 최근 국제적으로 인가펄스에 대한 기준 강화 및 펄스 인가회수에 현실화 등이 진행되고 있다.[8] 그림 4에 시험펄스 1은 배터리 전압이 12V 시스템의 경우에는, 최대 인가 전원(U_s)은 기존 -75V에서 -112V로, 인가 횟수는 5,000회에서 500회로, 펄스 인가간격은 기존 0.5초 ~

5초에서 다음 펄스를 준비할 수 있는 최소 조건인 0.5초 이상으로 변동되었으며 24V 시스템 경우에는 최대 인가전원은 변동되지 않았으나 인가 회수 및 간격은 12V 시스템과 동일하게 500회, 0.5 초 이상으로 변경되었다.

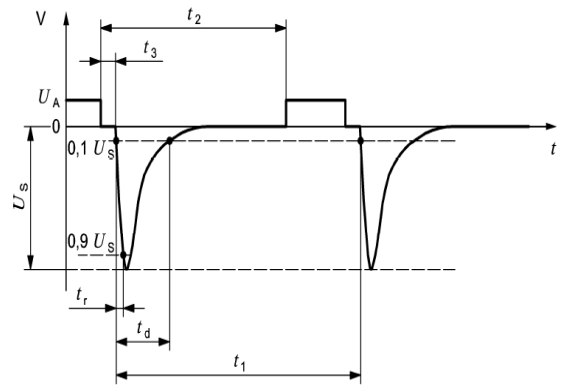


그림 4. Test Pulse 1

그림 5에 시험펄스 2a의 경우에는 최대 인가전원 (U_s)은 기존 -37V에서 -55V로 강화되고, 인가 횟수는 5,000회에서 500회로 현실화 되는 추세이다.(12V 및 24V 시스템 동일 적용)

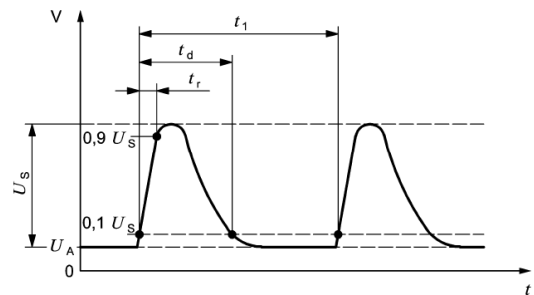


그림 5. Test Pulse 2a

그림 6에 시험펄스 3a의 12V 시스템 경우에는 시험 인가 전압은 기존 -112V에서 -165V로, 24V 시스템 경우에는 -150V에서 -220V로 강화되는 추세이다.

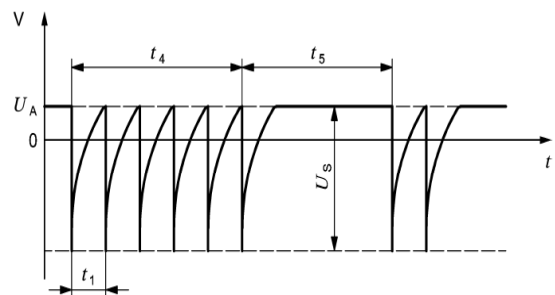


그림 6. Test Pulse 3a

그림 7에 시험펄스 3b의 12V 시스템 경우에는 시험 인가 전압은 기존 +75V에서 +112V로, 24V 시스템 경우에는 -150V에서 -220V로 강화되는 추세이다.

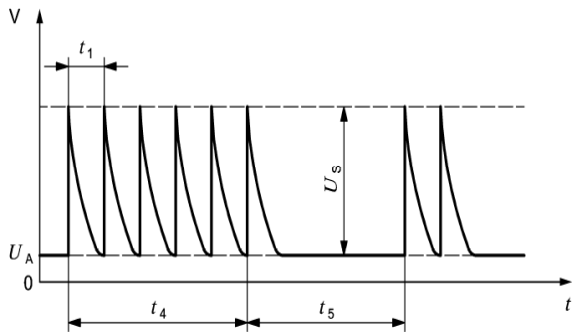


그림 7. Test Pulse 3b

펄스 4의 경우에는 시동과 관련된 부품에 해당되며 ISO 7637-2(2010년) 규격에서는 제외되고 ISO 16750-2 및 ISO 21848 규격에 준용하도록 되어 있으며 최근에는 기능 상태 규정, 펄스 Duration[9] 및 검증방안 [10] 등에 대해서도 활발하게 협의 중에 있다.

전자파 방사 및 내성시험의 기준은 동일하나 통합 단말기의 경우에는 블랙박스, 교통카드 단말기 등 여러 차량 주변기기가 상호 연결됨에 따라 시험 테이블 set-up 및 주변장치의 시뮬레이터 등에 대한 새로운 방안이 요구된다.

정전기 방전시험은 ISO 10605 Ed. 2(2008년) 이후 국제적으로 변경된 사항은 없으며 최근에 내부인가 저항 및 교정 방법 등에 대하여 논의 중에 있다. 또한 2012년부터 자동차 내부 무선 통신 장치 설치에 대한 가이드라인을 2015년을 목표로 국제규격을 제정 중에 있다.[12]

IV. 결론

본 논문에서는 현행 상용차에 적용되는 단말기 전장 부품의 전자파 평가방법에 대한 기준 및 주요 내용을 파악하였으며 관련 최근 국제규격 동향 분석을 통하여 변동 및 고려사항 등을 비교 기술하였으며 향후 다양한 전장품이 접목될 통합단말 플랫폼 장치는 보다 종합적이며 단품차원이 아닌 시스템적인 평가방법 도출이 요구된다. 또한 지속적인 국내외 규격 동향 파악 및 시제품 평가 등을 통하여 신규 평가·인증 방안 마련이 요구된다.

감사의글

본 연구는 국토교통부와 국토교통과학기술진흥원 교통물류연구사업의 연구비지원에 의해 수행되었습니다.

참고문헌

- [1] Sungbum Kim et al, "A study of EMC about EV's Charging mode", KSAE, 2012
- [2] "자동차관련 고시집 : 자동차안전기준 시행세칙", 국토해양부, 2012
- [3] "United Nations Economic Commission for Europe", Un/ECE, Proposal for the 04 series of amendments to Regulation No. 10, July 2010.
- [4] KS R 5072 자동차용 운행 기록 장치
- [5] "디지털운행기록계 표준화 및 안전관리시스템 구축 방안 연구", 교통안전공단, 2006
- [6] ISO 7637-2 Ed. 2 "Road vehicles- Electrical disturbances from conduction and coupling - part 2 Electrical transient conduction along supply lines only." 2004
- [7] ISO 10605 "Road vehicles - Test methods for electrical disturbances from electrostatic discharges", 2008
- [8] ISO 7637-2: 2011, Road vehicles - Electrical disturbances from conduction and coupling - Part 2: Electrical transient conduction along supply lines only, 2011
- [9] ISO/TC22/SC3/WG3 N2242 ISO/WD 7637-1, 2013
- [10] ISO/TC22/SC3/WG3 N2250 Technical Report ISO/TR-X:2013, 2013
- [11] ISO/TC22/SC3/WG3 N2248 "ISO 10605 working items for next maintenance cycle", 2013
- [12] ISO/TC22/SC3/ N2243 "ISO/TS 21609 Road vehicles - EMC guidelines for installation of aftermarket radio frequency transmitting equipment ", 2013

수중 물체 형상측정 방법 및 구현: 유방 MT 시스템 적용

*손성호, 전순익, 최형도
한국전자통신연구원 전파기술연구부
e-mail : shs@etri.re.kr

Method and Implementation for Measuring an Underwater Object Shape: Application of a Breast MT System

*Seong-Ho Son, Soon-Ik Jeon, Hyung-Do Choi
Radio Technology Research Department
ETRI

Abstract

This paper presents the measuring method of a three dimensional object(breast) shape submerged in the microwave matching liquid of a breast MT system. The measuring method is based on the surface reconstruction from the acquired points on the object surface by using the laser pointer and camera placed out of liquid. Here, the acquired raw point data is calibrated. Finally, we shows the implementation and measurement result of a breast shape model.

I. 서론

최근 마이크로파 이미징 기술을 이용한 암 진단 기술 연구가 활발히 진행되고 있다. 이와 더불어 한국전자통신연구원(ETRI)에서도 유방암 진단을 위한 마이크로파 단층촬영(Microwave Tomography; MT) 시스템을 개발하고 있으며[1], 최근에는 고정밀 MT 시스템 연구개발에 힘을 쏟고 있다. 고정밀의 MT 이미징을 하기 위해서는 다양한 기술적 이슈가 있으나, 본 논문에서는 MT 영상의 고정밀 및 복원의 고속화에 도움을

주기 위한 유방 형상측정 기술에 대한 연구결과를 소개하고자 한다.

한편, 3차원 형상측정이 가능한 상용품이 많이 나와 있으나 상당히 고가일 뿐만 아니라 측정하고자 하는 대상이 액체 속에 존재할 경우는 적용이 불가능하다. 따라서, ETRI에서 개발하고 있는 유방암 진단 시스템에 적용 가능한 기술 개발이 필요하다.

이전에 발표된 논문에서는 유방의 단면 윤곽선을 획득[2]하거나 혹은 유방의 그림자를 획득[3]하여 3차원 형상을 복원하는 방법이 소개된 바 있다. 나아가, 본 논문에서는 이전의 방법에서 보여주지 못했던, 측정하고자 하는 인체 유방이 수중(마이크로파 매칭 용액)에 존재할 경우 형상 측정이 가능한 방법을 보이고자 한다. 그리고 이를 유방 MT 시스템에 구현하여 유방모형을 마이크로파 매칭 용액 속에 담근 상태에서 측정된 결과도 보이고자 한다.

II. 본론

수중에 존재하는 물체를 측정하기 위해 제안된 방법을 그림 1에 나타내었다. 기본적으로, 본 방법은 물체 표면까지의 거리들을 측정하여 물체의 3차원 형상을 재구성하는 방법이다. 이에 따라, 수조 밖에 레이저 포인터와 카메라를 두어, 거리를 측정하고자 하는 물체

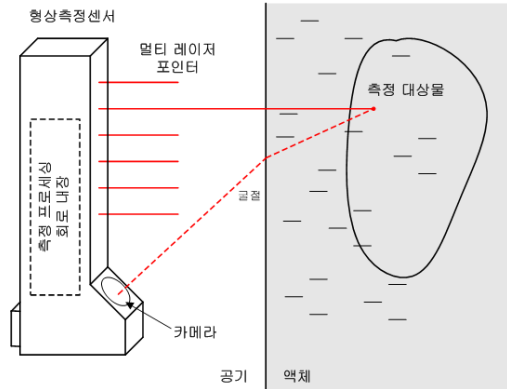


그림 1. 제안된 수중 물체 형상측정 방법

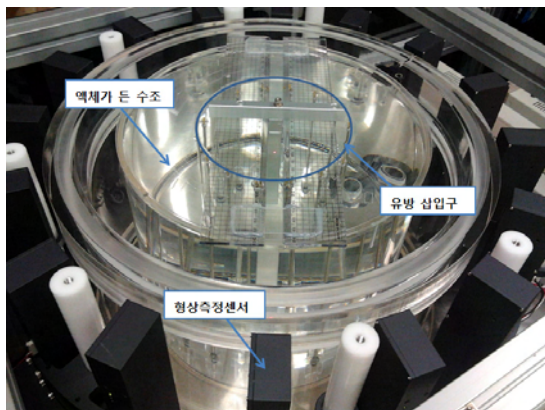
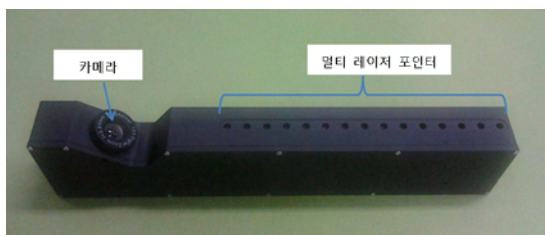


그림 2. 제작된 수중 물체 형상측정센서(위) 및 이를 적용한 유방 MT 시스템(아래)

의 표면상 지점에 레이저 포인트를 형성하고 이를 카메라가 촬영하여 거리를 계산하게 된다.

여기서, 카메라에 맺힌 레이저 포인트는 이중매질(공기, 액체) 투과에 따른 굴절이 발생하게 된다. 제안된 본 방법에서는 어떤 물체 표면까지의 실제 거리와 실제 맺힌 영상의 픽셀수를 미리 측정하여 그 관계를 유도하여 이중매질에 따른 굴절을 보정한다.

상기의 제안된 측정방법으로 실제 유방 MT 시스템 적용을 위해 제작된 형상측정센서와 그 설치된 모습을 그림 2에서 보이고 있다. 액체가 든 수조의 직경은 30 cm이며 그 주위에 16개의 형상측정센서를 두었다. 한편, 본 그림의 유방 삽입구에 실제 거리와 카메라 영상에 맺힌 픽셀수와의 관계를 유도하기 위해 실험하고

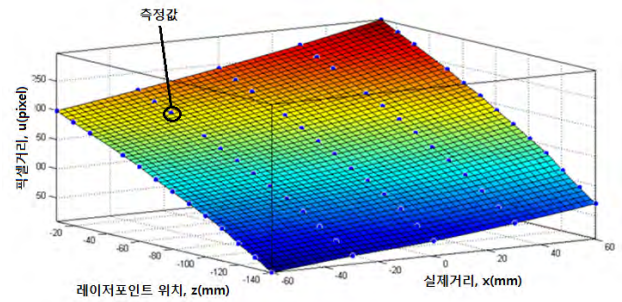


그림 3. 투과굴절 보상을 위해 실제 측정된 관계도

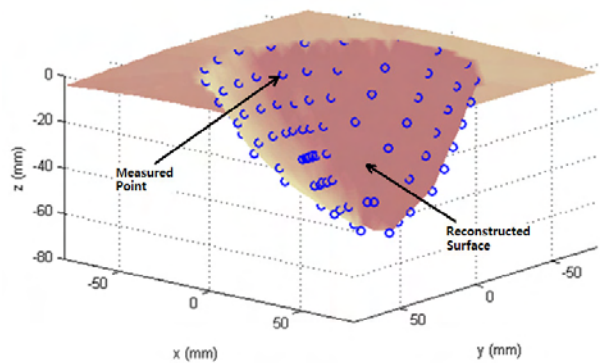


그림 4. 수중에 존재하는 유방모형의 측정결과

있는 장면이기도 하다.

투과굴절 보상을 위해 눈금막대를 알고 있는 각각의 위치로 이동하며 측정한다. 그 결과 그래프가 그림 3이다. 그리고, 본 결과 그래프에는 특정 함수식으로 커브 피팅한 결과를 함께 보이고 있다. 이후 측정실험에서는 본 실험적 피팅 함수를 이용하였다.

그림 4는 실제 유방모형을 그림 2에서 보인 유방 MT 시스템 수조에 삽입하여 측정한 결과이다. 본 결과에서 보이고 있는 바와 같이, 측정된 포인트 데이터들은 보간되어 3차원의 유연한 유방형상으로 재구성될 수 있다.

Ⅲ. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 수중에 든 물체의 형상을 측정하기 위한 방법을 소개하고, 이를 실제 유방 MT 시스템에 적용하여 측정된 실험결과를 보였다. 본 방법에서는 수조 밖에서 물체까지의 거리를 측정하기 위해 꽤 많은 포인트 레이저를 이용하였으나, 나아가 소수의 라인 레이저와 카메라만으로도 구현 가능할 것이다.

[본 연구는 미래창조과학부가 지원한 2013년 정보통신·방송(ICT) 연구개발사업의 연구결과로 수행되었음]

참고문헌

- [1] S. H. Son et al., "Preclinical Prototype Development of a Microwave Tomography System for Breast Cancer Detection", ETRI Journal, Vol. 32, No. 6, pp. 901-910, 2010.
- [2] 손성호 외, "유방 MT 시스템에서 단면 윤곽선 획득에 의한 유방 형상측정", 대한전자공학회 하계학술대회 논문집, 제35권, 제1호, 2012.
- [3] 손성호 외, "유방 MT 시스템에서 그림자 획득에 의한 유방 형상측정", 대한전자공학회 하계학술대회 논문집, 제35권, 제1호, 2012.

USN 기반 다중 프로토콜 게이트웨이를 이용한 무선 원격제어 알고리즘 설계

*홍성일, *장정욱, *송수연, **김영숙, *인치호
세명대학교 컴퓨터학부

megadriver@hanmail.net, eugine0772@hotmail.com, davinchy00@hanmail.net,
kysuk2002@hanmail.net, ich410@semyung.ac.kr

Wireless Remote Control Algorithm Design using a Multi-Protocol Gateway based on USN

*Sung-Il Hong, *Jeong-Uk Chang, *Su-yeon Song, **Young-Sook Kim, *Chi-Ho Lin
*School of Computer, Semyung University
**School of Liberal Arts, Fareast University

Abstract

In this paper we have proposed a multi-protocol gateway design on LED-IT integrated protocol distribution board based on the wireless network. In this paper the proposed multi-protocol gateway defined the transmit messages format, and it is used the USN module interface protocol for connect to external application MCU using the UART. In this case, the gateway is zigbee module and check the communication status, and setting zigbee serial PDU format for settings with confirmation of the setup information. As a result, it were proved the efficiency of integrate protocol distribution board using the multi-protocol gateway than distribution board using the repeater through the power control and communications a controlled experiment.

I. 서론

에너지를 고려한 무선 센서 네트워크 구성에서 무선 데이터 전송이 특히 중요한 논점이 되는데 에너지 효율을 높이려면 데이터 통신이 필요하지 않는 노드는 무선 채널을 비활동 상태로 두고 필요한 노드만 무선

채널이 활성화 되도록 하여 데이터 통신을 담당하게 하는 방법을 사용한다. 또한 데이터 전송 손실이 발생하면 재전송을 위한 추가 전력이 필요하므로 전송 손실률도 중요하게 고려해야 한다[1-3].

센서 네트워크의 기능은 센서를 통해 주변의 정보를 수집하고, 수집된 정보를 주변의 센서들과 통신을 통해 취합, 관리한다. 지능적 기술이 정착되려면 다양한 디바이스를 통합하여 동작 시키고 어플리케이션 및 소프트웨어를 구동 시킬 수 있는 유연한 네트워크 시스템이 필요하다. 네트워크 기술의 발전은 유선 네트워크를 넘어 무선네트워크를 대중화에 까지 이르고 있다. 또한 무선 네트워크의 발전으로 기존의 유선 네트워크와 통합 할 수 있는 기술들이 개발되어가고 있는 실정이다. 따라서 새로운 무선 장치들을 이용하여 환경 데이터를 수집하여 전달 및 처리할 수 있는 게이트웨이의 제어알고리즘이 요구되고 있고, 이를 뒷받침할 기술의 개발은 필수 불가결한 것이라 하겠다. 다양한 상황 및 환경 데이터를 수집하여 중앙 처리장치로 전달하는 센서 네트워크 모듈과 이 모듈들이 수집한 데이터를 전달받아서 수집·종합·분석·평가하여 제어 명령을 전달하는 게이트웨이가 그것이다[4-5].

본 논문에서는 문제점 해결을 위하여 USN 기반 다중 프로토콜 게이트웨이를 이용한 무선 원격제어 알고리즘을 제안한다. 제안하는 무선 원격제어 알고리즘은 USN 모듈 인터페이스 프로토콜을 사용하여 zigbee 모듈과 통신 상태를 체크한다. 또한, 설정정보 확인 및

세팅을 통한 현장상황을 실시간으로 원격제어를 할 수 있도록 다중 프로토콜 게이트웨이에 적용하고 통신 신뢰성 기술, 실시간 모니터링 및 제어를 통한 안전성을 확인한다.

II. 무선 원격제어 알고리즘

본 논문에서 제안하는 다중 프로토콜 게이트웨이를 이용한 무선 원격제어 알고리즘은 메인서버로부터 이더넷이나 CDMA를 통해 제어 명령을 받고, 제어 명령을 받은 게이트웨이는 zigbee 근거리 통신을 통해 센서 노드들과 데이터를 송수신한다. 각각의 센서노드는 데이터를 수집하여 게이트웨이를 통해 메인서버에 이더넷이나 CDMA를 이용하여 데이터를 전송하고 가로등의 점등제어를 한다.

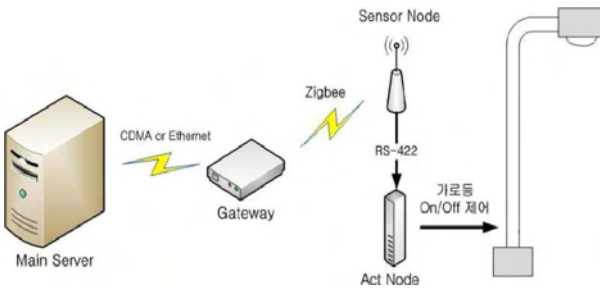


그림 1. Multi Protocol Control Configuration

다중 프로토콜 게이트웨이의 원격제어 알고리즘은 zigbee 기반 저전력 근거리 무선통신 방식을 이용하여 CDMA, Ethernet (TCP/IP), GPS등의 유무선 통신 복합제어를 주목적으로 한다. 그 외에도 각종 멀티 센서의 데이터를 수집하여 데이터를 메인서버로 전송하는 중계자 기능을 한다. 게이트웨이는 각각의 단위 지역에 분류되어진 가로등의 등주 제어 센서 모듈의 집합을 관리하기 위해서 등주 주변에 설치되는 모듈과의 통신을 위한 Zigbee 안테나(2.4GHz대역, 5dB)와 송수신 모듈(Zigbee모듈)을 탑재하고, 무선 프로토콜, Ethernet 프로토콜, RS232, 디스플레이 및 입력 인터페이스의 통합제어를 하도록 알고리즘을 설계한다.

그림 2는 게이트웨이의 무선 원격제어 알고리즘을 나타내었다. 센서노드와 싱크노드의 연결을 확인하여 게이트웨이는 연결된 센서노드의 정보를 요청하고, 싱크노드는 센서노드의 연결정보를 응답한다. 메인서버는 게이트웨이와 포트를 연결시키고 센서노드의 응답 정보를 수신하여 센서노드의 정보를 확인한다. 게이트웨이는 메인서버로부터 데이터 요청과 센서 ID를 수신하여 매핑 정보를 생성하고 세션 ID를 추가하고 싱크

노드에 전송한다. 센서노드는 싱크노드로부터 데이터 요청 정보와 세션 ID를 수신하여 그 결과를 세션 ID와 함께 싱크노드로 다시 전송한다. 매핑 정보 검색을 통해 데이터 수신결과와 센서 ID, 세션 ID를 게이트웨이에 전송하고, 메인서버는 데이터 결과와 센서 ID를 게이트웨이로부터 수신하여 확인한다.

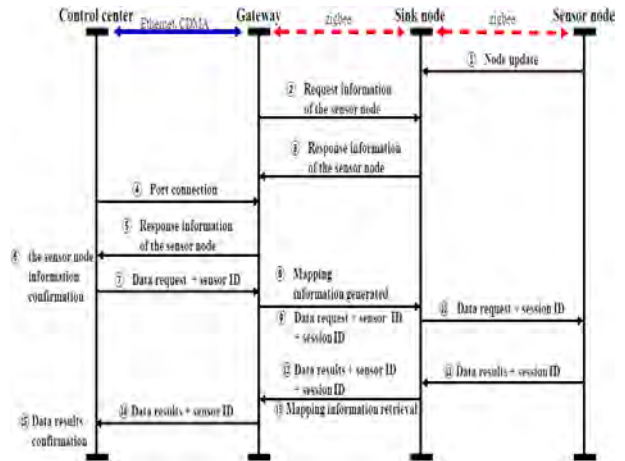


그림 2. Wireless Remote Control Algorithm

그림 3은 알고리즘 적용시 싱크노드와 센서노드, 가로등 LED 모듈 사이의 점등제어 신호의 흐름을 나타내었다. 다중 센서노드에서 측정된 센싱 값들은 항시 터미널 노드로 전송하고 다시 싱크 노드로 전송한다. 싱크노드에서는 원격제어를 위하여 센싱 값들을 게이트웨이로 전송한다.

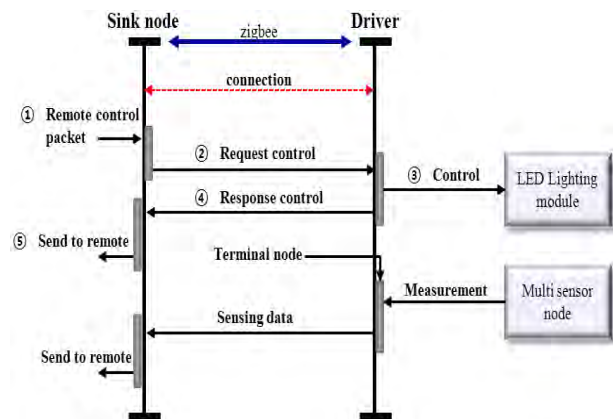


그림 3 Lighting Control Signal Flow

싱크노드와 드라이버 가 연결되면 싱크노드는 원격 제어 패킷을 수신하여 드라이버에 제어요청을 하고 드라이버는 LED 점등 모듈을 점등한다. 싱크노드는 드라이버로부터 점등 결과를 수신하고 게이트웨이에 그 결과를 전달한다.

가로등 원격제어 알고리즘에 의한 연결동작은 가로등의 센서노드와 게이트웨이가 PING Request/Respond에 의해 연결을 확인한다. 연결이 확인되면 설정정보를 주고받고, 연결된 상태에서 가로등의 센서노드는 주기적으로 상태정보를 리포트한다. 그림 5는 원격제어 알고리즘에 의한 프로그램 동작 시나리오를 나타낸다.

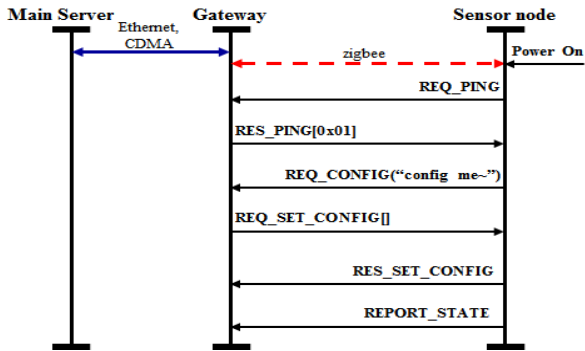


그림 4. Program operation scenarios

III. 실험결과

본 논문에서 제안하는 원격제어 알고리즘의 효율성 검증을 위한 실험환경은 센서로부터 데이터를 수집하여 zigbee 모듈을 이용해 게이트웨이로 센서데이터를 전송하는 SZ100S 모듈, 온도, 습도, CO₂를 측정하여 데이터를 SZ100S 모듈로 전송하는 sh300dth 센서 모듈, 그리고 UART로 데이터를 수신 받아 zigbee로 전송하고 zigbee 수신 데이터를 UART를 통해 MCU로 전달하는 zigbee 모듈을 사용하였다.

그림 5는 본 논문에서 제안하는 USN 기반 게이트웨이를 이용한 무선 원격제어 알고리즘을 적용하여 전력 제어 및 통신 제어를 실험한 환경은 나타내었다.

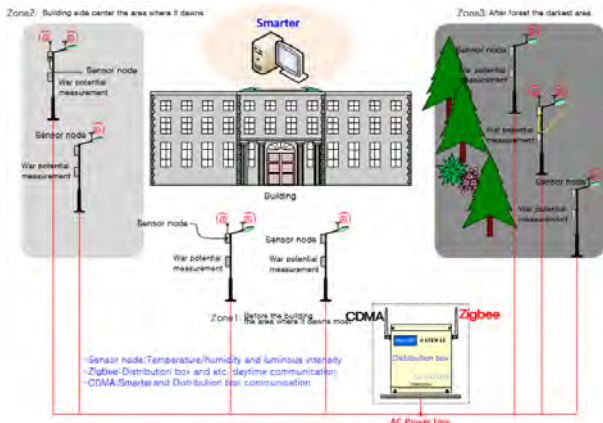


Fig 5. Results environment

실험환경에 대한 설정으로는 기본 조명의 밝기를 50%로 지정하고 1월 1일부터 12월 31일까지 일몰 이후부터 익일 일출까지 점등되도록 지정하였기 때문에 점등 적용시간은 의미를 두지 않는다. 가로등의 점등 시간 동안 보행자의 안전 서비스를 제공하기 위하여 보행자가 인지되면 조명의 밝기를 100%로 조정하였다. 그림 6은 게이트웨이를 통한 LED 조명제어와 보행자의 안전 서비스를 위한 센서운영 설정을 나타내었다.

기본 디밍 : 50

센서타입	온도	센서타입	습도
임계치	38	임계치	90
등호설정	이상	등호설정	이상
밝기	100	밝기	100
센서타입	조도	센서타입	보행
임계치	100	임계치	2
등호설정	이하	등호설정	이하
밝기	100	밝기	100

그림 6. Sensor Operating Set

센서 데이터의 측정을 위한 환경은 측정주기를 2초 간격으로 하였고 온도의 측정범위는 -20℃에서 70℃로 지정하였다. 습도와 CO₂의 측정범위는 각각 0.0에서 100%, 0에서 3000ppm으로 설정 하였다.

그림 7은 가로등 점등시 제어를 위한 패킷 수신 상태를 미들웨어를 통하여 측정하여 결과를 나타내었다.

```

+ Byte 0 : 1
+ Byte 1 : 16
+ Byte 2 : 1
INFO [GW#1] MHYB100SEMYUNG - Power State Line
INFO [Thread-3] SlemsDateLogger - EVENT NAME : MHYB-100_SEMYUNG_DATA
INFO [GW#1] NET_DATA - + XCP: GW=1, PID=0X80, payload=0x13,00,00,00,01,10,02,01,00,00,00,20,51,15,00
INFO [GW#1] NET_DATA - + XCP: NODE=103, PID=0x01, payload=0x40,00,00,00,00
INFO [Thread-3] SlemsDateLogger - EVENT NAME : MSW-100_DATA
INFO [GW#1] NET_DATA - + XCP: NODE=103, PID=0x01, payload=0x40,00,00,00,00
INFO [Thread-3] SlemsDateLogger - EVENT NAME : MSW-100_DATA
INFO [GW#1] NET_DATA - + XCP: NODE=103, PID=0x01, payload=0x40,00,00,00,00
INFO [Thread-3] SlemsDateLogger - EVENT NAME : MSW-100_DATA
INFO [GW#1] NET_DATA - + XCP: NODE=103, PID=0x01, payload=0x40,00,00,00,00
INFO [Thread-3] SlemsDateLogger - EVENT NAME : MSW-100_DATA
INFO [GW#1] NET_DATA - + XCP: NODE=106, PID=0x01, payload=0x10,01
INFO [GW#1] MHYB100SEMYUNG - handleMessage NODE id=106
    
```

그림 7. Packet reception status

상시전원을 사용하기 때문에 Byte 2의 값 1을 MHYB-100가 수신하고 게이트웨이에서는 메인서버로 전원공급 정보와 가로등 점등 데이터 PID와 payload 값을 전송한다. 이때, 센서노드의 감지 데이터는 변화가 없기 때문에 MSW-100을 통해 측정된 payload 값 0x40은 게이트웨이를 통하여 통합 관제실로 전송된다.

그림 8은 설정 내용을 기반으로 전력제어 및 통신제어를 통한 가로등 점등제어 시, 전기 및 통신비용의 비교결과를 나타낸 것이다.

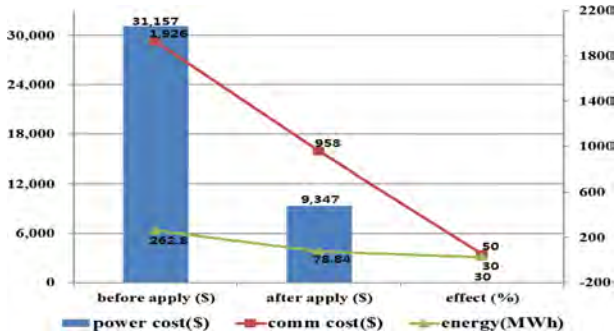


그림 8. Compared of the electricity and the comm cost

가로등 1,000개를 기준으로 연간전력량은 60W LED 가로등을 1일 12시간씩 1년을 점등하면 적용 전에는 262.8MWh가 소모되었고 전기요금은 \$31,157, 통신요금은 \$1,926이 소요되었다. 본 논문에서 제안하는 다중 프로토콜 게이트웨이를 위한 무선 원격제어 알고리즘을 적용했을 경우, LED 가로등을 30분 지연점등 및 단축소등을 하여 점소등 시간을 신축운영하기 때문에 10% 가량의 에너지 소모가 감소하였다. 또한 심야 소등설정, LED 가로등의 등주 고장시 안정기 전원차단 설정과 심야 격등으로 인한 20%의 에너지 소모 절감 효과 발생하였다. 결과적으로 에너지는 연간 78.34MWh가 소모되어 183.96MWh가 절감되고, 전기 요금은 \$9,347이 소요되어 \$21,810가 절감되는 효과를 얻을 수 있었다. 연간 통신비용은 기존의 원격제어 방식을 사용하는 게이트웨이를 사용할 경우, 1대가 50개의 가로등 제어가 가능하므로 \$1,926가 발생한다. 그러나 제안하는 무선 원격제어 알고리즘을 적용한 다중 프로토콜 게이트웨이를 사용할 경우, 1대당 100개의 등주를 제어 가능하기 때문에 \$958가 발생하여 50% 가량의 통신비용이 절감되는 결과를 얻을 수 있었다.

IV. 결론

본 논문에서는 USN 기반 다중 프로토콜 게이트웨이를 위한 무선 원격제어 알고리즘의 설계를 제안하였다. 제안하는 무선 원격제어 알고리즘은 USN 모듈 인터페이스 프로토콜을 사용하여 zigbee 모듈과 통신 상태를 체크하였다. 또한, 설정정보 확인 및 세팅을 통한 현장상황을 실시간으로 원격제어를 할 수 있도록 다중 프로토콜 게이트웨이에 적용하고 통신 신뢰성 기술, 실시간 모니터링 및 제어를 통한 안전성을 확인하기

위하여 다중 프로토콜 게이트웨이에 의한 전력제어 및 통신제어 실험을 하였다.

본 논문에서 제안된 다중 프로토콜 게이트웨이를 위한 무선 원격제어 알고리즘의 효율성 검증결과, 기존 게이트웨이를 사용한 방식과 비교하여 점소등 시간의 신축운영, 심야 소등설정, 등주 고장시 안정기 전원차단과 심야 격등 설정이 가능했기 때문에 183.96MWh의 에너지 절감효과와 \$21,810의 전기료 및 \$968의 통신비용 감소 효과를 얻을 수 있었다. 결과적으로 실시간 모니터링 및 제어 대한 신뢰성 및 안정성 확보를 통해 전력제어 및 통신제어의 효율성을 입증하였다.

향후 현재 설계된 결과를 바탕으로 PDA, 휴대폰, 스마트기기 등과 연동하여 웹기반 원격제어 서비스를 통해 모니터링과 제어 정보를 받아 볼 수 있는 연구가 진행되어야 한다.

Acknowledgment

본 연구는 지식경제부 출연금으로 ETRI SW-SoC 융합R&BD센터에서 수행한 시스템반도체 설계인력양성사업의 연구결과입니다.

참고문헌

- [1] Venkatesh Rajendran, Katia Obraczka, J.J. Garcia-Luna-Aceves, "Energy efficient, Collision Free Medium Access Control for Wireless Sensor Networks," *SenSys'03*, pp. 5-7, Nov 2003.
- [2] X. Hong, M. Gerla, W. Hanbiao and L. Clare, "Load balanced, energy-aware communications for Mars sensor networks.", *Proc. of aerospace conference*, vol 3, pp.1109-1115, 2002.
- [3] M. Younis, M. Youssef, K. Arisha, "Energy-Aware Routing in Cluster-Based Sensor Networks.", *Proc. 10th IEEE International Symposium*, pp.129-136, 2002.
- [4] Xin Liu, "Coverage with Connectivity in Wireless Sensor Networks", *Proceedings of Broadband Communications, Networks and Systems (BROADNET 2006) 3rd International Conference*, pp.1-8, 2006.
- [5] 이상원, 강정훈, 유준재, " S3C4510B 프로세서를 이용한 센서 네트워크 게이트웨이 구현", *대한전기학회*, pp.429-431, 2004.11

폴리토픽 불확실성을 가지는 연속시간 특이시스템의 산일성 필터링

*찬테니¹, 김종해¹, 오도창²

1 : 선문대학교 전자공학과 (e-mail : chandanny@sunmoon.ac.kr)

2 : 건양대학교 의공학부 (e-mail : docoh@konyang.ac.kr)

Robust Continuous-Time Dissipative Filtering for Polytopic Uncertain Descriptor Systems

*Danny Chan¹, Jong Hae Kim¹, Do Chang Oh²

1: Department of Electronic Engineering, Sun Moon University

2: Department of Medical IT Engineering, Konyang University

Abstract

This paper considers the problem of continuous-time dissipative filter design method for the descriptor systems with polytopic uncertainties. Using a Lyapunov function, a bounded real lemma (BRL) for continuous-time dissipative descriptor systems is proposed. A continuous-time dissipative filter design method is presented by linear matrix inequality (LMI) approach on the basis of the derived BRL.

I. Introduction

There are two significant topics in modern control theory, which will be focused in this paper; they are robustness and dissipativity. Although, there are many related papers on these two branches of study, but the interconnection between these two branches are rarely seen. Thus, originality was considered, and the combination of robustness and dissipativity are utilized to develop a new filter design that satisfies both properties.

Since the goal of robust system is to retain

assurance of the system performance in spite of model inaccuracies and changes [1], and the notion of dissipativity being the boundedness of free supply that can be extracted from a system [2]; together, we can describe the behavior of the system in a more useful manner. The advantage of having dissipative properties allows us to relate to many mechanical and electrical engineering applications [3], where energy is of interest.

II. Problem formulation

Consider the continuous-time descriptor systems,

$$\begin{aligned} E\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bw(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Dw(t) \\ z(t) &= Lx(t) \end{aligned} \quad (1)$$

where $x(t) \in R^n$ is the state vector, $y(t) \in R^m$ is the measurement vector, $z(t) \in R^p$ is the signal to be estimated, $w(t) \in R^q$ is the input signal, and E is singular matrix that satisfies the $\text{rank}(E) = r \leq n$. All systems matrices have appropriate dimensions.

Definition 1 Linear uncertain system is a convex

polytopic set defined as $\delta(x) = A(\alpha)x$, and is said to be quadratically stable in the uncertain box of $A(\alpha)x = \sum_{i=1}^N \alpha_i A_i$, given that $\sum \alpha_i = 1$ and $\alpha_i \geq 0$, if and only if there exists a matrix $P = P^T > 0$ such that $A_i^T P + P A_i < 0$. [4-5]

By Definition 1, the considering system (1) will now be represented with polytopic uncertainty properties in the following form,

$$\begin{aligned} \dot{E}x(t) &= A_i x(t) + B_i w(t) \\ y(t) &= C_i x(t) + D_i w(t) \\ z(t) &= L_i x(t) \end{aligned} \quad (2)$$

where i is the natural number index.

The objective is to design the full-order linear filter with polytopic uncertainty, defined in Definition 1, in the following is the state-space realization form

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}(t) &= A_{f_i} \hat{x}(t) + B_{f_i} w(t) \\ \hat{z}(t) &= C_{f_i} \hat{x}(t) + D_{f_i} w(t) \end{aligned} \quad (3)$$

where $A_{f_i} \in R^{n \times n}$, $B_{f_i} \in R^{n \times m}$, $C_{f_i} \in R^{p \times n}$, and $D_{f_i} \in R^{p \times m}$. Since the dimensions of the uncertain parameter α is the same in both systems, (2) and (3), therefore i is the same natural number index used in (2). In the following main result, we will omit the time t for simplicity.

III. Main result

By combining the considering system (2) with the full-order linear filter (3), where the augmented state vector is defined as $\tilde{x} = [x^T \hat{x}^T]^T$ and the estimation error as $\tilde{z} = z - \hat{z}$, we can obtain the following filtering error descriptor systems as

$$\begin{bmatrix} E & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}} \\ \dot{\tilde{z}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_i & 0 \\ B_{f_i} C_i & A_{f_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x} \\ \tilde{z} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_i \\ B_{f_i} D_i \end{bmatrix} w \quad (4)$$

and by taking the difference between the estimated signal with the linear filter signal we will obtain the following

$$\tilde{z} = [L_i - D_{f_i} C_i \quad -C_{f_i}] \begin{bmatrix} x \\ \hat{x} \end{bmatrix} - D_{f_i} D_i w \quad (5)$$

Now let

$$\begin{aligned} \tilde{E} &= \begin{bmatrix} E & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}, \quad \dot{\tilde{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}} \\ \dot{\tilde{z}} \end{bmatrix}, \quad \tilde{x} = \begin{bmatrix} \tilde{x} \\ \tilde{z} \end{bmatrix}, \\ \tilde{z} &= z - \hat{z}, \quad \tilde{A} = \begin{bmatrix} A_i & 0 \\ B_{f_i} C_i & A_{f_i} \end{bmatrix}, \quad \tilde{B} = \begin{bmatrix} B_i \\ B_{f_i} D_i \end{bmatrix}, \\ \tilde{C} &= [L_i - D_{f_i} C_i \quad -C_{f_i}], \quad \tilde{D} = -D_{f_i} D_i \end{aligned}$$

then the filtering error dynamics is expressed by

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{E}}\tilde{x} &= \tilde{A}\tilde{x} + \tilde{B}w \\ \tilde{z} &= \tilde{C}\tilde{x} + \tilde{D}w \end{aligned} \quad (6)$$

Using the Lyapunov stability criterion, a sufficient condition for the stability of an equilibrium system can be determined without solving the state equation. Let $V(\tilde{x})$ be a continuously differentiable vector function. The system is asymptotically stable if there exists a positive definite function $V(\tilde{x}) : P \rightarrow R^n$ [6], where

$$V(\tilde{x}) = \tilde{x}^T \tilde{E}^T P \tilde{E} \tilde{x} \quad (7)$$

such that $\frac{dV(\tilde{x})}{dt} < 0$,

$$\frac{dV(\tilde{x})}{dt} = \tilde{x}^T \tilde{E}^T P \tilde{E} \dot{\tilde{x}} + \tilde{x}^T \tilde{E}^T P \tilde{E} \dot{\tilde{z}} \quad (8)$$

Therefore (8) is said to be negative definite, where $\frac{dV(\tilde{x})}{dt}$ is the derivative along the trajectory of filtering error dynamics (6).

Definition 2 The filtering error dynamic system expressed by (5) is said to be passive with a dissipation η if $\int_0^t (w^T \tilde{z} - \eta w^T w) dt \geq 0$ holds all trajectories with $x(0) = 0$ and all $t \geq 0$ [5].

To add on the dissipativity characteristics to this linear filter, the descriptor system must satisfy the dissipation performance inequality by Definition 2, expressed as J_p . η is the dissipation variable that controls the overall performance of the system, $w^T \tilde{z}$ is the supply rate of the system, and $w^T w$ is the weighting factor of the dissipation rate.

We will now introduce an auxiliary term to prevent any rank deficiency, and to maintain the system to be negative definite in the final solution as shown in the following [6]

$$2x^T \tilde{E}^T \tilde{R} \tilde{Z} x < 0 \quad (9)$$

where \tilde{Z} is the constant matrix to be determined and \tilde{R} can be selected satisfying

$$\tilde{E}^T \tilde{R} = 0 \quad (10)$$

At this point, the linear filter variables can be determined from the following inequality

$$\frac{dV(\tilde{x})}{dt} + J_p + 2x^T \tilde{E}^T \tilde{R} \tilde{Z} x < 0 \quad (11)$$

After manipulating (11), we obtain the following

$$\zeta^T A \zeta < 0 \quad (12)$$

where the notations are defined as follows

$$A = \begin{bmatrix} x^T w^T \\ \tilde{A}^T \tilde{P} \tilde{E} + \tilde{E}^T \tilde{P} \tilde{A} & \tilde{E}^T \tilde{P} \tilde{B} - \tilde{C}^T \\ + \tilde{A}^T \tilde{R} \tilde{Z}^T + \tilde{A} \tilde{R} \tilde{Z} & + \tilde{B} \tilde{R} \tilde{Z} \\ \tilde{B}^T \tilde{P} \tilde{E} - \tilde{C} & - \tilde{D} - \tilde{D}^T \\ + \tilde{B}^T \tilde{R} \tilde{Z}^T & + 2\eta I \end{bmatrix}$$

To derive the sufficient condition, we define the following as

$$\begin{aligned} \tilde{E}^T &= \begin{bmatrix} E^T & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}, \quad \tilde{R} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \tilde{Z} = \begin{bmatrix} Z & I \\ 0 & I \end{bmatrix} \\ P &= \begin{bmatrix} P_1 & P_2 \\ P_2^T & P_3 \end{bmatrix}, \quad \tilde{E}^T \tilde{R} = 0. \end{aligned} \quad (13)$$

In order to separate out the variables with the same term to maintain our linear system, Similarity transformation technique [6] will be performed. Let

$$J = \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & P_2 P_3^{-1} \end{bmatrix}, \quad \Gamma = \text{diag}(J, I) \quad (14)$$

The result of $\Gamma A \Gamma^T < 0$ can be changed to the following

$$\begin{bmatrix} \Pi_1 & \Pi_2 & \Pi_3 \\ * & \Pi_4 & \Pi_5 \\ * & * & \Pi_6 \end{bmatrix} < 0 \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \Pi_1 &= \langle A_i^T P_1 E \rangle + \langle E^T P_2 B_{fi} C_i \rangle + \langle A_i^T R Z^T \rangle \\ \Pi_2 &= A_i^T P_2 P_3^{-1} P_2^T + B_{fi}^T C_i^T P_2^T + E^T P_2 P_3^{-1} P_2^T A_{fi} \\ \Pi_3 &= E^T P_1 B_i + z R^T B_i + E^T P_2 B_{fi} D_i - L_i^T + D_{fi}^T C_i^T \\ \Pi_4 &= \langle P_2 A_{fi} P_3^{-1} P_2^T \rangle \\ \Pi_5 &= P_2 P_3^{-1} P_2^T E B_i + P_2 B_{fi} D_i + P_2 P_3^{-1} C_{fi}^T \\ \Pi_6 &= 2\eta I + \langle D_{fi} D_i \rangle \end{aligned}$$

The * denotes the symmetric term in a symmetric matrix. For simplicity, terms such as $\Phi + \Phi^T$ are represented as $\langle \Phi \rangle$. In order to derive the LMI in terms of all variables, we define the following new variables as

$$\begin{aligned} \overline{A}_f &= P_2 A_{fi} P_3^{-1} P_2^T, \quad \overline{B}_f = P_2 B_{fi}, \\ \overline{C}_f &= P_2^T P_3^{-1} C_{fi}, \quad \overline{D}_f = D_{fi}, \quad F = P_2 P_3^{-1} P_2^T. \end{aligned} \quad (17)$$

By using (17), the matrix inequality (16) is equal to the following

$$\begin{bmatrix} \Theta_1 & \Theta_2 & \Theta_3 \\ * & \Theta_4 & \Theta_5 \\ * & * & \Theta_6 \end{bmatrix} < 0 \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \Theta_1 &= \langle A_i^T P_1 E \rangle + \langle E^T \overline{B}_f C_i \rangle + \langle A_i^T R Z^T \rangle \\ \Theta_2 &= A_i^T F + \overline{B}_f^T C_i^T + E^T \overline{A}_f \\ \Theta_3 &= E^T P_1 B_i + E^T \overline{B}_f D_i + Z R^T B_i - L_i^T + \overline{D}_f^T C_i^T \\ \Theta_4 &= \langle \overline{A}_f \rangle \\ \Theta_5 &= F E B_i + \overline{B}_f D_i + \overline{C}_f^T \end{aligned}$$

$$\Theta_6 = 2\eta I + \langle \bar{D}_f D_i \rangle$$

Therefore, the filter variables can be determined from the following relation

$$A_f = \bar{A}_f F_2^{-1}, B_f = \bar{B}_f, C_f = \bar{C}_f F_2^{-1}, D_f = \bar{D}_f. \quad (19)$$

IV. Conclusion

The result obtained above are filtering variables, where each can be individually handled either by pre-setting these variables as define parameters or solving these variables as design parameter. Whichever approach the designer chooses, a system can be constructed with properties of robustness and dissipativity by simple manipulation of these variables. Hence, this filtering technique can raise significant improvement on application that deals with the flow of energy. The filtering technique guarantees maximum performance of flow rate and stability of the system.

감사의 글

이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임.
(No. 2010-0025670)

Reference

- [1] Richard C. Dorf and Robert H. Bishop, *Robust Control Systems, Modern Control Systems*, Addison Wesley Longman, Inc., 8th Edition, pp. 689-752, 1998.
- [2] Jan C. Willems, "Dissipative Dynamical Systems," *European Journal of Control*, pp. 134-151, 2007.
- [3] Florin Dan Barb, Aharon Ben-tel, and Arkadi Nemirovski, "Robust Dissipativity of Interval Uncertain Linear Systems," *SIAM Journal on Control and Optimization*, vol. 41, no. 6, pp. 1661 - 1695, 2003.

- [4] S. Boyd, L. E. Ghaoui, E. Feron and V. Balakrishnan, "Analysis of LDIs: Input/Output properties : Dissipativity," *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*, Studies in Applied Mathematics, pp. 93-94, 1994.
- [5] Grman, Ľubomír, *et al.* "Robust stability conditions for polytopic systems," *International Journal of Systems Science*, vol. 36, no. 15, pp. 961-973, 2005.
- [6] Bao J. and Lee P.L., Dissipativity and Passivity, *Process Control: The Passive Systems Approach*, Springer, 253 p.77, 2007
- [7] Kim J.H., "Discrete Passive Filtering of Singular Systems with Time-varying Delay" *Applied Mathematical Sciences*, vol. 6, no. 81, pp. 4047-4055, 2012.

PCA와 Mulivariate Regression 기법을 이용한 표면 근전도(Surface Electromyography) 센서 기반 제스처 인식

*양근용 (Rex Yang), 송지영, 김상원
LG 전자 미래 IT 융합 연구소

e-mail : yang.rex@lge.com, jiyoung.song@lge.com, sangwon3@lge.com

Surface EMG sensor based gesture recognition through PCA and multivariate regression method

*Rex Yang, Jiyoung Song, Sangwon Kim
Data Mining Team, Future IT R&D Lab
LG Electronics

Abstract

In this paper, a method for classifying electromyography signal for various finger gesture is explored. Dry surface EMG sensor data with two channels sampled at 1024 Hz is used for simulating the system. Furthermore, the feasibility and practical application of the system is carefully evaluated.

위해선 비 침습 식을 이용한 system이 필요하다. 비 침습적인 표면 근전도 센서 데이터는 noise에 민감하고 전극 부착 위치에 따라 신호의 quality가 크게 변한다. 본 논문에서는 이러한 한계점을 감안하여 Principle Component Analysis와 regression line을 통해 좀 더 일반 제품에 적용 가능한 시스템 알고리즘을 탐색한다.

I. 서론

최근 다양한 wearable computing device에 대한 관심과 제품들이 부상하고 있다. 이러한 device들은 사람의 생체 정보 또한 활용하여 다양한 서비스를 제공하는데 이러한 생체정보에는 심전도, 뇌파, 근전도, 맥박 등이 있다. 이 중에서 근전도 신호는 사람들이 일상생활에서 interaction하는데 가장 중심을 차지하고 있다. 따라서 근전도 신호를 이용한 device인터페이스가 사람들이 직관적으로 사용하기 용이 할 것이다. 근전도 신호를 추출하는 방법에는 침습과 비 침습 방법이 있는데 의용 목적이 아닌 생활에서 사용하기

II. 본론

2.1 Feature Extraction

본 논문을 위해 사용한 표면 근전도 장치는 Laxtha사의 M3204로서 QEMG 4 channel이 사용되었다. 센서 전극은 건식 타입으로서 4개의 채널 중 2개의 채널을 이용한 손가락 움직임 인식을 기술한다.



그림 1. 전극 위치

근전도 신호에 대한 여러 특징 중 본 논문은 3개의 특징을 고려한다[1]. 1. 신호의 RMS 2. 주파수 에너지 3. 채널간 상관관계. 따라서 250ms구간의 한 샘플은 총 5개의 feature를 가지게 된다. 이를 Principle Component Analysis를[2] 통하여 본 논문에서는 feature space를 3차원으로 축소하여 classifier를 training하는 computation의 complexity를 줄여준다.

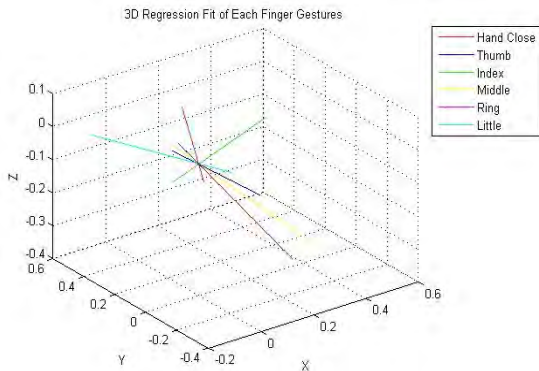


그림 2. 각 손가락 움직임에 대한 3차원 벡터 Map

2.1 Classifier

PCA를 통해 축소된 특징들은 regression line fitting을 통해 모델링이 되며, 각 제스처마다 방향이 다른 3차원 벡터 map이 형성이 된다.

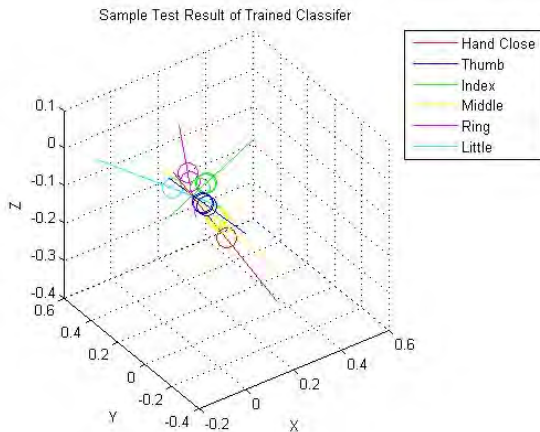


그림 3. 테스트 데이터의 mapping

이에 인식하고자 하는 근전도 신호가 입력이 되면 feature가 추출되고 training을 통해 얻어진 벡터 map에 project되어 가장 근접한 벡터의 동작으로 분류가 된다.

III. 결론 및 향후 연구 방향

현재 의료용 근전도 신호 기반 device들은 정교한 신호 분석이 가능하지만 비용이 크다. 본 논문에서는 2개의 채널과 알고리즘을 사용하여 저가, low computing power device에 적용 가능한 feasibility를 확인 하였다. 좀 더 저가의 효율적인 device 혹은 interface를 위해선 효과적인 근육의 움직임 시작 감지 방법 및 여러 가지 분류 기법들이 고려되고 연구 되어야 한다.

참고문헌

- [1] T.Scott Saponas 외, "Demonstrating the Feasibility of Using Forearm Electromyography for Muscle-Computer Interface", Proceedings of the 2008 SIGCHI Conference on Human Factors in Computing Systems (Florence, Italy, April 5-10, 2008). CHI '08. ACM, New York, NY, 515-524.
- [2] M.Partridge and R.Calvo, "Fast dimensionality reduction and simple PCA", IDA, 2, pp.292-298, 1997

LABVIEW 기반 자동 가스측정시스템

김년수, 김영웅, 양승협, *박홍배
경북대학교 전자공학부

e-mail : khero2002@naver.com, hbpark@knu.ac.kr

LABVIEW based Gas Automatic Measurement System

Nyun Su Kim, Young Woong Kim, Seung Hyeop Yang, *Hong Bae Park
School of Electronics Engineering
Kyungpook National University

Abstract

Experimental validation, data gathering and reliability are important issues in gas sensor development field. We propose the automatic gas measurement system for preventing the waste of human resource, saving the running time of experiment and real-time data gathering. LABVIEW based software is possible to automate gas flow control and real-time wireless data gathering with implement GUI based system. We evaluate the performance of the proposed automatic gas measurement system in gas measurement experience.

I. 서론

고도의 산업발전으로 인해 발생하는 다양한 종류의 가스는 이로운 가스보다는 인체에 유해한 가스가 많아서 사람의 건강을 위협하고 심할 경우 목숨을 잃을 수 있다[1-3]. 그러나 인간의 감각기관으로는 유해가스의 종류를 판별하거나 농도를 측정할 수 없다. 최근 구미 불산 유출사고와 울산의 석유화학기업 하청직원이 탱크로리에서 질식사 하는 사고 등 유해가스에 의해 많

은 피해가 생기고 있다[4-5]. 이러한 사고들은 가스센서를 사용하여 작업환경의 유해가스를 측정하거나 모니터링함으로써 사고가 일어났을 때 즉각적인 조치를 취하여 피해를 줄이고 사고를 미연에 방지할 수 있다.

가스센서의 개발에 있어서 가장 중요한 부분은 개발 후의 검증이다. 가스센서는 사용용도에 따라서 가스에 대한 감도, 선택성, 안정성, 반응 및 회복속도, 작동온도 등의 조건을 만족해야 한다. 이를 위해 센서에 대한 적합성을 평가하기 위한 가스 반응특성실험이 필수적이다. 하지만 이 실험은 많은 인력과 시간을 필요로 한다[6-7].

본 논문에서는 실험시간을 단축하고 편의성을 높이기 위해 LABVIEW(Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench) 기반의 자동 가스측정시스템을 제안한다. 자동 가스측정시스템은 가스측정 실험환경과 LABVIEW 기반의 그래픽 유저 인터페이스(GUI: Graphic User Interface) 부분으로 구성된다. 가스측정 실험환경은 대상가스의 정량화에 필요한 하드웨어 부분과 측정 시스템으로 구분되고, LABVIEW 기반의 GUI는 측정된 데이터를 실시간으로 확인할 수 있는 모니터링 창과 현재 흐르는 가스의 유량상태를 확인하고 조율할 수 있는 control 창으로 이루어진다. 제안한 가스 측정시스템의 성능을 평가하기 위해 실시간으로 가스측정 실험을 수행한다.

II. 시스템 구성

2.1 가스측정 실험환경

정확한 가스측정 실험을 위해 대상가스의 정량화에 필요한 질량유량계(MFCs: Mass Flow Controllers)는 대상가스인 암모니아(NH₃)와 황화수소(H₂S) 중 부식성 가스인 황화수소의 특성을 고려하여 MFC의 내부가 금속재질로 selling된 KOFLOC사의 3660 모델을 선택하였다. 또한 PC와 시리얼 통신(serial communication : RS-232)을 통해 MFCs를 제어하여 가스의 유량을 조절하고, 전원을 공급해주기 위해 Power supply & readout unit은 MJ Technics사의 MR-500 모델을 선택하였다. 또한 가습조절장치와 챔버에 적절한 온도의 물을 순환시켜 줌으로써, 챔버 내부를 실험에 적합한 온도로 맞춰주기 위한 항온순환수조는 JEIO TECH사의 RW-0525G 모델을 선택하였다.

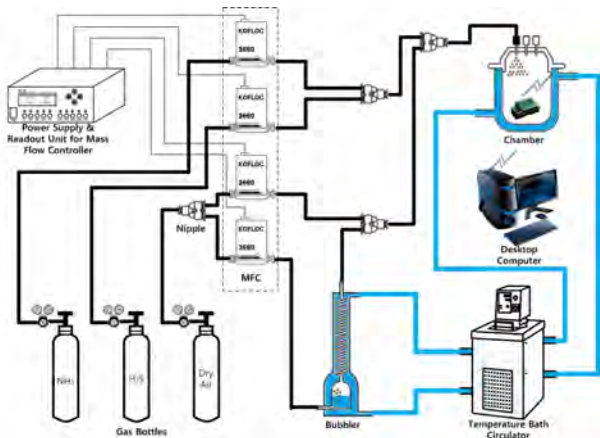


그림 1. 가스측정 실험환경

대상가스를 측정하기 위한 실험환경은 그림 1과 같이 가스공급라인, 가습조절장치, 항온순환수조, 측정용 챔버로 구성한다. 가스공급라인은 NH₃, H₂S, 합성된 공기(질소 : 산소 = 4 : 1) 용기와 MFCs로 구성한다. 합성공기라인 중 하나는 가습조절장치에 의해 습도가 맞춰지고, MFCs에 의해 조절된 대상가스와 최종적으로 한 곳으로 모아져 원하는 습도로 조절된 가스농도를 만들게 된다. 가습조절장치는 챔버 내부의 습도를 조절하고, 챔버는 2 중 구조로 되어 있어 항온순환수조를 통해 챔버의 내부를 적절한 온도로 유지하여 실험에 적합한 환경을 만든다.

2.2 LABVIEW를 이용한 GUI 설계

자동 가스측정시스템을 구축하기 위해 실험자동화와

실험과정의 실시간 측정상태 모니터링, 데이터 저장기능을 하는 가스측정 운용 GUI 프로그램을 National Instrument사의 그래픽기반 프로그래밍 언어인 LABVIEW를 사용하여 개발한다.

LABVIEW는 JAVA나 C와 같은 프로그램 개발도구이지만 텍스트 기반의 언어를 사용하여 프로그램 코드를 생성하는 것이 아니라 블록 다이어그램 창 안에서 아이콘을 서로 연결하여 프로그램을 생성한다. LABVIEW는 VI(Virtual Instrument)라는 개념으로 이루어져 있는데, 이는 GUI 프로그램의 프론트 패널과 블록다이어그램으로 구성된다. 프론트 패널은 데이터 디스플레이 창, 자동 가스측정실험을 위한 시스템 제어 창으로 구성되고, 블록 다이어그램은 프로그램이 실행되는 소스코드로 구성된다. LABVIEW는 프로그래밍에서 제공하는 응용함수들이 많고, 그래픽 방식의 프로그램이라서 GUI 개발이 텍스트 기반의 프로그램에 비해 용이하다. 또한 프로그램의 디버깅 시 프로그램의 흐름이 눈으로 보이기 때문에 에러를 쉽게 찾을 수 있다.

제안한 시스템에서 구축한 LABVIEW 기반 측정 GUI의 기능은 여러 개의 무선가스센서노드에서 측정된 온도, 습도, 각 가스센서 데이터의 그래픽적인 변화를 보여주고, 메인컴퓨터로 들어오는 데이터들을 정렬하고 실시간으로 저장한다.

가스측정 실험 실시간 모니터링을 위해 센서의 값이 실시간으로 출력되는 모니터링 창과 가스농도를 조율하기 위한 유량장치, 즉 MFCs를 제어하고 농도별 자동 가스측정에 대한 시간설정과 MFCs의 설정상태와 실제 흐르는 가스의 유량상태를 디스플레이 하기 위한 setup 창을 개발한다.

III. 실험 및 결과

실험은 다음과 같은 조건에서 수행하였다. 챔버 안의 온도와 상대습도는 각각 27±2℃와 55±3%로 유지하고 MFCs를 통해 챔버로 흘려주는 총 유량은 588cc/min이며, 챔버의 용량은 2500cc이다.

실험방법은 먼저 건조한 합성공기를 가습조절장치로 보내고, MFCs에 의해 정량적으로 조절된 대상가스와 합쳐져 원하는 가스농도를 만들어 챔버로 보낸다. 정량화된 혼합가스는 챔버로 유입되고, 챔버 안에 놓은 무선가스센서노드는 주기적으로 센서의 출력전압을 12비트 ADC하여 무선으로 싱크노드에 전송한다. 싱크노드에서는 메인컴퓨터와 usart를 통해 8비트 데이터를 115kbps의 속도로 16byte 단위로 전송한다. 메인컴퓨터

터에서 동작하는 가스측정용 GUI는 전송되는 데이터를 실시간으로 화면에 디스플레이하고 저장한다.

대상가스 측정실험의 가스농도조합은 암모니아 0, 3, 5, 8, 12, 20, 30, 40, 60, 80, 100ppm의 11개 농도, 황화수소 0, 0.1, 0.15, 0.25, 0.4, 0.55, 0.75, 1, 1.25, 1.6, 2ppm의 11개 농도, 혼합가스(NH₃/H₂S) 0, 3/0.1, 5/0.15, 8, 12, 20, 30, 40, 60, 80, 100/2ppm의 11개 농도로 하여 총 33개의 조합으로 실험하였다. 여기서 0ppm은 합성공기를 의미한다.

가스를 주입하기 시작한 후, 챔버 안에 대상가스 농도로 포화되고 센서출력 전압이 더 이상 상승하지 않는 일정한 전압으로 유지되는데 10분 정도 소요되었다. 이후 6분 동안 12초 간격으로 30번의 데이터를 기록한다. 온습도 센서는 가스센서와 달리 12초의 주기로 측정 당시의 챔버 내 온도와 습도를 실시간으로 측정하여 획득한 데이터와 함께 메인컴퓨터로 전송된다.

모니터링 화면과 실시간으로 전송되는 대상가스의 측정값은 그림 2와 같다.

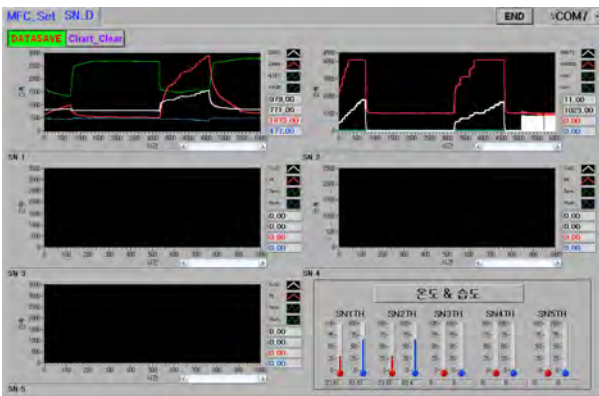


그림 2. 자동 가스측정시스템 모니터링 창

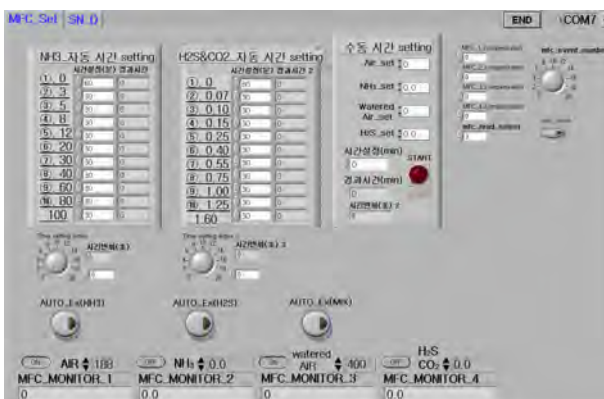


그림 3. MFC제어 및 자동 가스측정 시간설정 창

각 단계별로 농도를 변화시키며 챔버가 포화되는 시간까지의 측정된 값을 확인할 수 있다. 또한 그림 3의 setup창을 통하여 현재 흐르는 가스의 유량상태를 확인하고 조율한다.

이렇게 개발한 GUI 프로그램과 각 실험장치, 그리고 무선가스센서노드를 이용한 자동 가스측정시스템을 그림 4에 보인다.

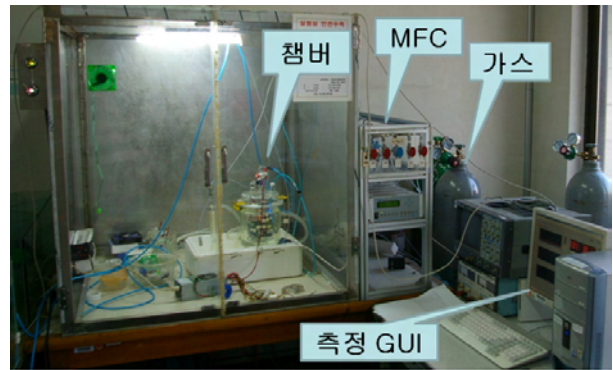


그림 4. 구현한 자동 가스측정시스템

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 LABVIEW 기반 자동 가스측정시스템을 제안하고, LABVIEW의 GUI를 통해 조작이 간편하며 대상가스의 측정값을 실시간으로 확인할 수 있는 시스템을 개발하였다. 또한 시스템의 검증에 위해 실험실 기반의 가스측정 실험환경을 구축하고 실험을 수행하여 자동 가스측정시스템의 동작을 확인하였다.

제안한 자동 가스측정시스템은 가스센서 개발 후의 검증에서 유용하게 활용될 수 있다. 향후 연구로는 휴대용 단말기로 언제 어디서나 실시간으로 데이터를 확인하고 원격으로 제어할 수 있는 시스템이 있다.

V. 감사의 글

본 연구는 교육과학기술부와 한국연구재단의 지역혁신인력양성사업으로 수행된 연구결과임

참고문헌

[1] Z. Chen, X. Huang, and Q. Wang, "The Effect of Air Pollution on Human Health in China: A Macro Evaluation", 2009 ICBBE, Vol. 3, pp. 1-4, 2009.
 [2] W. Linwei and Z. Xueyi, "A Study on Air Pollution Costs Measurement Based on Human

- Health", 2011 ICBBE, Vol. 5, pp. 1-4, 2011.
- [3] E. J. Cassell, "Air Pollution-The Relationship between Health Effects and Control Philosophy", IEEE Transactions on Geoscience Electronics, Vol. 7, No. 4, pp. 220-226, 1969.
- [4] 권혁진 외, "가스사고 통계 및 분석에 관한 고찰", 한국화재조사학회논문지, 제11권, 제1호, pp. 59-65, 2008.
- [5] www.kgs.or.kr
- [6] 이인수 외, "시설재배지에서의 매립형 암모니아 가스 측정 장치 구현", 한국정보기술학회논문지, Vol. 11, No. 3, pp. 9-17, 2013.
- [7] L. H. Li, D. V. Dao, S. Sugiyama, "Design and Simulation of an Integrated Metal Oxide Based Micro NO₂ Gas Sensor", 2006 International Symposium on Micro-Nano Mechatronics and Human Science, pp. 1-5, 2006.

MFCC 특징 추출을 위한 Floating-Point 비트 너비 최적화 방안

*조지혁, 유호영, 차소영, 박인철
한국과학기술원 전기및전자공학과

e-mail : *jhjo.ics@gmail.com, hyoo.ics@gmail.com, sycha.ics@gmail.com, icpark@kaist.edu*

Optimization of Floating-Point Bit-width for MFCC Feature Extraction

*Jihyuck Jo, Hoyoung Yoo, Soyounng Cha, In-Cheol Park
Department of Electrical Engineering
KAIST

Abstract

Earlier research efforts have been focused on fixed-point mel-frequency cepstrum coefficients (MFCCs) [1][2], but such a number representation could not fulfil the full dynamic range of the feature extraction process with small bit-width. In order to overcome the limitation, an optimization algorithm of floating-point bit-width for MFCC feature extraction process is examined in this paper. The proposed algorithm is used in speech recognition system simulator. As a result, the optimized floating-point speech recognition system simulator achieves 4.16 times reduction in bit-width without significant degradation of the word correction rate.

I. 서론

음성인식 시스템은 대표적인 인간 컴퓨터 인터페이스로, 오늘날 스마트폰, TV, 자동차 등의 다양한 분야에서 활용되고 있다. 일반적으로 상기 음성인식 시스템은 web-based 음성인식 혹은 digital signal processor를 기반으로 한 음성인식을 사용한다[3]. 대용량의 데이터가 처리되는 음성인식 과정의 특성 상,

위와 같은 음성인식 방식은 최소의 전력 소모가 요구되는 모바일, 임베디드 시스템 등에 적합하지 않다.

이를 보완하기 위하여 최근 연구에서는 음성인식 과정을 저전력 하드웨어로 구현하고자 노력을 해왔다. 음성인식 시스템은 크게 음성 신호로부터 특징 벡터를 추출하는 특징 추출 (feature extraction) 과정과 상기 벡터를 해석하고 인식하는 음성 분류 (classification) 과정으로 나뉜다. 특징 추출 과정에는 linear predictive coding 혹은 mel-frequency cepstrum coefficients (MFCCs) 등이 있는데, 이 중 계산량 대비 정확도가 높은 MFCC가 주로 사용된다. [1]에서는 음성인식 과정 중 MFCC 추출 과정에 대하여 전력 소모량을 감소하기 위해 공유하는 fixed-point 가감기 및 곱셈기를 사용하였다. [2]는 음성인식 시스템의 모든 fixed-point 연산에 대하여 비트 너비를 최적화하였다. 하지만 위의 논문들과 같이 fixed-point 연산으로 dynamic range가 큰 음성인식 시스템을 구현하는 것은 전력 소모 측면에서 부적합하다.

이에 대한 해결책으로, 본 논문에서는 음성인식 과정 중 데이터 처리가 많은 MFCC 과정에 대하여 비트 너비가 최적화된 floating-point 연산을 적용하는 방안을 제시한다. 이를 통하여 fixed-point 대비 대부분의 연산자의 비트 너비가 2배, 최대 4.16배 감소되었다. 결과적으로 해당 연산에 대하여 combinational logic의 비트 너비가 줄어들고 연산에 사용되는 전력 소모를 최소화할 수 있다.

본 논문의 구성으로, 본문 II에서 floating-point 연산의 비트 너비를 최적화하는 알고리즘에 대하여 제안하고, 본문 III에서 상기 연산을 적용한 음성인식기 동작을 보이며, 본문 IV에서 결론을 맺는다.

II. 본론

2.1 MFCC 특징 추출 과정 및 특성

MFCC 특징 추출 과정은 음성신호처리에서 많이 사용되는 특징 추출 방법 중 하나이다. Mel-frequency cepstrum (MFC)이란 20ms 가량의 단위 시간 (frame) 내의 음성 데이터에 대하여 계산한 power spectrum을 청각기의 주파수 반응도를 모사한 mel-scale 주파수 도메인에서 discrete cosine transform (DCT)를 취한 값이다. 일반적으로 음성인식에서 사용되는 MFCC 추출 과정은 하나의 frame에 대하여 12개의 DCT 결과 값과 전처리 과정을 거친 해당 frame 내 모든 음성 신호의 에너지 합, 총 13개의 coefficient로 구성된다. 이를 추출하기 위한 자세한 과정은 아래 동작 순서도와 같다. 각 블록에 대한 연산들은 [4]에 자세하게 기술되어 있다.

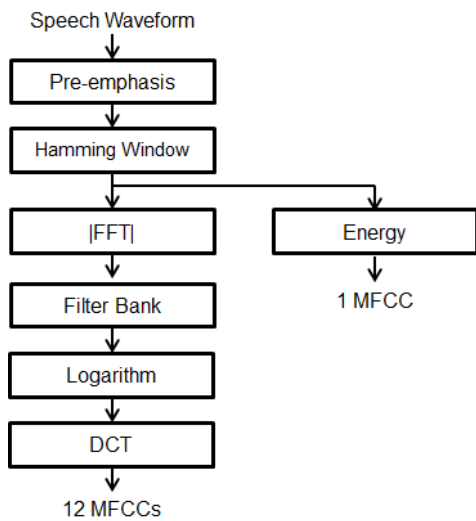


그림 1. MFCC 특징 추출 동작 순서도

그림 1 동작 순서도에서 다음과 같은 두 특성을 알 수 있다. 첫째로, MFCC 추출 과정의 중간 결과 값들은 dynamic range가 크다. FFT magnitude 및 energy를 계산하는 과정에는 해당 신호의 제곱 및 accumulate 연산이 사용되며, 그 결과 입력된 음성 신호 대비 큰 값이 출력된다. 반면 logarithm 함수를 거치면 입력 값 대비 작은 크기의 값이 출력된다. 따라

서 서로 다른 두 신호를 logarithm 함수에 인가하였을 때 출력되는 두 값을 구분하기 위해서는 fractional part에 대한 resolution이 높아야 한다. 이러한 특성은 그림 2 예시에서 확인할 수 있다. 그림 2에서는 MFCC 추출 과정을 간소화한 연산에 대하여 fixed-point로 중간 결과 값을 표현하였다. 간소화한 연산은 입력 신호를 제공하고 logarithm을 취하는 과정으로 구성된다. 이 때 입력 신호들은 상용 PCM 방식의 16-bit sample 마이크에서 얻은 값이다.

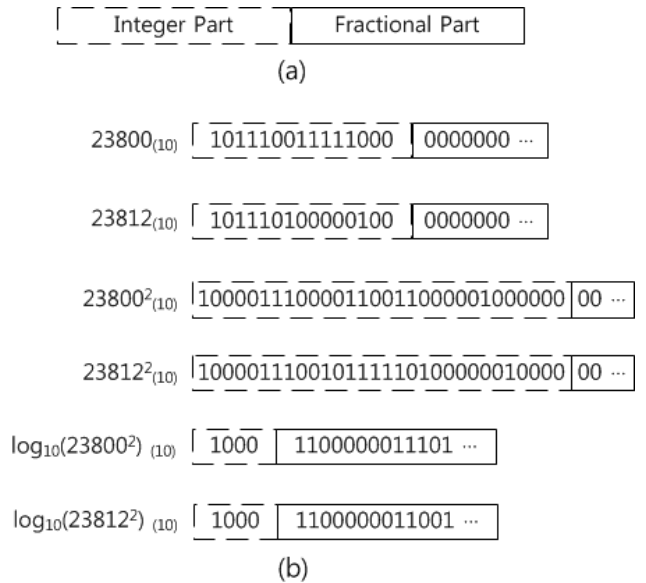


그림 2. 간소화된 MFCC 특징 추출 연산에 대한 예제
(a) Fixed-point 표현의 구성 요소 블록 표현 (b) MFCC 특징 추출 중간 결과에 대한 fixed-point 표현

그림 2에서 알 수 있듯이 fixed-point로 표현할 경우 integer part 및 fractional part의 비트 너비가 각 연산마다 비효율적으로 사용되는 것을 알 수 있다.

둘째로, MFCC 추출 과정에는 제곱근, logarithm과 같은 nonlinear 함수들이 존재한다. 상기 함수들은 독립 변수가 커질수록 양수인 1차 미분 값이 점차 줄어드는 특성을 가진다.

Floating-point는 동일한 비트 너비에 대하여 fixed-point보다 큰 dynamic range를 가진다. 따라서 MFCC 추출 과정을 앞의 특성에 부합하는 floating-point 연산으로 표현할 경우, 적은 비트 너비의 표현으로도 높은 음성인식 정확도를 달성할 수 있다.

2.2 Floating-point 표현

대표적인 floating-point 표현은 그림 3과 같이 부호 (sign)를 표현하는 S, 지수부(exponent part)를 표현하

는 E, 정규화 된 실수부(fractional part)를 표현하는 F 로 구성된다. 이 때 F는 0을 제외한 모든 값에 대하여 1.f' 값으로 정규화 된다. 이 때 E는 2's complement, F는 unsigned 수체계로 정의된다.

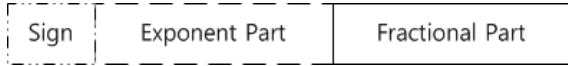


그림 3. Floating-point 표현의 구성 요소 블록 표현

해당 floating-point 표현의 값을 수식으로 나타내면 (1)과 같다. 나아가 제곱근 및 logarithm 연산의 경우, 각 함수의 특성에 따라서 수식 (2), (3)과 같이 연산을 변형할 수 있다.

$$(-1)^S \times F \times 2^E \quad (1)$$

$$\sqrt{F \times 2^E} = \sqrt{F} \times 2^{E/2} \quad (2)$$

$$\log_2(F \times 2^E) = \log_2(F) + E \quad (3)$$

변형된 연산을 사용할 경우 서로 다른 입력 {0,F,E₁}, {0,F,E₂}에 대하여 각 연산 별 동일한 \sqrt{F} 및 $\log_2(F)$ 를 갖는다. 따라서 floating-point를 사용할 경우 제곱근, logarithm 연산에 필요한 look up table의 크기를 줄일 수 있다.

2.3 Floating-point 비트 너비 최적화 알고리즘

전력 소모를 최소화한 MFCC 추출 과정을 구현하기 위해서는 해당 음성인식 시스템의 합리적인 인식 정확도를 유지하면서 각 구성 블록 별 비트 너비를 최적화 해야 한다. 이를 위하여 다음과 같이 알고리즘 A, B를 정의한다.

알고리즘 A는 그림 1 MFCC 추출의 모든 수체계를 double-precision floating-point로 정의한 음성인식 시스템 동작이다. 상기 알고리즘은 비트 너비 최적화 과정 중 사용되는 인식 정확도의 상한선을 결정한다.

알고리즘 B는 그림 1의 MFCC 추출 구성 요소 중 일부 블록에 대하여 floating-point의 fractional part 비트 너비를 변경한 후 음성인식을 수행한 동작이다. Fractional part의 비트 너비는 해당 수체계의 resolution을 결정하므로, 음성인식 정확도는 감소할 것이다.

앞서 정의한 알고리즘 A, B를 바탕으로 비트 너비 최적화 알고리즘을 그림 4와 같이 정의할 수 있다. 그림 4에 표시된 알고리즘 B는 pre-emphasis 블록의 비트 너비를 최적화하는 예시이다. 이 때 점선으로 표시된 블록은 floating-point의 fractional part 비트 너비가 변경되었음을 의미한다. 이를 제외한 나머지 블록은 double-precision floating-point 연산을 수행하였다.

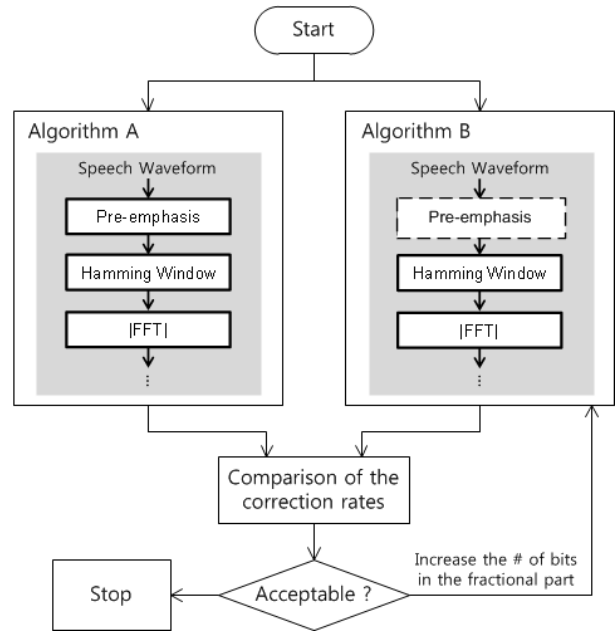


그림 4. Floating-point 비트 너비 최적화 알고리즘 동작 순서도

알고리즘 A에서 구한 인식 정확도의 상한선과 알고리즘 B에서 구한 인식 정확도를 비교하였을 때 차이가 threshold 값보다 클 경우 fractional part의 비트 너비를 1 증가시킨 후 알고리즘 B를 반복하고, threshold 값보다 작을 경우 해당 알고리즘을 멈춘다.

위 과정을 나머지 MFCC 추출 과정의 블록들에 대하여 반복한다. 모든 블록에 대하여 최적화된 fractional part의 비트 너비가 정해진 경우, 알고리즘 B에 대하여 앞서 구한 최적화된 비트 너비를 여러 블록에 적용한 후 그림 4의 최적화 알고리즘을 반복한다.

Floating-point의 exponent part 비트 너비는 각 블록 별 연산 결과 값이 overflow 및 underflow되지 않도록 정의한다.

III. 구현

본 논문에서 제안한 알고리즘은 c언어로 구현된 음성인식기 simulator에 적용되었다. 음성인식기의 특징 추출 과정은 앞서 언급한 MFCC 특징 추출로, 음성 분류 과정은 Viterbi 알고리즘으로 구현하였다.

Isolated 단어 인식 과제에 대하여 제안하는 floating-point 비트 너비 최적화 알고리즘을 적용하였을 경우 얻어진 floating-point MFCC 추출 과정의 비트 너비와 선행 연구에서 제시된 fixed-point MFCC 특징 추출 과정의 비트 너비[2]가 표 1에 비교되어 있다.

Function	Floating-point MFCC			Fixed-point MFCC [2]		
	Exp.	Frac.	Total	Int.	Frac.	Total
Speech	5	7	13	12	0	12
Pre-emp.	5	3	9	15	8	23
Hamming	3	2	6	15	9	24
$ FFT ^2$	7	4	12	42	8	50
$\sqrt{ FFT ^2}$	6	4	11	21	10	31
MF Bank	5	3	9	21	2	23
Log10	5	7	13	6	14	20
DCT	7	4	12	6	18	24
MFCC	7	4	12	6	14	20

표 1. 본 논문이 제시한 최적화된 floating-point MFCC 추출 과정의 비트 너비와 선행 연구 fixed-point MFCC 추출 과정의 비트 너비의 비교

표 1의 floating-point MFCC column에는 exponent part, fractional part의 비트 너비가 표현되어 있고 sign 비트는 생략되어 있다. 각 function 별 전체 비트 너비를 계산할 때에는 해당 sign 비트도 고려되었다. Fixed-point MFCC column에는 integer part 및 fractional part의 비트 너비와 이를 합한 전체 비트 너비가 적혀있다. Floating-point MFCC는 입력으로 16-bit sample 음성 신호를 사용하였음에도 불구하고 12-bit sample의 음성 신호가 사용된 fixed-point MFCC와 대등한 비트 너비의 음성 신호를 사용하여 음성인식 과정을 진행할 수 있었다. 대부분의 function에 대하여 본 논문에서 제시한 알고리즘을 적용한 방식의 비트 너비는 [2]보다 2배가량 작고, 최대 4.16배 작은 것을 확인하였다.

그림 5는 본 논문에서 제시한 최적화된 float-point 비트 너비의 MFCC 특징 추출 과정이 포함된 음성인식기 simulator가 정상적으로 테스트 단어를 인식하는 것을 출력한 화면이다. 상기 음성인식기는 double-precision floating-point 연산에 비해 4% 인식률이 낮은 93% 정확도를 달성하였다.

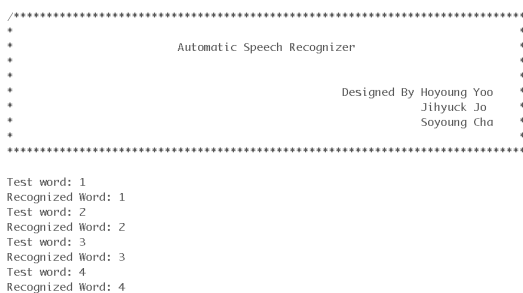


그림 5. 구현한 음성인식기 simulator의 동작 화면

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 음성인식 시스템 중 데이터 처리량이 많은 MFCC 추출 과정에 대하여 floating-point 연산의 타당성을 제시하고, 저전력 음성인식 시스템을 위한 floating-point 비트 너비 최적화 알고리즘을 제안하였다. 이를 적용한 음성인식기는 작은 인식 정확도 성능 저하를 수반하였지만, 최적화된 비트 너비가 선행 연구에서 제시한 시스템 블록들에 비하여 대부분 2배가량 작고, 최대 4.16배 작은 것을 확인하였다. 향후 해당 비트 너비의 floating-point 음성인식 시스템을 하드웨어로 구성하여 저전력 음성인식기를 개발할 예정이다.

Acknowledgement

이 논문은 정부(교육과학기술부)의 재원으로 (재)스마트 IT 융합 시스템 연구단(글로벌프론티어사업)의 지원을 받아 수행된 연구임 ((재)스마트 IT 융합시스템 연구단-20110031860)

참고문헌

- [1] Wang, Jia-Ching, Jhing-Fa Wang, and Yu-Sheng Weng. "Chip design of MFCC extraction for speech recognition." INTEGRATION, the VLSI journal 32.1 (2002): 111-131.
- [2] Ramos-Lara, Rafael, et al. "Real-time speaker verification system implemented on reconfigurable hardware." Journal of Signal Processing Systems 71.2 (2013): 89-103.
- [3] www.sensoryinc.com/products/NLP-5x.html
- [4] Zheng, Fang, Guoliang Zhang, and Zhanjiang Song. "Comparison of different implementations of MFCC." Journal of Computer Science and Technology 16.6 (2001): 582-589.

가우시안 프로세스 은닉 변수 모델을 이용한 로봇 행동 생성

*박병운

한양대학교 지능형로봇학과
e-mail : goforit615@naver.com

*Byeong-Un Park

Department of Intelligent Robot Engineering
Hanyang University

Abstract

가우시안 프로세스 은닉 변수 모델은 고차원의 로봇 움직임 데이터를 저차원으로 투영해서 표현 할 수 있는 하나의 방법이다. 본 논문에서는 그런 가우시안 프로세스 은닉 변수 모델을 이용하여 로봇의 다양한 동작을 저차원의 은닉 공간에서 표현한다. 여기서 로봇은 저차원의 은닉 공간에서의 변화와 로봇의 작업 공간에서 변화의 관계를 학습한다. 로봇은 그런 학습된 관계를 이용하여 은닉 공간 내에서의 학습된 동작의 재조합을 통해 새로운 동작을 수행하는 것이 가능하다. 본 논문에서 로봇의 던지기 동작을 통해 제안하는 방법을 검증한다.

I. 서론

로봇은 인간과 상호 작용을 하고 도움이 되는 도구로 발전하고 있다. 상호 작용을 하여 로봇에게 동작을 가르치고 학습한 동작을 생성하는 연구는 모방 학습(Imitation Learning, Learning from Demonstration 혹은 Programming by Demonstration이라고 부름)이다.[1],[5] 모방 학습은 자동적으로 새로운 동작을 생성해 내는 것이 중요하다. 이것은 팔달리의 크기가 달라

지거나 물체의 크기가 달라져도 원래 가지고 있던 학습 데이터를 가지고 재생성해 낼 줄 알아야 한다. 자율성이 있는 로봇은 많은 동작을 학습해야 하고 습득한 동작을 생성해 낼 수 있어야 한다.

가우시안 프로세스 은닉 변수 모델(Gaussian Process Latent Variable Model)은 자유도가 많은 관찰에 대한 데이터를 분석하는 연구에서 장점이 있다. 즉, 인간의 전체 신체(Full Body)의 동작을 학습하고 표현하기 위해 효과적이다. 이 방법은 모션 캡처를 통해 얻은 데이터를 분석하고 자연스러운 인간의 동작을 나타내었다. 또한 이것을 응용한 기술은 애니메이션에 대한 연구에서도 인간의 행동에 대해서 잘 표현하는 것을 개발하였다.[2],[3],[4] 이전에 관련된 연구는 대개 걷거나 달리는 순환하는 데이터에 대한 동작을 다루었다. 그러나 본 논문에서는 비 순환하는 로봇 팔의 몇 가지의 공을 던지기 동작을 고려하고 로봇 팔과 인간의 모션 캡처 데이터에 대해 둘 다 실험을 한다.

II. 가우시안 프로세스 은닉 변수 모델 기반의 숨씨 학습 기술

전체적인 과정은 시연과 학습, 로봇 제어 그리고 재생성을 [그림1]에서 나타내고 있다.[5]

시연하는 과정에서는 운동 감각적 교수 방법(Kinesthetic teaching method)으로 가르친다. 감각적

교수 방법은 동적인 방법으로 인간이 로봇의 관절을 손으로 잡고 움직임을 일으켜 로봇에게 동작을 가르친다.



그림1. 전체 구성도

그리고 로봇의 고차원의 움직임 데이터가 관절에서 회전의 변화를 통해 수집한다. 그 다음에 학습하는 과정은 가우시안 프로세스 은닉 변수 모델(GPLVM)의 알고리즘으로 변환을 수행한다. 고차원의 움직임 데이터를 저차원으로 투영해서 표현하는 방법이다. 이 방법을 이용하여 로봇의 다양한 동작을 저차원의 은닉 공간에서 표현한다. 다음 과정은 로봇은 저차원의 공간에서의 변화와 로봇의 작업 공간에서 변화의 관계를 학습한 후 로봇 제어를 수행한다. 재생성하는 과정은 로봇의 학습된 관계를 이용하여 은닉 공간 내에서의 학습된 동작의 재조합을 통해 새로운 동작을 수행하는 것이 가능하다.

본 연구는 가우시안 프로세스 은닉 변수 모델(GPLVM)에 기반으로 학습한 동작에 대해서 원래의 동작과 닮은 동작을 목적 함수로 찾는 것이다. 수학적 유도는 다음과 같다. 확률적인 접근 방법으로 비선형 데이터를 분석한다. 비선형 함수에 대해서 다루기 때문에 레이디얼 기초 함수(Radial Basis Function)를 고려하고 비용 함수를 최적화하는 방법은 스케일드 공액 기울기(Scaled Conjugate Gradient)가 사용되었다.[6]

III. 실험

3.1 실험 설정

가우시안 프로세스 은닉 변수 모델(GPLVM)에 대한 어려운 수학을 모두 알지 않더라도 다루는 것은 어렵지 않다. 이에 대한 방법은 오픈소스를 사용한다.[4] 실험에서 사용한 로봇은 5축 관절인 매니플레이터이고 책상 위에 설치하였다. [그림 2]에서 실험에 사용한 로봇 팔을 보여 준다. 감각적 교수 방법으로 로봇 팔의 회전의 변화에 대한 움직임으로부터 데이터를 얻기 위해 사용한다. 또 다른 실험은 인간에 대한 동작에 대해서 모션 캡처를 통해 얻은 데이터를 분석하고 자연스러운 동작을 생성하는 것이다. 로봇 팔과 인간의 모션 캡처에 대한 데이터 둘 다 공을 던지는 시연으로부터 수집 한다



그림 2. 실제 로봇 팔

3.2 로봇 행동 생성

가우시안 프로세스 은닉 변수 모델(GPLVM)을 이용한 로봇 행동 생성은 사용자의 쉬운 노력으로 동작을 가르치고 생성하는 기술이다. [그림3]는 시간의 변화에서 로봇 관절에 대한 변화이다. 그리고 2 차원 은닉 변수 공간으로 시각화(Visualization)를 하고 데이터들의 관계를 확인 할 수 있다.

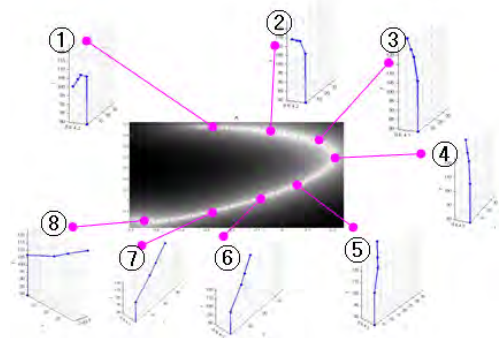


그림 3. 저차원의 은닉 공간에서의 변화와 로봇의 작업 공간에서 변화의 관계를 학습

3.3 인간의 모션 캡처 데이터로부터 행동 생성

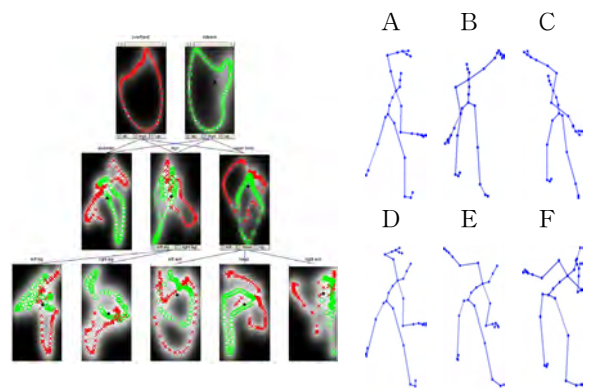


그림 4. 학습된 동작의 재조합으로 새로운 동작을 수행

동작에 대해서 변화를 주고 새로운 동작을 만들기 위해서 두 가지 다른 동작을 결합하고 상호 작용하는 기능을 나타낸다. 실험한 동작은 공을 오버 핸드

(over-hand pitch)로 던지는 동작과 사이드 암 (side-arm pitch)으로 던지는 동작을 사용한다. [그림4]에서 왼쪽은 가우시안 프로세스 은닉 변수 모델 (GPLVM)으로 학습한 2차원 은닉 공간을 나타낸다. 적색으로 된 부분을 드래그 해서 생성한 동작은 오버 핸드에 대한 동작으로 A, B, C와 같이 나타난다. 녹색으로 된 부분을 드래그 해서 생성한 동작은 사이드 암에 대한 동작으로 D, E, F와 같이 나타난다. 은닉 공간 위에서 드래그를 하는 것으로 복잡 함으로써 빠르게 여러 가지 동작을 표현한다. 이것은 풍부한 새로운 동작을 표현하는 것을 재조합으로 수행이 가능하다.

IV. 결론

모방 학습에 대한 흥미로운 연구가 있고 응용 기술이 발전하고 있다. 본 논문은 학습하는 과정에서 움직임 데이터가 변환하고 가우시안 프로세스 은닉 변수 모델(GPLVM)은 저차원의 2차원 은닉 공간에서 고차원 공간으로 표현하는 것을 알 수 있다. 결국 학습한 데이터는 자연스러운 동작을 나타내고 다양한 동작을 생성 한다. 즉, 다양한 동작 생성을 위해서 학습 모델을 기반으로 은닉 공간에서 편집하기를 하는 것으로 새로운 동작을 만들어 내는 것이 가능하다.

V. Acknowledgements

“본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 로봇 특성화 대학원 사업단 지원 사업의 연구 결과로 수행 되었음” (NIPA-2012-H1502-12-1002)

참고문헌

- [1] Pastor, P.;Hoffmann, H.;Asfour, T.;Schaal, S. (2009). Learning and generalization of motor skills by learning from demonstration, International Conference on Robotics and Automation (ICRA2009).
- [2] Keith Grochow, Steven L. Martin, Aaron Hertzmann, Zoran Popović. Style-based Inverse Kinematics. ACM Transactions on Graphics (Proceedings of SIGGRAPH 2004), 2004.
- [3] staffwww.dcs.sheffield.ac.uk/people/N.Lawrence/projects/motion/
- [4] staffwww.dcs.sheffield.ac.uk/people/N.Lawrence/software.html
- [5] Billard, A., Calinon, S., Dillmann R. and Schaal, S. (2008). Robot Programming by Demonstration. Siciliano, B. and Khatib, O. (eds.). Handbook of Robotics, pp. 1371-1394. Springer.
- [6] Neil Lawrence. Probabilistic Non-linear Principal Component Analysis with Gaussian Process Latent Variable Models. Journal of Machine Learning Research 6 (2005) 1783-1816. November, 2005.

다중센서 데이터 융합을 이용한 로봇 위치 추정 기법

*김남훈, 황중원, 윤정연, 김창환
한국과학기술연구원

e-mail : *nhkim@kist.re.kr, hwang867@hotmail.com, acediasg@gmail.com, ckim@kist.re.kr*

Position Estimation of Mobile Robot based on Sensor Fusion

*Namhoon Kim, Jungwon Hwang, JeongYeon Yoon, ChangHwan Kim
Korea Institute of Science and Technology

Abstract

A stable and precision position estimation algorithm is essential for outdoor mobile robots. Global Positioning System(GPS) is the most powerful measurement for localization but we cannot use them if the signals are blocked for several reasons. To overcome this limitation, we propose a position estimation method using multiple sensors. In this paper, we used multi-rate extended Kalman filter(EKF) algorithm with sensor data from GPS, wheel encoders, Inertial Measurement Unit(IMU) to estimate positions of a robot. And we verify our method with a outdoor mobile robot.

I. 서론

실내 또는 실외 자율 주행을 위한 이동 로봇은 주행을 위하여 자신의 위치를 알고 있어야 한다. 실내 주행의 경우 건물 내부의 특징을 이용한 위치 추정 알고리즘이 많이 개발 되었고, 실외 주행을 위한 로봇의 경우 GPS를 이용한 방법이 널리 사용되고 있다. 하지만 실내와 실외를 모두 주행하는 로봇의 경우 실내에 있을 때와 실외에 있을 때 모두 자신의 위치를 알아야

한다. 또한 환경이 바뀌는 경우 (예를 들면 실내에서 실외로 나가는 경우 또는 실외에서 실내로 나가는 경우)에도 계속되는 위치 추정이 필요하다. 특히 실외 환경의 경우 실내에 비하여 복잡하고 예측 불가능한 환경의 변화로 인하여 정확한 위치 추정이 어려워진다 [1,2]. 또한 실외 위치 추정을 어렵게 하는 원인으로 부정확한 오도메트리와 GPS의 한계가 있다[3,4]. 실외 환경에서의 휠 인코더 기반의 오도메트리 정보는 바퀴와 지면사이의 미끄러짐 등으로 인하여 오류가 생기고, GPS 신호는 신호 수신에 불량한 지역에 들어갈 경우 큰 오차를 발생시킨다. 이러한 한계점을 극복하기 위하여 여러 개의 센서를 융합하여 로봇의 위치를 추정하는 기법이 연구되었다[4-6].

본 논문에서는 여러 센서 데이터를 이용하여 이동 로봇의 위치를 추정하고, 로봇이 실외나 실내 모두를 주행할 수 있도록 다양한 환경에서도 동작할 수 있는 기법을 소개한다. 사용되는 센서는 GPS, 휠 인코더, IMU 이며, 센서 데이터를 융합하기 위하여 임베디드 보드를 사용하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서 사용되는 센서들을 소개하고 3장에서 데이터 융합에 사용되는 EKF 알고리즘을 소개한다. 4장에서 실험을 통한 검증과 5장에서 결론을 다루도록 한다.

II. 로봇 모델 및 센서

2.1 이동 로봇 모델

본 논문에 이용한 이동 로봇은 차량형 타입의 로봇으로 구동을 위한 모터와 조향을 위한 모터를 이용하고 4개의 바퀴를 가지고 있다. 그림 1이 본 논문에 사용된 이동 로봇 하드웨어이다.

로봇은 위치 추정을 위한 센서로 GPS 모듈[7]과 로봇의 회전 각속도 측정을 위하여 관성측정장치(IMU)[8]를 사용한다. 로봇의 직선 이동 거리 측정을 위하여 휠 인코더[9]를 사용하였다. 각 센서는 원활한 데이터 처리를 위하여 설계된 임베디드 보드에 연결되며, 휠 인코더와 관성 측정 장치의 데이터는 10ms 마다, GPS 데이터는 100ms 마다 PC로 전송되어 위치를 추정한다.



그림 1. 실외 주행용 자율 이동 로봇

2.2 관성측정장치(IMU)

본 논문에 이용된 관성측정장치는 Xsens社의 MTi MEMS IMU 센서이다. MTi 센서는 3축에 대하여 선속도, 각속도, 자기장을 출력한다. 그림 2의 Xsens MTi IMU는 각속도 측정 범위 300도/초와 가속도 측정 범위로 2g까지 측정이 가능하다. 하지만 출력되는 결과값은 랜덤 노이즈와 자이로 바이어스에 의하여 오류가 발생한다. 또한 각속도의 적분을 이용하여 로봇의 위치를 추정할 경우 적분 오차에 의해 시간이 지날수록 많은 오차가 누적되는 단점을 가지고 있다.



그림 2. Xsens MEMS IMU

2.3 휠 인코더 장치

휠 인코더는 회전축의 변화량을 전기 신호로 변환하여 출력하는 장치이다. 본 논문에 사용된 차량형 로봇의 경우 뒷 구동축의 두 개의 바퀴의 중공축 형태의 마그네틱 타입 휠 인코더를 설치하여 바퀴의 회전량을 측정하였다. 휠 인코더는 Kubler社의 RI20 모델을 이용하여 360의 분해능을 4체배 하여 사용하였다.[9]

2.4 Global-Positioning-System (GPS)

GPS는 위성을 사용하여 위치 정보를 계산하는 시스템이다. GPS는 미국이 운용하고 있지만 리시버만 가지고 있으면 누구나 이용할 수 있도록 개방되어 있다. 위치 정보는 GPS위성으로부터 받은 신호의 도달시간을 이용하여 지구상에서 위치를 계산할 수 있다. 본 논문에서는 그림 3의 아센코리아 GPS641 모델을 사용하였다. 이 모델은 USB 인터페이스를 통하여 표준 NMEA 0183 프로토콜을 전송한다.



그림 3. 아센코리아 GPS641 모듈

III. 위치 추정 기법

앞장에서 설명한 센서 데이터로 Multi-rate Extended Kalman Filter를 적용하여 로봇의 현재 위치를 계산한

다.[10] EKF의 측정, 예측, Kalman 필터링 과정은 표 1과 같다.

표 1. EKF 알고리즘

과정	수식
Measurement	$z_{k+1} = [z_1 z_2 \dots]_{k+1}^T$ $H_{k+1} = [H_{z1}^T H_{z2}^T \dots]_{k+1}^T$
Prediction	$\bar{x}_{k+1} = f(x_k, u_{k+1}, w_{k+1})$ $\bar{P}_{k+1} = F_{k+1} P_k F_{k+1}^T + Q_{k+1}$
Kalman Filtering	$K_{k+1} = \bar{P}_{k+1} H_{k+1}^T (H_{k+1} \bar{P}_{k+1} H_{k+1}^T + R_{k+1})^{-1}$ $x_{k+1} = \bar{x}_{k+1} + K_{k+1} (z_{k+1} - H_{k+1} \bar{x}_{k+1})$ $P_{k+1} = (I - K_{k+1} H_{k+1}) \bar{P}_{k+1}$

EKF 은 현재 상태 벡터 x_{k+1} 을 추정하기 위하여 측정 벡터 z_{k+1} 과 예측된 상태 벡터 \bar{x}_{k+1} 을 필요로 한다. 측정 벡터는 k+1번째에 센서로부터 측정된 데이터를 말한다. 상태 벡터 x_k 는 각각 수식 1와 같다. p는 로봇의 위치, v는 속도, a는 가속도, b는 속도 바이어스, q는 로봇의 각도, w는 각속도를 나타낸다.

$$x_k = [p^T v^T a^T b^T q^T w^T]^T \tag{1}$$

측정 모델 H_{k+1} 은 측정 벡터와 상태 벡터 사이의 관계를 나타내고 예측된 측정 벡터를 계산하기 위해 사용된다.

Prediction 과정에서는 예측된 상태 벡터 \bar{x}_{k+1} 와 예측된 공분산 행렬 \bar{P}_{k+1} 을 얻을 수 있다. 예측된 상태 벡터는 시스템 전이 함수를 $f(x_k, u_{k+1}, w_{k+1})$ 을 이용하여 계산되며 시스템 입력 벡터, 노이즈 벡터를 이용한다. 예측된 공분산 행렬은 시스템 전이 행렬 F_{k+1} , 이전에 예측된 공분산 행렬 P_k , 노이즈 공분산 행렬 Q_{k+1} 의 함수이다.

Kalman Filtering 과정에서 Kalman gain 행렬 K_{k+1} 는 예측된 공분산 행렬, 측정 모델 행렬, 측정 노이즈 공분산 행렬 R_{k+1} 의 함수로 구성된다. Kalman gain 행렬은 가중치를 가지는 행렬로서 예측된 상태와 측정된 상태에 가중치를 적용하여 계산된다. 가중치는 예측된 상태의 공분산 행렬과 측정된 상태의 공분산 행렬에 의하여 정해진다. 이와 같은 EKF 알고리즘은 샘플링 주기가 다른 여러개의 센서에 적용하기는 어렵다. 본 논문에서는 이를 위해서 Multi-rate EKF [11]을 이용하였다. GPS와 IMU, 휠 인코더의 샘플링 주기가 다르기 때문에 입력 벡터, 측정 벡터를 수식 2와

같이 정의하였다.

$$u_k = [w_{inertial}^T \delta d_{encoder}^T]_k^T, \quad z_k = [p_{GPS}^T]_k^T \tag{2}$$

GPS 신호가 수신되면 Measurement 단계를 수행하고 IMU와 휠 인코더 데이터가 수신 되면 Prediction 단계를 수행하여 Kalman filtering을 통하여 현재 상태를 업데이트 하도록 하였다.

IV. 실험

2장과 3장에서 소개한 센서와 위치 추정 알고리즘을 이용하여 그림 1의 이동 로봇을 이용하여 위치 추정 실험을 진행하였다. 실험 장소는 실외와 실내 환경 모두 테스트하기 위하여 KIST 앞 원내 도로와 건물 내에서 진행되었다. 그림 4는 휠 인코더만 이용하였을 경우, GPS만 이용하였을 때, 센서 모두를 이용하였을 경우 위치 추정 결과를 보여준다. GPS만 이용하였을 경우 실외 위치는 측정이 되었으나 로봇이 실내로 들어올 경우 큰 오차 값을 가지며 정확한 위치를 알 수 없게 되었다. 휠 인코더만 사용하였을 경우 지면과의 마찰력 등에 의해 양 바퀴의 회전수 차이가 발생하여 한 방향으로 회전하는 것과 같은 오차가 발생하였다. 하지만 센서 융합을 통한 위치 추정의 경우 실외, 실내 환경 모두 정확한 위치 추정이 가능함을 알 수 있다.

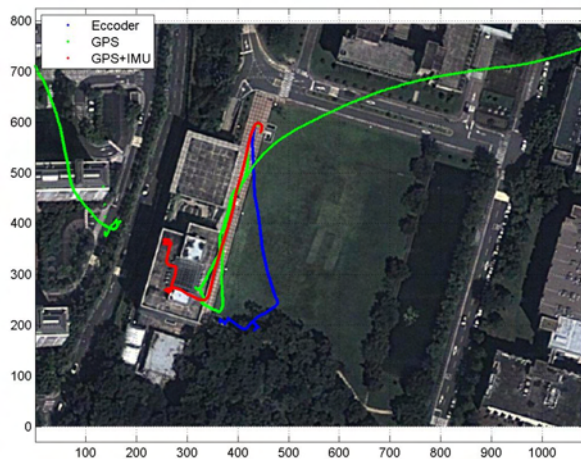


그림 4. 센서 융합을 이용한 위치 추정 실험 결과

V. 결론

실외, 실내 모두 주행을 하여야 하는 이동 로봇의 경우 주행을 위하여 자신의 위치를 알고 있어야 한다. 본 논문에서는 실외, 실내 모두 사용이 가능한 위치 추정 기법을 위하여 다수의 센서 데이터를 융합하는 방법을 이용하였다. 실외 환경에서 취약점을 가지는 휠 엔코더와 실내 환경에서 사용할 수 없는 GPS를 센서 융합을 통하여 어떠한 환경에서도 로봇의 위치를 추정할 수 있었다. 하지만 GPS의 내재된 Geometric 에러, Selective availability, Multi-path에 대해서는 취약점을 가지고 있기 때문에 향후 이 부분을 보완할 수 있는 연구를 진행하여야 할 것이다.

참고문헌

- [1] J. ichi Meguro, T. Hashizume, J. ichi Takiguchi, and R. Kurosaki, "Development of an autonomous mobile surveillance system using a network-based rtk-gps," in International Conference on Robotics and Automation, pp. 3096 - 3101, 2005.
- [2] L. Ojeda and J. Borenstein, "Methods for the reduction of odometry errors in over-constrained mobile robots," *Auton. Robots*, 2004.
- [3] G. Anousaki and K. J. Kyriakopoulos, "A dead-reckoning scheme for skid-steered vehicles in outdoor environments," in International Conference on Robotics and Automation, pp. 580 - 585, 2004.
- [4] S. Panzieri, F. Pascucci, and G. Ulivi, "An outdoor navigation system using gps and inertial platform," *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, 2002.
- [5] K. Ohno, T. Tsubouchi, and S. Yuta, "Outdoor map building based on odometry and RTK-GPS positioning fusion," in International Conference on Robotics and Automation, pp. 684 - 690, 2004.
- [6] A. Georgiev and P. K. Allen, "Localization methods for a mobile robot in urban environments," *IEEE Transactions on Robotics*, 2004.
- [7] <http://www.ascenkorea.com/>
- [8] <http://www.xsens.com>
- [9] <http://www.kuebler.com>
- [10] Dongjun Hyun 외, "Dead-reckoning sensor system and tracking algorithm for 3-D pipeline mapping", *Mechatronics*, Vol. 20, pp. 213-223, 2010
- [11] Armesto L, Tornero J, Vincze M. Fast ego-motion estimation with multi-rate fusion of inertial and vision. *International Journal of Robotics Research*, Vol. 26, No. 6, pp.577 - 589, 2007

Schottky Diode 기반 Multi-Mode Rectifier 설계

*강지훈, 박형구, 장재형, 이강윤
성균관대학교 정보통신대학

e-mail : zpisup01@skku.edu, cbmass85@skku.edu, malchikj@skku.edu, klee@skku.edu

A Design of Multi-Mode Rectifier based on Schottky Diode

*Ji-Hun Kang, Hyung-Gu Park, Jae-Hyeong Jang, Kang-Yoon Lee

College of Information and Communication Engineering,
Sungkyunkwan
University

Abstract

This paper presents a high-efficiency schottky diode rectifier for wireless power transfer system. The configuration is automatically mode changed with input AC voltage to wide range. It is fabricated in a 0.35 um CMOS process. When the magnitude of input 4W power, the PCE of multi-mode schottky diode rectifier is about 85% and efficiency is improved by about 10% than full-wave MOSFET rectifier.

I. 서론

무선 전력 전송 시스템의 수신부에 위치한 정류기는 전체 효율에서의 중요한 회로로서 동작한다. 일반적으로 다이오드의 순방향 바이어스 전압은 0.7V에서 0.9V이다. 저전압 입력에서는 이 순방향 바이어스 전압이 전력 효율을 감소시키는 큰 원인이 된다. 이는 낮은 순방향 바이어스 전압을 갖는 쇼트키 다이오드로 문턱 전압을 감소시켜 높은 변환 효율을 얻을 수 있다. 본 논문에서는 문턱 전압이 낮은 쇼트키 다이오드와 이를 추가적으로 감소시키는 bootstrapping 회로를 이용하였다. 또한 자기 공진 방식 무선 전력 송신기로부터 수신기 사이의 거리 변화에 따른 효율 감소에 대해서 넓은 입력 범위의 정류기 회로를 구현하였다. 3가지 모드를 두어 입력 신호 크기에 따라 자동으로 모드변환

이 되어 낮은 입력 신호에서 효율을 보상 할 수 있는 정류기에 대해서 제안하였다.

II. 본론

2.1. Active Rectifier & Multiplier

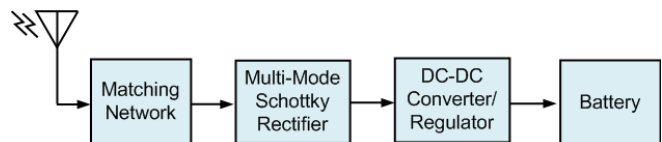


그림 1. 무선 충전 시스템 수신기 구조

그림1.은 무선 충전 시스템 중 전체 수신기의 구조를 나타낸다. 수신기 내부의 정류기의 효율을 향상시키기 위해서는 다음과 같은 식(1)에서 전압 강하를 줄여야 한다.

$$PCE = \frac{V_{Out}}{V_{In}} \times \frac{I_{Out}}{I_{In}} = \frac{V_{Out}}{V_{Out} + V_{Drop}} \times \frac{I_{Out}}{I_{Out} + I_{Loss}} \quad (1)$$

문턱 전압이 낮은 쇼트키 다이오드를 사용하여 전압강하를 감소하고 Bootstrap 기법으로 정류기 상단에서 소모되는 문턱전압을 줄일 수 있다. 정류기의 입력 전압이 작을 경우 전압 체배기로 전압을 체배하여 입력 전압 범위를 증가시키는 효과를 얻을 수 있다.

2.2. Multi-Mode Schottky Rectifier

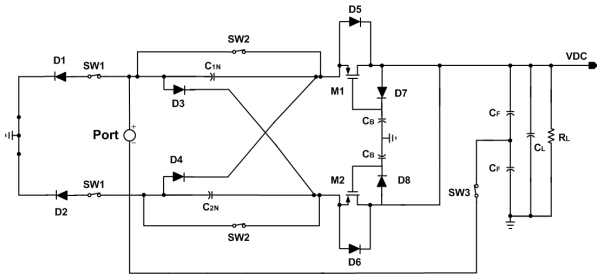


그림 2. Multi-Mode Schottky Rectifier

그림2.은 제안된 다중 모드 정류기로서 각각의 스위치 동작에 의해 3가지 모드로 넓은 입력 범위를 갖게 한다. SW3이 ON되면 Cr에 충전된 전압을 더해 전압이 상승하는 전압 체배기 효과를 볼 수 있다. SW3이 OFF후 SW2가 ON이 되면 전파 정류기 동작을 하게 된다. 스위치에 따라 표1.과 같이 모드를 구현하였다.

SW1	SW2	SW3	Mode
ON	ON	OFF	전파 정류기
OFF	ON	ON	1단 전압 체배기
OFF	OFF	ON	2단 전압 체배기

표1. 다중 모드 정류기 상태

전파 정류기나 전압 체배기 등을 출력 감지를 통해 Mode 변환이 가능하도록 하여 기준 전압보다 작은 입력 전압이 들어올 시 2단 체배기가 동작하여 출력전압을 증가시킬 수 있도록 한다. 2단 체배기 보다 큰 입력 전압일 경우에는 1단 체배기가 동작하며 기준 전압보다 충분히 클 경우 전파 정류기가 동작하여 넓은 입력 전압의 범위를 가지게 된다.

2.3. 모의실험

모의실험의 filtering 커패시터와 bootstrapping 커패시터는 10uF, 부하 저항은 50Ω이다. 그림3.은 입력으로 피크전압이 10V인 교류 전압을 인가하였을 때 스위치 상태를 변경 시켜 넓은 입력 범위를 나타낸다.

그림4.는 입력 전력을 1W~5W로 인가 후 제안된 다중 모드 정류기와 MOSFET 정류기의 출력 전력을 비교한 그림이다. MOSFET구조보다 Diode 구조가, 그리고 Bootstrapping 회로가 추가된 구조로 효율이 향상됨을 나타내고 있다. 입력 전력에 따른 평균적인 효율은 약 83% 이며 MOSFET 정류기 보다 약 10% 정도 향상됨을 볼 수 있다.

표2.는 설계한 다중 모드 정류기의 성능을 4W 입력 전력에 대해서 나타내었다. 4V에서 15V의 입력 전압 범위를 가진 제안된 정류기의 부하 전류는 500mA이며, 전력 변환 효율을 85%이다. 본 논문에 기술된 설계는 0.35um CMOS 공정으로 구현되었다.

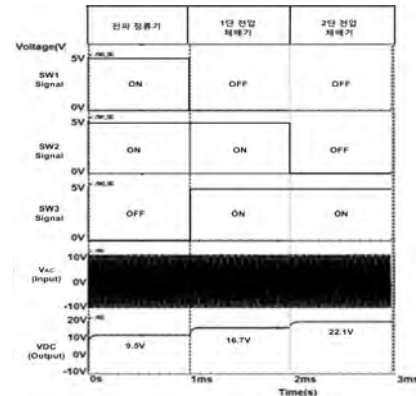


그림 3. 다중 모드 정류기 시뮬레이션 결과

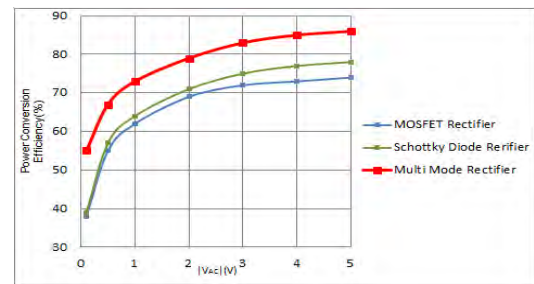


그림 4. 전력 변환 효율 결과

Technology	0.35um CMOS
Input Voltage range	4-15V
Full Load Current	500mA
Load impedance	20-50Ω
Power Efficiency	85%
Voltage Efficiency	94%

표 2. 다중 모드 정류기 성능 요약

III. 결론

정류 다이오드의 전압 강하가 감소되고 넓은 입력 범위로 효율이 향상된 다중 모드 정류기는 최근 활발히 연구 하고 있는 자기 공진 방식에 적용할 수 있다. 송신부 및 수신부의 거리에 따라 효율 차이가 발생하는 문제점을 3가지 모드변환 으로 보상할 수 있는 구조 구현에 목적을 두었다.

Acknowledgement

본 연구는 반도체설계교육센터(IDECE)의 지원을 받아 수행되었습니다.

본 연구는 산업통상자원부 및 IDECE 플랫폼 센터 (지능형 자동차)의 지원으로 수행하였음.

참고문헌

- [1]Saeid Hashemi, Mohamad Sawan, and Yvon Savaria, "A Novel Fully-Integrated Dropleless Voltage CMOS Rectifier for Wirelessly Powered Devices." IEEE Microelectronics,, December 2007.

수직스테레오 카메라를 이용한 차량 속도 측정 방법

*도레미, 안종필, 김영모
경북대학교 로봇공학과, 전자공학과
e-mail :

The Method for estimating Vehicle Speeds Using Vertical Stereo Camera

*Re-Mi Do, Jong-Pil Ahn, Du-Hyun Choi, Young-Mo Kim
School Electronic Engineering
GyeongBuk University

Abstract

본 논문에서는 차량영역에서 검출되는 수직 에지 특성을 이용하여 빠르고 효율적으로 차량을 검출하는 방법을 제안한다. 수직 스테레오 카메라로 주행 중인 차량을 촬영하여 추출된 영상과 3차원 정보를 획득하여 차량의 ROI 영역을 설정하고 차량의 전면부 수평 에지 부분을 활용하여 물체의 차량유무에 대한 1차 검지를 완료한다. 차량여부의 확인을 위해 1차 검지 시점의 수직 스테레오의 상하 영상으로 Disparity Map을 구성하고 진입 전후 특징점의 분포를 비교하여 최종 차량 진입을 검지한다. 차량의 속도는 수직 스테레오 카메라를 이용하여 특징점의 높이 정보에 대한 데이터 테이블을 계산하고 좌표를 수집하여 이동경로에 대한 속도 및 차량을 추적한다. 기존에는 루프, 레이저 등 다양한 센서들을 이용한 속도측정 시스템이 개발되었지만, 기기의 내구성과 추가 설치 문제등의 비용과 유지 보수비용이 추가로 발생되어 상용화 되지 않았으며, 본 논문을 통해 개발된 스테레오 카메라 영상을 통해 차량 검출 및 속도를 측정하는 시스템개발은 앞으로 증거영상 확보, 속도측정, 신호회반, 과속, 꼬리물기, 끼어들기 등 다양한 ITS 적용 용도로 활용될 것이다.

I. 서론

스테레오 카메라 개발에 대한 관심이 많이 증가하여,

지금까지 다양한 스테레오 기술 개발이 활발이 진행되고 있다. 스테레오 카메라를 이용한 실시간 거리 측정 장치의 초기 연구로서 CMU에서는 여섯 개의 카메라를 동시에 사용하여 실시간 매칭 시스템을 개발하였다 [1]. Ruhr University에서는 스테레오 영상간의 Phase 정보를 이용하여 실시간으로 매칭하는 시스템을 개발하였다 [2]. 그러나 이 기업은 영상의 에지 부분의 거리 정보를 정확하게 추출할 수 있는 반면 영상의 에지 부분이 아닌 경우 거리 정보를 추출하지 못하는 단점이 존재한다. 캐나다의 토론토대학에서 개발된 스테레오 매칭 시스템의 경우 360X256 크기의 영상을 초당 30 프레임 속도로 처리 가능하며 비교적 작은 크기의 하드웨어로 구성하였다 [3]. 국내에서는 포항공과대학교를 중심으로 시스톨릭베열 기반 DP방식에 기반을 둔 실시간 병렬처리 스테레오 비전 칩을 개발한바 있으나 상용화까지는 성능상의 제약이 많이 남아있는 상황이다 [4]. 수직 스테레오 카메라 이용시 차량의 특징점 추출의 가장 큰 장점은 차량의 특징점 검출 및 속도측정에서 차량의 특징형태가 가로로 길게 나타나는 경향이 있다. 즉, 수평 에지의 추출이 두드러진다는 점이다. 차량의 전면 그림이나 번호판, 윈드실드, 앞범퍼 등 차량 전면은 세로 형태보다 가로형태의 특징분포가 두드러진다. 이러한 이유로 상하 스테레오가 더 정확한 형태의 정보 추출이 가능하다. 본 논문의 2장에서는 상하 스테레오 시스템의 구조와 전체 시스템의 구조를 설명하고 특징점 추출과정 및 거리 산출, 속도검출 방

법, 차량추적알고리즘에 대해 실험하고 설명한다. 3장에서는 실험결과를 제시하고, 4장에서는 결론 및 향후 보완사항에 대해 설명한다.

II. 본론

본 장에서는 상하스테레오 카메라의 구조와 전체 시스템 흐름도, 특징추출 및 거리산출, 속도 검출, 객체 추적 알고리즘에 대해 설명한다.

2.1 상하 수직 스테레오 카메라 구조

도로영상감시시스템에서 도로상황정보의 실시간 수집, 처리 및 도로영역 전체에 대한 감시를 위해 카메라는 6m 이상 높은 곳에 비스듬하게 아래를 향하게 설치해야 도로상황정보 영상의 획득이 가능하다. 이러한 환경에서 얻은 영상은 도로를 따라 원근비가 점차 커지는 특징이 있다. 원근가중치는 이러한 원근비를 이용하여 도로상의 객체가 왜곡된 정도를 나타낸다. 원근가중치는 다음의 수식(1)과 같다.

$$W_p = \frac{f}{n} \quad \text{수식(1)}$$

여기서 W_p 는 원근가중치, f 는 카메라로부터 멀리 떨어진 지점의 도로폭, n 은 카메라로부터 가까운 지점의 도로폭을 나타낸다.



그림 1. (a) 생략프레임수별 차량위치 최대변화량, (b) 생략프레임수별 추적성공확률

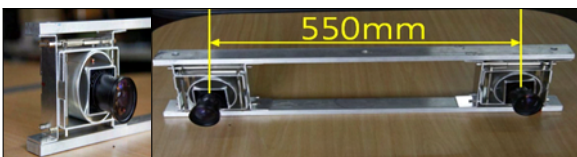


그림 2. 스테레오 카메라

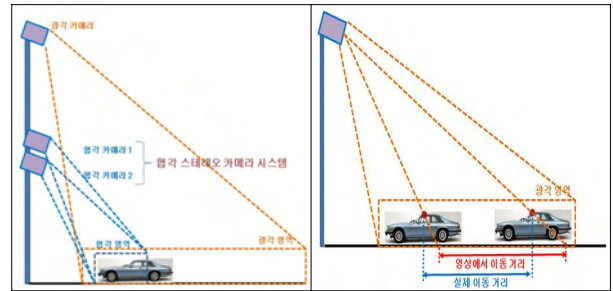


그림 3. (a)수직 스테레오 카메라의 활용 방법 (b)실제와 영상간의 이동거리 차이

2.2 전체 시스템 구조

수직 스테레오 카메라를 통해 실시간 영상을 획득하고 영상의 전처리를 통해 ROI 영역을 설정한다. 그리고 차량 전면의 특징을 추출하여 차량의 진입 유무를 판단하고 그릴영역의 Disparity map을 생성하여 최종 차량 진입을 검지하며 차량을 검출한다.

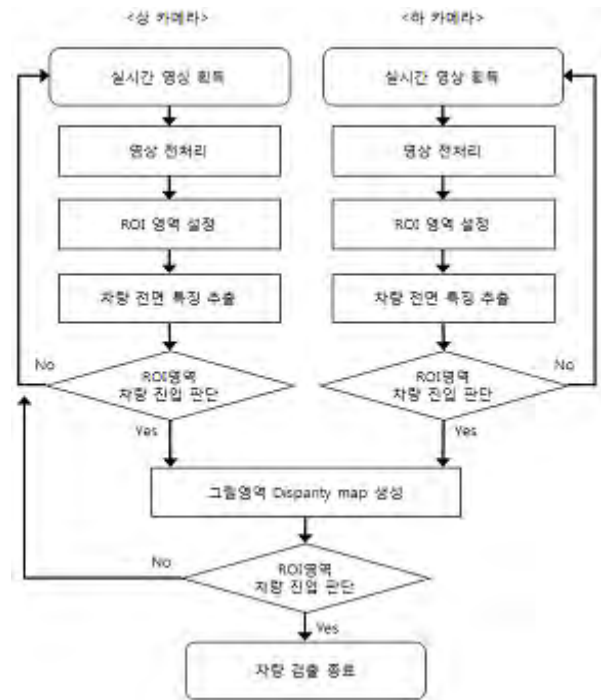
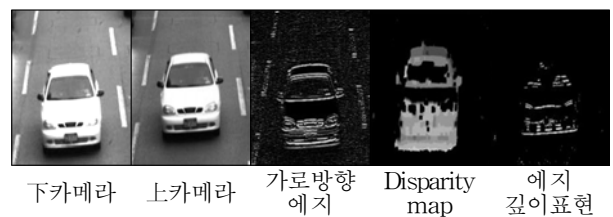


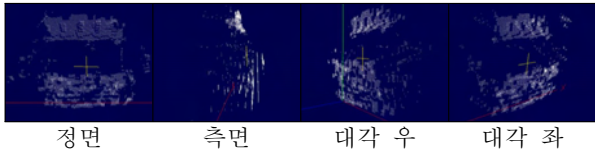
그림 3. 차량검지 전체 시스템 구조

2.3 특징추출 및 거리 계산

차량 측면의 3차원 Profile을 이용하여 차량 모델을 3종의 대그룹으로 분류하여 Disparity map을 생성하고 에지 깊이 지도를 생성한다.



아래그림은 차종에 따른 Disparity map의 3차원 표현에 대한 영상이다.



2.4 차량속도 측정 기술

차량의 속도 측정기술로 협각 수직 스테레오 카메라와 광각 수직 스테레오 카메라를 동시에 이용하여 역추적 알고리즘으로 검출과 인식률을 높인다.

차량의 이동거리 계산을 위해 영상의 각프레임마다 정확히 일치되는 차량의 특징점을 추출하는 알고리즘을 개발하고 해당 특징점의 3차원 좌표 산출 과정을 실시하였다. 아래의 시스템 설계 그림은 각 카메라의 위치와 용도를 설명한다.

1) 시스템 설계

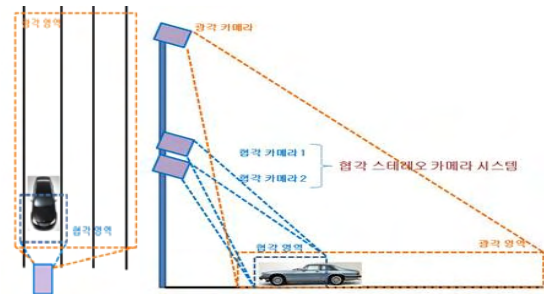


그림 4. 차량검지 시스템

광각 카메라는 차량을 추적하고 동일 차량임을 인식하는데 사용되며, 협각 카메라는 차량검지와 차량의 3D 프로파일을 생성하는데 사용된다.

2) 차량 속도 측정 기술(거리)

거리와 높이를 측정 가능하게 설정한 후 상하 수직 스테레오 영상을 획득한다.



그림 5. 상/하 카메라 영상

획득된 영상들에 대한 데이터테이블 작성을 위한 좌표 수집을 통해 영상에서 거리에 따른 특징점들의 간격 유무를 확인하여 실시간 거리 산출을 확인한다. 또한 표준속도 검지기를 활용하여 속도를 측정하였다.

2.5 차량추적 알고리즘

역 프레임 재생방법을 통해 높이 정보의 데이터 테이블을 이용한 특징점을 추적하고 번호판 및 차량 전면의 특징점을 획득하여 기 데이터테이블과 비교하여 높이와 거리정보를 산출한다.

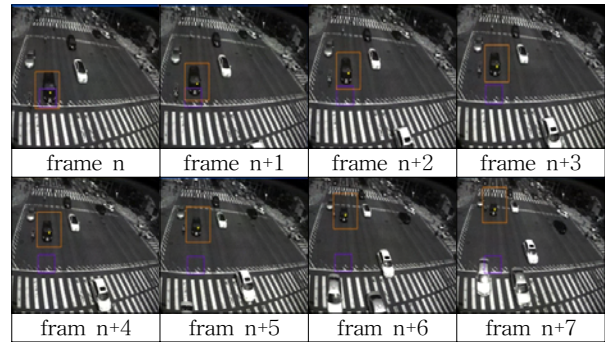


그림 6. 역프레임 재생방법

기존 단일 카메라는 특징점의 높이 정보를 알 수 없기 때문에 실제 이동 거리와 영상에서의 이동거리간에 오차의 발생 범위를 추측하기 어려우며 이는 추적하는 특징점의 높이를 미리 알고 있기 때문에 이러한 실제 이동거리와 영상에서의 이동거리간의 오차를 보정이 가능하다.

아래의 협각 영상은 파티클 필터와 KLT 추적 알고리즘을 통한 광각 영상에 대한 특징점 추적을 나타낸다.



그림 7. (a) 협각카메라 검지 차량 영상 (b) 광각 카메라 검지 차량 영상

III. 실험

실험 영상은 교통량이 분당 60대(주행신호시)인 교차로 영상이며, 초당 30프레임의 640*480 영상이다. 실험환경은 Intel Core i5 750 @ 2.67GHz, NVIDIA GeForce GTS 250, 3.18GB RAM이며, Visual C++ 5.0으로 구현하였다. 실험 결과를 비교를 위해 추적알고리즘만을 적용하여 추적한 경우와 원근가중치를 적용한 경우, 정지가중치를 적용한 경우, 두 가중치를 조합하였을 경우로 나누어 실험 하였다.

1) 데이터테이블 작성을 위한 좌표 수집
 수직 스테레오로 촬영한 영상에서 번호판 영역의 특징점들은 거리가 가까워질수록 영상에 맺히는 point가 일정한 간격으로 증가하는 것을 확인할 수 있다.

2) 차량 속도 측정 기술

구분	특징점 위치	추적 기반	3차원정보이용	보정값
1	Windscreen	35.40	33.23	2.17
2	Hood	45.13	42.43	2.70
3	Hood	43.75	41.14	2.61
4	Windscreen	45.81	42.98	2.83
5	Hood	40.42	37.97	2.45
6	Hood	44.59	41.93	2.66

[4] H. Jeong and S.C. Park, "Generalized Trellis Stereo Matching with Systolic Array," In Lecture Notes in Computer Science, Vol.3358, 2004, pp.263-267.
 [5] 권오덕, 최창규, 장용석, 김승호 "가변길이 프레임 생략 방법을 이용한 장면 전환 검출" 2001년도 한국정보과학회 가을학술발표 논문집 Vol. 28. No. 2
 [6] B. Jeon and J. Jeong, "Blocking artifacts reduction in image compression with block boundary discontinuity criterion," IEEE Trans. Circuits and Systems for Video Tech., Vol. 8,

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 상하 수직 스테레오 카메라를 이용한 차량 속도 프로그램을 개발하였으며, 추적한 특징점 위치에 따라 3차원 정보를 이용하여 보정한 결과, 2D 특징점 위치 추적에 따른 속도 산출의 결과보다 저속의 측정 결과가 도출되었다. 본 알고리즘에서는 이러한 특징점의 높이 차이에 따른 차량 이동의 오차를 보정해 줌으로 영상을 통해 산출되는 속도의 정확도를 높일 수 있었다.

참고문헌

[1] Takeo Kanade, Atsushi Yoshida, Kazuo Oda, Hiroshi Kano, and Masaya Tanaka, "A Stereo Machine for Video-rate Dense Depth Mapping and Its New Applications," Proc. of IEEE Computer Society Conf.on Computer Vision and Pattern Recognition, 18-20 June 1996, pp.196 - 20.
 [2] Bernd Porr, Alex Cozzi, and Florentin Wögöter, "How to "Hear" Visual Disparities:Real-time Stereoscopic Spatial Depth Analysis Using Temporal Resonance," Biological Cybernetics, Vol.78, No.5, June1998, pp.329-336.
 [3] A. Darabiha, J. Rose, and W.J. MacLean, "Videorate Depth Measurement on Programmable Hardware," IEEE Computer Society Conf. on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR'03), June 2003, pp.203-210.

휴대용 가연성 가스누출검지기의 성능개선 연구

*박규태, 김은정, 김인찬, *김희식
한국가스안전공사 가스안전연구원, *서울시립대
e-mail : gtparkgs@kgs.or.kr, drhskim@uos.ac.kr

A Study on the Performance Improvement of a Portable Combustible Gas Leak Instrument

*Gyoutae Park, Eunjung Kim, Inchan Kim, *Hiesik Kim
R&D Center, Korea Gas Safety Corporation, *University of Seoul

Abstract

We developed and improved performance of portable combustible gas leak detector with infrared(IR) sensors in this paper. Most of portable combustible gas leak instrument in Korea are inaccurate to detect LNG or LPG and short-lived due to the expected life span of sensors. We proposed combustible gas detection instrument by using IR gas sensor and improved detecting exactness and its life. In addition, we demonstrated excellence of our proposed instruments through experiments and results.

I. 서론

가스 센서는 대기, 수질, 토양 등 인체에 유해한 물질을 화학적, 물리학적, 생물학적 및 기계적 방법을 통해 감지한 후 전기적인 신호로 변환되어 정성 및 정량적으로 측정하는 소자라고 정의할 수 있다[1]. 대기 오염원을 측정하기 위한 측정 방식에 따라 가스 센서는 크게 감지물질을 이용하는 방식과 광학적인 방법을 이용하는 방식으로 나눌 수 있다. 가스측정방식은 반도체식, 접촉연소식, 열선식, 고체 전해질식, 정전

위 전해식, 비분산 적외선식, SAW 방식, 열전방식, 화학발광방식, 아크 자외광 분광 방식 등이 있다[2]. 국내에서 생산되는 휴대용 가연성 가스검지기는 대부분은 반도체식, 접촉연소식이나 전기화학식 가스센서를 사용하여 가스검지기를 개발하여 시판중이다. 이러한 센서들은 최대 3년 보통 2년 후 재료가 노후되어 센서의 선형성이 떨어진다. 이러한 센서를 사용하는 국내의 가연성가스 검지기 대부분은 검지정확도가 낮고 일본이나 독일산에 비하여 그 성능이 떨어지며 센서의 수명이 짧아 장비의 수명도 짧다. 그 이유로 국내와 해외시장에서 두각을 나타내지 못하고 있다.

본 논문에서는 적외선(infrared ray) 센서를 사용하여 LNG(liquified natural gas)와 LPG(liquified petroleum gas)의 가스누출을 검지하는 기구를 개발하여 수명이 오래가고 검지정확도를 개선한 방법을 제안하여 기술하고자 한다.

II. 본론

2.1 가연성 가스검지 적외선 센서

본 연구에서 사용한 가연성가스(combustible) 검지용 적외선센서는 영국 Dynament社에서 시판 중인 방폭인증 받은 적외선센서이다. 폭발성가스에 의하여 위험 분위기가 생성될 가능성이 있는 장소에서 가스기기를 사용할 경우 KEC(국내), IEC(유럽), UL(미국), JIS(일본)

등 방폭인증을 받은 기기를 사용해야 한다. 그래서, 본 연구에서는 메탄(CH_4)이 주성분인 LNG를 검지하기 위하여 방폭인증(Ex d I & Ex d II C)을 받은 적외선센서(MSH-P-HC3VP)를 사용하였다. 이 센서는 LPG(C_3H_8)도 동시에 측정이 가능하며 사양은 표1과 같고, 외관은 그림 1과 같다.

표 1. 적외선센서의 사양

모델명	MSH-P-HC3VP
방폭규격	Ex d I & Ex d II C
광원	A tungsten filament lamp
검지센서	Dual pyroelectric detector
공급전원	5V/65mA
수명	MTBF of 100,000 hrs
과장대역	1 - 5 μ m
출력변화	0.01%/ $^{\circ}C$



그림 1. An infrared gas(CH_4) sensor

2.2 가연성가스 검지방범

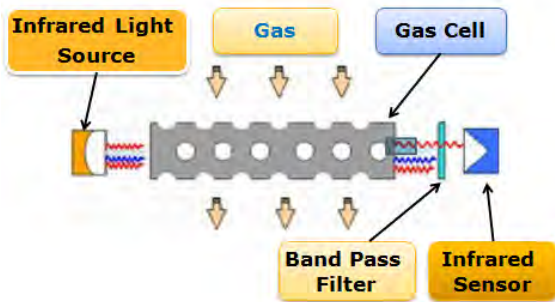


그림 2. 비분산적외선 방식 가스센서 구성도

적외선 흡광 방식의 가스 센서는 NDIR(non dispersive infrared), 스펙트로미터, FTIR 등의 다양한 방식을 이용하고 있는데, 특히 비분산적외선(NDIR) 방식은 비교적 소형화된 제품으로 상용화되어 있으며 그림 2와 같이 기본적으로 적외선 광원(light source), 밴드패스필터(band pass

filter), 적외선 센서, 그리고 가스 셀(cell)로 구성된다[3]. 가스들은 서로 다른 고유의 흡수 스펙트럼을 가지고 있기 때문에, 비분산적외선 방식의 가스센서는 측정가스의 흡수 스펙트럼에 맞는 밴드패스필터를 사용함으로써 특정 가스만을 선택적으로 측정이 가능하다는 장점을 갖고 있다[4]. 그리고 비분산적외선 방식의 가스센서를 소형화하기 위해서는 저 소비전력을 갖는 소형의 적외선 광원, 적외선 흡수를 최대화 할 수 있는 가스 셀의 최적화 설계, 주변 온도 변화에 따른 보상 회로 설계 등의 기술들이 요구된다.

III. 구현

3.1 적외선 가스누출검지기의 개발

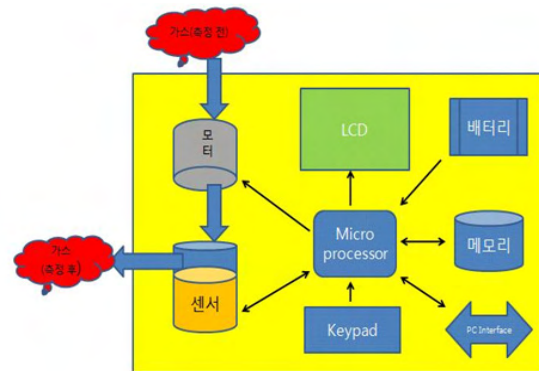


그림 3. 적외선 가스누출검지기 구성도



그림 4. 적외선 가스누출검지기 시제품

그림3은 적외선 가스누출검지기 개발 내부 구성도를 나타내고, 그림 4는 개발한 가스누출검지기 시제품의 외관을 보여주고 있다. 본 시제품은

Thomas社의 소형 에어펌프를 사용하여 가스를 강제 흡입하여 가스센서로 보내는 방식으로 흡입 구조이며, 센서는 가스농도를 검지하여 중앙처리 장치로 보내고, 중앙처리장치는 가스농도 측정 알고리즘을 사용하여 농도를 디스플레이에 표시한다. 가스농도를 측정하기 위해서 램버트비어 법칙이 적용된 광학센서를 이용하여 OP295 증폭기와 및 저역필터(low pass filter)사용하여 HW회로를 구성하였고, 소프트웨어 방법으로는 구분구획보간법(picewise linear interpolation)을 통하여 정확도를 개선하였다.

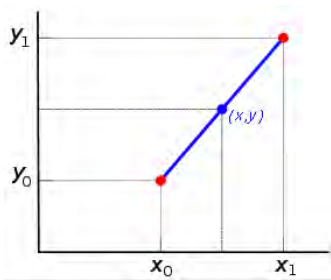


그림 5. 선형보간법

그림 5에서 2점을 알고 있다면 선형보간은 직선이며, 직선의 방정식은 식(1)과 같이 표현할 수 있고, y에 대해 정리하면 식(2)와 같다[5].

$$\frac{y - y_0}{x - x_0} = \frac{y_1 - y_0}{x_1 - x_0} \quad (1)$$

$$y = y_0 + (y_1 - y_0) \frac{x - x_0}{x_1 - x_0} \quad (2)$$

3.2 가스누출검지 실험 및 결과



그림 6. 외산장비와 비교실험

본 연구에서는 측정실험은 표준가스제조기관인 한국

가스안전공사에서 표준가스 8종을 제조하여 성능시험을 하였고 국산 및 외산장비와 비교실험을 실시하여 본 연구에서 개발한 가연성가스검지기가 표준가스의 곡선에 타 장비에 비해 훨씬 더 가깝게 근사함으로 가스검지 정확도가 우수함을 보였다. 본 연구의 시제품은 센서수명이 10만시간임으로 검지회로 및 기구를 고려할 때 수명은 약 5년정도됨을 추정할 수 있다. 그림 6은 외산장비와 비교실험하는 장면을, 그림 7은 본 제품과 타사장비의 실험데이터를 나타내고 있다.

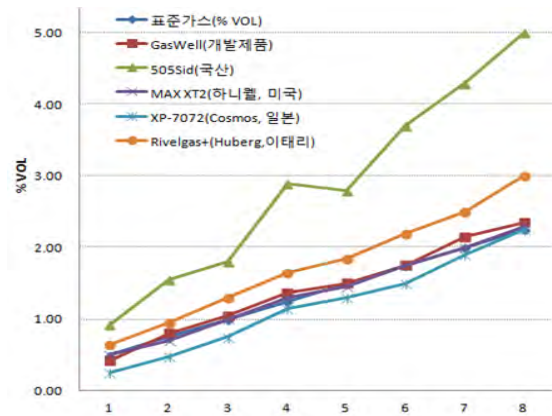


그림 7. 가스농도검지 비교실험 데이터

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구에서는 적외선 가연성가스센서를 사용하여 가연성가스 누출검지 시제품을 제작하여 가스누출검지기의 수명을 연장하였고, 제안한 증폭 및 필터회로 등 하드웨어방법 및 소프트웨어 보간법을 통하여 정확도를 개선시켰다. 향후 제품을 보다 개선하여 상용화하여 가스업계에 보급하여 가스사고예방에 힘쓰고자 한다.

참고문헌

- [1] 전자부품연구원, 환경센서, 2008.
- [2] 한국과학기술정보연구원, 가스센서기술 혁신방향, 2005.
- [3] Calrence W. and de SILVAS, Sensors and Actuators : Control System Instrumentation, CRC Press, pp.45-69, 2007.
- [4] 박규태 외, 휴대형 IR가스누출검지 개발 및 성능개선 연구, 2012년 추계가스학회 논문집, pp.8, 2012
- [5] http://en.wikipedia.org/wiki/Linear_interpolation#Linear_interpolation_between_two_known_points

Quadratic Variation 기법을 이용한 웨어러블 헬스케어용 심전도 모니터링 시스템 구현

이승철, 장국진, 전기만, 김동순, *김영환
전자부품연구원 메디컬IT융합센터

e-mail : sclee1753@gmail.com, kjang@keti.re.kr, kmjeon@keti.re.kr, dskim@keti.re.kr,
yhkim93@keti.re.kr

Implementation of the ECG Monitoring System for Wearable Healthcare Using Quadratic Variation

Seung-Chul Lee, Kuk-Jin Jang, Ki-Man Jeon, Dong-Sun Kim, *Young-Hwan Kim
Medical IT Conversion, Korea Electronics Technology Institute

Abstract

Removing motion artifacts from an ECG(electrocardiogram) is one of the common issues to be considered during real-time ECG measurements in small-size wearable healthcare system. In this paper, the designed wearable healthcare system utilizes a unique algorithm based quadratic variation to remove the baseline wander of ECG. This algorithm is able to remove the baseline wander without depending on the reliability value of the selected fiducial points. The experiment results shows that the ECG signal filtered by quadratic variation filter recovers from the distorted ECG signal efficiently.

I. 서론

심전도는 전극이 피부에 부착되어 심장의 전기적인 활동을 기록하기 위한 신호이다. 측정하는 동안 전기적 변화는 주기적으로 심장의 제분극과 탈분으로 발생 된다. 생체신호 중 가장 대표적인 심전도 신호는 심 박동, 스트레스 지수, 호흡수, 부정맥 등 다양한 생체정보 추출이 가능하여 환자의 심장상태나 일반적인

건강상태의 정보를 제공하기 위한 지표로 삼고 있다. 이 생체기반의 웨어러블 헬스케어 시스템은 호흡에 의한 기저선 잡음, 주변장치들의 영향이나 환자의 움직임에 의해 발생하는 근잡음 등이 유발될 수 있다. 특히, 모션 아티팩트(motion artifacts)는 신체에 전극을 착용하고 걷기, 달리기, 호흡에 따라 전극의 임피던스 변화로 인해서 발생 된다[1]. 이 잡음은 심전도 신호를 기록하는데 있어서 자주 나타나는 신호이며, 신호를 분석하는데 많은 어려움 때문에 이의 적절한 제거 없이는 정확한 진단 및 분석결과를 기대하기 어렵다[2]. 이러한 노이즈 문제점을 해결하기 위해서 수많은 문헌을 통해서 발표되었다. 대표적으로 적응 필터, 웨이브릿 필터, 유한 임펄스 필터, 메디안 필터 등 다양하다. 하지만, 이들 필터 방법은 서맥, 심박급속증, 기저선의 신속한 변화의 경우에서 선택된 기준점의 신뢰성에 의존한다[3]. 또한 이 기준점을 찾기는 쉽지가 않다. 본 연구에서는 웨어러블 헬스케어용 시스템에 이차변동(quadratic variation) 알고리즘의 개념을 기초로 기저선 변동 제거를 제안하고자 한다.

II. 본론

2.1 웨어러블 헬스케어 시스템

본 연구에서의 웨어러블 헬스케어용 시스템은 신체 착용이 용이하고 벨트 스텝에 탈부착이 가능하도록 고안

되어 사용의 편리성을 갖는 심전도 측정 모듈이다. 이 시스템은 이차변동 알고리즘 연산을 위한 ARM 모듈, 0.05~50Hz 대역에서 심전신호를 측정하기 위한 심전도 인터페이스, 무선으로 데이터 전송을 위한 블루투스 모듈로 구성되어 있다. 또한 벨트내의 전도성 직물은 전기전도도와 폴리에틸렌테레프탈레이트 섬유가 3:2 능적으로 구성되어 있어 심전도 신호의 주파수에 따른 임피던스 변화가 거의 없다.

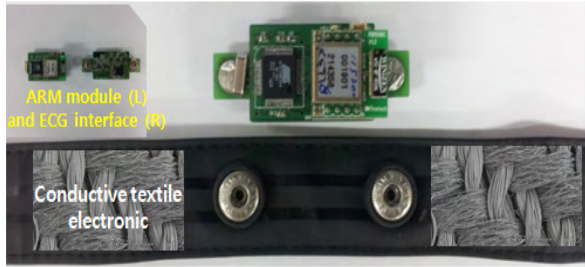


그림 1. 웨어러블 헬스케어용 시스템

표 1은 마이크로프로세서(AT91SAM7S64, ATmel Inc., USA), RF 칩(WT12, BL Co., Ltd., USA), 심전도 인터페이스, 3축 가속도(MMA7260Q, Freescale Inc., USA), 심전도 보드, 심전도 체크스트 벨트 등의 특성을 상세하게 설명하고 있다.

<표 1> 웨어러블 헬스케어용 시스템 스펙

Items	Specification
ARM Microprocessor (AT91SAM7S64)	Processor: 32bit RISC Flash: 62KB RAM: 16KB ADC: 10bit
RF chip (FC155BC or WT12)	RF power range: -83dBm~0dBm or -84dBm~0dBm Frequency band: 2.4G 소비전류: 48mA(Max) or 60mA 전송속도: 1M~3Mbps
ECG Board	Frequency band: 0.05~50Hz
Clothing and chest belt	ECG electrodes : two conductive fabric
Accelerometer Sensor	3축(MMA7260Q,)

2.2 기저선 제거를 위한 Quadratic Variation 알고리즘

베이스 변동 노이즈는 신체로부터 측정된 심전도 신호가 낮은 주파수 대역 또는 원신호에 포함된 침부물로서 낮은 “변동성” 요소이다. 따라서 측정된 심전에 낮은 변동성 요소를 찾는다면 노이즈 신호를 추론할 수가 있다. 다시 말해서, 측정된 심전도는 추론된 베이스 라인을 뺀으로서 원심전도를 획득할 수 있다.

일반적인 벡터의 변동성은 다음과 같이 정의할 수 있다. 정의 1 : 주어진 벡터 $x=[x_1, x_2, x_3 \dots x_n] \in R^n$, x 의 2차 변동(quadratic variation)은 식(1)번 $[x]$ 로 정의 할 수 있다.

$$[x] = \sum_{i=1}^{n-1} (x_i - x_{i+1})^2 \quad (1)$$

2차 변동은 확률 과정(stochastic process) 분석에서 널리 사용되는 지표이다. $[x]$ 의 2차 변동은 식(2)번과 같이 표현될 수 있다. 여기서 행렬 D 는 $(n-1) \times n$ 의 행렬로 D 는 식(3)과 같이 정의된다.

$$[x] = \|D \times x\|^2 \quad (2)$$

$$D = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & -1 & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

측정된 심전도 신호는 $x = x_0 + w$ 로 표현이 된다. 여기서, x_0 은 하나의 결정적인 벡터인 원심전도 신호이고 $w=[w_1 \dots w_n]$ 는 공분산 행렬(covariance matrix)이 $K_w=E(w w^T)$ 이고 평균이 제로인 랜덤 노이즈 벡터이다. 식(4)은 이러한 x 의 평균 이차 변동을 계산한 결과이다. 본 연구에서는 노이즈 w 의 확률분포에 대한 어떠한 가정을 하지 않기 때문에 어느 노이즈가 되어도 식(4)과 같은 결론은 성립된다. 여기서 E 는 기대값이며 tr 은 행렬의 trace이다.

$$E[x] = [x_0] + tr(DK_w D^T) \quad (4)$$

여기서, $DK_w D^T$ 은 양반한정행렬(positive semidefinite matrix)이기 때문에 $tr(DK_w D^T) \geq 0$ 임을 알 수 있다. trace가 $tr(DK_w D^T) = 0$ 인 경우는, $E[x]$ 가 노이즈 변동에 대한 증가함수가 되고, 노이즈 벡터 w 의 각 요소가

거의 확실해 $w_1=w_2=w_3\cdots=w_n$ 인 경우와 등치임을 보일 수 있다.

2차 변동을 사용하여 심전도 신호에서 베이스 라인을 제거하는 효율적인 알고리즘을 고안할 수 있다. 베이스 라인 잡음과 같이 변동성이 작은 신호는 식(5)에서 보이는 것과 같은 콘벡스 최적화 문제의 해답으로 표현할 수 있다. anotio fasano[4]은 $z=z'-x$ 와 같은 식으로 표현하였다. z' 는 측정된 심전도 신호의 n 샘플링으로 수집되어진 것을 벡터로 표현하였으며, x 는 추론된 베이스라인의 벡터이다. anotio fasano 논문에서는 컨벡스 최적화 방법을 사용하여 베이스라인 x 를 추론하고자 하였다.

$$\begin{cases} \text{mimimize} & \|x - z'\|^2 \\ \text{subject to} & [x] \leq \rho \end{cases} \quad (5)$$

여기서, ρ 은 베이스 라인을 추론하기 위해서 2차 변동을 조절을 하기 위한 양의실수 상수이다. ρ 값은 문제에 따라 채택된다. 이때, $\rho < [z']$ 을 만족해야만 한다. $\rho \geq [z']$ 인 경우는 x 와 z' 가 같아지면 베이스라인 잡음 신호가 측정된 심전도 신호와 동일해져서 베이스 라인을 추론할 수가 없다. 다시 말해, 베이스 라인의 변동성은 원 심전도 신호의 변동성보다는 작을 것이라는 가정을 한다.

식(5)번의 베이스라인의 x 값을 추론하기 위해서 컨벡스 최적화 기법을 도입하면 식(6)번 변환식으로 표현된다. 최적화 기법을 통해 얻어지는 해답은 식(6)와 같이 계산된다. 여기서, I 는 단위행렬이고, λ 는 제로를 포함한 양의 실수이다. 이때 얻어진 x 는 ρ 이하의 변동성을 가진 신호, 즉 베이스라인 신호라고 볼 수 있다. 식(6)부터 알 수 있는 것은 베이스라인을 추정함에 있어서 잡음 섞인 심전도 신호에 대한 선형연산자의 형태라는 것을 알 수 있다. 이때 λ 는 추정된 베이스라인 신호의 2차 변동의 수준을 조절할 수 있는 실수 파라멘트임을 보일 수 있다. 즉, λ 는 식(5)번에서 ρ 의 값과 일대일 대응의 관계에 있는 매개변수임을 보일 수 있다. 이로부터 ρ 값없이도 베이스 라인을 추정할 수 있다는 결과를 얻을 수 있다.

$$x = (I + \lambda D^T D)^{-1} z' \quad (6)$$

λ 가 클수록 작은 ρ 에 해당되는 2차변동성이 작은 신호를 추정할 수 있다. 베이스라인은 심전도 신호에 비해 작은 값의 이차변동의 특성을 반영한다. 따라서 식(6)번에서 λ 의 큰 값을 사용하여 2차 변동성이 작은 베이스라인을 추론 할 수 있다. 샘플링된 신호를 z' 라

고 가정하고 x 의 베이스라인을 추론하면 원심전도 신호인 z 벡터 값을 얻을 수 있다. 식(7)은 원심전도 신호를 얻기 위해서 베이스라인이 제거하기 위한 식을 표현하여 계산된 결과이다.

$$\begin{aligned} z &= z' - x = [I - (I + \lambda D^T D)^{-1}] z' \quad (7) \\ &= D^T \left(\frac{1}{\lambda} I + D D^T \right)^{-1} D z' \\ &= C z' \end{aligned}$$

III. 구현

3.1 심전도 베이스라인 평가

본 연구에서는 기저선 변동 실험은 웨어러블 헬스케어용 시스템을 착용하고 체자리에서 달렸을 때 베이스라인 상태유무를 평가하였다. 식(6)번의 z' 은 n 개의 샘플링 벡터이다. ARM 프로세서는 심전도 인터페이스로 입력받은 심전도 신호를 10000Hz로 샘플링한 100개의 데이터를 C 상수와 곱하여 기저선 변동을 제거한다. C 는 100×100 개를 갖고 있고 약 40Kbyte의 행렬상수 데이터다. 그림 2는 정지자세에서 달렸을 때 베이스라인 상태유무를 보여 주고 있다. 그림 2(A)는 20초 동안 체자리에서 달렸을 때 기저선 변동을 보여주고 있으며, 그림 2(B)는 2차 변동 알고리즘을 적용했을 때 베이스라인 변동이 제거된 것을 보여주고 있다.

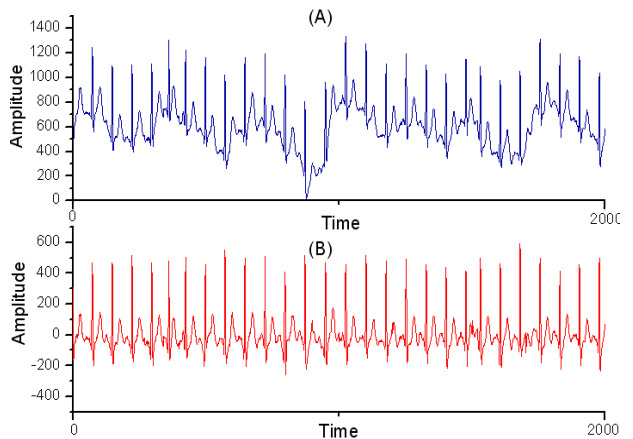


그림 2. 베이스라인 변동으로 인한 신호처리 결과

IV. 결론

본 논문에서는 사용자가 소형사이즈 시스템을 착용하고 가벼운 움직임에서도 심전도 신호계측이 가능한 시스템을 구현하였다. 심전도 신호는 움직임에 따른 노이즈가에 민감하고 원신호 가까운 심전도 신호를 추

출하는데 많은 제약이 뒤따른다. 본 논문에서는 기존에 발표되어진 적응 필터, 웨이브릿 필터, 유한 임펄스 필터, 메디안 필터의 기준점에서 신뢰성을 평가하는 알고리즘에서 벗어나 컨벤스 최적화 기법을 이용한 2차 변동 알고리즘을 적용한 소형 헬스케어용 시스템에 알고리즘을 구현하였다. 이 시스템을 기반으로 고정된 러닝상태에서 심전도 신호를 실시간으로 평가한 결과 기저선 변동이 제거되었다.

ACKNOWLEDGMENT

본 논문은 산업원천기술개발사업(10041108)의 지원을 받아 수행된 연구임.

참고문헌

- [1] Shing-Hong Liu "Motion Artifact Reduction in Electrocardiogram using adaptive Filter" Journal of Medical & Biological Engg., Vol.31, No.1, pp. 67-72, 2010.
- [2] J. A. Van Alst, T. S. Schilder, "Removal of Base-line Wander and Power-line Interference from the ECG by an Efficient FIR Filter with a Reduced Number of Taps", IEEE Trans. Biometrical Engineering, Vol. BME-32, No. 12, pp. 1052-1060, 1985.
- [3] L. Sörnmo and P. Laguna, Bioelectrical Signal Processing in Cardiac and Neurological Applications. Academic Press, June 2005.
- [4] Fasano, A., Villani, V., and Vollero L., "Baseline wander estimation and removal by quadratic variation reduction", 33rd Annual Conference of the IEEE, pp. 2152 - 2157, 2011.

표면처리 된 다이아몬드의 세포배양

남효근*, 오흥기*, 조다애**, 지광환**, 김창만***, 김대훈*, 김민혜*, 송광섭*

*금오공과대학교 IT융복합공학과

**금오공과대학교 응용화학과

***구미전자정보기술원 전자의료기기 사업단

e-mail : kssong10@kumoh.ac.kr

Neuroblastoma cell culturing on the functionalized diamond surface

*Hyo-Geun Nam, *Hong-Gi Oh, **Kwang-Hwan Jhee,
***Chang-Man Kim, *Dae-Hoon Kim, *Min-Hye Kim
and *Kwang Soup Song

*Department of Medical IT Convergence Engineering, Kumoh National
Institute of Technology, Gumi 730-701, Korea

*Department of Applied Chemistry, Kumoh National Institute of
Technology, Gumi 730-701, Korea

***Gumi Electronics & Information Technology Research Institute,
Biomedical IT Convergence Center Gumi 730-853, Korea

Abstract

Biocompatibility and physical-chemical stability is required to fabricate high sensitive biosensors and electrochemical sensors. The diamond is satisfied these conditions and has several advantages. The diamond thin film has wide potential window (3.0~3.5V), high biocompatibility, physical-chemical stability and low background current^[1].

We functionalize the diamond surface with fluorine(-F) and oxygen(-O) groups by plasma methods. And we culture the neuroblastoma cell (SH-SY5Y) on the surface of nanocrystalline diamond (NCD) and microcrystalline diamond (MCD)

thin film. We evaluate the viability of neuroblastoma cell on the diamond surface. As a result, oxygen groups are more suitable for cell culture than that of fluorine on the diamond surface. Based on these results, we will try to the cell patterning and read the electric signal.

I. 서론

인간의 평균연령이 늘어나고 초고령화 시대가 접어들면서 질병의 예방과 초기 진단이 중요시되고 있다. 작은병이라도 검출해내기 위해서는 초기에 질병을 검출할 수 있는 감응도가 높은 고감도 바이오센서가 필요하다. 바이오센서의 기반이 되는 재질은 물리적/화학적 안정

성과 생체적합성을 필요로 한다. 여기에 부합하는 재질로서 탄소로 구성된 다이아몬드가 많은 각광을 받고 있다. 다이아몬드는 탄소의 대표되는 결정구조이며 생체적합성과 열전도율, 내구성이 뛰어나고 열팽창이 낮아 물리/화학적 안정성을 가지고 있고 전기화학적, 생물학적 응용의 장점이 있다[1]. 본 실험에서는 나노결정 다이아몬드, 마이크로결정 다이아몬드의 표면에 플라즈마를 이용하여 표면의 화학적 변화를 주고 사람의 신경종양세포(SH-SY5Y)를 배양하였다. 각 다이아몬드 기판의 생체적합성을 평가하기 위하여 세포독성시험(MTT assay)을 이용하여 세포 배양에 특성을 비교·측정했다.

II. 실험방법

2.1 다이아몬드의 특성분석 및 표면처리

나노결정, 마이크로결정 다이아몬드의 특성을 분석하기 위하여 Raman spectroscopy를 이용하였다. 다이아몬드 샘플의 세척 및 표면을 동일한 조건으로 맞추기 위하여 황산(H₂SO₄)과 질산(HNO₃)을 혼합한 왕수용액에 200℃에서 60분 가열하고 남은 불순물을 제거하기 위하여 초음파처리를 30분하였다. 세척한 다이아몬드기판 표면을 플라즈마 장비를 이용하여 각각 산소(-O, 30 sccm, 80 W)와 불소(-F, 10 sccm, 80W)로 표면처리를 하였다. 산소(-O) 및 불소(-F)로 표면처리한 다이아몬드기판의 표면상태를 정성적/정량적으로 분석하기 위하여 XPS(X-ray Photo electron Spectroscopy)를 이용하였다.

2.2 세포배양

세포배양은 48 well의 세포배양판에 각각의 샘플을 넣고 50,000 cells/well의 세포와 350 μl의 배지(DMEM용액 89%, FBS용액 10%, 페니실린 1%)를 넣고 72시간 동안 배양하였다. 72시간이 지난 후 세포독성시험(MTT assays)을 하기 위하여 다른 48 well의 세포배양판에 샘플을 옮긴 후 배지를 제거하고 PBS 용액(1 ml에 10 mg의 MTT용액)을 넣은 후 다시 4시간동안 배양을 하였다. 4시간 배양 후 PBS용액을 제거 한 후 다이메틸설폭사이드(DMSO)를 200 μl를 이용하여 포르마잔을 녹이면 세포의 미토콘드리아의 활성효소와 반응해서 보라색이 형성되고, 포르마잔을 엘리사 리더기를 이용해서 540 nm의 흡광도를 측정하였다.

III. 결 론

Raman 측정 결과 마이크로결정 다이아몬드의 Raman

측정값이며 1333 cm⁻¹ 다이아몬드 특성peak값을 가지고 있다. 그림2의 나노결정 다이아몬드의 Raman 측정값은 총 4개의 peak값이 측정되었으며 1150 cm⁻¹, 1334 cm⁻¹, 1472 cm⁻¹, 1546 cm⁻¹의 값을 가지고 있고 각각 마이크로결정 다이아몬드, 나노결정 다이아몬드인 것을 확인할 수 있었다[2].

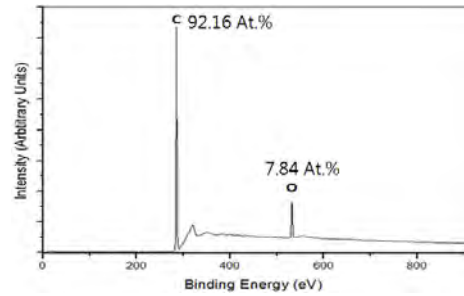


그림 1. 마이크로결정 다이아몬드 표면의 XPS 측정값

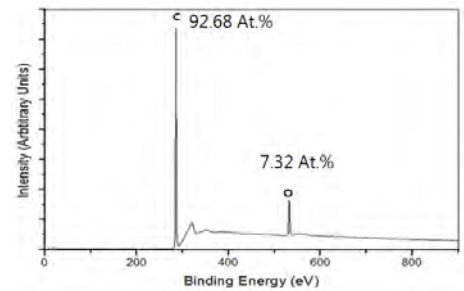


그림 2. 나노결정 다이아몬드 표면의 XPS 측정값

그림 1과 2는 세척과정을 거친 후 표면처리를 하지 않은 다이아몬드 표면의 XPS 측정값이다. 그림 1은 마이크로결정 다이아몬드 표면을 분석한 스펙트럼을 나타내고 있고, 탄소를 기반으로하는 다이아몬드 탄소값(92.16%) 및 왕수용액에 의해 부분적으로 산화된 산소값(7.84%)을 나타내고 있다. 그림 2의 나노결정 다이아몬드의 표면 XPS 스펙트럼 또한 탄소(92.68%) 및 산소(7.32%)값을 나타내었다. 세척과정을 거친 다이아몬드의 표면을 불소 및 산소가스 분위기에서 플라즈마장치를 이용하여 표면처리 한 후 XPS 분석을 실시하였다. XPS 측정값은 불소가스를 이용한 다이아몬드 표면처리의 경우 불소값은 50.61%, 산소가스를 이용하여 다이아몬드 표면처리한 경우에는 산소값은 9.24% 증가되는 것을 측정 하였다. 표면의 산소 및 불소의 기능기로 표면처리한 화학적결합 과정을 거친 각각의 다이아몬드 기판 위에 세포배양한 후 세포독성 평가 실험을 실시하였다.

그 결과, 산소처리한 나노다이아몬드와 마이크로다이아몬드 표면에서의 세포배양에 더 적합한 것으로 측정

되었고 이 차이는 표면처리된 다이아몬드 표면의 습윤성(wettability)의 차이로 유추된다. 본 연구결과를 바탕으로 다이아몬드 표면을 패터닝하여 선택적으로 세포를 배양하여 전기시그널을 읽는 실험을 진행할 예정이다.

Acknowledgements

이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (NRF-2011-0011909)

참고문헌

- [1] K. W. Song 외, "pH-sensitive diamond field-effect transistors (FETs) with directly aminated channel surface", *Analytica Chimica Acta*, Vol(5), 573-574, 2006. 04
- [2] M. Kalbacova 외, "Nanoscale topography of nanocrystalline diamonds promotes differentiation of osteoblasts", *Acta Biomaterialia*, Vol(5), 3076-3085, 2009.04

3축 자기 상쇄 시스템

김경록, *김수찬
한경대학교 전기전자제어공학과
e-mail : *x.kr.kim@gmail.com, sckim@hknu.ac.kr*

3-Axes Magnetic Field Cancellation System

Kyong-Rok Kim, *Soo-Chan Kim
Dept. of Electrical and Electronic Engineering
Hankyong National University

를 제안하고자 한다.

Abstract

Biological effects due to electromagnetic field exposure has been studied over the past several decades. Intensity of Earth's magnetic field is about 300-400mG and surrounding electromagnetic fields are various and hard to predict. It is very difficult to consider such the effects because every living thing on earth has already adapted. In this study, we removed the field and kept its intensity magnetic field less than 10mG using 3 axes helmholtz coil. We would like to use this system to survey the biological effect under nonmagnetic field.

I. 서론

In vitro 실험에서 대부분 사용하는 인큐베이터는 전기/기계 장치이고 주변 자계의 영향에 그대로 노출되어 있다. 일반적으로 자기장 노출 실험에서 사용되는 강도가 10G 내외라 본다면 5%~10%정도로 무시할 수 없는 정도의 크기이다.

인위적 자기장의 크기에 비하여 비록 작은 강도이지만 이 영향을 무시할 수는 없을 것이다. 외부에서 발생하는 자기잡음에 대하여 크기가 동일한 자기장을 반대 방향으로 인가하면 해당 공간 내에서는 무자기장 공간을 형성할 수 있다[1]. 본 연구에서는 이러한 원리를 이용하여 주변 지자계를 능동적으로 제거하는 장치

II. 본론

2.1 자기장 생성

주변 자계를 상쇄하기 위해서는 인위적인 자계를 형성해야 한다. 제어가 가능한 자계를 형성하는 대표적인 방법은 코일을 이용한 솔레노이드 방식이다. 그리고 이를 조금 변형하여 자기장이 발생하는 공간의 확보를 유용하게 한 것이 헬름 홀츠코일이다. 세포 실험은 인큐베이터 내에서 진행된다. 인큐베이터는 항온, 상습이 유지되는 곳이기 하지만 내부 공기의 순환을 가로 막는 구조물의 적을수록 균일한 상태가 된다. 이러한 이유 때문에 긴 원통 형태의 솔레노이드 코일보다 헬름홀츠 코일 방식을 통해 내부 공기 흐름의 방해 최소화 하였다[2-3]. 헬름 홀츠 코일에 의해 형성되는 자기장의 세기는 식 (1)과 같이 코일의 권선수, 전류에 비례하고, 코일이 감긴 반경에 반비례한다[4].

2.2 코일의 설계

3축 코일을 그림 1(b)와 같이 제작하기 위해서 각 코일의 반경을 결정해야 한다. 코일의 반경은 최대한 균일한 자기장 형성을 위해서 그림 1(a)와 같이 코일의 반경과 거리간의 관계를 유지 및 3축을 위해서 최적으로 설계되어야 한다. 그리고 이때 실제 코일 제작에서는 코일을 감기 위한 프레임도 고려하여야 한다. 그림 2는 3축 코일에서 최외곽 코일의 반경이 R_{out} 이고 이와 접해 있는 내부 코일의 반경을 R_{in} 이라고 하였을 때 그 내부에 삽입되는 코일의 크기를 결정하는 유도

식이다. 숫자 1은 코일의 프레임 폭을 2cm로 가정하였기에 폭의 반인 1cm가 된다.

프레임에 감겨질 코일은 코일 양단의 전압이 5V일 때 최대 허용 자기장의 세기 500mG가 되도록 코일의 저항 및 허용 전류를 고려하여 선택하고 감는 회수를 결정하였다.

2.3 주변 자계 상쇄

코일의 전류에는 GPIB로 제어가 가능한 전원공급 장치(PS2520G, Tektronix, USA)를 사용하였다. 1mG까지의 정밀한 자기장 측정은 정밀가우스미터(MGM3AXIS, AlphaLab Inc., USA)를 사용하였다. 측정된 가우스 값이 0이 되도록 3축의 코일의 전류량을 조절하였다. 전류량 제어는 PID 제어를 이용하였다. 단일 방향의 전원이 공급되기 때문에 역방향의 자기장 형성을 위해서는 극성을 변경해 주어야 한다. 이를 위해 H bridge를 이용하여 자기장의 방향을 제어하였다 [4].

$$B = \frac{8\mu NI}{R} * \sqrt{125} [T]$$

$$\text{투자율}(\mu) = 4 * \pi * 10^{-7} [T \cdot m/A] \quad (1)$$

N : 코일의 권선수
I : 코일에 흐르는 전류
R : 코일의 반지름

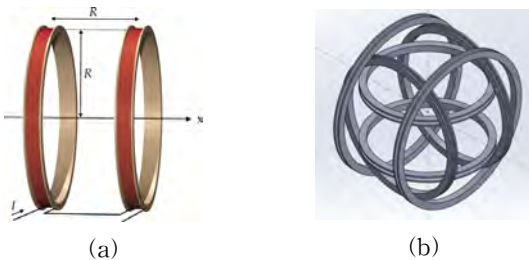


그림 1. (a) 전형적인 1축 헬름 홀쯔 코일 (b) 3축으로 자기장 발생이 가능한 3축 헬름 홀쯔 코일 모형도

$$(R_{out} - 1)^2 = x^2 + \left(\frac{R_{in}}{2} + 1\right)^2 \quad (1)$$

$$(R_{in} + 1)^2 = x^2 + \left(\frac{R_{out}}{2} - 1\right)^2$$

$$5R_{in}^2 + 12R_{in} - 5R_o^2 + 12R_o = 0$$

$$R_{in} = \frac{-12 \pm \sqrt{144 - 20(-5R_o^2 + 12R_o)}}{10} \quad (2)$$

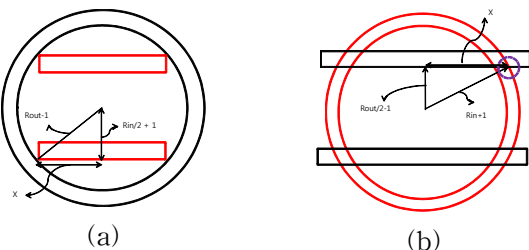


그림 2. (a) 외곽 코일을 위에서 보았을 때 (b) 외곽 코일을 측면에서 보았을 때의 모식도

III. 결과

그림 3은 제안한 방법으로 설계한 3축 코일의 실물을 보여주고 있다. 최외곽 코일의 외경과 내경 직경은 각각 42cm, 38cm로 설정하였으며, 내부 코일의 외/내경 직경은 각각 37.2cm, 33.2 cm였다. 끝으로 나머지 내부 축의 외/내경 직경은 32.4cm, 28.4cm로 구성한 것이다. 위와 같은 조건으로 하여 생성한 자기장의 크기는 코일 양단의 입력 전압을 0V~5V로 변화시킬 때 각각 0~517mG로 설계한 500mG와 큰 차이가 없었다. 위 코일을 이용하여 자계를 상쇄한 결과, 3축에서 모두 10mG 이하로 상쇄가 가능하였다.

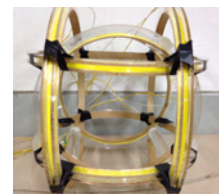


그림 3. 제안한 방법으로 설계된 코일

IV. 결론 및 향후 연구 방향

설계 시 고려 사항을 반영하여 주변 자기장을 10mG 이하로 억제할 수 있는 시스템을 개발하였다. 개발된 시스템을 이용하여 주변 지자계가 세포에 미치는 영향에 대해서 실험을 진행하고 있다.

Acknowledgement

본 연구는 한국연구재단을 통해 교육과학기술부의 미래융합융합기술파이오니어사업으로부터 지원받아 수행되었습니다 (2009-0082947).

참고문헌

- [1] 우병철 외, “양성자 자기회전비율 측정을 위한 지자장 상쇄장치 제작”, 한국자기학회지, 제2권, 제2호, pp. 156-162, 1992.
- [2] 남기창, 김수찬, 그리고 김덕원, “극저주파 자기장 (EMF) 발생장치의 개발”, 한국전자파학회지, 전자파기술, 제12권, 제2호, pp. 98-104, 2001
- [3] 김정호 그리고 김윤명, “생체 실험용 극저주파 자기장 발생 장치의 설계”, 제14권, 제8호, pp. 871-877, 2003
- [4] 박준석 외, “H bridge를 이용한 저가형 DC 자기장 생성 장치”, 2012년도 대한전자공학회 학술대회심포지움, 목원대학교 공과대학

GMR 센서와 자성입자를 이용한 정량적 DNA hybridization 검출

*김대훈, 김민혜, 오홍기, 남효근, 송광섭
금오공과대학교 IT융복합공학과
e-mail : hugguby@naver.com, kssong@kumoh.ac.kr,

Quantitative detection of DNA hybridization using GMR sensor with
magnetic particles

*Dae-hoon Kim, Min-hye Kim, Hong-gi Oh, Hyo-geun Nam,
Kwang-soup Song
Department of Medical IT Convergence Engineering, Kumoh National
Institute of Technology

Abstract

We use amined (-NH₂) graphene surface to detect DNA hybridization. The target DNA is immobilized on the magnetic bead through the 5'-terminal by amide bond. Hybridization of target DNA with magnetic particle is detected by GMR (giantmagneto-resistance) sensor which using magnetic fringe field of magnetic particles. According to the variation of resistivity of the GMR sensor, we can detect the hybridization with probe DNA and target DNA quantitatively.

I. 서론

현재 항원 항체 또는 DNA(deoxyribonucleic acid) 등을 이용하여 질병을 진단하는 방법은 대부분 정성적인 방법이 사용되고 있다. 특히 DNA의 경우 대부분 Cy3 나 Cy5 등의 형광물질을 이용하여 hybridization 여부를 확인하는 것이 대부분이다. 하지만 이런 형광물질을 이용할 시 주변 밝기에 대한 민감도 문제 및 제한된 검출 시간 등의 문제점을 가지게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 본 논문에서는 자성입자 및

거대자기저항 (GMR : Giant magnetoresistance) 센서를 이용하였다. 자성입자와 거대자기저항 센서를 이용하면 자성입자의 농도를 이용하여 DNA 검출의 정량적인 분석이 가능하게 된다. 그리고 기판으로 사용한 패터닝 된 그래핀의 경우 사람의 몸을 구성하고 있는 탄소(C)와 동일 성분으로 이루어져 생체에 적합하다. 본 논문에서는 그래핀 표면을 플라즈마 처리기를 통해 패터닝을 형성하였으며 그 위에 특정배열의 probe DNA를 고정하고 자성입자가 결합된 target DNA를 hybridization 시켜 GMR 센서를 이용하여 정량적으로 분석하였다.

II. 본론

1988년 Baibich 에 의해 처음 Fe/Cr 다층 박막에서 발견된 GMR 현상은 발견 이후 수년 만에 하드 디스크 드라이브 (HDD) 의 재생 헤드로 상용화 될 정도로 빠른 발전을 하였다. 이러한 GMR 현상을 이용한 센서의 경우 GMR chip 에 가해지는 외부 자기장의 변화에 따른 GMR 센서의 저항 변화를 reference 저항 값과 비교하여 나타낼 수 있는 센서로 기존의 측정 시간 대비 빠른 측정시간 및 높은 민감도를 가진다. GMR 센서의 동작 원리는 외부자기장에 의해 센서 chip 위에 있는 magnetic bead 가 자화되게 되고 magnetic b

head로부터 생성된 자기장이 GMR sensor chip에 영향을 주게 되어 GMR 센서의 저항 값의 변화로 나타나게 된다.

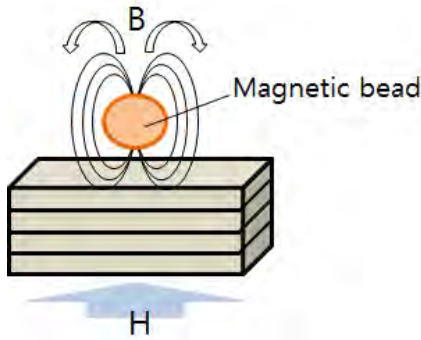


그림 1. GMR sensor에서의 magnetic bead의 측정 원리

III. 구현

그라핀 표면 위에 패터닝을 형성하기 위해 플라즈마 처리기를 통해 표면을 먼저 불소처리를 한다. 불소 처리의 경우 10 SCCM, 50W 15분의 공정과정을 거쳤다. 그 후 그라핀 표면위에 메탈 마스크를 덮은 후 산소 패터닝을 하였다. 산소 패터닝의 경우 30 SCCM, 30 W, 1시간의 공정을 가졌다. 그 후 패터닝 된 그라핀을 아민(-NH₂) 처리하기 위하여 APTES (3-Aminopropyltriethoxysilane) 공정을 거치게 된다. APTES 공정의 경우 2%의 APTES를 1시간 동안 70 rpm에서 처리 후 상온에서 1시간동안의 건조과정을 거친다. 아민(-NH₂) 처리된 probe DNA 40μM을 패터닝 된 그라핀 표면에 고정 하기 위하여 APTES 처리한 그라핀 표면에 GA (glutaraldehyde) 2.5%를 70 rpm 1시간동안 처리한다. 이후 probe DNA immobilization을 기능화된 그라핀 표면에 진행한다. Immobilization의 경우 probe DNA 40μM, 3 μl를 사용하였으며 38°C에서 2시간동안의 고정시간을 가졌다. Probe DNA immobilization 과정이 끝난 후 패터닝 된 부분 이외에 붙어있는 probe DNA의 물리적 결합을 제거하기 위해 0.1%의 tween20 용액으로 1회 세척 후 증류수를 통해 5분간 3회 세척하였다. target DNA의 경우 Cy3 및 NH₂ 처리된 두 종류의 target DNA를 사용하였다. 카복실기(-COOH)를 가진 자성입자에 아민(-NH₂) 처리된 target DNA와의 결합을 위해 EDC, NHS, 2×SSC 용액을 사용 하였으며 아미드결합을 이용하였다. 자성입자의 농도는 0.0003%의 농도를 사용하였으며 target DNA의 경우 10μM을 사용하여 hybridization 시간을

가졌다. Probe DNA와 target DNA의 hybridization 과정은 50°C에서 1시간의 과정을 가졌으며 이 과정 이후 10% SDS, 2×SSC, 0.2×SSC의 순서로 각 5분의 세척과정을 거쳤다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

Cy3 형광물질을 이용하여 그라핀 표면의 DNA 패터닝 유무를 사전에 형광 현미경을 통해 확인 하였으며 패터닝이 잘 진행된 것을 확인 할 수 있었다. 자성입자의 경우 광학현미경을 통해 패터닝을 확인 하였으며 GMR 센서의 저항 값의 변화를 통해 자성입자 및 DNA hybridization을 정량적으로 분석 할 수 있었다.



그림 2. 선택적 표면처리를 통한 그라핀 표면의 친수성 및 소수성 분리

참고문헌

- [1] Ki Chang Nam, Kwang Soup Song, "Development of DNA Sensor Using Magnetic Iron Oxide Nanoparticle", TheinstituteofElectronicsEngineersofKorea, Vol.48, pp.51-56, 2011.
- [2] Daniel L. Graham, Hugo A. Ferreira, Paulo P. Freitas, "Magnetoresistive-based biosensors and biochip (2004)", TRENDSinBiotechnology, Vol.22, pp.455-462, 2004.
- [3] J.C. Rife, M.M. Miller, P.E. Sheehan, C.R. Tamaha, M. Tondra, L.J. Whitman, "Design and performance of GMR sensor for the detection of magnetic microbeads in biosensors", SensorsandActuators, Vol. 107, pp.209-218, 2003.

신경세포의 활동전위 측정을 위한 그래핀 연구

*오홍기¹, 남효근¹, 조다애², 지광환², 김창만³, 김민혜¹, 김대훈¹, 송광섭¹
금오공과대학교 IT융복합공학과
e-mail : oh55888@kumoh.ac.kr, kssong10@kumoh.ac.kr

Study of graphene to detect the action potential on never cells

*Hong-Gi Oh¹, Hyo-Geun Nam¹, Da-Ae Jo², Kwang-Hwan Jee²,
Chang-Man Kim³, Min-Hye Kim¹, Dae-Hun Kim¹ and Kwang-Soup Song¹

¹Department of Medical IT Convergence Engineering

Kumoh National Institute of Technology

²Department of Applied Chemistry

Kumoh National Institute of Technology

³Gumi Electronics & Information Technology Research Institute
Biomedical IT Convergence Center

Abstract

Recently, graphene has interesting properties for use in bioelectronic due to its electrical properties and biocompatibility. Here, we investigate the cell culture conditions, which is exposed to graphene onto polyethylene terephthalate (PET) using human nerve cell, SH-SY5Y. In order to confirm the cell viability and morphology, we adopt the MTT assay and fluorescence microscopy images stained with DAPI and Calcein AM. Our data support that graphene can be applied to fabrication of biological sensor and study of cell-surface interaction.

I. 서론

그래핀은 탄소 원자가 sp^2 형태의 벌집형 구조로 원자층으로 이루어져 있어 매우 얇으며 투명한 특성이 있다. 또한 물리적으로 튼튼함과 동시에 유연한 특성

과 전자의 이동도가 우수하여 기존 반도체에 쓰이는 실리콘(Si)의 대체물질로 활용성이 기대된다[1].

최근 이슈화되고 있는 소재인 그래핀은 이러한 특성들을 이용하여 유연한 투명한 디스플레이 또는 여러 산업 분야에서 많은 연구 및 개발이 이루어지고 있다.

그래핀은 탄소로 이루어진 유기물체로 기타 많은 논문연구를 통해서 생체적합한 소재로 알려져 있다[2]. 생체적합한 특성과 우수한 전기적 특성을 이용한 바이오센서의 연구가 많이 이루어지고 있다. 그래핀을 이용한 바이오센서를 만들어 신경세포의 연구에 사용할 경우, 신경세포들간에 발생하는 활동전위를 민감하게 측정 할 수 있어 신경네트워크의 연구에 우수한 성능을 기대 할 수 있을 것이다. 본 논문에서는 신경세포의 신경 전달 특성을 연구하기 이전에 그래핀 표면에 신경세포를 배양하여 생체적합성을 확인하고, 선택적 화학적 처리를 통해 특정 부분에만 세포를 접착시켜 배양하는 방법과 그 결과에 대해서 고찰하였다.

II. 본론

실험에 쓰인 그래핀 샘플들은 구리 호일에 CVD

(chemical vapor deposite) 방식으로 single-layer의 그라핀을 성장 후 roll-to-roll방식을 이용하여 실리콘 웨이퍼와 PET(polyethylene terephtha-late) 표면에 전사한 샘플을 이용하여 실험을 진행하였다. 선택적 세포배양은 그라핀 표면의 화학적 처리에 따라 친수성 및 소수성의 특성 변화에 따른 세포의 접착성의 차이를 이용 하였다. 화학적 처리는 플라즈마 장비를 이용하여 그라핀과 각각의 반응가스(C₃F₈, O₂)간의 화학적 결합을 발생시킨다. 불소처리(-F)된 부분에서는 소수성이 나타나고, 산소처리(-O)된 부분에는 친수성의 특성이 나타나게 된다. 이러한 특성들을 이용하여 그라핀 표면에 선택적 화학처리를 하여 불소처리 된 부분에서는 세포의 접착을 억제하고, 산소처리 된 부분에서만 세포의 접착이 발생하여 산소처리된 부분에서만 세포의 증식 및 분화가 발생하게 된다.

III. 구현

1. 생체적합성 확인

사용된 그라핀은 8×8 mm 크기의 샘플을 사용하며 아세톤, 에탄올, 증류수를 이용하여 순차적으로 세척을 하였다. 세척과정이 끝난 샘플을 48 well의 CCP(Cell Culture Plate)에 넣고 500 μl의 배지(DMEM 89%, FBS 10%, 페니실린 1%)에 신경종양세포(SH-SY5Y)를 50,000 cells/well의 세포농도로 3일간 배양을 하였다. 이후 MTT assay를 이용하여 세포생존성을 확인하였다.

2. 선택적 세포배양

세척과정이 끝난 샘플을 플라즈마 장비에 넣고 불소처리(10 sccm, 50W)를 하였다. 다음으로 150 μm, 200 μm, 300 μm의 다양한 크기의 패터닝된 메탈마스크를 불소처리 된 그라핀 표면에 밀착시킨 다음, 산소처리(20 sccm, 50W)를 하였다. 메탈 마스크의 패턴에 따라 노출된 부분은 산소처리가 되고 가려진 부분은 불소처리 부분으로 남아있게 된다. 처리과정이 끝난 샘플은 그림. 1과 같이 사용된 마스크에 따라 선택적으로 표면처리가 되었다. 처리가 된 그라핀 샘플을 CCP에서 25,000 cells/well의 농도로 3일간 배양하였다. 신경세포의 신경 분화 및 신경돌기의 연결을 확인위해 광학현미경 및 형광 현미경을 이용하여 세포형태를 확인하였다. 형광측정은 PBS 10 ml에 Calcein AM 4 μl, Hoechst 33342 2 μl를 혼합한 용액을 넣고 5분간 배양 후 형광현미경을 이용하여 측정하였다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

플라즈마 장비를 이용한 선택적 표면처리를 통해 부분적으로 나타나는 친수성과 소수성의 차이에 의해서 친수성 표면에는 세포의 접착을 유도하여 세포의 증식 및 분화를 빠르게 발생시키고 소수성 표면에는 세포의 접착을 억제하여 그라핀 표면에 선택적으로 세포배양을 할 수 있었다. 이러한 특성이 나타나는 이유는 세포의 대부분이 물로 이루어져 있기 때문에 이와 같은 특성이 나타나는 것으로 유추 할 수 있다. 이와 같은 배양방법을 통해 특정 부위에 세포를 배양하는 기술은 특정 세포들에 대한 연구를 하는 분야에서 비용 절감 및 시간 절약을 할 수 있을 것이다. 본 연구결과를 바탕으로 패터닝된 그라핀을 이용한 센서를 구현하여 선택적으로 세포를 배양 후 세포들의 전기적 신호를 검출하는 연구를 진행할 예정이다.

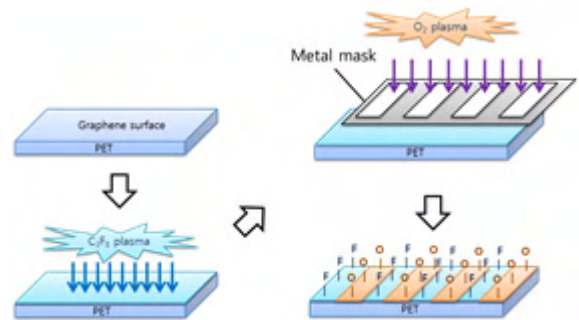


그림 1. 선택적으로 화학적 표면처리 된 그라핀 샘플

Acknowledgment

이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(NRF-2011-0011909)

참고문헌

- [1] W.S Lee et all. Carbon 2012 Feb;50(2)429 - 435 Atomic layer etching of graphene for full graphene device fabrication
- [2] H.B Park et all. J Microbiol Biotechnol. 2013 Feb;23(2):274-7 Effect of graphene on growth of neuroblastoma cells

GMR 센서와 자성입자를 이용한 질병의 정량적 분석

*김민혜, 김대훈, 오흥기, 남효근, 송광섭
금오공과대학교 IT융복합공학과

e-mail : *minhye0710@nate.com, kssong10@kumoh.ac.kr*

Quantitative diagnosis of diseases using GMR sensor and magnetic nanoparticles

*Min-Hye Kim, Dea-Hoon Kim, Hong-Gi Oh, Hyo-Geun Nam,
Kwang-Soup Song

Department of Medical IT Convergence Engineering, Kumoh National
Institute of Technology

Abstract

Research of DNA has attracted a great deal of attention for diagnosis of diseases and for biosensor. To overcome limitation of qualitative analysis, our strategy consists in the use of superparamagnetic nanoparticles to tag the analyte. Our method is based on measuring the magnetoresistive response of giant magnetoresistance (GMR) sensor, which permits quantitative analysis of diseases[1].

I. 서론

체의 시험관 조건에서 DNA를 검출하여 질병의 조기 진단이 가능한 바이오센서 개발을 위해 여러 연구가 시도되고 있다[2]. 면역크로마토그래피, 형광 검출 등 질병의 감염 여부를 빠르게 판단할 수 있는 정성적인 분석 방법은 병의 증상여부를 판별하기에는 적합하지만 병의 진행상황 및 치료를 위한 병리학적 판단을 위해서는 한계가 있었다. 정성적인 분석의 한계를 보완하기 위해, 최근 정량적인 진단에 대한 연구가 대두되고 있다. 본 논문에서는 일정한 외부 자기장 하에서 자성나노입자의 양에 따라 변하는 자기저항의 값을 감

지하여, 정량적인 측정이 가능한 GMR 센서를 이용해 질병의 정량적인 진단 방법을 연구하였다.

II. 본론

2.1 GMR 센서

GMR 센서는 서로 반대 방향 혹은 다른 자화방향을 가진 자성층들이 외부 자기장에 의해서 같은 방향으로 정렬하게 되는 거대자기저항 현상을 이용한다. 외부 자기장을 가하면 자화되는 자성나노입자의 스핀에 의해 형성된 자기장이 GMR 센서의 저항 값에 변화를 주게 되는데, reference 저항 값과 비교하여 저항 변화율을 측정하게 된다.

2.2 자성입자

자성나노입자는 크기가 매우 작고 표면적이 넓어 반응성이 높고, 표면 개질이 가능하여 핵산, 단백질과 같은 생체 분자를 고정할 수 있다. 특히 자성나노입자는 외부 자기장으로 조작성이 가능하여 암세포를 선택적으로 파괴시키는 자기 고열요법이나 MRI의 조영제로 사용되고 있다. 이러한 자성나노입자의 표면 개질과 자화를 띄는 특성으로 GMR센서로 자기저항의 변화율을 측정하여 자성나노입자의 정량적인 분석이 가능하다.

III. 구현

GMR 센서로 자성나노입자의 자기저항을 측정하여 DNA를 정량적으로 분석하는 과정에서 마이크로 결정의 다이아몬드 기판을 이용하였다.

3.1 측정용 sample 제작

마이크로 결정의 다이아몬드 기판에 플라즈마 처리기를 이용하여 표면을 불소 처리한 후, 금속 마스크를 이용하여 다이아몬드 표면에 친수성인 산소를 마이크로 크기로 패턴 처리하였다. NH₂ 말단의 프로브 DNA를 산소 처리한 다이아몬드에 고정하기 위해 2% 3-Aminopropyltriethoxysilane(APTES)로 다이아몬드 표면을 아민처리한 후, 아민기와 아민기를 연결하는 가교제로 2.5% Glutaraldehyde(GA)를 처리하였다. GA가 건조된 다이아몬드 표면에 40uM 프로브 DNA를 35°C 에서 2시간 동안 반응시켜 다이아몬드 표면에 프로브 DNA를 고정하였다. 다이아몬드 표면에 물리적으로 흡착 및 잔존하는 프로브 DNA를 제거하기 위하여 0.1% tween 20 용액과 증류수를 이용하여 세척하였다. 프로브 DNA의 상보적인 염기배열을 갖는 NH₂ 말단의 표적 DNA에 1-ethyl-3-(3-dimethylaminopropyl) carbodiimide(EDC)와 N-Hydroxysuccinimide(NHS)를 첨가하여 35°C 에서 2시간 동안 반응시켜 카르복실기로 표면 처리된 자성나노입자에 고정하였다. 자성나노입자 표면에 잔존하는 표적 DNA를 0.1% tween 20 용액과 증류수를 이용하여 세척하였다. 마이크로 결정의 다이아몬드 표면에 고정된 프로브 DNA와 자성나노입자에 고정된 표적 DNA를 49°C 에서 1시간 동안 hybridization 하고, 물리적으로 흡착 및 잔존하는 표적 DNA와 자성나노입자를 제거하기 위하여 0.2% SDS 용액과 2×SSC, 0.2×SSC 용액을 이용하여 3회 세척하였다. 건조 후, 마이크로 결정의 다이아몬드 표면에 자성나노입자가 패턴을 형성하여 결합된 것을 확인할 수 있었다[3].

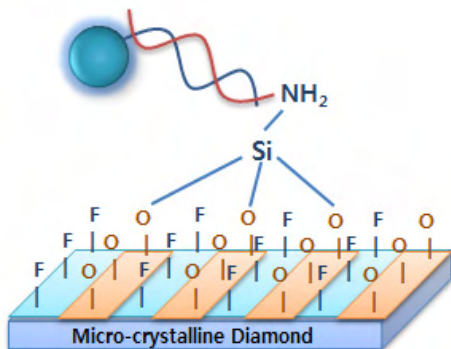


그림 1. 측정용 샘플 모식도

IV. 결론 및 향후 연구 방향

자성입자에 고정된 표적 DNA가 마이크로 결정의 다이아몬드 표면에 산소 처리한 패턴을 따라 프로브 DNA와 상보적으로 결합하였다. 물리적 결합 등의 요소를 보완하고, GMR 센서를 이용하여 패턴을 형성한 자성나노입자의 저항 변화율을 측정하여 결합한 DNA로부터 정량적인 분석을 할 계획이다.

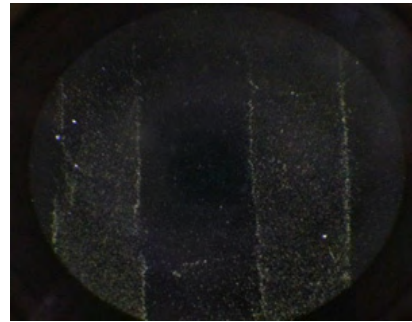


그림 2. 자성입자가 패턴을 따라 결합된 다이아몬드 표면 측정

Acknowledgements

본 연구는 “지식경제부”, “한국산업기술진흥원”, “대경광역경제권 선도산업지원단”의 “광역경제권 선도산업 육성사업”으로 수행된 연구결과입니다.

참고문헌

- [1] C. Marquina, J. de Teresa, D. Serrate, J. Marzo, F. Cardoso, D. Saurel, S. Cardoso, P. Freitas and M. Ibarra, J. Magn. Magn. Mater., 2012, 324, 349-5
- [2] A. H. Lu, E. L. Salabas, and F. Schüth, “Magnetic Nanoparticles : Synthesis, Protection, Functionalization, and Application”, *Angew.Chem.Int.Ed.*, v ol. 46, pp. 1222 - 1244, 2007
- [3] 남기창, 송광섭, “자성 산화철(iron oxide) 나노입자를 이용한 DNA 센서 개발”, 전자공학회논문지, 제 48권, SC편, 제6호, pp. 51-56, 2011.

Folded correlation과 Dual adaptive thresholding scheme을 이용한 QRS 검출 알고리즘

장대근¹, 신성훈², 박지훈, *박승훈², 한민수¹

¹KAIST 전기및전자공학과, ²경희대학교 생체의공학과

e-mail : jangdg85@kaist.ac.kr, gangmule@gmail.com batho2n@kaist.ac.kr,

*parksh@khu.ac.kr, mshahn@ee.kaist.ac.kr

A QRS Detection Algorithm Using the Folded Correlation and the Dual Adaptive Thresholding Scheme

Dae-Geun Jang, Sunghoon Shin, Jihoon Park,
Seung-Hun Park, Minsoo Hahn

Dept. of Electrical Engineering, KAIST

Dept. of Biomedical Engineering, Kyunghee University

I. 서론

Abstract

In this paper, we propose a simple and robust method for QRS detection using the folded correlation and the dual adaptive thresholding scheme. The basic premise of the this method is that the QRS complex has more symmetry around its peaks than do noise and artifacts. The method first divides the noisy ECG signal into frames of length N samples with an overlap of $N-1$, while ensuring that N is order difference function which removes the mean and low frequency components. The ECG signal is then transformed into the folded correlation signal by folding each frame around its center sample and then applying a dot product. This procedure repeated for all the frames. The transformed signal is then passed through a peak picking method including the dual adaptive thresholding scheme. In order to verify the efficacy of the proposed algorithm, we compared it with conventional Pan and Tompkins algorithm. The results show that the proposed method more precisely determines true QRS complexes and the RR intervals than the conventional one.

잡음이 포함된 심전도(ECG; electrocardiogram) 신호로부터 QRS 파의 정확한 위치를 찾아내는 것은 중요하다. QRS 파는 일반적으로 임상 심전도 분석 시 심전도의 다른 특징점들을 검출하는 데 기준 역할을 한다[1]. 또한 심박수 모니터링, 심박변이율(HRV; heart rate variability) 분석[2], 맥파전달시간(PTT; pulse transit time) 계산[3] 등을 수행하는 데도 활용된다. 최근에는 u-healthcare 분야와 wearable healthcare 분야에서 사용자의 심박수 데이터를 무작위·무구속적으로 측정하고, 이를 분석하는 연구가 활발히 진행되고 있다[4].

심전도 신호로부터 QRS 파를 검출하기 위한 다양한 방법들이 제안되었다. 그 중 가장 널리 활용되고 있는 실시간 QRS 파 검출 알고리즘으로 Pan과 Tompkins이 제안하고[5] Hamilton이 발전시킨[6] Pan and Tompkins 방법이다. 이 방법은 QRS 파의 기울기, 크기, 폭 정보를 정량적으로 분석하여 일정 크기 이상의 값을 가지는 피크를 QRS 파로 결정하는 방법이다. Pan and Tompkins 방법의 장점은 정수형 필터의 설계로 계산량이 적어 유비쿼터스 환경에 활용하기 쉽고 다양한 샘플링 주파수에 적용하기 쉽다는 것이다. 이에 반해, Pan and Tompkins 방법이 사용하는 이동 창함(moving window integration) 함수가 ECG 신호를

비선형적으로 변형시킴으로써 정확한 QRS 파의 위치를 찾는 것이 어렵다는 단점이 있으며, 창 함수의 크기를 크게 설정하여 QRS 파 대신 T 파를 오측정할 수 있는 문제점이 있다.

본 논문에서는 Pan and Tompkins 알고리즘의 이러한 문제점을 보완하고자 Folded correlation 함수와 Dual adaptive thresholding scheme을 이용한 QRS 파 검출 알고리즘을 제안하였다.

II. 제안한 알고리즘

2.1 개요

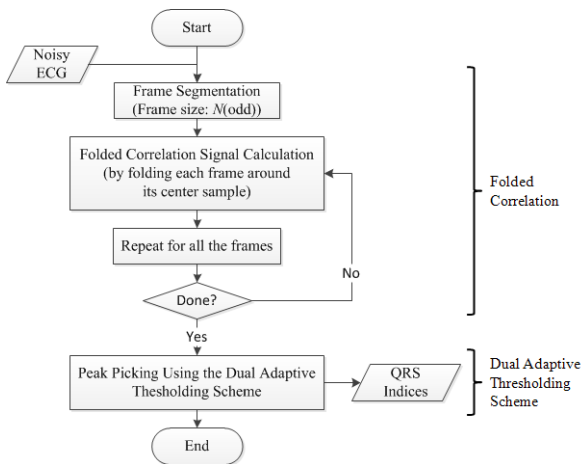


그림 1. 제안한 QRS 검출 방법의 개요

그림 1은 Folded correlation과 Dual adaptive thresholding scheme을 이용한 QRS 검출 방법은 나타낸다. 먼저 잡음이 포함된 심전도 신호를 Folded correlation을 통해 QRS 성분이 뚜렷하게 나타나도록 신호를 변형시킨다. 변형된 신호(folded signal)에 Dual adaptive thresholding scheme을 적용하여 QRS 위치 정보를 측정한다. Folded correlation 방법과 Dual adaptive thresholding scheme의 자세한 내용은 다음과 같다.

2.2 Folded Correlation

Folded correlation 방법은 Ravindran 외에 의해 2009년에 제안되었다[6]. 이 방법의 기본적인 방법은 일정 윈도우 범위 내에 있는 대칭성(symmetry)을 정량화하는 것으로서 QRS 파가 다른 피크 지점들에 비해 대칭성이 클 것이라는 가정에서 출발한다. 일반적으로 QRS 파형은 심전도 한 주기 내에서 폭이 좁고 대칭성이 크게 나타나므로 Folded correlation 방법을 적용하면 QRS 파 위치에서 최대 크기를 나타내게 된다.

먼저 Folded correlation을 구현하기 위해서는 입력된 ECG 신호를 N 개의 샘플을 갖는 프레임들(frames)로 구분하고 하나의 샘플씩 이동($N-1$ 개의 중첩(overlap))시키면서 Folded correlation을 계산한다. 여기서 N 은 반드시 홀수로 지정되어야 한다. 각각의 프레임으로부터 1차 미분($ECG(n+1)-ECG(n)$) 신호를 계산한다. 1차 미분신호는 DC 성분과 기저선 변동 성분을 최소화시킴으로써 QRS 검출 알고리즘의 오인식(mis-detection) 확률을 낮추는 역할을 한다. 1차 미분신호가 계산되면 프레임의 정 가운데 샘플을 기준으로 내적(dot product)을 수행하여 Correlation을 계산한다. 이와 같은 순서를 각 프레임들마다 수행을 한 후 피크 검출 알고리즘을 통과시키면 QRS 파를 검출할 수 있다.

2.3 Dual adaptive thresholding scheme

Folded correlation 방법에 의해 변형된 신호로부터 피크 검출을 위하여 Dual adaptive thresholding scheme을 적용하였다. Dual adaptive thresholding scheme은 Pan과 Tompkins에 의해 제안된 피크 검출 방법을 이용하였다[4].

Dual adaptive thresholding scheme은 신호 피크(signal peak)와 잡음 피크(noise peak)로 구분하여 2개의 임계치를 사용한다. 각각의 임계치를 계산하는 방법은 식 (1)과 식 (2)에 의해 계산된다.

$$THRESHOLD1 = NPKI + 0.25(SPKI-NPKI) \quad (1)$$

$$THRESHOLD2 = 0.5 \times THRESHOLD1 \quad (2)$$

식 (1)과 식 (2)의 SPKI와 NPKI는 각각 신호피크와 잡음피크의 크기를 나타내는 것으로서 식 (3)과 식 (4)에 의해 계산된다.

$$SPKI = 0.125 PEAKI + 0.875 SPKI \quad (3)$$

$$NPKI = 0.125 PEAKI + 0.875 NPKI \quad (4)$$

식 (3)과 식 (4)에 표기되어 있는 PEAKI는 현재 검출된 피크 성분을 나타낸다. 만약 PEAKI가 식 (1)의 THRESHOLD1보다 크다면 식 (3)에 의해 신호피크가 갱신되고, 반대의 경우 식 (4)에 의해 잡음피크가 갱신된다.

피크 신호의 경우 모든 피크 지점들에 대하여 해당 피크 크기의 1/2이 되는 지점에서 식 (1)과 식 (2)에 의해 계산된 THRESHOLD1과 THRESHOLD2를 비

교한다. 만약 검출된 피크가 $THRESHOLD1$ 보다 클 경우 QRS 파로 간주한다. QRS 파가 검출된 경우 이어서 나타나는 200 ms의 구간은 휴지기(refractory period)로 두어 해당 구간에서 나타나는 피크 성분들을 모두 무시한다. 만약 QRS 파 검출 없이 평균 RR 간격의 1.5배의 시간이 지난다면 $THRESHOLD2$ 를 이용하여 역-탐색(search back)을 실시한다. 역-탐색 방법은 앞서 검출된 피크 중 $THRESHOLD2$ 보다 큰 값을 가지는 피크를 QRS 파로 간주하는 것이다. 평균 RR 간격은 앞서 검출된 8개의 QRS 파의 평균값으로 계산하며, 초기값으로 1초(1000 ms)를 사용한다.

III. 성능 평가

3.1 데이터베이스

제안한 QRS 파 검출 알고리즘의 성능을 평가하기 위하여 MIT/BIH arrhythmia 데이터베이스를 사용하였다[7]. MIT/BIH arrhythmia 데이터베이스에는 47명의 피험자(남자: 25명, 32세~89세, 여자: 22명, 23세~89세)로부터 24시간 동안 측정된 2채널 심전도 데이터가 포함되어 있다. 데이터베이스에 포함되어 있는 심전도는 360 Hz의 샘플링주파수와 각 채널당 11 bit 해상도로 수집되었다. 또한 2명 이상의 심장질환 전문가에 의해 수집된 심전도 신호의 QRS 파 정보가 기록되어 있다.

3.2 성능평가 지표

제안한 QRS 파 검출 알고리즘의 성능을 평가하기 위하여 크게 2가지 평가 기준을 적용하였다. 먼저 QRS 파의 정확한 위치를 검출하는 능력을 살펴보기 위한 Index 기반의 평가 방법과 RR 간격의 검출 능력을 살펴보기 위한 Interval 기반의 평가방법이 있다.

Index 기반의 평가 방법에서는 민감도(SEN; sensitivity), 양성예측도(PPV; positive predictive value), 정규화된 에러비율(ER_{norm} ; normalized error rate), 중간 절대값 차(MAD; mean absolute difference)를 활용하였다.

Interval 기반의 평가 방법에서는 민감도와 양성예측도, 중간 절대값 차를 이용하였다.

성능 평가에서 사용한 지표들은 식 (5), 식 (6), 식 (7), 식 (8)에 의해 정의된다.

$$Sensitivity(\%) = \frac{TP}{TP + FN} \times 100 \quad (5)$$

$$PPV(\%) = \frac{TP}{TP + FP} \times 100 \quad (6)$$

$$ER_{norm} = \frac{\sum_{n=1}^N |QRS_{real}(n) - QRS_{detected}(n)|}{\sum_{n=1}^N |QRS_{real}(n+1) - QRS_{real}(n)|} \times 100 \quad (7)$$

$$MAD = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |QRS_{real}(n) - QRS_{detected}(n)| \quad (8)$$

위의 식에서 TP, FP, FN은 각각 참 양성(true positive), 거짓 양성(false positive), 거짓 음성(false negative)을 나타낸다. QRS_{real} 과 $QRS_{detected}$ 는 데이터베이스에 표기되어 있는 QRS 파 위치정보와 알고리즘에 의해 검출된 QRS 파 위치정보를 나타내며, N 은 전체 QRS 파의 개수를 나타낸다.

3.3 결과

표 1은 Index 기반의 평가 방법을 통하여 제안한 QRS 검출 방법과 Pan and Tompkins 방법을 비교한 것을 나타낸다.

표 1. Index 기반의 QRS 검출 알고리즘 평가 결과

	Pan & Tompkins	Proposed Method
SEN	5.687 %	95.194 %
PPV	0.142 %	23.966 %
ER_{norm}	1.787 %	0.191 %
MAD	14.10 samples	2.06 samples

표 1의 성능평가 결과에 따르면 Folded correlation과 Dual adaptive thresholding scheme을 이용한 제안한 방법이 기존의 Pan and Tompkins 방법보다 더 정확하게 QRS 파의 위치를 찾아내는 것을 확인할 수 있다.

표 2는 Interval 기반의 평가 방법을 통하여 제안한 QRS 검출 방법과 Pan and Tompkins 방법을 비교한 것을 나타낸다.

표 2. Interval 기반의 QRS 검출 알고리즘 평가 결과

	Pan & Tompkins	Proposed Method
SEN	97.294 %	98.555 %
PPV	84.793 %	82.554 %
MAD	1.431 samples	1.650 samples

표 2의 성능평가 결과에 따르면 Folded correlation 과 Dual adaptive thresholding scheme을 이용한 제안한 방법이 기존의 Pan and Tompkins 방법보다 RR 간격을 검출하는 민감도는 높으나 양성예측도와 중간 절대값 차는 낮은 것을 확인할 수 있다.

표 1의 Index 기반의 평가 결과와 표 2의 Interval 기반의 평가 결과를 종합하면 제안한 방법은 기존의 Pan and Tompkins 방법보다 QRS 파의 정확한 위치를 찾는 데 효과적이나 RR 간격을 검출하는 데에는 유사한 것으로 나타났다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 잡음이 포함된 심전도 신호로부터 QRS 파의 정확한 위치를 찾기 위한 알고리즘을 제안하였다. 알고리즘에서는 신호의 대칭성을 이용하는 Folded correlation 방법과 선행 연구에 의해 검증된 Dual adaptive thresholding scheme을 이용하였다. 제안한 알고리즘의 성능 평가를 위하여 현재 널리 활용되고 있는 Pan and Tompkins 알고리즘과 비교하였다. 성능평가 결과 제안한 방법이 QRS 파의 정확한 위치를 찾는 데 월등히 높은 성능을 나타내는 반면 RR 간격을 검출하는 데에는 기존 알고리즘과 유사한 성능을 나타내는 것으로 확인되었다. 이를 바탕으로 제안한 QRS 파 검출 알고리즘이 맥파전달시간 검출 등 보다 정확한 QRS 파 위치 검출이 필요한 분야에 널리 활용될 수 있을 것으로 기대된다.

본 연구의 향후 연구 방향으로는 Folded correlation 방법이 내재하고 있는 높은 연산량 문제를 완화시키는 방법과 유비쿼터스 환경에 응용하기 위한 실시간 처리 방법을 고안하는 것이 있다.

Acknowledgement

“본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 육성지원 사업의 연구결과로 수행되었음” (NIPA-2013-(H0301-13-001))

참고문헌

- [1] A.U. Rajendra, S.S. Jasjit, A.E.S. Jos, and S.M. Krishnan, *Advances in Cardiac Signal Processing*, Springer-Verlag, 2007.
- [2] Task Force of the European Society of Cardiology and the North American Society of

Pacing and Electrophysiology, “Heart rate variability: standards of measurement, physiological interpretation, and clinical use,” *Circulation*, vol. 93, no. 5, pp. 1043-1065, 1996.

- [3] B.M. McCarthy, B. O’Flynn, and A. Mathewson, “An investigation of pulse transit time as a non-invasive blood pressure measurement method,” *J. Phys.: Conf. Ser.*, vol. 307, no. 1, pp. 1-5(012060), 2011.
- [4] J. Pan and W.J. Tompkins, “A real-time QRS detection algorithm,” *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 32, no. 3, pp. 230-236, 1985.
- [5] P.S. Hamilton and W.J. Tompkins, “Quantitative investigation of QRS detection rules using the MIT/BIH arrhythmia database,” *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 33, no. 12, pp. 1157-1165, 1986.
- [6] S. Ravindran, S. Dunbar, and B. Nisarga, “Real-time, low-complexity, low-memory solution to ECG-based heart rate detection,” in *Proc. 31st Ann. Int. Conf. IEEE EMBS*, pp. 1371-1374, 2009.
- [7] G.B. Moody and R.G. Mark, “The impact of the MIT-BIH arrhythmia database,” *IEEE Eng. in Med. and Biol.*, vol. 20, no. 3, pp. 45-50, 2001.

압력 분석을 통한 내·외 족지 보행 분석에 관한 연구

*송기선, 강신윤, 이원영, 이용혁
한국산업기술대학교 전자공학과

e-mail : withman@kpu.ac.kr, gontheas@kpu.ac.kr, lbborie@kpu.ac.kr, ehlee@kpu.ac.kr

Study over analysis of in and outside toes walk with pressure analysis

*Ki-Sun Song, Wong-Young Lee, Shin-Yoon Kang, Eung-Hyuk Lee
Electronic Engineering, Korea Polytechnic University

Abstract

This study is for analysis of in and outside toes walk with pressure sensor. The suggested method is about wearable pressure analysis tool with less spatial constraints. As a result of repeated experiments on flat surface, it was able to analyze in and outside toes walk's feature according to pressure distribution.

I. 서론

보행이란 신체가 어떠한 장소에서 다른 곳으로 움직이는 것으로 보행 시 지면과 접촉을 이루고 있는 발은 많은 시간 동안 체중을 안정하게 지지하고 보행 시 전방을 추진하는 중요한 역할을 하고 있다 [1][2]. 보행 중 지지하는 족저부의 내회전이나 외회전으로 인한 압력분포는 보행주기에 따라 국부적으로 다르게 나타난다[3]. 족저부의 내회전으로 인한 내족지 보행이나 외회전으로 인한 외족지 보행과 같이 족부회전이 발생할 경우 발에 통증이나 자세에 이상이 생기는 것은 물론 몸의 다른 부분에도 이상이 생기게 된다[2]. 이러한 이유로 내족지 보행이나 외족지 보행의 교정을 위해 초기 진단이 필요하다.

보행 중 작용되는 족저부 압력분포에 대한 연구는 비교적 많이 진행 되었다. 황성재 외 당뇨발 환자의 보행시 발바닥 전단 및 압력분포를 분석을 하였다[1]. 한진태 외 내림 경사로의 기울기에 따른 족저압과 압

력중심이 이동경로 분석하였다[4]. 그러나 선행연구에서는 일반자세의 압력분포 및 중심 이동에 대해서만 연구 되었으며, 내·외족지 보행과 같이 발의 내·외각도에 따른 압력분포에 관한 연구는 진행된 바가 미비하다.

본 연구에서는 내·외족지 보행을 교정하기 위한 초기 분석자료로 압력센서를 이용해 일자 보행과 내족지 보행, 외족지 보행에 관해 족저부의 각 압력분포와 차이점을 분석하였다.

II. 본론

보행단계는 크게 입각기와 유각기로 분류된다. 발이 지면을 지지하는 단계인 입각기는 그림 1과 같다.

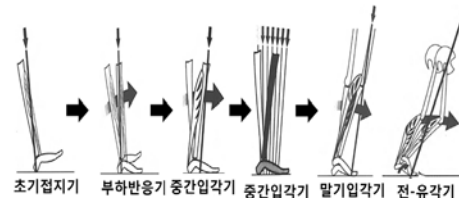


그림 1. 보행의 입각기의 단계

입각기는 빠르게 뒷꿈치 충돌이 일어나는 부하반응기, 중간입각기, 말기입각기, 전유각기의 단계로 구성되어 있고, 각 단계에서 족저부에 작용하는 압력은 중심이동에 따라 작용 부위가 달라지며 그림 2과 같이 나타난다[3].

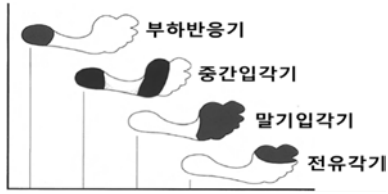


그림 2. 입각기 동안 연속적으로 발이 지지하는 면

부하반응기에서는 뒤꿈치에 압력이 작용하게 된다. 중간입각기는 부하반응기에서 체중이 앞으로 이동되면 압력이 족저부 전체에 압력이 가해진다. 말기입각기의 경우에는 반대쪽 발이 입각기가 되면서 압력이 발의 앞부분에 작용한다. 입각기의 마지막단계는 전유각기로서 압력이 발족에 받게 된다.

입각기는 족저부가 지면과 밀착되어 중심이 이동되기 때문에 족저부에 작용하는 압력 분포와 밀접한 관계가 있다. 이때 족저는 고관절의 회전에 따라서 틀어지게 되어 족저부가 받게 되는 압력분포는 내·외 회전각도에 따라 다르게 나타난다.

고관절 내·외 회전에 따른 발의 틀어짐은 그림 3과 같다.

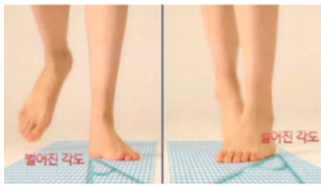


그림 3. 외·내 족지 보행

외족지 보행은 고관절의 외회전에 의해 나타나고, 내족지 보행은 내회전으로 인해 나타난다.

2.1 압력기반 보행 분석 기법

압력기반의 보행분석 기법으로는 설치형태와 착용형태로 분류된다. 설치형태는 정확한 보행 분석이 가능하지만, 공간적 제약과 연속적 데이터 수집이 어려운 단점이 있다[4]. 반면, 착용형태는 공간적 제약이 비교적 적으며 상황에 따른 분석이 용이하여 압력센서기반 시스템을 선정하였다[5].

입각기의 시작은 뒤꿈치의 압력의 증가로 시작되며 전유각기의 압력이 끝나는 지점까지 정의 되어있으며, 압력을 효과적으로 검출하기 위해서는 다수의 압력센서 어레이 구조가 적합하다.

센서의 위치는“GAIT ANALYSIS Normal and Pathological Function by jacquelin perry ”을 참고하

였으며[3], 압력 센서 위치선정은 그림 4과 같다.

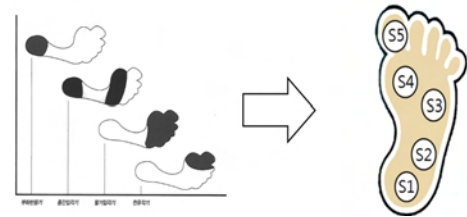


그림 4. 센서 위치 선정과 정의

족저부가 지면에 밀착하는 각 단계마다 압력이 분포되는 부위에 압력센서를 위치하였으며, 본 논문에서는 각 부위에 명칭을 S1~S5로 정의하였다.

2.2 족압에 따른 보행 분석 방법

본 논문에서는 5개의 압력센서를 사용하기 때문에 고관절의 회전에 의한 압력분포실험을 구성하였다. 측정된 압력 중 입각기에 해당하는 각센서의 압력을 검출하여 족압의 고른 정도의 판별을 통해 외족지 보행과 내족지 보행 그리고 일자 보행을 비교하였다. 국부 압력 비율의 도출은 식 1과 같다.

$$\delta n = \frac{\sum_{S_1time}^{S_n time} FSRs_n}{\sum_{S_1time}^{S_5 time} FSR_A} \times 100\% \quad (1)$$

- δn : n번째 압력센서 압력 분포 비율
- S_1time : S1의 압력센서 입계점을 초과한 시점
- S_5time : S5의 압력센서 입계점을 초과한 시점
- FSR_{S_n} : n번째 압력센서 측정값
- FSR_A : 5개의 압력센서의 측정값의 합

III. 실험

본 논문에서 제안한 보행자세 분석 기법을 위해 H/W를 구성하여 실험을 하였다.

H/W구성은 족저부와 밀착하는 신발의 바닥에 5개의 압력센서를 어레이 구조로 부착하여 족압을 검출하는 신발과 데이터 수집 단말기로 구성된다.

분석 방법으로는 입각기의 시작 단계인부하반응기부터 전유각기단계 사이의 각 압력센서의 데이터를 수집하여 분석한다.

3.1 FSR 센서의 특성

FSR 센서는 센서에 가해지는 힘에 따라 저항 값이

변하는 센서이다. 본 논문에서 사용한 FSR 센서의 저항에 대한 힘의 특성곡선은 그림 5과 같다.

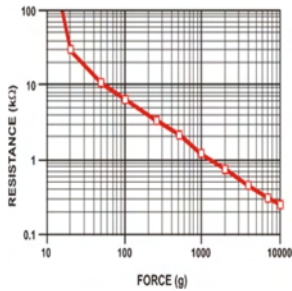


그림 5. FSR 센서 특성 곡선

비선형적인 FSR특성을 선형화 하기 위해 FSR특성을 힘을 기준으로 하는 수식으로 식 (2)과 같이 정의한다.

$$F = 10^{\left(\frac{K}{\log R_k}\right)} \quad (2)$$

R_k : FSR 센서의 저항
 K : FSR의 특성계수
 F : 센서의 가해지는 힘

3.2 시스템 구성 및 실험환경

본 논문에서 제시하는 분석 방법을 구현하기 위해 사용한 족저부 압력 데이터 수집단말기 사양은 표 1과 같다.

MCU	STM32F407VGT6
Communication	Firmtech社. -Bluetooth Module(FB155BC)
압력센서	US TECHNOLOGY社. - UST-SNR-FSR no.402
Battery	5v 1000mAh

표 1. 족압 검출 모듈의 사양

데이터 수집장치로 MCU는 STM32F407VGT6기반으로 하였으며 공간제약을 줄이기 위해 무선통신 모듈인 블루투스 모듈을 사용하여 PC로 전송 후 분석하였다. 센서와 데이터 수집 모듈은 모습과 실제 모습은 그림 6과 같다.

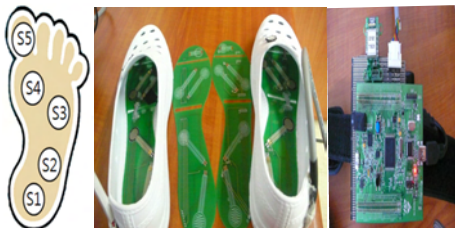


그림 6. 센서부착위치정의와 구현된 H/W

어레이구조로 된 센서를 신발의 밑창에 장착하여 족저부의 압력의 분포를 검출할 수 있도록 구성하였다.

실험 환경과 압력센서가 부착된 신발의 착용 모습은 그림 7과 같다.



그림 7. 실험 환경과 센서 부착

실험은 평평한 지면에서 일반적인 50cm폭으로 5m의 거리를 보행하였으며, 신뢰도를 위해 10회 반복하였다.

실험은 3가지보행 형태에 따른 실험으로 진행하였으며, 그림 8과 같다.



(a) 일자보행 (b)외족지 보행 (c)내족지 보행
그림 8. 골반 내·외 회전에 따른 보행 형태

일자보행에서 발의 각도는 0° ~ 6° 내의 회전의 실험과 외족지와 내족지 보행에서는 7° 이상의 내·외 회전을 갖는 보행으로 실험을 진행하였다.

3.3 일자보행에 따른 압력분포 검출

일자보행실험을 위해 인위적으로 발의 각도를 0° ~ 6° 회전으로 구성하여 실험하였다.

그림 9은 일자보행에 대한 족압의 이동을 검출한 압력그래프와 압력분포이다

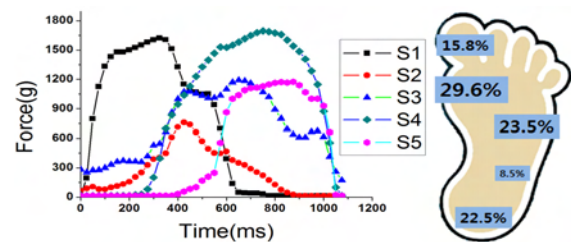


그림 9. 일자 보행의 족저부 압력 패턴과 압력분포

실험결과 S1, S3, S4의 부위에 압력이 집중되는 것을 확인할 수 있었으며, S4의 부위에서의 압력은 추진력을 얻기 위한 압력으로 추측된다.

S1과 S5의 압력의 증가와 감소로 입각기의 구간을 구별 할 수 있으며, 무게 중심이 대부분 보행 단계에 따라 S1에서 S5로 이동되는 것을 확인 하였다.

3.4 외족지보행에 따른 압력분포

외족지 보행실험을 위해 인위적으로 발의 각도를 7° ~ 15° 외회전으로 구성하여 10회 반복하였다.

그림 10은 외족지보행에 대한 족압의 이동을 검출한 압력그래프와 압력분포이다.

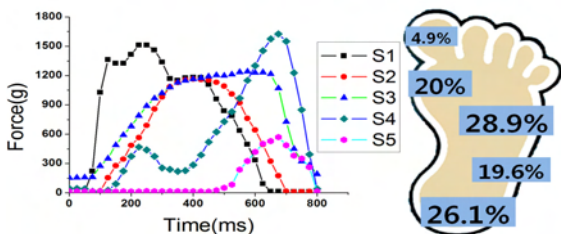


그림 10. 외족지 보행의 족저부 압력 패턴과 압력분포

외족지 보행시 족저부의 S2에 압력이 19.2%로 일자보행에 비해 압력이 증가되었고, S4에 압력이 20% 것으로 압력이 감소한 것으로 보아 일자보행 비해 족저부의 바깥부분으로 압력이 편중됨을 확인할 수 있었다.

3.5 내족지보행에 따른 압력분포

내족지 보행실험을 위해 인위적으로 발의 각도를 7° ~ 15° 내회전으로 구성하여 10회 반복하였다.

그림 11은 내족지보행에 대한 족압의 이동을 검출한 압력 그래프이다.

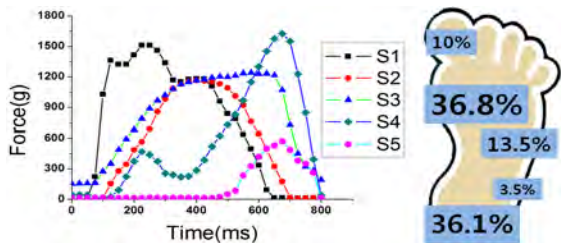


그림 11. 내족지 보행의 족저부 압력 패턴과 압력분포

내족지 보행시 족저부의 S1, S4에 중점에 약 36%로 일자보행과 외족지보행에 비해 족저부의 안쪽부분에 압력이 증가되었고, S2와 S3에 압력이 각각 3.5%와 13.5% 감소한 것으로 검출되는 것으로 족저부의 안쪽

부분으로 전달되는 것을 확인할 수 있었다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문은 보행자세에 관하여 족저부에 압력에 대한 분석 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 압력센서를 이용하는 방법으로 족저부의 부위별 압력을 수집 후 분석한다.

분석 결과로 외족지보행에서 족저부 압력 분포는 족저부의 바깥부분인 S2, S3부위 압력이 일자 보행에 비해 평균 8.25%정도 크게 가중되고, 내족지 보행에 비해 상대적으로 평균 15.75%정도 압력이 크게 작용 하였다.

내족지 보행은 족저부의 바깥부분의 S2, S3압력이 상대적으로 적으며, 족저부의 안쪽 부분인 S1, S4부위 압력이 일자보행에 비해 평균 10.4%정도 압력이 크게 나타났고, S2, S3, S5부위의 압력은 평균9.3%정도 압력이 감소하는 것을 확인 하였으며, 외족지에 비해 13.4%정도의 압력이 크게 나타났다. 이는 일자보행에 비해 외족지보행에서는 신체의 중심이 족저부의 바깥쪽에 분포되어 있고, 내족지보행에서는 신족저부의 안쪽으로 가중됨을 확인하였다. 이 결과 일자보행, 외족지보행, 내족지보행을 판단 가능성을 확인하였다.

향후 골반의 내·외 회전의한 발의 뒤틀림의 각도에 따라 족저부의 압력분석이 필요할 것이며, 이를 통하여 중심이동의 검출하여야 할 것으로 판단된다.

Acknowledgements

“본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 IT융합 고급인력과정 지원사업의 연구결과로 수행되었음”(NIPA-2013-H0401-13-1006)

참고문헌

- [1] 황성재, 당뇨발 환자의 보행 시 발바닥 전단응력 및 압력 분석, 대한정밀공학회,2005
- [2] 김철규, 남자고등학생의 족부변형 실태조사, 한방재활의학과학회지 제14권 3호, 2004, PP.25-27
- [3] Jacquelin Perry, “GAIT ANALYSIS Normal and Pathological Function by” The original English language work has been published by SLACK, INC. Thorofare, New Jersey, U.S.A, pp. 85-89
- [4] 이경득, 고령자와 청장년층의 발바닥 압력분포에 따른 보행패턴 비교분석, Korean journal of Sport Biomechanics, 2011
- [5] 엄수홍, 일상생활에서 활용 가능한 보행훈련 로봇의 보행주기 검출에 관한 연구, 의용생체공학회, 2011

추돌방지를 위한 영상인식 기반 능동제어 시스템

*최장욱¹, 정성환², 최진모², 박상현², 정길도¹

전북대학교 전자공학과¹, 전자부품연구원 소프트웨어디바이스 연구센터²

e-mail : *jwc@jbnu.ac.kr, shjeong², choijm², shpark2@keti.re.kr, kitchong@chonbuk.ac.kr

Image recognition based on active control system for the prevention of collision

*Jang Wook Choi¹, Sung Hwan Jeong², Jin Mo Choi², Sang Hyun Park², Kil To Chong³

¹Department of Electronic Engineering, Chonbuk National University

²Software Device Research Center, Korea Electronics Technology Institute

³Advanced Electronics and Information Research Center, Chonbuk National University

Abstract

In this paper, we describe the logic in the development of vehicle active control based on the image recognition technology for rear-end collision prevention. The existing vehicle rear-end collision prevention system using the tetragonal radar sensors and ultrasonic sensors to detect objects, but the commercialization of this system controller using image recognition technology in recent years development requirements is increasing. In this paper, the vehicle meets these requirements, IT convergence technology, image recognition based on active control algorithm development and verification, logic simulation of vehicle.

2020년에는 0%를 목표로 도로안전 향상을 위한 eSafety 정책을 추진하고 있다.

유럽에서는 2013년 11월부터 출시되는 상용차 신 모델부터 단계적으로 LDWS (Lane Departure Warning System) 와 AEBS (Advanced Emergency Braking Systems)가 의무 장착 되어야 하며, 국내의 경우 2015년 까지 상용차량의 LDWS 의무 장착이 법제화로 추진되고 있다. 본 논문은 이러한 세계적인 기술적 흐름과 개발 요구사항에 맞는 기술개발로 영상인식기반 능동제어 로직을 제안한다.

본 논문의 2장에서는 관련 연구로 영상기반 FCW (Forward Collision Warning), LDWS에 대해 기술하고, 3장에서는 영상인식 기술기반 추돌감지 알고리즘과 능동제어 로직에 관해 기술하고, 마지막 4장에서는 결론 및 향후 연구과제에 대해 기술한다.

I. 서론

해외 선진국 들은 전방 추돌방지를 위한 인식시스템 개발을 활발히 진행 중에 있으며, 특히 유럽연합은 2010년 도로 사망사고율을 절반 수준으로 낮추는 한편

II. 관련연구

2.1 FCW (Foward Collision Warning)

FCW는 전방의 차량을 감지하고 거리를 측정하여 운전자에게 정보를 알리는 시스템으로 복수의 카메라

를 이용하여 스테레오 비전을 구축하는 방식이나, 레이더의 거리정보와 카메라의 영상정보를 혼합하는 방식, 단일의 카메라 영상정보만을 이용하는 방식 등이 있다. 복수의 카메라와 레이더 및 카메라 혼합 방식은 장비의 단가 면에서 원거리 전방 차량의 측정이 부정확하다는 단점이 있다. 반면, 단일 카메라를 이용한 방식은 장비의 단가 면에서 유리하나 에러에 취약하다 [1-3].

Alessandretti 등의 방법[4]은 타겟의 횡방향 오차를 보상하는 4m의 폭과 2m의 너비를 관심영역으로 설정하고 수직에지와 대칭성을 이용하여 차량을 검증하였다. Liu 등의 방법[5]은 영상의 전 영역에 대해 그림자 분할(shadow segmentation)과 SVM(support vector machine)을 이용하여 차량을 검출한 결과와 타겟의 관심영역에서 Alessandretti 등의 방법[4]의 방법을 통해 차량을 검증한 결과를 교차검증(cross validation)하였다. 이 방법은 Alessandretti 등의 방법[4]에 비해 검출율은 증가하였지만 처리시간이 증가하는 단점이 있다.

Haselhoff 등의 방법[6]은 타겟의 관심영역을 폭 5m, 높이 4m로 설정하고 하나의 관심영역에 2개 이상의 차량이 포함되는 경우를 고려하여 향상된 Adaboost 알고리즘으로 차량을 검출하였다. 이러한 기존의 연구들은 타겟의 위치오차를 포함할 수 있을 만큼 관심영역을 확장하고 영상기반의 차량검증만을 수행하였다.

장재환 등은[2] 레이더와 비전센서 융합기반의 움직임 추정을 이용하여 전방차량을 검출하는 방법을 제안하였다. 레이더는 타겟(target)과 자차(ego-vehicle) 사이의 거리측정이 가능하지만 형태에 대한 해석의 부재로 가로수나 가드레일 등의 객체가 차량으로 오검출될 가능성이 크다. 반면 비전센서는 취득한 영상의 해석을 통한 형태 분석이 가능하지만 높은 연산시간으로 인하여 실시간 동작이 어려운 단점이 있다. 따라서, 레이더와 비전센서를 융합하여 이용하는 방법이 개발되고 있지만 차량 전방에 설치되는 레이더 센서에 잡음 및 이물질이 붙어 있는 경우 전방차량을 추출할 수 없는 문제점이 있다.

2.2 LDWS(Lane Departure Warning System)

비전기반 차선 인식 시스템의 경우 현재 상용화되어 고급차량에 장착되는 추세이다. 차량 내 설치된 단일 카메라로부터 전방 영상을 취득하여 차선을 인식하는 방법으로 그동안 다양한 방법으로 진행되었다. 이미 알려진 차선인식 방법으로는 GOLD, VioLET 등이 있으며, 다양한 차선인식 기법의 장·단점 등이 비교된 논문도 등장하고 있다[7]. 그 외에 차선인식을 위해서 Hough Transform, B-Snake, Kalman filter, Spline,

EDF 등 다양한 방법이 사용되었으며, 각기 장·단점을 가지고 있다[7].

초기 기본적인 차선인식 방법으로는 차선영상에서 Edge를 검출하여 차선의 정보로 사용하고 이후 Hough Transform을 사용하는 방법이 연구되었다. 그러나 Hough Transform을 사용한 차선인식 방법은 곡선 차선의 경우 인식이 어렵거나 인식률이 떨어지는 문제를 해결하기 위해 곡선 근사화를 통해 곡선 차선을 인식하는 방법도 연구되었다. 또한 곡선 근사화를 위해서는 B-Snake, Spline 등의 방법이 사용되기도 하였다[7]. 이렇게 차선의 특징을 찾아 차선의 정보를 획득한 차선 영상으로부터 찾아내고, 대략적인 차선의 정보를 근사화하여 차선으로 인식하는 방법이 대표적인 차선인식 방법의 한 분야라고 할 수 있을 것이다. 이외에도 특징에 기반한(feature based) 차선인식 방법이 아닌 모델 기반(model based) 차선 인식 방법도 차선인식을 위한 다른 분야로 발전되어 왔다[7].

III. 영상인식 기반 추돌방지 시스템

본 논문에서는 차량 내에 설치된 단일 카메라를 이용한 전방차량 인식과 차선인식 방법에 대해 기술하며, 기술된 내용과 차량의 능동제어 로직에 대하여 기술하였다.

3.1 추돌감지 알고리즘

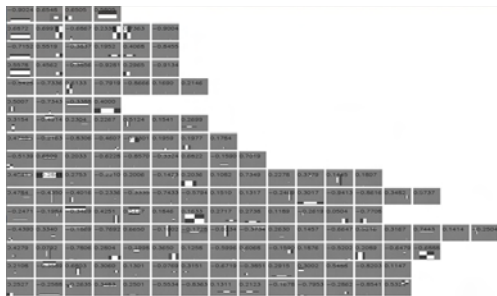
본 논문에서는 차량 내 설치된 단일 카메라 영상을 이용하여 전방 차량 및 차선을 검출하는 방법을 제안하였다. 전방차량 검출방법은 실시간영상에서 Haar-Like 특징과 Adaboost 훈련 모델을 사전에 학습하여 차량 후보영역을 검출하며, 검출된 차량 후보영역의 대칭성 여부와 후보영역 내의 에지 정보를 이용하여 검증된 차량영역을 추적하고 차량과의 거리를 산출하는 방법이다. 본 논문에서 전방 차량 추적을 위한 차량 검색 방법은 그림 1과 같다. 차량 내 설치된 카메라에서 실시간 영상을 입력받아 영상 개선 방법을 통하여 입력영상을 개선시킨 후 차량의 특징을 추출하였다. 차량의 특징 추출은 사전에 훈련된 그림 2와 같이 16개의 Haar 특징을 사용하였다.

차량 데이터 학습부는 일반적으로 Haar+Adaboost, HOG+SVM 등, 형태기반 알고리즘을 사용한다. 그러나 형태기반 알고리즘은 대상의 다양성, 조명변화, 잡음 등의 문제로 인식 성능이 떨어지는 문제점이 있다. 따라서 이러한 문제점을 해결하기 위하여 형태 기반 알고리즘을 이용하여 차량 후보 영역을 추출한 다음 차

량후보 간에 겹치는 것을 고려하여 중요도가 높은 차량후보 순서대로 우선순위를 지정하는 위상학 측정 방법과 영상에서 검출된 차량의 우선순위를 사용하는 시간축 측정을 통하여 차량 영역을 필터링하였다.



(그림 1) 전방 차량 인식 방법



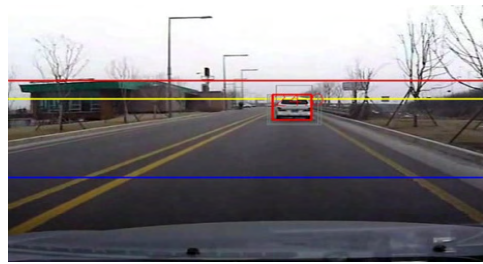
(그림 2) 전방 차량 검출에 사용된 Haar 특징



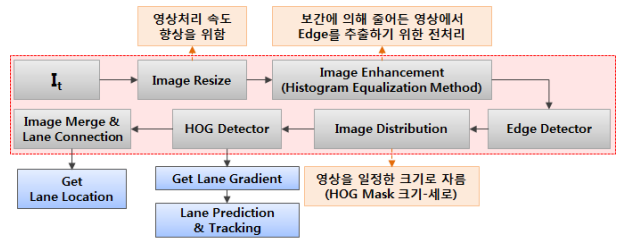
(그림 3) 원근법에 의한 차량 후보 검출

그림 3은 원근법에 의한 차량 후보 결정을 나타낸 그림으로 빨간색은 소실점에 접하는 수평선이고, 노란색은 배경 구분선이다. 노란색과 붉은색 수평선 사이 영역은 배경으로 간주한다. 연두색선은 원근법에 의한 차폭 예상치로 연두색선의 길이에 비례하여 허용 차폭이 결정된다. 만약 허용 차폭을 만족시키지 못하는 차량 후보가 입력될 경우에는 차량 후보 영역에서 제거하였다. 차량의 검증 과정을 통과하여 차량으로 간주된 영역은 사전에 훈련된 학습기를 통하여 매프레임 차량영역으로 검출되지 못하는 문제점이 있다. 따라서 차량으로 검증된 영역을 영역기반 Kalman Filter를 이

용하여 차량을 추적하였다. 차량과의 거리는 산출은 사전에 만들어 놓은 LUT를 사용하여 영상에서 차량으로 간주된 영역의 크기를 이용하여 인식하였다. 그림 4는 전방 차량을 검출한 것을 나타낸 것으로 전방차량의 거리는 24m로 측정되었다. 그림 4에서 회색 박스는 학습기에 의해 검색된 차량 후보 영역이며 빨간색 박스는 검증된 차량 영역을 나타낸다.



(그림 4) 전방 차량 인식 결과(거리:24m)



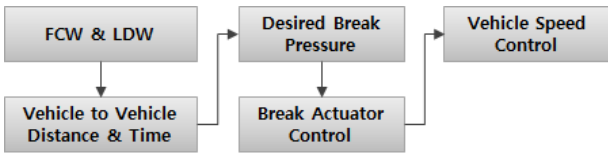
(그림 5) 차선 인식 방법



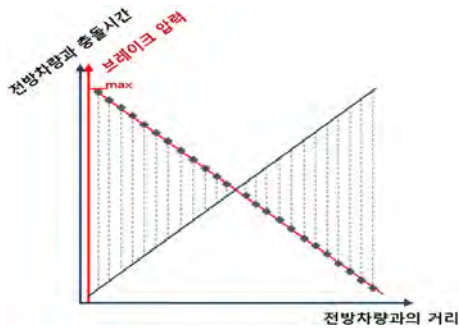
(그림 6) 차선 인식 및 HOG 추출 결과

전방 차선의 인식 방법은 그림 5와 같다. 실시간 입력 영상에서 영상 크기를 줄인 후 에지를 추출하기 위해 영상을 개선 후, 에지를 추출한다. 에지가 추출된 결과영상에서 HOG(Histogram of Gradient)를 추출하기 위하여 영상을 일정하게 분할하여 차선을 검출하였다. 차선은 일반적으로 실선과 점선이 있으므로 점선에서 차선을 검출하기 위하여 이전 프레임에서 검출된 차선을 바탕으로 차선을 예측 및 인식하는 과정을 포함하였다. 그림 6에서 왼쪽은 차선 검출 결과를 나타낸 것이며, 향후 연구에서 연두색과 노란색 선 사이의 영역에서 전방 차량을 인식하기 위한 후보 영역을 생성한 것을 나타내었다. 그림 6의 오른쪽은 HOG에서

차선으로 간주되는 대표적인 기울기를 나타낸 것이다.



(그림 7) FCW와 LDW를 이용한 차량 제어



(그림 8) 전방차량인식에 따른 브레이크 제어방법

3.2 능동제어 로직

사고 발생 시 승객을 보호하는 안전장치와 더불어 사고를 사전에 방지하는 “능동 안전(Active Safety)” 기술 개발에 대한 연구가 계속적으로 진행되고 있다. 충돌 정보 시스템은 선행 차량과 최적의 차간거리를 유지하기 위해 돌발 상황에서 경보를 발생하고, 필요시 제동장치를 제어하여 차량의 안전을 향상 시키는 장치로서, 위험 상황을 미리 감지하고 운전자에게 경보를 발생하여, 보다 위험한 상황에서는 브레이크 제어를 수행하게 된다.

본 논문에서는 차량 내에 설치된 카메라를 통하여 전방차량 및 차선을 인식하고 인식된 선행차량과의 거리에 따라 차량의 브레이크를 컨트롤하여 차량의 속도를 감속하는 능동제어 로직을 그림 7에 나타내었다. 선행 차량과의 거리 및 도달 시간이 가까울 경우 그림 8과 같이 차량의 브레이크 압력을 선형적으로 제어해야하지만 타이어 마모상태, 노면의 상태, 타이어 마찰계수, 운전자의 상태에 따라 브레이크 압력을 일정하게 하는 방법이 아닌 비선형 브레이크 제어기술이 필요하게 된다[8].

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 차량 내 설치된 단일 카메라를 이용한 전방차량 및 차선인식 기술과 이를 활용한 차량 브레이크의 능동적인 제어에 관하여 기술하였다. 지금까지 전방 차량인식과 차선인식 부분을 통합하는 방안

에 대해 기술하였다. 향후 도심 내 차량 운행이 많은 복잡한 도로를 중심으로 알고리즘의 성능 향상이 필요하며 이를 활용한 자동차의 능동적인 제어기 개발이 필요하다. 따라서 차량에 장착되는 다양한 센서를 활용하고 영상을 이용한 전방차량 및 차선인식기술을 복합적으로 활용할 경우 출동상황 시 자동차가 능동적으로 제어 할 수 있는 시스템이 개발될 것으로 사료된다.

참고문헌

- [1] 양승환, 송봉섭, 엄재용, “레이더와 비전센서 융합을 통한 전방 차량 인식 알고리즘 개발,” 제어 로봇 시스템 공학회, 제16권, 제7호, pp. 639-645, 2010.
- [2] 장재환, 김경환, “레이더와 비전센서 융합기반의 움직임추정을 이용한 전방차량 검출 및 추적,” 전자공학회, 제49권, 제12호, pp. 265-274, 2012.
- [3] Y. Tan, F. Han, and F. Ibrahim, “A Radar Guided Vision System for Vehicle Validation and Vehicle Motion Characterization,” in Proceeding of the IEEE Intelligent Transportation Systems Conference, pp. 1059-1066, 2007.
- [4] G. Alessandretti, A. Broggi, and P. Cerri, “Vehicle and Guard Rail Detection Using Radar and Vision Data Fusion,” IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, vol. 8, no. 1, pp. 95-105, 2007.
- [5] X. Liu, Z. Sun, and H. He, “On-road vehicle detection fusing radar and vision,” in IEEE International Conference on Vehicular Electronics and Safety, pp. 150-154, 2011.
- [6] A. Haselhoff, A. Kummert, and G. Schneider, “Radar-Vision Fusion with an Application to Car-Following using an Improved AdaBoost Detection Algorithm,” in Proceeding of the IEEE Intelligent Transportation Systems Conference, pp. 854-858, 2007.
- [7] 고수홍, “Dynamic Programming 및 Inter-Frame Image Processing을 이용한 도로 차선 검출,” 전북대학교 석사 학위논문, 2008.Intel Corporations, Intel StrongArm SA-1110 Microprocessor Developer’s Manual, June, 2000.
- [8] 조영수, 이경수, “차량충돌 회피 시스템을 위한 비선형 브레이크 제어,” 한국자동차공학회 학술대회, 1999.

무선 비디오 스트림 시스템의 잡음 개선 방안 연구

*강은균

유한대학 전자정보과

e-mail : ktejin@daum.net

A Study on the Improving of Noise in the Wireless Video Stream System

*Eun-Kyun Kang

Department of Electronic and Engineering

YUHAN College

Abstract

In this paper, we analyzed various noise in the video stream system that have largely influence on noise. We presented the remedy for these various noises and then designed the wireless video streaming system for a vehicle. To minimize noise, we derived the improvement of noise characteristic from impedance matching, new design of the inner layer of the PCB line design and new design of high-speed data Interfaces. As a result, the final system showed 40[dBuV/m] and 47[dBuV/m] dB in the each regulation band.

또한 잡음 저감 후 대량 양산 하는 제품의 경우에도 일률적이지 않은 노이즈가 발생하고 노이즈 개선에 많은 어려움을 겪는다. 본 논문에서는 노이즈 발생 원인을 분석하고 양산성에 적합하도록 노이즈 개선 방법을 제시하여 무선 비디오 스트림 시스템 성능을 최적화 하였다.

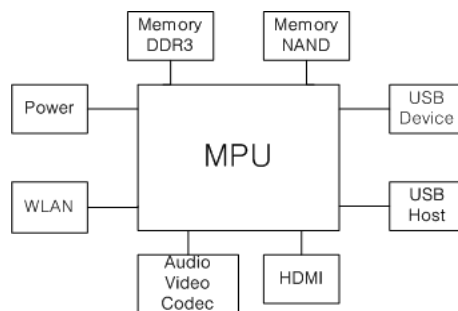
II. 무선 비디오 스트림 시스템

2.1 시스템 구성

무선 비디오 스트림 시스템 블록도는 다음과 같다.

I. 서론

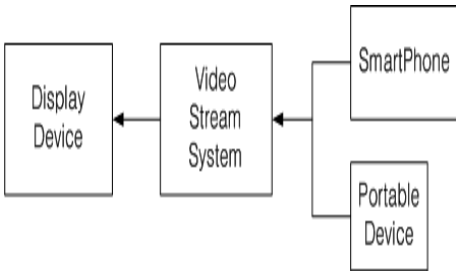
시스템 내 유기되는 잡음은 무선 통신 시스템의 경우 무선 송수신 성능에 많은 영향을 미치게 된다. 특히 그 잡음의 양은 수신 시스템에서의 감도 열화 정도를 보고 알 수 있다. 시스템 내의 잡음은 주로 임피던스 부정합, 전원/접지 구조에 의한 불안정 현상[9], 클럭 주파수, 데이터 라인의 고속화 [6][7] 등으로 인한 불필요한 신호 발생 등의 여러 원인들이 복합적으로 나타나 분석하기 어려운 형태로 나타난다.



<그림 1> 무선 비디오 스트림 시스템 블록도

<Fig.1> Wireless video stream system block diagram

무선 비디오 시스템 구성은 기본적으로 메모리, 인터페이스 (HDMI, USB), WLAN 통신, 전원 블록으로 구성 되어 있다.



<그림 2> 무선 비디오 스트림 시스템 블록도
<Fig.2> Wireless video stream system block diagram

스마트폰과 각종 기기와 무선으로 연결하고 디스플레이 장치와 유선으로 연결되어 스마트폰내의 비디오 데이터를 전송한다. 무선으로 연결할 때에는 WLAN(Wireless Local Area Network)으로 연결하고 디스플레이 장치와 연결할 때는 HDMI 케이블로 연결하여 비디오를 시청할 수 있다.

Ⅲ. 무선 비디오 스트림 시스템 잡음 분석

1. 전자파 방사 기준

전자파 방사기준은 국립전파연구원 KN22 전자파 장해방지 기준 문서에 제시 되어 있다.[4][8]

<표 1> 전자파 장해 방지 기준

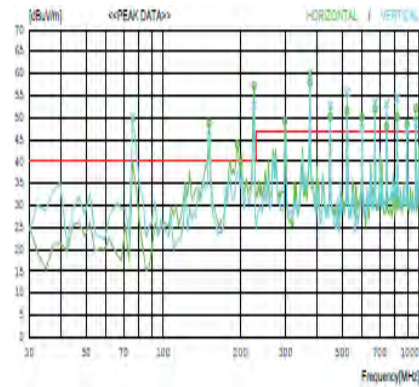
주파수범위 [MHz]	준침두치 허용기준 [dBuV/m]	
	A급	B급
30 ~ 230	40	30
230 ~ 1000	47	37

EMI 규격인 전자파 장해 방지 기준은 사용 용도에 따라 A급과 B급으로 나뉘며, A급은 산업용으로 사용이 되고, B급은 가정용으로 사용이 되는 기기를 말한다.

본 논문에서 측정된 기기는 B급으로 분류하여 시험하였다. 시험은 3m 챔버에서 측정하였고, 허용 한계는 30~230[MHz]대역에서는 40[dBuV/m]이고, 230~1000[MHz] 대역에서는 47[dBuV/m]를 적용하여 측정하였다. 3m 챔버는 간이 시험용 측정 챔버로 여기서 허용기준치 40[dBuV/m]과 47[dBuV/m]를 통과하게 되면 실제 측정 챔버인 10m 챔버에서의 규격을 통과할 수 있다.

2. 차량용 무선 비디오 스트림 시스템 잡음 분석

제작된 무선 비디오 시스템을 EMI 챔버에서 초기 측정하였다.



<그림 3> 시스템 초기 측정 결과
<Fig. 3> System start measurement result

거의 모든 시스템들은 제작 후 초기 상태는 전압, PCB 아트워크 상태, 부품 배치, 그라운드 임피던스 상태 등이 불안정하여 EMI 규격 한도치를 초과하는 경우가 대부분이다. 따라서 이에 대한 잡음 발생 원인을 파악하여야 한다. 측정 시에는 수평과 수직축으로 안테나 방향을 움직여서 스캔을 한 후 측정값이 높은 주파수 대역과 전압 레벨을 표시하게 된다.

<표 2> 시스템 초기 잡음 주파수 대역 결과

No.	Frequency [MHz]		Result [dBuV]		limit [dBuV]
	H	V	H	V	
1	X	76.075	X	64.2	40
2	151.25	151.25	55.8	56.3	40
3	194.9	X	53.8	X	40
4	226.425	226.425	60.2	65.4	40
5	299.175	X	57.1	X	47
6	374.35	374.35	65.2	63.9	47
7	449.524	449.524	59.6	54.5	47
8	522.274	522.274	61.3	56.3	47
9	597.449	597.449	52.3	57.1	47
10	672.623	672.623	54.7	54.1	47
11	745.373	745.373	51.9	50.1	47
12	820.547	820.547	53.5	52.6	47
13	895.722	895.722	47.4	50.5	47
14	968.472	968.472	48.8	53	47

무선 비디오 스트림 시스템의 잡음 주파수 대역의 분포를 근거로 하여 다음과 같은 불안정 현상이 발생한 것을 분석하였다.

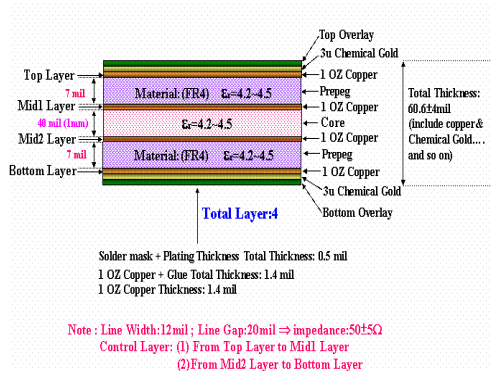
- 1) PCB(Printed Circuit Board) 내층 구조 설계
- 2) 전원/그라운드 불안정 해소

- 3) HDMI RGB PCB 배선 /HDMI 케이블 길이에 따른 잡음 증가/ HDMI clock 잡음
- 4) USB 인터페이스 회로 전원 라인 잡음

IV. 시스템 EMI 잡음 개선 방안

1. PCB(Printed Circuit Board) 내층 구조

무선 비디오 스트림 시스템에서 사용된 PCB의 구조는 4층 기판을 이용하였고 Fr-4($\epsilon_r=4.2 \sim 4.5$) 기판을 사용하였다.



<그림 4> PCB 단면 구조 (4층 배열)

<Fig. 4> PCB layer structure (4 layer array)

4층은 Top층과 Bottom층이 있고 그 내부에 두 개의 층이 삽입된 구조이다. 위의 구조를 이용하면 IC 핀의 개수가 복잡하여도 내층 배선이 용이 하고 잡음 개선 능력이 좋아 질 수 있다.

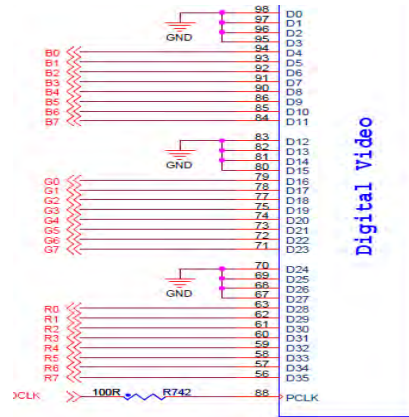
2. 전원/그라운드

시스템이 전체적으로 전류 소모특성이 불안정하기 때문에 30MHz에서 1GHz까지 전체 대역에서 30[dBuV/m] ~ 40dB[dBuV/m] 정도의 레벨로 높게 나타나게 된다. 따라서, 그라운드 면적이 넓어질 수 있도록 회로 디자인을 수정하였고, 전류 소모 특성과 각 기능의 특성을 최적화하여 그라운드의 안정성을 높였다.

3. HDMI 인터페이스 회로

HDMI(High Definition Multimedia Interface) 는 고속 비압축 방식의 디지털 오디오/비디오 규격으로 10 Gbit/s의 고속 통신을 한다.

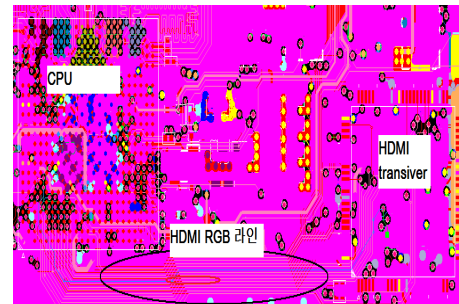
HDMI 회로에서는 151.25MHz, 194.9MHz, 226.425MHz, 299.17MHz, 449.524MHz, 895.722MHz, 968.472MHz의 대역이 잡음으로 방사되고 있는 것으로 분석 되었다.



<그림 5> HDMI 회로 비디오 RGB 데이터라인

<Fig. 5> HDMI circuit video RGB data line

개선을 위해 HDMI 데이터 라인들을 내층으로 배선하여 그라운드층과 그라운드층 사이에 신호를 배선하는 스트립 라인 구조가 되게 하여 잡음원의 방사를 최소화 하였다. 또한 HDMI 는 22.5792MHz 의 클럭 주파수를 사용하는데 기판의 1층에 위치하며, 배선길이가 길어 잡음 발생을 유발하였다. 이에 대한 개선방안으로 클럭의 배선을 내층으로 배치하였다.



<그림 6> HDMI RGB 라인 3층 내선 배치

<Fig. 6> The third internal layer Placement of HDMI RGB line



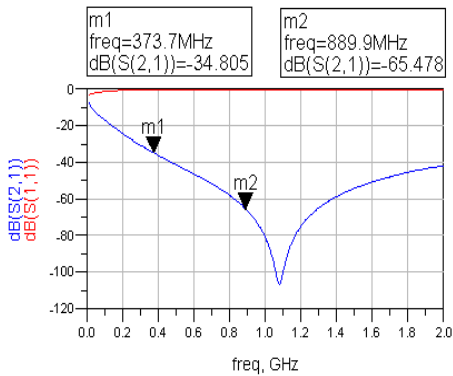
<그림 7> 페라이트 코어 장착 HDMI 케이블

<Fig. 7> Ferrite core insertion of HDMI cable

HDMI 케이블의 길이에 따른 잡음의 방사가 크다.[10] 따라서, 길이를 최대한 짧게 하여 페라이트 코어를 장착하여 사용하게 하였다. 본 논문에서 제작한 케이블 길이는 70cm 로 하여 제작되었다.

4. USB 인터페이스 라인

EMI 시험을 할 때에는 USB 케이블과 연결하여 기능이 동작하도록 하여 방사되는 잡음을 확인하였다.USB회로에서는374.35MHz,522.27MHz, 672.623MHz, 820.547MHZ가 잡음으로 분석 되었다. 이를 개선하기 위해 USB 전원 배선에 Murata사의 power bead 470[ohm]과 10pF 을 연결하여 저역 통과 대역 필터 형태로 구현하여 개선하였다. ADS(Advanced Design System)회로시뮬레이션을 위해 power bead(Murata 사 제조) 의 s-parameter를 이용하여 저역 통과 대역 필터를 설계 하였다.

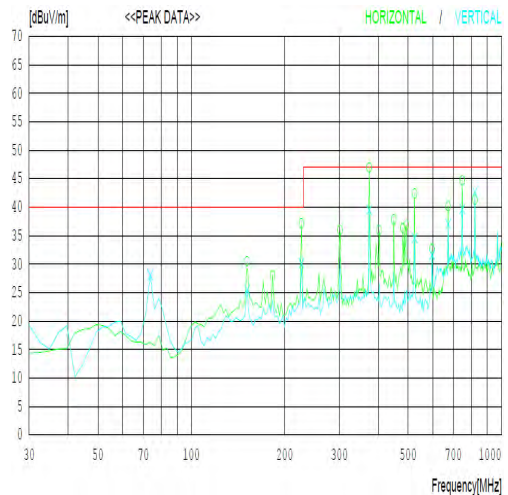


<그림 8> 저역 통과 대역 필터 시뮬레이션결과
<Fig. 8> Low pass filter simulation result

V. 시스템 EMI 잡음 개선 결과

제작된 시스템 보드를 EMI 챔버에서 측정하여 다음과 같이 개선된 결과를 보였다.

전체적인 잡음 레벨은 시스템의 각 기능을 최적화하여 그라운드를 안정화 하여 20[dBuV/m] ~ 30[dBuV/m] 로 약10 ~ 20[dB]정도가 저감되었다. 각 기능별로 분석된 잡음 주파수 대역에 대하여 잡음 레벨을 개선하여 규제치 이하로 저감하였다.



<그림 9> 시스템 EMI 잡음 개선 후 결과
<Fig. 9> The system measurement result after EMI noise reduction

<표 3> 시스템 EMI 잡음 개선 후 결과값

No	Frequency		RESULT		limit
	[MHz]		[dBuV]		[dBuV]
	H	V	H	V	
1	X	73.65	X	28.1	40
2	151.25	151.25	30.5	25.5	40
3	182.775	182.775	28	28.5	40
4	226.425	226.425	37.2	30.1	40
5	301.6	301.6	36	36	47
6	374.35	374.35	47	39.5	47
7	449.524	449.524	37.9	37	47
8	481.049	481.049	36.3	36	47
9	493.174	493.174	36.9	37	47
10	524.699	524.699	42.4	34.6	47
11	597.449	597.449	32.7	31.6	47
12	672.623	672.623	40.2	37	47
13	747.798	747.798	44.7	39.7	47
14	820.547	820.547	41.3	42.7	47

VI. 결론 및 향후 연구 방향

무선 비디오 스트림 시스템을 구현하였으며, 전자파 장해 방지 기준에 제시된 허용 한계치 값인 30~230[MHz]에서 40[dBuV/m]와, 230~1000[MHz]에서 47[dBuV/m]를 적용하여 무선 비디오 스트림 시스템 내에서 발생하는 EMI 잡음을 측정 하였다. 측정 결과를 토대로 각 기능 블록 별로 발생하는 잡음 주파수 대역을 분석하여 그라운드 최적화, 고속 통신 라인의 내층 배선, 비드를 이용한 저역 통과 대역 필터 설계, 그리고 회로 성능 최적화를 통해서 EMI 잡음을 개선하였다. 개선 후 결과는 개선 전과 비교하여 약2 ~ 20[dB] 마진을 확보하며 잡음 개선을 하여, 우수한 EMI 잡음 개선 특성을

보였다. 이러한 잡음 개선 결과는 영상화질의 개선과 양호한 무선전송 데이터를 확보하게 되어 차량용 무선 비디오 스트림 시스템의 성능개선이 이루어짐을 확인하였다. 추후 HDMI, USB등의 기능 블록을 가진 제품들에 대하여 비슷한 잡음 주파수 대역 저감 대책에 많은 도움을 줄 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

- [1] 국립전파연구원고시 제2012-13호 "전자파 장해 방지기준", Jul. 2012.
- [2] 최웅, 김윤정, 배민지, 김영수 "효율적인 PCB EMI 저감을 위한 far field 방사 패턴 및 H/V polarization 분석 ", 대한전자공학회, 2007년도 하계종합학술대회 논문집 I (통신/신호처리/산업전자) 제30권 제1호 page(s): 79-80, 2007.
- [3] R. J. Mohr, "Coupling Between Open and Shielded Wire Lines Over a Ground Plane", IEEE TRANSACTIONS ON EMC VOL. EMC-9 NO. 2 SEPTEMBER 1967.
- [4] ANALOG DEVICE, "high speed system applications section4. PC Board Layout and Design Tools" , 2006.
- [5] (주)무라타제작소 디바이스사업부 (주)동역메카 트로닉스연구소 기술분석팀 공저, "전자회로의 노이즈 대책 기술", August. 2007.
- [6] 김태홍, 이현진, 임영석 "고속 디지털 회로 PCB 상의 EMI 해석 ", 전자공학회논문지-TC, 제42권 제12호 (통권 제342호) page(s): 159-164, 2005.
- [7] 김성식, 정의석, 조경록 "고속 Embedded Processor에서 EMI 최소화 회로" 전자공학회논문지-C, 제36권 제1호 page(s): 12-21, 1999.
- [8] 이재도 "데이터 선용 EMI Filter에 대한 해설" 전자공학회지, 제18권 제5호 (통권 제84호) page(s): 344-348, 1991.
- [9] 이장훈, 이필수, 이태현, 김창균, 송인채, 위재경 "EMI 저감을 위해 분할된 전원/접지 평판 구조에서의 방사성 방출 분석 " 전자공학회논문지-SD, 제47권 SD편 제6호 , page(s): 43-50, 2010.
- [10] 김기채 "생활 주변 전기 전자기기의 EMI/EMC 문제" 전자공학회지, 제28권 제2호 (통권 제201호) page(s): 23-30, 2001.

BPF 기반 전압제어 추아회로

손현식, 이민지, 박원경, 지성현, 김남태*, 송한정
 인제대학교 나노시스템 공학부, *인제대학교 전자공학과
 e-mail : *sonddosik@hanmail.net, hjsong@inje.ac.kr*

Design of a Band Pass Filter based Voltage Controlled Chua`s circuit

Hyunsik Son, Minji Lee, Wonkeong Park, Sunghyun Ji, Namtae Kim*, Hanjung Song
 Nano-Systems Engineering, Inje University

* Department of Electronic Engineering, Inje University,

Abstract

This paper presents a Chua's chaotic circuit using active band pass filter. It consists of a band pass filter using resistors, capacitors, a voltage controlled MOS variable resistor and Chua's diode. Chua's diode consists a op-amp, two diodes and several resistors. The designed circuit showed various chaotic dynamics through time waveforms, frequency analysis according to control voltage of the MOS variable resistor.

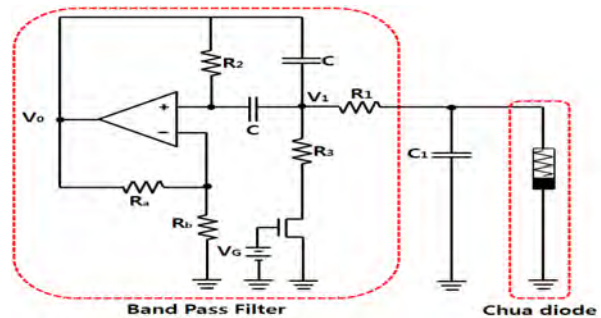
I. Introduction

카오스 이론은 자연계의 무질서한 현상으로부터 질서를 탐구하는, 근래에 주목받게 된 대표적인 비선형 동력학 이론의 하나이다. 이러한 비선형 동력계의 복잡한 카오스 현상을 전자회로로 구현해 보려는 시도는 그 동안 계속되어왔다. 1970년대에 발표된 추아회로가 대표적이며, 최근에는 반도체 집적회로로 이루어지는 여러 형태의 카오스 회로가 제안되었고, 이를 공학적으로 이용하려는 연구도 지속적으로 이루어지고 있다. 본 논문에서는 대역통과필터에 기반한 카오스 신호 발생회로를 제안한다. 제안하는 회로는 SPICE 모의실험을 통하여, 시간파형, 주파수특성 등을 분석한다.

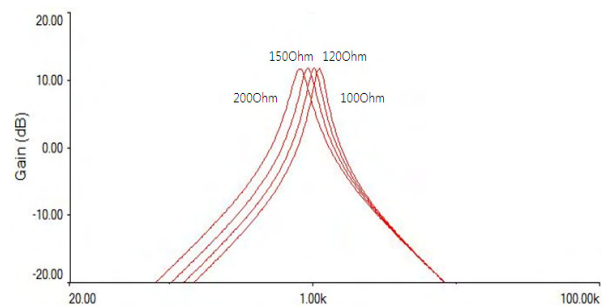
II. Chua's circuit using a BPF

제안하는 회로는 기존의 추아 회로의 인덕터와 커패시터를

대역 통과 필터로 구성하며 그림 1에 나타냈다. 대역 통과 필터의 저항 하나를 MOSFET으로 대체하여 게이트 전압에 따라서 MOSFET의 내부 저항값의 변화를 이용하여 특정 전압에서 카오스 다이내믹스를 조정가능하도록 하였다.



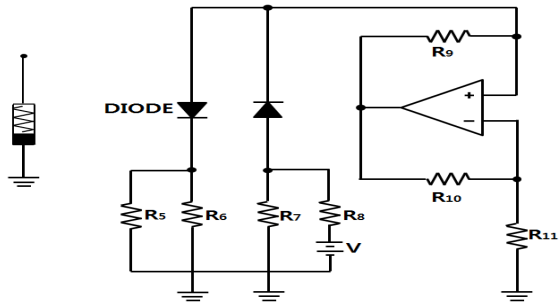
(a) circuit diagram



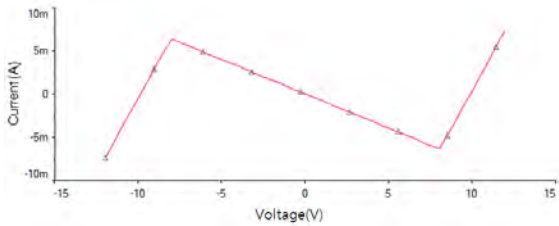
(b) frequency response of the filter block

Fig. 1 Chua's circuit using a band pass filter

그림 2는 연산증폭기와 다이오드로 구성된 추아 다이오드 회로로, 카오스 신호 생성에 필요한 비선형 전류-전압(I-V) 특성을 구현한다.



(a) Circuit diagram

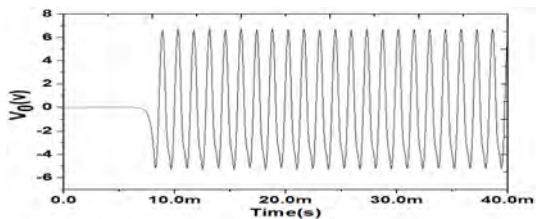


(b) I-V curve of the Chua's diode

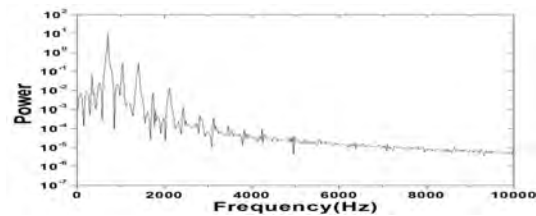
Fig. 2 Chua's diode for nonlinear I-V curve

III. SPICE simulation results

SPICE 모의실험을 통하여 회로의 카오스 특성분석을 실시하였다. 대역통과 필터내의 MOS 저항의 제어전압의 변화에 따른 시간과형, 주파수 특성을 그림 3과 그림 4에 나타내었다. 그림 3에서 제어전압 V_G 가 2V일 때는 주기상태, 그림 4에서 제어전압이 5V일 때는 카오스 상태를 보인다.

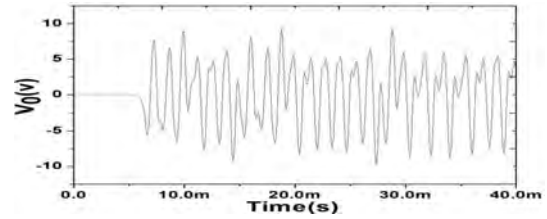


(a) time waveform

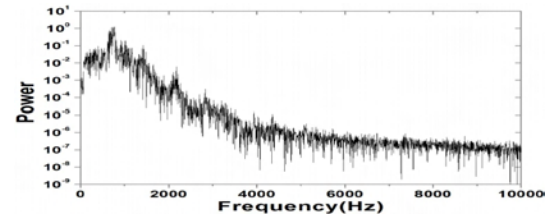


(b) frequency spectra

Fig. 3 Simulated results of the Chua's circuit in condition of $V_G = 2V$.



(a) time waveform



(b) frequency spectra

Fig. 4 Simulated results of the Chua's circuit in condition of $V_G = 5V$.

IV. Conclusion

본 논문에서는 대역통과 필터로 구성되는 전압제어가 가능한 추아 카오스 회로를 제안하였다. 제안된 회로는 SPICE 모의실험을 통하여 MOS 가변저항의 제어전압에 따라 시간특성, 주파수특성 및 분기도 등에서 여러 가지 카오스 특성의 변화를 확인하였다.

Acknowledgement

본 논문은 IDEC(IC Design Education Center)의 지원 및 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임.(2011-0011698)

References

- [1] G. L. Baker, et al., Chaotic Dynamics an Introduction, Cambridge University Press, 1990.
- [2] R. May, Simple mathematical models with very complicated dynamics, *Nature.*, vol. 261 pp. 459-476, 1976.
- [3] H.J. Song and K.D. Kwack, "CMOS circuit design and implementation of the discrete time chaotic chip", *ISCAS 2002.*, vol.III, pp.73-74, 2002
- [4] E. N. Lorenz, "Deterministic nonperiodic flow" *J.Atmos. Sci.* vol. 20, pp.130-141, 1963

발진기 주파수 불일치에 따른 영향 및 주파수 동기화에 관한 연구

*박병구, 박진태, 송규하
국방과학연구소

e-mail : *skywalker@add.re.kr, jtpark@add.re.kr, khsong@add.re.kr*

A Study on Synchronization of Oscillator Frequency and Effect of Oscillator Frequency Mismatch

*Byung-Koo Park, Jin-Tae Park, Kyu-Ha Song
Agency for Defense Development

Abstract

Receivers of bi-static radar comprise of separated channels which are a reference channel for receiving the direct signal from transmitter and a surveillance channel for receiving the reflected signals from targets. These signals received from the separated channels are cross-correlated to estimate the bi-static range and Doppler-shift of the target. A relative frequency offset and drift between the separated channels will introduce an additional Doppler-shift and then it will introduce errors in the speed and location estimation of the target. This paper analyzes the effects of oscillator frequency mismatch between the separated channels and suggests synchronization method to reduce relative frequency offset and drift.

I. 서론

일반적으로 바이-스테틱(bi-static) 레이더는 송신기와 수신기가 분리되어 이격된 형태로 구성되며 이 중 수신기는 송신기로부터의 직접파(direct signal)

신호를 수신하는 기준채널(reference channel)과 송신기의 송신파가 목표물에 반사된 신호, 즉 반사파(reflected signal) 신호를 수신하는 감시채널(surveillance channel)로 구성된다.

그리고 바이-스테틱 레이더는 수신된 직접파 신호와 반사파 신호를 이용하여 상호상관(cross-correlation) 과정을 수행한 후, 거리-도플러 공간(Range-Doppler Space)을 계산하여 목표물의 바이-스테틱 거리(bi-static range)와 도플러 편이(Doppler-shift)를 추정 한 후 이 정보를 이용하여 목표물의 위치와 속도를 예측한다[1].

이러한 바이-스테틱 레이더에서 기준채널과 감시채널의 상대적인 주파수차(relative frequency offset)와 주파수 드리프트(relative frequency drift)는 거리-도플러 공간의 결과에 도플러 편이를 부가하여 목표물의 바이-스테틱 거리 및 도플러 편이 추정에 오차를 줄 수 있다.

그러므로 본 논문은 채널간 불일치의 주요인자인 발진기 상대 주파수차 및 주파수 드리프트를 소개하고 이와 관련된 발진기의 주파수 안정도 특성을 설명한다. 그리고 기준채널과 감시채널간의 발진기 주파수 불일치로 인한 영향을 확인한 후, 발진기 주파수 불일치에 따른 현상을 최소화하기 위해 주파수 안정도(stability)가 우수한 발진기의 사용 및 발진기간 주파수 동기화(synchronization) 과정의 필요성을 제안한다.

II. 도플러 편이 현상

2.1 발진기 누적 시간(위상) 오차

일반적으로 발진기 신호는 주파수 및 위상의 확률적 변화(random variation)와 결정적 변화(deterministic variation)의 중첩(superposition)으로 표현되며, 이러한 확률적 및 결정적 변화는 주파수 드리프트, 주파수차 및 시간차 등을 포함한다[2]. 그리고 기준 발진기 대비 상대적인 발진기의 누적 시간(위상) 오차는 다음 수식 (1)과 같이 모델링 될 수 있다[2]. 수식 (1)에서 $x(t)$ 는 발진기의 시간에 따른 누적시간(위상) 오차, a 는 초기 시간차, b 는 초기 주파수차 계수로 당시의 주파수를 초기 설정된 기준(nominal) 주파수 값으로 나눈 상대 주파수를 의미하며, c 는 주파수 드리프트 계수로 상대 주파수의 변화율을 의미하며 발진기의 장기안정도(long term stability)를 나타낸다. 그리고 $\epsilon(t)$ 는 확률적인 편차 요소를 의미한다.

$$x(t) = a + bt + \frac{c}{2}t^2 + \epsilon(t) \quad (1)$$

$x(t)$ 는 $\epsilon(t)$ 의 요소에 의해 확률 변수(random variable)가 되어 예측 시간 간격에 따라 달라지므로 정확하게 값을 예측할 수 없다. 그러나 충분히 긴 예측 시간 간격을 사용하면, 선형적인 드리프트 요소(linear drift term)는 충분히 상쇄될 수 있다[3].

2.2 발진기 주파수 안정도

발진기의 주파수 안정도는 발진기가 요구되는 주파수로 설정된 후, 일정 시간 동안 설정된 주파수 신호를 얼마나 잘 생성하는지를 측정하여 수치화한 것이다. 다시 말해, 어떤 임의의 순간에 측정된 주파수와 일정 시간이 지난 후에 측정된 주파수간의 차이를 수치화한 것이 발진기 주파수 안정도라 할 수 있다.

발진기의 주파수 안정도를 예측하기 위해서 기준(nominal) 주파수로부터 편차(deviation)를 측정하게 되며, 이를 위해 일반적으로 Allan 표준편차(standard deviation)가 사용되어진다. 그리고 Allan 표준편차는 두 샘플(two-sample) 분산(variance)으로 계산할 수 있으며 샘플이 측정되어지는 예측 시간 주기에 따라 값이 변경될 수 있다. 해당 발진기의 Allan 표준편차 값이 작을수록 예측 시간 주기 안에서 우수한 안정도를 가지고 있음을 의미한다. Allan 표준편차는 다음 수식 (2)와 같으며 여기서 x_n 은 $x(n\tau_o)$ 으로 시간 편차, n 은 $1, 2, \dots, m$, τ 는 $m\tau_o$ 으로 총 예측 시간, τ_o 는 샘플링 간격, N 은 측정 데이터 수를 의미한다[4].

$$\sigma_y(\tau, m) = \sqrt{\frac{1}{N-2m} \sum_{n=1}^{N-2m} \frac{(x_{n+2m} - 2x_{n+m} + x_n)^2}{2m^2 \tau_o^2}} \quad (2)$$

발진기의 주파수 안정도를 예측하는 모의실험을 하기 위해 기준 발진기는 기준(nominal) 주파수 10kHz의 완벽한(perfect) 발진기로 가정하였으며 상대 발진기는 기준 발진기 대비 10Hz의 초기 주파수차, 0.002Hz/초의 주파수 드리프트, 0의 초기 시간차를 가지며 확률적 편차는 없는 것으로 가정하였다. 모의실험 결과인 기준 발진기 대비 상대 발진기의 주파수 안정도는 그림 1과 같다.

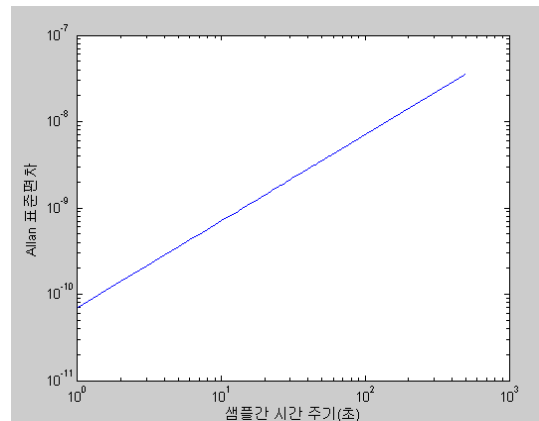


그림 1. 기준 발진기 대비 상대 발진기의 주파수 안정도

2.3 도플러 편이 현상

발진기의 주파수차 및 주파수 드리프트에 의한 영향을 모의실험으로 확인하기 위해 기준채널을 CH 1로, 감시채널을 CH 2로 설정하였고 기준 채널의 발진기는 10kHz의 완벽한 발진기로 가정하였으며, 감시채널의 발진기는 기준 발진기 대비 10Hz의 초기 주파수차, 0.002Hz/초의 주파수 드리프트를 가지는 것으로 가정하였다.

그림 2는 10,000초 동안 1MHz의 샘플링 주파수로 샘플링 하여 131,072 point FFT를 수행한 모의실험 결과를 누적한 것으로 시간에 따라 발진기의 주파수차 및 주파수 드리프트에 의해 발생하는 도플러 편이 현상을 확인할 수 있다. 시간에 따라 기준채널(CH 1)의 FFT 피크는 10kHz 지점에 고정되어 있는 반면, 감시채널(CH 2)의 FFT의 피크(peak)가 초기 10.01kHz 지점에서 10.03kHz 지점으로 시간에 따라 이동함을 볼 수 있다.

일반적으로 바이-스태틱 레이더의 기준채널 및 감시채널에서는 국부발진기를 이용하여 수신한 고주파 신호를 중간주파수 신호로 하향변환하고 국부발진기로부터

터 분주한 샘플링 주파수 기반으로 중간주파수 신호를 샘플링하게 되므로 국부발진기의 주파수 안정도 특성은 바이-스태틱 레이더의 시간 및 주파수 정확도 성능에 영향을 준다. 그러므로 바이-스태틱 레이더에서 목표물의 바이-스태틱 거리와 도플러 편이를 정확하게 예측하기 위해 시간 및 주파수 정확도를 매우 우수하게 유지할 필요가 있다.

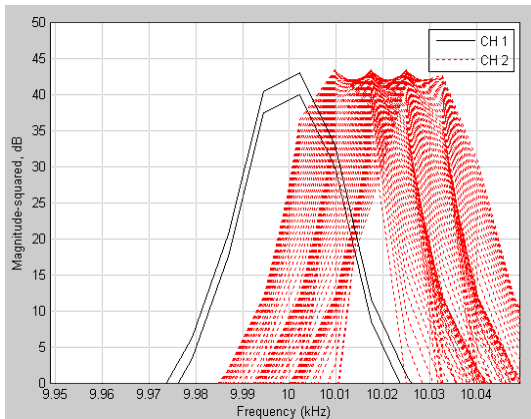


그림 2. 주파수 오프셋과 주파수 드리프트에 의한 도플러 편이 현상

바이-스태틱 레이더의 도플러 주파수는 수식 (3)과 같으며, f_o 는 제3의 송신기 주파수를 감시채널의 발진기를 통해 대역 변환된 주파수, R_T 는 목표물과 바이-스태틱 레이더 송신기와의 거리, R_R 은 목표물과 바이-스태틱 레이더 수신기와의 거리를 의미한다. 수식 (3)을 통해 도플러 편이가 f_o 와 거리(R_T+R_R)에 의존함을 알 수 있으므로 목표물의 속도를 정확히 추정하기 위해서는 정확한 도플러 주파수를 예측해야 한다. 그러므로 바이-스태틱 레이더는 주파수 안정도가 우수한 발진기를 사용하여야 한다.

$$f_d = \frac{f_o}{c} \frac{d(R_T+R_R)}{dt} \quad (3)$$

그리고 바이-스태틱 레이더는 상호상관 과정을 통해 목표물의 바이-스태틱 거리와 도플러 편이를 추정하며, 상호상관 과정은 수식 (4)와 같이 표현된다[1]. 수식 (4)에서 Ψ 는 거리-도플러 공간, $e(n)$ 은 감시채널을 통해 제3의 송신기 신호가 목표물로부터 반사되어 들어온 신호를 필터링 한 데이터, $d(n)$ 은 기준채널을 통해 수신된 기준 신호, τ 는 바이-스태틱 거리를 계산할 수 있는 바이-스태틱 시간 지연(bi-static time delay), v 는 도플러 편이를 의미한다[1].

$$|\Psi(\tau, v)| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} e(n) d^*(n-\tau) e^{j2\pi v n / N} \right| \quad (4)$$

그림 3은 BPSK(Binary Phase Shift Keying)로 변조되고 SNR(Signal-to-Noise Ratio) 10dB인 기준채널의 신호와 기준채널 신호 대비 동일한 SNR, 10Hz의 초기 주파수차, 0.002Hz/초의 주파수 드리프트, 0의 바이-스태틱 시간 지연을 가지는 감시채널의 신호를 이용하여 10,000초 후 거리-도플러 공간을 계산한 것이다. 그림 3으로부터 초기 주파수차와 주파수 드리프트로 인한 도플러 편이 현상을 확인할 수 있다.

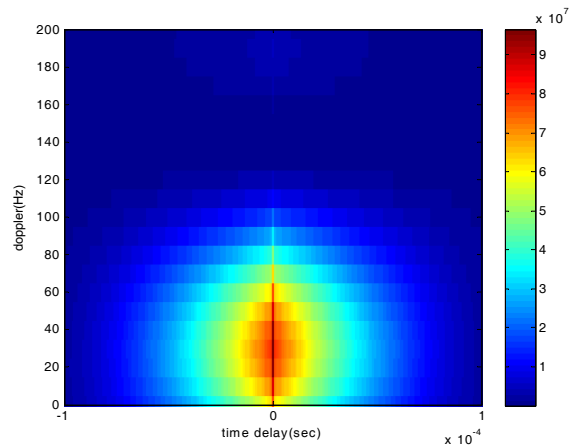


그림 3. 초기 주파수차와 주파수 드리프트 영향 (Range-Doppler space(2차원))

2.3 발진기간 주파수 동기화

발진기의 시간에 따른 누적시간(위상) 오차 수식 (1)에서 확률적 편차($\epsilon(t)$)를 0으로 가정하면 다음 수식 (5)와 수식 (6)과 같이 기준 발진기 대비 상대 발진기의 초기 주파수차 계수, 주파수 드리프트 계수를 예측할 수 있으며, 이를 이용하여 상대 주파수차를 계산하고 상대 발진기의 주파수를 제어함으로써 발진기간 주파수 동기화를 할 수 있다.

$$\frac{dx(t)}{dt} = b + ct \quad (5)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{dx(t)}{dt} \right) = c \quad (6)$$

본 논문에서는 5초 간격의 누적시간 오차 값을 이용하여 기준 발진기의 주파수 대비 상대 발진기의 주파수차를 예측하고 PID 제어를 사용하여 발진기 주파수를 제어함으로써 두 발진기간 주파수 동기화를 수행하였으며 그 결과는 그림 4, 5와 같다. 그림 4는 제어

시간(control time)에 따른 누적 시간 오차 값의 변화를 표현하고 있으며 시간이 지남에 따라 두 발진기간 누적 시간 오차가 0으로 수렴함을 볼 수 있다. 그림 5는 제어 시간에 따른 상대 발진기의 주파수 값을 표현한 것이며, 시간이 지남에 따라 상대 발진기의 주파수가 기준 발진기의 주파수로 수렴하면서 동기화가 이루어짐을 볼 수 있다. 본 논문에는 제어 주기를 5초로 설정하고 모의실험을 한 것이며 발진기의 주파수 안정도 특성에 따라 제어주기는 변경될 수 있다.

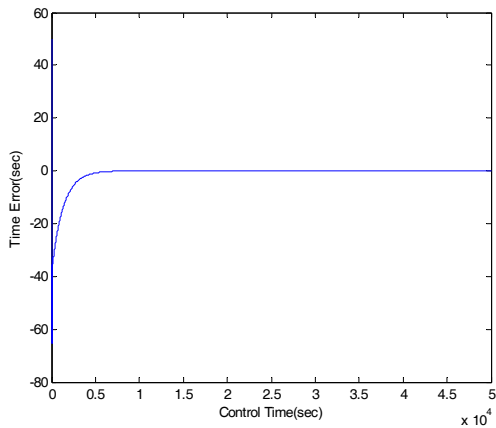


그림 4. 제어시간에 따른 누적 시간 오차

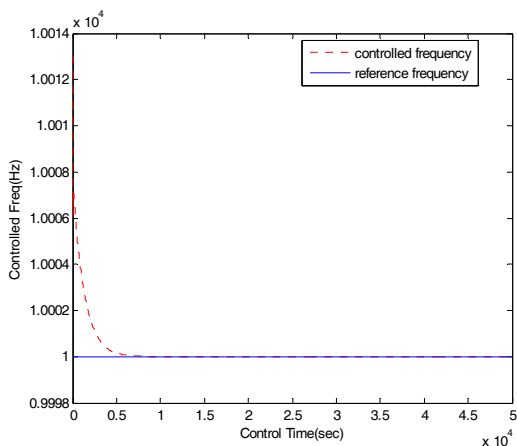


그림 5. 제어시간에 따른 주파수 동기화

그림 6은 기준채널의 발진기 대비 10Hz의 초기 주파수차, 0.002Hz/초의 주파수 드리프트를 가지는 감시채널의 발진기를 기준채널의 발진기와 동기화시키면서 10,000초 후 거리-도플러 공간을 구한 것이며 그림 3과 비교하여 초기 주파수차와 주파수 드리프트로 인한 도플러 편이 현상이 감소되었음을 확인할 수 있다.

V. 결론 및 향후 연구 방향

바이-스태틱 레이더는 기준채널과 감시채널의 발진기 주파수 불일치에 의해 시간이 지남에 따라 도플러 편이 현상이 발생할 수 있으며 이는 목표물의 바이-스태틱 거리 및 도플러 편이 추정에 오차를 주어 직접적으로 목표물의 위치 및 속도 추정에 오차를 증가시킨다. 그러므로 바이-스태틱 레이더는 주파수 안정도 성능이 우수한 발진기를 사용하여야 한다. 또한 주파수 안정도가 우수하더라도 두 채널간의 주파수차 및 주파수 드리프트에 의한 추가적인 도플러 편이 현상은 시간이 지남에 따라 계속해서 발생하므로 발진기간 주파수 동기화 과정은 반드시 필요하다. 그리고 모델링된 발진기가 아닌 실제 발진기의 데이터를 이용하여 발진기간 불일치에 따른 영향 분석 및 주파수 동기화 방법에 대한 추가적인 연구가 필요하다고 판단된다.

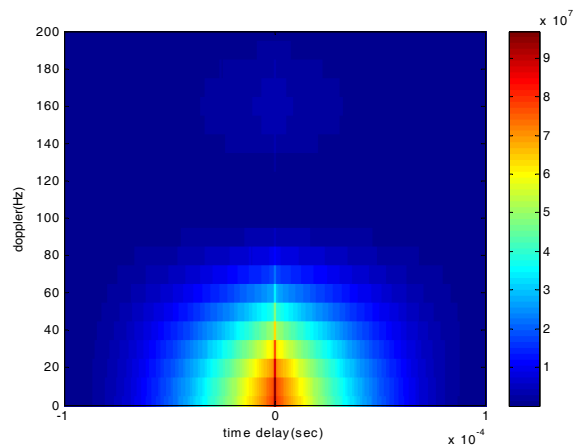


그림 6. 발진기간 주파수 동기화 후 Range-Doppler space(2차원)

참고문헌

- [1] P. E. Howland, D. Maksimiuk, G. Reitsma, FM based Bistatic Radar, 2005.
- [2] D. W. Allan, The Measurement of Frequency and Frequency Stability of Precision Oscillator, 1975.
- [3] J. A. Barnes, R. H. Jones, D. W. Allan, Stochastic Models for Atomic Clocks, 1983.
- [4] J. A. Barnes, The Measurement of Linear Frequency Drift in Oscillators, 1983.

직접 방식 디지털 X선 디텍터와 고정형 산란방지 그리드를 사용한 방사선 영상 시스템의 구현

*이상균, **김동식

*DRTECH R&D Center, **한국의국어대학교 전자공학과

e-mail : sglee@drtech.co.kr, dskim@hufs.ac.kr

Development of Radiography Imaging Systems Using the Direct Digital X-Ray Detectors and Stationary Antiscatter Grids

*Sanggyun Lee, **Dong Sik Kim

*DRTECH R&D Center, **Hankuk University of Foreign Studies

Abstract

In order to obtain clearer x-ray images, antiscatter grids, which can absorb the scattered x-ray beams, are employed. However, the grid artifacts due to the grid pattern line are visible for stationary grid systems. In this paper, developments of radiography imaging systems, which are based on high-resolutional direct image detectors with stationary antiscatter grids, are introduced. In the imaging system, the grid artifacts are reduced by using rotated antiscatter grids for a fixed bucky system.

I. 서론

진공방전관에 고전압을 인가하여 가속된 전자를 텅스텐과 같은 금속으로 된 대상 물체에 충돌시키면 짧은 파장의 투과력이 강한 전자기파가 발생하는데 이것이 X선이다. X선은 환우의 병변을 진단하는 의료분야 뿐만 아니라 보안검색, 불량검사 및 비파괴검사 등의 산업분야에서 다양하게 사용된다. X선 영상의 획득은 기존의 필름을 사용한 아날로그방식에서 기술의 발달

과 함께 형광체가 포함된 영상판(imaging plate)을 사용하여 조사된 X선을 레이저로 스캔하여 영상을 획득하는 CR(computed radiography)방법이 있다. 최근에는 현상 및 스캔의 과정을 거칠 필요가 없고 고해상도의 영상을 획득 할 수 있는 DR(digital radiography) 방법이 그 편의성으로 인하여 상용화를 위한 많은 연구 개발이 이뤄지고 있다. 그 중에서 박막트랜지스터(TFT) 위에 X선을 직접 전자로 전환할 수 있는 비정질 셀레늄(amorphous-Selenium)을 도포한 평판 X선 검출장치인 직접 변환 방식 DR[1]이 각광을 받고 있다. X선 영상을 획득하는 과정에서 고해상도의 영상을 확보하기 위해서는 X선이 물체를 투과 시 산란을 일으켜 영상품질을 저하시키는 산란선을 제거해야 한다. 산란선 제거를 위해 일반적으로 투과 물질(Al)과 차단 물질(Pb)을 일정한 두께와 일정한 간격으로 배열한 산란방지 그리드(antiscatter grid)를 사용한다[2]. 산란방지 그리드는 투과물질과 산란 물질 각각의 종류, 간격, 두께, 배열 방법, 제조 방법에 의해 다양하게 분류된다.

본 논문에서는 직접 방식 디텍터에 기존의 산란방지 그리드를 사용한 X선 영상 시스템과 개선된 산란방지 그리드를 사용한 고정형 그리드 시스템에 대해 기술한다.

II. 방사선 영상 시스템 구성

A. X선 영상의 획득

X선 발생장치로부터 방사되는 X선은 기본적으로 직진성을 가지지만 그림 1에서 보는 바와 같이 환자 또는 물체를 투과하는 과정에서 산란을 일으키며 방사되는 방사선도 있다. 직진성을 가지는 방사선은 검출 장치에 도달하여 영상으로 변환되지만 산란 방사선은 잡음으로 작용하여 영상을 저하시킨다. 산란선에 의한 잡음을 제거하여 영상의 품질을 향상시키기 위해 70~250 line pair/inch의 X선 투과물질과 차단 물질로 이루어진 산란방지 그리드를 사용한다. 차단 물질은 산란선을 흡수하여 영상의 품질을 향상 시키지만 X선이 흡수되어 발생하는 음영이 영상에 작용하여 그리드 패턴 왜곡(grid pattern artifact)이 발생한다.

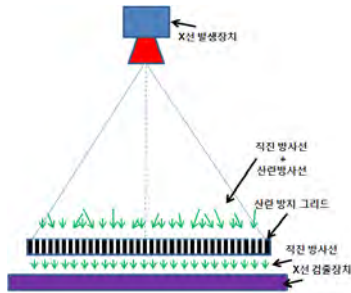


그림 1. 산란방지 그리드의 기능

기존의 필름이나 간접방식의 경우 저해상도의 특성으로 인하여 200 lp/inch의 고밀도 산란방지 그리드를 사용할 경우 그리드 패턴 왜곡이 보이지 않았지만 과학기술의 발전으로 인하여 점점 고해상도의 영상을 획득할 수 있게 되면서 그리드 패턴 왜곡 역시 더욱 심해졌다. 이러한 이유로 그리드 패턴 왜곡의 제거에 대한 연구가 요구되었다.

B. 그리드 왜곡

기존의 아날로그 방식의 필름이나 디지털 방식에 중에도 CR과 같은 저해상도 X선 영상 시스템에서는 산란방지 그리드 패턴으로 인한 왜곡이 획득한 X선 영상에 크게 나타나지 않으므로 관독에 큰 영향을 주지 않아 제거의 필요성이 부각되지 않았다. 고해상도 필름을 스캐너를 사용하여 디지털 신호로 만들 때 에일리어싱 왜곡이 발생한다. 또한 기술의 발전으로 인하여 CR의 해상도가 향상되고, 직접 방식 DR 장치를 통해서 고해상도 영상의 획득이 가능하게 되면서 그림 2와 같이 산란방지 그리드에 의한 왜곡은 영상에 강하게 나타나고 관독에 어려움을 초래한다.

이러한 왜곡을 제거하기 위한 전통적인 방식은 산란방지 그리드를 X선이 조사되는 동안 일정한 방향으로 움직이는 방식이다. 이러한 시스템을 버키 시스템(Bucky)이라 한다. 버키 시스템은 판형 스프링과 전자석을 사용하여 좌우로 산란방지 그리드를 흔들어 주는 스프링방식, 전기 모터의 회전운동을 수평운동으로 전



그림 2. 직접 방식 DR 장치를 사용한 디지털 X선 디텍터에서의 그리드 왜곡(DRTECH, FLAATZ 560)

환하는 장치를 사용하여 산란방지 그리드를 움직이는 캠 모터 방식, 스텝모터를 사용하여 한쪽 방향으로만 이동을 시키는 스텝 모터 방식이 있다. X선이 조사되는 동안 산란방지 그리드가 정확하게 움직일 경우 그리드 패턴 왜곡이 없는 영상을 획득할 수 있다. 그림 3은 캠 모터를 사용한 버키 시스템으로 하단에 모터와 캠이 있어서 그리드를 계속해서 좌우로 움직여주고 있다.



그림 3. 캠 모터를 사용한 버키 시스템

C. 고정형 그리드 시스템과 그리드 왜곡 제거

이동형 버키 시스템(moving bucky system)은 그리드 왜곡이 없는 고해상도 영상을 촬영하기 위해 필수적인 요소이다. 하지만 추가적인 장치를 장착해야 하기 때문에 가격적인 부담이 가중 된다. 또한 산란방지 그리드를 좌우로 움직이기 위해 사용되는 전기적 장치에서 발생하는 전기적 잡음으로 인하여 영상의 품질을 저하시킬 수 있으며 산란방지 그리드를 움직이는 과정에서 발생하는 기계적 소음은 환자에게 불안감을 안겨 줄 수 있다. 가장 큰 문제점은 이동형 버키 시스템의 노후 및 결함으로 적절한 시점에 산란방지 그리드

가 움직이지 않거나 움직임이 둔화가 될 경우 그리드 패턴 왜곡이 그대로 영상에 표시되어 영상 판독이 어려워 질 수 있다는 것이다.

이런 왜곡은 디지털 표본주파수와 산란방지 그리드의 주파수 성분과의 관계에 의한 영상 표본화 과정에서 Nyquist의 최소 표본 주파수 보다 표본 주파수가 낮은 경우 발생하는 에일리어싱에 의한 것이다. 왜곡이 발생한 영상을 주파수 영역으로 변환하여 분석해보면 산란방지 그리드의 밀도에 따른 주파수 성분과 함께 그 변조항이 함께 존재한다. 이 신호들은 경우에 따라 영상 신호와 중첩되기도 하고 매우 인접하여 발생한다. 산란방지 그리드 신호와 영상 신호가 중첩되어 발생한 경우 일반적인 대역제거 필터를 사용하여 산란방지 그리드 왜곡 신호를 제거할 경우 영상 신호도 함께 제거되어 영상의 품질을 급격하게 저하시킨다 [3]. 영상 신호와 산란방지 그리드 신호를 대역제거 필터링이 가능하도록 그림 4와 같이 X선 검출장치의 수직 중심축과 산란방지 그리드의 수직 중심축을 일정한 각도로 회전한 산란방지 그리드를 제안하였다 [4][5][6][7]. 그림 4와 같이 일정한 각도로 산란방지 그리드를 회전할 경우 영상 신호와 산란방지 그리드 신호가 대역제거 필터링이 가능한 영역으로 분리가 된다.

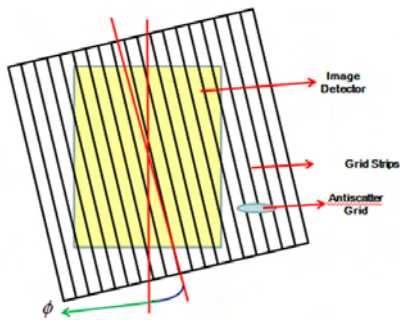


그림 4 회전된 고정형 산란방지 그리드의 원리

분리된 신호 중 산란방지 그리드 신호를 적절한 필터 계수와 대역폭으로 대역제거 필터링을 실시하면 그림 5와 같이 그리드 패턴 왜곡이 제거된 영상을 확보할 수 있다.

필름, CR 및 DR을 사용하여 그리드 패턴 왜곡이 없는 X선 영상을 확보하기 위해서는 이동형 버키 시스템이 필수였지만 본 연구를 통하여 버키 시스템이 필요 없는 시스템을 구현할 수 있었다. 그림 6은 구현된 시스템을 사용하여 병원에서 실제로 환자의 흉부 영상을 촬영할 수 있도록 설계된 시스템으로 기존의 저해상도의 CR시스템에 고해상도의 직접 변환 방식 DR을 장착하여 추가적인 작업 없이 그리드 패턴 왜곡이 없는 영상을 획득할 수 있는 시스템이다.

회전된 산란 방지 그리드를 사용한 고정형 버키 시스템은 산란방지 그리드를 이동시키기 위한 전기적 장치가 장착된 이동형 버키 시스템이 필요 없어 비용적으로 유리하다. 또한 기존 기술로 고해상도 직접방식에서 획득할 수 없었던 고정형 산란방지 시스템에서 왜곡이 없는 영상을 확보할 수 있게 되었다.

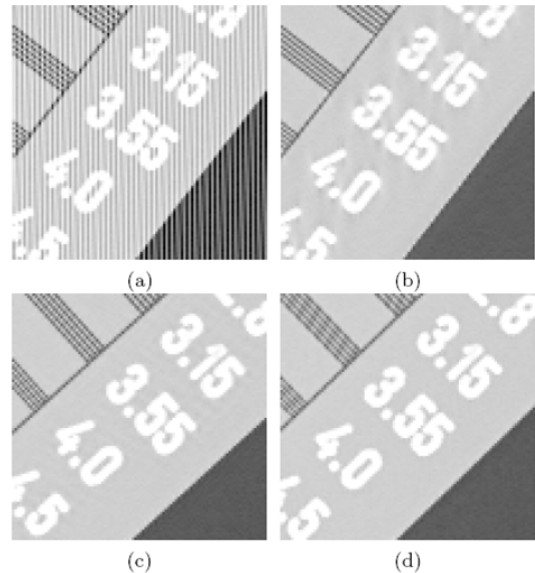


그림 5. 회전된 산란방지 그리드를 사용하여 획득한 영상의 그리드 패턴왜곡 제거[10] (a) 회전각=0도 산란방지 그리드를 사용한 왜곡영상 (b)회전각 =0도 그리드 패턴 왜곡영상에서 왜곡을 제거한 영상 (c) 회전각=10도 산란방지 그리드 왜곡영상에서 왜곡을 제거한 영상 (d)회전각 =26도 산란방지 그리드 왜곡영상에서 왜곡을 제거한 영상

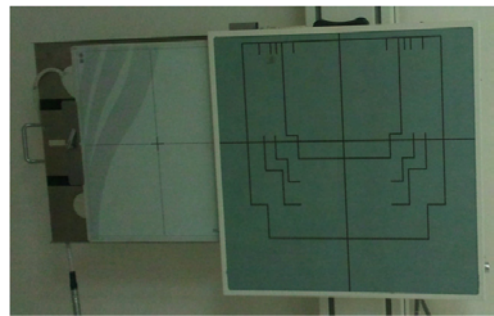


그림 6. 회전된 그리드를 사용한 고정형 버키 시스템

III. 시스템 구현

구현에 사용된 시스템은 그림 7과 같이 일반적으로 환자의 진료 및 치료를 위해 병원에서 사용되는 X선 촬영 시스템과 동일하게 구성된다. X선 발생장치와 회전된 산란방지 그리드와 X선 디텍터를 장착할 수 있는 단순한 버키 시스템, 그리고 직접 변환방식 디지털

엑스선 디텍터가 X선 구역에 설치되며 조정실에는 디지털 엑스선 디텍터와 X선 발생장치 사이의 구동 신호를 제어하는 제어박스(control box), 환자 및 디텍터의 정보를 사용하여 영상을 촬영하는 전체적 절차를 조절하는 제어프로그램이 설치된 PC를 사용하여 영상을 촬영 후 현상이나 스캔의 과정을 거치지 않고 모니터를 통하여 바로 처리된 영상을 확인 할 수 있다.

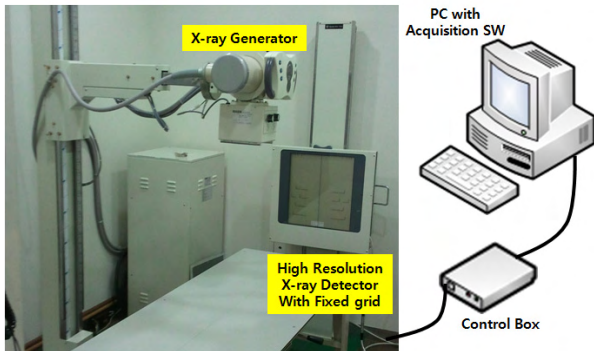


그림 7. 직접방식 디지털 X선 디텍터와 고정형 산란방지 시스템을 사용한 방사선 영상 시스템

방사선 영상 시스템과 PC는 기가이더넷으로 구성되어 영상의 고속 전송이 가능하며 병원의 의료영상저장전송 시스템(PACS: picture archiving communication system)과 쉽게 결합 할 수 있다. 본 논문에서 사용한 직접 방식 디지털 엑스선 검출장치는 디알텍사의 FLAATZ 560모델로 그림 8과 같으며 비정질 셀레늄을 사용하여 엑스선을 직접 전자로 변환, 검출하여 영상을 획득한다.



그림 8 직접 방식 디지털 X선 검출 장치 (FLAATZ 560, DRTECH.Co., www.drtech.co.kr)

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 회전된 고정형 산란방지 그리드를 사

용하여 직접 변환방식 디지털 X선 디텍터를 사용하여 기존의 이동형 버키 시스템을 제거하여 비용절감효과를 가져왔다. 또한 기존 방법으로 촬영 할 수 없었던 고정형 버키 시스템에서 그리드 패턴 왜곡 현상을 제거한 고해상도의 디지털 X선 영상을 촬영 할 수 있게 하였다.

삶의 질이 높아짐에 따라 X선 영상을 확보하는 과정에서 조사되는 X선 선량에 대한 관심이 커지게 되었다. 환자와 검사를 진행하는 방사선사의 건강을 고려하여 최소한의 X선량을 사용하여 초고해상도의 영상을 획득하는 연구가 필요하게 되었다. 직접 방식 디지털 X선 검출 장치와 고정형 산란 그리드를 사용한 엑스선 시스템을 사용한 저선량 고화질 X선 획득 연구가 수행되어야 할 것이다.

참고문헌

- [1] www.drtech.co.kr
- [2] www.jpico.kr
- [3] Kim, D. S., "Modulation model for the analysis of the stationary grid artifacts in digital radiography imaging," in *Proc. IEEE Int. Symposium, Biomedical Imaging*, 768-771 (2010)
- [4] Kim, D. S. and Lee, S., "Grid artifact reduction in radiography with arctan(1/2)-degree rotated grid," in *Proc. IEEE Int. Conf. Image Processing*, 1957-1960 (2010).
- [5] Kim, D. S. and Lee, S., "Optimization of the grid frequencies and angles in digital radiography imaging," in *Proc. SPIE, Medical Imaging: Physics of Medical Imaging*, 7961, 1-12 (2011).
- [6] Kim, D. S. and Lee, S., "Adaptive grid pattern artifact reduction in radiography imaging based on the significant-signal bandwidth," in *Proc. IEEE Int. Conf. Image Processing*, 1505-1508 (2011).
- [7] D. S. Kim and S. Lee, "Grid artifact reduction for direct digital radiography detectors based on rotated stationary grids with homomorphic filtering," *Memdicinal Physics*, vol. 40, no. 7, July 2013.

휴머노이드 로봇 모션 데이터베이스 설계 및 구축

*김지환, 서현곤
한라대학교 정보통신방송공학부
e-mail : chamui81@gmail.com, hgseo@halla.ac.kr

Motion Database Design and Build a Humanoid Robot

*Ji-Hwan Kim, Hyun-Gon Seo
School of Information Communication & Broadcasting Engineering
Halla University

Abstract

휴머노이드 로봇을 이용한 공연 기획, 뮤지컬 등 새로운 분야에 대한 관심은 휴머노이드를 이용한 새로운 분야의 발굴과 다양한 콘텐츠 개발의 필요성을 불러일으켰다. 따라서 본 연구에서는 휴머노이드 로봇의 동작을 보다 효율적인 방법으로 제어하기 위해서 모션을 시간별, 동작별로 나누어 모션 데이터베이스를 설계하고 구축한다. 모션 데이터베이스의 구축은 로봇 공연 기획에 드는 시간과 노력을 줄이는 효과를 얻을 수 있을 것이다. 또한 폭넓은 동작의 구현이 가능하며, 그로 인한 공연의 다양해져 로봇공연의 질을 향상 시킬 수 있을 것이다.

I. 서론

지능형 로봇은 많은 공학 기술이 융합되어야 한다. 따라서 다양한 환경에서 용도에 따른 기능을 구현하기 위해서, 적용되는 환경을 인식(Perception)하고 목적에 따라 판단(Cognition)하고 작업을 수행하는데 필요한 공통적 핵심기술이 존재한다. 핵심기술의 융합은 목적 작업을 수행 할 수 있도록 설계된 하드웨어 디바이스들과 로봇의 기능을 구현한 소프트웨어 알고리즘이 효과적으로 통합 운용되게 하는 기반 소프트웨어 기술 등을 포함한다[1].

지능형 로봇 중 인간 지향적 로봇에서 센서 및 구동기

기술은 핵심기술이다. 이때 센서기술은 시각, 청각, 촉각 센서 기술 등으로 분류할 수 있으며, 구동기 기술은 모터 기술, 인공근육 기술, 감속기 기술 등으로 분류할 수 있다[2].

최근 휴머노이드를 이용한 공연 기획, 뮤지컬(로봇 타타와 뮤직 로봇, 로봇 랜드의 전설) 등 새로운 분야에 대한 관심에 증가하면서 이를 지원하기 위한 인력과 관련 기술에 많은 관심이 집중되고 있다. 일반적으로 하나의 휴머노이드 공연관련 콘텐츠를 기획하고 제작하기 위한 준비기간이 작게는 1개월에서부터 길어지면 2년 이상 필요한 경우도 있다.

이런 측면에서 휴머노이드 로봇 하드웨어에 대한 개발도 중요하지만, 휴머노이드를 이용한 새로운 분야의 발굴과 다양한 콘텐츠 개발로 우리 생활 깊숙이 파고든 휴머노이드 적용 분야를 개척하는 것은 무엇보다 중요한 이슈이다.

본 논문에서는 휴머노이드 로봇을 이용한 공연 기획 및 콘텐츠 제작을 위해 기존에 사용하고 있던 방법들의 문제점을 살펴보고, 보다 효율적인 방법으로 휴머노이드 로봇의 동작을 제어하기 위한 방법을 제시하고자 한다.

II. 본론

1. 휴머노이드 로봇 구조 분석

본 논문에 사용될 휴머노이드 로봇은 16개의 서보모터로 구성되어 있고, 16개의 서보모터는 효율적 제어가 가능하도록 A, B, C, D 그룹으로 나눠 동작을 제어한다. A, D그룹은 5개의 서보모터로 구성되어 있는데 각각 우측다리와 좌측다리의 움직임을 제어하고 B, C 그룹은 3개의 서보모터로 구성되어 있고 각 우측 팔과 좌측 팔의 움직임을 제어한다. 그림 1은 휴머노이드 로봇의 구조를 서보모터를 기준으로 나타낸 것이다.

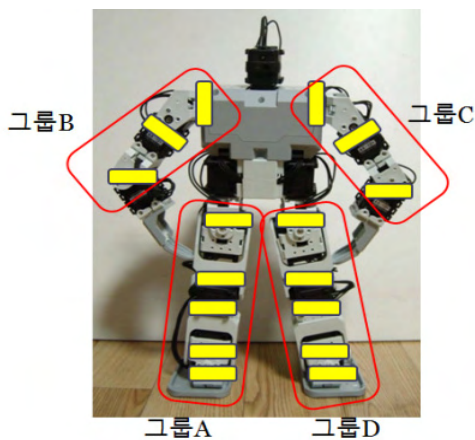


그림 1. 서보모터 구성

휴머노이드 로봇의 움직임은 로보베이직(robotbasic) 언어로 작성된 프로그램에 의하여 이루어지는데, 모든 동작은 프로그램 내부에서 서보모터의 위치 값 조정으로 움직임을 제어한다. 서보모터의 위치 값은 10~190 사이의 정수 값으로 해당 수치 값의 변화에 따라 서보모터가 움직이게 된다(그림 3.). 또한 서보모터는 관절 부위의 설치 방법에 따라 x축(pitch) 이동, y축(roll) 이동, z축(yaw)이동을 담당하게 된다.

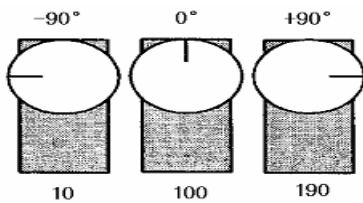


그림 3. 서보모터 동작 범위

그림 2는 “앞으로 텀블링”하는 휴머노이드 로봇의 모션(Motion)을 여러 개의 move명령으로 제어하는 프로그램의 일부이다. 하나의 모션은 여러 개의 구분된

동작의 연속으로 이루어지는데 본 논문에서는 이러한 구분된 동작을 하나의 트랜잭션(transaction)이라 정의하겠다. 일반적으로 데이터베이스에서는 하나의 논리적 작업 단위로 수행되는 일련의 작업을 트랜잭션이라 정의하지만, 본 논문에서는 하나의 모션을 수행하는데 필요한 구분된 하나하나의 구분된 동작을 정의한다. 하나의 트랜잭션은 여러 개의 move 명령으로 이루어졌는데, 수행하고자 하는 동작에 따라 오른쪽 팔만 움직이는 트랜잭션이 있을 수 있고, 또 어떤 경우에는 두 팔을 모두 사용하는 트랜잭션이 있을 수 있고, 또 어떤 상황에서는 두 팔과 다리를 모두 사용하는 동작이 있을 수 있다. 즉, 하나의 트랜잭션은 각각 서보모터 그룹 하나를 움직일 수도 있고, 상황에 따라 A, D 또는 A, B, C 등 다양하게 표현 될 수 있다.

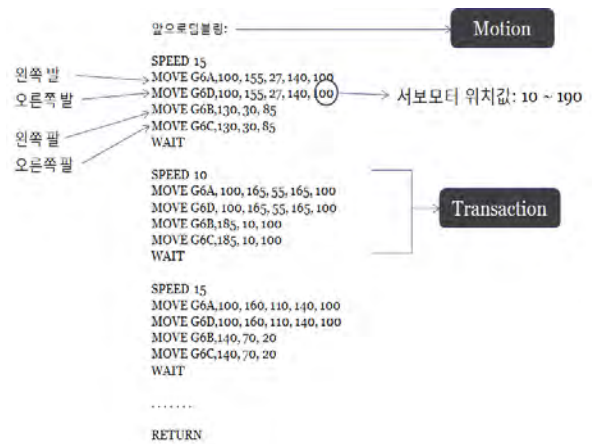


그림 2. 모션 제어 프로그램

동작 필요에 따라 하나의 모션에서 다른 모션을 호출하여 수행하는 경우도 있다. 또 하나의 트랜잭션을 수행할 때 'speed' 명령으로 움직이는 속도를 제어할 수 있고, 하나의 모션이 완료되고 나면 항상 기본 자세로 복위하여 다음 모션을 수행하게 된다.

표 1.의 주요 모터 제어 명령어를 사용해 서보모터를 제어한다.

명령어	기능	구문
MOVE	여러 서보모터 동시에 동작	MOVE [그룹지정],[모터n각도]
SPEED	동작속도 설정	SPEED [모터속도]
WAIT	동작완료	WAIT
RETURN	반복	RETURN

표 1. 주요 모터제어 명령어

위 주요 모터 제어 명령어 외 모터 그룹 지정 파라미터를 통해 그룹 지정을 한다. 예를 들어 그림 2의 'G6A'는 서보모터 0번~5번까지 그룹 지정을 위해 사용

한다는 의미다. 명령어를 통한 모터 제어로 동작을 구성하며 이러한 동작들이 모여 모션 DB를 만든다.

2. 기존 로봇 공연 기획

기존 로봇 공연 제작과정을 살펴보면, 사용자가 음원을 선정하고 음원을 청취하여 임팩트별로 분리한다. 분리된 음원 섹션에 맞춰 음원 시간별 동작을 프로그램하는데 그 과정은 4개의 작업으로 진행된다. 음원의 임팩트 부분별로 음원을 분리하고, 분리해 놓은 음원의 시간을 확인한다. 확인한 시간에 맞는 동작을 프로그래밍하고 각 동작을 로봇으로 다운로드한다. 다운로드한 동작은 실행과정을 통해 무게 중심을 확인하여 이상이 없을 경우 하나의 동작을 완성한다.

앞서 언급한 과정 중 분리한 음원에 맞는 동작을 프로그래밍하고 각 동작을 로봇으로 다운로드한 후 이 동작을 실행하고 무게 중심을 확인하는 일련의 과정은 동작의 오류가 없는 순간까지 반복된다. 따라서 사용자는 로봇 공연의 하나의 동작을 완성하기 위해 반복의 과정을 무수히 거쳐야 하고, 그 반복의 과정이 동작의 수만큼 진행되어야 하므로 음원이 바뀔 때 마다 많은 시간을 할애해야하므로 비효율적이다.

또한 필요한 모션이 기존에 있는 경우라도 모션 동작시간이 현재 필요한 시간과 비교하여 다르다면, 각각의 트랜잭션 속도를 조정해야 하므로 음원과 모션 동작의 동기화 작업이 많은 어려움에 직면하게 된다. 원하는 모션이 음원과 일치하여도 모션 진행 중에 휴머노이드의 무게 중심이 무너지면 넘어져 더 이상 공연을 수행할 수 없게 되기 때문에, 모든 모션 수행 시 무게중심을 항상 고려해야 한다.

이러한 애로사항으로 하나의 완전한 휴머노이드 공연을 기획하고 제작하기 위해 많은 시간과 노력이 필요하다. 그러므로 본 논문에서는 이런 문제를 해결하기 위한 새로운 휴머노이드 모션 접근 방법을 제시하고자 한다.

3. 휴머노이드 모션 표현 방법

본 연구의 목표는 휴머노이드 로봇을 동작시키기 위한 모션을 시간별, 동작별로 나누어 모션 데이터베이스를 설계하고 구축하는데 있다. 모션 데이터베이스에서 가장 중요한 자료는 서버모터의 위치 값이다.

하지만 모션이 몇 가지로 고정된 것이 아니고, 상황에 따라 다양하게 연출될 수 있기 때문에 나올 수 있는 모든 가능한 모션을 데이터베이스화하기에는 많은 어려움이 있다. 따라서 본 논문에서는 1차적으로 현재

로보베이직 프로그램을 이용하여 모션을 제어하기 위해 만들어진 기본 모션100개를 데이터베이스화를 위해 필요한 스키마를 먼저 정의하고 이를 정규화 과정 없이 단순히 관계형 데이터베이스로 표현하는 방법을 제안한다.

먼저 엔터티 구분이 필요한데 본 논문에서는 서버모터가 가장 중요한 유형 엔터티(tangible entity)가 되고, 행위를 나타내기 위한 이벤트 엔터티(event entity)가 있다. 서버모터의 속성(attribute)은 모터가 속한 그룹, 모터번호, 위치, 기준값, 움직이는 각도, 속도가 되고, 이벤트 엔터티의 속성으로 모션 동작 번호, 그룹, 움직이는 값, 시간, 반복 횟수가 된다.

다음은 현재 개발된 모션을 데이터베이스로 표현하기 위해 본 논문에서 제안하는 데이터베이스 스키마(schema)이다[3].

```

motion_schema=(motion-key, motion-name,
                speed, transaction_number,
                GA_sd1, GA_sd2, GA_sd3, GA_sd4,
                GD_sd1, GD_sd2, GD_sd3, GD_sd4,
                GB_sd1, GB_sd2, GB_sd3,
                GC_sd1, GC_sd2, GC_sd3, GC_sd4)
    
```

하지만 위와 같이 하나의 스키마로 표현할 경우 차후 자료의 중복성(모션은 다르지만 트랜잭션 단위로 구분할 때 동작의 중복성 내재), 일관성유치의 어려움 및 반정규화로 인한 성능저하의 문제점이 발생할 수 있다. 따라서 다음과 같이 몇 개의 스키마로 분리하여 로봇 모션 데이터 모델링을 할 수 있도록 하였다.

```

Motion_schema=(motion-key, motion-name, speed,
                trans_number, Ga_key, Ga_key, Ga_key, Ga_key)
Ga_schema=(ga_key, sm_d1, sm_d2, sm_d3, sm_d4,
            speed)
Gd_schema=(gd_key, sm_d1, sm_d2, sm_d3, sm_d4,
            speed)
Gb_schema=(gb_key, sm_d1, sm_d2, sm_d3, speed)
Gc_schema=(gc_key, sm_d1, sm_d2, sm_d3, speed)
    
```

하지만 아직까지 모션을 데이터베이스로 모델링하기에는 부족한 부분이 많다. 왜냐하면 첫째 모든 모션이 일정한 시간과 규칙성에 의하여 동작이 이루어지지 않기 때문에 추상화하여 표현하기가 어렵다. 둘째 상황에 따라 모든 트랜잭션을 구성하는 그룹수와 트랜잭션의 수를 알 수 없다. 따라서 본 차기 연구에서는 이러한 다양성을 고려한 모델링과 관계(relationship)를 정의하여 다양한 모션 데이터를 데이터베이스를 잘 표현할 수 있는 연구가 이루어져야 한다.

IV. 결론 및 기대효과

본 연구의 목표는 휴머노이드 로봇을 동작시키기 위한 모션을 시간별, 동작별로 나누어 모션 데이터베이스를 설계하고 구축하는데 있다. 고정되지 않은 모션을 데이터베이스화하기 위한 방법으로 로보베이직 프로그램을 이용하여 모션을 제어하기 위해 만들어진 기본 모션 100개를 단순 관계형 데이터베이스로 표현하고자 한다.

모션 데이터베이스 구축을 통해 로봇 공연 기획에 드는 시간과 노력을 줄이는 효과를 얻을 수 있을 것이다. 또한 모션 데이터베이스의 활용으로 폭넓은 동작의 구현이 가능하며, 그로인한 공연의 다양해지고, 인간 동작에 가까운 자연스러운 공연이 가능하게 될 것이다. 이는 휴머노이드 로봇 활용 분야를 넓히는 계기가 될 것이다.

참고문헌

- [1] 전자정보센터, 지능형 로봇 관련 국내외 시장 동향, 2009.
- [2] 정보통신부, 지능형 로봇 현황 및 활성화 방안, 2007.
- [3] Henry F.Korth, Abraham Silberschatz, "Database system concepts", McGraw-hill international editions, pp. 53-59. 1991.

밀도측정이 가능한 고정밀 압력식 액체 레벨측정 시스템

*박기웅, 권희준, 김현철
울산대학교 전기공학부

e-mail : kiwoong00@mail.ulsan.ac.kr, firstjara@mail.ulsan.ac.kr, hckim08@ulsan.ac.kr

High accuracy pressure type liquid level measurement system capable of measuring density

*Ki-Woong Park, Hee-Jun Kwon, Hyeon-Cheol Kim
School of Electrical Engineering
University of Ulsan

Abstract

This paper presents a new type of a level sensor using the absolute pressure sensors. The level of the liquid storage tank is measured by using six pressure sensors. This measurement system consists of a liquid storage tank and a sensor module to measure the liquid level. Also the module has a sensing part, a signal amplification part and the power supply part. The implemented system was tested using water with 3 times from 0L ~ 11L by the increase of 1L interval. And the density of the liquid is measured as the additional pressure sensor is installed on the upper site. As a result, The sensitivity of the level sensor was 335.2mV/L. And density measurement is consistent with the calculation. And the linearity is within a precision of $\pm 0.5\%$.

I. 서론

탱크 및 다른 용기에 대한 레벨측정은 흔한 여러 산업용 측정 중에 하나이다. 액체 레벨측정에 여러 가지

의 많은 유형의 센서는 사용되고 있다. [1-3] 그리고 압력센서의 특징을 이용하여 레벨뿐만 아니라 밀도와 같은 다른 부수적인 결과도 함께 도출할 수 있다. 액체 레벨센서는 크게 분리형과 연속형으로 나누어진다. 분리형에 비해 연속형은 용기내의 액체레벨을 지속적으로 감지할 수 있는 장점이 있다. 이 연속형에 속하는 압력식 레벨센서는 다른 센서에 비해 연속측정에 적합하며, 탱크 바닥과 액면 위와의 압력차에서 레벨을 검출하는 압력계에 따라 정도와 측정 범위를 결정할 수 있는 장점을 가지고 있다. 그 종류는 형태와 측정방법에 따라 직접식, 다이아프램 식, Air purge식, 투입식, 메트리에이프식으로 분류된다. 여기에서 직접식은 용기내의 액체를 직접 차압전송기 내에 유도하는 방법을 말한다.[4-5]

본고에서는 절대압센서와 계측용 증폭기를 이용한 경제적이고, 밀도 측정이 가능하며, 높은 정밀도를 보이는 새로운 방법의 압력식 레벨센서에 대해 제안한다.

II. 압력식 레벨센서의 원리 및 설계

2.1 레벨센서의 동작원리

본 논문에서 사용된 절대압센서를 이용하여 액체탱크 내의 액위를 측정하는 시스템의 원리는 다음과 같다.

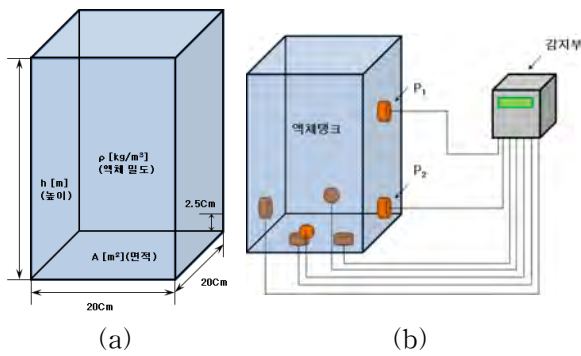


그림 1. 압력식 레벨센서의 설계도
(a)액체탱크 (b)레벨센서

그림 1은 액체탱크와 레벨센서의 설계도를 보인다. 그림 1. (a)는 액체탱크의 액체 레벨을 가시화를 위해 가로 세로 20cm, 높이 2.5cm로 1000cm³가 1kg이 되므로 이는 1L가 되도록 설계를 하였다. 그림 1. (b)는 레벨 센서의 측정 원리를 나타내는 그림으로 액체의 무게를 하단부 6개 각각의 절대압센서를 이용하여 평평하지 않은 환경에서도 측정이 가능하고, 6개의 센서에 대한 평균출력에 의한 오차를 줄여 정밀도를 높였다. 또한 액체 탱크 상부에 압력센서를 설치하여 탱크 내의 액체밀도를 출력하여 저장된 액체의 종류를 파악하고 액체가 정품 정량인지 확인이 가능한 시스템이다.

밀도에 관한 출력은 다음에 의해 유도할 수 있다. 주어진 센서의 감도 40[mV/mmHg]에 의해 센서의 출력 전압은 다음과 같다.

$$S \times P = V \tag{1}$$

여기서, S는 센서의 감도, P[mmHg]는 압력 그리고 V[mV]는 전압이다. 센서의 출력 전압을 이용하면 센서에 가해지는 압력을 구할 수 있다.

센서에 가해지는 압력은

$$P = V \times \frac{1}{S} \tag{2}$$

이와 같다.

위 그림에서 P₁과 P₂에 해당하는 압력을 구하여 다음 식에 값을 대입하고

$$\rho = \frac{P_2 - P_1}{g(h_2 - h_1)} \tag{3}$$

다음 식을 이용하여 밀도를 계산한다.

여기서, P₂는 하단부의 압력, P₁은 상단부의 압력, ρ는 밀도, g는 중력가속도, h₂는 하단부 센서의 높이, h₁은 상단부 센서의 높이이다.

2.2 레벨센서의 설계

그림 2의 (a)에 설계된 절대압력센서를 이용한 압력식 레벨계의 액체탱크와 감지부를 보인다.

액체탱크의 설계는 면적을 20 × 20cm로 높이가 2.5cm 당 1L가 되며, 최대 11L까지 측정 가능한 용량으로 설계되었다.

밀도측정이 가능하고 측정오차를 줄이기 위해서 측정 포인트를 7개 부분으로 잡았다. 그리고 감지부는 센싱파트, 증폭파트, 디스플레이부 그리고 전원부로 나누어진다. 액체탱크의 6개의 측정 포인트로부터 절대압력 센서의 센싱파트로 압력이 전해지고 밀도측정을 위해 상부에 있는 절대압센서 (P₁)과 (P₂)가 사용된다.

그림 2의 (b)는 연산부를 보인다. AD620 계측용 증폭기는 액체탱크에서 가해지는 각각의 압력센서 출력을 증폭과 offset 전압을 위해 사용했고, 이 증폭기에 사용되는 +/-전원을 위해 TC7662소자를 이용하여 +5V, -5V를 만드는데 사용을 했다. 그리고 MCU는 각 센서의 출력을 받아 연산하였다. 연산된 값들은 감지부 BOX에 취부된 LCD에 출력된다.

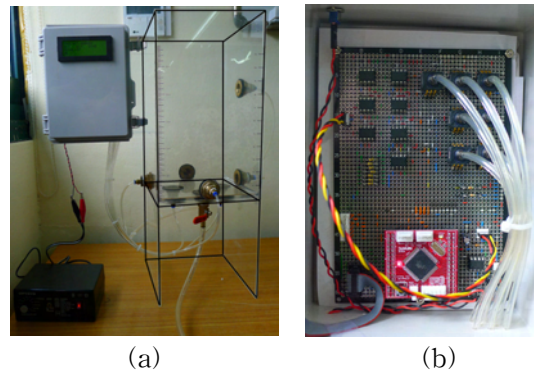


그림 2. 압력식 레벨측정 시스템의 구현
(a)압력식 레벨측정 시스템 이미지 (b)감지부 이미지

MCU 프로그램의 알고리즘은 다음과 같다. 먼저 각 센서의 입력이 MCU로 전달되면 이를 액체가 상승하는지 하강하는지를 판단하여 상승일 때는 상승에 의한 프로그램을 이용하여 LCD에 출력을 하고 하강일 때는 하강에 의한 프로그램을 이용하여 LCD에 출력을 하는 방식으로 프로그램을 작성하였다. 그리고 액체탱크의 액체가 완충이 되었을 때, 앞서 서술한 바와 같이 절대압센서 (P₁)과 (P₂)에 측정된 값을 이용하여 액체의 밀도를 측정하였다.

III. 측정결과

설계된 압력식 레벨측정 시스템의 측정은 다음과 같이 실시했다. 랩뷰 프로그램을 이용하여 NI cDAQ-9174로 각 레벨센서의 출력특성을 확인하였고, 그 후 연속성 측정하였다.

그림3은 설계된 압력식 레벨계의 출력특성을 보인다.

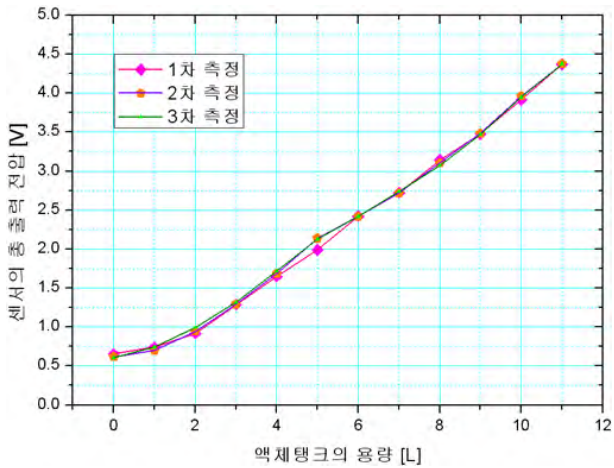


그림 3. 설계된 압력식 레벨측정 시스템 출력특성

측정은 연속적으로 3번에 걸쳐 측정이 이루어 졌으며, 0L에서 2L까지는 출력특성이 하부에 취부된 2개의 센서에 의존하기 때문에 출력이 다른 레벨에 비해 낮다. 그리고 5L일 때 출력특성이 4%의 오차율을 보였는데, 이는 액체를 채울 때 액체량을 정확히 넣지 못한 오차로 보인다.

압력식 레벨측정 시스템은 0L일 때 출력이 0.65522V를 보였고, 11L일 때 출력이 4.3721V의 출력특성을 보였다. 그러므로 시스템의 감도는 335.2mV/L를 보였다. 그리고 0에서 1L와 5L일 경우를 제외하고는 정밀도가 ±0.5%이내에서 선형응답을 보여준다.

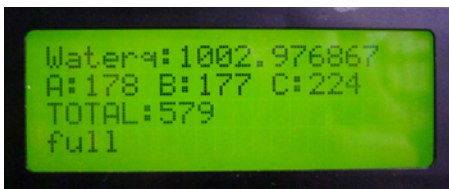


그림 4. LCD창에 출력된 밀도(수정)

그림 4는 LCD 창에 출력된 밀도측정 값을 보인다. 밀도측정에 대한 값은 1085.28[kg/m³]으로 센서출력에 대해 계산값과 일치함을 보였다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 절대압센서를 이용하여 압력식 레벨 측정 시스템을 구현 하였다. 직접식에 속하는 압력식 레벨센서와는 달리 본 연구에서 설계된 측정기는 별도의 차압전송기가 없이 MCU모듈에서 센서출력을 연산하여 LCD로 출력할 수 있는 간단한 회로구성만으로 구현을 하였다. 또한 밀도측정이 가능하여 액체의 종류를 예측할 수 있다.

액체탱크의 제작은 가시적으로 확인하기 위해 각각의 2.5cm당 1L로 면적을 20 × 20cm로 설계하였다. 그리고 offset 전압은 655mV였고, 감도는 335.2mV/L를 보였고, 정밀도가 ±0.5%이내에서 선형응답특성을 보였다.

참고문헌

- [1] Atul Kulkarni, R. N. Karekar, R. C. Aiyer, "Liquid level sensor", REVIEW OF SCIENTIFIC INSTRUMENT 76, pp. 105108-1-105108-2, 2005.
- [2] K. A. P. Menon and R. Hariharan, "A New Liquid Level Sensor for Process-Control Applications", IEEE TRANS. INSTUM. AND MEAS., VOL. IM-28, NO.2 pp. 155-158, 1979.
- [3] J. Bayliss, "Applying Sensors for Level Control", CONTROL AND INSTRUM, VOL. 16, NO. 7, pp. 37-45, 1984.
- [4] Chandani, S. M. and Jaeger, N. A. F., "Optical Fiber-based Liquid Level Sensor", Opt. Eng., Vol. 46, pp.114401, 2007.
- [5] J. A. Morris and C. R. Pollock, "A digital fiber-optic liquid level sensor", J. Lightwave Technol., Vol. LT-5, No. 7, pp. 920-925, 1987.

무선제어 로봇의 제어기 역기구학 계산을 통한 제어주기시간 단축

*이재철, 최유락, 김재희
한국원자력연구원 융합기술개발부

e-mail : jcllee2@kaeri.re.kr, yrchoi@kaeri.re.kr, jaehkim@kaeri.re.kr

Reducing the Control Period of an Radio-Controlled Robot by Calculation of Inverse Kinematics in Embedded Processor

*Jae-Cheol Lee, Yu-Rak Choi, Jae-Hee Kim
Nuclear Fusion Technology Department
Korea Atomic Energy Research Institute

Abstract

By using low power embedded micro-controller for inverse kinematics calculation, we can reduce sampling period significantly compared to wireless control loop method. We measured the time for algorithm execution and this approach is applied to a radio-controlled robot for inspect pipes in nuclear power plant. The robot has 5-DOF manipulators and fully operated using batteries. Therefore low power and high-speed tradeoff was required

I. 서론

본 연구는 원자력 발전소를 비롯한 산업현장에서 많이 설치되어 있는 배관의 외벽을 타고 움직이는 이동 로봇의 제어기로 사용될 수 있는 프로세서의 로봇 기구학 및 역기구학 연산성능에 관하여 실험하였다. 일반적으로 원격지의 이동로봇의 제어기는 모터의 전력제어나 단순한 통신과 같이 비교적 한정된 기능을 수행한다. 이는 내장형 제어기가 범용의 컴퓨터에 비하여 연산 능력이 떨어질 뿐만 아니라 저전력이 요구되는 이동로봇의 특성상 고전력 고성능의 프로세서를

채용하기 어려운 때문이라 할 수 있다. 특히 본 연구 과제에서와 같이 로봇이 자체하중을 이겨내면서 수직으로 이동하는 기능이 요구될 때에는 전원문제와 자체 질량의 최소화가 매우 중요하게 된다.[1] 그림 1에 본 로봇의 적용대상 환경을 나타내었다. 햅틱 디바이스로 제어명령을 내리면 대략적인 위치로 로봇의 엔드 이펙트가 이동하고, 엔드이펙트가 잡거나 검사하고자 하는 대상 배관에 충분히 가까워지면 영상 신호에 의한 자동동작이 이루어지게 된다. 본 연구는 잡고자 하는 대상에 햅틱 디바이스를 이용하여 접근할 때에 햅틱 디바이스의 3차원 움직임에 대응하기 위한 소형 제어기의 역기구학 연산 성능에 관하여 실험하였다.

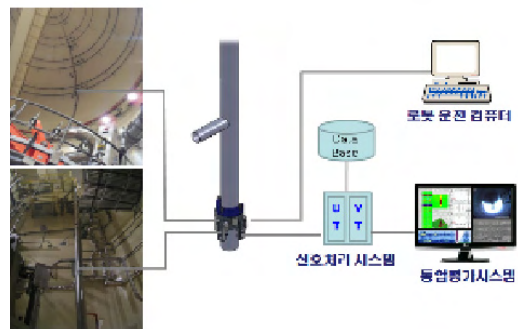


그림 1. 시스템 구성

II. 본론

2.1 개발환경

본 연구에서는 오픈소스로 제공되는 개발환경인 Pinguino IDE를 사용하였다. 내장형 제어기를 사용할 시에 많은 시간이 할애되는 주변장치의 제어 S/W 개발에서 비교적 단시간에 쉽고 신뢰성 있게 마칠 수 있었다. 본 연구의 측정 대상 프로세서는 Microchip사의 32bit processor 인 PIC32MX 시리즈가 사용되었다. 정수형 하드웨어 승산기가 내장되어 있으며 256KB의 플래쉬 메모리와 32KB의 RAM을 내장하고 있다. 20mA의 저전류로 80Mhz 동작이 가능하며 절전 모드시 수십 uA까지 줄일 수 있기 때문에 원격지에서 배터리로 동작하는 시스템의 특성상 적합한 결로 판단되어 채택 하였다.

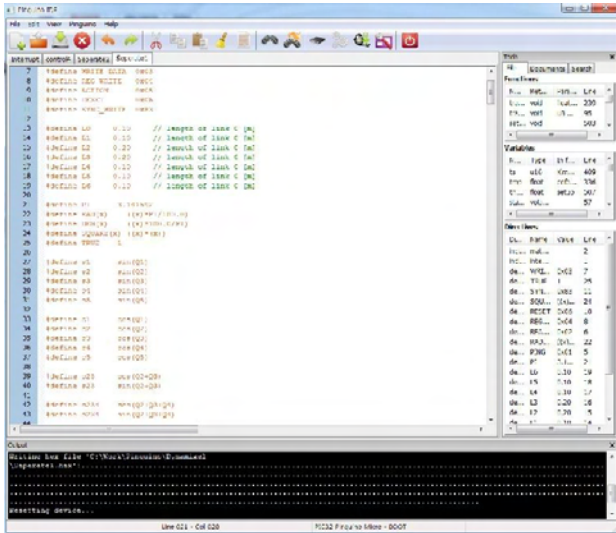


그림 2. 개발환경

2.2 연산 내용

본 연구에서 사용된 알고리즘은 배관 검사용 로봇의 제어를 위한 알고리즘이다. 자세한 내용은 [1][2]에 잘 설명되어있으므로 본 논문에서는 결과만 사용하도록 한다.

먼저 5개의 모터로부터 현재의 위치 값을 가져온다. 각각의 모터의 입력된 값의 단위는 250.92° 4095(헥사값 0xffff)을 가지므로 radian으로 환산한다. 변환상수는

$$u2rp = \pi/180 \cdot 250.92/4095 = 0.0010694$$

가 된다.

각각의 모터로부터 읽은 값에 u2rp 를 곱하여 radian 값 Q1.... Q5를 구한다. 이 Q 값으로부터 자코비안 행렬을 구하는데 본 로봇의 경우는 다음과 같다.

$$J = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -(s_1 s_2 L_2 + s_1 s_{23} L_3) & c_1 c_2 L_2 + c_1 c_{23} L_3 & c_1 c_{23} L_3 \\ c_1 s_2 L_2 + c_1 s_{23} L_3 & s_1 c_2 L_2 + s_1 c_{23} & s_1 c_{23} L_3 \\ 0 & -(s_2 L_2 + s_{23} L_3) & -(s_{23} L_3) \end{pmatrix}$$

여기에서 s1, s2, s23, c1,c2,c23 및 L2 L3는

$$\sin(\theta_1), \sin(\theta_2), \sin(\theta_2 + \theta_3),$$

$$\cos(\theta_1), \cos(\theta_2), \cos(\theta_2 + \theta_3),$$

2번, 3번 매니플레이터의 길이를 나타낸다. 이의 역행렬을 계산하고 난 다음에 실제 햅틱 디바이스로부터 읽은 움직임 명령값 행렬과 곱한다.

$$(J^{-1}) \begin{pmatrix} H_z \\ H_y \\ H_x \end{pmatrix}$$

여기서 구해진 radian값에다가 제어시간 시간상수를 곱하여 제어시간당 움직일 radian 값을 구하고 여기에 다시 radian 값을 모터의 유닛으로 변환하기 위한 변환상수를 곱하여 최종 값이 구해지게 된다.

$$\begin{aligned} r2up &= d/r \cdot u/d \\ &= 180/\pi \cdot 4095/250.92 \\ &= 935.064219 \end{aligned}$$

III. 구현 및 측정

위에서 살펴본 바와 같이 소형의 저전력 프로세서가 계산하기에는 매 샘플당 계산량이 결코 적지 않음을 알 수 있다. 특히 삼각함수의 연산은 시간이 많이 소요되는 연산이다. 또한 역행렬 계산은 다중의 loop가 존재하게 되므로 시간이 많이 걸릴 것으로 예상되었다. 일차적으로 프로그램을 PC환경에서 개발하여 알고리즘상의 문제점을 모두 잡아낸 후 내장형 제어기에

이식하였다. 본 로봇이 배터리로 동작하여야 하며 모든 제어명령은 무선을 통하여 전송되어야 한다. 일차적으로 모터의 현재 값만을 읽은 후 이를 무선으로 전송하고 PC에서 모든 알고리즘의 계산을 하도록 하였으나 무선전송시 생기는 예측 불가능한 여러 장애요인들 때문에 제어 샘플링 주기를 일정하게 유지하기도 어렵고 일정 시간 이하의 샘플링 주기를 구현하기도 쉽지 않았다. 제어기에 본 알고리즘을 이식한 후 연산 시간을 측정하였다. 또한 삼각함수를 직접 계산 하는 방법과 Look-up Table을 이용하는 방법에 대하여 비교해 보았다.

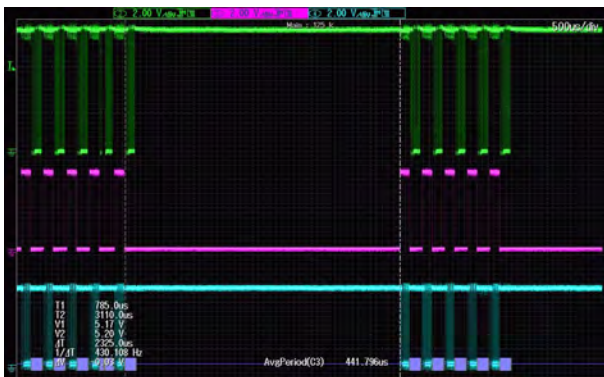


그림 3. 실행시간의 측정

그림에서 상단 및 하단 파형은 모터와 통신 하는 신호이다. 중간 파형의 좌측 5개의 펄스는 모터로부터 위치를 읽는 타이밍 이고 우측의 5개의 펄스의 시작지점이 연산이 끝난 시점이 된다. 상단의 그림은 삼각함수를 직접 계산하는 방법이며 이 경우 전체 알고리즘의 계산 시간은 3,870uS가 소요되었다. 하단의 그림은 Look-up Table을 이용하는 방법이다. 이 경우 2,325uS 가 소요 되었다. 두가지 경우 모두 무선으로 위치값을 전송하고 PC환경에서 모든 알고리즘을 계산한 후 무선으로 다시 전송하는 방법으로 얻은 40ms의 샘플링 시간 보다는 적은 시간이 소요되어 5ms 이하의 샘플링이 가능함을 알 수 있었다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

배터리로 동작하는 원격 로봇에서 단순히 모터의 위치 값을 무선전송하고 햅틱디바이스 등의 사용자 운전 명령을 수행하기 위하여 PC환경에서 모든 알고리즘을 계산하고 결과를 다시 무선으로 전송하여 제어하는데 어려움이 많았다. 제어 샘플링 시간을 일정하게 유지하기도 어려웠고 40ms 이하의 샘플링 시간을 구현하기도 어려웠다. 이를 한정된 속도의 저전력 제어기에서 알고리즘을 계산하여 무선전송에서 생기는 제어 샘플링 주기의 불확실성과 긴 제어샘플링 시간을 해결할 수 있음을 알 수 있었다. 모든 계산이 32bit floating point로 계산되어 실제 로봇의 제어에 적용하였을 때 64bit double 변수로 계산된 결과에 비하여 문제가 생기는지 등을 확인하여야 할 것이다. 또한 Look-up Table의 효율성을 높이는 방법 등도 더 조사되어야 할 것이다.

참고문헌

- [1] 김재희 외 3인, 고소지역의 장애물 극복형 원자로 배관 검사로봇 개발, 한국원자력 연구원 내부 보고서, 2012.
- [2] 이재철, 다관절 구조의 슬레이브 및 마스터 제어 응용, 대한 전자공학회 CICS,12 정보 및 제어학술 학술대회 논문집, 2012.
- [3] K.H.Hunt Kinematic Geometry of Mechanism, Oxford Engineering Science Series. 1990
- [4] Microchips.com, PIC32MX manual.

실내 주행로봇을 위한 환경인식 시스템

김희만*, 김현기*, 현웅근*, 나상민**
호남대학교 전자광공학과* , 로봇과 사람들**
e-mail : wkhyun@honam.ac.kr

An environment recognition system for indoor navigation robot

*Hoe man Kim, Hyun gee Kim, Woong keun Hyun
Electrophotonics engr. honam University
Robot and People

Abstract

Home service robot must recognize and build map for indoor and components of the house such as furniture and chair etc. The previous researcher has developed a indoor map building system by using CCD camera and ultra sonic sensor. These stems have some problem in such a way that (1) a distance resolution can be changed according to the number of pixel when we use a CCD camera system, (2) a measured distance can be decreased when it transmitted to the rubber because of being absorbed the sound energy. This paper represents an intelligent sensor controller of mobile robot for object recognition in an indoor known environment. A range finder sensor module has been developed by using optic PSD (Position Sensitive Detector) sensor array at a low price. While PSD sensor is cost effective and light weighting, it has switching noise and white noise. To remove these noises, we propose a heuristic filter. Some experiments were illustrated for the validity of the developed system.

I. 서론

최근 이동로봇은 바닥 청소나 순찰, 안내 등 비산업

분야로의 적용이 활발해지고 있으며, 로봇의 기능은 가정 내 가사 서비스로 확대 되고 있다. 이러한 작업을 하기 위해서 우선적으로 로봇은 그 지형 환경을 알고 있어야 한다. 주변 환경에 대한 정보를 수집하기 위해 다양한 센서가 이용되고 있다. 그 중 초음파 센서는 측정 방법이 간단하고 시스템의 구성이 단순하며 가격이 저렴하다는 등의 장점 때문에 특히 많이 사용되고 있다. 하지만, 조사 범위가 넓어 주변 환경 및 장애물을 정밀하게 계측하기가 어렵고 음파를 사용하므로, 코너, 모서리 등에서는 반사 음으로 인하여 실제 거리보다 크게 계측되기도 한다(송신부의 beam은 약 30°, Polaroid 초음파센서)[1]. 반면에 2-D laser sensor는 초음파 센서에 비해 작은 projection width를 갖고 있으며, 많은 연구 및 응용에 사용되며 이동로봇의 장애물 회피나 특질추출, 지도 작성, localization에 사용된다[2]. 본 논문에서는 광 PSD(Position Sensitive Detector)센서 모듈을 개발 및 활용하여 미지의 환경에 대한 거리 및 위치 정보를 획득하며, 이를 활용하여 Hough transform 방법을 이용해 환경에 대한 선분 정보로 변환 시켜 2D의 선분기반 지도 작성을 제안한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 광 PSD센서 거리 검출 원리와 센서 모듈 구조에 대해 기술하였고, 3장에서는 잡음 신호에 대해 H/W filter 및 S/W filter 알고리즘을 통한 센서 모듈 실험을 설명하였다. 4장에서는 이동로봇에 대한 주행 모듈을 기술하였고, 5

장에서는 지형 환경에서 획득한 data를 Hough Transform 알고리즘을 통해 지형 환경 지도 작성에 대해 설명하였다. 마지막으로 결론과 향후과제에 대하여 기술하였다.

II. 본론

2.1 지형인식을 위한 센서 시스템

본 논문에서는 이동로봇의 실내 주행과 장애물 검출 및 회피, 거리를 판단하기 위해 광 PSD센서를 사용하였다. 광 PSD센서의 원리는 그림 2에서 보이는 것과 같이 삼각측량법을 이용해서 센서와 object 사이의 거리를 검출 한다. 광 PSD센서 특성은 삼각측량법을 사용하기 때문에 물체 반사성과 반사된 물체의 색상의 영향을 덜 받는다. 장애물 검출 거리는 20cm에서 150cm 까지 이다. 개발된 센서시스템의 Main controller는 TI 사의 16bit RISC MPU인 MSP430을 사용하고 24개의 센서를 입력하기 위하여 6개의 AD Channel과 4 Channel Analog MUX 6개를 사용하였다. Robot controller와 UART 통신을 위해 RS232통신을 사용하였다. 센서 모듈 시스템은 매 12msec마다 6개 MUX의 4개 Sensor값을 동시에 읽으며, RAM에 Ring buffer 방식으로 저장함으로써 통신 속도 동기 문제에 따른 데이터 분실 문제를 해결하였다. 이로써 24개 Sensor를 전부 read하는 주기는 48msec이며, 로봇의 지형환경 scan 이동 속도를 10cm/sec로 하면 0.5cm 이동 거리 당 지형환경 데이터를scan할 수 있다.

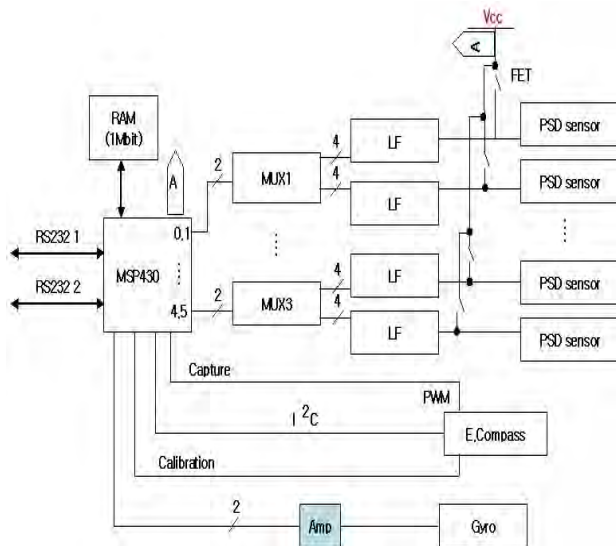


그림 1. Sensor controller block diagram

본 논문에서 제안한 센서 시스템의 제어 부는 MSP430 MPU를 이용하여 구성하였고, 수신된 센서 신호는 A/D변환기를 거쳐 RS232통신으로 PC로 전송하여 처리하였다. 그림 4에서 보는 바와 같이 센서의 출력신호에는 많은 잡음(약1Khz Switching noise)이 발생한다. 이는 연속 신호 값에 비하여 20배 정도가 큰 임펄스 잡음이다. 따라서 본 연구에서는 이를 제거하기 위하여 H/W RC filter 및 그림 3에서 보는 바와 같은 S/W filter 알고리즘을 제안하였다. S/W filter는 우선 n개의 scanning data 값의 평균 구하고, n개의 scanning data중에서 평균값 보다 큰 data는 제외한다음 나머지 값으로 평균을 구한다. 그리고 이를 3점 이동 평균 filter를 적용하여 data잡음을 제거 하였다. 그림 1은 개발된 센서시스템의 전체적인 블록다이어그램을 나타내고 있다. 이동로봇은 일반적으로 배터리를 사용하므로 전류의 효과적인 사용이 요구된다. 전압을 최소화하기 위해 FET를 사용함으로써 그림 4의 센서를 MPU의 timer interrupt를 사용하여 각각 제어할 수 있도록 제작하였다.

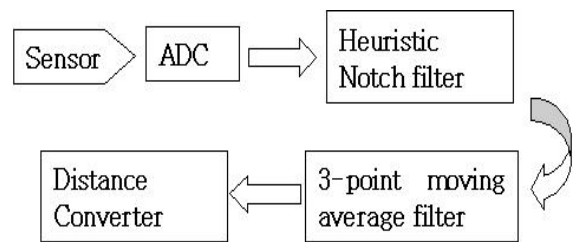


그림 2. S/W 필터링 알고리즘 구조

2.2 지형지도작성을 위한 실내주행 알고리즘

본 논문에서 사용된 주행 모듈은 미지의 환경 (Unknown environment)을 scan하기 위해서 모션 제어기(Motion planner)에 의해 계획된 목적지로 자율 주행 하도록 구성되어 있다. 이동로봇의 주행은 다음과 같은 단계로 동작한다.

1단계 : 로봇의 장착된 n개의 센서 데이터에서 벽까지의 센서 값이 가장 작은 센서를 찾는다.

2단계 : 1단계에서 찾은 센서의 방향으로 로봇은 회전하고, 정의해 놓은 벽과의 안전거리까지 이동한다.

3단계 : 로봇이 시계방향(clock wise)으로 이동하기 위해 2단계에서 선택한 센서의 -90도 방향으로 회전한다. 그림 8은 이동로봇의 실내주행 시뮬레이션 결과를 나타낸다.

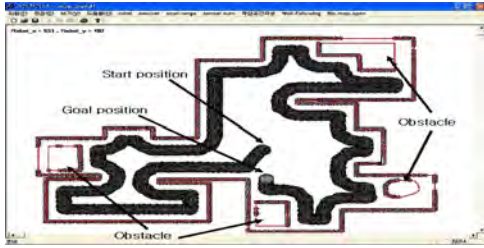


그림 3. 이동로봇 주행 시뮬레이션

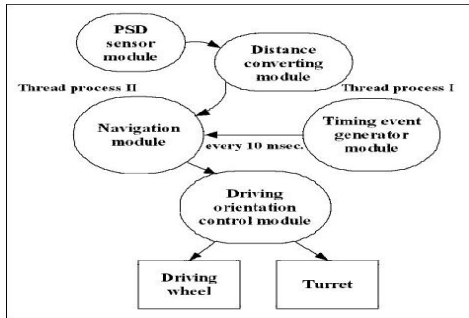


그림 4. 주행 로봇 제어 상태블록도

2.3 Hough 변환을 이용한 지형지도 선분화

본 논문에서는 이동로봇이 미지의 환경에 투입되었을 때 전체 환경을 주행 모듈을 통해 이동하면서 환경 정보를 수집하고, 이 수집된 정보를 토대로 선분기반 지형환경 지도 작성을 제안하였다. 이러한 지형환경 지도를 Hough변환 알고리즘을 이용하여 직선 선분을 추출해 단순 지도를 작성하였다. 같은 직선 위에 존재하는 모든 화소들은 모두 같은 θ 를 갖는다. 즉, 직선상의 모든 각각의 화소(x, y)들에 대해 위의 식을 적용하여 θ 가 0~180까지 변화할 때 ρ 의 크기의 변화를 θ 의 공간에 표시하면 어느 한 점에서 교차하는 곡선을 그리게 되는데 이 지점의 ρ 는 화소들이 현재 이루고 있는 직선의 매개 변수를 의미한다. 이러한 Hough변환 알고리즘을 이용하여 한 점에 교차하는 횟수가 많은 점을 찾아 선분으로 인식 최대, 최소 점을 찾아 직선을 검출할 수 있다. 본 논문에서는 다음과 같은 절차를 통해 직선 선분을 찾는다.

- 1단계 : x, y좌표상의 점들에 대한 Hough domain (ρ, θ)를 생성한다.
- 2단계 : Hough domain상에서 일정 교차 횟수(본 논문에서는 45로 설정)보다 큰 점들을 찾는다.
- 3단계 : 2 단계에서 선택한 점보다 작은 주변 점들을 제거한다.
- 4단계 : 2-3단계에서 선택한 점들에 대한 최대, 최소 값을 찾는다.

III. 구현

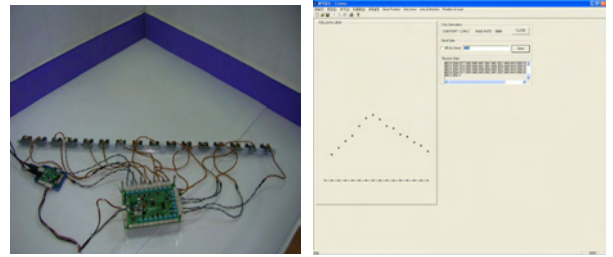


그림 5. 개발된 센서 모듈과 지형인식 실험

그림5는 개발된 센서모듈과 detect된 지형을 2D 그래픽으로 표현한 것이다. 16개의 센서를 일정한 간격으로 막대 형태로 배치하고 코너를 detect 하였을 때 각 센서의 거리 값을 2D로 표현하도록 프로그래밍 하였다. 실제주변 환경과 비슷한 형태로 표현되는 것을 볼 수 있다.

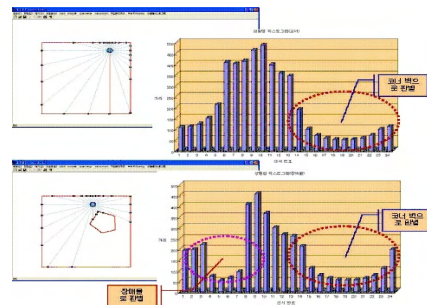


그림 6. Histogram에 의한 상황별 object 분석

이동로봇이 주행 중 취득된 센서 데이터를 이용하여 map-building을 하는 과정에서 벽과 장애물의 판별을 위하여 위의 그림6과 같이 histogram을 이용하여 object를 판별하도록 하였다. 그림 6의 예제에서 로봇이 corner부분에서 벽면을 검출 했을 때의 data와 장애물이 있을 때의 벽면에서 검출한 센서 데이터를 histogram 으로 표현하였다. 벽면의 모양과 장애물에 따라 그래프의 모양이 달라짐을 알 수 있고 일정한 패턴을 갖고 있음을 알 수 있다. 이를 이용하여 object를 판별할 수 있다. 실험에 쓰인 이동로봇은 한울 로봇틱스의 Hanuri-RD이며 2개의 구동모터와 1개의 터렛으로 구성되어 있다. 메인 컨트롤러는 Strong ARM SA1110이며 로봇의 각 디바이스들과의 통신은 USB와 RS232통신을 한다. 또한 OS는 Embedded LINUX(kernel 2.4.19-rmk7)를 사용하고 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 이동로봇을 위한 위치인식용 지능형 센서 제어 시스템에 대해 기술하였다. 이를 이용하여 이동로봇이 주행 모듈을 통해 획득한 데이터로 2차원 지형환경 지도 작성에 대한 방법을 제안했다. 센서 시스템의 신호 잡음을 제거하기 위해 H/W filter와 S/W filter를 제안하였고, 개선된 Hough Transform 알고리즘을 적용하여 선분으로 작성되는 2차원 지형 지도를 작성하는 방법을 제안하였다.

참고문헌

- [1] L.luckiger, "A robot interfacing using virtual reality and automatic kinematics generator," proc. of 29th Intl. Symposium on Robotics, pp.123-126,1998.
- [2] E.Nntonek and L.luckiger," irtual reality: an intuitive approach to robotics," SPIE, Vol. 2, pp 206-269
- [3] G.Dissanayake and H. Durrant-Whyte," A computationally efficient solution to the simultaneous localization and map building problem," ICRA'2000 Workshop on Mobile Navigation and mapping, 2000.
- [4] J.forsberg, U.Larsson, and A.Wernersson," Mobile robot navigation using range-weighted hough transform," IEEE robotics and Automation Magazine, pp18-26, march 1995.
- [5] R.madhavan, H.Durrant-Whyte, and G .Dissanayake," Natural landmark-based autonomous navigation using curvature scale space," proc. of IEEE Int. Conf. on roboticsand automation, 2002.
- [5] K.S.Kim, S.J.Kim. and M.H. Choi , "Virtual Robot Simulator and Real-World Robot Interface" Proceedings of the 12th KACC, October 1997. pp. 976-979.

본 연구는 중소기업 첫걸음 기술개발사업에 의해 지원되었습니다.

Redundant Robot Control by using Optimization Solution

W.K Hyun* , Young Jae Cho* and Sang Min Na**
e-mail : wkhyun@honam.ac.kr

Electrophotonics engr. honam University*
Robot and people Ltd.**

Abstract

An effective motion control method of redundant robot manipulators based on optimization solution is proposed to satisfy multi-criteria such as singularity avoidance, minimizing energy consumption, and avoiding physical limits of actuator, while performing a given task. The method employs a neural optimization network with parallel processing capability, where only a simple geometric analysis for resolved motion of each joint is required instead of computing of the Jacobian and its pseudo inverse matrix.

I. Introduction

In this paper, optimal solution approach with equality and inequality constraints is employed in dexterous motion control the redundant robot manipulators, where physical limits of actuator and dexterous performance are

represented as inequality conditions and weightings of the performance functions, respectively. Optimal solutions are achieved by neural optimization network which has a capability of parallel processing. For this, kinematic approach should be represented as a form of parallel processing, which is obtained by proposed simple geometric analysis of the resolved motion for each joint differential motion. An index for the dexterous motion can also be obtained by the geometric analysis on the following idea; For a dexterous or a nonsingular motion of a redundant robot manipulator, it is necessary for a robot manipulator to be in a configuration whose manipulability index is maximum, where manipulability index is mathematically defined as the volume of ellipsoid in the m -dimensional task space when the Euclidean norm of joint velocity is less than or equal to unity[1].

2. An Optimization Formula for Redundant Robot Manipulator Control

To be more specific, suppose that the i -th joint rotates as much as δq and the other joints locked up at time interval δt , where δq is constant value which is small enough to guarantee the movement of the end-effector to

be linearized. Then the end-effector moves with a velocity. Let the velocity of end-effector resulting from the i -th joint differential motion be denoted by 6×1 vector $\mathbf{Z}_i(t) = [\mathbf{V}_i^T(t) \mid \mathbf{W}_i^T(t)]^T$, where $\mathbf{V}_i(t)$ and $\mathbf{W}_i(t)$ represent the translational and rotational velocities, respectively. Let 6×1 vector $\mathbf{Z}_d(t) = [\mathbf{V}_d^T(t) \mid \mathbf{W}_d^T(t)]^T$ be the desired velocity of end-effector. And let $\hat{\mathbf{v}}_{nd}(t)$ and $\hat{\mathbf{w}}_{nd}(t)$ be the unit vectors given as $\mathbf{V}_d(t)/\|\mathbf{V}_d(t)\|$ and $\mathbf{W}_d(t)/\|\mathbf{W}_d(t)\|$, respectively. Also let $\mathbf{V}_{ti}(t)$ and $\mathbf{W}_{ti}(t)$ be the vectors which are obtained by the projection $\mathbf{V}_i(t)$ onto $\mathbf{V}_d(t)$ and by the projection $\mathbf{W}_i(t)$ onto $\mathbf{W}_d(t)$, respectively, and let $\mathbf{V}_{oi}(t)$ and $\mathbf{W}_{oi}(t)$ be the vectors which are obtained by the projection of $\mathbf{V}_i(t)$ onto the surface orthogonal to $\mathbf{V}_d(t)$ and by $v_{zi}(t) \equiv \mathbf{V}_i(t) \cdot \hat{\mathbf{v}}_{nd}(t)$ the projection of $\mathbf{W}_i(t)$ onto the surface orthogonal to $\mathbf{W}_d(t)$, respectively. Further let \cdot , where \cdot implies the inner product of two vectors. Then $\mathbf{V}_{ti}(t)$ can be written as

$$\mathbf{V}_{ti}(t) = v_{zi}(t) \hat{\mathbf{v}}_{nd}(t). \tag{1}$$

And let $\hat{\mathbf{v}}_{ox}(t)$ be the unit vector on the surface orthogonal to $\mathbf{V}_d(t)$ given as $\hat{\mathbf{v}}_{ox}(t) \equiv \mathbf{V}_{oi}(t)/\|\mathbf{V}_{oi}(t)\|$, and let $\hat{\mathbf{v}}_{oy}(t)$ be the unit vector orthogonal to both $\hat{\mathbf{v}}_{ox}(t)$ and $\hat{\mathbf{v}}_{nd}(t)$. Then if we let $v_{xi}(t)$ and $v_{yi}(t)$ be the projections of $\mathbf{V}_{oi}(t)$ onto $\hat{\mathbf{v}}_{ox}(t)$ and $\hat{\mathbf{v}}_{oy}(t)$, respectively, $\mathbf{V}_{oi}(t)$ can be expressed as

$$\mathbf{V}_{oi}(t) = v_{xi}(t) \hat{\mathbf{v}}_{ox}(t) + v_{yi}(t) \hat{\mathbf{v}}_{oy}(t). \tag{2}$$

In a similar way, let $w_{zi}(t) \equiv \mathbf{W}_i(t) \cdot \hat{\mathbf{w}}_{nd}(t)$, $\hat{\mathbf{w}}_{ox}(t) \equiv \mathbf{W}_{oi}(t)/\|\mathbf{W}_{oi}(t)\|$ and $\hat{\mathbf{w}}_{oy}(t)$ be the unit vector orthogonal to both $\hat{\mathbf{w}}_{nd}(t)$ and $\hat{\mathbf{w}}_{ox}(t)$. Then $\mathbf{W}_{ti}(t)$ and $\mathbf{W}_{oi}(t)$ can be written as

$$\mathbf{W}_{ti}(t) = w_{zi}(t) \hat{\mathbf{w}}_{nd}(t), \tag{3}$$

and

$$\mathbf{W}_{oi}(t) = w_{xi}(t) \hat{\mathbf{w}}_{ox}(t) + w_{yi}(t) \hat{\mathbf{w}}_{oy}(t), \tag{4}$$

where $w_{xi}(t)$ and $w_{yi}(t)$ are the projections of $\mathbf{W}_{oi}(t)$ onto $\hat{\mathbf{w}}_{ox}(t)$ and $\hat{\mathbf{w}}_{oy}(t)$, respectively, and $\hat{\mathbf{w}}_{oz}(t)$ is that of $\mathbf{W}_i(t)$ onto $\hat{\mathbf{w}}_{oz}(t)$.

It is noted that if linear combinations of $v_{zi}(t)$ and $w_{zi}(t)$ are equal to $\|\mathbf{V}_d(t)\|$ and $\|\mathbf{W}_d(t)\|$, respectively, and linear combinations of $v_{xi}(t)$, $v_{yi}(t)$, $w_{xi}(t)$ and $w_{yi}(t)$ are equal to zero, respectively, for $i=1, 2, \dots, n$, then the robot can follow the desired trajectory. This can be mathematically summarized as

$$g_1(\mathbf{u}(t)) = \sum_{i=1}^n u_i(t) v_{zi}(t) - \|\mathbf{V}_d(t)\| = 0, \tag{5}$$

$$g_2(\mathbf{u}(t)) = \sum_{i=1}^n u_i(t) v_{xi}(t) = 0, \tag{6}$$

$$g_3(\mathbf{u}(t)) = \sum_{i=1}^n u_i(t) v_{yi}(t) = 0, \tag{7}$$

$$g_4(\mathbf{u}(t)) = \sum_{i=1}^n u_i(t) w_{zi}(t) - \|\mathbf{W}_d(t)\| = 0, \tag{8}$$

$$g_5(\mathbf{u}(t)) = \sum_{i=1}^n u_i(t) w_{xi}(t) = 0, \tag{9}$$

and

$$g_6(\mathbf{u}(t)) = \sum_{i=1}^n u_i(t) w_{yi}(t) = 0, \tag{10}$$

where $\mathbf{u}(t) = [u_1(t) \ u_2(t) \ \dots \ u_n(t)]^T$ and $u_i(t)$ is a scalar variable to be multiplied to a prespecified small joint angle δq during a

fixed time interval δt so that the velocity of the i -th joint is obtained by $\dot{q}_i(t) = u_i(t)\delta q/\delta t$.

The resolved motion of the redundant robot manipulators is here shown to be obtained by solving an optimization problem with equality and inequality constraints. For this, let $h_j(\mathbf{u}(t))$ for inequality constraint of joint velocity be given by

$$h_j(\mathbf{u}(t)) = \begin{cases} u_j(t) - U_{\max i}, & j = 2i, \\ U_{\min i} - u_j(t), & j = 2i - 1, \end{cases} \quad (11)$$

where $U_{\max i}$ and $U_{\min i}$ are maximum and minimum limit values for the i -th joint velocity, respectively. Then, the optimization problem can be formulated to resolve the motion of redundant robot manipulators as Problem 1 (P_1).

P_1 :

$$\begin{aligned} & \min f(\mathbf{u}(t)) \\ & \mathbf{u}(t) \end{aligned} \quad (12)$$

subject to the constraints

$$g_k(\mathbf{u}(t)) = 0, \quad k = 1, 2, \dots, 6, \quad (13)$$

$$h_j(\mathbf{u}(t)) \leq 0, \quad j = 1, 2, \dots, 2n, \quad (14)$$

where

$$f(\mathbf{u}(t)) = \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \omega_i(t) u_i^2(t).$$

and weighting factor $w_i(t)$, $i = 1, 2, \dots, n$, is adjusted by $Q_{iv}(t)$ and $Q_{iw}(t)$ as follows;

$$\omega_i(t) = \frac{2}{\pi} \tan^{-1} \left(\frac{1}{Q_{vi}(t)} + \frac{1}{Q_{wi}(t)} \right) + \kappa_i, \quad (15)$$

where the weighting factor $w_i(t)$ is selected so that it is inversely proportional to the measures $Q_{iv}(t)$ and $Q_{iw}(t)$. In this way, the joint which contributes largely to the desired motion may move with large velocity. In Eq.(15), κ_i is the off-set weighting factor.

3. Simulation Results

A planar redundant robot manipulator with three degrees of freedom is employed, where the lengths of the links l_1, l_2 , and l_3 are chosen to be the same as 400(mm). The task is to move with the constant velocity of 34.14 (mm/sec) from start point S to goal point G as shown in Fig.4. The initial joint angles are given as $\mathbf{q}(0) = [0^\circ \ -45^\circ \ -45^\circ]^T$. Fig.1.(a) shows robot configurations from S to G when all offset values κ_1, κ_2 and κ_3 in Eq.(15) are chosen as unity. And Fig.1.(b) shows the robot configurations for S to G when $\kappa_1=100.0, \kappa_2=1.0$ and $\kappa_3=1.0$. Since offset value of the 1st joint for the case in Fig.1.(a) is chosen to be 100 times larger than that of the 1st joint for the case in Fig.1.(b), as shown in Fig.2, $\dot{q}_1(t)$ of Fig.2.(a) becomes larger than that of Fig.2.(b). From these simulation results, it is expected that our neural optimization network successfully work according to a choice of weightings in Eq.(15).

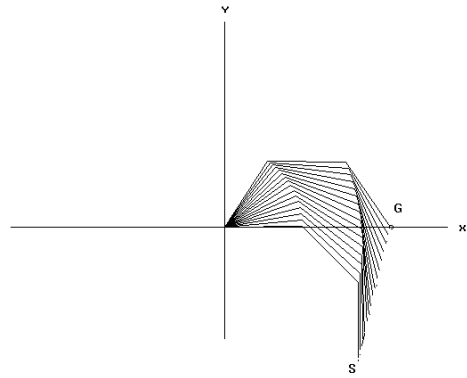


Fig1.(a) Robot configurations from S to when $\kappa_1 = \kappa_2 = \kappa_3 = 1.0$

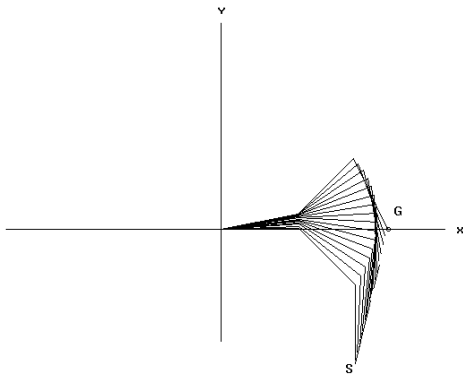


Fig1.(b) Robot configurations from S to when $\kappa_1=100.0$, $\kappa_2=1.0$ and $\kappa_3=1.0$.

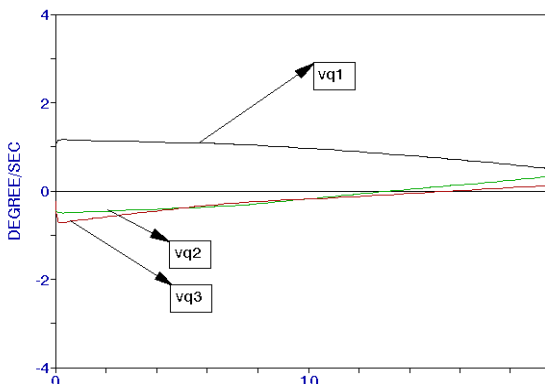


Fig.2 (a) Joint velocity trajectories when $\kappa_1=\kappa_2=\kappa_3=1.0$

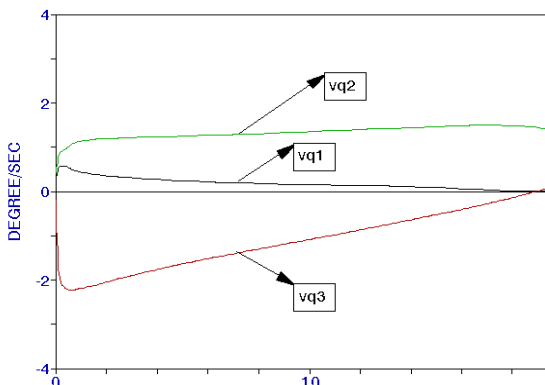


Fig.2 (b) Joint velocity trajectories when $\kappa_1=100.0$, $\kappa_2=1.0$ and $\kappa_3=1.0$.

4. Conculsion

An effective dexterous motion control method of redundant robot manipulators based on optimization solution was proposed to satisfy multi-criteria. Optimal solution approach with equality and inequality constraints is employed in dexterous motion control of the redundant robot manipulators, where physical limits of actuator and dexterous performance are represented as inequality conditions and weightings of the performance function of optimal problem, respectively. The performance was utilized to control redundant manipulators not to be in a singular configuration by a neural optimization network. The validity of the proposed method was shown from the several numerical examples.

Reference

- [1] L.luckiger, "A robot interfacing using virtual reality and automatic kinematics generator," proc. of 29th Intl. Symposium on Robotics, pp.123-126,1998.
- [2] E.Nntonek and L.luckiger," irtual reality: an intuitive approach to robotics," SPIE, Vol. 2, pp 206-269
- [3] [6] R.K. Elsley, "A learning Architecture for Control based on back-propagation Neural Network," *Proc. of IEEE IJCNN-1999*, Vol. 2, pp. 587-594, July, 1999.
- [4] K. Tsutsumi and H. Matsumoto, "Neural Computation and Learning Strategy for Manipulator Position Control", *Proc. of IEEE ICCN*, Vol. 4, pp. 525-534, 1996.
- [5] J. Luh, M. Walker and R. Paul, "Resolved-Acceleration Control of Mechanical Manipulator," *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol. AC-25, No. 3, pp. 468-474, 1988.

본 결과물은 교육부의 재원으로 지원을 받아 수행된 산학협력 선도대학(LINC) 육성사업의 연구결과입니다.

가상 CT 영상기법의 개발과 평가

*양제파, 진형민, 김종효
 서울대학교 융합기술대학원 방사선융합의생명전공
 e-mail : yangzepa@snu.ac.kr, hmjin@snu.ac.kr, kimjhyo@snu.ac.kr

Development and evaluation of virtual CT imaging method

*Zepa Yang, Hyeongmin Jin, Jong Hyo Kim
 Program in Radiation Sciences,
 Graduate school of Convergence of Science and Technology,
 Seoul National University

Abstract

For Computed Tomography being as a quantitative biomarker, virtual CT imaging method is developed and evaluated in this paper. The proposed virtual imaging method is based on various physical phenomena, geometry and parameters of commercial CT. for evaluation, COPDgene phantom was scanned in commercial CT, and generated as a virtual CT image with using digital phantom. these results were compared with using line profile comparison and FWHM method, and its correlation was 0.98.

I. 서론

컴퓨터 단층 촬영(Computed Tomography, CT)의 다양한 장점으로 인해 치료 방침에 직결되는 예측적 생체지표로써 중요하게 여겨지고 있으나, 제조사, 모델 및 장비특성의 다양성으로 인해 정량적 바이오마커로서의 연구에 병목현상이 되고 있다.

따라서, 다양한 CT 물리현상을 포괄하는 CT 시뮬레이터를 개발하여, 정량적 바이오마커로서의 측정 및 연

구에 필요한 오차 한계들을 극복하고, 실제 CT에서 자연적으로 발생하는 잡음 성분들에 대한 저감 및 초저피폭 CT 영상에서의 양자회소화에 따른 잡음 증폭 시 물레이션을 진행하였다.

II. 본론

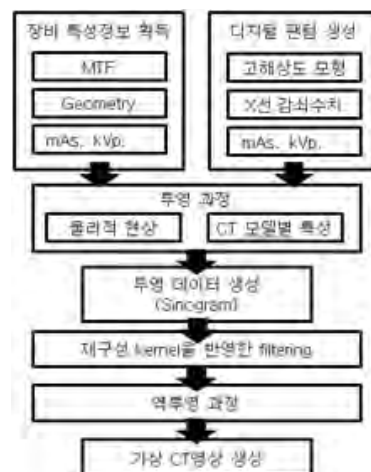


그림 1. 가상 CT 영상기법의 개략적인 프로세스 진행도.

2.1 투영 및 역투영 과정

Fan-beam 방식의 지지대(gantry)의 회전을 통하여,

대상의 모든 각도에서 광원에 해당하는 X선 튜브에서 발생한 X선이 대상체의 내부를 통과하여 검출기에 도달하는 방식으로 개발하였다. 해당 과정은 다음과 같은 수식으로 표현 가능하다.

$$P_V(\xi) = \int_n^s \mu(\xi(x,y), \eta(x,y)) d\eta \quad (1)$$

$$g(x,y) = \int_n^\pi P_V(\xi) d\gamma \quad (2)$$

$$g(x,y) = \int_n^\pi K(\xi) * P_V(\xi) d\gamma \quad (3)$$

그림 5. 클라이언트에서 외부로 연결되는 모습

2.2 물질과 X선의 상호작용 과정

X선의 감쇠 및 스펙트럼의 에너지 별 경화를 다음 수식 및 참고자료를 이용하여 구현 및 적용하였다.

$$I_t(E) = \int I_0(E) e^{-\int \mu(\xi,\eta,E) \rho(\xi,\eta) d\eta} dE \quad (4)$$

$$I_{tr}(E) = \int I_t(E) e^{-\int \mu(\xi,\eta,E) \rho(\xi,\eta) d\eta} dE \quad (5)$$

$$\mu_{Total} = \mu_{photo} + \mu_{Compton} + \mu_{Rayleigh} \quad (6)$$

$$\mu_{photo} = k \frac{\rho}{A} \frac{Z^4}{h\nu^3} \quad (7)$$

$$\mu_{Compton} = n \cdot 2\pi r_e^2 \left[\left(\frac{1+\epsilon}{\epsilon^2} \right) \left(2 \frac{1+\epsilon}{1+2\epsilon^2} + \frac{\ln(1+2\epsilon)}{\epsilon} \right) + \frac{\ln(1+2\epsilon)}{2\epsilon} - \frac{1+3\epsilon}{(1+2\epsilon)^2} \right] \quad (8)$$

TASMIP model을 이용하여 X선을 모델링 하였고, X선의 각 물질에 대한 감쇠계수는 National Institute of Standard and Technology에서 제공하는 물질별 감쇠 수치표를 이용하였다.

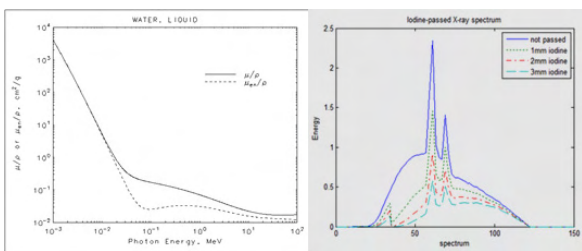


그림 2. (좌) NIST에서 제공하는 물질별 감쇠수치의 일부. (우) TASMIP Model을 이용하여 모델링한 X선의 형태. 스펙트럼 경화 효과가 명실히 들어나고 있다.

2.3 상용 CT모델 별 영상 특성 반영

실제 임상 환경에서 얻어질 CT영상과 가급적 흡사한 화질과 특성을 반영하는 영상을 모사하기 위하여 시물

레이션 하고자 하는 CT장비로부터 주요 재원과 특성 함수를 측정하여 반영할 수 있도록 하였다.

점 흐림효과(focal spot blurring) 효과 및 상용 CT 모델과 동일한 영상 처리효과 등을 얻기 위하여, 상용 CT 상에서 적용되는 재구성 filter kernel 별로 MTF를 획득, 가상으로 얻어진 투영 데이터(sinogram)에 합성하였다

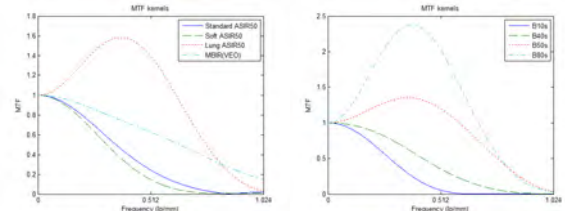


그림 3. 상용 CT 모델에서 측정된 MTF의 예. 좌측) Siemens Sensation 16의 B10s ~ B80s, 우측) GE Discovery 750의 Standard / Soft / Lung ASIR 50 및 MBIR(VEO).

실제 상용 CT 기기에서의 촬영 대상과 동일한 형태와 X선 감쇠계수를 가진 고해상도 수치 팬텀을 제작, 실제 촬영 결과와 비교하여 평가하였으며, 촬영에 사용된 팬텀은 일정 단계의 반지름을 가지는 원통형의 물통 팬텀과, CT 출력 영상의 수치 QC 검사 및 제조정 등에 사용되는 COPDgene 팬텀을 사용하였다.

II. 결과

영상 내의 잡음 패턴 및 흐림 효과 등으로 인한 영상 내부의 형태를 실제 촬영 영상과 육안 비교로 확인하였고, 촬영 영상과 시뮬레이션 영상의 주요 부분들의 line profile에서의 비교 방법으로 1차원 내에서의 차이 및 최고/최저값, 차이 값들을 이용하여 수치적으로 비교하였다.

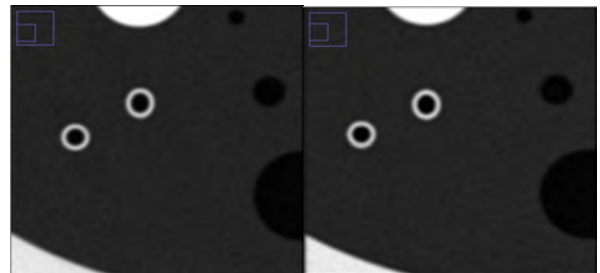


그림 4. COPDgene 팬텀의 실제 촬영 영상과 디지털 팬텀을 이용한 결과 영상의 비교. 좌측이 실제 영상이며, 우측이 생성된 영상.

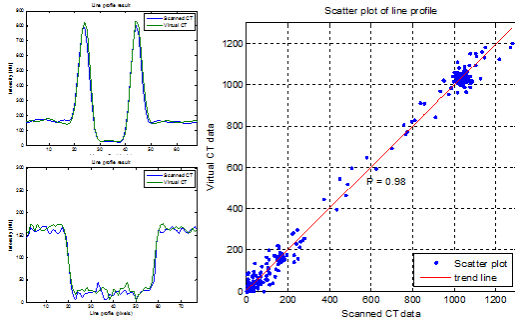


그림 5. (좌) COPDgene 팬텀의 촬영 결과 영상과 가상 CT 결과영상의 line profile 비교. 전체적으로 실제 촬영 결과와 매우 흡사한 결과가 나온 것을 볼 수 있음. (우) Line profile의 비교 결과값의 분산그래프. 잡음의 영향으로 나타난 상이한 값을 제외하면, 대부분의 두 값의 차이가 거의 직선으로 수렴하며, 상용 CT 모델에서 촬영한 값에서 얻은 결과와 가상 CT영상에서 얻은 결과 0.98의 상관계수를 보였다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구에서는 소프트웨어적인 시뮬레이션을 통하여 실제 환경에서 일어나는 물리적인 현상을 모사한 가상 CT 영상기법이 개발되었다. 개발된 가상 CT 기법의 성능을 평가하기 위해, 가상 CT 결과 영상과 임상적으로 사용되고 있는 상용 CT 모델과의 촬영 결과 영상을 육안적 비교와 FWHM 측정법 등의 정량적인 비교를 수행하였다. 화질 면에서 육안적으로는 구분하기 어려운 정도의 유사성이 있었고, FWHM, 정량적인 측정치, scatter plot 등의 결과 95% 이상의 유사성을 확인하였다.

본 연구에서 제안한 방식을 고성능 컴퓨팅 기술과 함께 CT 정량적 영상 바이오마커 연구에 융합하면, 다양하고 정교한 디지털 팬텀을 제작할 수 있으며, CT 제조사별 기술 요소를 관련 문헌자료 등의 수집 및 측정을 통해 반영할 수 있고, 표준화를 위한 최소요건 데이터를 제공할 수 있는 가상 CT 영상기법 등의 시뮬레이션 CT 영상을 생성하는 실험환경을 개발하여, 가상 CT 환경에서 다양한 요소가 정량적 영상 바이오마커에 미치는 영향에 대한 평가가 가능하며, 이 표준화의 병목현상의 해소에 기여할 수 있을 것으로 예상된다.

참고문헌

[1] Buzug TM, Mihailidis D. Computed Tomography: From Photon Statistics to Modern Cone-Beam CT. Springer, Heidelberg (2008)
 [2] Kim N, Seo JB, Song KS, Kang SH. Automatic

measurement of oblique-oriented airway dimension at volumetric CT: Effect of imaging parameters and obliquity of airway with FWHM method using a physical phantom. Proc. SPIE 6512, Medical Imaging 2007: Image Processing, 65123C (March 08, 2007);
 [3] Radiological Society of North America, Quantitative Imaging Biomarkers Alliance. <https://www.rsna.org/QIBA.aspx> as of accessed on Jan. 14th, 2013
 [4] Food and Drug Administration, Guidance for Industry: standards for clinical trial imaging endpoints. <http://www.fda.gov/Drugs/GuidanceComplianceRegulatoryInformation/Guidances/default.htm> as of accessed on Jan. 14th, 2013.
 [6] Segars WP, Mahesh M, Beck TJ, Frey EC, Tsui BM. Realistic CT simulation using the 4D XCAT phantom. Med Phys. 2008 Aug;35(8):3800-8.
 [7] Boone JM, Fewell TR, Jennings RJ. Molybdenum, Rhodium, and Tungsten Anode Spectral Models Using Interpolating Polynomials with Application to Mammography. Med Phys. 1997 Dec;24(12):1863-74.
 [8] Heismann BJ, Leppert J, Stierstorfer K. Density and Atomic Number Measurements with Spectral X-Ray Attenuation Method. J. Appl. Phys. 94, 2073--2079 (2003)
 [9] Hubbell JH, Seltzer SM. Tables of X-Ray Mass Attenuation Coefficients and Mass Energy-Absorption Coefficients from 1 keV to 20 MeV for Elements Z=1 to 92 and 48 Additional Substances of Dosimetric Interest*. <http://www.nist.gov/pml/data/xraycoef/index.cfm> as of accessed on Jan. 14th, 2013
 [10] Judy PF, Estepar SJ, Hoffman E, Lynch D. COPDGene Study Quality Assurance Phantom, Med. Phys. 36, 2435 (2009);
 [11] Boone JM. Determination of the presampled MTF in computed tomography, Med Phys. 2001 Mar;28(3):356-60.

건식 능동 뇌파 전극 설계와 뇌파 특징 추출 알고리즘 기술

임채영, 김현우, 김영환
전자부품연구원

e-mail : lcy@keti.re.kr, hwkim@keti.re.kr yhkim93@keti.re.kr

Development of Active Dry-Electrodes and Signal Processing Algorithm

Chae-Young Lim, Hyun-Woo Kim, Young-Hwan Kim
Korea Electronics Technology Institute, Medical IT Convergence Research
Center

Abstract

Active dry electrodes have several advantages compared to traditional electrodes such as not needing a potentially irritating solution and minimal skin preparation and therefore have long been presented as a possible replacement for wet electrodes. However, because of the absence of solution, the skin-electrode impedance is much higher possibly causing critical distortions when measuring low-level signals as in the case of the electroencephalogram(EEG). Careful design of a supporting interface circuit is needed to lower the impedance and accurately measure the desired signal. This research presents a development of an active dry electrode for EEG measurement based on a chopper stabilized operational amplifier and compares the performance to a standard gel-based Ag/AgCl electrode used in medical practice.

The measured impedance of the developed active electrode was less than the Ag/AgCl electrode and the measured EEG signal and extracted characteristic signal were qualitatively similar to that of the traditional electrode. For quantitative comparison, real-time analysis was performed on the acquired signal from both traditional and active electrode measuring the power per frequency range after filtering external noise. Similar power content was present in the obtained signal from the traditional and active dry electrode. From the results, we can conclude that the developed active dry-electrode shows comparative performance to traditional Ag/AgCl electrodes. When considering the additional advantages of the developed electrodes, such as the convenience of use and ease of application to EEG measurement the developed electrode shows enormous potential as a replacement for the standard electrode for EEG monitoring in various ambulatory and hospital settings..

본 연구는 서울시 전략산업 지원사업 (SS110008)의 지원에 의해 수행되었음.

I. 서론

뇌파는 표면에서 기록될 때 매우 낮은 전위를 갖기 때문에 약간의 장애 요소가 첨가 되어도 데이터의 손실을 가져오게 된다. 뇌파의 손실에 영향을 주는 요소는 전기 생리적 신호와 외부 환경적 요인으로 인해 발생하는 인공물로 분류할 수 있으며 이는 측정 기술 또한 환경에 따라 어느 정도 억제가 가능하다[1].

뇌전도를 획득하기 위한 전극은 부착 방식으로 인해 단점이 있는 습식 전극과 습식 전극의 단점을 보완하기 위한 건식전극방식이 있다[2]. 건식 전극은 주로 전극의 재료에 초점을 맞추었으며 연구된 전극들은 빠르고 간편하게 부착이 가능한 점에서 중환자의 응급 모니터링, BCI 등에 유용할 수 있다. 하지만 건식 전극들은 근본적으로 전해질을 사용하지 않으므로 매우 높은 임피던스 상황에서 생체 신호를 측정해야 하는 제한점이 있어, 측정 대상 신호가 비교적 큰 근전도, 심전도 및 안전도에 국한하였고, 뇌파 신호에 대해서는 많은 연구가 이루어 지지 못했다. 이러한 제한점을 극복하기 위해 건식 능동 전극을 이용한 뇌파획득에 관하여 연구한다.

II. 본론

본 연구에서 제안된 시스템은 16bit MCU를 사용하였고 0.3Hz~50Hz의 아날로그 대역 통과 필터를 적용하여 200Hz로 양자화하여 EEG를 분석하였다.

2.1 건식 능동전극 제작

뇌파는 저주파의 신호뿐만 아니라 낮은 전위 신호이기 때문에 안전화 기술이 필요하다. 안전화 기술은 5uV이하의 매우 낮은 전위를 갖는 신호의 측정이 가능하다. 개발된 건식 능동 전극은 임상용 전극과 습식 전극 보다 무거우나 추가되는 전해질의 무게를 고려한다면 크기와 무게 면에서 피험자에게 가해지는 불편함을 최소화 할 수 있을 것이다. 개발된 건식 능동 전극이 전해질을 사용한 Ag/AgCl 전극에 비해 임피던스는 낮았으며 10분후 측정에서도 낮았다.

2.2 분석방법

전기 생리적 신호의 유입으로 고주파 성분의 파워가 강한 구간과 움직임으로 인해 뇌파의 전위가 극도로 높은 구간은 제외하였고 심전도의 유입은 AICF 필터를 통하여 제거 하였다.

2.3 실험방법

근전도의 유입으로 파워가 강한 구간은 제외 하였고, 뇌전도에 심전도 잡음이 섞인 경우 심전도 잡음을 제거하기 위하여 적응 임펄스 상관 필터를 구성하였다.

따라서 본 연구에서는 LSA 필터를 사용하여 뇌전도에 포함된 심전도 잡음을 강조 하도록 하였다.

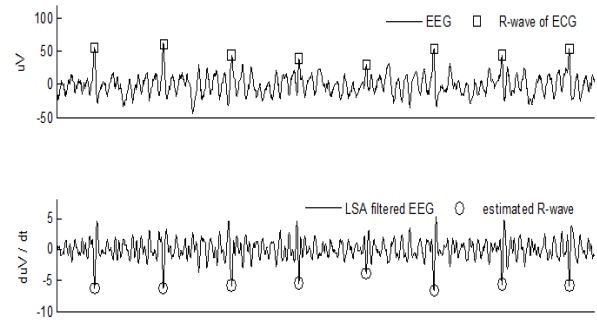


그림 1. EEG신호와 LSA filter된 EEG 신호 그리고 추정된 R-wave

또한 측정시 유입된 ECG를 제거하기 위하여 뇌전도에서 LSA 필터 결과로 R파를 추정하고, ECG의 R파와 동기화된 임펄스를 기준 입력으로 AICF 필터에 적용하여 뇌전도에 유입된 심전도 잡음을 최소화 하였다.[그림 1.]

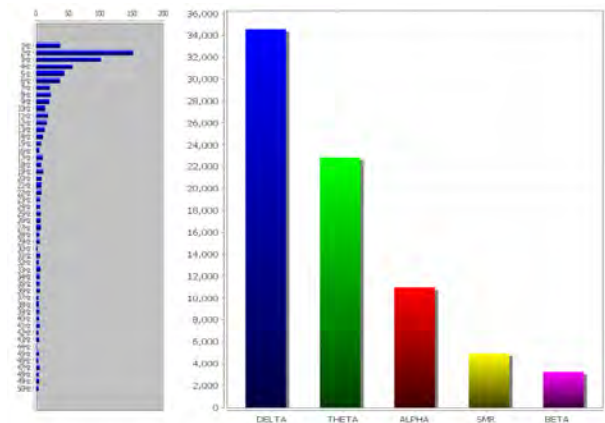


그림 2 FFT변환 후 Power Spectrum chart

개발된 건식 능동 전극과 습식 전극을 사용하여 피험자 모두에게서 뇌전도를 획득하여 시간영역과 PSD 및 임상에서 사용되는 주파수 영역에서 분석한 결과 그림 2와 같이 개발된 건식 능동 전극의 파워가 습식 Ag/AgCl전극과 유사 하였다. 안전화된 회로로 인하여 제한된 주파수 대역이 아닌 임상에서 사용하는 대역까지 분석하였다.

Ⅲ. 논의

본 연구에서 개발된 건식 능동 전극을 이용하여 측정된 뇌파는 실험결과 Ag/AgCl전극의 경우와 거의 동등한 수준의 신호를 측정할 수 있었다. 또한 건식 능동 전극은 빠른 시간 시간에 불쾌함을 가하지 않으면서 고정 시킬 수 있다는 장점이 있고, 외부에서 발생하는 인공물에 대한 강입함도 Ag/AgCl 전극에 비하여 상대적으로 높은 수준의 성능을 보였다.

기존 연구에서도 습식 전극과 동등한 수준의 신호가 측정되었다고 보고한 경우가 있었으나, 본 연구에서는 임상적으로 사용하는 모든 주파수 영역에 대해 비교 분석을 실시하였으며 제한된 주파수 대역이 아닌 임상에서 사용하는 주파수 대역까지 Ag/AgCl 전극과 유사한 주파수 분포를 보였다는 점에서 의미가 있다. 기존의 연구에서 Ag/AgCl 전극보다 파워가 높지 않았던 것은 안정화된 회로로 노이즈를 효과적으로 억제하였기 때문이라고 판단할 수 있다[3].

Ⅳ. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구에서 개발한 건식 능동 전극은 임상 뇌파 검사시 사용되는 습식 전극과 비교하여 거의 동등한 수준의 신호를 얻을 수 있었으며 AICF 필터를 통하여 노이즈를 최소화 하여 향후 임상에 적용 가능성이 있음을 확인하였다. 특히 간편함과 이동성, 신속성이 요구되는 응급 환자의 모니터링의 경우 전두엽에서 측정되는 채널만으로도 의식 상태를 파악하는데 충분히 유용하게 사용될 수 있기에 더욱 본 전극의 활용 가능성이 높다고 판단된다. 그러나 실제 임상에서 사용하기 위해서는 안정성과 고정을 위한 편의성 그리고 통증을 유발하지 않는 전극의 재질 및 모양 등이 종합적으로 개발되고 보완 되어야 할 것으로 사료된다.

참고문헌

- [1] Kwon OY. Artifact in Electroencephalography. Journal of the Korean Society for CLinical Neurophysiology 2003. 5.
- [2] Ferree Thomas C, Luu Phan, Russell Geald S, Tucker Don M. "Scalp electrode impedance, infection risk, and EEG data quality". Clin Neurophysiol 2001; 112: 536-544
- [3] Abdelkader Hadj Said, "Design of a Chopper

Amplifier for Use in Biomedical Signal Acquisition" Engineering, Southern Illinois University Edwardsville, 2010

일직선상의 초음파 비이컨을 이용한 이동 로봇 위치 추정

*정석기, 고낙용, **김태균
조선대학교 제어계측공학과
e-mail : *seokki@chosun.kr*
e-mail : *nyko@chosun.ac.kr*
한국해양과학기술원 해양시스템연구부
e-mail : *tgkim@kiost.ac*

Mobile Robot Localization Using Aligned Ultra Sound Beacons

*Seok Ki Jeong, Nak Yong Ko
School of Control and Instrumentation Engineering
Chosun University
**Tae Gyun Kim
Korea Institute of Ocean Science and Technology

Abstract

This paper describes an MCL algorithm for a mobile robot navigating in an environment with ultrasonic beacons. Many of the previous researches have dealt with localization with beacons arranged in rectangular configuration. Our approach uses ultrasonic beacons which are aligned in a straight line. In this case, some of the work area is out of reach of some of the ultrasonic beacon signals. Our work analyses and compares the localization performance affected by the number of range data from the beacons. Also, it shows analysis on the statistics of the ultrasonic range measurement which also affects the localization performance.

I. 서론

이동 로봇은 임무 수행을 위해 그리고 이동 중 장애물과 외부 환경요소의 위치 파악 및 보정을 위해 스스로의 위치를 인식 가능해야 한다. 로봇의 위치 추정은

임무 수행 완수와 환경정보의 보정을 위해 자율 주행에 있어 필수적 기술이다[1-3].

본 논문은 이동 로봇을 경로를 따라 이동시키는 동안 엔코더 데이터와 초음파 비이컨을 통해 획득한 센서데이터를 이용해 위치 추정을 보인다. 초음파 비이컨을 이용한 기존의 연구들은 직사각형으로 배열된 비이컨들을 사용한 위치 추정에 대해 다루었다. 본 논문에서는 초음파 비이컨들을 일직선상에 배치하고 실험한 결과를 보인다. 본 논문에서는 일직선상에 배치된 초음파 비이컨의 송신 신호가 도달하지 않는 지역에서 위치 추정이 가능한지를 보인다. 위치 추정에 사용된 알고리즘은 Monte Carlo Localization(이하 MCL) 알고리즘이다[4].

본 논문에서는 위치 추정을 위한 MCL 알고리즘을 2장에서 소개하고, 3장에서 실험환경과 실험결과에 대해 보인다. 마지막으로 4장에서는 결론과 향후 연구에 대해 제시한다.

II. 본론

2.1 MCL 알고리즘

본 절에서는 MCL 알고리즘에 대해 설명한다. 그림 1은 MCL 알고리즘의 과정을 나타낸다. 4번째 줄은 정해진 l 개의 파티클에 운동 모델을 적용해 각 파티클들

의 예측 위치를 구하고, 연산된 예측 위치는 파티클의 위치 정보로 새로 저장된다. 5번째 줄에서는 측정 모델을 통해 각 파티클의 신뢰도를 평가한다. 8번째 줄부터 11번째 줄은 파티클의 신뢰도를 기반으로 파티클을 재생성하는 과정을 나타낸다.

```

1: Algorithm MCL( $X_{t-1}, u_t, z_t, m$ )
2:    $\bar{X}_t = X_t = \emptyset$ 
3:   for  $n = 1$  to  $N$  do
4:      $x_t^{[n]} = \text{sample\_motion\_model}(u_t, x_{t-1}^{[n]})$ 
5:      $w_t^{[n]} = \text{measurement\_model}(z, x_t^{[n]}, m)$ 
6:      $\bar{X}_t = \bar{X}_t + \langle x_t^{[n]}, w_t^{[n]} \rangle$ 
7:   endfor
8:   for  $n = 1$  to  $N$  do
9:     draw  $k$  with probability  $\propto w_t^{[k]}$ 
10:    add  $x_t^{[k]}$  to  $X_t$ 
11:  endfor
12:  return  $X_t$ 
    
```

그림 1. MCL 알고리즘

2.2 측정 모델

본 절에서는 2.1절에 설명된 측정 모델에 대해 다룬다. 본 실험에서는 측정 모델을 위해 지수 확률분포와 가우시안 확률분포를 조합하여 사용한다. 그림 2는 지수 확률분포를 나타내고 있다[5]. 그림 3은 가우시안 확률분포를 나타낸다. 두 확률분포가 적용되는 정도에 대해 가중치를 결정한다. 조합하고자 하는 확률 분포들에 적용되는 가중치를 모두 더하면 1이 되어야 한다. 각각의 확률분포에서 획득한 확률 값에 가중치를 곱하고 연산결과를 더하면 조합된 확률분포의 확률 값을 구할 수 있다.

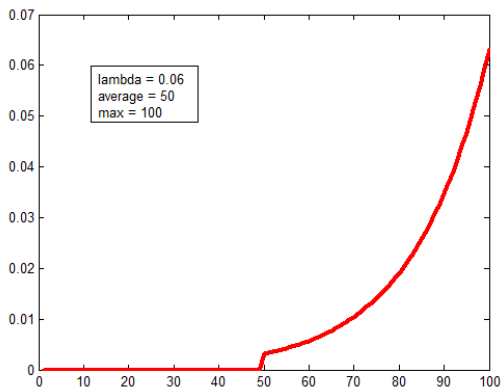


그림 2. 초음파 센서 값에 적용될 지수 확률분포

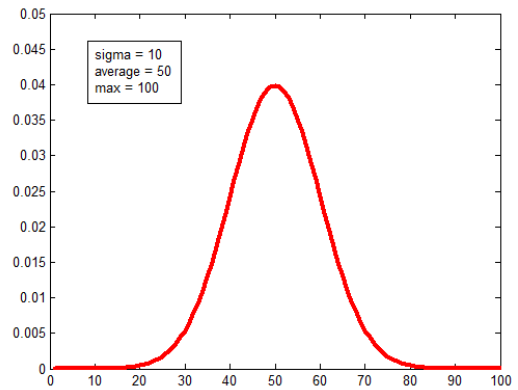


그림 3. 초음파 센서 값에 적용될 가우시안 확률분포

그림 4는 지수 확률분포와 가우시안 확률분포에 가중치를 적용해 조합한 확률 분포를 나타낸다. 가중치의 값을 모두 더하면 1이 되고 확률분포의 확률 값을 모두 더하면 1이 됨을 보인다.

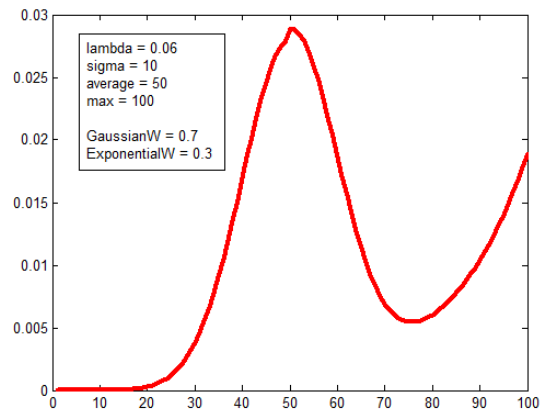


그림 4. 지수 확률분포와 가우시안 확률분포의 조합

III. 실험

본 실험에서는 이동 로봇의 속도정보와 초음파센서 데이터를 획득해 저장하고, 저장된 데이터를 이용해 MCL 알고리즘을 수행한다. 본 장에서는 실험환경 및 실험에 사용된 로봇과 초음파 센서에 대해 나타낸다. 그리고 획득한 데이터를 이용해 몬테카를로 위치 추정 알고리즘을 적용한 위치 추정을 보인다.

3.1 실험환경

그림 5는 조선대학교 전자정보대학 6층 6103호 교실을 나타낸다. 그림 5는 6103호에 설치된 USAT A105의 비이컨과 설치된 모습이다. 그림5의 왼쪽은 로봇의

주행경로를 녹색 선으로 나타내고, 설치된 USAT A105의 비이컨들의 위치를 적색 원으로 나타낸다. 오른쪽 그림은 설치된 USAT A105의 비이컨들을 나타낸다. 그림 6은 실험장소, 주행 시 경유점들과 비이컨들의 좌표를 나타낸다.



그림 5. 실험장소의 로봇 주행경로와 설치된 USAT A105 비이컨

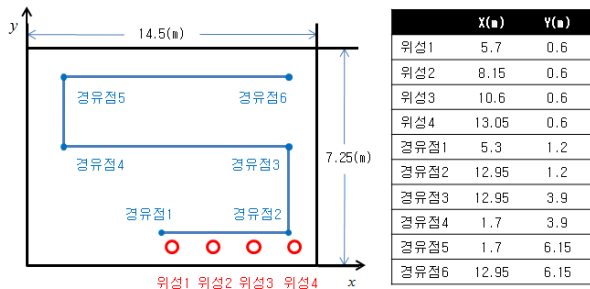


그림 6. 실험장소의 로봇 경유점과 설치된 USAT A105 비이컨 좌표

그림 7은 실험에 사용된 차륜 구동 로봇과 로봇에 설치된 USAT A105의 수신기이다. 실험에 사용된 차륜 구동 이동 로봇은 레드윈테크놀러지(주)의 NRLAB 02 제품이다.

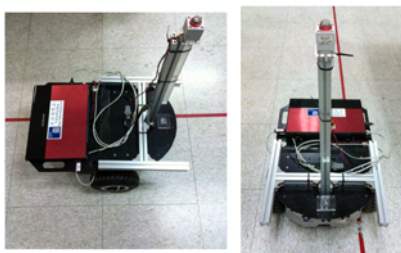


그림 7. 실험에 사용된 로봇과 USAT A105 수신기

3.2 획득 데이터 이용 MCL 알고리즘 적용

그림 8은 획득한 데이터들을 이용해 MCL 알고리즘을 적용하기 위한 프로그램을 나타낸다. 그림의 왼쪽 상단에는 측정된 센서 데이터를 보여주고, 오른쪽에는

MCL 알고리즘을 통해 추정된 위치와 추측 항법을 통해 추정된 위치를 나타낸다.

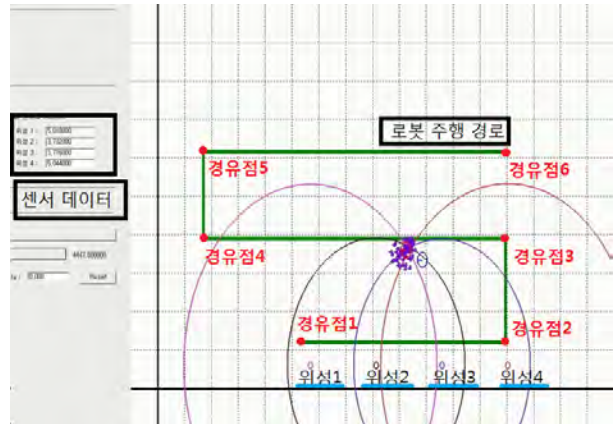


그림 8. 데이터를 이용한 MCL 알고리즘 적용 프로그램

그림 9는 획득한 데이터들을 이용해 MCL 알고리즘을 적용한 추정 위치를 표현한다. 그림 9는 경유점 1에서 6으로 이동하는 동안 위치 추정을 나타낸다. 그림 9의 각 그림에는 시간순서를 그림의 우측 상단에 나타냈다. 경유점 1에서 6까지 진행하는 동안 저장된 데이터를 이용한 경우 MCL 알고리즘을 통한 위치 추정이 가능함을 알 수 있다.

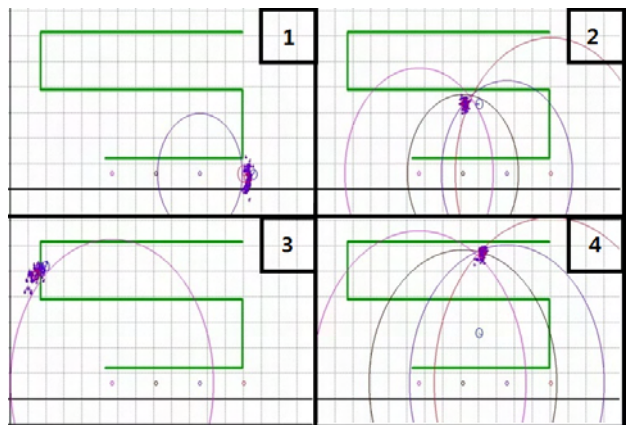


그림 9. 경유점 1에서 경유점 6까지 주행 데이터를 이용 MCL 구현

그림 10은 경유점 6에서 1로 이동하는 동안 위치 추정을 나타낸다. 경유점 1에서 6까지 진행하는 동안 저장된 데이터를 이용한 경우 MCL 알고리즘을 통한 위치 추정에 문제가 있음을 보인다.

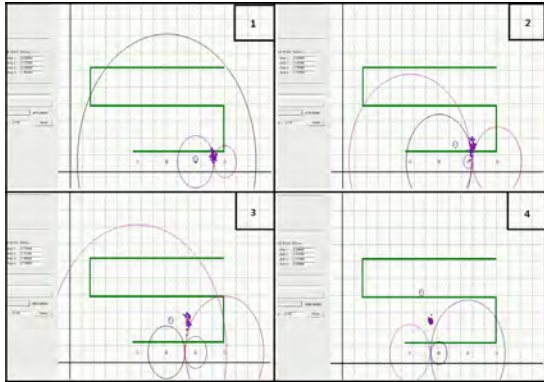


그림 10. 경유점 6에서 경유점 1까지 주행 데이터를 이용 MCL 구현

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 기존에 사용된 초음파 비이컨의 배치와 다르게 초음파 비이컨을 일렬로 배열했다. 2장에서는 위치 추정을 위해 적용한 MCL 알고리즘을 소개한다. 그리고 초음파 비이컨 센서 데이터의 센서 모델을 위한 확률 분포와 조합에 대해 설명한다. 본 실험에서는 초음파 비이컨을 설치하고 실험한 장소, 로봇과 초음파 수신기에 대해 나타낸다. 그리고 초음파 비이컨을 통해 획득한 데이터들을 MCL 알고리즘을 적용해 위치 추정 성능을 보였다. 실험의 그림 9와 그림 10에서 추정 성능이 다를 수 보인다. 그림 9를 통해 경유점 1에서 6까지 로봇이 주행하는 동안 파티클의 평균 위치는 로봇 주행경로에서 1m반경 이내로 나타나고 있음을 알 수 있다. 하지만 그림 10의 4에서는 경유점 2에서 1로 주행하는 동안 추정 위치가 경로에서 약 1.5m 오차를 보이고 있다. 이는 초음파 비이컨과 수신기의 각도에 따라 데이터 수신에 문제가 있으므로 판단된다.

본 논문을 통해 비이컨의 오차의 측정과 로봇의 운동 불확실성을 구해 센서 모델과 운동 모델의 파라미터들을 개선할 필요가 있다고 사료된다. 향후 연구로 비이컨과 수신기의 거리에 따른 오차정도와 로봇의 운동 불확실성에 대해 실험하고, 실험을 통해 획득한 운동 에러와 센서의 특성들을 고려해 본 논문과 같은 실험 환경에서 MCL을 통한 위치 추정에 대해 연구할 예정이다.

참고문헌

[1] Thrun, S. 1998a. Learning metric-topological maps for indoor mobile robot navigation, *Artificial Intelligence*, 99(1):21 - 77.

[2] G. Jang, S. Kim, W. Lee, and I. Kweon, "Color landmark-based self-localization for indoor mobile robots," *IEEE Intl. Conf. on Robotics and Automation(ICRA'02)*, Washington D.C., pp. 1037-1042, 2002.

[3] Jens-Steffen Gutmann, Ethan Eade, Philip Fong, and Mario E. Munich, "Vector Field SLAM-Localization by Learning the Spatial Variation of Continuous Signals," *IEEE Transactions on robotics*, vol. 28, no. 3, pp. 650-667, Jun. 2012.

[4] Sebastian Thrun, Wolfram Burgard, Dieter Fox, *Probabilistic Robotics*, The MIT Press, Aug. 2005.

[5] 김태균, 고낙용, 노성우, "초음파 비이컨을 사용한 이동로봇 실내 주행용 파티클 필터 SLAM," 제7권, 제2호, pp. 391-399, Apr. 2012.

감사의 글

이 논문은 2013년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(일반연구자지원사업, 지역대학우수과학자지원사업, 과제명: 해저 지형과 해수면 높이를 고려한 융합형 수중 로봇 위치 추정).

4 개의 모터 추진 시스템을 가진 무인 비행체의 지능형 자세 제어기 설계

*백승준¹, 임신탉¹, 이덕진², 정길도^{1,3}
전북대학교 전자공학부
군산대학교 기계·자동차공학부
전북대학교 전자정보신기술연구센터

e-mail : *hitpack@jbnu.ac.kr, deokjlee@kunsan.ac.kr, kitchong@jbnu.ac.kr*

Design of an intelligent attitude controller for the Unmanned Aerial Vehicle with four-motors-propulsion system

*Seung Jun Baek, Shin Taek Lim, Deok Jin Lee, Kil To Chong

¹Department of Electronic Engineering, Chonbuk National University

²School of Mechanical & Automotive Engineering, Kunsan National University

^{1,3}Advanced Electronics and Information Research Center, Chonbuk National University

Abstract

In this paper, we proposed an intelligent attitude controller. A presented vehicle is an aircraft with four bldc motors. It is known as the quadrotor robot. A design methodology is the fuzzy logic based control that has a lot of advantages in the non-linear systems. Specifically, the fuzzy logic control ensures that not only stability but also performance of closed-loop fuzzy control systems for the quadrotor robot while it has model uncertainties and external disturbances. The result of the simulations of the quadrotor robot are shown in this paper.

I. 서론

최근 무인 항공기는 공학 분야의 많은 관심을 받고 있으며, 다양한 연구기관에서 무인 항공기를 이용하여 결과를 발표하고 있다.[1][3][5] 또한, 군사 분야에서는 무인 항공기를 이용한 군사적 임무를 수행해오고 있고, 민간 분야에서는 교통량 흐름 조희나, 영상 촬영

등에 이용 되어지고 있다.[4] 무인항공기의 연구가 활발해 지면서, 무인 항공기의 크기와 효율성을 고려하여 여러 기체의 형태가 발전되게 되었으며 그 중, 회전형 기체인 쿼드로터는 십자형 막대로 이루어진 각각의 끝에 네 개의 모터 추진 시스템을 가지며 고정형 기체보다 수직 이착륙과 정지 비행이 가능하다는 장점과 더불어 전자 기술과 로봇 산업의 발달로 소형화가 가능하다는 장점을 가지고 있다.

본 논문에서는 무인 쿼드로터 로봇의 효과적인 임무 수행을 위한 자세제어를 한다. 첫 번째로, 자세제어를 위하여 무인 쿼드로터 로봇을 수학적으로 모델링하고 [2], 두 번째, 모델링 된 기체에 대한 퍼지 로직을 이용한 자세 제어기를 설계하여 쿼드로터 로봇의 비 선형성과 모델링 과정에서의 오차를 보완할 수 있는 방법을 제안하겠으며, 추가적으로 외란에 대해서도 강인한 제어를 수행한다. 마지막으로 제어기의 성능을 시뮬레이션을 통하여 검증한다.

II. 본론

2.1 무인 쿼드로터 로봇의 동역학 모델

무인 쿼드로터 로봇은 병진운동과 회전운동을 하는

6 자유도 시스템이지만, 본 논문에서는 자세제어만을 다루고 있으므로, 회전운동에 관한 동역학 모델링만을 보이겠다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \sin\phi \tan\theta & \cos\phi \tan\theta \\ 0 & \cos\phi & -\sin\phi \\ 0 & \sin\phi \sec\theta & \cos\phi \sec\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \quad (1)$$

이때, $[\dot{\phi}, \dot{\theta}, \dot{\psi}]^T$ 는 Euler 각의 미분 성분이고, $[p, q, r]^T$ 은 기체의 각속도 성분이다. 우리는 식 (1)을 쿼드콥터 로봇의 운동학모델로 정의한다.

또한 무인 쿼드콥터의 역학을 식 (2)로 정의할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{q} \\ \dot{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{J_y - J_z}{J_x} qr \\ \frac{J_z - J_x}{J_y} pr \\ \frac{J_x - J_y}{J_z} pq \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{J_x} \tau_\phi \\ \frac{1}{J_y} \tau_\theta \\ \frac{1}{J_z} \tau_\psi \end{bmatrix} \quad (2)$$

이때, J_x, J_y, J_z 는 쿼드콥터 로봇 기체의 관성모멘트이다.

2.2 쿼드콥터 로봇의 자세제어기 설계

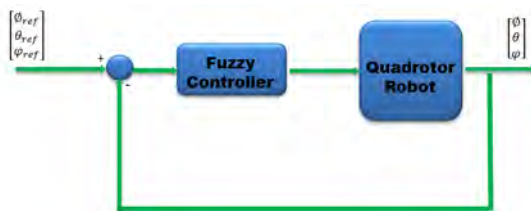


그림 1. 쿼드콥터 로봇의 제어 블록 선도

본 논문에서 제안하는 무인 쿼드콥터 로봇의 자세제어기는 인공지능 제어 기법인 Fuzzy logic control을 수행하였다. 네 개의 모터는 pwm 신호에 따라 토크를 생성하게 되며 이는 회전 운동을 위한 기준 각의 값을 생성하게 된다. 그림 1에서 보이는 $[\phi_{ref}, \theta_{ref}, \psi_{ref}]^T$ 는 기준 각을 의미 하며, 쿼드콥터 로봇에서는 모델링된 기체의 각 $[\phi, \theta, \psi]^T$ 을 출력하게 되는데 이때 두 행렬 값 사이에서는 오차가 발생하게 되는데 이러한 오차 값을 보완하는 방법으로 Fuzzy logic attitude controller를 설계하였다.

제어기의 Input range는 오차의 최소값에서 최대값까지의 범위를 설정하였고, Output range는 이를 보상하는 범위로 설정하여 설계한다.

멤버쉽 함수는 롤(roll, ϕ), 피치(pitch, θ), 요(yaw, ψ) 각각 5개(NB,NS,ZO,PS,PB)를 사용하였으며, 피치 제어 규칙은 각각의 각 정보 값을 위하여 25개로 이루어져 오차 값에 따른 빠르게 수렴할 수 있게 규칙을 적용 시켰다. 퍼지추론으로는 Mandani 추론을 적용하였고, 비 퍼지화 방식으로는 무게 중심법(Center of gravity method)을 사용하였다.

III. 실험

본 모의 실험에서는 무인 쿼드콥터 로봇의 기준 자세 정보 값에 따른 출력 대비의 오차 상태를 보여준다. 자세 제어의 신뢰성을 보이기 위해 그림 2에서는 롤(roll, ϕ) 기준 값을 3.2초에서 6초 사이에서 입력을 가했을 때 오차 상태를 보여주고, 피치(pitch, θ) 기준 값을 5초에서 10초 까지 0.7 rad의 입력을 했을 때의 상태를 보여준다. 마지막으로, 그림 4는 1.3초에서 3.7초 간에 요(yaw, ψ)입력에 대한 출력 대비 오차 상태를 보여준다.

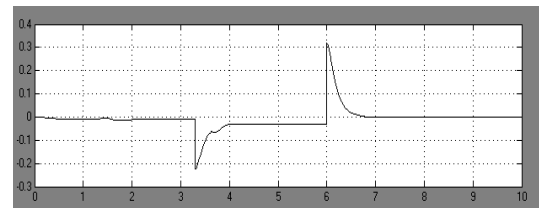


그림 2. Angular ' ϕ ' error

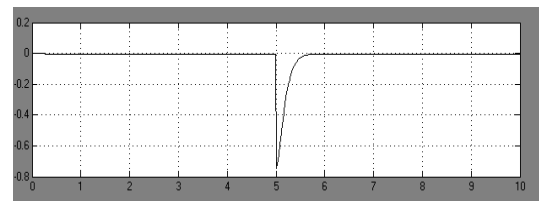


그림 3. Angular ' θ ' error

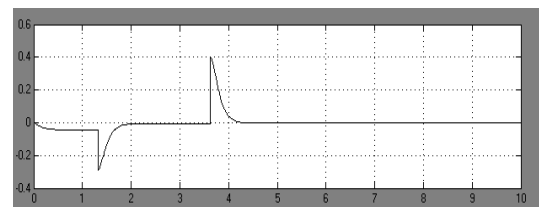


그림 4. Angular ' ψ ' error

실험 결과, 급작스러운 입력에도 빠른 오차 수렴 상태를 확인할 수 있으며, 이는 본 논문에서 제안하는

Fuzzy Logic Controller의 신뢰성을 보여준다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 무인비행체의 효과적인 임무 수행을 위한 Fuzzy logic attitude controller를 제안하였으며, 무인 비행체 중에서도, 최근에 활발히 연구 되고 있는 쿼드로터형 무인 비행체 로봇을 이용하여 자세제어를 수행하였다. 자세제어기를 설계하기 위하여 무인 쿼드로터 로봇의 동역학 모델링을 정의하여 실제 로봇의 환경에 맞게 구현 하였다. pwm 신호에 따른 토크값은 기준 각 정보를 생성 하게 되며 이는 제안하는 자세 제어기의 입력으로 정의하여 모델링된 쿼드로터 로봇의 출력 값과의 오차를 생성하여 이를 보완하는 제어기를 설계하였다.

제안하는 Fuzzy Logic Controller는 기존의 일정한 기준 각 보다 비선형성을 가지는 입력에 대해서 빠른 오차 수렴 상태를 보이고 있으며, 이것으로 제어기의 우수성을 확인할 수 있다.

향후 이러한 모의 실험 데이터를 기반으로 실제 쿼드로터 모델에 자세제어를 수행할 계획으로 연구를 진행하겠다.

사 사

본 연구는 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행한 연구임(2012-0038978).

참고문헌

- [1] A. M. Singh, D. J. Lee, and K. T. Chong, "Attitude and altitude controllers for quadrotor," Proc. of IEEK Summer Conference, pp. 2557-2558, June 2012.
- [2] R. W. Beard, "Quadrotor dynamics and control," Brigham Young University, Oct. 2008.
- [3] 김진형, 강민성, 박상덕, "Dynamic Modeling and Robust Hovering Control of a Quadrotor VTOL Aircraft", 제어 로봇 시스템학회 논문지, 제14권, 제12호, pp. 1260-1265, 2008. 12.
- [4] Z. Zamudio, R. Lozano, J. Torres, and J. L. Rullan-Lara, "Vision based stabilization of a quadrotor using nested saturation control approach," Proc. of 15th International Conference on System Theory, Control, and Computing

(ICSTCC), pp. 1-6, Oct. 2011.

- [5] Y. W. Jang, S. T. Lim, T. H. Kim, K. H. Lee, S. J. Baek, and K. T. Chong, "Design and simulation quadrotor controller for stable positioning control," Proc. of Conference of Institute of Control, Robotics and Systems, pp. 205-206, Oct. 2012.

부 커패시턴스 생성을 이용한 캐스코드 증폭기의 주파수 응답 특성 개선 방법

*이순재, 정항근
전북대학교 전자 정보 공학부
e-mail : *mir@jbnu.ac.kr, hgjeong@jbnu.ac.kr*

Improvement of the Frequency Response of the Cascode Amplifier Using the Negative Capacitance Generation

*Soon-Jai Yi, Hang-Geun Jeong
Division of Electronics and Information Engineering
Chonbuk National University

Abstract

This paper presents the improvement method of the frequency response using the floating capacitance in the common-gate amplifier. The negative capacitance is estimated by Miller effect model based on the AC gain of the amplifier. In the cascode amplifier, poles of all nodes are analyzed before connecting the floating capacitance and are compared with the change after connecting the floating capacitance. The improvement of the frequency response is verified through the circuit simulation.

I. 서론

캐스코드 증폭기는 공통 소스 증폭기와 공통 게이트 증폭기를 연결한 형태이며 다음과 같은 장점이 있어 아날로그 회로 설계에 많이 사용된다[1-3]. 첫 번째, 소신호 출력저항 값이 커서 높은 이득을 필요로 하는 곳에 사용된다. 두 번째, 밀러 효과에 의해 발생하는 커패시턴스를 감소시켜 주파수 응답 특성을 향상시킨다. 그 이유는 공통 게이트 증폭기의 영향으로 공통

소스 증폭기의 이득이 크지 않기 때문이다.

캐스코드 증폭기의 경우 주파수 응답 특성을 향상시키기 위해 공통 소스 증폭기를 크게 설계한다. 하지만 이때 발생하는 기생 커패시턴스로 인해 오히려 주파수 응답 특성이 나빠지는 경우도 발생한다[5]. 이 경우 공통 게이트 증폭기의 소스와 드레인 사이에 커패시턴스를 연결해 부 커패시턴스를 만들고 이를 활용하여 증폭기의 주파수 응답 특성을 개선시킨다.

본 논문에서는 공통 게이트 증폭기에 연결되는 부유 커패시턴스를 결정할 때, DC 이득을 사용한 밀러 정리를 적용해서 얻어지는 부유 커패시턴스 값과 AC 이득을 사용하여 얻어지는 부유 커패시턴스 값을 비교하였다. AC 이득을 사용하여 얻어지는 부유 커패시턴스는 DC 이득을 사용한 경우보다 커패시턴스가 약 1/2로 줄어든다. 또한 모의실험을 통해 주파수 응답 특성의 개선도 확인하였다.

II. 부 커패시턴스를 생성하는 캐스코드 증폭기의 해석

그림 1 (a)는 캐스코드 증폭기의 회로도이며 그림 1 (b)는 캐스코드 증폭기의 M2에 부유 커패시턴스를 연결한 회로이다. 연결된 부유 커패시턴스는 부 커패시턴스를 생성하며 이로 인해 캐스코드 증폭기의 주파수 응답 특성을 개선한다.

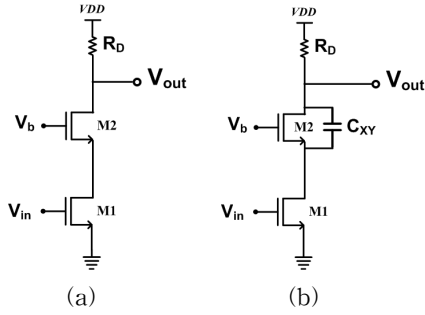


그림 1. (a) 캐스코드 증폭기, (b) 주파수 응답 특성을 개선한 캐스코드 증폭기

2.1 DC 이득을 사용한 밀러 효과 모델에 의한 해석

그림 1 (b)의 M2에 연결된 부유 커패시턴스에 밀러 정리를 이용하여 소신호 등가회로를 그리면 그림 2와 같다. 밀러 정리를 적용할 때 DC 이득을 사용하였다.

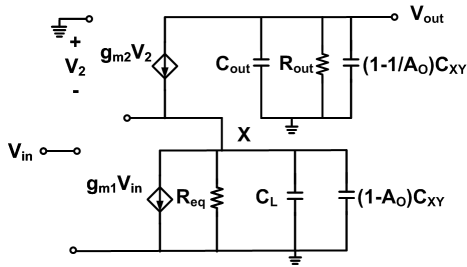


그림 2. DC 이득을 사용한 밀러 정리를 적용한 후의 등가회로

그림 2에서 사용된 파라미터 값들을 식 (1)에 나타내었다.

$$A_o = g_{m2}R_{out}, R_{out} = r_{o2} // R_D, R_{eq} = r_{o1} // \frac{1}{g_{m2}} \quad (1)$$

C_L 은 M1의 드레인에서 생성되는 모든 기생 커패시턴스를 나타내며 r_{o1} 과 r_{o2} 는 M1과 M2의 출력저항이다. 노드 X와 출력 노드에서의 극점은 다음과 같다.

$$\omega_{p,X} = \frac{g_{m2}}{C_L + (1 - g_{m2}R_{out})C_{XY}} \quad (2)$$

$$\omega_{p,out} = \frac{g_{m2}}{(g_{m2}R_{out} - 1)C_{XY}} \quad (3)$$

2개의 극점이 서로 같을 때 캐스코드 증폭기는 최대 3-dB 주파수를 갖는다. 식 (2)와 (3)을 비교하면 다음과 같은 조건에서 최대 3-dB 주파수를 갖게 된다.

$$C_L = 2(g_{m2}R_{out} - 1)C_{XY} \quad (4)$$

2.2 AC 이득을 사용한 밀러 효과 모델에 의한 해석

그림 1 (b)에서 M2에 연결된 부유 커패시턴스에 밀러 정리를 적용할 때 AC 이득을 사용하면 등가회로는 그림 3과 같다. AC 이득을 사용할 때 출력 커패시턴스의 효과는 무시하였다. 그 이유는 출력 커패시턴스가 매우 작아서 무시할 수 있고 수식의 빠른 계산을 위해서이다. 출력 커패시턴스를 제외한 AC 이득을 사용하면 부유 커패시턴스는 직렬 CR 회로가 된다. 직렬 CR 회로에서 C는 DC 이득을 사용했을 때와 같은 커패시턴스 값이다.

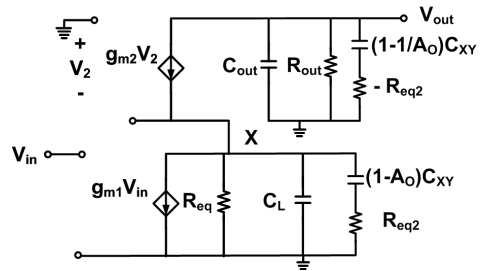


그림 3. AC 이득을 사용한 밀러 정리를 적용한 후의 등가회로

그림 3에서 사용된 파라미터 값은 그림 2에서 사용된 파라미터 값과 동일하며 AC 이득 사용으로 추가된 R_{eq2} 의 값을 식 (4)에 나타내었다.

$$R_{eq2} = -\left(r_{o1} // \frac{1}{g_{m2}}\right) \quad (4)$$

출력 노드에서의 극점은 다음과 같다.

$$\omega_{p,out} = \frac{g_{m2}R_{out}}{(g_{m2}R_{out} - 1)C_{XY}(R_{out} + 1/g_{m2})} \quad (5)$$

X 노드에서는 극점의 계산이 쉽지 않으므로 먼저 전달함수를 구했다. 전달함수의 분모와 판별식은 다음과 같다.

$$s^2(1/g_{m2})^2(g_{m2}R_{out} - 1)C_L C_{XY} + s(1/g_{m2})C_L + 1 = 0$$

$$D' = C_L - 4(g_{m2}R_{out} - 1)C_{XY} \quad (6)$$

본 논문에서는 X 노드에서 주파수 응답 특성 개선을 위해 극점이 이중근이 되도록 설계하였고 이때의 조건은 식 (7)과 같다.

$$C_L = 4(g_{m2}R_{out} - 1)C_{XY} \quad (7)$$

DC 이득을 사용할 때 도출된 식 (4)와 비교해보면 부유 커패시턴스의 값이 절반만 필요하다는 것을 알 수 있다.

III. 모의실험

캐스코드 증폭기의 주파수 응답 특성이 개선되는 것을 확인하기 위해 그림 1 (b)와 같은 회로를 설계하고 모의실험을 통해 비교하였다. CMOS 0.18 μm 공정 파라미터를 사용하였으며 전원 전압은 1.8 V, 전류는 1 mA, R_D 는 200 Ω , $(W/L)_1=1600$, $(W/L)_2=55$ 이다. M1의 드레인에서 발생하는 기생 커패시턴스는 약 300 fF이며 주파수 응답 특성을 개선하기 위해 연결해준 커패시턴스는 DC 이득을 사용한 밀러 정리를 이용할 때는 40 fF, AC 이득을 사용한 밀러 정리를 이용한 경우에는 20 fF이다. 모의실험 결과는 그림 4에 나타내었다.

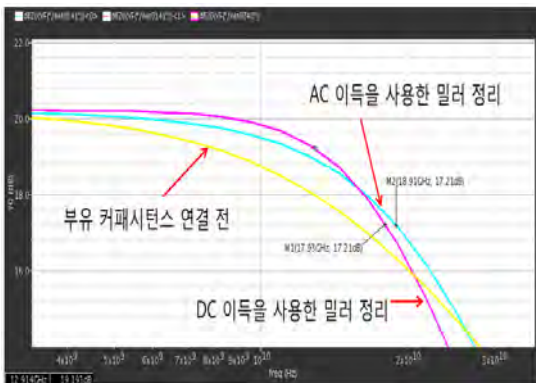


그림 4. 주파수 응답 특성 비교

부유 커패시턴스를 연결해준 후 캐스코드 증폭기의 주파수 응답 특성은 약 2.2 GHz(14%) 정도 개선되었다. AC 이득을 사용한 밀러 정리와 DC 이득을 사용한 밀러 정리의 적용에 있어서 주파수 개선 효과 차이는 크지 않지만 사용된 커패시턴스는 2배의 차이를 보인다. 집적회로 설계시 커패시턴스는 MOSFET에 비하여

사이즈가 커 적은 커패시턴스의 사용은 면적 효율을 높일 수 있다. 표 1은 예측한 결과와 모의실험 결과를 비교한 것이다. 예상된 결과와 비슷한 모의실험 결과를 확인할 수 있다.

표 1. 캐스코드 증폭기의 3-dB 주파수

주파수 응답 특성	예상		모의실험	
	보상 전	보상 후	보상 전	보상 후
3 dB (GHz)	17.3	19.3	15.7	17.9
개선율 (%, GHz)	12 % (2 GHz)		14 % (2.2 GHz)	

IV. 결론

본 논문에서는 캐스코드 증폭기의 주파수 응답 특성 개선을 위해 공통 게이트에 연결되는 부유 커패시턴스를 유도하였다. 부유 커패시턴스에 밀러 정리를 적용할 때 AC 이득을 사용해 계산하면 DC 이득을 사용한 경우보다 커패시턴스가 절반으로 줄어들어 집적회로 설계시 면적의 효율을 높일 수 있다. 예측된 부유 커패시턴스로 인해 캐스코드 증폭기의 주파수 응답 특성이 개선되는 것을 모의실험을 통해 확인하였다.

ACKNOWLEDGEMENT

본 논문은 2013년도 지식경제부 기술혁신사업의 재원으로 부품소재기술개발사업(No. 10038976)의 지원을 받아 수행된 연구결과입니다.

참고문헌

- [1] A. Sedra and K. Smith, Microelectronic Circuit. New York: Oxford, 1982.
- [2] B. Razavi, Design of Analog CMOS Integrated Circuits. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [3] 박홍준, CMOS 아날로그 집적회로 설계. 서울: 시그마프레스, 1999.
- [4] W. S. Oh, K. Y. Park, K. H. Park, C. J. Kim, and J. K. Moon, "Design and implementation of 10-Gb/s optical receiver analog front-end in 0.13- μm CMOS technology." IEICE Trans. Electronics, vol. E93, no. 3, pp. 393-398, 2010.
- [5] 이순재, 정향근, "소스 팔로워의 주파수 특성 연구," 전북지부 추계연합 학술대회, pp. 25 - 27, Dec. 2012.

Pre-Classifier를 활용한 HBA 차량검출 개선

*김재경, 이준희, 정기화, 김정섭
(주) 만도

e-mail : *jk.kim@mando.com, leejunhee@mando.com, p14012@mando.com,
ssu2@mando.com

Improving the Night Vehicle Detection for High Beam Assistance System using Pre-Classifier

*Jae-Kyeong Kim, Jun-Hee Lee, Ki-Hwa Cheong, Jeong-Seob Kim
MANDO Corp.

Abstract

In this paper, we propose an improved method for High Beam Assistance(HBA) System. HBA system give driver some convenience of night driving using Front Camera in vehicle. Generally, this process of night vehicle detection is done by detecting the light blobs in input images. Our method is a kind of Preprocessing. this method is effective to decrease for detecting the delineator.

다.

이러한 이유로 최근 운전자의 실시간 운전 환경을 Camera 시스템을 통해 반영한 HBA(High Beam Assistance)시스템이 개발되었다. HBA 시스템은 Camera 영상 신호를 통해 전방 차량 유무를 판단하여 기존 두 가지 빔패턴(Low beam, High beam)을 스위치 전환방식으로 작동시킨다. 그림 1과 같이 차량이 없을 경우에 한하여 High beam을 자동 점등하고, 차량 감지 시 Low beam으로 전환한다.

I. 서론

야간 운전의 경우, 운전자의 넓은 시계를 위해 상향등 점등 후 운전을 하게 된다. 하지만 마주 오는 차량 또는 선행차량 운전자에게 눈부심을 발생시켜 위험 상황을 만들어낼 소지가 있다. 이에 운전자는 적절히 상향등을 직접 제어해야만 한다. 하지만 이러한 상황은 운전자에게 피곤함을 가중시키며, 운전자의 부주의함으로 원활한 제어가 이루어지지 않는 경우를 발생시킨



그림 1. HBA 동작 모습

야간 차량 감지의 경우, 주간 차량의 형태를 인식하여 판단하는 것과 달리 상대차량의 전조등 및 후미등의 광원을 검출하여 인식한다. 이는 야간도로 환경에서 볼 수 있는 차량 광원을 포함한 다양한 광원 및 반사광들을 필터링해야 정확한 차량 감지가 가능하다는 것을 의미한다.

본 논문에서는 곡선로에서의 차량광원 검출영역을 적절히 설정하고 실제 차량 광원과 반사체에 의한 반사광의 차이점을 이용한 Pre-Classifer를 제안한다. 이 Pre-Classifer 적용을 통해 많은 연산과정이 불필요해지게 되므로 고가의 고성능 연산장치가 아닌 저가 연산장치를 통해 동일한 효과를 나타낼 수 있다.

II. 본론

2.1 HBA system 분석

HBA에서 일반적인 차량 인식 과정은 아래 그림 2와 같이 구성된다.

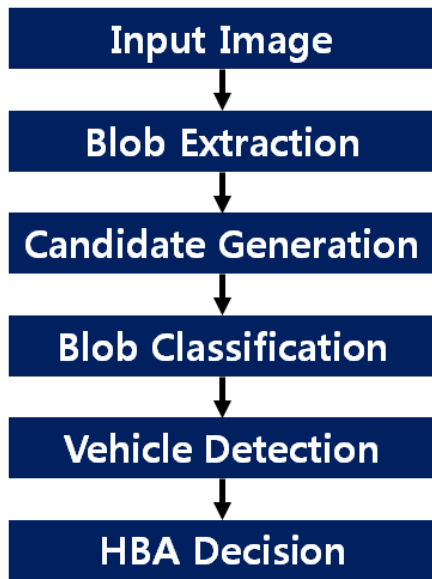


그림 2. HBA 동작 흐름

HBA에서 후보군 추출(Candidate Generate)의 과정은 Image 속 밝게 빛나는 Bright Blob을 추출하여 차량이 될 가능성이 있는 Blob끼리 짝을 짓는(Pairing) 과정이다. HBA에서 차량/비차량 구분(Classification)은 후보군 추출 단계에서 나온 후보들을 차량인지 아닌지 분류하는 과정이다.

이때, 차량/비차량을 구분하기 위해 영상에 여러 가지 Mask Operation이 필요하고 이것을 Embedded로 구현

하기 위해 시간이 많이 걸리는 Memory Operation을 사용해야 한다. 실시간성을 필요로 하는 운전자 지원 시스템에서 이를 해결하기 위해 고성능 영상처리용 Processor를 사용해야 한다. 이 점은 HBA 저가 구현에 큰 장애물이 된다. 따라서, HBA 저가 구현의 열쇠는 얼마나 Classifier 사용 빈도를 줄이느냐에 달려있다. Classifier의 사용 빈도를 줄이는 방안으로 Filtering 개념의 Pre-Classifer를 고려할 수 있다. 애초에 후보군 생성 과정에서 나온 후보가 관심 영역 밖에 있거나 혹은 차량의 기본 조건을 만족하지 못한다면, Classifier에 통과시키기 전에 비차량으로 판단함으로써 Classifier 사용을 줄이는 것이다. 영상에서 Bright Blob의 위치, 크기, Intensity를 고려해서 Pre-Classifer를 만들 수 있다.

2.2 Pre-Classifer 적용 대상 선정

Bright Blob의 위치와 크기를 비교해도 가장 빈번하게 Pre-Classifer를 통과하는 것은 곡선로에 배치되어 있는 텔레네이터와 같은 반사체이다. 핀홀 모델을 사용하는 일반적인 일안 카메라에서 가까운 곳에서 밝게 반사되어 나오는 반사체와 먼 곳에 위치하여 밝기가 어둡게 찍힌 차량 전조등은 매우 유사하다. 따라서 일반적인 경우 연산량이 많은 Classifier를 통해야 차량/비차량 구분이 가능하다. 그림 4는 Perspective Model에서 근처에 있는 반사체와 멀리 있는 차량 광원이 영상에서 같은 Pair Distance를 가질 수 있음을 보여준다. 식 1은 Perspective 모델의 간단한 정리이다. 그림 4와 그림 5는 가까이 있는 반사체가 사람조차 쉽게 구분할 수 없을 만큼 자동차 광원과 유사함을 보여준다.

$$W_c = \frac{f \times d}{W_v} \tag{식 1}$$

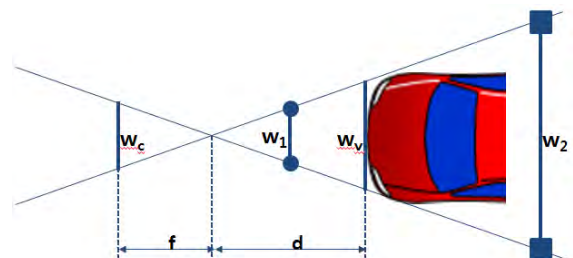


그림 3. Perspective Model



그림 4. 차량 후미등과 유사한 반사체



그림 5. 실제 차량 후미등

2.3 제안하는 방법

HBA는 자차의 High Beam 배광맵과 Euro NCAP 규정을 기준으로 다음 그림 6과 같은 Top View ROI(Region Of Interest)를 갖는다. 이때 그림 6의 A와 B는 ROI를 벗어나므로 인식할 필요가 없는 대상이 된다.

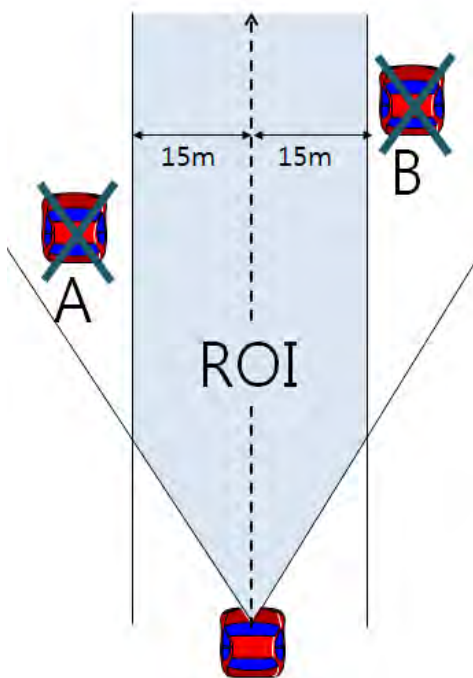


그림 6. Top View ROI

자동차가 곡선로를 따라 선회 하고 있다고 가정하자. 그림 7과 같이 곡선로의 호와 ROI의 좌측 경계영역이 만나는 지점으로부터 ROI영역 밖으로 벗어난 차량을 고려해보자. 자차로부터 그림 4의 A 지점보다 멀리 떨어진 곳의 차량은 관심 차량이 아니다. 만약 자차의 선회 반경 R을 알 수 있다면, A 점은 차량 좌표계를 기준으로 다음과 같은 교점을 통해 구할 식 2을 통해 구할 수 있다.

$$D = \sqrt{R^2 - (R - 15)^2} \quad (\text{식2})$$

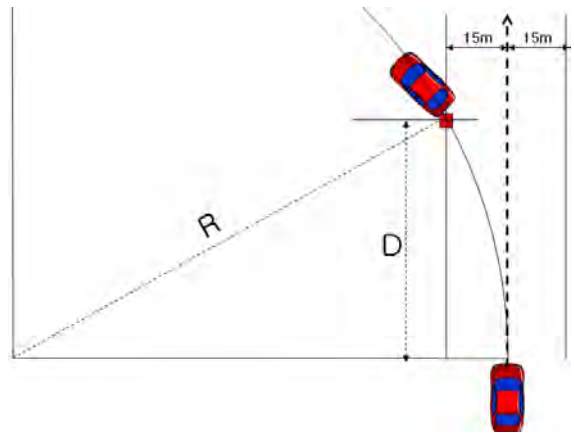


그림 7. 선회시 실제 차량 후미등 출현 거리

이때, 식 2에서 구한 최대 거리를 식 1에 대입하면, 적당한 실제 물리적 차량 폭에 대하여 영상에서의 최소 Blob(W_c) 간 거리(Min pair distance)를 구할 수 있다. 다시 말해, 영상에서 찾은 차량 후보 중 최소 Blob간 거리 보다 작은 후보는 존재 할 필요가 없다는 것이다. 이는 강력한 Pre-Classifier로 적용할 수 있다.

국내 도로의 곡선로에 반사체가 많은 구간은 대부분 곡률 반경이 작은 구간임을 고려해 볼 때, 본 연구가 제안한 방법은 많은 연산량 감소를 제공한다. 한국 도로의 곡률 반경이 최소 75m임을 고려하여 상기 식에 넣을 경우, 인식해야 하는 최대 거리가 매우 작아져, 곡률 반경을 고려하지 않을 때에 비해 매우 큰 폭으로 감소한다.

다음 그림 8은 곡률 반경을 기준으로 줄어든 Longitudinal ROI를 보여준다. 곡선반경이 75m일 경우 그림 8의 붉은색 영역에서 해당 거리 기준의 Blob 간 거리(Min pair distance)를 만족하는 Pair set만이 차량 Light일 수 있다. 그 외의 것은 기타 반사체 광원으로 판단하여 후보군(Candidates)에서 탈락시킨다.

Ⅲ. 결론 및 향후 연구방향

본 연구는 단일카메라로부터 취득한 영상의 모든 광원과 실제 주행하는 도로상황에서 나올 수 있는 광원 위치 및 그 특성의 차이점을 이용해 Pre-Classifier를 설계하였고, 해당 전처리과정을 통해 많은 연산과정을 감소시킬 수 있었다. 하지만 더욱 신뢰성 있는 System 구성을 위하여 최근 ADAS(Advanced Driver Assist System)제품들을 연계 활용하는 방안을 검토해볼 필요가 있다. 최근 많이 활용되는 레이더를 활용하게 되면 광원으로 찾아낸 차량정보와 실제 레이더로 검출해낸 차량을 비교해 볼 수 있어 높은 정확도를 낼 수 있을 것이다. 또는 네비게이션 정보를 혼합하여 도로 곡률반경을 추출해내 사용하는 연구가 추후 필요하다.

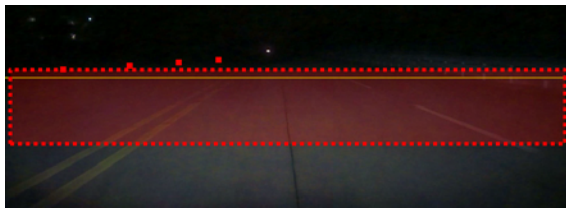


그림 8. 곡률반경 기준에 맞는 ROI 설정

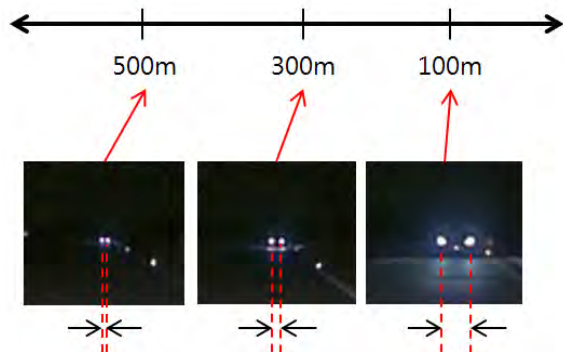


그림 9. 거리별 차량 Blob 간 거리

2.4 시험결과

성능 향상을 확인하기 위해 그림 4의 주행환경과 동일한 상황에서 실차시험을 통한 성능을 확인하였다. 시험에 사용된 카메라의 focal_length_factor(f)는 HD(1280*800)기준으로 1350이다. 실제 차량의 최소 차폭은 1.5m로 가정하였다. 그림 10과 그림 11은 이와 같은 결과를 보여준다. 그림 10에서 빨간색 네모를 친 부분이 본 연구의 제시방법 적용 후 그림 11에서 Pre-Classifier로 Filtering되었다.



그림 10. 개선 전 오검출 존재



그림 11. 개선 후 오검출 없음

참고문헌

- [1] Gonzalez, R.C, Woods, R.E., Digital Image Processing 2/E, Addison-Wesley, 1999.
- [2] 박태석, 장형수, “단일 카메라 기반 상향등 자동 전환 시스템 설계”, 한국자동차공학회, 한국자동차공학회 학술대회 및 전시회, 2012.11, 1279-1285 (7 pages)
- [3] 음성민, 정호기, “차선 인식을 활용한 지능형 전조등 제어용 야간 차량 검출 개선”, 한국자동차공학회, 한국자동차공학회 학술대회 및 전시회, 2011.11, 1269-1274 (6 pages)

구두

컴퓨터 소사이어티

컴퓨터 1

컴퓨터 2

SUMMER

파일 크기를 고려한 하둡 환경 설정 최적화

*최성운, *박승훈, **최현수 **윤성로
*고려대학교 IT융합학과, **서울대학교 전기정보 공학부
e-mail : sryoon@snu.ac.kr

Optimization of Hadoop Environments for Small Files

*Sungwoon Choi, *Seunghun Park, **Hyun-soo Choi, **Sungroh Yoon
*Department of IT Convergence
Korea University
**Department of Electrical and Computer Engineering
Seoul National University

Abstract

The Apache Hadoop library allows distributed computing of large-scale data using clusters of computers. Data storage is managed by the Hadoop distributed file system (HDFS), and data processing utilizes the map-reduce framework. By default, HDFS is designed to load a large amount of data, making it inefficient to store small-size files. In this paper, we proposed a method to optimize the Hadoop parameter configuration so that the system performance degradation for small-size files can be reduced significantly. We focus on two parameters dfs.block.size and input.split.size and show the effectiveness of our approach using thorough experiments.

I. 서론

하둡(Hadoop)은 대용량 데이터를 분산 처리할 수 있는 자바기반의 오픈소스 프레임워크로써 최근 급격하게 늘어난 빅 데이터의 분석에 사용된다.[1] 현재 기업, 정부, 의료, 교육 분야 등에서 하둡을 이용하여 대용량 데이터에 대한 연구를 활발히 진행 중이며, 다른

분야에서도 하둡 도입을 검토하고 있다.

하둡은 분산 파일 시스템인 HDFS(Hadoop distributed file system)에 데이터를 저장하고, 분산 처리 시스템인 맵리듀스(Map-reduce)를 이용해 데이터를 처리한다. HDFS는 마스터(Master)-슬레이브(Slave) 아키텍처로 구성되며, 파일 시스템의 네임스페이스 기능을 수행하는 네임노드(Namenode)와 데이터 블록 파일을 저장하는 데이터노드(Datanode)로 구성된다. HDFS에는 파일을 블록(Block) 단위로 분할하여 분산된 서버에 나눠서 저장한다. 이 때, 블록사이의 크기가 크면 네임노드 메모리를 절약하여 더 많은 파일 및 대용량 데이터를 저장할 수 있지만, 작은 파일의 저장에는 매우 비효율적이게 된다. 또한, 이 블록들은 맵리듀스 단계에서 매퍼(Mapper)와 리듀서(Reducer)의 개수를 결정하는 역할을 한다. 매퍼와 리듀서의 개수에 따라 하둡 성능의 차이가 발생하며, 따라서 각 환경에 따라 적절한 값을 설정하는 것은 매우 중요하다고 할 수 있다.

본 논문에서는 하둡의 성능을 최대화하면서 작은 용량의 데이터를 효율적으로 HDFS에 저장하는 방법을 제시하였으며, 하둡에 기본적으로 내장된 Wordcount와 아파치 머하웃 프로젝트(Mahout)의 SVD(Singular vector decomposition) [2] 두 개의 알고리즘을 이용하여 검증하였다.

II. 본론

2.1 하둡(Hadoop)

하둡은 대용량 데이터를 분산 처리할 수 있는 자바 기반의 오픈소스 프레임워크이다.[1] 하둡은 분산 파일 시스템인 HDFS(Hadoop distributed file system)에 데이터를 저장하고, 분산 처리 시스템인 맵리듀스를 이용해 데이터를 처리한다.

하둡은 하둡 환경설정 값(Hadoop configuration parameter)을 참조하여 실행되며, 기본적으로 이 값들은 기본 값(Default)으로 설정이 되어있다. 하지만 이 값에 따라 하둡의 성능이 크게 달라지며 각자의 시스템에 맞게 이 값을 최적화 하는 것이 매우 중요하다.[3][4][5]

2.2 HDFS(Hadoop distributed file system)

HDFS는 마스터(Master)-슬레이브(Slave) 아키텍처로 구성되어 있으며, 마스터의 역할을 네임노드가 슬레이브의 역할은 1개 이상의 데이터노드가 맡고 있다. 네임노드는 HDFS의 모든 메타데이터를 관리하며 데이터노드에는 블록으로 나뉜 데이터들의 저장이 이루어지게 된다.

기본적으로 HDFS는 대용량 파일 저장에 최적화 되어 있어 블록 사이즈 보다 크기가 작은 파일의 저장에는 매우 큰 데이터공간의 낭비가 있게 된다. 낭비되는 공간은 아래와 같다.

$$(dfs.block.size - filesize) * dfs.replication$$

dfs.block.size는 사용자가 설정한 블록 사이즈를 의미하며 filesize는 저장하려는 파일의 크기를 나타낸다. dfs.replication은 블록의 복제수를 의미하며 기본적으로 3으로 설정되어 있다. 따라서 그림 1.에서 보듯이 블록 사이즈가 128MB로 설정된 하둡 환경에 10MB의 파일을 저장 시 $(128 - 10) * 3 = 354MB$ 의 용량 낭비가 있게 된다.

filename1	file	10 MB	3	128 MB	2013-05-01 14:20
filename2	file	15.3 MB	3	128 MB	2013-05-01 14:20
filename3	file	13.4 MB	3	128 MB	2013-05-01 14:21

그림 1 작은 파일의 비효율적인 저장 공간 낭비

작은 크기의 파일을 위해 블록 사이즈를 작게 설정하게 되면 네임노드에서 관리하는 메타데이터의 크기가 커져 파일 및 디렉토리 개수에 제한을 받게 된다. 또한, 작은 블록 사이즈는 블록의 개수에 영향을 주게 되며, 이는 시스템에서 생성되는 총 맵퍼의 개수에 영

향을 주어 시스템의 성능을 저하한다.

2.3 맵리듀스(Map-reduce)

맵리듀스 잡을 실행하면 입력 데이터를 인풋스플릿(InputSplit)이라는 작은 단위로 분리해서 데이터를 처리하게 된다. 이때 인풋스플릿은 기본적으로 HDFS의 블록 사이즈인 64MB를 사용한다. 다시 말하면 각각의 블록은 하나의 맵퍼에 할당되어 작업을 실행한다. 하지만 작은 용량을 파일들을 위해 블록사이즈를 작게 설정하게 되면 인풋스플릿의 수가 많아지게 되며 인풋스플릿 관리와 맵 태스크(Map task) 생성 작업이 지연되어 전체적으로 맵리듀스 잡 실행시간이 지연되는 결과가 발생하게 된다.

III. 실험

3.1 실험환경

본 논문에서는 dfs.block.size와 input.split.size 값의 변화에 따른 수행성능의 비교를 통하여 최적의 값을 찾는 방법을 제안하였다. 실험에 사용된 Node의 개수는 총 31개로 1개의 네임노드와 30개의 데이터노드로 구성되어 있다. 각 컴퓨터의 사양은 표 1과 같다. 각각의 데이터노드들은 최대 8개의 맵퍼 또는 리듀서를 동시에 실행 가능하다. 따라서 본 논문에서 구성한 하둡 환경에서는 총 240개의 맵퍼 또는 리듀서가 동시에 동작 가능하며 자세한 것은 표 2에 나타내었다.

표 1. 네임노드와 데이터노드의 컴퓨터 사양

	Namenode	Datanode x 30
Processor	Intel i7 3.2GHz x 12	Intel i7 3.4GHz x 8
Memory	DDR3 64G	DDR3 16G
Storage	HDD 1TB	HDD 1TB
OS	Ubuntu 12.04 64bit	Ubuntu 12.04 64bit

하둡은 최신버전인 1.0.4를 설치하였다. 또한, 실험에는 1GB의 1.6million x 1.6million float matrix와 10GB의 Tweet 데이터를 사용하였으며, 각각 SVD 및 Wordcount의 입력 데이터로 사용하였다. SVD는 아파치 머하웃 프로젝트에서 제공하는 것을 이용하였다.

표 2. Hadoop 실험 환경

Categories	Value
Nodes	30
Map Task Capacity	240
Reduce Task Capacity	240
HDFS Capacity	26.4 TB
Default HDFS block size	64 MB
Dfs.replication	3

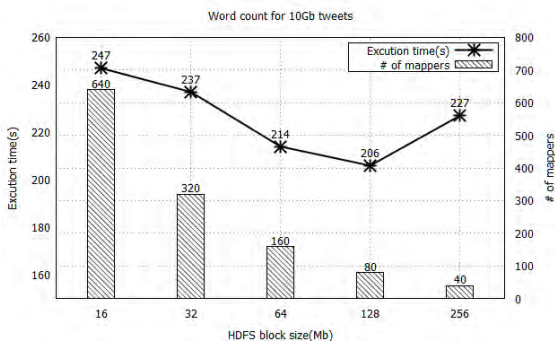


그림 2 dfs.block.size에 따른 Wordcount 실행시간 및 매퍼 개수 비교

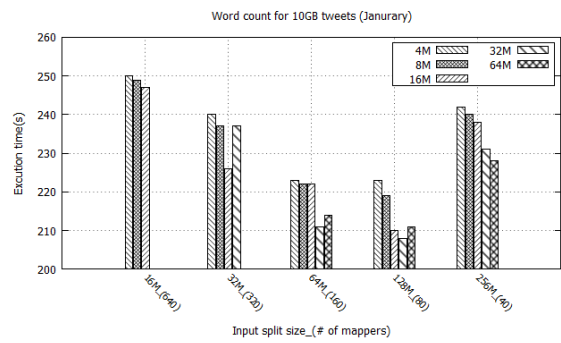


그림 4 input.split.size, dfs.block.size 에 따른 Wordcount 실행시간 비교

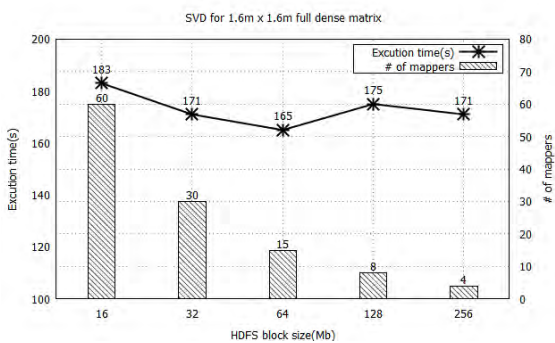


그림 3 dfs.block.size에 따른 SVD 실행시간 및 매퍼 개수 비교

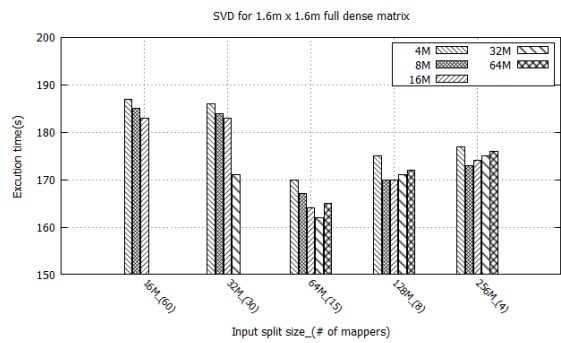


그림 5 input.split.size, dfs.block.size 에 따른 SVD 실행시간 비교

3.2 HDFS 블록 크기에 따른 실행시간 비교

아래 그림1과 그림2는 HDFS 블록 크기 (dfs.block.size)를 16M ~ 256M로 변경하면서 Wordcount 와 SVD 두 알고리즘의 실행시간을 나타낸 결과이다. Wordcount 에서는 블록사이즈가 128MB일 때 206초로 가장 좋은 성능을 보였으며, SVD 에서는 블록사이즈가 64MB일 때 가장 좋은 성능을 보여주었다. 두 경우 모두 작은 크기 파일을 위하여 블록 사이즈를 16MB로 설정할 경우 Wordcount는 실행시간이 41초 SVD의 경우 18초 증가하는 것을 확인하였다. 또한, 240개의 사용가능한 매퍼가 있음에도 불구하고 각각 80개, 15개의 매퍼만 사용하였을 시 가장 좋은 성능을 낸 것으로 보아 매퍼생성시간 > 병렬처리시간 인 것을 유추할 수 있었다.

3.3 인풋스플릿 크기에 따른 실행시간 비교

앞선 실험으로 확인하였듯이 작은 크기의 파일 저장 효율성을 높이기 위하여 블록 크기를 작게 설정할 경우 두 알고리즘의 실행시간이 크게 늘어나는 것을 확인할 수 있었다. 블록 크기를 작게 설정할 경우 매퍼

듀스 단계에서 매퍼와 리듀스의 생성에 과부하가 걸려 알고리즘 실행시간이 늘어나게 되므로, 본 논문에서는 input.split.size값을 변경하여 매퍼에서 한번에 처리하는 블록의 양을 변경하면서 알고리즘 성능을 확인하였다. 그림4는 input.split.size와 dfs.block.size 값을 변경하며 wordcount 실행시간을 나타낸 그래프이다. input.split.size 값이 128MB일 때 대부분의 작은 블록 사이즈에서 가장 좋은 성능을 내는 것을 확인 하였다. 그림5에서 보듯이 SVD 또한 64MB의 input.split.size 에서 작은 블록사이즈의 경우에도 성능저하가 거의 없는 것으로 확인하였다. 따라서 input.split.size를 64MB~128MB로 고정하되 저장하려는 작은 크기 파일의 용량에 따라 dfs.block.size를 설정하면 HDFS 저장 효율성 및 매퍼듀스 성능을 모두 만족 시킬 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 다양한 하둡 환경 설정 값 중 dfs.block.size와 input.split.size를 이용하여 하둡의 성능을 최대화하면서 작은 용량의 데이터를 효율적으로 HDFS에 저장하는 방법을 제시하였다. 하둡에 기본적으로 내장된 Wordcount와 아파치 머하웃 프로젝트

(Mahout)의 SVD(Singular vector decomposition) 두 개의 알고리즘을 이용하여 64MB의 디폴트 블록사이즈보다 작은 파일을 저장 시, 기존 환경보다 HDFS 저장 효율을 크게 높이면서 전체 하둡 시스템의 성능은 유지하는 것을 확인 할 수 있었다. 추후 본 논문에서 다루지 않은 다양한 환경 설정 값을 연구 할 계획이다.

사 사

이 논문은 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. NRF-2011-0009963, No.NRF-2012R1A2A4A01008475).

참고문헌

- [1] Apache Hadoop, <http://hadoop.apache.org/>
- [2] Apache Mahout, <http://mahout.apache.org/>
- [3] Babu, Shivnath. "Towards automatic optimization of MapReduce programs." Proceedings of the 1st ACM symposium on Cloud computing. ACM, p. 137-142, 2010.
- [4] Tamano, Hiroshi, Shinji Nakadai, and Takuya Araki. "Optimizing multiple machine learning jobs on mapreduce." Cloud Computing Technology and Science (CloudCom), 2011 IEEE Third International Conference on. IEEE, p. 59-66, 2011.
- [5] Hansen, Christer A. "Optimizing Hadoop for the cluster." <http://www.scratchmytail.com/papers/cha030-optimizinghadoop.pdf>, 2012.

의료 영상을 위한 군집화 기반 SNR 자동 분석기법

이성민, 김한주, 이태훈, 윤성로
서울대학교 전기정보공학부
e-mail : sryoon@snu.ac.kr (corresponding)

Clustering-based automated SNR analysis for medical images

Sungmin Lee, Hanjoo Kim, Taehoon Lee, Sungroh Yoon
Department of Electrical and Computer Engineering,
Seoul National University, Seoul 151-744, Korea

Abstract

In signal processing, the signal-to-noise ratio (SNR) is a conventional method for measuring the robustness performance of a system. In medical imaging, accurate SNR measurement is important to determine which system is adequate for diagnosis of particular disease. In this paper, we propose an exact and efficient method for calculating the SNR value of medical imaging samples. This technique is based on the k-means clustering algorithm and tested with real magnetic resonance (MR) images of the human brain. According to our experimental results, the proposed approach is effective for measuring SNR and localizing the region of interest (ROI) of a given medical image.

I. 서론

Signal-to-Noise Ratio(SNR)란 특정 시스템의 output에서 signal과 noise의 비율을 말한다. SNR이 높을수록 시스템의 성능은 우수하다. 이런 성질 때문에 SNR은 특히 공학에서 많이 쓰이며, 여러 시스템의 성능을 비교 분석할 때 적합하다.

영상 처리 분야에서도 SNR은 널리 쓰인다. 그러나 이는 출력영상과 더불어 입력 영상까지 알고 있는 시스템을 위한 것이므로 영상 필터의 성능 측정과 같은 어플리케이션에 적합하다. 입력 영상은 없고, 단일 영상만을 결과물로 얻게 되는 카메라와 같은 시스템에서는 일반적인 SNR 계산법을 적용 할 수 없다. 따라서 많은 연구 단체에서 autocorrelation을 이용하여 noise를 추정하는 등, 단일영상에 대한 SNR을 계산하기 위하여 다양한 방법을 제안하였으나, 이 역시도 적용 가능한 분야가 한정적인 문제점이 있다.

영상의학 분야에서는 단일영상에 대한 SNR을 이용하여 MRI나 CT, PET 등 이미징 시스템의 성능을 비교한다. 특히 인체조직은 시스템의 특징에 따라 잘 보이는 부위가 다르므로, 이미징 시스템의 정확한 성능 비교는 진단 능력에 직접적으로 영향을 주게 된다. 다시 말하자면, 각 시스템의 SNR을 비교하는 것이, 어떤 시스템이 진단에 최적인지를 판단하는 작업이라는 것이다.

특정 환부의 검출에 관심이 집중된 의료영상에는 일반적으로 autocorrelation을 적용하여 SNR을 계산하는 것이 적절하지 못하다. autocorrelation은 영상 전체에 존재하는 noise를 계산하는 방법이기 때문이다. 따라서 영상 의학 분야에서는 전통적으로 ROI를 지정하여 SNR을 측정하고 있다[1][2].

하지만 이 또한 ROI의 크기나 위치를 설정하는 방법이 구체적으로 명시되어 있지 않아, 이를 측정하는 연구자들마다 결과값이 달라져 어려움을 겪는다. 또한,

SNR의 계산시 ROI를 직접 지정해야 하는 불편함이 있고, ROI 속 signal의 평균과 noise의 표준편차를 계산하는 과정 역시 많은 시간을 소모하게 한다. 따라서 본 연구에서는 K-means 알고리즘을 기반으로 적절한 ROI를 자동으로 지정하여, SNR을 정확하고, 빠르게 측정하는 방법을 제안한다.

II. 본론

2.1 의료 영상에서의 SNR의 측정

의료영상은 피사체의 texture에 따라 intensity의 차이가 뚜렷하게 나타난다는 특징이 있으며, 이 점은 Measuring Signal-to-Noise Ratios in MR Imaging[1]에서 제안한 SNR 측정법에 중요한 근거가 되었다. SNR의 표현식[2]은 아래와 같다.

$$SNR = \frac{Mean_{Signal}}{Standard\ deviation_{Background}}$$

식. 1 SNR 표현식

(식.1)을 계산하기 위해서 사용자는 두 개의 ROI(Region of Interest)를 지정해 주어야 한다. 하나는 signal이 위치한 ROI, 또 하나는 background에 대한 ROI이다. SNR을 계산할 때, noise의 양을 추정하는 것이 가장 큰 문제가 되어왔는데, 의료영상의 경우 일반적으로 피사체가 존재하지 않는 air가 검정색 바탕으로 나타나는 특성을 이용하여 noise를 추정한다. background 중 일부 영역에 ROI를 지정하고, 그 속에서 픽셀들이 가지는 intensity의 표준편차를 계산하면 Noise의 양을 추정할 수 있게 된다. (식.1)에서 쓰인 $Standard\ deviation_{Background}$ 은 이렇게 정량화된 noise이다. 또한, (식.1)에서 $Mean_{Signal}$ 은 signal이 위치한 ROI 속 픽셀들이 갖는 intensity의 평균으로 계산할 수 있기 때문에, SNR은 이 두 값의 비율로 구할 수 있다. 하지만 위의 방법을 적용할 때, ROI의 크기나 위치에 대한 구체적인 명시가 없어, 같은 환부에 대한 SNR을 측정하더라도 그 수치는 달라진다.

2.2 K-means 알고리즘

K-means 알고리즘은 Expectation Maximization(EM)의 개념이 적용된 군집화 기법으로, 기계학습 분야에서 많이 쓰인다. K-means 알고리즘은 군집의 중심점이 되는 seed의 위치가 잘 잡혔을 경우, dataset을 최적의 군집으로 분리하는 장점이 있다.

이 알고리즘은 사용자로부터 군집의 개수 K를 입력

받아, 임의로 지정된 K개의 seed를 지정하는 것으로 시작된다. K-means는 크게 Expectation step(E-step)과 Maximization step(M-step)으로 구성된다. E-step에서는 각 데이터를 seed와의 거리를 계산하여 가까운 거리에 해당하는 군집에 포함시키고, M-step에서는 같은 군집에 포함된 데이터들의 평균을 계산하여 seed를 업데이트 한다. E step과 M step을 seed가 수렴할 때까지 반복하여 최종적으로는 K개의 군집을 형성한다.

III. 구현

3.1 ROI의 크기와 위치

영상의학분야에서 SNR을 계산해오던 전통적인 방법은 ROI의 크기와 위치를 직접 지정해주어야 하기 때문에, 사람마다, 각 시행마다 측정값이 다르다. 이런 문제에도 불구하고 그 동안 이 방법이 용인되어 온 것은, SNR을 정확히 계산하는 것이 시간과 노력을 많이 요구하기 때문이다.

ROI의 크기나 위치는 SNR의 값에 큰 영향을 준다. 예를 들어, 특정 signal에서의 SNR을 계산하는데, 그 중 일부의 영역만을 추려서 ROI를 설정한다면, Noise가 한 쪽에 편중되는 경우가 발생할 수 있다. 따라서 이런 경우에 SNR은 실제 값과 다르게 된다.

또한 signal의 일부 영역에 ROI를 지정할 경우, ROI 속 픽셀의 수가 통계를 내기에 충분하지 못할 수 있다. 이는 모집단에서 추출한 샘플의 수가 적음을 의미하므로, 정확도를 요구하는 SNR의 계산에는 적절하지 않다. 따라서 ROI를 signal의 일부 영역에만 적용하는 것이 아닌, signal 전체에 대해 적용하는 것이 정확한 SNR의 값을 추정할 수 있는 방법이다.

추가적으로 background에 지정하는 ROI의 크기도 signal에 적용하는 ROI와 같은 크기로 적용하는 것이 샘플의 개수에서 종합성이 있고, 오차도 준다.

본 연구에서 제안한 방법은 ROI를 자동으로 지정하고, 그것에 대한 통계를 낼 수 있으므로 더 정확한 SNR을 계산할 수 있다.

3.2 제안하는 방법

본 연구의 목적은 각각 signal과 background에 대하여 ROI를 자동으로 지정하고, 정확한 수치의 SNR을 얻는 것이다. 필요한 ROI가 두 개이므로 K가 2인 K-means 알고리즘을 적용하면 signal과 background를 적절하게 분리해 낼 수 있다.

K-means 알고리즘은 seed를 잘 잡았을 때, 최적의

군집을 형성한다. 따라서 제안하는 방법은 경험적인 수치를 intensity의 threshold로 잡아, 적절한 seed를 갖게 하는 것으로 시작한다. Threshold를 seed의 기준으로 삼아 K-means 알고리즘을 적용하면, threshold 미만의 값을 갖는 background와 그 이상의 값을 갖는 signal이 분리된다. 이렇게 분리된 signal은 일반적으로 intensity의 값이 비슷한 픽셀끼리 묶여 있으며, 그 군집의 개수는 적용시킨 threshold에 따라 복수가 될 수도 있다. 이때 너무 작은 크기의 군집은 noise 일 확률이 있으므로 배제시킨다. 최종적으로 검출된 군집들은 같은 조직이라고 볼 수 있다.

따라서 위 과정에서 얻어진 signal의 군집을 하나의 ROI로 설정하고, 그 군집의 크기와 같은 크기의 ROI를 background에 생성하면 각각 (식.1)의 $Mean_{Signal}$ 과 $Standard\ deviation_{Background}$ 을 높은 정확도로 계산할 수 있다. 이 두 값의 비가 SNR이다.

IV. 실험 방법

4.1 의료 영상 데이터

실험에 사용한 의료영상은 Extraction of Wavelet Based Features for classification of T2-weighted MRI Brain images[3]에서 첨부된 T2-weighted MRI Brain image로 실제 사람의 뇌이다. (그림.1) 실험에 사용된 영상의 크기는 467×619 이다.

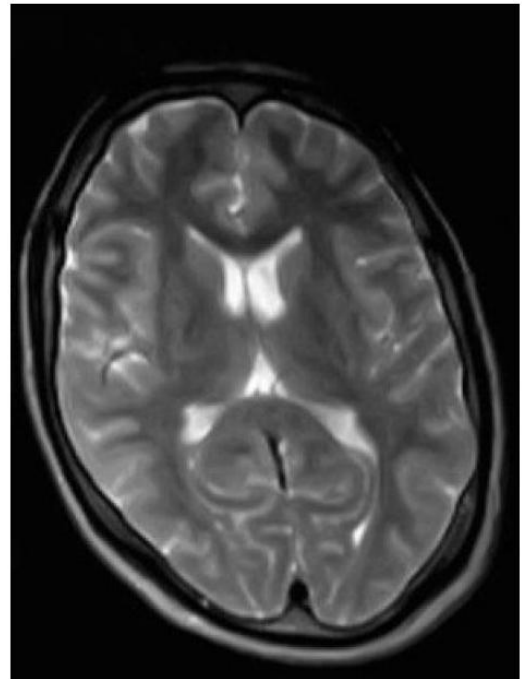


그림. 1 T2-weighted MRI Brain image

4.2 SNR의 계산

(그림.2)는 K-means 알고리즘을 적용하여 ROI를 자동으로 검출한 결과이다. SNR은 (그림.2)에서 다섯 개의 군집이 같은 texture를 가지고 있다고 가정하여 하나의 ROI로 설정하여 계산하였다. 전통적인 방법으로 계산한 SNR도 (그림.2)의 signal 영역 중 임의의 위치에 ROI를 각각 9×5와 20×9 크기로 적용하여 계산하였다.

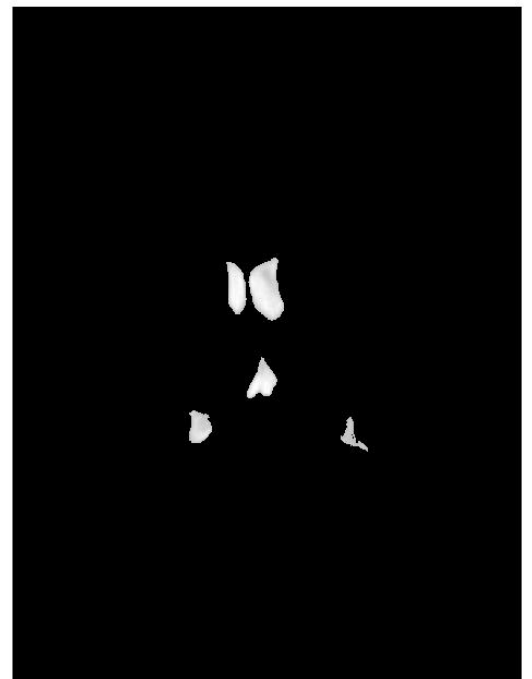


그림. 2 K-means 알고리즘을 통하여 검출한 ROI

V. 결과 및 분석

(표.1)에서 볼 수 있듯이 ROI를 9×5와 20×9로 설정하여 계산한 SNR은 751.6463과 486.2735으로 큰 차이를 보였다. 이는 ROI를 signal 전체에 적용하여 SNR을 계산한 198.0223와도 큰 차이를 보인다.

위 결과를 토대로 보았을 때, ROI의 크기가 signal의 크기에 가까워질수록 SNR은 적절한 값으로 수렴한다고 생각할 수 있다. 따라서 K-means에 기반하여 SNR

표. 1 ROI 설정 기법에 따른 SNR의 변화

ROI 크기	K-means	기존 방법	
	Signal 전체	9 × 5	20 × 9
SNR	198.0223	751.6463	486.2735
측정 시간	0.03	50.5	44.4

을 계산할 경우 측정자와 관계없이 높은 정확성을 확보할 수 있다. 또한 측정시간 측면에서도 본 연구에서 제안하는 방법이 가장 효율적임을 확인 할 수 있다.

사사 (Acknowledgement)

이 논문은 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. NRF-2011-0009963, No. NRF-2012R1A2A4A01008475).

참고문헌

- [1] L Kaufman, D M Kramer, L E Crooks, and D A Ortendahl, "Measuring signal-to-noise ratios in MR imaging," Radiology, vol.173, no.1, pp.265-267, Oct. 1989.
- [2] Magnotta V.A., Friedman L. "Measurement of Signal-to-Noise and Contrast-to-Noise in the fBIRN Multicenter Imaging Study," J Digit Imaging, vol.19, no.2, pp.140-147, Jun. 2006.
- [3] MacQueen J.B., "Some Methods for classification and Analysis of Multivariate Observations," 1. Proceedings of 5th Berkeley Symposium on Mathematical Statistics and Probability, vol.1, pp. 281-297, 1967.
- [4]Yogita K.Dubey, "Extraction of Wavelet Based Fetures For Classification of T2-Weighted MRI Brain images," Signal & Image Processing: An International Journal(SIPIJ), vol.3, no.1, Feb. 2012.

차세대 시퀀싱 Paired-End Reads 병합기법 비교 분석

*권선영, **박승현, ***이병한, ***윤성로
*서울대학교 협동과정 생물정보학 전공
**고려대학교 전기전자전파공학부
***서울대학교 전기정보공학부
e-mail : sryoon@snu.ac.kr (corresponding)

Comparative analysis of methods for merging paired-end reads

*Sunyoung Kwon, **Seunghyun Park, ***Byunghan Lee, ***Sungroh Yoon
*Interdisciplinary Program in Bioinformatics,
Seoul National University, Seoul 151-747, Korea
**School of Electrical Engineering,
Korea University, Seoul 136-713, Korea
***Department of Electrical and Computer Engineering,
Seoul National University, Seoul 151-744, Korea

Abstract

The advances in next-generation sequencing technology (NGS) have triggered a variety of active biological studies across multiple disciplines. The sequencing technology by Illumina is one of the most widely used methods despite the relatively short reads length and high error rates compared to other NGS technologies. These disadvantages can be alleviated by producing paired-end reads and merging them. By merging the ends of both reads, the error rate can be reduced, and the reads can be effectively elongated. In this paper, we compare three paired-end merging methods (COPE, FLASH, PANDAseq) and carry out comparative studies on their effectiveness on a public 16S rRNA sequencing dataset.

I. 서론

지놈 시퀀싱(genome sequencing) 기술의 발전으로

생명현상에 관한 다양한 연구들이 매우 활발하게 진행되고 있으며, 유전체 정보를 활용한 응용 기술들도 새롭게 선보이고 있다.

차세대 시퀀싱(NGS-next generation sequencing)[1] 기술 중, 일루미나(Illumina) 방식은 다른 시퀀싱 기술들에 비하여 짧은 reads 길이와 비교적 높은 에러율을 가지고 있음에도 불구하고 매우 뛰어난 가격 경쟁력과 수많은 데이터를 산출할 수 있다는 장점으로 현재 전 세계에서 가장 많이 이용되고 있다.

일루미나 시퀀서는 해당 방식의 특성상, reads의 끝으로 갈수록 base 정보의 품질이 떨어지게 되며, 이에 따라 에러는 급격히 증가한다[2]. 따라서 DNA 조각을 시퀀싱 할 때, 다른 방식에 비하여 비교적 짧은 길이의 데이터를 산출하게 된다. 이런 짧은 길이의 시퀀스 데이터는 이어지는 후반 작업에 많은 영향을 미친다. 만약 샷건(shot-gun)[3] 방식으로 전유전체 영역의 데이터를 시퀀싱 한 경우, 길이가 짧은 데이터는 (유전체의 반복되는 영역들로 인하여) 어셈블의 복잡도를 증가시키며 정확한 결과를 보장하기 어렵다. 또한, 특정 유전자 영역을 증폭하여 분석에 이용하는 경우도 정확한 균집화 단위 및 분포 등을 얻기 위해서 해당 유전자 영역을 포함하는 길이 수준의 에러가 적은 시퀀싱 결과가 산출되어야 할 것이다. 그러므로 생산되는 데

이터의 길이가 길어질수록, 그리고 에러가 적을수록 이는 추후 분석 작업에 많은 도움이 된다.

Paired-end reads[4]는 이중가닥 DNA의 각 가닥을 서로 다른 방향에서 시퀀싱하여 얻은 데이터로(순방향, 역방향), 에러율이 높은 데이터의 양쪽 끝부분을 중심으로 병합하면서 중첩되는 부분(overlapping region)의 에러를 보정하고, 데이터의 길이도 증가시킨다.

본 논문에서는 최근 소개된 몇 가지 paired-end reads를 병합하는 방법들에 대하여 살펴보고, 실제 일루미나 시퀀스 데이터에 적용하여 각 방법들의 성능을 분석해 보고자 한다.

II. 본론

2.1 데이터

실험에는 공개된 인공 미생물 균집 데이터의 16S rRNA 유전자 V3 영역을 이용하였으며, 프라이머(primer)는 순방향(forward)에 CCTACGGGAGGCAGCAG, 역방향(reverse)에 ATTACCGCGGCTGCTGG을 사용하였다[5]. 이는 해당 프라이머 영역을 PCR로 증폭하여 대량의 데이터를 산출한 것으로 다양한 종에서 같은 유전자 영역을 분석하는데 이용된다.

병합에 활용되는 테스트 데이터는 일루미나 시퀀서로 산출된 것으로, 모두 125bp 길이의 각 716,366개 reads의 C1-forward, C1-reverse와, 각 1,350,602개 reads의 C2-forward, C2-reverse 데이터를 가진다. 또한, 해당 데이터는 base 정보와 품질점수가 함께 포함된 FASTQ[6] 파일 형식으로 제공된다.

병합의 성능 분석을 위한 레퍼런스 데이터로는 정확도 99.999%를 가지는 썬거 방식(Sanger sequencing method)을 이용하여 산출된 데이터를 사용하였다. 총 90개 시퀀스 데이터에서 프라이머 영역으로 자른 경우, 9가지 서로 다른 종류의 데이터가 존재하며, 길이는 169bp ~ 195bp이다.

2.2 병합방법

Paired-end reads를 병합하는 방법에는 COPE (Connecting Overlapping Pair-End)[7], FLASH (Fast Length Adjustment of SHort reads)[8], PANDAsEq (PAired-eND Assembler for Illumina sequence)[9] 등이 최근 소개되었다.

병합하는 방법은 크게 두 단계를 거친다. 첫째, 올바른 중첩위치(overlapping region)를 찾는다. 시퀀싱에 이용되는 DNA 조각은 길이가 일정하지 않으므로 병합되는 중첩영역의 길이도 각기 다르다. 둘째, 중첩되는 영역에 순방향, 역방향 간 base가 일치하지 않을

때 올바른 base를 선택한다.

세 가지 방법을 비교해 보면, FLASH는 비교적 심플한 알고리즘으로 동작한다. 중첩되는 영역을 찾기 위하여 mismatches/overlapping_length 최소값을 이용하고, COPE은 기본적으로 matches/overlapping_length 최대값을 이용하여 중첩되는 영역을 찾으나, K-mer 빈도를 활용하여 정확도를 높인다. PANDAsEq 방식은 각 base의 품질 점수(quality score)를 이용하여 전체 시퀀스의 품질을 계산하고 최대값으로 중첩되는 영역을 찾는다. 중첩되는 영역에 순방향과 역방향의 데이터가 일치하지 않을 경우, 각 base의 품질 점수를 기준으로 올바른 base를 선택한다.

실험은 [표 1]의 명령어를 이용하여 C1, C2 두 데이터 세트에 모두 적용하여 수행하였다. COPE 방식은 k-mer 테이블을 생성하기 위하여 사전에 kmerfreq 명령을 추가적으로 수행해야 한다. 그리고 PANDAsEq는 C1, C2 데이터 파일의 설명에 해당하는 부분(@, +로 시작하는 라인)을 실행 가능한 포맷으로 변경해 주어야 한다. 변경하지 않을 경우, "BADID" 에러가 발생하여 수행이 불가능하다.

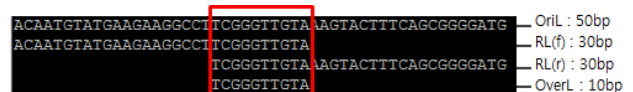
Method	Command
COPE (v1.1.3)	kmerfreq read.lst cope -a 1.fastq -b 2.fastq -o cope.fq -2 left1.fq -3 left2.fq -s 33 -m 3 -t output.freq.cz -f output.freq.cz.len > cope.log 2>cope.error
FLASH (v1.2.2)	flash 1.fastq 2.fastq
PANDAsEq (v2.4)	pandaseq -F -f 1.fastq -r 2.fastq > pandaseq.fastq

* 1.fastq (for forward), 2.fastq (for reverse)
* COPE의 k-mer 수행 시, read.lst에 1.fastq 와 2.fastq 입력

[표 1] paired-end reads merging tool

2.3 정확도 측정

만약 샷건 방식으로 산출된 데이터를 병합하는 경우라면, 병합 후 어셈블 된 데이터의 Contig N50 또는 Scaffold N50으로 성능 측정이 가능하다. 그러나 이를 통해서 올바르게 병합되었는지 여부를 직접적으로 파악하기는 쉽지 않다.



$$\text{Overlapping Length} = \{ \text{RL}(f) + \text{RL}(r) \} - \text{OriL}$$

* RL(Read Length), OriL(Original Length), OverL(Overlapping Length)
* f : forward, r : reverse

[그림 1] Overlapping region 및 length 예

그러나 특정 유전자 영역에 대한 데이터를 병합하는 경우는, 레퍼런스 데이터를 통해서 중첩되는 시퀀스 영역이 어디인지 정확하게 파악 가능하다. [그림 1]의 예를 참고하면 가운데 10bp에 해당하는 시퀀스를 정확하게 가지고 있는지 여부를 정확도를 판단 할 수 있다.

Paired-end reads를 병합하는 것은 중첩되는 부분에서 여러 수정 작업이 이루어지므로, 중첩되지 않는 부분은 기존의 시퀀싱 데이터를 그대로 가지고 있다. 따라서 중첩되지 않는 영역은 성능 평가와는 무관하므로 관여하지 않는다.

Golden Sequence
GAAGAAGCCCTTCGGGTGTAAAGTACITTCAGCGGGAGGAAGGCAGTAAAGTTA
ATGAAGGTTTTCGGATCGTAAAGCTCIGTGTGTAGGGAAGACAGTACCGTTCG
CCIGATCTAGCCATGCGGGTGAAGTATGAGGCCCCIAGGGTGTAAAGCTCITTC
AGCTGGGAGATTAATGACGGTACCA
GAAGAAGGTCITTCGGATGTAAAGCACITTAAGTGTGGAGGAAGGCAGTAAAGTTA
TGCAAGGAGAGCGCCCTATGGGTGTAAAGTACITTCAGCGGGGAATTAACCTAGATACGT
GAAGAAGCCCTTCGGGTGTAAAGCACITTAAGCAGGAAAGAGGTCGGGTGTAA
ATGAAGGTTTTCGGATCGTAAAGCTCIGTGTGTAGGGAAGACAGTACCGTTCG
GAAGAAGCCCTTCGGGTGTAAAGTACITTCAGCGGGAGGAAGGCAGTAAAGTTA

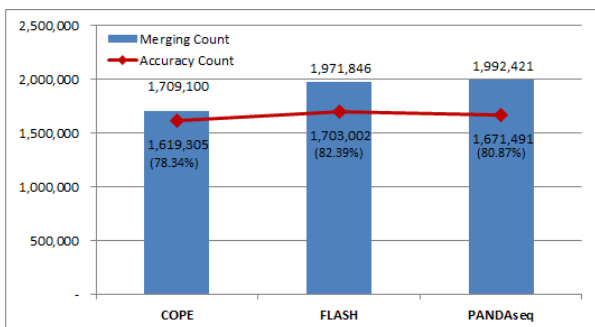
[표 2] Overlapping region golden sequence

본 실험에 사용된 중첩영역의 정답 데이터는 [표 2]에 나타나는 55bp ~ 81bp 길이의 서로 다른 8가지 시퀀스이다. 따라서 각 병합방법의 결과물에 해당 시퀀스가 존재하는지를 계산하여 정확도를 측정한다.

III. 실험결과

	C1 (716,366)		C2 (1,350,602)	
	Accuracy #	Merging #	Accuracy #	Merging #
COPE	572,885	603,357	1,046,420	1,105,743
FLASH	601,562	688,777	1,101,440	1,283,069
PANDAseq	590,898	693,518	1,080,593	1,298,903

[표 3] C1, C2 data set에 대한 실험결과



[그림 2] C1, C2 Total SUM 실험 결과 그래프

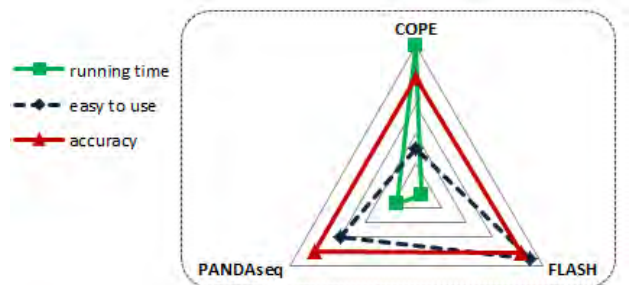
실험 결과는 [표 3] 및 [그림 2] 에서와 같이 C1, C2 데이터 모두에서 FLASH가 가장 높은 정확도를 보였다. PANDAseq의 경우 더 많은 데이터를 병합하나 정확도가 FLASH에 비해서 떨어지며, FLASH는 PANDAseq에 비하여 약 3만개 reads를 더 정확하게 병합하는 결과를 보인다. COPE은 가장 적게 병합을 수행한다.

수행 시간은 C1 데이터를 기준으로 측정하였으며, FLASH - 19초, PANDAseq-1분16초, COPE-2분31초 (K-mer 테이블생성-5분54초)로 나타났다. COPE은 K-mer 테이블을 생성하는 과정으로 인하여 다른 두 가지 방법에 비하여 긴 수행시간을 필요로 한다. COPE >> PANDAseq > FLASH 순으로 수행시간이 길게 나타났다.

사용의 편리성 부분에서도 COPE은 두 단계로 수행해야 하며(k-mer를 이용할 경우), 입력해야 하는 명령어도 다른 두 가지 방법에 비하여 매우 복잡하다. PANDAseq의 경우, 데이터에 따라 FASTQ파일의 설명 부분을 원하는 포맷으로 맞춰주는 추가적인 작업이 필요한 경우가 있으며, 본 실험에서는 예러가 발생하여 설명부분의 포맷을 수정하였다. [표 1]의 수행 명령어 옵션 수에 있어서도 각 방법들에 차이를 보인다. 사용의 편리성은 명령어 옵션 및 추가적으로 필요한 작업들을 기준으로 FLASH > PANDAseq > COPE 순으로 평가하였다.

IV. 결론

본 논문에서는 Paired-end reads를 병합하는 세 가지 방법에 대해서 살펴보았다. 정확도가 가지는 비중이 가장 크지만 수행시간이나 사용의 편리성을 함께 고려했을 때, [그림 3] 에서와 같이 수행 시간은 가장 짧고, 사용이 편리하며 매우 높은 정확도를 가지는 FLASH가 종합적으로 가장 좋은 성능을 보인다고 하겠다.



[그림 3] Merging Methods 간 비교 분석

사사 (Acknowledgements)

이 논문은 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. NRF-2011-0009963, No. NRF-2012R1A2A4A01008475).

참고문헌

- [1] Metzker, Michael L. "Sequencing technologies – the next generation." *Nature Reviews Genetics* 11.1 (2009): 31-46.
- [2] Sunyoung Kwon, et al. "In-Depth Analysis of Interrelation between Quality Scores and Real Errors in Illumina Reads" will be published in EMBC (2013)
- [3] Staden, R. "A strategy of DNA sequencing employing computer programs." *Nucleic acids research* 6.7 (1979): 2601-2610.
- [4] Gloor, Gregory B., et al. "Microbiome profiling by illumina sequencing of combinatorial sequence-tagged PCR products." *PLoS One* 5.10 (2010): e15406.
- [5] Bartram, Andrea K., et al. "Generation of multimillion-sequence 16S rRNA gene libraries from complex microbial communities by assembling paired-end illumina reads." *Applied and environmental microbiology* 77.11 (2011): 3846-3852.
- [6] Cock, Peter JA, et al. "The Sanger FASTQ file format for sequences with quality scores, and the Solexa/Illumina FASTQ variants." *Nucleic acids research* 38.6 (2010): 1767-1771.
- [7] Liu, Binghang, et al. "COPE: an accurate k-mer-based pair-end reads connection tool to facilitate genome assembly." *Bioinformatics* 28.22 (2012): 2870-2874.
- [8] Magoč, Tanja, and Steven L. Salzberg. "FLASH: fast length adjustment of short reads to improve genome assemblies." *Bioinformatics* 27.21 (2011): 2957-2963.
- [9] Masella, Andre P., et al. "PANDAseq: paired-end assembler for illumina sequences." *BMC bioinformatics* 13.1 (2012): 31.

3차원 의료 영상에서 튜브 구조 정보를 이용한 기관지 분할 기법

*박상준^{1,2}, 구진모^{1,2}, 이두희²

¹서울대학교 의과대학 영상의학과

²서울대학교병원 의생명연구원

e-mail : lunao78@snu.ac.kr, jmgoo@plaza.snu.ac.kr, dhlee@radiol.snu.ac.kr

Airway Segmentation Technique using Tubular Structure Information in 3-D Medical Images

*Sang Joon Park, Jin Mo Goo, DooHee Lee

Department of Radiology, Seoul National University College of Medicine
Biomedical Research Institute, Seoul National University Hospital

Abstract

A three-dimensional (3-D) segmentation of the airways from the lungs is notoriously difficult. This is due to the fact that some small anatomical structures are influenced by CT quantum noises and partial volume effects. Furthermore, the limited intensity contrast between the participating materials (air, blood vessel, and soft tissue) increase the segmentation difficulties. In this paper, we proposed novel segmentation techniques for human bronchial tree using tubular structure information in 3-D CT images.

I. 서론

전산화단층촬영(CT) 영상을 이용한 기관지 및 흉부 질환의 정확한 분석 및 판단을 위해서는 위치 표지자로서 기관지(airway)의 정확한 분할이 선행되어야 한다. 그러나 CT의 부분용적효과(partial volume effect),

해상도(scan resolution)의 한계 및 양자화 잡음(CT quantum noise) 그리고 기관지에 인접한 주변 장기(air, blood vessel, soft tissue) 및 병변(lesion)의 영향으로 인해 발생하는 신호(signal) 및 명암(intensity) 대조도(contrast) 감소 현상은 기관지 분할을 매우 어렵게 만든다. 게다가 최근까지 사용되어온 기관지 수동 및 반자동 추출 기법은 서로 다른 측정자(observer) 및 기관(institution) 간 분석 결과의 큰 오차율을 초래하며, 분석 시간 또한 매우 오래 걸려 실제 임상에 적용하기 어려운 단점이 있다 [1, 2].

본 논문에서는 튜브 구조 정보를 이용한 기도 분할 기법을 이용해 누수(leakage) 없이 직경 30mm부터 2mm 이내의 소기관지(small airway)까지 정확히 분할할 수 있는 고성능 기관지 분할 기법에 대해 기술한다.

II. 본론

2.1 알고리즘 절차

기관지와 같이 튜브 구조로 형성된 대상의 정보를 해석하여 기도를 추출하는 기법은 아래와 같은 절차를 따라 구동된다. 먼저 CT 촬영을 통해 획득된 3차원 흉

부 볼륨 데이터를 이용하여 기관지의 종자점(seed point)을 자동으로 탐지한다. 그리고 획득된 종자점을 시작점으로 하여, 신호 적응적 영역 성장법(intensity adaptive region-growing, IARG)을 이용해 큰 기관지 (large airways)를 추출하고, 잡음들로 인해 발생할 수 있는 빈틈(hole)들을 형태학적 닫힘 연산을 통해 메워 주게 된다. 마지막으로 2차 편미분을 통한 3차원 영상의 고유값(eigen value)과 고유벡터(eigen vector)를 계산하여 직경 2mm 이내의 소기관지를 탐지한다. 이 후 계산된 고유값과 고유벡터의 비율을 이용해 긍정 오류율(false positive)을 감소시킨다.

2.2 고유값과 고유벡터를 이용한 영상 해석

영상의 2차 편미분을 통한 헤시안 행렬(Hessian matrix)을 계산하여 각 복셀(voxel)의 고유값과 고유벡터를 정의할 수 있다(식1). 그리고 이를 이용하여 직경 2mm 이내의 소기관지를 탐지하는 것과 동시에 긍정 오류율을 감소시킬 수 있다.

$$H = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 I}{\partial x^2} & \frac{\partial^2 I}{\partial x \partial y} & \frac{\partial^2 I}{\partial x \partial z} \\ \frac{\partial^2 I}{\partial y \partial x} & \frac{\partial^2 I}{\partial y^2} & \frac{\partial^2 I}{\partial y \partial z} \\ \frac{\partial^2 I}{\partial z \partial x} & \frac{\partial^2 I}{\partial z \partial y} & \frac{\partial^2 I}{\partial z^2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

H 는 $\nabla^2 f$ 로서 고유값은 $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ ($\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \lambda_3$)로 나타나며, 이에 상응하는 고유벡터는 e_1, e_2, e_3 로 나타낼 수 있다.

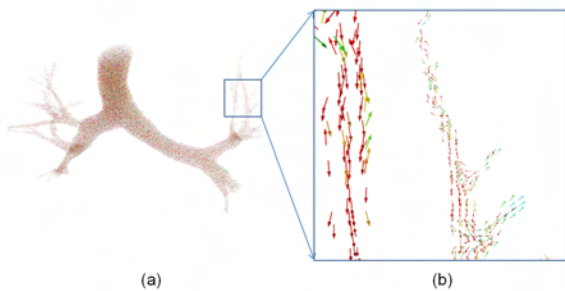


그림 1. 추출된 기관지(a)와 확대된 관심 영역에서의 고유벡터 흐름 예시(b)

III. 구현

CT 기계에서 획득된 DICOM (digital Imaging and Communication in Medicine) 영상 파일은 개인용 컴퓨터에 저장한 후 영상분석 및 처리를 하였다 [3]. 구

현에 사용된 시스템은 Intel Core i7 3.40GHz 프로세서에 16 GB 메모리 기반 x64 환경으로 구성되었으며, C++와 VTK (visualization toolkit) 등의 컴퓨터 언어를 이용해 개발하였다 [4].

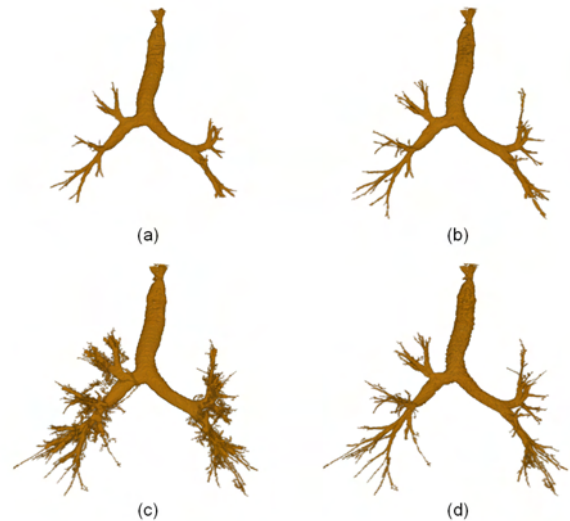


그림 2. 본 논문에서 제시한 기법과 기존 기법과의 비교 결과(a. 단순영역확장기법 적용 결과; b. 신호적응적영역성장법 적용 결과; c. 소기관지 탐지 결과; d. 긍정 오류율을 줄인 최종 결과)

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구는 단순히 공기 부위의 화소값을 미리 정하여 기관지를 추출하는 기존의 방법과는 달리 종자점을 자동으로 찾고, 각 증례에 적응적으로 화소 범위를 찾아 세밀한 기관지까지 찾을 수 있었으며, 나아가 고유값과 고유벡터를 이용해 직경 2mm 이내의 소기관지까지 분할할 수 있었다. 본 연구의 3차원 기관지 추출 기법은 시간이 크게 절약되고 기존의 기법에 비해 정밀하며, 자동화된 처리로 인해 서로 다른 측정자 및 기관지의 측정 결과에 대한 변화를 최소화시킬 수 있다. 또한 본 연구의 결과를 통해 환자에게 내시경 삽입과 같은 침습적 절차를 생략할 수 있어 위험 부담을 줄일 수 있고 불편함을 최소화 할 수 있을 뿐 아니라, 형태학적 분석을 통해 질환을 정확히 진단, 예측할 수 있고 이를 통해 정략적인 분석이 가능하다.

참고문헌

[1] Aykac D, Hoffman EA, McLennan G, Reinhardt JM. Segmentation and analysis of the human

airway tree from three-dimensional X-ray CT images. IEEE transactions on medical imaging. 2003;22(8):940-50.

- [2] Kiraly AP, Higgins WE, McLennan G, Hoffman EA, Reinhardt JM. Three-dimensional human airway segmentation methods for clinical virtual bronchoscopy. Academic radiology. 2002;9(10):1153-68.
- [3] American college of radiology and national electrical manufactures association: digital imaging and communications in medicine (DICOM) part 1-14: version 3.0 draft standard. ACR-NE-MA committee, working group IV, Washington D.C., 1993
- [4] www.vtk.org

스마트폰 기반의 NUI를 활용한 특정 기능 검출 및 실행 도구

변국일, 김형석

세종대학교 정보통신공학과

e-mail : bkukil@naver.com

서신교환저자 : 김형석(hyungkim@sejong.ac.kr)

Tool Searching and Executing Specific Function with Natural User Interface of Smart Phone

Kuk-II Byun, Hyung Seok Kim

Department of Information and Communication Engineering

Sejong University

Abstract

사용자 인터페이스 기술은 CLI(Command Line Interfaces), GUI(Graphical User Interfaces)를 거쳐 NUI(Natural User Interfaces)로 발전하고 있다. 우리가 지금까지 사용해왔던 인터페이스의 구조, 즉 키보드와 마우스가 이제까지 컴퓨터에게 명령을 내릴 수 있는 주된 도구였다면 앞으로는 음성이나 몸짓, 생각도 그러한 역할을 담당하게 되는 것이다.[1] 본 논문에서는 NUI 기술 중 터치 제스처를 기반으로 사용자의 명령을 수행할 수 있는 어플리케이션을 제안하고 터치 제스처가 활용될 수 있는 다양한 방안들에 대해 알아본다.

I. 서론

NUI(Natural User Interface)는 음성, 몸짓 등 인간의 다양한 인식능력을 활용하여 사용자가 기기를 제어하는 기술을 말한다. 최근에 ‘음성인식’, ‘제스처인식’, ‘NUI(Natural User Interface)’ 등에 대한 관심이 커지고 이에 대한 사용자의 요구가 점점 커지고 있다. NUI 관련 기술 중 사람의 제스처를 활용한 제스처 기반 사용자 인터페이스는 PC와 스마트폰을 비롯한 다양한 IT 기기를 사용할 수 있어 사용자층을 확산하고 신규

시장을 창출하고 있다. 최근 NUI에 관한 연구를 진행할 수 있는 다양한 디바이스들이 개발되고 있는데 본 논문에서는 스마트폰을 기반으로 한 터치 제스처 기술을 활용하여 개발된 어플리케이션에 대해 설명하고 그 밖의 의료, 건축 등 전문적인 분야에서 제스처 인식이 좀 더 쉽고 편하게 사용될 수 있는 방안들에 대해 토의하고자 한다.

스마트폰 내에는 기본적으로 수십 가지 이상의 어플리케이션이 설치되고 사용됨에 따라 정리가 잘 되어 있지 않는 스마트폰의 경우 사용자의 혼란을 가중시킨다. 때문에 정작 원하는 어플리케이션을 사용하고자 할 때에는 설치된 많은 수의 어플리케이션 속에서 직접 찾고 실행하기까지 많은 번거로움이 수반된다.

이러한 어려움을 해결하고자 새로운 도구 어플리케이션을 제안하며, 본 도구 어플리케이션에서는 스크린에 간단한 제스처만 입력함으로써 이 제스처와 연결된 어플리케이션 및 기능 메뉴를 실행시킨다. 이는 실행하고자 하는 어플리케이션 또는 메뉴를 직접 찾는 수고로움을 덜어주고 보다 쉽고 빠르게 사용할 수 있도록 돕는다.

II. 본론

본 논문은 Google에서 제공하는 API인 Gesture Builder를 이용하여 어플리케이션을 설계하였다. Gesture Builder는 터치 스크린으로 입력되는 모든 제스처를 인식하고 저장할 수 있는 기능을 갖고 있다.

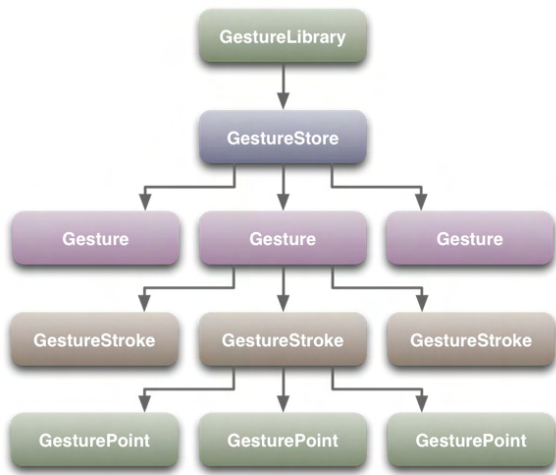


그림 1. 제스처 라이브러리 다이어그램

그림 1은 Gesture Builder를 포함한 제스처 라이브러리 클래스의 구조를 보여준다. 제스처 라이브러리는 클래스 내부의 spells 파일로부터 로딩되고 SD카드와 같은 다른 리소스로부터도 라이브러리를 쉽게 로딩할수 있는데 이는 어플리케이션이 라이브러리를 저장할때 매우 중요하다.[2] Gesture Builder를 통해 앞으로 사용자가 쓸 제스처를 입력하고 저장해야 한다. 저장된 제스처는 하나의 어플리케이션과 연결되어 그 제스처를 입력했을 때 사용자가 원하는 동작을 수행하도록 설계 되어 있다.[3] 사용자가 제스처를 좀 더 기억하기 쉽도록 하기 위해 사용하고자 하는 어플리케이션과 관련되거나 연상되는 기호 및 숫자를 이용하는 것이 좋는데 본 연구에서는 어플리케이션의 첫 알파벳을 제스처로 저장하여 사용하였다.

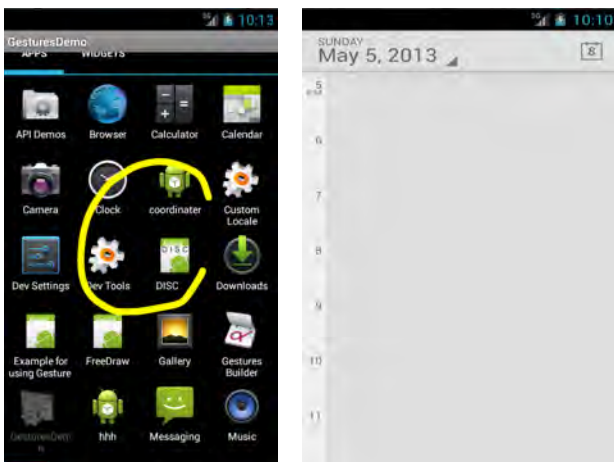


그림 2. 어플리케이션 상에서 제스처 입력

본 논문에서 제안한 어플리케이션을 실행하게 되면 가장 먼저 제스처를 입력 해야 한다. 터치 스크린에 기존의 저장된 제스처를 입력하면 프로그램이 제스처를 인식하고 이와 연결된 어플리케이션을 실행시킴으로써 한가지 동작만으로 쉽게 원하는 어플리케이션을 사용할 수 있게 되었다. 그림 2와 같

이 알파벳 C를 입력하여 Calender를 실행 하도록 설계하였다. 이처럼 스마트폰에 설치된 수많은 어플리케이션 속에서도 간단한 제스처 하나 만으로 원하는 어플리케이션 또는 특정 메뉴를 쉽고 빠르게 실행시켜 줄 수 있다.

이 기술은 어플리케이션에만 국한되지 않고 다양한 분야에서 응용될 수 있다. 건축설계의 경우 캐드를 사용한 건축설계 과정이 매우 전문적이고 어렵기 때문에 설계자와 시행자 사이에 좁지 않은 간극이 존재한다. 또한 건축설계 도구는 아직도 사용자가 수많은 기능을 배우고 익혀야 설계실무에 사용할 수 있다. 이를 해결하기 위해 캐드를 비롯한 건축설계 도구에 터치 제스처를 적용하면 어려운 개발 도구를 제스처 하나 만으로 실행하게 하여 좀 더 쉽게 건축설계를 도울 수 있을 것이다.[4]

III. 결론 및 향후 연구 방향

지금까지 간편한 제스처 입력만으로 다른 어플리케이션을 실행할 수 있는 방법에 대해 설명하였다. 하지만 단순히 제스처를 통해 다른 어플리케이션을 실행하는 기술 뿐만 아니라 제스처를 입력 했을 때 사용자가 원하는 일련의 동작을 수행하는 기능으로 활용 될 수 있다. 또한 특정의 도구 들을 사용함에 있어 어려운 명령어나 작업을 할 때 단순한 제스처를 활용하여 쉽게 접근하도록 도울 수 있다. NUI의 필요성이 점차 확대됨에 따라 본 논문에서 제안한 어플리케이션의 활용 범위는 더욱더 커질 것으로 전망한다. 동시에 제스처를 사용하여 어떤 기능을 수행 하고 사용자들의 편의성을 높이는 방법에 관한 심도 있는 연구가 필요하다.

사사

본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 IT융합 고급인력과정 지원사업 (NIPA-2013-H0401-13-1003)의 연구결과로 수행되었음.

참고문헌

- [1] 박기창 외, GUI 어플리케이션 제어를 위한 제스처 인터페이스 모델 설계, 2013
- [2] developer.android.com
- [3] Yang Li, Gesture Search: A Tool for Fast Mobile Data Access, 2010
- [4] 황태우, NUI(Natural User Interface)를 활용한 건축설계지원도구 개발, 2012

실시간 스트리밍 빅 데이터를 지원하기 위한 안드로이드 기반 모바일 하둡 플랫폼에 관한 설계 및 연구

*김병문, 노재춘
세종대학교 컴퓨터공학과
e-mail : kazuya124112@gmail.com, jano@sejong.ac.kr

Android-Based Mobile Platform Design for supporting the Real-time Streaming Big-data

*Byung-moon Kim, Jaechun No
School of Computer Engineering
Sejong University

Abstract

Due to the rapid growth of mobile devices and applications, mobile cloud computing is becoming an important platform in the development of cloud services. However, the mobile cloud computing is facing many challenges in terms of the computing resources and communications. One of them is the cost-effective storage resource that enables to store a large-scale amount of data needed for the tremendous number of client requests coming from mobile devices. In this paper, we propose the low-cost android mobile cluster system that is built on top of Hadoop platform. In the system, each mobile device can share a single storage depository provided by the mobile cluster system, while favoring the support for the real-time streaming service that is inevitable for smart devices.

I. 서론

스마트폰의 대중화로 인해 하루에도 수백 수천만의 데이터들이 생성되고 이용되고 있다. 언제 어디서든 콘텐츠를 이용할 수 있는 시대가 오면서 동영상과 사진 등 멀티미디어의 수용가 급증하고 있다. 하지만 제한된 스마트폰의 저장 공간으로 스마트폰에 저장할 수 있는 콘텐츠가 제한이 된다. 이 문제를 해결할 방안으로는 클라우드 서비스가 있다. 현재에도 SKT, KT 등의 대기업들과 Dropbox 등의 다양한 회사들이 클라우드 서비스를 하고 있다. 하지만 이러한 클라우드 서비스도 저장 공간의 한계가 있다. 이를 해결하기 위해서는 개인적으로 클라우드 서비스를 구축하는 방법이 있지만 그 역시 비용이 높아 어려움이 있다.

본 논문은 개인용 클라우드 서비스 구축의 한가지 대안으로 대용량 분산처리 시스템인 하둡(Hadoop)을 이용하여 실시간 스트리밍 서비스를 지원하는 모바일 클러스터를 제안한다. 하둡은 저 비용의 하드웨어로도 시스템을 구축할 수 있고, 확장성도 용이해서 개인용 클라우드 서비스를 하기에 적합하다. 이러한 하둡의 장점을 이용하여 개인용 안드로이드 기반 모바일 클라우드 플랫폼을 구축하기 위한 설계를 제안한다.

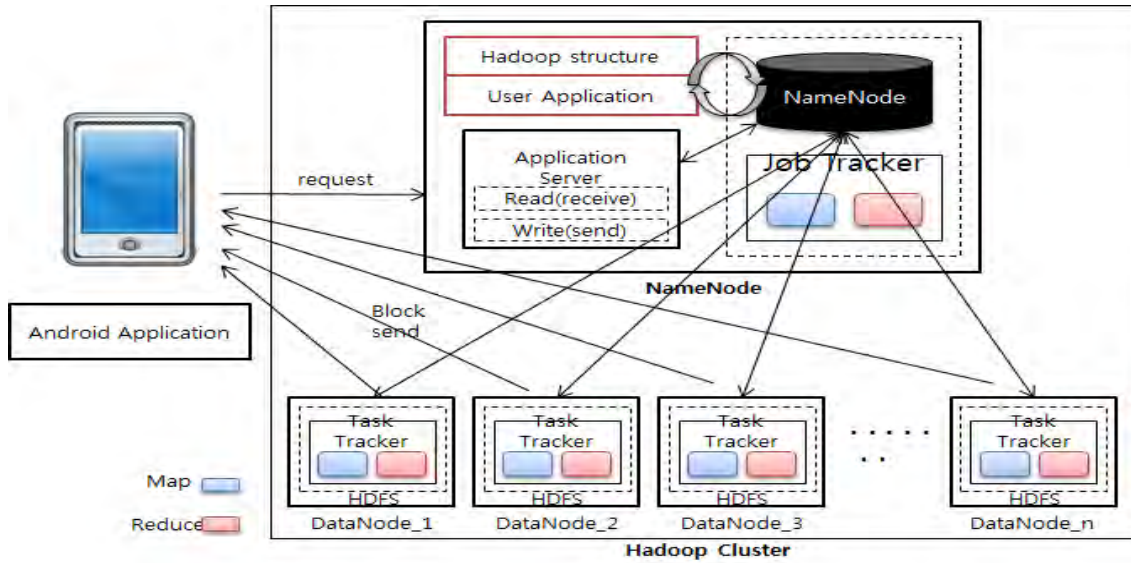


그림 1. 모바일 하둡 구조도

II. 관련 연구

2.1 Hadoop HDFS(Hadoop Distributed File System)

하둡은 대용량의 파일을 처리할 수 있는 큰 규모의 분산 컴퓨팅 환경을 지원하는 프레임 워크이다[1]. 하둡 프레임 워크는 하둡 분산 파일 시스템(Hadoop Distributed File System)을 사용하고 있으며, 이 파일 시스템은 마스터/슬레이브 구조로 구성되어 있다[2]. 마스터 노드는 파일 시스템 네임스페이스를 관리하고 클라이언트에 의한 파일 접근을 통제하는 단일 네임노드로 구성된다[3,4]. 슬레이브 노드에는 데이터를 저장하는 스토리지를 관리하는 데이터노드가 있으며 파일을 하나 또는 그 이상의 블록으로 나누어져 저장되어 있다. 네임노드는 파일 시스템 네임스페이스 동작을 수행하고 데이터 노드의 블록 매핑을 판단하며 관리한다.

2.2 모바일 클라우드 컴퓨팅

모바일 클라우드 컴퓨팅[5]은 기존의 클라우드 컴퓨팅에 최근 급 성장하고 있는 스마트폰의 휴대성을 접목시켜 언제 어디서든 사용자가 클라우드 서비스를 이용할 수 있는 환경을 말한다. 모바일에서 처리해야 하는 작업 및 데이터 저장 등을 클라우드 서비스를 이용할 수 있으며 어떤 단말기나 PC등에서 그 서비스를 이용할 수 있다. 스토리지의 한계가 있는 모바일 환경에서 모바일 클라우드는 그 중요성이 더 커져가고 있으며 대표적으로는 Dropbox와 애플의 iCloud[6], 구글

의 Google-Drive[7]가 있으며 국내 회사인 KT의 uCloud, SKT의 TCloud 등이 있다.

III. 모바일 하둡 어플리케이션 설계

모바일 하둡 어플리케이션은 하둡 내의 데이터 목록 불러오기, 실시간 멀티미디어 감상, 모바일 상의 데이터를 하둡으로 전송으로 기능을 구분한다. 어플리케이션을 실행함과 동시에 등록해둔 하둡 시스템으로 request를 전송하여 데이터 목록을 불러오고 불러온 데이터를 선택하면 그 해당 데이터를 실시간으로 서비스할 수 있는 것을 목표로 하고 있다. 본 연구의 목표는 다음과 같다.

3.1. Data Block 전송

[그림1]는 모바일 하둡의 구조를 나타내고 있다. 기본적으로 하둡은 각 Datanode와 Namenode간에는 내부 네트워크망을 이용한 SSH 통신을 통해 블록(block)을 전송한다. 이는 Namenode의 설정파일에서 등록된 Datanode에서만 블록이 전송되는 것이다[3]. 이를 해결하기 위하여 본 연구에서는 Datanode에 새로운 프로토콜을 만들어 Datanode에서 모바일로 블록을 전송하도록 설계하였다.

HDFS의 FileSystem 객체를 이용하여 블록을 read()하여 InputStream을 통하여 읽어 들인 이후 socket 통신을 통하여 모바일로 블록을 전송하는 형식이다. 또한, 기본적으로 하둡의 Datanode들은 전부 내부 방화

벽이 설정되어있다. 이를 해결하기 위하여 모바일용으로 새로운 전송 port를 열어두고 그 port만을 이용하여 블록을 전송하는 구조로 설계한다.

3.2 실시간 스트리밍 서비스

클라우드 서비스를 통해 많이 이용하는 것이 사진과 동영상 등의 멀티미디어 파일이다. 이를 위해 하둡 시스템에 저장해 놓은 동영상을 클릭과 동시에 실시간으로 모바일에서 볼 수 있도록 설계하였다. 모바일에서 하둡 시스템으로부터 데이터의 목록을 불러오면서 저장되어 있는 데이터의 블록 일부를 모바일에 저장해 놓는 방식을 사용한다. 64MB의 블록을 두 개 이상 가지고 있다면 모바일에서의 동영상 재생은 원활하게 서비스 가능하다.

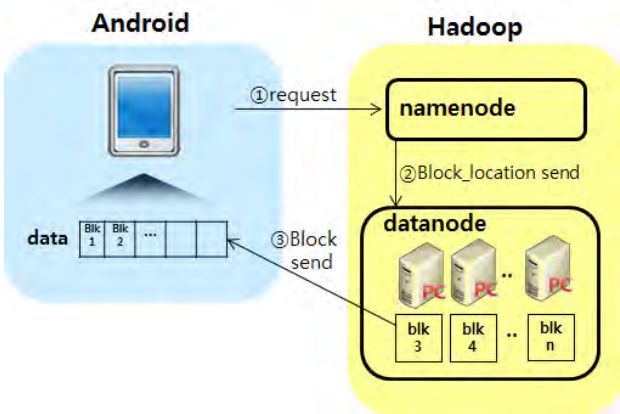


그림 2. 데이터 블록 전송 구조

[그림2]는 모바일에 데이터 블록의 전송을 나타낸 구조이다. blk1, blk2는 모바일에 미리 저장되어 있는 데이터의 블록이며 블록은 해당 파일과 동일한 이름의 폴더 형식으로 저장을 하고, 어플리케이션에서 처음에 설정해 놓은 하둡 시스템에서 데이터 목록을 불러오며 동시에 파일의 블록을 모바일에 전송하도록 설계하였다. 해당 데이터를 선택하면 저장되어있던 블록이 먼저 실행이 되면서 그와 동시에 하둡의 네임노드에 데이터 블록을 요청하여 각 데이터노드에서 나머지 블록을 불러오는 방식이다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 하둡 기반의 개인용 클라우드 서비스를 구축하여 모바일에서 이용 가능하게 하는 시스템을 제안하였다. 기존의 클라우드 서비스는 대기업 위주의 비싼 장비들로 구축되어서 쉽게 저장 공간을 늘린다거나 그와 비슷한 클라우드 서비스를 개인이 구축하기엔 큰 제약이 따르는 현실이었다. 따라서 본 논문에서는

개인이 비교적 저렴한 하드웨어로 구축할 수 있는 하둡을 기반으로 클라우드 서비스를 구축하여 모바일에서 실시간 스트리밍 서비스를 가능하게 하는 방법을 설계하였다.

향후 연구로는 실제로 위에 설계된 모바일 하둡 어플리케이션을 구현하고, 다른 클라우드 서비스와의 속도, UI 적인 측면을 비교 분석 연구한다. 또한 다른 하둡 시스템과의 데이터 공유 문제도 연구할 예정이다.

참고문헌

- [1] Hadoop, <http://hadoop.apache.org>
- [2] Wikipedia, http://en.wikipedia.org/wiki/Apache_Hadoop
- [3] Tom White, "Hadoop the Definitive Guide, Second Edition", O'REILLY, 2010
- [4] 조성환, 이승하, 방세중, 김양우, "HDFS 기반 동적 데이터 관리를 위한 파일 관리자 설계"
- [5] 윤용익, 김스베틀라나, "모바일 클라우드 컴퓨팅기술 동향,"IT 기획 시리즈, 주간기술동향 통권1439호, pp32-34, 2010
- [6] iCloud, <https://www.icloud.com/>
- [7] google drive, drive.google.com/

사용자 워크로드에 최적화된 VM 매핑이 가능한 데스크탑 가상화 플랫폼의 설계

*이지은, 김태훈, 노재춘
세종대학교 컴퓨터공학과

e-mail : apple173@naver.com, hont2005@nate.com, jano@sejong.ac.kr

VDI Platform Design for providing the Optimized VM Assignment

*Ji-Eun Lee, Tae-Hoon Kim, Jaechun No
School of Computer Engineering
Sejong University

Abstract

Recently, the technology for Desktop Virtualization(VDI) is rapidly improving due to its advantage of centralizing distributed desk images, along with its strength on data security. In particular, open-source KVM, that has been developed on top of Linux kernel, can reduce the management overhead in controlling the distributed desk images, by introducing the hardware virtualization support. However, in the current KVM implementation, each VM is statically assigned to a client at the initialization step. As the number of VMs using KVM increases, choosing the right VM that is appropriate for the application access patten becomes important because it can significantly affect application execution performance. In this paper, we propose the optimized VM mapping method where VM assignment to each client can dynamically be performed based on user workloads.

I. 서론

데스크탑 가상화 기술은 장소와 관계없이 어느 곳에

서나 자신의 데스크탑과 어플리케이션에 액세스할 수 있도록 하는 것으로, 서버 기반 컴퓨팅(SBC:Server Based Computing)의 일종이다. 이를 통해 사용자는 가상화된 데스크탑 환경을 제공받으며, 현재 Citrix나 KT, 티론 등에서 서비스를 제공하고 있다. 또한 데스크탑 가상화의 우수한 보안 능력과 유지보수, 확장성의 용이성 등의 장점으로 최근 기업에서의 데스크탑 가상화를 도입하는 사례 역시 늘고 있다[1,2].

이러한 여러 장점들이 있으나, 자원의 효율적인 사용면에서 과연 사용자는 얼마만큼 요구사항에 맞는 환경을 제공받았는지, 혹은 관리자의 입장에서 얼마나 효율적으로 자원을 할당했는지 확인할 수 없다. 특히 수많은 가상 머신(VM)들이 존재하는 경우, 사용자는 몇 가지 정보(OS와 같은)만 확인할 뿐, 원하는 용량과 메모리, 더 빠른 가상 머신이 무엇인지는 알 수 없다. 이는 관리자의 입장에서 사용자에게 더 많은 자원을 할당하거나, 적게 할당하는 등의 자원의 낭비 및 비효율성을 높인다. 따라서 본 논문은 특히 사용자의 관점에 초점을 맞추어 사용자에게 제공할 수 있는 가장 적합한 가상머신(VM)에 초점을 맞추고자 한다.

연구를 위해 데스크탑 가상화 기술 중 리눅스 기반의 오픈소스인 KVM(for Kernel-based Virtual Machine)을 이용하여 시스템을 구축하였다.

본 논문의 구성으로 2장에서 관련 연구에 대해 기술하고, 3장에서는 KVM을 이용한 유저 워크로드에 따

른 설계 및 구현, 4장에서는 실험 및 성능에 대해 기술한다. 마지막으로 5장에서는 결론을 맺는다.

II. 관련 연구

2.1. 가상화 기술

가상화는 멀티태스킹과 유사하나 가상화 커널이 운영체제를 스케줄한다는 점이 다르다. 따라서 운영체제를 스케줄 하는 가상화 커널인 하이퍼바이저(hypervisor)가 필요하다. 스케줄 하는 방식에 따라 가상화의 방식이 다양하며, 연구에 사용된 KVM은 OS 위에서 실행되는 하이퍼바이저로, 호스트 하이퍼바이저로 볼 수 있다[3].

이러한 가상화 기술은 데스크탑 관리의 어려움으로 발전하여 쓰이게 되었으며, 이는 아래 그림에서 보듯이 보통 Broker, Hypervisor, 전송 기술, 보급/관리하는 4가지 기술로 구성할 수 있다[그림 1].

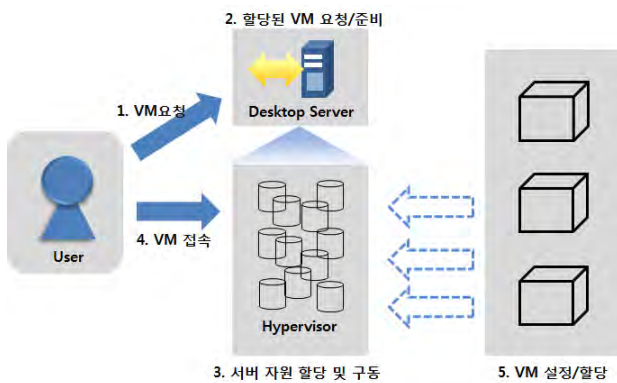


그림 1 데스크탑 가상화 기술

2.2 KVM(for Kernel-based Virtual Machine)

KVM은 가상화를 지원하는 x86 하드웨어(Intel VT 또는 AMD-V)를 이용한 Linux용 전체 가상화 솔루션이다. 오픈소스인 KVM을 사용하여 여러 개의 가상머신(리눅스나 윈도우)을 실행할 수 있다. 커널에서 kvm.ko라는 모듈로써 동작하며, QEMU라는 에뮬레이터를 이용하여 가상 머신을 운영한다[4].

III. 설계

기존 KVM에서는 사용자의 요구사항에 맞는 가상머신을 정렬해서 보여주지 않는다, 또한 가상화 시스템에서 사용자의 가상머신 선택은 가상머신의 수가 많아

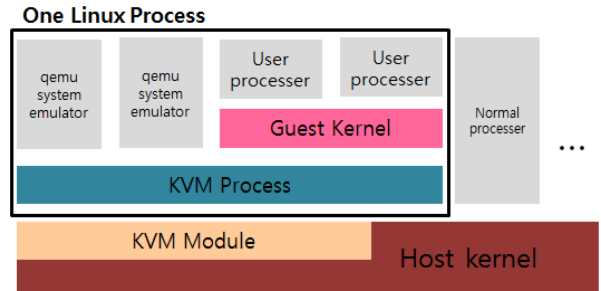


그림 2 KVM Architecture

질수록 선택에 어려움이 있고, 효율성이 떨어진다. 따라서 사용자의 편의성과 시스템의 효율적 사용을 위해 사용자의 요구사항을 입력받고, 그에 가장 유사한 가상머신을 정렬하여 보여주고자 한다.

표 1 정렬방법 예시 - CentOS, CPU 선택시 정렬

OS	CPU	...	memory	storage
CentOS	4core	...	4GB	200GB
CentOS	4core	...	2GB	400GB
CentOS	2core	...	4GB	400GB
...
Ubuntu	2core	...	2GB	300GB
...

정렬방법은 OS 및 CPU, memory, storage, 디스크 섹터위치, 접속한 유저수 등에 따라 정렬되며[표1]. 사용자의 입력정보를 바탕으로 순차적으로 가상머신들이 나열된다. 사용자가 입력하지 않은 정보는 순차적으로 가장 좋은 것을 나열한다. 단, OS의 경우 특성상 사용자의 입력을 반드시 받아야 한다. 또한 Host OS와 Guest OS의 파일시스템의 종류에 따라 속도의 차이가 날 것으로 생각되므로, 각 경우를 조사하여, 가장 빠른 조합을 추천 순위에 사용한다. 사용자의 접속이 많은 가상머신들은 속도가 느릴 것이므로 응답속도에 따라 2차적으로 사용자에게 가상머신이 배분된다.

정렬방법 중 하나인 디스크 섹터 위치는 OS 이미지가 하드 디스크에 저장될 시 하드 디스크의 특징으로 인해 어떤 위치에 존재하는 섹터인가에 따라 속도가 달라진다[5,6]. 하지만 디스크 섹터에 대한 정보는 다른 정보와는 달리 파일시스템 연산을 거치지 않고, 복잡하게 접근해야 하기 때문에 어셈블리 코드를 이용하여 직접 알아내야만 한다.

사용자에게 배정되는 가상머신(VM)은 기존의 경우 정렬된 스택에서 순서대로 배정해주었다. 이 경우 가상머신의 속도(하드웨어, 소프트웨어)에 상관없이 배정이 된다. 따라서 본 연구는 사용자의 요구에 응답하는 가상머신의 속도를 측정하여 기록하고 캐시테이블을 만든다. 사용자는 VM에 접근시 캐시테이블을 참조하

여 속도가 빠른 가상머신을 배정하도록 할 것이다[그림3].

또한 유저들의 요구조건과 그에 맞는 VM의 정보를 많이 요구되는 순으로 테이블에 일정량 저장하여 유저들이 요청하는 경우 빠르게 배정할 수 있도록 한다.

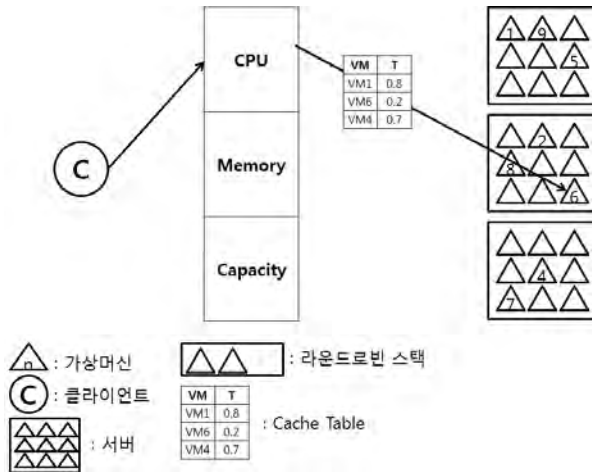


그림 3 가상머신 배정 방식 모형

IV. 실험

4.1. Host와 Guest의 file system별 속도 차이

Host와 Guest의 파일시스템에 따라 속도에 차이가 있는지 실험해 보았다. 만약 속도에 차이가 있을 경우, 같은 운영체제를 사용하더라도 속도가 빠른 파일시스템이 있는 쪽을 배정할 수 있도록 해야 할 것이다. 아래는 속도 차이를 확인하기 위한 테스트 환경이다[표 2]. 성능 측정에는 Iozone-3.394 버전을 이용하였다.

4MB write 어플리케이션을 실행했으며, 성능측정

표 2 성능 측정 환경

	Host OS	Guest OS
S/W	OS : CentOS_6.2-x86_64 FS : ext2	OS : CentOS_6.2-x86_64 FS : ext2, ext4
H/W	CPU : AMD 8 Core RAM : SAMSUNG DDR3 8GB DISK : SEAGATE SATA3 7200RPM 500GB	CPU : 1 Core RAM : 1GB DISK : 512MB

결과 Host OS가 ext2인 때, Guest OS가 ext2인 경우가 ext4인 경우보다 성능이 더 높은 것으로 나타났다[그림 4]. ext4인 경우 약 20MB/sec, ext2인 경우 65MB/sec으로 나타나 약20%정도의 성능 차이를 보이는 것으로 나타났다. 이는 파일시스템의 특성 때문인

것으로 보이며 ext4의 저널링 기능이 성능에 저하를 일으키는 것으로 추측된다[7,8].

따라서 사용자가 더 좋은 성능을 원할 경우 ext4보다는 ext2 파일시스템을 이용하는 가상머신을 주는 것이 효율적이다.

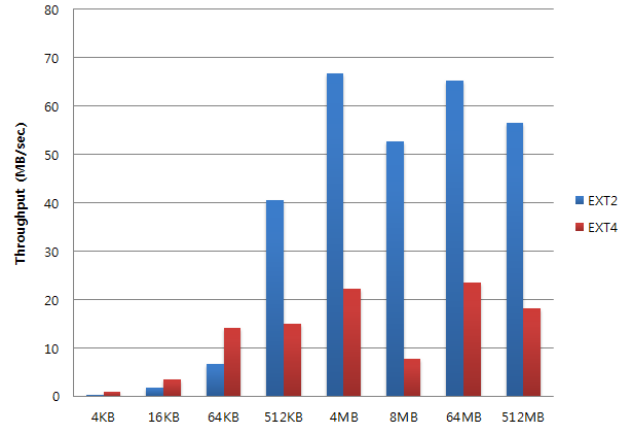


그림 4 Guest OS의 FS차이에 따른 성능 측정 결과

V. 결론 및 향후 연구 방향

사용자가 이용하는 가상머신(VM)은 다양한 조건에 영향을 받아 성능에 차이를 보인다. 이러한 정보를 사용자에게 제공하는 것은 결과적으로는 사용자의 편의성과 시스템 사용의 효율성을 증가하는데 도움이 된다.

다만 최근 비용은 좀 더 비싸지만 SSD 사용이 증가하는 추세로 보아, 더 큰 효과를 위해 HDD와 SSD를 통합하는 하이브리드 시스템을 구축하고, 경우에 따라 알맞게 디스크 자원을 배분한다면 더 좋은 성능을 기대할 수 있다.

또한 현재 실험에서 guest OS에 따른 성능 측정만 진행되었으며, 많은 파일시스템을 모두 조사하지 못한 한계점이 존재한다. 차후 다른 파일시스템으로 확대하여 조사한다면 파일시스템의 조합에 따른 성능 결과에 대한 더 유용한 정보를 얻을 수 있을 것이다.

참고문헌

[1] Citrix, www.citrix.com, white paper
 [2] 이완희, 이봉환, “데스크탑 가상화에서 HDFS를 이용한 서비스 제공시간 개선 연구”, 2012
 [3] Citrix, www.citrix.com, Cloud Academy
 [4] KVM, www.linux-kvm.org
 [5] Wikipedia, http://en.wikipedia.org/wiki/

Hard_disk_drive, "Hard disk drive"

- [6] 김다윗, "HDD와 SSD의 작동 원리 분석과 이에 따른 성능 비교", 2011, <http://www.kbench.com/hardware/?cc=1-&sc=-&no=99265&pg=1>
- [7] Wikipedia, <http://ko.wikipedia.org/wiki/Ext4>, "Ext4"
- [8] 타카하시 히로카즈, 오다 이츠로, 야마하타 이사쿠, 리눅스 커널2.6의 구조와 원리, 2010
- [9] Sankaran Sivathanu, Ling Liu, Mei Yiduo and Xing Pu, Storage Management in Virtualized Cloud Environment, 2010

Task Queue 기반 병렬처리를 통한 행렬 곱셈 가속화

*구동훈, *전용권, **유승학 *윤성로
 *서울대학교 전기정보공학부, **고려대학교 IT융합학과
 e-mail : sryoon@snu.ac.kr (corresponding)

Accelerating Matrix Multiplication by Task Queue-based Parallelization

*Donghoon Koo, *Yongkweon Jeon, **Seunghak Yu, *Sungroh Yoon
 *Department of Electrical and Computer Engineering
 Seoul National University, Seoul 151-744, Korea
 **Department of IT Convergence, Korea University, Seoul 136-713, Korea

Abstract

By parallelizing Strassen's algorithm with the task-queue concept, we implement an accelerated version of the matrix multiplication operation. The tasks with resolved dependency are placed in a task queue and then are processed by multiple threads. Using the proposed method, we can accelerate the matrix multiplication by over 32 times compared to the general approach in case of multiplying two 4096×4096 matrices.

위해서는 병렬화가 필수적이다. 본 논문에서는 분할 정복(divide and conquer) 방식인 Strassen 알고리즘을 Task Queue 기반으로 병렬화 하였으며 이를 통해 4096×4096 크기의 행렬에서 일반 행렬 곱셈 대비 32.1배, 순차 Strassen 알고리즘 대비 약 6.6배의 속도 향상을 이루었다.

I. 서론

행렬곱셈은 과학·공학 뿐 아니라 생물정보학, 금융 등 다양한 분야에서 쓰이는 알고리즘의 기본적인 연산으로 많이 활용되고 있다. 통계물리학에서 고차원의 문제를 행렬곱셈을 통해 문제를 해결하는 Ising model [1]과 생물정보학에서 PAM(Point Accepted Mutation) [2]을 구하기 위해 행렬곱셈을 이용하는 것이 대표적인 예이다. 일반적인 경우 행렬곱셈의 시간 복잡도는 $O(n^3)$ 으로 매우 높다. Strassen은 이러한 단점을 개선하기 위해 새로운 연산방식을 사용하여 행렬 곱셈의 시간 복잡도를 $O(n^{2.8})$ 로 낮추었다 [3]. 그러나 큰 사이즈의 행렬 곱셈을 해야 하는 상황 등을 고려해보면 여전히 그 시간 비용은 매우 높으므로, 이를 줄이기

II. 배경 지식

2.1 Strassen 알고리즘

Strassen 알고리즘을 적용하기 위해서, $M \times N$ 행렬 A와 B는 $M=N=2^n$ 인 형태이어야 하며 그렇지 않을 경우, 모자라는 행과 열을 0으로 채운다음 행렬 곱이 끝난 뒤에 다시 행렬에서 필요한 부분을 잘라내는 과정이 필요하다.

행렬 곱을 위해 먼저 A와 B를 <식 1>과 같이 같은 크기의 정사각 행렬 4개로 나눈다.

$$\begin{bmatrix} A_{1,1} & A_{1,2} \\ A_{2,1} & A_{2,2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} B_{1,1} & B_{1,2} \\ B_{2,1} & B_{2,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{1,1} & C_{1,2} \\ C_{2,1} & C_{2,2} \end{bmatrix} \quad \text{<식 1>}$$

일반적인 행렬 곱셈을 구하기 위해서는 <식 2>와 같이 8번의 곱셈과 4번의 덧셈이 필요한 반면에 Strassen 알고리즘은 <식 3>과 같은 7개의 행렬을 정의, 총 7번의 곱셈과 18번의 덧셈·뺄셈을 진행하며,

<식 3>의 M_k 행렬들로 <식 4>와 같이 구하고자 하는 행렬 C 를 이루는 부분 요소들을 구할 수 있다 [3-4].

$$\begin{aligned} C_{1,1} &= A_{1,1}B_{1,1} + A_{1,2}B_{2,1} \\ C_{1,2} &= A_{1,1}B_{1,2} + A_{1,2}B_{2,2} \\ C_{2,1} &= A_{2,1}B_{1,1} + A_{2,2}B_{2,1} \\ C_{2,2} &= A_{2,1}B_{1,2} + A_{2,2}B_{2,2} \end{aligned} \quad \text{<식 2>}$$

$$\begin{aligned} M_1 &:= (A_{1,1} + A_{2,2})(B_{1,1} + B_{2,2}) \\ M_2 &:= (A_{2,1} + A_{2,2})B_{1,1} \\ M_3 &:= A_{1,1}(B_{1,2} - B_{2,2}) \\ M_4 &:= A_{2,2}(B_{2,1} - B_{1,1}) \\ M_5 &:= (A_{1,1} + A_{1,2})B_{2,2} \\ M_6 &:= (A_{2,1} - A_{1,1})(B_{1,1} + B_{1,2}) \\ M_7 &:= (A_{1,2} - A_{2,2})(B_{2,1} + B_{2,2}) \end{aligned} \quad \text{<식 3>}$$

$$\begin{aligned} C_{1,1} &= M_1 + M_4 - M_5 + M_7 \\ C_{1,2} &= M_3 + M_5 \\ C_{2,1} &= M_2 + M_4 \\ C_{2,2} &= M_1 - M_2 + M_3 + M_6 \end{aligned} \quad \text{<식 4>}$$

각각의 M_k 행렬들은 정사각 행렬의 곱으로 이루어지기 때문에 이것 또한 Strassen 알고리즘으로 연산을 진행하며 행렬의 크기가 미리 정해놓은 경계 값 (Threshold)과 동일해 질 때 까지 재귀적으로 반복하여 처리되게 된다.

Strassen 알고리즘은 시간 소모가 더 많은 곱셈의 수를 줄이고 덧셈의 수를 늘리는 방식으로 이 과정을 재귀적으로 반복하게 되면 총 $7n^{\log_2 7} - 6n^2$ 의 연산이 필요하게 되며 시간 복잡도는 $O(n^{2.807})$ 이 된다 [5].

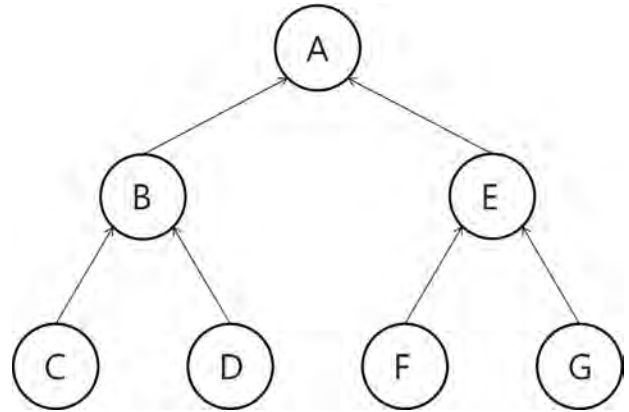
2.2 Task Queue

Task Queue는 삽입된 원소 순서로 꺼내어 쓸 수 있는 Queue [6]를 활용한 것으로 병렬화 기법에 활용할 수 있다. Task Queue에는 종속성이 제거된 작업들 부터 먼저 삽입된다. 그러면 여러 스레드들이 Task Queue의 front에 경쟁적으로 접근하여 작업들을 가져와 병렬적으로 처리하는 것이다. 그리고 이후 종속성이 사라진 작업들 또한 Task Queue에 삽입되어 여러 스레드들에 의해 병렬 처리됨으로써 문제해결 속도를 가속화 할 수 있다.

예를 들어 <그림 1>과 같이 처리해야할 작업이 있다고 가정하자. 여기서 화살표는 종속성을 나타내는 것으로 화살표 끝점에 위치한 작업은 화살표 시작점에

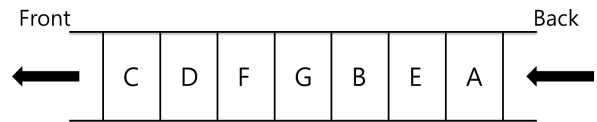
종속성이 있음을 나타낸다. 예를 들어 작업 B는 작업 C와 D가 처리 완료되어야 Task Queue에 삽입되어 임의의 스레드에 의해 처리될 수 있다.

<그림 1>의 경우 작업 C, D, F 와 G를 먼저 Task queue에 넣고 이후 C와 D가 처리되어 종속성이 사라지면 B를, F와 G가 처리되면 E를 삽입한다. Task Queue에 들어온 작업들은 앞서 설명한 바와 같이 여러 스레드들이 병렬처리를 하게 된다. 마지막으로 B와



<그림 1> 작업 종속성 트리

E의 처리 이후 A를 Task Queue에 넣어 처리되도록 한다. 이때 작업마다 종속성을 표시해주는 flag를 만들어 종속성 제거 여부를 판단 한다.



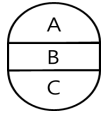
<그림 2> Task Queue

Task queue는 merge sort나 Strassen 알고리즘과 같은 작업 간 종속성을 갖는 분할 정복 방식에서 속도를 향상시키기 위한 병렬 처리 기법에 효과적으로 사용될 수 있다.

III. 방법

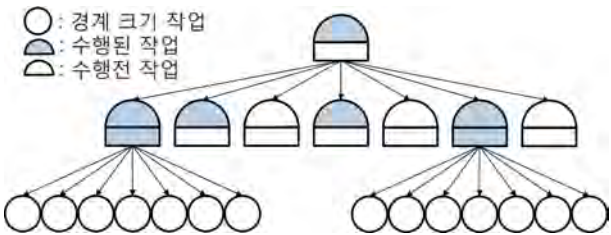
Strassen 알고리즘은 3가지 단계로 나눌 수 있다. 먼저 곱셈을 할 행렬을 4개의 정사각 행렬로 나누어 <식 3>의 덧셈과 뺄셈을 한다. 다음 이 결과들로 <식 3>에 나와 있는 7개의 $M_x(x=1,2,\dots,7)$ 행렬을 구하기 위해 순차알고리즘에서는 재귀적인 방식을 통해서, 병렬 알고리즘에서는 여러 작업으로 분리하여 계산하게 된다. 행렬의 크기가 경계 값과 같아지면 일반적인

행렬 곱셈을 수행하여 M_x 값을 연산한다. 마지막으로 이렇게 M_x 행렬이 구해지면 $C_{1,1}, C_{1,2}, C_{2,1}, C_{2,2}$ 를 <식 4>에 나와 있는 방식으로 계산한다.



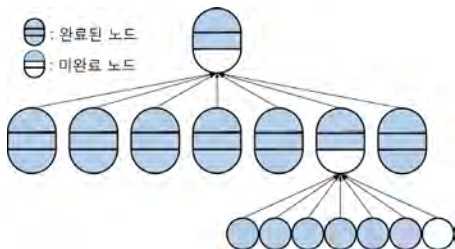
<그림 3> 작업 노드

본 논문은 앞서 말한 3가지 단계를 <그림 3>과 같이 하나의 노드로 표현하였다. A는 4개의 블록행렬로 <식 3>의 덧셈과 뺄셈을 하는 단계이며 B는 <식 3>의 곱셈 연산을 진행하기 위해 7개의 하위 노드를 생성하는 과정이다. C는 <식 4>의 $C_{1,1}, C_{1,2}, C_{2,1}, C_{2,2}$ 를 계산하는 단계이다. 그리고 이 하나의 노드는 A와 B를 수행하는 작업 AB와 C를 수행하는 작업 C로 분리되어 여러 스레드에 의해 병렬 처리 될 수 있도록 하였다.



<그림 4> 작업 AB가 생성 되는 과정

<그림 4>와 같이 단계 A와 B를 수행하는 작업 AB는 행렬의 크기가 경계 크기와 같을 때까지 자식 작업 노드를 계속 생성한다. 그리고 각 노드에서 필요한 7개의 M_x 가 구해지면 단계 C를 수행하는 작업 C를 처리할 수 있게 된다. 같은 부모 노드에서 파생된 경계 크기 작업들의 연산이 모두 완료되면 그 부모 노드의 작업 C의 종속성이 제거되며, 이것은 Task Queue에 삽입되어 임의의 스레드에 의해 처리 될 수 있다. 마찬가지로 하위 노드들이 모두 처리 완료 될 경우, 상위 노드의 작업 C가 처리 될 수 있게 된다 (<그림 4> 참고).



<그림 5> 작업 C가 처리 되는 과정

작업 C는 하위 노드보다 먼저 생성 되지만 하위 노드보다 늦게 처리되기 때문에 생성될 시에는 stack [6]에 두었다가 종속성이 제거되면 Task Queue에 삽입 되어 처리 된다 (<그림 5> 참고).

IV. 실험

행렬의 크기를 조정해가며 일반적인 행렬곱셈 방법과 Strassen 순차 방식, 그리고 병렬화 된 Strassen 방식을 비교하였다. 더불어 병렬 알고리즘에서 경계 값이 성능에 미치는 영향도 함께 알아보았다.

5.1 실험환경

- OS : Linux Ubuntu 10.04
- CPU : Intel Xeon X5650 2개
- Memory : 64GB

5.2 경계 값과 병렬화 성능의 관계

순차적인 Strassen 알고리즘의 구현의 경우 경계 값을 8로 하는 것이 적절하다 [7]. 그러나 병렬구현의 경우 경계 값에 도달할 때까지 여러 개의 스레드가 동시에 작업을 수행하면서 메모리 할당을 하므로 이처럼 작은 경계 값을 설정하면 심각한 메모리 부하를 발생시키게 된다. 또한 경계 값이 작아질수록 부모 작업량의 약 1/7에 불과한 작업량을 지닌 자식 작업이 많이 생겨나게 된다. 이로 인해 각 스레드는 작업 처리 시간보다 작업을 분배하는데 더 많은 시간을 소모하게 되어 성능 저하 현상이 발생하게 된다.

N:(NxN)	순차실행시간(초)	병렬실행시간(초)
256	0.0593	0.0995
1024	3.5709	3.8194
4096	212.3190	3350.6300

<표 1> 경계 값 8인 Strassen 알고리즘 구현

5.3 행렬크기에 따른 적절한 경계 값

5.2에서 발생한 문제를 제거하고자 행렬크기에 따른 적절한 경계 값을 찾는 실험을 진행하였다. 실험 결과는 <표2>와 같으며, 행렬의 크기가 커짐에 따라서 경계 값 또한 조금씩 높게 설정해주어야 병렬 효과가 크게 나타난 것을 확인 할 수 있었다. 실험 결과에 따르면 행렬크기가 256×256 이하일 때는 경계 값을 32로, 512×512 에서 4096×4096 까지는 경계

값을 64로, 그리고 8192×8192일 경우엔 경계 값 128로 했을 때, 최적의 성능을 나타내었다.

경계 값 행렬크기	8	16	32	64	128	256	512
128	0.0200	0.0047	0.0032	0.0037			
256	0.0995	0.0242	0.0103	0.0170	0.016	0.062	
512	0.3021	0.1601	0.1554	0.0744	0.151	0.198	
1024	3.8194	0.9229	0.6812	0.5727	0.867	1.139	1.430
2048	20.106	8.2845	4.45	4.2129	6.935	6.803	9.078
4096	3350.63	62.236	36.146	34.362	48.34	49.05	83.99
8192	메모리 부족	메모리 부족	메모리 부족	1864.750	283.2	359.7	567.9

<표 2> 경계치 변화에 따른 행렬 곱셈 수행 시간 (단위 : 초)

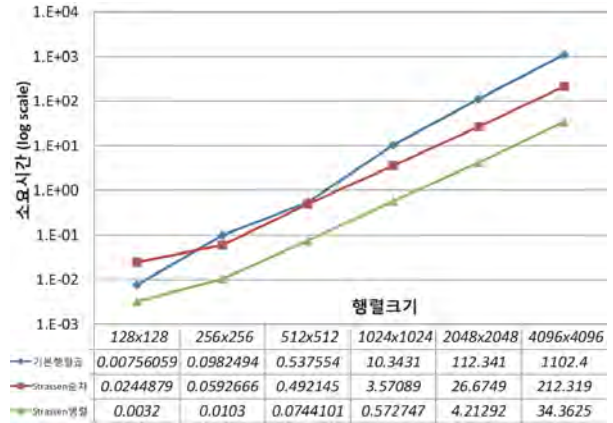
5.3 Strassen 순차방식과 병렬방식 시간 비교

기본 행렬곱셈과 순차 Strassen 방식 그리고 병렬 Strassen 방식의 소요시간을 비교하였다. 병렬 Strassen 방식의 경우 행렬크기에 따라 5.2 실험에서 찾은 최적의 경계 값을 적용하여 실험하였다.

<그림 5>는 소요시간을 log scale로 나타낸 것으로, 실험결과 행렬크기가 커짐에 따라 기본 행렬곱셈 대비 Strassen 알고리즘의 효과도 커지는 것을 확인할 수 있었다. 또한 본 논문에서 제시한 Task Queue를 이용한 병렬화로 4096×4096행렬에서 기본 행렬 곱셈 대비 32.1배, 순차 Strassen 알고리즘 구현 대비 6.6배의 속도향상을 이룰 수 있었다.

V. 결론 및 향후 연구 방향

여러 알고리즘에서 기본 연산으로 사용되지만, 비교적 높은 시간 복잡도로 병목현상이 나타나는 부분이었던 행렬 곱셈의 연산 시간을, Task Queue기반의 병렬화를 통해 단축시킬 수 있었다. 본 논문에서 적용한 것과 같이 분할 정복 방식의 문제해결에서, 종속성이 없는 작업들을 Task Queue를 통해 병렬적으로 처리한다면 소모되는 시간을 크게 단축시킬 수 있을 것이다. 또한 임베디드 시스템과 같은 활용할 수 있는 자원이 상대적으로 제한적인 환경에서도 Task Queue를 이용한 병렬처리를 한다면 주어진 자원을 최대한 활용할 수 있어 기기의 효율을 높일 수 있을 것으로 기대 된다.



<그림 6> 소요 시간 비교

VI. 사사

이 논문은 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임. (No. NRF-2011-0009963, No. NRF-2012R1A2A4A01008475).

참고문헌

- [1] Baxter, Rodney J. Exactly solved models in statistical mechanics. London: Academic Press Inc, 1982.
- [2] Pevsner J. Pairwise Sequence Alignment. Bioinformatics and Functional Genomics. Wiley-Blackwell, 2009
- [3] Strassen, Volker, Gaussian Elimination is not Optimal, Numer. Math. 13, 1969
- [4] Thomas H. Cormen, Charles E. Leiserson, Ronald L. Rivest, and Clifford Stein. Introduction to Algorithms, Second Edition. MIT Press and McGraw-Hill, 2001.
- [5] Richard Neapolitan, Kumarss Naimipour. Foundations of Algorithms, Fourth Edition. Jones and Barlett, 2011.
- [6] Nicolai M. Josuttis, The C++ standard library: a tutorial and reference, First Edition. Addison Wesley Longman, Inc, 2003.
- [7] Steven Huss-Lederman, Elaine M. Jacobson, Anna Tsao, Thomas Turnbull, Jeremy R. Johnson. Implementation of Strassen's algorithm for matrix multiplication. Supercomputing '96 Proceedings of the 1996 ACM/IEEE conference on Supercomputing (CDROM) Article No. 32, 1996.

트위터에서 에르되스 수와 네트워크 구조에 관한 연구

*이지민, *이정 *이민주, *김다은, **조은선, **김영국
*충남대학교 과학영재교육원, **충남대학교 컴퓨터공학과
e-mail : lee.jm98@gmail.com, {eschough, ykim}@cnu.ac.kr

Erdos Number and Network Structure of Tweeter

*Ji-Min Lee, *Cheong Lee, *Minjoo Lee, *Da-Eun Kim, **Eun-Sun Cho,
**Youngkuk Kim

*Institute for Science Education for the Gifted CNU,
*Dept. of Computer Science and Engineering
Chungnam National University

I. 서론

에르되스 수는 어떤 한 사람과 다른 한 사람의 연결 단계의 개수로서, 전체 네트워크 구조를 파악하는데 도움을 준다. 이 수는 네트워크를 연구하는 다른 분야에서 적용이 가능하며, 전통적으로 컴퓨터 네트워크의 연결 관계에 적용했을 때에 그 기본적인 구조를 파악하는데 도움을 주고 있다[2]. 특히 최근 주목받는 SNS, 페이스북, 트위터와 같은 연결 관계에 대한 분석에서도 에르되스 수가 중요한 기여를 할 것으로 보인다. 메시지 전파 시간 및 경로 예측등에 의미있는 정보를 줄 것으로 기대하고 있다.

그러나 이러한 SNS 들은 기존의 네트워크를 대상으로 구해진 에르되스 수와 다른 결과를 보일 것으로 사료된다. 특히, 이들 가운데 트위터의 연결구조는 전통적인 네트워크 달리 방향성이 있는 네트워크이기 때문에 에르되스 수가 기존과 동일한 양상을 보이지 않을 것이다.

본 논문에서는 소셜 네트워크중 하나인 트위터에서 임의의 한 계정과 다른 계정의 팔로잉 에르되스 수의 성질을 알아보고, 소셜 네트워크의 에르되스 수와 사람 네트워크에 비해 차이가 있는지 분석하였다.

II. 본론

2.1 관련연구

SNS에 대한 정보 검색 분야의 최근 연구들은 네트워

크 분석에도 초점을 맞추고 있다. 그러나, 페이스북에 비해 달리 트위터를 대상으로 연구한 것은 많지 않다 [4]. 트위터에 사용자의 유형을 조사하고 사용자에게 비슷한 유형의 다른 사용자의 팔로어를 참조하여 새로운 팔로어를 추천해주는 연구가 가장 활발하며[5][6], 이를 위해 트윗 시점, 사용자 트윗 분석, 실교류 횟수 등의 기초적인 정보흐름 분석을 하고 있다[4]. 이를 위해 사용자를 그룹으로 나누고 유형을 분석하는 것에 초점이 맞추어져 있다[7]. 최근에 본 논문과 독립적으로 트위터의 전체 네트워크를 분석하기 위한 사전 연구가 국외에서 발표되었으나 이들은 아직 연구 중이어서 결과가 나오지 않았으며, 에르되스 수 등 구체적인 결과에 대해서는 아직 언급 되지 않았다[8].



그림 1. 사람간의 네트워크 분포도 [3]

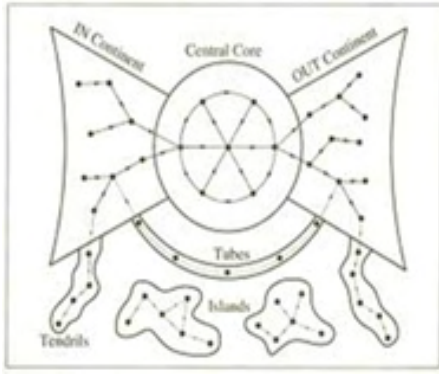


그림2. 사이트간의 네트워크 분포도[2]

2.2 트위터 네트워크 형상

사람간의 네트워크 형상과 인터넷 사이트들간의 네트워크 형상은 다른 양상을 띄게 된다[1][2]. 그림 1과 같이 사람의 네트워크는 몇몇 클러스터의 연결로 이루어지고 있다.

반면 사이트간의 네트워크 분포는 그림 2와 같이 in-대륙, out-대륙, 섬 등의 독특한 구조를 가지게 된다 [2]. in-대륙은 해당 사이트로 들어오는 네트워크가 많은 사이트이며, out-대륙은 다수의 다른 사이트로 연결되는 통로가 되는 사이트이다. 코어부분은 둘다의 역할을 수행하는 가장 중심이 되는 부분이며, 다른 사이트와 연결이 별로 없는 사이트는 섬으로 분류된다. 이 네트워크는 끝이 있고, 사이트가 연결을 하는 사이트와 그 사이트로 연결되는 사이트의 수의 차이가 큰 것도 있고 아주 작은 것도 있다.

본 논문에서 대상으로 하는 Following은 방향성이 있는 연결방식이다. 따라서 각 노드가 사용자인 사람을 대표하고 있다고 해도, 사람 간에 네트워크와는 다르다. 다음과 같이 오히려 인터넷 사이트 간의 네트워크와 유사한 성질을 가지고 있다고 볼 수 있다.

- in-대륙: 인터넷 사이트간의 네트워크 연결 분포도에서 in 대륙에 포함되는 Twitter 유저는 활동을 거의 하지 않고 처음 계정을 만들었을 때 자신이 좋아하는 것을 Follow를 하고 계정을 돌보지도 않는 유저들이 대부분을 차지할 것이다.
- 코어 부분: 사이트 분포지도에서 코어부분에 해당하는 유저들은 가장 활발한 유저들이거나 사람을 대표하지 않는 단체들일 가능성이 높다.
- out-대륙: 유명인사들 일 가능성이 높다. 유명인사들은 많은 사람들에게 Following을 당하지만 자신들이 하는 사람이나 단체는 몇 개 없을 것이고 그나마도 다른 소수의 유명인사들일 가능성이 크다.

또한 국내에서는 국산 SNS를 쓰는 사용자가 많은 것으로 알려져있으나 (트위터 : 카카오톡=850만:4200만), 그 성격이 다를 뿐만 아니라, 외국 SNS인 트위터에 대한 분석은 활성화되어 있는 국내 SNS 산업에 유용하게 응용될 수 있을 것으로 생각된다.

2.2 에르되스 수(Erdős number)

에르되스 수(Erdős number)는 헝가리의 수학자 에르되스와 함께한 공동연구로 이루어진 네트워크에서 한 사람이 다른 사람과 몇 단계를 거쳐 연결되어있는지를 나타내는 수이다. 사람간의 사회적 네트워크에서는 평균적으로 에르되스 넘버는 5.5 정도가 된다. 이것의 의미는 어떤 사람이 임의의 다른 사람과 평균 5.5 단계의 중간 사람을 거치면 연결될 수 있다는 것을 의미한다.

2.3 실험

본 실험은 Python 3.0[9]과 트위터를 이용할 수 있는 객체인 Tweepy[10]를 사용해서 실제로 국내 트위터를 creeping 하는 모듈을 구현하여 진행하였다. 먼저, Tweepy를 이용하여 사람들간의 팔로잉 단계를 알아볼 수 있도록 Python 프로그램을 작성하여 실행시켰다(그림 3). 탐색방법은 너비우선탐색방법(bread first search) (그림 4) 를 이용하여 주어진 사용자 1에서 2,3,4,5,6,... 12와 같은 순서로 팔로잉 연결을 따라 노드를 방문하였다. 유명인사를 목표로 한 실험과 일반인을 목표로 한 실험을 각각 진행하였다. 최대한 여러번의 실험으로 가장 평균적인 값을 구하려고 노력했다.

직관적으로는 트위터 팔로잉 관계에 대한 에르도수에 대해 개개인과 수치는 크고 유명인사와의 수치는 작을 것 같을 것으로 생각할 수 있다. 왜냐하면 개개인을 많이 Following하는 일은 많이 없지만 유명인사들

```
def traverse(from_id, to_id):
    visited_list = {from_id:[from_id]}
    to_expand_list = [from_id]
    while len(to_expand_list) > 0:
        current_id =
            to_expand_list.pop(0)
        current_path =
            visited_list[current_id]
        print "expanding from ",
            current_path, "..."
    try:
        for node_id in
            twitter.friends_ids(current_id):
                if ( node_id == to_id ):
                    current_path.append(node_id)
                    return current_path
```

그림 3 Creeping 모듈(핵심 부분 발췌)

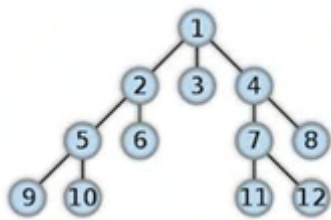


그림4. Bread first search 방법 [11]

을 하는 경우는 많이 있기 때문에 수치가 더 작을 것 같기 때문이다. 그러나 총 20번의 실험(유명인사 10번, 일반인 10번)을 진행하여 평균값을 얻어낸 결과, 다음과 같은 분석 결과를 얻었다.

- 유명인사는 대략적으로 3의 평균값이 나왔지만, 일반인은 모두 트위터가 1시간에 액세스를 제공하는 350번을 넘어 걸리고 말았다. 즉 아주 많은 단계를 거쳐야만 도달하는 것을 의미하므로 일반인들은 에르되스 수를 매우 증가시키고 있음을 알 수 있다. 또한 유명인사들만을 보면 평균 3이하 이므로 에르되스 넘버가 5.5이상 나올 것 이라는 가설과도 일치하지 않았다.
- 유명인사의 트위터는 2가지 유형이 있는 것으로 분석되었다. (1) 팔로워가 많고 팔로잉을 많이 하는 사람과, (2) 팔로워가 많지만 팔로잉을 많이 하지 사람이 있다는 것이다. 허브(역) 역할은 하는 유저는 팔로잉을 많이 하는 유저로, 이 유저를 팔로잉 하면 다른 사람들과의 관계가 넓어질 가능성이 커지는데, 이런 역할을 하는 유저는 예상했던 대로 활발한 유저나 단체였다. 예를 들어 광주 기상청이 팔로잉을 하는 유저수는 2771개이다.
- 전체 평균 에르되스 수를 산정하기 어려울 정도로 유명인사들과 (평균3) 일반인들간의 에르되스 수가 차이를 보이는 것으로부터 기존의 다른 네트워크와 차이가 있음을 알 수 있다. 트위터에는 계정이 있으므로 이론적으로 끝이 있고 방향성이 있으며, 코어가 있다는 면에서 사이트간의 네트워크와 모양이 유사하나 동일하지는 않다는 것을 의미한다.

III. 결론

에르되스 수는 어떤 한 사람과 다른 한 사람의 연결 단계의 개수로서, 전체 네트워크 구조를 파악하는데 도움을 준다. 본 논문에서는 트위터의 팔로우 연결구조에 대한 에르되스 수를 구하기 위한 실험을 하고 네트워크 구조를 분석하였다. 결과적으로 트위터는 전통적인 네트워크 달리 방향성이 있는 네트워크이기 때문

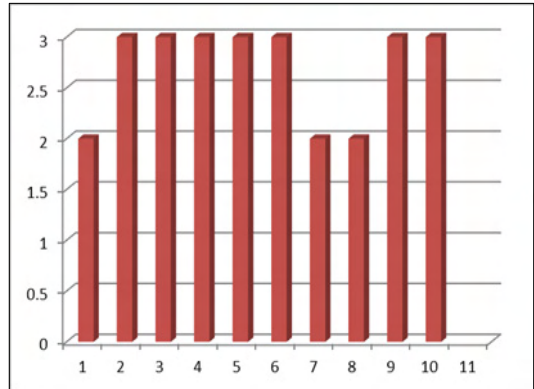


그림 5 트위터 팔로잉 횟수가 많은 유명인사에 대한 에르되스 수

에 에르되스 수가 기존과 동일한 양상을 보이지 않았으며, 인터넷 사이트간의 네트워크와 이론적으로는 유사하나 실험적으로 큰 차이가 있었다.

향후 연구로는 보다 큰 데이터셋을 통해 다각도의 실험을 거쳐 국내 트위터 구조에 대한 전체 모형을 수립할 수 있을 것으로 기대하고 있다.

IV참고문헌

[1]정재승의 과학콘서트(2003, 정재승, 어크로스 출판)
 [2]링크 (2002 라즐로 바라바시, 동아시아 출판)
 [3]<http://www.thenetworkthinkers.com/2010/02/spread-of-influence-in-network.html>
 [4]박수영, 하용호, 김용혁, “트위터 정보검색 분야의 최근 연구들,” 한국정보과학회 2010 한국컴퓨터종합학술대회 학술발표논문집 Vol.37 No.2 (C) 2010
 [5] 강정훈의 “트위터의 관심 팔로잉 추천 방법”, 2011 한국컴퓨터종합학술대회 학술발표논문집 Vol.38. No.2(B), 2011
 [6] 고정환, 김수철, 김성권, “인플루엔셜을 활용한 친구추천시스템”, 2010 한국컴퓨터종합학술대회 학술발표논문집, Vol.37. No 2(C), 2010
 [7] B. Krishnamurthy, P. Gill, M. Arlitt, “A Few Chirps About Twitter,” ACM WOSN, Aug. 2008, Washington, USA
 [8] M. Gabielkov, A. Legout, “The Complete Picture of the Twitter Social Graph,” ACM CoNEXT Student’12, Dec. 2012, Nice, France.
 [9] Python, Python Programming Language - Official Website, <http://www.python.org>.
 [10] Tweepy, <https://github.com/tweepy/tweepy>
 [11]http://en.wikipedia.org/wiki/Breadth-first_search

패턴인식을 위한 2-단계 분류기법

주동호, 레탕빈, 김상운
 명지대학교 컴퓨터공학과
 e-mail : *kimsw@mju.ac.kr*

A Two-step Classification Strategy for Pattern Recognition

Dongho Joo, Thanh Binh Le, and Sang-Woon Kim
 Dept. of Computer Engineering
 Myongji University

Abstract

We study a two-step classification strategy consist first in classifying objects in original input feature space using a number of different classifiers and second in re-classifying the intermediate vectors constructed with the results of the first-step classifiers. Our experimental results demonstrate the possibility that the proposed method could be employed for pattern recognition.

I. 서론

실세계 패턴인식에서는 다양한 채널의 특징정보를 결합하여 이용할 수 있다. 예를 들어, 바이오인식(biometrics)의 경우 각종 정보기기나 서비스의 이용을 제한하기 위해 지문, 성문, 장문(palm print) 얼굴, 홍채, 정맥 등의 정보를 개별적으로 또는 몇 개를 결합하여 이용할 수 있다. 이러한 다양한 채널 정보를 효과적이고 효율적으로 결합시키는 방법에 대한 연구가

"이 논문은 2012년 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임"
 (2012R1A1A2041661).

패턴인식 핵심연구 중의 하나인 분류기 결합 연구이다^[1]. 채널정보의 결합 및 융합에 대한 구체적인 연구 예들은 특징수준에서의 결합에 집중하는 다중커널학습(multiple kernel learning: MKL)과 분류기 수준에서의 결합(classifier level fusion: CLF)으로 크게 나눌 수 있다. MKL에서는 각각의 채널 별로 베이스 커널을 학습한 다음 이들을 선형 결합하여 출력을 결정하는 반면, CLF에서는 일련의 베이스 분류기를 학습한 다음 이들의 식별 결과에 max, min, mean, median, product 등의 결합규칙을 적용하는 방법이다^{[2],[3]}. 잘 알려진 분류기 결합 예에는 Adaboost 알고리즘이 있다^[4]. 본 연구에서는 Adaboost와 달리 잘 알려져 있는 다수의 분류기를 두 단계로 배치하여 순차적으로 수행시키는 방법으로 분류 성능을 개선시킨다.

본 논문의 2-단계 분류기 학습단계는 다음과 같다.
 (단계 1) 주어진 학습데이터 $X = \{(x_i, t_i)\}_{i=1}^n$ (여기서, $x_i = [x_{i1} x_{i2} \dots x_{id}]^T$, $t_i \in \{-1, 1\}$)를 이용하여 k 개 1-단계 분류기 $\{h_j(x_i)\}_{j=1}^k$ 를 학습하여 출력 $y_{ij} = h_j(x_i)$ 를 계산한다. (단계 2) 위의 결과로부터 $Y = \{(y_i, t_i)\}_{i=1}^n$ (여기서, $y_i = [y_{i1} y_{i2} \dots y_{ik}]^T$)를 m 개 군집으로 클러스터링한 다음, 새로운 벡터집합 $Z = \{(z_j, t_j)\}_{j=1}^m$ (여기서, $z_j = [z_{j1} z_{j2} \dots z_{jk}]^T$, $t_j \in \{-1, 1\}$)를 생성한다. (단계 3) 주어진 데이터 $Z = \{(z_j, t_j)\}_{j=1}^m$ 를 이용하여 $t_j = g(x_j)$ 를

만족하는 2-단계 분류기 g 를 학습한다.

위 알고리즘¹⁾에서 Y 를 Z 로 변환하기 위하여 다양한 방법을 이용할 수 있으며, 본 연구에서는 Y 를 구성하는 벡터 $y_i (i=1, \dots, n)$ 의 빈도수를 조사하여 (기준이 되는) 정수 값보다 큰 y 만을 Z 로 선택하였다. 주어진 학습데이터로 위 알고리즘의 $h_j (j=1, \dots, k)$ 와 g 를 학습한 후 테스트패턴 x 에 대한 클래스 t 를 결정한다.

II. 실험

본 논문에서 실시한 실험 환경은 다음과 같다. 먼저, $h_j (j=1, \dots, k)$ 로는 stumpc, adaboostc를, g 로는 최단거리분류기 (nearest mean classifier: nmc)를 이용하였다. 실험데이터는 UCI Machine Learning Repository²⁾의 Auto_mpg (6/2/392), Breast (9/2/683), Diabetes (8/2/768), Heart (13/2/297), Sonar (60/2/208)와 Semi-Supervised Learning에서 자주 이용하고 있는 벤치마크 데이터³⁾ BCI (117/2/400), COIL2 (241/2/1500), Digit1 (241/2/1500), USPS (241/2/1500)를 이용하였다. 여기서 괄호안의 수는 각각 (특징차원/샘플 수/클래스 수)이다. 그리고 제안 알고리즘의 분류기 학습을 위해 주어진 전체 데이터 X 를 70:30으로 나누어, 70(%)를 학습데이터로, 나머지 30(%)를 측정 데이터로 하였다.

실험 데이터 Heart에 대한 실험결과는 그림 1과 같다. 여기서 수평축은 1-단계 베이스 분류기의 수 k (Y 와 Z 를 구성하는 벡터들의 차원을 결정하는 수)이고, 수직축은 식별오차(주어진 학습데이터 X 에 대한 nmc, adaboost 분류기 및 제안방법의 2-stage classifier에 대한 식별오차율)이다. 전체 실험 데이터에 대한 식별오차 (표준편차)는 <표 1>과 같다. 여기서 $k=10$ 이다.

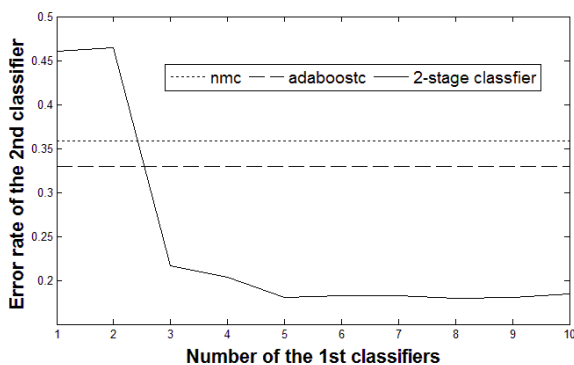


그림 1. 베이스 분류기 수(k)에 따른 2-단계 분류기의 오차율 (점선 및 파선은 두 베이스 분류기의 오차율).

1) 조언하여 준 Carleton Univ.의 B.J.Oommen교수에게 감사드립니다.
 2) <http://www.ics.uci.edu/mllearn/MLRepository.html>
 3) <http://www.kyb.tuebingen.mpg.de/ssl-book>

<표 1> 분류오차(표준편차). 2-stage classifier1와 classifier2는 각각 stumpc와 adaboostc를 1-단계 분류기로, nmc를 2-단계 분류기로 사용한 분류기이다.

실험데이터	nmc	adaboostc	2-stage classifier1	2-stage classifier2
Auto_mpg	0.1619 (0.0284)	0.1627 (0.0261)	0.1347 (0.0269)	0.1153 (0.0283)
Breast	0.0382 (0.0105)	0.0392 (0.0108)	0.0510 (0.0160)	0.0549 (0.0103)
Diabetes	0.3661 (0.0332)	0.3626 (0.0301)	0.3087 (0.0258)	0.2278 (0.0302)
Heart	0.3652 (0.0709)	0.3596 (0.0691)	0.2517 (0.0421)	0.1730 (0.0336)
Sonar	0.3210 (0.0484)	0.3419 (0.0800)	0.2581 (0.0437)	0.2387 (0.0612)
BCI	0.4392 (0.0427)	0.4600 (0.0434)	0.4408 (0.0271)	0.3892 (0.0551)
COIL2	0.4440 (0.0249)	0.4424 (0.0240)	0.0909 (0.0179)	0.2442 (0.1447)
Digit1	0.0661 (0.0154)	0.0704 (0.0151)	0.1036 (0.0206)	0.1073 (0.0153)
USPS	0.2564 (0.0161)	0.2560 (0.0266)	0.1340 (0.0105)	0.1393 (0.0184)

III. 결론

본 논문에서는 전통적인 분류기를 2-단계로 배치하여 패턴인식을 위한 분류 성능을 최적화시키는 방법을 검토하였다. 먼저 입력 특징공간에서 다수의 1-단계 분류기를 학습한 다음, 이 결과들로 2-단계 분류기의 입력 벡터를 구성하여 학습하였다. 벤치마크 데이터에 대한 실험결과는 제안된 방법의 실세계 응용 가능성을 보인다. 제안방법의 분류성능에 영향을 미치는 요인은 단계별 분류기의 유형과 개수, 최종단계를 위한 입력 벡터의 생성법 등이 있다. 본 실험연구에서는 두 종류의 베이스 분류기만을 사용하였고 개수는 10개로 제한하였다. 또한 2-단계 분류기로는 nmc만을 이용하였고, 벡터 y 의 빈도수만을 조사하여 중간단계 입력벡터 z 를 생성하였다. 따라서 각 단계별 분류기에 대한 제한 조건을 바꾼 다음, 다양한 차원 및 분포를 갖는 데이터에 대한 실험고찰은 앞으로 남아 있는 과제이다.

참고문헌

[1] J. Kittler, M. Hatef, R.P.W.Duin, and J. Matas, "On combining classifiers", *IEEE Trans. Pattern Anal. and Machine Intell.*, 20(3) 226-239 (1998).
 [2] B. Scholkopf and A. Smola, *Learning with Kernels*, MIT Press, 2002.
 [3] L. I. Kuncheva, *Combining Pattern Classifiers: Methods and Algorithms*, John Wiley & Sons, 2004.
 [4] Y. Freund and R. E. Schapira, "Experiments with a new boosting algorithm", In L. Saitta (Ed.), *Proc. of Thirteenth Int'l Confer. on Machine Learning*, pp. 148-156, 1996.

MLP 기반의 문서 특징을 고려한 가중치가 문서요약 성능에 미치는 영향 분석

*진 훈

연세대학교 미래융합기술연구원
e-mail : bioagent@yonsei.ac.kr

MLP based Analysis of the Effects on Performance of Document Abstraction by Term Weights considering Document Features

*Hoon Jin

Yonsei Institute of Convergence Technology
Yonsei University

Abstract

정보란 기본적으로 사람이 판단하고 이해할 수 있으며 의미 있는 데이터이어야 한다. 그러므로 데이터가 정보로 변환되기 위해서는 사람이 인식할 수 있어야 가치가 부여될 수 있다. 그러나 빅데이터 이슈로부터 알 수 있듯이 최근 정보의 생산량은 기하급수적으로 늘어나고 있기 때문에, 엄청나게 빠른 속도로 생산되는 모든 정보를 사람들이 자신만의 것으로 소화시키는 데에는 한계가 있다. 이에 최근 들어 문서요약 기술이 주목을 받고 있으며, 작은 화면에 필요한 정보를 모두 표현해야 하는 스마트폰, 태블릿PC와 같은 모바일장치의 증가로 인해 더욱 탄력을 받고 있다. 이에 우리는 지난 연구에서 생물학-의학 논문에 있어서 논문내용의 효과적인 요약에 대해 문서적 특성 기반의 추가적 가중치를 적용했을 경우 초록과의 유사도가 증가하는 것을 증명하였다[1]. 본 연구에서는 우리가 제안한 문서적 특성을 고려한 가중치가 부여된 단어들을 대상으로 초록에 등장하는 단어의 존재유무에 대한 예측실험을 진행한 결과를 다룬다. 실험을 통해 $tf \cdot idf$ 가중치만을 적용한 예측결과에 비해 문서의 특성을 이용한 가중치를 고려하였을 경우 통계적으로 신뢰도가 높은 수준의 성능을 내는 것을 확인하였다.

I. 서론

일반적으로 논문의 초록에 나타난 내용은 본문에 나

타난 내용을 고려하여 저자가 직접 요약한 것으로서, 해당 논문의 내용을 효과적으로 요약할 뿐만 아니라 특징과 함께 키워드를 선별하여 작성한다. 이와 같은 기법은 비단 논문에서 뿐만 아니라 우리 주변의 모든 문서의 내용을 요약해야 하는 경우에도 적용된다. 예를 들어 아이들이 동화책을 읽고 요약 제출해야 하는 숙제에서부터, 기업에서 나온 장편의 보고서를 요약하여 회의를 통해 브리핑해야 하는 경우가 그렇다. 하지만 효과적인 문서요약을 수행하기 위해서는 적당한 양의 사람이 직접 생성한 요약정보를 담고 있는 데이터 확보가 필수적이다. 인터넷 상의 공개된 논문(데이터)를 이용할 경우 이러한 문제에서 자유로울 수 있다. 논문은 일반 문서와 다르게 중요한 특징을 갖는데, 사람이 직접 작성한 요약된 결과를 본문의 내용과 함께 포함하고 있기 때문이다. 이에 초록을 제외한 본문 내용에 대해 기계적으로 수행한 요약문을 초록과 최대한 유사하게 생성시킬 수 있다면 문서요약의 성능에 있어 효과적일 수 있다. 우리는 이미 지난 연구를 통해서 생물학-의학 분야의 과학 문헌들을 대상으로 일정한 형식을 가진 단일 문서 비교에 있어 문서적 특성을 고려함으로써 다중 문서들 간의 비교 기법을 적용할 경우 유사성이 향상되는 것을 확인하였고, 문서의 내용적 특성을 고려하여 추가적 가중치를 부여했을 때 유사성이 증가하는 것을 확인하였다[1]. 본 논문에서는 [1]의 실험결과를 토대로 논문을 구성하는 다중 문서들(섹션) 속에 등장하는 단어들이 실제 초록 상에 등장하는 지에 대해 분류 모델을 만들어 실험한 후 결과를 분석하였다. 분류 모델은 아

직까지 본문 속에 등장하는 단어들과 초록에 등장하는 단어들 간의 구체적인 연관성을 알지 못하기에 이를 고려하여 신경망(Neural Networks) 알고리즘을 대상으로 하였고, 그 중에서도 MLP(Multi-Layer Perceptron)을 이용하였다.

II. 관련 연구

2.1 문서요약 기술

가장 흔하게 사용되는 문서요약 기술은 다수의 문서들을 이용하여 여러 문서에 공통적으로 등장하는 주제어를 찾는 것이다[2]. 하지만 이와는 달리 문서의 실질적인 주제를 찾기 위한 요약본 생성에 관한 연구들이 있었다[3][4]. 그리고 이의 효과를 높이기 위해 문서의 제목을 활용한 연구가 있었다[5]. 이에 비해 단일 문서 요약 기술에 관한 연구가 최근 관심을 갖고 여러 곳에서 진행되고 있다. 이는 최근 스마트폰의 대중화를 통해 큰 스크린의 컴퓨터 앞에 앉아 장황한 내용의 문서를 읽고 작업을 하기보다는 유비쿼터스 환경 속에서 언제 어느 곳에서든지 쉽게 작은 화면의 스마트폰을 이용해서 요약된 짧은 중요내용만을 숙지하고 업무처리를 희망하는 사람들의 요구가 높아지기 때문이다[1]. 그러나 단일 문서요약 기술은 문서의 발생빈도나 문서모델의 학습과 같은 작업을 진행하기에 어려움이 존재한다. 그러므로 [6]에서는 단순히 해당 단어의 존재유무만을 의미하는 단순 단어벡터만을 이용하는 방법 외에 키워드와 문서 주제에 대한 요약된 정보를 잘 표현하고 있는 문장을 선택하고 그 문장에 가중치를 부여한 후, 문장 선택 과정을 통해 문서요약 결과가 보다 효과적이고 사용자에게 친숙하도록 하기 위한 연구를 진행하였다.

2.2 MLP(Multi-Layer Perceptron)

신경망이란 사람의 뇌에 존재하는 신경세포들을 흉내낸 개념으로서, 축적된 데이터를 이용하여 반복적인 학습과정을 통해 데이터로부터 발견되는 일정한 패턴을 찾아내기 위한 모델링 교사기법(Supervised) 중 하나이다. 대표적인 신경망 알고리즘으로는 MLP, RBFN(Radial Basis Function), Kohonen Features maps과 Hopfield networks 및 ART 등이 있다[7][8]. 일반적으로 숨은 층의 수가 많을수록 MLP는 결정 경계의 특성이 증가하고 더 정교해진다. 그러나 실제로 대부분의 예측모델 실험에서 2개 이상의 숨은 계층을 필요로 하는 MLP는 드물기 때문에, 보통의 경우 1개의 숨은 계층을 대상으로 몇 개의 뉴런을 갖도록 설계하는가에 따라 MLP의 성능이 달라진다[9].

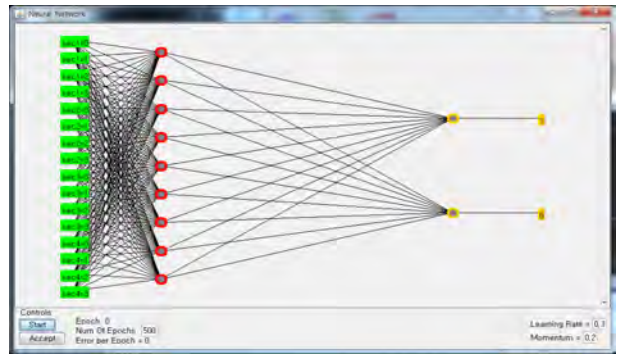


그림 1. MLP를 이용한 네트워크 구조 예

III. 데이터 처리 및 실험

하나의 논문을 구성하는 각 섹션들 속에 등장하는 단어들을 대상으로 MLP 기반의 예측 모델을 만들고 통계적 평가를 진행하기 위해 우리는 Weka를 이용하였다[16]. 다만 Weka의 경우 숨은 계층의 갯수 및 뉴런의 수에 대해 자동화된 토폴로지 구성을 지원하지 않으므로 최적의 뉴런 수를 결정하는 기능을 가진 DTREG 도구로부터 도출된 최종 숨은 계층 및 뉴런의 수를 이용하였다[10].

3.1 데이터 수집 및 처리

실험을 위해 사용된 문서는 Pubmed로부터 중풍(Stroke)의 병인 중 하나인 행동장애에 관한 생물학-의학 논문으로서, 실험의 편의를 위해 10개의 문서들을 대상으로 하였다. 그리고 [1]과 같이 논문을 구성하는 각 섹션(section)을 하나의 단일 문서로 보고, 이들로부터 공통된 키워드를 추출하여 작성된 요약문이 초록인 것으로 간주하였다 (표 1).

표 1. 수집문서 별 단어 수

문서	문서단어수	초록단어수
A	4685	123
B	6768	138
C	5270	137
D	6431	89
E	2745	161
F	4588	165
G	4187	138
H	3938	99
I	5451	127
J	2925	154

데이터의 전처리를 위해 우리는 선행 실험된 여러 결과로부터 초록을 포함하는 모든 섹션들로부터 중복을 허용하지 않은 채 발생하는 단어들에 대해 불용어 처리 후 해당 단어의 발생유무와 빈도수를 기록하여 아래와

같이 데이터셋을 생성하였다. (표 2)는 4개의 섹션으로 구성된 하나의 논문에서 단어가 발생유무 또는 빈도 등에 대해 Weka 도구를 사용하기 위해 실험방법에 따라 생성된 벡터모델의 예를 나타낸다. (표 2)에서 첫 행은 데이터 관계를 정의하는 이름이며, 2-4행은 데이터의 속성을 나타낸다. 모든 경우에 있어 class 변수의 값은 초록에 해당 단어가 존재하는지에 대한 유무만을 표시하기 위해 {1,0}으로 정의하였는데, 이는 초록의 특성상 요약된 내용이기때 특정 단어가 2번 이상 등장하는 경우가 드물기 때문이다.

표 2. 실험 데이터 예

실험데이터 예
@relation doc_name
@attribute 'secl' real
...
@attribute 'class' {1,0}
@data
0,0,2,0,0
0,3,0,0,1 ...

3.2 실험

실험은 (표 2)와 같이 문서 모델을 생성한 후 MLP 기법을 이용하여 2개의 예측 모델을 생성하였다. 첫째 모델은 일반적으로 많이 알려진 가중치만을 이용하여 단어벡터를 구성한 것으로서, 다중문서 요약과정에서 개별 단어에 대한 $tf \cdot idf$ 값을 가중치로 부여하고 이와 같은 단어들이 초록 상에 등장하는지 여부를 고려하는 것이다. 둘째 모델은 [1]에서 소개한 바와 같이 문서의 특성을 이용한 추가적 가중치(additional weight)를 고려한다. 단어 별로 문서의 특성을 이용한 가중치가 계

산되면, $tf \cdot idf$ 값에 합산되고 다시 문서모델을 생성하기 위해 데이터의 분포상황을 고려하여 범주별로 구분하였다. 그러므로 단어의 가중치는 계산된 $tf \cdot idf$ 값에 문서구조 가중치, 도메인 가중치 및 기타요소 가중치를 합산한 값이 된다. 구해진 값은 실수로 표현되어 편차가 크고 여러 범주로 나뉘는 것과 데이터의 분포상황을 고려하여, 특정 단어가 전혀 존재하지 않는 경우와 2회 미만일 경우, 그리고 5회 미만일 경우와 5회 이상일 경우에 대해 각각 0,1,2,3 으로 이산화작업을 수행하였다.

IV. 토의 및 결론

4.1 실험결과

(그림 2~3)은 문서 별로 전체 단어수의 크기에 따라 오름차순으로 정렬한 결과로서 각각의 경우 (a)는 정밀도와 재현율 그리고 F값과 AUC(Area under ROC curve)를 나타낸다[11]. (b)는 가상검증(Virtual Screening) 방법을 이용하여 도출된 통계적 수치를 나타낸다. 가상검증은 Weka에서 제공되는 분석기법으로서, 예측과정을 통해 생성된 모델을 기반으로 최대 또는 최소의 비용/이윤값 분석을 위해 사용되는 기능이다. '% of Pop'과 '% of Target'은 생성된 예측 모델을 기반으로 최소화된 비용값을 구했을 때 얻어지는 임계값 하에서 예측모델이 클래스값이 '1'인 샘플을 추출하는데 필요한 최적의 샘플 선택비율과 기대되는 샘플 도출비율을 나타낸다.

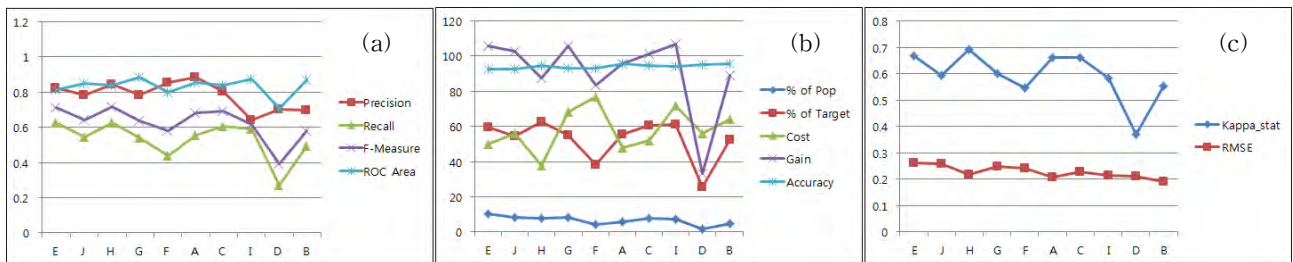


그림 2 $tf \cdot idf$ 가중치만을 이용한 분류실험 결과(실험 1)

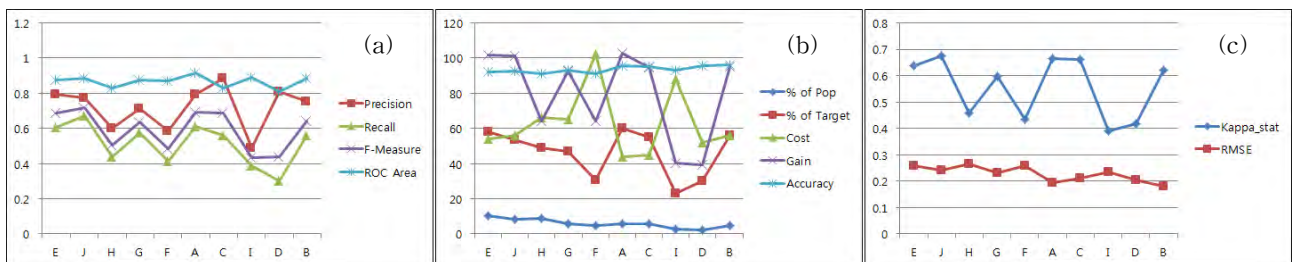


그림 3 추가적 가중치를 고려한 분류실험 결과(실험 2)

4.2 토의

첫째로 기본적으로 출력되는 통계량에 대한 비교에서(그림 2~3-(a)), 정밀도(Precision)와 AUC는 양쪽 실험에서 모두 우수하지만 실험2의 결과에서 미세하지만 높게 나타나고 있다. 재현율과 이를 고려한 F값은 별 차이를 느낄 수 없을 정도로 비슷하게 나타난다. 둘째로 가상검증 실험을 통해서 측정된 결과치들을 비교해보면(그림 2~3-(b)) 정확도를 나타내는 Accuracy와 최소의 비용값을 가질 때 비용과 이윤의 비를 구해보면 실험2에서 보다 높은 신뢰성을 제공하는 것을 알 수 있다(그림 4-좌). 다만 '% of Pop'와 '% of Target'의 결과는 비슷하게 나타나고 있다. 셋째로 예측 모델을 기반으로 데이터의 분포를 고려한(그림 2~3-(c))에서 큰 차이는 아니지만 문서 특징을 고려한 실험2의 kappa값이 근소하게 높게 나타난다.

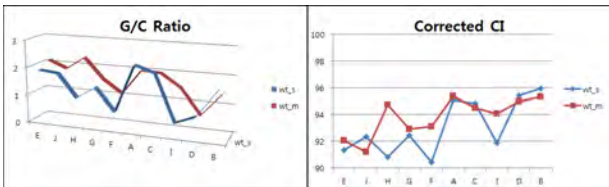


그림 4 이윤/비용 및 바르게 분류된 인스턴스 비율

이러한 결과는 실제 MLP 예측모델을 통한 분류실험을 통해서 확인이 되는데, (그림 4-우)와 같이 추가적 가중치를 고려한 모델(wt_m)이 그렇지 않은 모델(wt_s)에 비해 높은 성능을 나타내고 있음을 알 수 있다.

4.3 결론

지금까지 실험한 결과들을 토대로 논문과 같이 문서적 특성을 강하게 가진 문서들을 대상으로 요약과정을 수행하기 위해서는 다양한 가중치를 설정하여 적용하는 것이 유용하다는 것을 확인할 수 있다. 실험을 통해 가장 널리 쓰이는 단어의 중요도를 나타내는 $tf \cdot idf$ 만을 가중치로 이용하여 초록 생성을 시도하는 경우 역시 비교적 높은 예측률을 나타낸다. 하지만 본 연구에서 제안하는 바와 같이 문서적 특성을 추가로 고려한 가중치들을 이용했을 때 요약본에 등장해야 할 단어들을 선택할 확률이 높아지는 것을 확인하였다. 그러므로 문서 요약 과정에서 문서 별 고유한 특징을 고려하는 것은 중요한 프로세스로 이해될 수 있다. 우리는 본 연구에서 문서적 특성을 강하게 내포하는 생물학-의학 논문을 대상으로 MLP 기법을 이용하여 문서요약을 위해 각 섹션 별로 등장하는 단어들에 대해 초록 상의 등장유무를 클래스로 갖는 분류실험을 진행하였다. 그리고 결과를 통해 문서의 특징을 고려한 방법의 효용성을 확인하였다.

참고문헌

- [1] 진 훈, 김성국, “단어 벡터 기반의 구조화된 문서 특징을 이용한 단일 문서요약 성능 평가”, 한국지능정보시스템학회 2012추계학술대회, Dec 6, 2012.
- [2] Villatoro-Tello, E., Villaseñor-Pineda, L., Montes-y-Gómez, M., “Using Word Sequences for Text Summarization”, In: Sojka, P., Kopeček, I., Pala, K. (eds.) TSD 2006. LNAI, vol. 4188, pp. 293-300, Springer-Verlag, 2006.
- [3] K. Ramanathan, Y. Sankarasubramaniam, N. Mathur, A. Gupta, “Document Summarization using Wikipedia”, In proceedings of the First International Conference on HCI, 2009.
- [4] David M. Zajic, Bonnie J. Dorr, and Jimmy J. Lin., “Single-document and multidocument summarization techniques for email threads using sentence compression”, Inf. Process. Manage, Vol.44, No.4, pp.1600-1610, 2008.
- [5] Rene Arnulfo Garcia-Herandez and Yulia Ledeneva, “Word Sequence Models for Single Text Summarization”, IEEE, pp.44-48, 2009.
- [6] Ledeneva Yulia, Gelbukh Alexander, René Arnulfo García-Hernández. Terms Derived from Frequent Sequences for Extractive Text Summarization. CICLing'2008. LNCS vol. 4919 Springer-Verlag, pp. 593-604. 2008.
- [7] JAIN, A. K. and MAO, J., "Artificial neural networks: A tutorial", IEEE Computer, Mar 29, pp.31-44, 1996.
- [8] Yong-Gyu Jung, Hoon Jin, Experimental “Comparisons of Neural Networks and Logistic Regression Models for Heart Disease Prediction”, Information-An International Interdisciplinary Journal, Vol.16, No.2(B), Feb. 2013.
- [9] Hornik, K., Stinchcombe, M. and White, H., “Multilayer feedforward networks are universal approximators”, Neural Networks, 2, pp.359-366, 1989.
- [10] P.H. Sherrod, DTREG Predictive Modeling Software. Users Manual, 2008, www.dtreg.com/DTREG.pdf
- [11] Bradley, A. P., “The use of the area under the ROC curve in the evaluation of machine learning algorithms”, Pattern Recognition Vol.30, No.7, pp.1145-1159, 1997.

스마트TV 2.0 서비스를 위한 HTML5 기반의 시스템 및 소프트웨어 플랫폼 개발

*이상윤, 김승철, 강태근, 정인철, 김승희, 박상택, 홍진우
한국전자통신연구원 차세대스마트TV연구단
e-mail : *syllee@etri.re.kr, skimc@etri.re.kr, taeguni@etri.re.kr,*
jic@etri.re.kr, seung@etri.re.kr, stpark@etri.re.kr, jwhong@etri.re.kr

Development of System and SW Platform based on HTML5 for Smart TV 2.0 Services

*Sang Yun Lee, Seung Cheol Kim, Tae Geun Gang, In Cheol Jung,
Seung-Hee Kim, Sang Taick Park, Jin Woo Hong
Next Generation Smart TV Research Department
Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

Smart TV 2.0 is a differentiated TV service concept, in addition to smart TV 1.0, and includes multi-screen service, the active selection of users through community-based open services, an innovative user interface, and a home screen platform for various services. In this paper, we propose hardware and software platforms based on a set-top for realizing these Smart TV 2.0 services, and describe the test-bed environment for verifying the Smart TV 2.0 concept, including a portal App-Store. In addition, we describe the implementation of a set-top based on the Android platform and HTML5.

I. 서론

스마트TV란 방송과 인터넷이 접목된 서비스를 제공하는 TV로서, 방송을 시청하는 TV와 인터넷을 접속하는 PC가 융합된 TV 또는 셋톱박스를 의미하며, 편리한 사용자 인터페이스를 통하여 실시간 방송뿐만 아니라 VoD, TV앱, 멀티스크린, 광고, 검색, 증강, 소셜

등의 다양한 서비스를 제공한다. 기존에 제공되고 있는 스마트TV 1.0은 방송과 인터넷의 결합을 통한 방송·통신 융합 인프라를 기반으로 하여 실시간 방송 서비스, 인터넷 콘텐츠, VoD, 앱 서비스 등을 제공하는 진화된 커넥티드 TV를 의미한다[1], [2]. 그리고, 이제 스마트TV 1.0 시대를 넘어 스마트TV 2.0을 향한 새로운 도약이 시도되고 있다. 스마트TV 2.0은 TV와 인터넷의 결합을 기반으로 이용자 친화적인 멀티 모달 휴먼 인터페이스(Multi-Modal Human Interface)에 의한 화면제어가 가능하고, 멀티스크린 기반으로 방송형, 통신형, 방송통신융합형, 컴퓨터형 등의 서비스를 제공하는 CPTN(Content, Platform, Terminal and Network) 기반의 차세대 스마트TV를 의미한다.[3]

본 논문에서는 스마트TV 2.0을 실현하기 위한 셋탑 박스에 기반한 하드웨어 및 소프트웨어 플랫폼을 제안하고 포털 앱스토어를 포함해서 스마트 TV 2.0의 개념을 검증하기 위한 테스트베드를 기술한다.

II. 셋탑 박스 플랫폼

2.1 셋탑 하드웨어 플랫폼

스마트TV 2.0 하드웨어 플랫폼은 ARM Cortex-9 듀얼 코어를 탑재하여 1GHz의 CPU 속도와 5,000 DMIPS를 제공하며 램은 1GB를 제공한다.

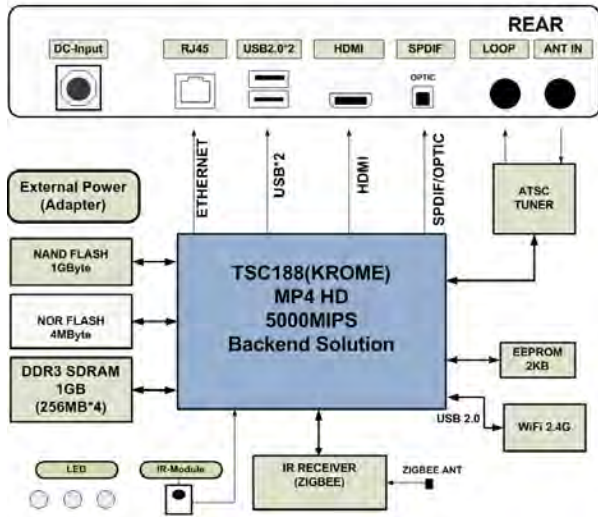


그림 1. 셋탑 박스의 하드웨어 플랫폼 아키텍처

방송 신호는 ATSC/DVB-T, C, S2를 지원하며 국내 및 유럽의 지상파 방송을 수신할 수 있다. 멀티미디어 코덱은 MPEG2 System/Video, H.264 AVC, MPEG part2, 그리고 VC-1을 지원하며 최대 1920 x 1080 p30의 고화질을 재생할 수 있다.

2.2 셋탑 소프트웨어 플랫폼

제안된 셋탑 소프트웨어 플랫폼은 안드로이드 4.0 아이스크림 샌드위치 프레임워크 기반 하에 탑재되었고, 그림 2에서 볼 수 있듯이 공중파 TV 신호를 수신하기 위해 디지털 TV 프레임워크가 안드로이드 플랫폼에 이식되었다.

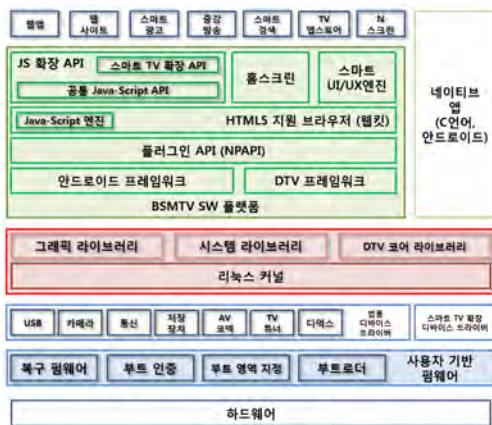


그림 2. 셋탑의 소프트웨어 플랫폼 아키텍처

DTV 멀티미디어 디바이스 컨트롤을 지원하고 안드로이드 런타임과 어플리케이션 프레임워크를 확장하기 위해서는 첫 번째, 하드웨어 기반의 오디오 및 비디오 디코더를 지원하기 위해 안드로이드를 수정해야 하고, 두 번째 셋탑 박스는 DTV 채널 검색 및 저장 기능을

추가해야 하고, 마지막으로 셋탑 박스는 DTV 채널 재생과 저장 기능을 추가해야 한다 [4].

안드로이드 프레임워크는 디바이스와 네이티브 어플리케이션을 작동시킬 뿐만 아니라, 자원을 관리하고 미디어 및 윈도우를 제어한다. DTV 프레임워크는 채널을 변경하기 위해 튜너에 명령어를 전달하거나, 수신된 방송 신호를 분석해서 채널 정보를 재구성하고 분석된 신호를 웹 브라우저에 건네준다.

증강 방송, 스마트 광고 서비스, 멀티 플랫폼 미디어 전송, 스마트 미디어 검색 및 추천, 음성 인식 인터페이스 그리고 제스처 인식 인터페이스와 같은 스마트 TV 2.0 서비스들은 WebKit이라는 HTML-5 기반의 웹 브라우저에서 실행된다. 확장 자바 스크립트 API(JS Extended API)는 채널 및 볼륨 제어와 같은 TV에 특화된 기능을 지원한다. 웹 브라우저가 제공하지 않는 그러한 함수들은 넷스케이프 플러그인 API(NPAPI)를 통해 지원된다. 홈스크린과 스마트 UI/Ux 엔진 또한 HTML-5 기반의 웹 브라우저에서 실행된다.

2.3 홈스크린

홈스크린은 앱스토어 검색, 채널 선택, 응용 앱 실행 그리고 소셜 네트워크 서비스 실행과 같은 스마트 TV 서비스를 제공하는 허브 역할을 한다. 시청자들은 PC에 로그인 하듯이 홈스크린에 개별적으로 로그인 해서 개인화된 UI/Ux 환경을 경험할 수 있다. 화면을 전환할 때 시청자들에게 즐거움을 주기 위해 두 스크린간에 애니메이션 효과가 나타난다. 이러한 혁신적인 기능들은 Canvas API와 CSS 3.0(Cascading Style Sheets)와 같은 새로운 HTML-5 특징들을 이용해서 구현된다.



그림 3. 홈스크린 레이아웃

제안된 홈스크린의 레이아웃을 그림 3에서 볼 수 있다. 홈스크린은 320x240의 해상도로 왼쪽 상단에 TV 프로그램을 재생한다. 그 밑에는 광고가 표출된다. 이 광고는 로그인 사용자에게 따른 맞춤형 광고를 표시한다. 그리고 오른쪽 영역에는 뉴스나 날씨 정보 같은

위젯 서비스가 나타나고 하단부에는 앱 런처가 위치해 있다.

2.4 미러형 스마트 리모컨

미러형 스마트 리모컨은 VNC(Virtual Network Computing) 기술을 이용하여 셋탑에 설치된 서버를 통해 TV 화면을 그대로 복제하여 볼 수 있다. 또한, 리모컨을 통해 채널이나 볼륨 제어뿐만 아니라 터치 이벤트를 동기화함으로써 마치 터치 스크린을 제어하듯이 TV를 제어할 수 있다.

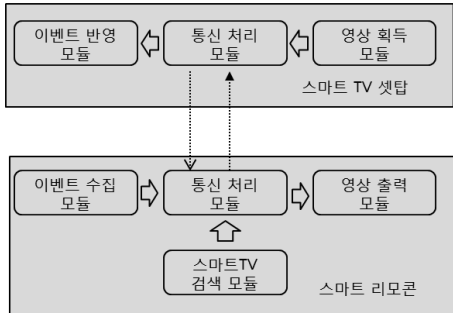


그림 4. 스마트 리모컨 아키텍처

동기화 지연 시간 문제로 인해 동영상 동기화는 제외된다. 안드로이드 기반의 스마트 기기에서 리모컨 활용이 가능하며 동시에 다중의 리모컨 접속이 가능하여 여러 명이 게임이나 서비스를 동시에 이용할 수 있다.

III. CPTN에 기반한 테스트베드

3.1 테스트베드 환경

그림 5는 스마트 TV 2.0 서비스를 검증하기 위한 테스트 베드의 전체 구조를 보여준다.

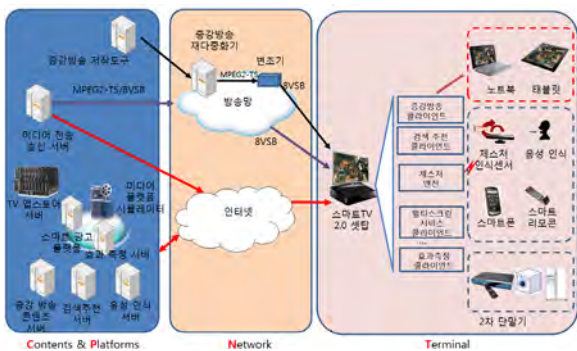


그림 5. 스마트TV 2.0 테스트베드 환경

증강 방송 기술을 테스트하기 위해 야구 게임이 사용된다. 사용자들은 그의 선택에 따라 실시간으로 느린 투구 화면을 볼 수 있다. 증강 방송 콘텐츠는 라이브 방송과 느린 투구 동작이 혼합된다. 그러므로 사용자는 선택된 증강 현실 콘텐츠와 혼합된 TV 프로그램을

자연스럽게 즐길 수 있다. 이 기술은 방송 프로그램의 현실감과 생동감을 배가시킨다. 방송 프로그램과 증강 콘텐츠는 셋탑에서 오버레이 프로세스를 통해 통합된다.

TV 사용자는 음성 인식 기술에 의해 TV 프로그램을 검색할 수 있다. 첫 번째, 음성 서버는 사용자로부터 획득한 음성을 자동적으로 텍스트 포맷으로 변환한다. 그리고 나서, 음성 정보를 검색 및 추천 서버로 전송한다. 검색 서버는 사용자 행태와 소셜 미디어의 분석으로부터 의미 기반 콘텐츠 검색 기술을 사용한다. 음성 인식 서버는 인터넷을 사용하고 검색 및 추천의 결과를 음성으로 스마트 TV에 알려준다.

3.2 통합 TV 앱스토어

HTML-5 기반의 웹앱은 앱스토어를 통해 유통되고 앱스토어는 테스트베드의 한 컴포넌트의 역할을 한다. 본 논문에서는 통합 TV 앱스토어라고 명명하는 새로운 개방형 앱스토어를 제안한다. 이 앱스토어는 기존의 폐쇄형 앱스토어 생태계에 비해 검색 영역을 확장한다. 통합 TV 앱스토어는 기존의 네이티브 앱이나 하이브리드 앱 뿐만 아니라 주로HTML-5 기반의 웹 브라우저에서 동작하도록 고안된 웹앱의 분배를 타겟팅하고 있다.



그림 6. Open API에 기반한 통합 앱스토어

그림 6에서 볼 수 있듯이 통합 TV 앱스토어를 통해 사용자들은 통합 TV 앱스토어 자체에 저장된 앱 뿐만 아니라 삼성 앱스, LG 앱스, K-Apps와 같은 다른 외부 앱스토어에 저장된 앱들을 검색하고 구매할 수 있다. 통합 TV 앱스토어는 외부 앱스토어를 접근하기 위해 Open API 규격을 제공한다. 그러므로, 외부 앱스토어가 그 규격을 구현하기만 하면 그 앱스토어는 통합 TV 앱스토어 서비스에 포함될 수 있다.

IV. 구현

본 논문에서는 그림 7에서 볼 수 있듯이 스마트TV

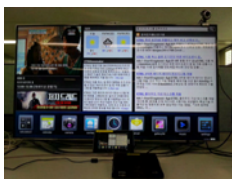
2.0 서비스의 요구 사항을 충족시키기 위해 새로운 셋탑 하드웨어를 설계하고 구현하였다. 이 셋탑은 HDMI(High Definition Multimedia Interface)를 통해 TV 디바이스와 연결해 방송을 보여준다.

우리는 이 셋탑 박스에 안드로이드 4.0 아이스크림 샌드위치를 포팅하였으며, 통신 스택을 제거하고 내장 홈스크린을 HTML-5 기반의 새로운 홈스크린으로 교체하였다.



(a) STB의 외형 (b) STB의 내형
그림 7. 스마트TV 2.0 셋탑 박스

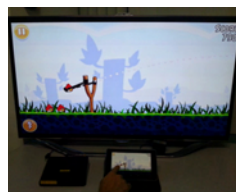
그림 8에서 볼 수 있듯이 축소된 방송 화면이 웹 브라우저 상에서 재생되고 있고 인터넷 내용 및 위젯을 통해 날씨 정보가 표시되고 있음을 알 수 있다. 게다가, 앱 런처에 있는 아이콘을 클릭함으로써 앱을 언제든지 실행할 수 있고, 홈 버튼을 이용해 풀 화면의 방송을 볼 수도 있다



(a) 홈스크린 (b) 앱런처

그림 8. 홈스크린 화면

미리형 스마트 리모컨에 의해 TV를 제어하는 것은 그림 9와 같다. 그림 10에서는 리모컨에 의해 앱런처에 의해 브라우징 하는 것과 유명한 앵그리 버드 게임을 제어하는 모습을 보여주고 있다.



(a) 앱 런처 제어 (b) 앵그리버드게임
그림 9. 스마트 리모컨

통합 TV 앱스토어 클라이언트는 HTML-5로 구현되었다. 그러므로 웹 브라우저를 통해 웹앱을 브라우징할 수 있고 검색할 수 있다.

V. 결론

스마트 TV는 2~3년전에 도입되었으나 아직 일반적으로 널리 사용되고 있지는 않다. 이러한 상황을 극복하기 위해서는 스마트 TV 2.0서비스라는 새로운 개념과 패러다임이 적용될 필요가 있다.

본 논문에서는 스마트TV 2.0 서비스를 소개하고 이를 실현하기 위해서 새로운 셋탑을 설계하고 구현하였으며 그 위에 안드로이드 4.0 아이스크림 샌드위치를 포팅하였다. 게다가, VNC에 기반한 혁신적이고 새로운 스마트 리모컨과 HTML-5에 기반한 개인형 홈스크린을 개발하였다. 또한, 스마트 TV 2.0 서비스를 검증하기 위해 테스트베드와 통합 앱스토어를 구축하였다. 향후에는, 제안된 셋탑 위에 모든 스마트 TV 2.0 서비스를 통합하고 개인형 홈스크린을 위한 저작 도구를 개발할 예정이다. 또한, HTML-5에 기반한 웹앱을 유통하기 위해 통합 TV 앱스토어를 제공할 것이다.

감사의 글

본 연구는 미래부가 지원한 2013년 정보통신·방송(ICT) 연구개발사업의 연구결과로 수행되었음

참고문헌

- [1] Sergios Soursos, Nikos Doulamis, "Connected TV and Beyond," 4th IEEE International Workshop on Future Multimedia Networking, 2012, pp. 582-586.
- [2] Lornez Klopfenstein, Saverio Delpriori, Emanuele Lattanzi, Alessandro Bogliolo, "Making an Android Tablet Work as a Set-Top Box," The Third International Conference on Advances in Future Internet, Jun. 2011, pp. 64-68.
- [3] Jin Woo Hong, "Technology Development Prospects of Smart TV 2.0," International Conference of KIICE, vol. 5, no. 1, Jun. 2012, pp. 118-121.
- [4] Nikola Kuzmanovi, Tomislav Maruna, Milan Savic, Goran Miljkovic, "Google's Android as an application environment for DTV decoder system," IEEE 14th International Symposium on Consumer Electronics, Jun. 2010.
- [5] Thommes, D., Gerlicher, A., Wang, Q., Grecos, C., "RemoteUI: A high-performance remote user interface system for mobile consumer electronic devices," IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2012, pp. 1094-1102.

Local feature를 이용한 화장품 제품 정보 검색 시스템 구현

*하선주, 오원근, 서영호
한국전자통신연구원(ETRI)

e-mail : *police0729@etri.re.kr, owg@etri.re.kr, syh@etri.re.kr*

Cosmetic Product Information Search System Using Local feature

*Sun-Ju Ha, Weon-Geun Oh, Youngho Suh
Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

In this paper, we proposed local feature based cosmetic product search system. The name of cosmetic product is too confused to found by text query. For this reason, we proposed visual search based cosmetic product search system using local feature method. The system is implemented on the mobile device for user device and server for searching system. The system is verified on search performance, search time, Database composition and problem.

I. 서론

스마트폰이 보급된 이후 사용자들은 보다 직관적이고 간편한 검색방식을 선호하게 되었다. 검색어를 입력하는 대신 스마트폰으로 QR코드나 영상을 촬영하여 검색하거나 음성으로 검색어를 입력한다.

본 논문에서는 화장품을 촬영하여 인식하고 그 화장품에 관련된 정보를 연결해 주는 시스템에 대해 연구한다.

화장품은 기능 및 나이에 따른 제품 분류 및 브랜드가 많다. 그러나 화장품은 이름이 길고 작게 표기되어 키워드를 정하기 어려워 정확한 제품의 검색이 어렵

다. 또한, 제품의 특성상 용기에 QR 코드 및 바코드를 삽입하는 경우가 거의 없다.

본 논문에서는 이런 불편함을 개선하기 위해 사용자가 제품을 스마트폰 카메라로 촬영하여 직관적으로 자신이 원하는 데이터를 검색할 수 있는 화장품 제품 정보 검색 시스템을 제안하고자 한다.

II. 관련 연구

2.1 기존의 코스메틱 어플리케이션

스마트폰에서 사용할 수 있도록 앱스토어에 등록된 코스메틱 어플리케이션은 제조사에서 제공하는 어플리케이션과 범용적인 화장품 정보를 제공하는 어플리케이션이 있다. 제조사에서 제공하는 어플리케이션은 자사의 홍보가 주 목적이며 제조사별로 어플리케이션이 별도로 존재하기 때문에 필요할 때마다 해당브랜드의 어플리케이션을 설치해야 한다.

범용적인 코스메틱 어플리케이션의 경우 화장품 성분을 열거하거나 TV에서 방영한 제품의 기본정보와 링크만을 단 방향으로 제공하였다. 때문에 실제로 사용자가 어떤 제품에 대한 정보가 궁금할 때 그 제품에 대해 원하는 정보를 얻기는 어렵다.

2.2 Local feature

국부적인 특징(local feature)[1]은 특정 화소나 화

소 그룹의 색상, 에지 혹은 모양이 이웃그룹의 픽셀과 명확한 차이를 보인다. 특징점은 영상 내에서 기하학적인 왜곡에 강한 영역이다. 특징점 검출 방법으로는 feature가 표현하는 대상에 따라서 점을 이용한 접근 방법[2]과 영역을 이용한 접근 방법[3]으로 나뉜다. 특징점들이 추출되면 특징점을 중심으로 주변 픽셀의 특징 정보를 수치화하여 해당 특징점의 서술자를 생성할 수 있다. 필터기반 기술자, 분포 기반 기술자, textons 기반 기술자, 미분 기반 기술자 등이 있다. Local feature는 영상 검색, 객체 추적, 그리고 객체 인식 등 다양한 컴퓨터 비전 문제에 활용된다.

III. 구현 및 실험

3.1 구현

제안된 어플리케이션은 구글 안드로이드(Ver 4.3) 운영체제를 기반으로 Local feature를 사용하는 검색 알고리즘 중에서 검색 정확도가 높은[4] SIFT 알고리즘[3][5]을 사용하여 구현하였다.

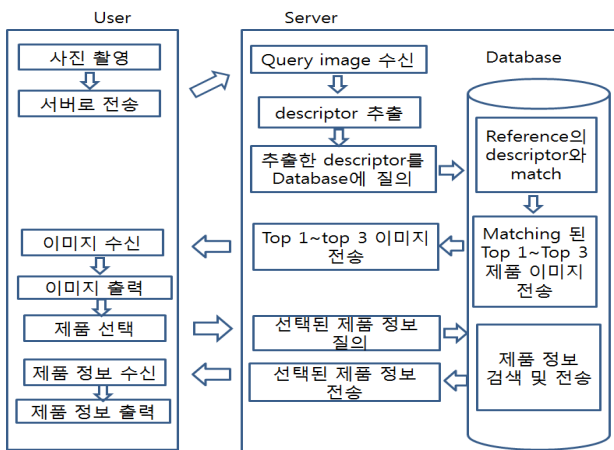


그림 1. 화장품 제품 검색 시스템 개념도

전체 시스템 흐름은 [그림 1]에 보이고 있다. 사용자의 모바일 단말에서는 영상을 입력으로 받아, 데이터 네트워크를 이용해 검색하고자 하는 영상을 서버로 전송한다. 서버는 전송받은 이미지에서 서술자(descriptor)를 추출한다. 추출된 서술자에 대해 DB에 질의하면 DB는 저장되어있는 레퍼런스 서술자와의 거리를 구하여 이미지의 유사성을 측정한다. 유사성이 가장 좋은 3장의 결과 이미지를 서버로 전송하고, 서버는 다시 기기기로 전송한다. 전송된 3장의 이미지에서 사용자가 자신이 촬영한 제품의 이미지를 선택하여 다시 서버로 전송하면 서버는 DB에 선택된 제품의 정보를

질의하고 DB에서 제품 정보를 검색해 서버를 거쳐 기기기로 전송하면 사용자는 수신된 제품 정보를 확인할 수 있다.

구현된 시스템은 내용 기반 이미지 검색 구조[6]를 사용하였다.



그림 2. (a) 촬영 화면, (b) 검색 결과, (c) 동일브랜드 제품 표시

3.2 실험 데이터베이스 구성

데이터베이스는 총 5가지 항목으로 제품 브랜드, 종류, 기능, 브랜드 라인, 제품 내임 순으로 분류하였다. 제품브랜드는 2011년 국내 매출 순위를 기준으로 총 30개의 국내외 브랜드를 선정하였고, 30개의 브랜드 내의 제조사 홈페이지에서 확인할 수 있는 스킨, 로션, 에센스, 크림, 아이크림 제품을 분류하고 이 오브젝트들에 대해 총 1300장의 데이터베이스를 구성하였다.

3.3 실험 방법

각기 다른 3가지 환경에서 다음 7가지 제품(A~G)에 대해 검색 어플리케이션으로 각각 촬영했다. 촬영된 이미지가 올바르게 인식되어 어플리케이션 상에 해당 제품을 보여주면 인식 성공으로 체크한다. 촬영은 3명이 각자 4개의 촬영 방향(P1~P4)을 정하여 실행하여 성공확률을 계산하였다. 정의한 촬영방향은 다음과 같다.

표 3. 촬영 방향 정의

P1	손으로 들고 촬영
P2	제품의 왼쪽측면에서 촬영
P3	제품의 정면에서 촬영
P4	제품의 오른쪽 측면에서 촬영

이 때 데이터베이스에서 인식된 제품을 3개까지 불러 해당 제품이 top 1으로만 인식된 경우와 순서에 상관없이 top 3안에 인식된 경우로 나누어 인식 성공을 계산하였다.

3.4 실험 결과

[그림 3]의 결과를 보면 Top1으로만 인식한 경우는 평균 75.6%의 인식률을 보였고 Top1을 포함해 Top 3내에서 인식된 경우는 평균 80%의 인식률을 보였다. 장소에 따라서도 Top1을 포함해 Top3 내에서 인식된 경우의 인식성능이 3~5% 더 좋았다.

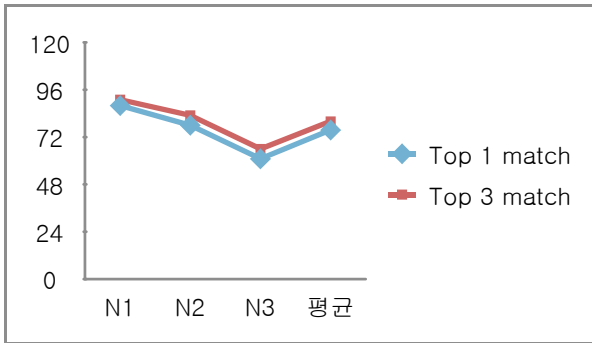


그림 3. Top1 인식률과 Top1을 포함한 Top3의 인식률(%)

- *N1: 레퍼런스와 동일한 환경
- *N2: 레퍼런스와 동일한 배경에서 간접조명
- *N3: 레퍼런스와 다른 환경(어두운 조명)

[그림 4]의 결과를 보면 기기 자체의 성능차이로 인한 인식 성공률은 최대 평균 7% 이내로 큰 차이가 없었다. 특히 GN1의 경우 촬영 시 데이터베이스의 레퍼런스와 같은 스케일로 촬영하였으나 오히려 자유롭게 촬영한 나머지 두 기기보다 인식 성공률이 좋지 않아 제품의 스케일은 인식률에 큰 영향을 주지 못했다. 또한 환경별 인식률 차이를 비교했을 때 기기나 스케일보다는 배경과 조명 환경으로 인한 인식률 차이가 큼을 알 수 있다.

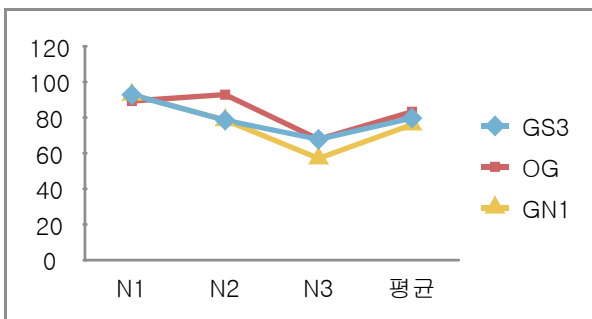


그림 4. 각 환경에서의 기기별 테스트 성공률(%)

- *GS3:Samsung Galuxy S3(800만 화소)
- *OG:LG Optimus G(1300만 화소)

*GN1:Samsung Galuxy Note1(800만 화소)

[그림 5]의 결과를 보면 제품을 촬영하는 각이 변했을 때 평균 인식률의 차이는 5% 미만이었다. 그러나 전체 평균 인식률은 80%고 레퍼런스와 동일한 각도에서 촬영한 P3의 경우 인식률이 다른 각보다 높진 않았다. 현재의 검색 시스템의 품질에 촬영 각이 미치는 영향은 적다는 것을 알 수 있다.

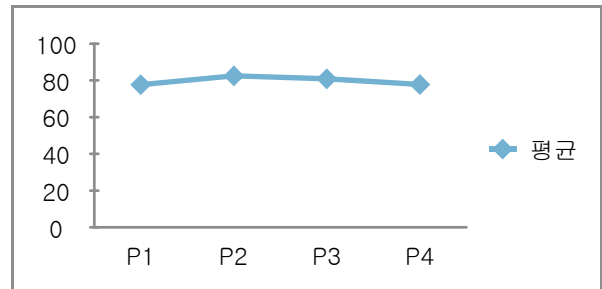


그림 5. 촬영각에 따른 제품별 테스트 성공률

- *P1:손으로 들고 촬영
- *P2:제품의 왼쪽측면에서 촬영
- *P3:제품의 정면에서 촬영
- *P4:제품의 오른쪽 측면에서 촬영

표 1. 각 환경의 제품별 테스트 성공률(%)

	N1	N2	N3	평균
A	91.6	75	66.6	77.7
B	100	100	100	100
C	91.6	66.6	16.6	58.2
D	83.3	75	58.3	72.2
E	75	75	25	58.3
F	100	100	91.6	97.2
G	100	91.6	100	97.2
평균	91.6	83.3	65.4	

[표 1]의 제품 별 테스트 성공률을 보면 상위 3개 제품의 경우 환경의 영향에 상관없이 90%이상의 인식률을 보였다. 이 3개 제품의 공통점은 [그림 6]에서 보이듯 텍스처가 뚜렷하고 복잡한 디자인이 프린트되어 있어 표면정보를 많이 얻을 수 있다는 점이다.



그림 6. 인식률이 높은 제품(G,B,E)



그림 7. 인식률이 낮은 제품(F,C,D)

그러나 [그림 7]과 같이 디자인과 텍스처가 뚜렷하지 않은 부분을 포함한 화장품의 경우 촬영 환경에 따라 최소 20%에서 최대 75%의 인식률 오차를 보였다. 위 결과를 봤을 때 현재 SIFT 알고리즘은 배경과 조명의 영향을 많이 받기 때문에 SIFT 알고리즘으로 질의 이미지에서 얻는 정보만으로는 제품과 환경에 상관없이 좋은 검색 성능을 기대하기 힘들다.

또한 검색 알고리즘의 특성상 모양, 컬러 정보를 사용하지 않기 때문에 제품 촬영 시 전혀 엉뚱한 제품을 인식하거나 텍스처와 디자인이 흡사한 컬러만 다른 제품으로 오 인식하기도 했다. 위 두가지 문제의 공통점은 제품 표면에 프린팅된 디자인의 경계가 비슷하다는 점이다. 이러한 오 인식은 10번 이상의 반복 촬영 시에도 계속 같은 결과가 나타나 촬영의 문제가 아닌 알고리즘 상에서 고려되어야 하는 문제임을 알 수 있었다.

IV. 결론

본 논문에서는 제안하고자 하는 화장품 제품 정보 검색 시스템을 스마트폰 어플리케이션으로 구현하고, Local feature가 검색시스템에 적합함에 대해 알기 위해 Local feature를 사용하는 검색알고리즘 중 정확도가 높은 SIFT 알고리즘을 이용해 실험해보았다.

실제 데이터베이스를 구성하여 질의 이미지로 매칭한 결과, 전체 평균 인식률은 약 81%로 현재의 SIFT 알고리즘만으로는 데이터베이스 내에서 질의이미지의 제품을 검색해 낼 수 없다.

SIFT 알고리즘을 적용한 검색 어플리케이션을 이용하여 제품을 촬영했을 때 스케일과 배경, 각도가 각각 달라져도 인식률은 큰 변동이 없었다. 그러나 빛의 밝기

가 변화하는 경우 인식률이 저하되었고, 빛의 밝기가 달라지는 경우 배경의 변화 또한 인식률에 영향을 주었다. 이 결과로 SIFT 알고리즘은 촬영 환경의 빛의 변화에 민감하다는 것을 알 수 있었다, 또한, 모양 정보와 색상정보를 전혀 고려하지 않는 SIFT 알고리즘의 특성 때문에 질의 이미지와 전혀 다른 제품을 결과 이미지로 출력하거나 질의 이미지와 색상만 다르고 디자인이 동일한 제품을 출력하는 현상이 나타났다.

화장품은 제조사마다 동일하거나 비슷하게 디자인 되어있는 제품이 많고 이러한 특성을 고려했을 때 SIFT 알고리즘이 추출해내는 정보만으로는 다양한 화장품들을 정확하게 인식해낼 수 없다는 결과를 확인하였다.

감사의 글

본 연구는 문화체육관광부 및 한국콘텐츠진흥원의 2013년도 콘텐츠산업기술지원사업의 연구결과로 수행되었음 (UVD기반 SMS 기술 개발)

참고문헌

- [1] 원치선 외, “인지기반 영상처리를 위한 특징점 검출 및 응용 기술”, 전자공학회지 제39권 제2호, pp. 101-107, 2012.
- [2] C. Harris, M.J. Stephens, “A combined corner and edge detector”, In Alvey Vision Conference, pp. 147-152, 1988.
- [3] D. G. Lowe, “Distinctive Image Feature from Scale-Invariant Keypoints”, International Journal of Computer Vision, Vol.2, No.60, pp.91-110, 2004.
- [4] L. Juan, O. Gwun, “A Comparison of SIFT, PCA-SIFT and SURF”, International Journal of Image Processing, Vol.03, Issue.04, pp.143-152
- [5] S. P. Choi, “SIFT(Scale-Invariant Feature Transform)”, Semiconductor System Lab, Summer Undergraduate Research, 2012.
- [6] 김정범 외, “SIFT를 이용한 유사 위성 영상 검색”, 정보과학회논문지: 데이터베이스 제35권 제5호, pp. 379-390, 2008.10.

MIDI 프로토콜을 이용한 실시간 조명 제어 시스템

*김동희, 김정민, 정준영, 최익창, 김현덕
경북대학교 전자공학부
e-mail : hyundkim@ee.knu.ac.kr

Realtime Light Control System by using MIDI Protocol

*Donghee Kim, Jung-Min Kim, Jun Young Jung, Ick Chang Choi,
and Hyun Deok Kim
School of Electronics Engineering
Kyungpook National University

Abstract

In this paper a real-time light control system using MIDI protocol is implemented. The MIDI protocol analyzer analyzes information of midi file sound source that included scale, duration, velocity. We verified experimentally LED working that corresponding to the analyzed scale by using serial communication.

안되었으나 예제기반 방식의 시스템은 자동으로 시나리오를 생성하기 위한 것으로 실시간의 인터랙티브한 연출이 어렵다[1].

생동감 있는 인터랙티브한 연출을 위해 음악 분수 시스템 조명 제어 방식을 기존의 PLC(Programmable Logic Controller)를 이용한 시나리오 방식이 아닌 MIDI 프로토콜을 이용한 실시간 조명 제어 방식의 시스템으로 설계하였다. 이를 위해 MIDI 프로토콜 분석기를 구현하고 실시간 음악 분수 조명 제어 시스템의 동작을 실험적으로 확인하였다.

I. 서론

음악 분수는 음악과 함께 조명과 물줄기가 어우러지는 형태로 다양한 연출이 가능하여 일반 분수의 시각적 효과 및 공기정화 효과에 더해서 문화적 욕구까지 충족시킬 수 있는 문화 콘텐츠 형태로 발전되어 최근 사용이 늘어나고 있다. 하지만 기존의 음악 분수는 전문가들에 의해 생성되는 시나리오 기반으로 동작되기 때문에 비용이 비싸고 특히 실시간 동작 제어가 불가능하기 때문에 인터랙티브한 생동감 있는 연출이 어려운 한계가 있다.

시나리오 기반 시스템의 단점을 해결하기 위한 대안으로 예제기반 방식을 이용한 음악 분수 시스템이 제

II. MIDI 프로토콜 분석기

2.1 MIDI 프로토콜

MIDI(Musical Instrument Digital Interface)는 전자악기 사이의 호환성과 정보 전달을 위해 각 신호를 규칙화한 것으로 1바이트(8bit) 단위로 구성이 되고 최상위 비트에 따라서 상태 정보와 데이터 정보로 구분된다.

미디 상태 정보는 건반을 누르거나 눌렀다 떼는 효과를 나타내는 채널 메시지와 시작 및 종료 등 특정 채널이 아닌 미디 시스템 전체를 컨트롤 하는 시스템 메시지로 구분된다. 미디 데이터 정보는 0부터 127까지 약 10옥타브로 구성된 Note number와 Controller number, Program number, Pressure, Velocity 정보로 구성된다[2][3].

2.2 MIDI 프로토콜 분석기

MIDI 프로토콜 분석기는 재생 중인 MIDI 파일의 음계, 길이, 음량 등의 정보를 분석하여 음악 분수 조명의 동작을 조절하는데 필요한 제어 신호를 생성하고 시리얼 통신을 통해 전달하도록 구현하였다.

MIDI 프로토콜 분석기 프로그램은 재생되는 MIDI 파일을 1바이트 단위로 분석한다. 우선 Header Chunk 검사를 통해서 미디 포맷 및 유형 정보, 트랙의 수를 체크하고 Track Chunk를 통해서 총 트랙 길이와 악기 및 연주 정보를 얻게 되고 다음 트랙이 없을 시 종료하게 된다. 그림 1은 구현된 MIDI 프로토콜 분석기의 실행 화면이다.



그림 1. MIDI 프로토콜 분석기 실행 화면

미디 프로토콜 분석기는 시리얼 통신을 설정하는 부분과 음악 파일을 불러와 재생하는 부분, 재생중인 곡 전체의 음계 정보 및 현재 재생중인 음계 정보를 키보드 건반을 통해 나타내는 부분으로 구성되어 있다.

III. MIDI 연동 실시간 조명 제어 시스템

MIDI 프로토콜 분석기에서 노래를 재생하면 음악 분수에 필요한 음계 정보를 분석해서 음악 분수 조명 제어에 필요한 신호를 생성한다. MIDI 프로토콜 분석기에서 생성된 신호를 통한 조명 제어 실험을 위해 MIDI 연동 테스트 보드를 제작하였다. MIDI 연동 테스트 보드는 8bit MCU를 사용하여 LED 제어가 가능한 시스템으로 구현하였다. 그림 2는 MIDI 프로토콜 분석을 통한 조명 제어 순서도이다.

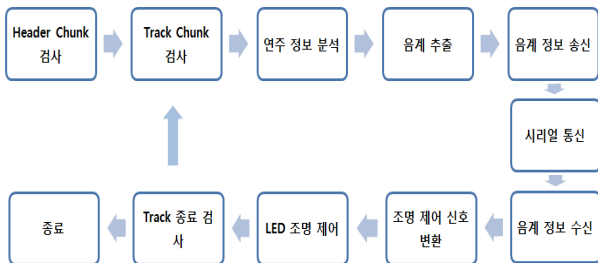


그림 2. MIDI 분석을 통한 조명 제어 순서도
실험 결과 그림 3과 같이 MIDI 프로토콜 분석기에서 분석된 재생중인 음원의 음계 정보를 시리얼 통신으로 전송하여 현재 연주 중인 음계에 대응되는 LED가 동

작하는 것을 확인하였다. 실험 결과를 통해 실시간 음악 분수 조명 제어에 적용 가능함을 확인하였다.

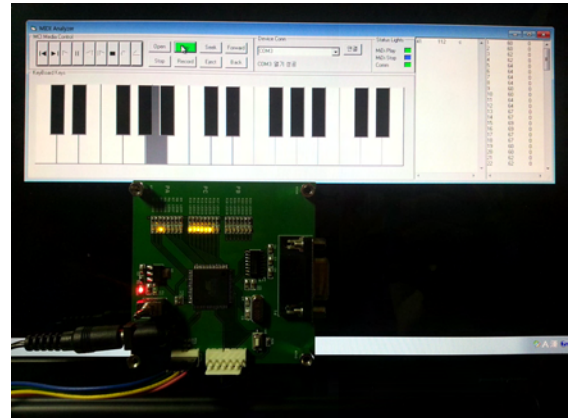


그림 3. MIDI 프로토콜 연동 LED 제어

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 최근 사용이 늘어나고 있는 음악 분수의 인터랙티브한 연출 요구를 충족시키기 위해 MIDI 기반의 실시간 음악 분수 시스템을 위한 MIDI 프로토콜 분석기를 구현하고 MIDI 연동의 조명 제어 테스트 회로를 구현하여 동작을 확인하였다.

향후 MIDI 분수 제어 시스템 및 MIDI 프로토콜에 최적화된 음악 분수 동작 알고리즘에 대한 연구가 계속되면 MIDI 기반 전자 악기의 실시간 연주를 바탕으로 한 인터랙티브한 음악 분수 제어와 자동 반주 장치를 활용한 음악 분수 제어도 가능할 것이다. 더불어 음악 분수의 활성화 및 다양화에 큰 도움이 될 것으로 기대된다.

ACKNOWLEDGEMENT

본 연구는 중소기업청에서 지원하는 2012년도 산학협력 기업부설연구소 지원사업(No.C0012895)의 연구수행으로 인한 결과물임을 밝힙니다.

참고문헌

- [1] 유민준 외, “예제기반 방식을 이용한 자동 음악 분수 시나리오 생성”, 한국컴퓨터종합학술대회 논문집 Vol.35, No.1(B), 2008.
- [2] MIDI Manufacturers Association, An Introduction to MIDI, 2009.
- [3] www.midi.org/aboutmidi/tutorials.php

모바일 애드혹 무선 네트워크에서 네트워크 코딩 이득 분석

*리데덩, **안병구

*홍익대학교 대학원 전자전산공학과, **홍익대학교 컴퓨터정보통신공학과
thedung_hcmut@yahoo.com, beongku@hongik.ac.kr

Analysis of Network Coding Gain in Mobile Ad-hoc Wireless Networks

*Le The Dung, **Beongku An

*Dept. of Electronics & Computer Engineering in Graduate School, Hongik University

**Dept. of Computer & Information Communications Engineering, Hongik University

Abstract

In this paper, we propose a mathematical model to calculate network coding gain in mobile ad-hoc wireless networks. Our proposed mathematical model can explicitly show how the probability of transmitting and receiving data packet affects network coding gain in mobile ad-hoc wireless networks. The model can be extended based on other network parameters.

I. Introduction

Network coding is an emerging approach which is firstly proposed in [1]. In network coding, intermediate nodes can create coded data packet based on incoming data packets. It has been shown in [2] that network coding can improve network throughput in practice.

To analyze network coding gain, linear programming technique is used in [3]. However, this approach only obtains the upper bound value

This research was supported by Basic Science Research Program through the National Research Foundation of Korea (NRF) funded by the Ministry of Education, Science and Technology (20120007119).

of coding gain and it is difficult to show the impact of network parameters on the performance of network coding. In [4], the authors use Markov chain to calculate network coding gain. However, that model is only applied for wireless backbone networks. Also, the authors consider the case where there is only two data packets combined into coded packet.

Motivated by those issues, in this paper, we propose a mathematical model to provide a general and efficient method for analyzing coding gain in mobile ad-hoc wireless networks.

II. Our proposed analysis model

In our network model, each mobile node in the network has finite buffer size. The buffer of mobile node does not have any organizing and manipulation of data relative to time and priority (e.g. FIFO, LIFO). Every time a mobile node receives a non duplicate data packet regardless of being intended receiving node, it puts that packet into its buffer and combines with other available data packets. All packets staying at any positions in buffer can be taken out with other packets to combine into one

coded packet whenever coding opportunity appears.

Let us consider the coding decision illustrated by discrete Markov chain in Fig. 1. In this Markov chain model, S_i is state that there are i packets in node's buffer. The probability of transmitting and receiving packet are p_{tx} and p_{rx} , respectively.

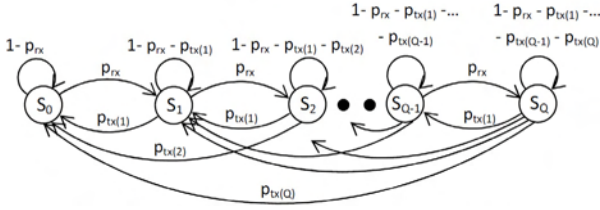


Fig. 1. Discrete Markov chain for coding decision at a mobile node.

The probability $p_{tx(k)}$ that coding node combines k packets into one coded packet can be modeled as

$$p_{tx(k)} = \binom{Q}{k} p_{tx}^k (1 - p_{tx})^{Q-k} \quad (1)$$

Also, the constraint on the probability of receiving and transmitting packet in one time slot is

$$p_{rx} + \sum_{k=1}^Q p_{tx(k)} \leq 1 \quad (2)$$

Let denote ψ_i the steady state probability that the number of packet in buffer is in the state. From the transition probability matrix of the above Markov chain, we can form the following linear equations in matrix form as

$$\begin{bmatrix} p_{rx} & -p_{rx} - p_{tx(1)} & \dots & p_{tx(Q-1)} \\ 0 & p_{rx} & \dots & p_{tx(Q-2)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & -p_{rx} - p_{tx(1)} - \dots - p_{tx(Q)} \\ 1 & 1 & \dots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_0 \\ \psi_1 \\ \psi_2 \\ \dots \\ \psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Then, the coding gain can be calculated as

$$G_c = \frac{\sum_{i=1}^Q \psi_i \rho_{i,i-1} + \sum_{i \geq j+2}^Q \sum_{j=0}^{Q-2} (i-j) \psi_i \rho_{i,j}}{\sum_{i=1}^Q \psi_i \rho_{i,i-1}} = 1 + \frac{\sum_{i \geq j+2}^Q \sum_{j=0}^{Q-2} (i-j) \psi_i \rho_{i,j}}{\sum_{i=1}^Q \psi_i \rho_{i,i-1}} \quad (4)$$

where $\rho_{i,j}$ is the probability that state S_i move to state S_j .

III. Performance evaluation

Fig. 2 shows the network coding gain as functions of buffer size and the probability of

transmitting / receiving data packet. As we can see in Fig. 2, the coding gain increases when the probability of transmitting data packet p_{tx} and the probability of receiving data packet p_{rx} increase.

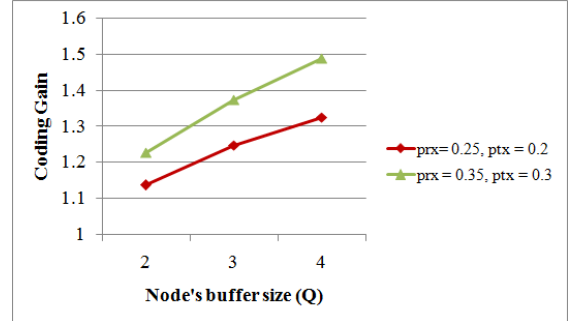


Fig. 2. Network coding gain as functions of buffer size with different p_{tx} and p_{rx} .

IV. Conclusions

In this paper, we propose a mathematical model to calculate network coding gain in mobile ad-hoc wireless networks based on the probability of transmitting/receiving data packets. Our proposed analysis model can be extended to show the impact of other network parameters such as node density, node mobility on network coding gain in mobile ad-hoc wireless networks.

References

- [1] R. Ahlswede, N. Cai, S. Li, and R. Yeung, "Network Information Flow," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 46, no. 4, pp. 1204-1216, July 2000.
- [2] S. Katti, H. Rahul, W. Hu, D. Katabi, M. Medard, and J. Crowcroft, "XORs in The Air: Practical Wireless Network Coding," *IEEE/ACM Transactions on Networking*, vol. 16, no. 3, pp. 497-510, June 2008.
- [3] Hang Sung and Xi Zhang, "Characterizing the Throughput Gain of Network Coding in Wireless Ad Hoc Networks," *IEEE MILCOM '08*, pp. 1-7, November 2008.
- [4] Hui Guo, Yi Quian, Kejie Lu, and Nader Moayeri, "The Benefits of Network Coding over a Wireless Backbone," *IEEE GLOBECOM '09*, pp. 1-6, December 2009.

모바일 폰을 이용한 입면 시간 검출 방법에 대한 연구

최선탉, 조위덕

아주대학교 전자공학과

e-mail : *shiptaek@ajou.ac.kr, wdukecho@ajou.ac.kr*

Fall Asleep Time Detection Algorithm using Mobile Phone

Sun-Taag Choe, We-Duke Cho
Electrical and Computer Engineering
Ajou University

Abstract

In this paper, we calculated SVM(Signal Vector Magnitude) signal -with the per minute maximum value of the signal- that collects in the 100 sample / sec the sound decibel in Mic sensors of smartphone during sleep of the user. By using the time and sound decibel from the beginning of the SVM signal and we calculate the time of awakening, to verify the result, user fill out the survey after waking up. Result of the experiment one week total to 13 for men and women in 20s, shows the root mean square error of 10min.

I. 서론

수면은 사람의 삶에서 배제할 수 없는 요소 중 하나로 '개인의 안녕'과 '삶의 질'의 척도를 결정할 수 있는 아주 중요한 요소이다. 현재 우리나라에서 수면장애는 인구의 20~30% 이상이 갖고 앓고 있는 흔한 질환으로 스트레스, 업무 과중 등에서 유발된다.[1] 수면장애(Sleep Disorder)에는 여러 가지 증상이 있지만 그 중 불면증(Insomnia)은 정상적인 수면의 길이나 질의 문제로 세 가지 증상이 있는데 잠자리에 누운 후 잠이

들기까지 30분 이상 소요되며 이에 따른 스트레스 증세를 유발하는 '입면장애(入眠障害)', 수면 중 한 번 잠에서 깨면 다시 잠들지 못하는 것을 '조기각성(早期覺醒)', 잠이 드는데 어려움은 없으나 하룻밤 사이에 5회 이상 깨거나 깨어 있는 시간이 모두 합쳐 30분 이상일 경우의 '수면유지장애(睡眠維持障礙)' 등이 있다.[2]

기존 수면에 대한 연구에서 손목에 3축 가속도 센서 장치를 달아 사용자의 움직임을 측정하여 사용자의 각성 상태를 판단하려는 노력이 있었다.[3] 하지만 일상 생활에서 손목에 장치를 착용하고 잠을 자는 것은 사용자가 불편해할 수 있으며 측정 중 평소 수면의 양상과 다른 수면을 할 수 있다.

본 논문에서는 스마트폰의 Mic 센서를 사용하여 무구속·무자각적인 측정 프로그램을 통해 사용자가 잠자리에 든 이후 입면 하기까지의 시간을 구하는 알고리즘에 대해 기술한다.

II. 본론

2.1 Sound Decibel Signal

본 논문에서 사용자의 수면 중 소음을 측정하기 위해 스마트 폰의 Decibel Meter를 구현하여 사용자가 잠자리에 들기 전에 수집 프로그램을 실행하도록 하였다. 측정 중 사용자를 방해하지 않도록 서비스 모드(Background mode)로 실행하여 사용자가 데이터 수집

에 대해 자각하지 못하도록 하였다. 수면 중에는 사용자의 머리맡, 베게 옆에 두고 측정하게 하였다.

실행 중 Mic 센서를 통하여 초당 100 sample을 수집하며 1분당 최댓값을 선택한다. 결과적으로 분석에 쓰이는 신호는 전처리 과정을 거친 후 1 sample/min의 신호를 갖게 된다. 측정값은 실수형(Double)으로 수집되며 0.0dB에서 12.1dB까지 측정한다. 그림 1은 본 연구에서 구현한 Android 기반 응용프로그램을 통해 측정된 신호 이다.

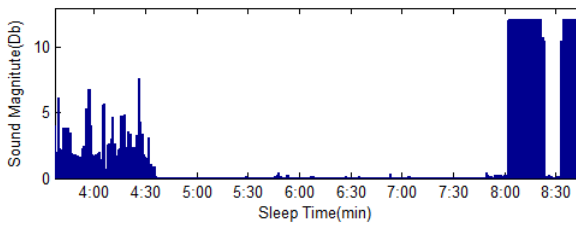


그림 1 Sound Decibel Signal (maximum value per a minute)

그림 1의 데이터는 3:36 부터 8:41 까지 측정한 수면 데이터로 수면기록에는 잠들기까지 걸린 시간이 1시간으로 기록되었다. 8시 와 8시 30분 알람으로 인해서 측정 최댓값인 12.1dB의 신호가 연속적으로 측정되었다. 측정기(스마트 폰) 내부에서 재생되는 최대 음량의 소리는 12.1dB로 측정된다.

2.2 Fall Asleep Time Calculate

입면 시간을 검출하는 방법은 다음과 같다. 신호의 시작 부분으로부터 3dB를 초과할 경우 아직 입면하지 않았다고 판단한다. 3dB 이하의 신호가 10분 이상 감지되면 10분 이상 지속이 시작된 시점을 입면 시점으로 판단한다. 다음 그림 2는 입면 감지 방법의 순서도이며 그림 3은 검출 결과이다.

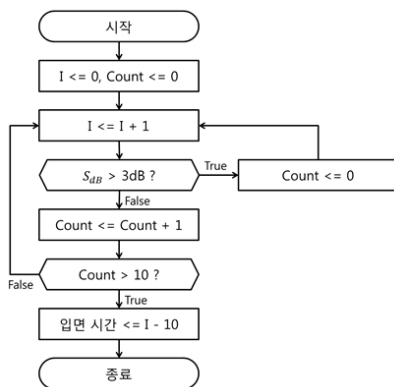


그림 2 입면 감지 방법 순서도

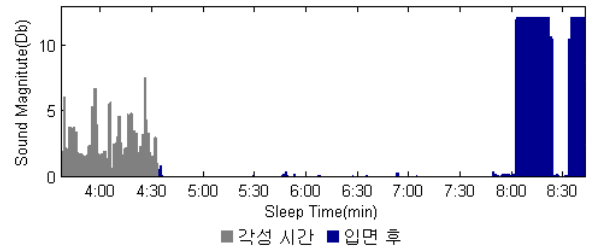


그림 3 검출 결과 57분(설문 60분)

Sound Decibel Meter를 통해 각종 소리의 크기에 대해서 측정한 결과 몸을 심하게 뒤척이거나(몸을 뒤집거나 일어나는 경우) 스마트폰을 조작할 경우 평균 3dB 정도의 값이 측정됨을 알 수 있었다. 따라서 3dB를 초과하는 경우를 사용자가 입면하지 못한 상태로 간주했다. 하지만 크게 몸을 뒤척이지 않고 간단한 팔 동작 정도의 소리는 거의 측정되지 않았다. 또한 거친 숨소리나 코골이는 0.2dB에서 1.0dB 사이의 값을 가지며 동침자의 수면을 방해할 정도의 수면은 1.0dB 이상의 값이 측정된다.

III. 실험

본 실험은 대학에 재학하는 13명의 20대 성인을 대상으로 실시했으며 실험 대상에 대한 정보는 다음 표 1과 같으며 동침자가 없는 사람으로 선정했다. 평균 나이는 만 23.83±1.21세 이다.

번호	성별	나이(만)	동거자(수)
01	여	21.83	2
02	남	24.83	0
03	남	23.17	3
04	남	24.83	2
05	남	24.92	3
06	남	24.67	0
07	남	23.67	6
08	남	24.17	0
09	여	21.67	3
10	남	23.92	0
11	남	24.67	2
12	남	22.33	0
13	남	25.08	0

표 1 실험 대상에 대한 일반적인 정보

먼저 실험에 앞서 각 실험 참여자에게 수면만족도 검사(Pittsburgh Sleep Quality Index: PSQI)[4]를 실시하여 각 개인의 수면 만족도를 7가지 요소로 산출하였다. 실험 방법은 잠자리에 들 때 본 연구의 측정 프로그램을 실행 한 후 평소 수면처럼 자유롭게 수면하며 아침에 기상한 후 측정 프로그램을 종료하고 전날 잠

자리에 든 후 잠들기까지 걸린 시간을 설문지에 적는다. 총 1주일간 실험을 하였으며 측정 프로그램의 오류나 실험자의 실수로 측정하지 못한 날을 제외하여 총 62일치의 측정 데이터와 설문 결과를 획득했다.

획득한 데이터를 통해 본 연구의 입면 시간 검출 알고리즘 결과와 수면 후 설문으로 평균 제공근 오차(Root Mean Square Error: RMSE)값을 통해 오차를 구하였다. 다음 식 1은 RMSE 값을 구하는 식이다.

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - y_i)^2}{n}} \quad \text{식(1)}$$

측정과 설문 실험을 통해 얻은 결과는 각 사용자별로 아래 표 2와 같다.

번호	RMSE (min)	Under (%)	Correct (%)	Over (%)
01	16.75	100.00	0.00	0.00
02	12.65	85.71	0.00	14.29
03	6.52	50.00	0.00	50.00
04	3.71	40.00	40.00	20.00
05	7.77	40.00	0.00	60.00
06	17.92	50.00	0.00	50.00
07	1.22	25.00	0.00	50.00
08	12.07	100.00	0.00	0.00
09	10.66	66.67	0.00	0.00
10	1.00	0.00	0.00	100.00
11	9.43	40.00	0.00	60.00
12	24.28	100.00	0.00	0.00
13	5.66	100.00	0.00	0.00

표 2 실험 측정 결과 RMSE 오차 평균: 9.97분

실험 결과 설문지의 ‘잠이 드는데 까지 걸린 시간’과 본 연구에서 제안한 방법을 통해 검출된 입면 시간의 RMSE 오차는 평균 9.97분으로 약 10분 정도의 오차가 발생하는 것을 알 수 있다. 설문 값과 검출 값을 비교해본 결과 대체적으로 설문 값 보다 검출한 값이 더 작게(Underestimation) 측정된 것을 확인하였다. 하지만 설문 값 자체도 실험자의 느낌이나 주관에 의존하기 때문에 실제 입면 시간을 측정한다면 오차를 더욱 줄일 수 있을 것으로 기대한다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

수면의 주관적 평가 도구로써 가장 많이 활용되는

PSQI는 수면에 대해 7가지 항목으로 설문하며 7가지 항목은 다음 표 3과 같다.

항목	설명
1 주관적 수면의 질	전체적인 수면 만족도
2 수면 잠복	입면의 어려움
3 수면 기간	평소 수면 시간
4 습관적 수면 효과	잠자리에서의 태도, 버릇
5 수면 방해	수면 중 생리적·심리적 상태
6 수면 약물 이용	수면 유도제 및 수면제 복용
7 낮 시간 기능장애	일상생활에 대한 수면의 영향

표 3 PSQI 검사 항목

각 항목은 0 ~ 3점 까지 산출되며 점수가 낮을수록 해당 항목의 만족도가 높다. 0,1점이면 긍정적인 답변, 2,3점이면 부정적인 답변이라 할 수 있다. 특히 항목1과 항목2의 점수가 높을수록 수면인식장애(睡眠認識障礙)[5]일 가능성이 큰데 수면인식장애란 잠을 잤음에도 불구하고 잤다는 사실을 인지하지 못하여 계속 깨어있다고 생각하는 증상으로 기상 후 피로도나 수면 만족도가 불면증 환자와 비슷한 양상을 가진 수면장애의 한 종류이다.

본 연구에서 실험참여자들에 대한 각 검사 결과는 아래 표 4와 같다.

번호	1	2	3	4	5	6	7	계
01	1	1	0	0	1	0	1	4
02	2	3	1	0	1	0	2	9
03	2	1	1	0	1	0	2	7
04	1	1	0	0	1	0	1	4
05	2	1	3	1	2	0	3	12
06	2	1	0	0	1	0	1	5
07	1	1	1	0	1	0	0	4
08	1	0	0	0	1	0	1	3
09	1	3	0	0	1	0	2	7
10	1	0	1	0	1	0	2	5
11	1	3	1	0	1	0	2	8
12	2	3	2	2	1	0	2	12
13	1	0	1	2	1	0	1	6

표 4 실험참여자의 PSQI 검사 결과

표 4에서 항목1과 항목2의 점수가 모두 1 이하인 실험자는 01, 04, 07, 08, 10, 13으로 이들의 입면시간 실험 결과의 평균은 6.74분이며 두 항목 중 하나라도 점수가 2 이상인 실험자는 02, 03, 05, 06, 09, 11, 12로 이 실험자들의 평균 오차는 12.75분이다.

실험 결과와 수면 만족도 검사 결과에 따라 평소 수면에 대한 만족도가 나쁠수록 입면시간을 검출하는데 오차가 더 크며 대부분 실험자의 생각보다 검출 결과

가 더 작으므로 사용자의 주관적인 생각이 실험 결과의 오차에 미치는 영향이 더 클 것이라고 예상할 수 있다.

본 논문에서는 수면 시 소리의 크기를 통해 입면 시간을 검출하는 알고리즘을 제안하였다. 추후에 본 알고리즘을 검증하기 위해 사용자의 주관적인 설문이 아닌 제 3자에 의해 실제로 관측한 결과를 활용할 것이다. 또한 소리의 크기를 이용하여 입면시간 뿐 아니라 수면 중 각성이나 기상 시간을 검출하여 불면증을 진단하거나, 주파수 분석을 통해 2인 이상의 소리를 분리하여 분석하는 연구를 진행할 계획이다.

참고문헌

- [1] 이보람, “시도 때도 없이 졸리고 코 곤다면? ‘수면 장애’ 의심”, 경향신문 문화 건강 기사, 2013.01.21.
- [2] 오잔주, 송미순, 김신미, “수면측정 도구의 개발을 위한 연구”, JKAN(대한간호학회지) 제28권 제3호, pp. 563-572, 1998.9.
- [3] Roger J. Cole, “Automatic Sleep/Wake Identification From Wrist Activity”, SLEEP, Vol. 15 No.5, pp. 461-469, 1992.06.
- [4] Buysse, Daniel J., et al. “The Pittsburgh Sleep Quality Index: a new instrument for psychiatric practice and research.”, Psychiatry research, Vol.28 No.2, pp. 193-213, 1989.05.
- [5] 차정인, 권형민, 이상형, 남현우, “최근 수면시간이 수면인식에 영향을 미칠 수 있다”, J Kor Sleep Soc, Vol.6 No.2, pp.97-103, 2009.12

포스터

컴퓨터 소사이어티

- 컴퓨터 1
- 컴퓨터 2
- 컴퓨터 3
- 컴퓨터 4
- 컴퓨터 5
- 컴퓨터 6

SUMMER

디바이스 간 직접통신에서의 분산 동기 방법

*김형진, *장성철, **안재민
*한국전자통신연구원, **충남대학교

e-mail : *hyungjin@etri.re.kr, scchang@etri.re.kr, jmahn@cnu.ac.kr*

Distributed Synchronization in Device-to-Device Communication

*Hyung Jin Kim, *Sung Cheol Chang, **Jae Min Ahn
*ETRI, **Chungnam National University

Abstract

In ad hoc networks, a distributed timing synchronization is studied using a firefly-inspired approach. We illuminate the existing synchronization algorithm so that the algorithm can be applied to multi-carrier systems through packet-based communications, where nodes communicate over an orthogonal frequency-division multiple access air interface. As our main result, we introduce a synchronization error value, which is used in setting parameters of orthogonal frequency-division multiple access air interface in device-to-device communication. Computer simulations are performed to show the synchronization error value in realistic network environments.

I. 서론

IMT-Advanced에서 제안되었고 LTE-Advanced에서 새로운 아이টে็ม으로 정의된 디바이스 간 직접통신(D2D Communication: Device-to-Device Communication)[1]은 상대적으로 거리가 가까운 두 사용자가 기지국을 거치지 않고 직접 신호를 주고받음으로써 기존의 중앙 집중화 방식에 비해 주파수 자원을 절반만 사용, 주파수 효율을 두배로 만들 수 있는 통

신방식이다[2]. 또한 최근의 무선기술, 마이크로 시스템 및 센서기술이 발달함에 따라 각각의 센서가 환경을 인식 및 측정하고 데이터를 처리 후 서로 간에 통신을 주고받는 무선 센서 네트워크가 가능해졌다[3]. 그러나 위의 기기 간 직접통신 및 센서 네트워크와 같은 분산된 애드 혹 네트워크에서는 기지국에 의해 네트워크의 타이밍 동기화가 이루어지던 기존의 중앙 집중화된 시스템과는 달리 중앙의 기지국이 존재하지 않으므로 분산된 노드들로부터 네트워크를 타이밍 동기화하는 프로토콜이 필요하다.

네트워크 타이밍 동기화란 네트워크에 참여하는 모든 노드들이 동일한 내부기준시간을 가지게끔 동작하는 것으로, 시간분할다중접속[4], 시공간 코딩을 이용한 협동전송[5], 수면 모드의 스케줄링 등 주파수/에너지 효율적인 네트워크 활용에 필수적인 조건이다. 분산된 네트워크에서의 동기화를 위해 제안된 초기 기술들[6-8]이 상위 계층으로부터의 많은 양의 정보를 주고받아야 하는 반면, 자연의 반딧불에서 영감을 받은 분산 동기화 기술은 간단한 규칙과 규모의 확장에 자유로운 특성으로 인해 최근 주목받고 있다.

패킷 기반의 반딧불 동기화에서는 프리앰블로 구성된 동기화 신호와 정보 전송 데이터가 모여서 하나의 패킷을 이루게 된다. 이것은 IEEE 802.11 과 같은 규격에서 사용되는 직교주파수분할다중 접속(OFDMA: Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 기반의 패킷 통신에서 제안하는 패킷 구조와 유사하며, OFDMA 기반 하에서의 반딧불 동기화 기술 역시 작동함을 보인다 있다[9]. 동기화 신호로는 PN

(Pseudorandom Noise) 코드와 같이 자기 상관성이 뛰어난 신호를 모든 네트워크의 노드들이 공통으로 사용한다. 이 때 데이터를 전송하는 노드는 자신의 기준 시간에 맞추어 동기화 신호를 포함한 패킷을 전송한다. 데이터를 전송하지 않는 노드들은 외부에서 수신되는 신호로부터 동기화 신호를 찾고, 동기화 신호가 검출되는 경우, 검출된 동기화 신호로부터 자신의 기준시간을 재설정하게 된다[10]. 이와 같은 모델에서 노드는 패킷을 전송하는 동안 신호를 수신할 수 없고 이것은 일반적인 애드 혹 네트워크에서 가정되는 시분할 이중화 시스템에서와 같이 주파수 대역을 통해 신호를 주고받는 상황과 잘 일치한다.

본 논문에서는 반딧불 동기화 모델을 패킷 기반 OFDMA 시스템에 적용할 수 있도록 타이밍 동기화 신호를 프리앰블의 형태로 패킷 모델에 결합시키는 통합된 framework을 제공하며 주어진 모델이 현실적인 네트워크 위상에서 정상적으로 작동하는 것을 보인다. 이는 다양한 D2D 통신환경에서 디바이스 간 시각 오차의 값 및 통계적인 특성을 Monte-Carlo 시뮬레이션을 통해 보여준다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 분산 동기 개념에 대해서 소개하고, III장에서는 모의실험에 사용된 시스템 모델에 대해서 설명한다. IV장에서는 모의실험 결과에 대해서 설명하고, V장에서는 본 논문을 요약 및 마무리 한다.

II. 분산 동기

무선 네트워크에서 동기화된 매체 접근 제어는 충돌이나 사용하지 않는 구간을 피할 수 있기 때문에 동기화되지 않은 매체 접근 제어에 비해서 자원의 이용 효율이 높다. 그림 1은 3개의 디바이스로 이루어진 무선 네트워크에서 동기화 방식과 동기화되지 않은 방식의 매체 접근 제어를 보여주는 예이다. 무선 네트워크에서 디바이스들은 동기화를 위해서 그림 2에서 보는 바와 같이 주기와 위상을 맞추어야 한다.

디바이스들의 주기와 위상을 맞추는 방식에는 하나의 디바이스가 기준 신호를 송신하고 다른 디바이스들이 기준 신호를 수신하여 그 신호에 주기와 위상을 맞추는 master-slave 방식과 어떤 임의의 기준이 되는 신호 없이 모든 디바이스들의 신호를 수신하여 그 신호를 이용하여 주기와 위상을 맞추는 완전 분산 방식이 있다. 본 논문에서는 완전 분산 방식에 대해서 다룬다. 그림 3은 완전 분산 방식에서 노드들의 주기와 위상을 맞추어 가는 예이다.

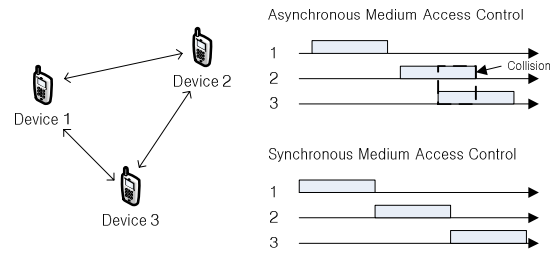


그림 1. 동기 방식과 비동기 방식

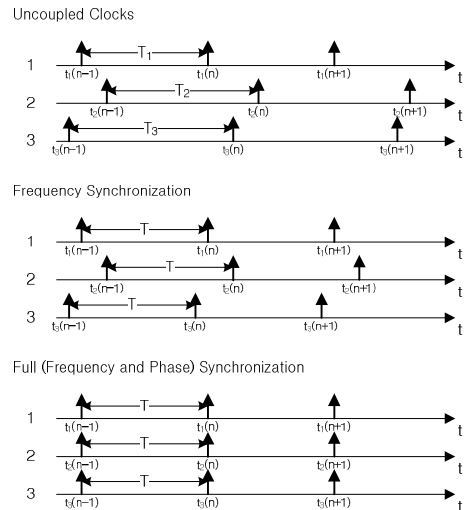


그림 2. 동기화 개념

디바이스가 수신한 여러 신호를 이용하여 자신의 동기 시각을 설정하는 방법에는 여러 가지 방법이 있을 수 있다. 본 논문에서는 수신한 동기 신호의 전력파 시간차를 이용하여 디바이스의 동기 시각을 설정하는 방법을 사용하였고 동기 시각은 이산적으로 설정하는 방법을 사용하였다.

디바이스 i 가 인접한 이웃 디바이스 j 로부터 수신한 동기 신호는 α_{ij} 의 가중치를 갖고 수식 (1)과 같다.

$$\alpha_{ij} = \frac{P_{ij}}{\sum_{j \in I_i} P_{ij}} \quad (1)$$

수식 (1)에서 P_{ij} 는 i 번째 디바이스가 이웃한 j 번째 디바이스로부터 수신한 신호의 전력을 나타낸다. 그리고 i 번째 디바이스의 이웃 디바이스 집합은 I_i 라 하고 수식 (2)와 같다.

$$I_i = \{j : P_{ij} > P_0\} \quad (2)$$

수식 (2)에서 P_0 는 인접한 이웃 디바이스의 동기 신호로 판단하는 전력의 임계값이다. 그리고 α_{ij} 는 수식 (3)과 같이 정규화 되어 있다.

$$\sum_j \alpha_{ij} = 1 \quad (3)$$

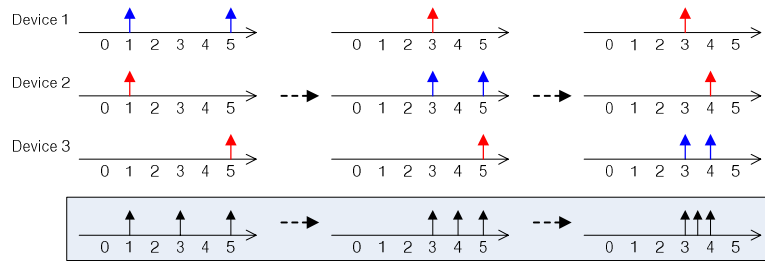


그림 3. 분산 동기 방법

i 번째 디바이스의 $n+1$ 번째 시간에서의 동기 시각 $t_i(n+1)$ 은 이웃하는 디바이스와 의 시각 차이를 줄이는 가중치 ϵ_0 와 n 번째 시간에서 수신한 이웃한 디바이스의 동기 신호의 시각과 자신의 동기 시각의 차이값 $\Delta t_i(n)$ 을 이용하여 수식 (4)와 같이 결정한다.

$$t_i(n+1) = t_i(n) + T_i + \epsilon_0 \cdot \Delta t_i(n) \quad (4)$$

수식 (4)에서 T_i 는 i 번째 디바이스의 주기를 나타낸다. 이웃한 디바이스의 동기 시각과 자신의 동기 시각의 차이값 $\Delta t_i(n)$ 은 수식 (5)와 같다.

$$\Delta t_i(n) = \sum_{j=1, i \neq j}^N \alpha_{ij} \cdot (t_j(n) - t_i(n)) \quad (5)$$

III. 시스템 모델

본 논문에서는 $100 \times 100 \text{ m}^2$ 의 2차원 공간에 40개와 100개의 디바이스를 고려하였고, $500 \times 500 \text{ m}^2$ 의 2차원 공간에 100개와 1000개의 디바이스를 고려하였다. 디바이스는 2차원 공간에 균등 분포를 갖도록 랜덤하게 배치하였다. 모든 디바이스는 $\pm 5 \text{ ppm}$ 내에서 균등한 분포를 갖도록 랜덤하게 발생시킨 자체 발진기의 오차를 갖도록 하여 각 디바이스 클럭의 주기가 서로 다른 변수를 고려하였다.

각 디바이스의 동기 신호는 디바이스 간 거리 차이에 의한 전파 지연 시간과 수신 신호 감쇠를 고려하였다. 디바이스의 초기 동기 시각은 $[0 \text{ usec}, 100 \text{ usec}]$ 의 균등한 분포를 갖는 랜덤 변수 값을 갖도록 하였다. 그리고 수식 (4)에서 사용된 파라미터 ϵ_0 는 0.3으로 하였다.

모든 디바이스는 특정한 시간에 송신 또는 수신만 가능한 TDD 모드를 기반으로 하였다. 디바이스가 동기 신호를 송신 모드 또는 수신 모드로 동작하는 주기는 20 msec마다 수행하였다.

IV. 모의실험 결과

그림 4는 디바이스 간 시각 오차의 최대값을 시간별로 나타낸 그래프이다. 디바이스가 위치한 공간의 면적이 넓을수록 디바이스 간 거리가 길어지기 때문에 경로 지연에 의해서 시각 오차의 최대값이 커짐을 알 수 있다. 그리고 디바이스 수가 많을 때 시각오차의 최대값이 작아짐을 알 수 있다.

그림 5는 표준편차를 나타낸다. 표준편차는 디바이스의 밀도가 높을수록 더 작게 나타냄을 알 수 있다. 100개의 디바이스가 $500 \times 500 \text{ m}^2$ 의 공간에 분포되어 있을 때 표준편차는 평균 0.28 usec이고 표준편차가 큰 시간에는 약 0.42 usec이다. 이때 99.9%의 디바이스가 1.38 usec 오차 안에 존재한다. 이는 디바이스 간 직접통신 방식을 OFDMA로 설계할 때 CP (Cyclic Prefix) 파라미터 설정 시 기준이 된다.

그림 6은 평균 시간 대비 디바이스의 동기 시각과의 차이의 확률 분포를 나타낸다. 공간의 면적이 작을수록, 디바이스가 많을수록 평균을 중심으로 더 모여서 분포함을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 패킷 기반 통신을 하는 네트워크에서 반딧불 동기 알고리즘을 적용한 분산 타이밍 동기 기술을 제조명하였다. 컴퓨터 모의실험을 통해 다양한 네트워크 환경에서 디바이스 간 최대 시각 오차, 평균 시각 대비 디바이스 시각과의 차이의 표준편차와 확률 분포를 제시하였다. 모의실험 결과 99.9%의 디바이스가 1.38 usec의 시각 오차 안에 존재함을 알 수 있었고, 이를 토대로 OFDMA 시스템 설계시 CP 길이를 선정하는 기준을 제시하였다. 그리고 네트워크 공간이 좁을수록, 디바이스가 많을수록 디바이스 간 시각 오차가 적어짐을 확인하였다.

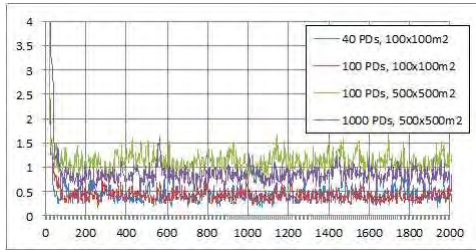


그림 4. 디바이스 간 최대 시각 오차

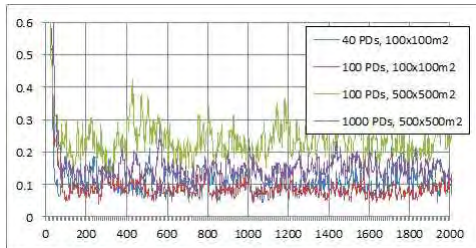


그림 5. 디바이스 동기 시각 표준편차

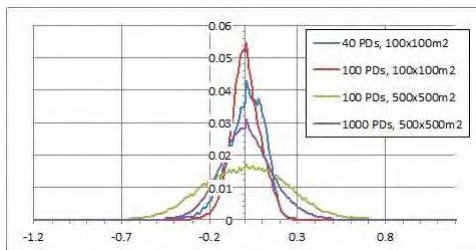


그림 6. 평균 동기 시각 대비 디바이스 동기 시각 차이의 확률 분포

ACKNOWLEDGEMENT

본 연구는 미래부가 지원한 2013년 정보통신·방송 (ICT) 연구개발사업의 연구결과로 수행되었음

참고문헌

[1] 3GPP Radio Access Networks LTE-Advanced Status Release 11 Work Items “11. Study on LTE Device to Device Discovery and Communication,” LTE Asia, 6th Sep. 2011.

[2] J. Lehtomäki, I. Suliman, J. Vartiainen, M. Bennis, A. Taparugssanagorn, and K. Umebayashi, “Direct communication between terminals in infrastructure based networks,” in Proc. ICT Mobile and Wireless Commun. Summit, Stockholm, Sweden,

2008.

[3] I. F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, and E. Cayirci, “A survey on sensor networks,” IEEE Commun. Mag., vol. 40, no. 8, pp. 102–114, Aug. 2002.

[4] B. M. Sadler, “Fundamentals of energy-constrained sensor network systems,” IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 20, no. 8, pp. 17–35, Aug. 2005.

[5] J. N. Laneman and G.W. Wornell, “Distributed space-time coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks,” IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 49, no. 10, pp. 2415–2425, Oct. 2003.

[6] S. Ganeriwal, R. Kumar, S. Adlakha, and M. B. Srivastava, “Network-wide time synchronization in sensor networks,” UCLA NESL Tech. Rep., Jan. 2003.

[7] J. Elson, L. Girod, and D. Estrin, “Fine-grained network time synchronization using reference broadcasts,” presented at 5th Symp. Operating Syst. Design, Implement. (OSDI), Boston, MA, Dec. 2002.

[8] K. Römer, “Time synchronization in ad hoc networks,” in Proc. 2nd ACM Int. Symp. Mobile Ad Hoc Netw. Comput (MoBiHoc), Long Beach, CA, Oct. 2001, pp. 173–182.

[9] L. Sanguinetti, A. Tyrrell, M. Morelli, and G. Auer, “On the Performance of Biologically-Inspired Slot Synchronization in Multicarrier Ad Hoc Networks,” in Proc. Veh. Tech. Conf. (VTC)-Spring, Marina Bay, Singapore, May 2008, pp. 21–25.

[10] Osvaldo Simeone, Umberto Spagnolini, Yeheskel Bar-Ness, and Steven H. Strogatz, “Distributed Synchronization in Wireless Networks,” IEEE Signal Processing Magazine, September 2008, pp. 81–97.

웹 서비스 연동을 위한 ORS 확장*

*이종석¹, 정의현¹, 김주영², 백형종²

안양대학교 컴퓨터학과¹, 한국인터넷진흥원²

e-mail : *ljongseok@gmail.com, jung@anyang.ac.kr, {ethan, hjpaik}@kisa.or.kr*

An Extension of ORS for the Interworking with the Web Service

*Jong-Seok Lee¹, Euihyun Jung¹, Ju-Young Kim², Hyong-Jong Paik²

¹Dept. of Computer Science, Anyang University

²Korea Internet & Security Agency

Abstract

ITU-T and ISO/IEC standardized the Object Identifier (OID) to identify any object uniquely and globally. However, the OID was limitedly used due to the lack of an interoperable method with other systems. In this paper, we suggest the extension of OID Resolution System (ORS) for connecting the OID and the Web Service. This extension enables the OID to be used with any kind of external information service.

I. 서론

객체식별자(OID: Object Identifier)[1]는 유무형의 객체에 이름을 부여하기 위해 ITU-T와 ISO/IEC가 공동으로 개발한 식별자로 일반적으로 “모든 다른 어떤 것들과 구분될 수 있도록 명확하게 특정 개체를 가리키는 전 세계적으로 유일한 값”으로 정의된다. 이러한 객체들을 식별하기 위해 계층적 이름 구조에 따라 기본 정수형 값들의 시퀀스로 표현된다. 객체식별자는 하위 기관에서 독립적인 할당을 해도 각 식별자

* 본 연구는 미래창조과학부의 지원을 받는 정보통신 표준화 및 인증지원사업의 연구결과로 수행되었음.

의 유일성을 보장받을 수 있는 구조이기 때문에 망관리, 보안인증, 보건의료, RFID 분야에서 사용이 되었다[2]. 그러나 지금까지는 사물이나 카테고리를 구분하는 용도로 그 적용이 한정적이었다. 이를 극복하기 위해 한국인터넷진흥원은 객체식별자를 해석하는 해석 시스템인 ORS(OID Resolution System)를 개발하여 2011년부터 운용하였다[3]. 하지만, 이러한 시도가 긍정적인에도 불구하고 그 활용도는 매우 낮았으며, 이는 ORS가 제공하는 해석 서비스 타입에서 웹 서비스 연동을 제공하지 못했기 때문이다. 본 논문에서는 이를 해결하기 위하여 UINF(Uniform Resource Identifier Information)라는 새로운 서비스 타입과 이를 외부 웹 서비스와 연동하는 해석 방안에 대해서 제안하였다. 또한 이 제안에 대한 구현을 위해 UINF 해석에 대해 웹 서비스 URI가 반환되도록 ORS를 확장하였다.

II. 제안 구조 및 구현

2.1 제안 구조

기존의 ORS는 객체식별자의 해석 결과로 6가지의 서비스 타입을 제공할 수 있었다. 그러나 지금까지의 서비스 타입은 정적 데이터나 혹은 정적 데이터의 위치만을 제공할 수 있었다. 따라서 동적인 콘텐츠의 생성이나 서비스 동작을 객체식별자를 통해서 이용할 수 없었으며, 이는 객체식별자의 확산에 걸림돌이 되었다.

본 논문에서는 이를 해결하기 위하여 그림 1과 같은

구조를 제안하였다. 그림에서 볼 수 있는 것처럼, 클라이언트 입장에서는 객체식별자 해석 구조는 변경되지 않고 있다. 다만, ORS에서 UINF라는 새로운 서비스 타입이 확장된 것이며, 만일 UINF에 해당하는 객체식별자가 ORS에 요청되면, 해당 UINF에 등록된 URI를 ORS는 반환하게 된다. 이렇게 반환된 URI를 이용하여 클라이언트는 해석을 필요로 하는 객체 "O"를 해당 URI로 지칭된 웹 서비스로 요청하게 된다. 그러면, 해당 웹 서비스는 "O"에 대해 동적으로 콘텐츠를 생성하거나 혹은 서비스 동작을 취한 후, 그 결과를 클라이언트로 반환하게 된다. 이러한 과정이 중요한 이유는 객체식별자로 웹 서비스를 구별하고, 그 서비스를 통해서 다양한 확장이 가능하기 때문이다.

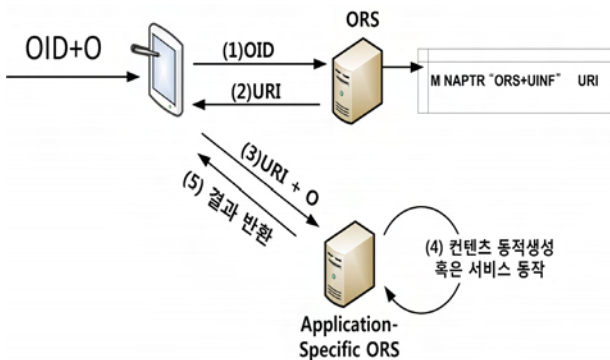


그림 1. 제안된 ORS 확장 구조

기존의 객체식별자로는 서비스 URI를 객체식별자로 지칭할 수 있는 방법이 없었다. 비록 객체식별자가 유무형의 어떤 형태의 자원이라도 지칭이 가능하였지만, 해석의 결과로 서비스 URI를 나타낼 수는 없기 때문이었다. 예를 들어, 동적으로 MD5를 제공해주는 서비스가 있다고 가정할 때, 이를 {1 2 410 999 40} 이라는 객체식별자로 지정할 수 있다. 이때, 기존의 방식에서는 이 객체식별자가 MD5 해시 서비스와 관련되어 있다는 메타 정보만을 제공할 수 있었다. 이에 비해, 제안된 구조에서는 {1 2 410 999 40} 객체식별자에 대해 실제 서비스를 제공하는 웹 서비스 URI인 "http://example.com/md5" 라는 값을 UINF라는 서비스 타입으로 가질 수 있게 된다. 이러한 형태는 매우 간단해보이지만, 객체식별자와 다양한 웹 서비스와의 연동을 가능하게 해주는 구조이다.

2.2 구현

제안된 구조가 실제로 운용되는 것을 확인하기 위하여 2단계에 걸쳐서 시험 시스템을 구성하였다. 첫째, 운용되는 한국인터넷진흥원의 ORS에 UINF 레코드를 추가하고, 객체식별자에 대해서 UINF 레코드가 있는 경우에 결과 값으로 객체식별자에 대응되는 URI를 넘겨줄 수 있도록 구성하였다. 둘째, 넘겨받은 URI에서 서비스를

할 수 있는 시스템을 구성하였다. 비록 이 방식은 하나의 클라이언트에서 모든 과정에 걸친 완결된 테스트를 보여 주지는 못하지만, 그림 1의 제안된 ORS 확장구조가 제대로 운용된다는 것을 보여줄 수 있다. 그림 2는 ORS를 통하여 UINF가 제대로 해석되고 있음을 보여준다.

{1 2 410 999 40} 객체식별자에 대해서, "http://iotsilo.net:8080/md5" 라는 값이 반환됨을 볼 수 있다. 이것은 그림 1에서의 (1)(2) 단계가 제대로 수행된 것이라 할 수 있다. 이 URI를 이용해서 "Earth"라는 문자열에 대한 MD5 해시를 얻고자 하는 경우에 "http://iotsilo.net:8080/md5/Earth"라는 REST 형태의 호출을 웹 브라우저에 하게 되면, 결과 값으로 MD5 해시값인 "5cdd21c97f86686cc505e02fd32a7523"이 반환됨을 확인하였다.



그림 2. ORS를 통한 UINF의 해석 결과 반환

III. 결론

객체식별자가 유무형의 사물을 유일하게 식별할 수 있는 식별체계로서 주목을 받고 있는데 반해, ORS에 동적 서비스 연동 방안이 없어서 실제 활용에는 제한을 받았다. 본 논문에서는 이를 해결하기 위하여 ORS에 새로운 서비스 타입의 추가와 이의 해석 구조를 제안하였다. 이 구조는 객체식별자에 동적 서비스 연동을 제공할 수 있으며, 객체식별자를 이용한 다양한 서비스 개발에 이용될 수 있다.

참고문헌

- [1] 한국인터넷진흥원, "OID 동향분석 및 활용 추진 방안 연구," 2008.
- [2] 한국인터넷진흥원, "OID 적용을 위한 응용분야 연구," 2009.
- [3] ITU-T Recommendation X.672, "Open systems interconnection - Object identifier resolution system (ORS)," Aug. 2010.

차량용 통합 게이트웨이(CAN, MOST, Ether)를 위한 데이터 교환 모듈 설계에 관한 연구

*김동민, 김정국, 김현주, 이종태,정은혜
한국외국어대학교 컴퓨터공학과

e-mail : *csdmkim@gmail.com, jgkim@hufs.ac.kr, kimhj@hufs.ac.kr,*
dkzakclsk@naver.com eun1505hufs@gmail.com

A Study on the design of data exchange module
for vehicle-combine gateway(CAN, MOST, Ether)

*Dongmin Kim, Junggug Kim, Hyunju Kim,
Jongtae Lee, Eunhye Jung
Computer Science and Engineering
Hankuk University of Foreign Studies

Abstract

Convergence of various vehicle networks is an issue as many studies on Intelligent Vehicle are being actively conducted recently. The format of packets used in each vehicle networks is different. Therefore, we need a service for integrated application layer. This study will show how to provide the service for a variety of application layer by designing the module of data exchange among CAN, MOST, Ethernet(TCP/IP).

I. 서론

최근 지능형 차량에 대한 연구가 활발하게 이루어짐에 따라 자동차 분야에 따른 IT기술과의 융합이 눈부시게 발전되고 있다. 차량 제어용 데이터를 목적으로 취급하는 네트워크인 CAN(Controller Area Network)은 현재 자동차에서 널리 사용되는 차량용 네트워크이다. 이를 비롯하여 차량 지붕, 문, 엔진등의 인터페이스를 사용하는 LIN(Local Interconnect

Network), 대용량의 영상을 고속으로 전송하는 차량용 네트워크 기술인 MOST(Media Oriented Systems Transport)등 차량 내의 다양한 목적으로 사용되는 네트워크 종류는 다양하다.

하지만 네트워크 종류가 다양한 만큼 다루어야 할 패킷의 종류도 제각각이기에 통합 응용을 위한 작업이 필요하다. 본 연구에서는 차량용 네트워크인 CAN, MOST를 통합 응용에 적합한 네트워크인 Ethernet(TCP/IP)간의 상호 패킷 교환을 위한 데이터 교환 모듈 설계에 관한 연구이다.

II. 관련 연구

2.1 CAN(Controller Area Network)

CAN 네트워크는 차량 제어를 위한 네트워크로서 여러 개의 CAN 디바이스가 서로 통신할 수 있는 경제적이고 안정적인 네트워크를 제공한다. 1986년 Bosch에 의해 개발되어 현재까지 널리 사용되고 있는

네트워크이다.

이는 차량 제어를 위한 시리얼 버스를 사용하고 있으며, Broadcasting 성질의 통신 방식을 지니고 있다. Multiple master 특징을 지니고 있는 CAN 네트워크는 100개 이상의 노드를 연결할 수 있으며, 여러 노드들이 동시에 Master node로 동작이 가능하다. CAN 네트워크의 대역폭은 1Mbps(Class C)와 125Kbps(Class B)가 있다.

2.2 MOST(Media Oriented Systems Transport)

대용량의 영상을 고속으로 전송하는 차량용 네트워크 기술로써 주로 멀티미디어를 포함한 멀티미디어 장비 관련 제어 목적에 사용되는 네트워크이다. 이는 2002년에 BMW, Audi, Benz, Volvo등에 의해 상품화가 되었으며, 현재 독일 SMSC사에 의하여 업계 실질 표준이 되어 가고 있다.

이는 Optical Fiber를 사용하여 차체 중량을 최소화할 수 있는 장점을 지니고 있으며, MOST25, MOST50, MOST150의 세 가지 버전이 존재한다. MOST150의 경우 최대 64개의 모듈을 링(Ring)형태로 연결할 수 있으며, 최대 대역폭은 150Mbps이다.

III. 게이트웨이를 위한 데이터 교환 모듈

3.1 이중 네트워크의 패킷 구조

본 연구에서 설계한 이중 네트워크로는 CAN, MOST, Ethernet간의 데이터 교환을 목적으로 하는 모듈 설계이다. CAN의 경우는 데이터 종류가 제어 패킷에 한정되지만, MOST의 경우는 Control data, Streaming data, Packet data 등으로 세분화 되어 전송된다. 본 연구에서는 MOST 데이터 중 Control data에 따른 데이터 교환에 목적을 준다.

CAN의 경우는 CAN_ID와 CAN_DLC(Data Length Code), CAN_Data가 하나의 패킷으로 이루어져 있으며, 설계를 위한 구조체는 아래와 같다.

```
struct CAN_DATA {
    unsigned int can_id;
    char can_dlc;
    unsigned char data[8];
};
```

그림 1. CAN Frame 구조

MOST의 Control data를 위한 구조는 MOST NetService¹⁾에서 제공되며, MOST의 Control data는 실제 송수신 될 데이터, 데이터의 길이, 송신(혹은 수신)지의 주소, 기능 ID, FBlock_ID, Instance_ID, OpType로 이루어진다²⁾. 해당 패킷 내용은 아래와 같다.

```
struct MOST_PACKET {
    byte Data[MOST_PAYLOAD_LENGTH];
    word Length;
    word Tgt_Adr(or Src_Adr);
    byte FBlock_ID;
    byte Inst_ID;
    byte Operation;
};
```

그림 2. MOST(Control data) packet 구조

3.2 데이터 교환 모듈 설계

실제 게이트웨이를 위해서는 이중 네트워크 사이에서 사용되는 각기 다른 네트워크 패킷 내용을 하나의 균일한 패킷 형태로 제공해야 한다. 각 디바이스(CAN, MOST)는 자체 디바이스에서 생성되어 송신 될 패킷을 Ethernet을 위한 패킷에 실어 송신하고, Ethernet 해당 내용을 확인할 수 있도록 한다.

반대로 Ethernet을 통해 송신 될 데이터는 이중네트워크 간 사용되는 패킷의 형태에 맞추어 데이터를 조립한 후, 해당 디바이스로 전송하는 기능을 갖게 된다.

각 디바이스에서 송수신을 위한 처리는 일련의 thread를 두어 데이터 송수신을 담당하며, 각 디바이스 별로 Ethernet과의 데이터 교환을 위한 버퍼를 둔다.

데이터 교환을 위한 버퍼는 리눅스에서 제공하는 기본 Message-Queue 라이브러리를 이용하며, 이는 각 데이터 크기가 다르기에 디바이스 별 송수신을 위한 각각의 버퍼(Message-Queue)를 이용한다.

아래 그림 3은 CAN, MOST, Ethernet을 위한 데이터 교환 모듈의 구조도를 나타낸 것이다.

- 1) SMSC사에서 제공하는 네트워크 서비스를 표준으로 구현한 제품
- 2) MOST NetService에서 제공되는 Control packet 구조는 MOST NetService Layer I의 PMS(Port Message Service) layer의 구조를 참조한다.

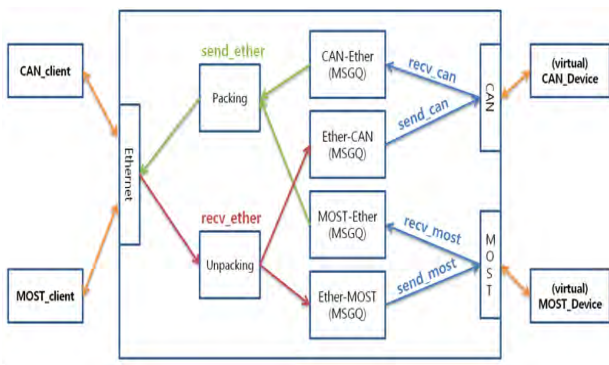


그림 3. 통합 게이트웨이를 위한 데이터 교환 모듈 구조도

사용되는 버퍼는 CAN에서 Ether로 전송하기 위한 버퍼, Ether에서 CAN으로 전송하기 위한 버퍼, MOST에서 Ether로, Ether에서 MOST로 전송하기 위한 버퍼로써 총 4개의 Message-Queue를 사용하며, 각 버퍼는 Message-Queue-id를 이용하여 구분한다.

Ethernet으로 송수신되기 위한 패킷은 TCP/IP 프로토콜에 기반한 소켓 통신을 하기 때문에, 실제 전송될 호스트의 주소 또는 차량 네트워크로의 전송을 위한 주소의 데이터를 함께 Packing & Unpacking 하여 해당 Message-queue에 in-queue & de-queue 한다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 설계를 통해 이종 네트워크(CAN, MOST, Ethernet)간 데이터 교환을 위한 모듈을 설계하였다. 본 설계를 통한 실제 구현은 보다 검증된 실용성에 맞추어야겠지만 본 모듈을 통하여 상호 데이터 교환이 이루어진다면 통합 게이트웨이의 개발을 비롯하여 통합 응용 계층을 위한 다양한 형태의 서비스가 제공될 것이라고 본다.

향후 연구에서는 설계된 데이터 교환모듈을 기반으로 실제 구현을 진행할 것이다. 더 나아가 임베디드 디바이스에서 동작할 수 있도록 포팅 연구를 비롯한 이종 네트워크에서의 연결 방법에 따른 라우팅 서비스 관련 내용에 대한 연구도 진행 할 것이다.

Acknowledgement

본 연구는 지식경제부의 “고 신뢰성 차량용 1Gbps 급 동기식 이더넷 통합통신 기반기술 및 안전제어 시스템 적용기술개발(10040191)”의 지원을 통해 수행되었습니다.

본 연구는 지식경제부의 “운전자상태 및 주행상황정보 센싱기술 개발(1003356)”의 지원을 통해 수행되었습니다.

참고문헌

- [1] 최영환 외, “CAN-Ethernet 네트워크 게이트웨이 설계에 관한 연구”, 대한전자공학회 하계학술대회, 제 35권 1호, p.900-901, 2012.
- [2] 이무열 외 2인, “리눅스기반 차량용 MOST-CAN 네트워크게이트웨이 설계 및 구현”, 한국컴퓨터종합학술대회 논문집, Vol 36, No. 1, 300-301, 2009.
- [3] Bosch. CAN specification v2.0, Published by Robert Bosch GmbH, 1991.
- [4] MOST Cooperation, “MOST Specification ERev 3.0”, 2008.

IQ 데이터 압축 알고리즘의 지연 요구사항 분석

*조권도, 권헌국, 강병수, 이정남, 김철호
한국전자통신연구원

e-mail : *gdjo@etri.re.kr, hkkwon@etri.re.kr, kbs@etri.re.kr,*
jnlee77@etri.re.kr, baya@etri.re.kr

Analysis of Latency Requirements for IQ Data Compression

*Gweon Do Jo, Heon Kook Kwon, Byung Su Kang,
Jung Nam Lee, Cheol Ho Kim

Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

Remote radio heads(RRHs) have become one of the most important subsystems of 4th generation mobile communication systems. They are generally connected to the baseband unit (BBU) via fiber optic cables.

Data rate over the fiber is increasing to accommodate huge data traffic due to the increased bandwidth of the signal and the number of antennas. This increases the installation cost so much. Data compression schemes are being investigated to reduce the number of the fibers required in the system.

In this paper, we investigated LTE-FDD physical layer to estimate the maximum allowed latency for compression and decompression processing in cloud radio access network. The investigated timing budget can be a requirement value in the specification for BBU and RRH interface.

I. 서론

과거 이동통신용 기지국은 기저대역 처리부와 RF부가 일체형으로 제작되었으나, 4세대 이동통신에서는 기술/경제적인 이유로 BBU와 RRH로 분리하여 구성되는 분산형 기지국 구조를 택하는 추세이다. BBU와 RRH간에는 주로 광케이블을 통해 IQ 기저대역 신호와 제어신호가 교환되며, 사용되는 인터페이스(원격무선국 인터페이스) 표준은 CPRI, OBSAI가 주류이고, CPRI를 기반으로 완성도를 높인 ORI가 새롭게 등장하는 단계이다.

4세대 이동통신은 여러 가지 신기술을 포함한다. 우선 대역폭이 증가하였고, MIMO 기술의 도입으로 안테나 수가 증가하였고, 최근 massive MIMO 기술이 관심을 끌면서 안테나 수가 폭증할 것으로 예상된다. 대역폭과 안테나 수의 증가는 곧바로 원격무선국 인터페이스의 데이터량 증가로 이어져서, 광케이블의 효율적 운용 필요성이 대두되었다.

광케이블을 추가로 매설하는 것은 상당한 설치/매설 비용이 드는 일이다. 광케이블의 데이터 전송속도를 높이기 위해서는 고가의 광트랜시버를 필요로 하는 문제가 있다. 이러한 문제를 극복하는 방안의 하나로 IQ

데이터 압축기술에 관심이 모아지고 있다. 50%의 압축으로도 광케이블의 사용효율을 2배로 올릴 수 있는 매력 때문이다.

압축알고리즘을 원격무선국 인터페이스에 적용함에 있어 고려할 점으로는 알고리즘의 latency와 복잡도, EVM 손실, 압축률 등이 있다. 본 논문에서는 압축알고리즘의 latency에 초점을 둔다. LTE-FDD를 분산형 기지국을 운용하는 경우, 압축알고리즘에 허용되는 latency가 얼마나 되는 지를 추론해보고자 한다.

II. 분산형기지국의 시간정렬

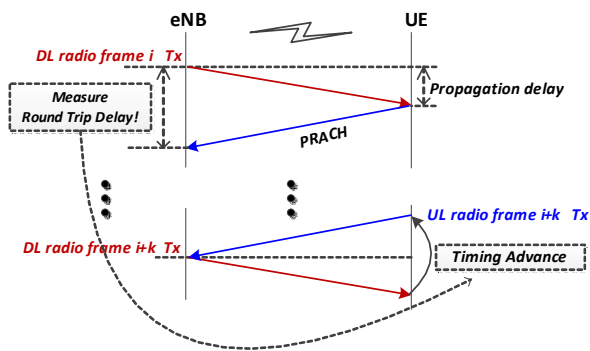


그림 1. Timing advance 개념

3GPP기반의 LTE-FDD의 경우 eNB와 UE간에 시간정렬은 그림 1과 같이 정의된다. eNB에서 PRACH 수신을 통해 측정된 round trip delay를 이용하여 UE의

송출시간을 앞당기는 timing advance가 수행되고, 이로써 eNB입장에서 DL 송출신호의 프레임 경계와 UL 수신신호의 프레임 경계가 일치된다[1][2].

이러한 3GPP의 요구사항을 만족함에 있어, 일체형 기지국으로 운용되는 시스템에서는 특별한 기술이슈가 없었다.

하지만 분산형 기지국 시스템의 경우, 안테나 단에서 UL/DL의 프레임경계가 일치되어야 하는 이유로 인해 latency가 문제된다. 그림 2를 통해 자세히 알아보자. RRH와 UE간의 거리는 셀의 크기를 의미하며, LTE 시스템 설계상으로는 반경 100km까지 지원이 가능하나 실제로는 1km내외로 운용된다. 분산형 기지국의 경우, BBU와 RRH간 광케이블 거리는 통상 수십km가 될 수 있으며, 광케이블에서의 빛의 속도는 약 2/3로 줄기 때문에, 광구간에서 발생하는 latency가 시스템 운용에 미칠 영향이 고려되어야 한다.

III. LTE-FDD의 latency margin

앞 장에서 언급한 latency 문제는 LTE-FDD 규격과 밀접하게 관련된다. 3GPP 물리계층 규격에는 UL와 DL신호사이의 정보교환에는 다음과 같은 시간제약이 있다[1][2].

DL HARQ-ACK 절차를 예를 들어 살펴보자(그림 3). eNB는 PUSCH를 통해 i번째 서브프레임으로 수신한 정보에 대한 HARQ-ACK 정보를 i+4번째 서브프

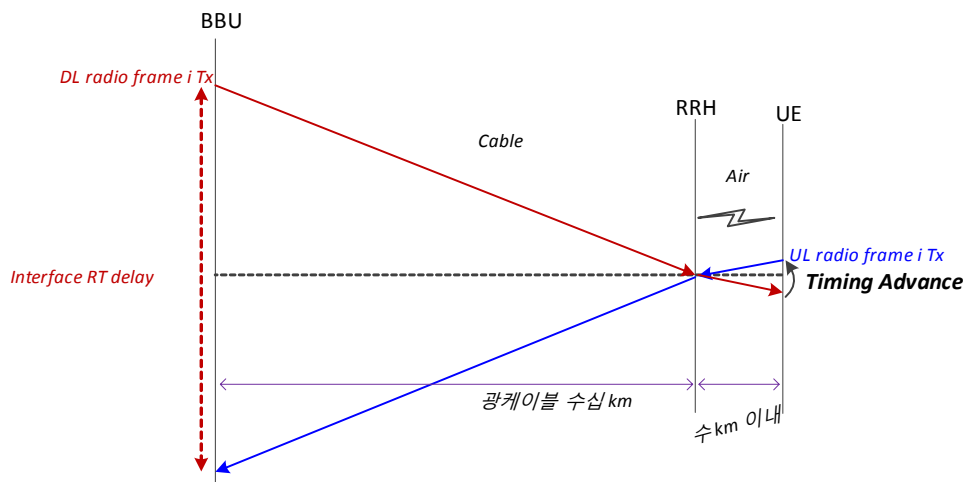


그림 2. 셀반경과 광케이블을 고려한 latency

레이에서 송출해야 하는 약속이 있다. 분산형 기지국에서도 이 약속은 지켜져야 한다. LTE-FDD 규격에는 이처럼 UL/DL간의 정보교환에 시간제약을 둔 절차가 다음과 같이 존재한다.

- Power control (UL/DL)
- HARQ-ACK procedure (UL/DL)
- SRS procedure
- CSI reporting (periodic/aperiodic)
- Random access

이 중 random access 절차에서의 시간제약은 최소 6 서브프레임이며, 나머지 절차는 모두 최대 4 서브프레임의 시간제약이 있는 것으로 파악된다. 따라서 BBU에서 수신신호처리에 필요한 여유시간은 최대 4 서브프레임이며, 광구간에서의 latency로 인한 시간지연은 BBU의 여유시간 감소로 직결된다.

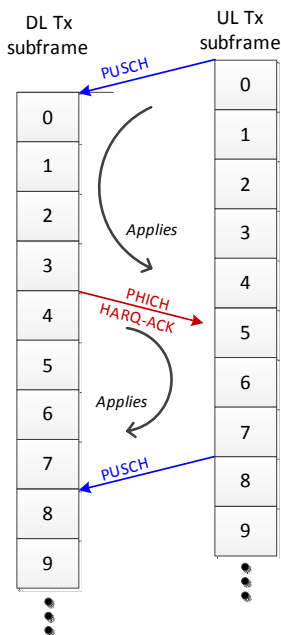


그림 3. DL HARQ-ACK 동작

IV. 압축 latency를 고려한 시스템 latency

BBU의 최대 4 서브프레임만큼의 여유시간은 광구간에서의 latency 만큼 줄어든다. 압축알고리즘은 광구간의 latency를 가중시킨다. 앞 장에서 파악한 시간제약을 고려하여 그림 3을 압축알고리즘을 적용한 분산형 기지국에서의 상황으로 다시 그리면 그림 4과 같다.

우선 BBU의 processing time margin(T_{BBU})을 정의해보자. BBU는 특정 UL신호를 수신 후 신호를 분석하여 안테나 단에서 다음 4ms 서브프레임 boundary에서 송신될 신호를 준비하는 데에 시간이 필요하다. 이 준비 소요시간의 최대치를 BBU processing time(T_{proc})이라 하고, 광케이블 상에서의 round trip delay를 D_{RT} 라 하자. 광구간에서 데이터 교환을 위해 RRH 내부와 광스위치 등에서 부가적인 delay가 존재할 것이므로, 이러한 시간을 기타 시간을 T_{etc} 라고 정의하고, 압축과 압축해제에 의한 단방향 delay를 D_{comp} 라 정의하면 T_{BBU} 는 다음과 같이 일반화 된다.

$$T_{BBU} = 4 - D_{RT} - T_{proc} - T_{etc} - 2D_{comp} \quad (1)$$

$$T_{BBU} = T_{proc} + T_M \quad (2)$$

그리고 시스템의 정상동작이 가능한

$$T_{BBU} > 0 \quad (3)$$

인 조건을 만족해야 하고 이를 D_{comp} 측면에서 다시 정리하면

$$(4 - D_{RT} - T_{proc} - T_{etc}) / 2 > D_{comp} \quad (4)$$

와 같다. 따라서 압축알고리즘에 허용되는 D_{comp} 의 최대값은 표 1과 같이 추론된다. BBU에 필요한 신호처리 시간이 3ms, 광케이블 길이가 40km, 그리고 T_{etc} 가 0.1인 경우, 250us 정도의 압축을 위한 여유시간이 주어짐을 알 수 있다.

표 1. 케이블 길이에 따른 D_{comp}

Max. D_{comp} (ms)	T_{BBU} (ms)	Cable length (km)	D_{RT} (ms)	T_{proc} (ms)	T_{etc} (ms)
0.95	1.89	1	0.01	2	0.1
0.90	1.80	10	0.10	2	0.1
0.85	1.70	20	0.20	2	0.1
0.75	1.50	40	0.40	2	0.1
0.45	0.89	1	0.01	3	0.1
0.40	0.80	10	0.10	3	0.1
0.35	0.70	20	0.20	3	0.1
0.25	0.50	40	0.40	3	0.1

V. 결론

지금까지 RRH와 BBU를 설계함에 있어 latency 측면에서 고려해야 할 내용을 정리하고, 압축알고리즘에

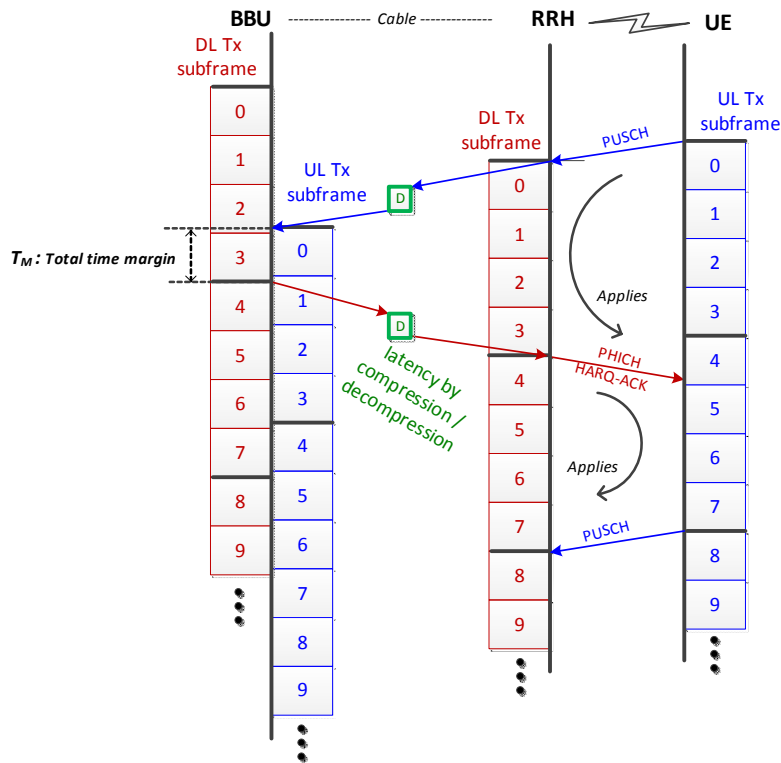


그림 4. BBU에서의 timing margin (DL HARQ-ACK 절차)

게 허용될 timing margin을 유추하는 과정을 소개하였으며, 실제 마진이 얼마나 될지를 유추 해보았다.

안테나 단에서 UL/DL timing이 정렬되기 때문에, 분산형 기지국 구조에서 BBU의 timing margin은 케이블 delay와 직접적으로 관련되지만, UE의 timing margin과 케이블 delay는 관련이 없다는 사실도 알 수 있었다.

20us의 latency를 가지는 알고리즘을 사용하는 경우 표 1에서 조사된 250us의 margin은 넉넉해 보인다. 다만, 여러 RE가 상호 연결되는 multi-hop/ring/tree topology의 경우에는 부가적인 압축 latency가 발생할 것이므로, 가능하면 margin을 넉넉하게 설계하는 것이 필요하다.

[2] 3GPP TS 36.213: "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures".

본 연구는 지식경제부의 산업융합원천기술개발 사업의 일환으로 수행하였음 (10041628, 차세대 이동통신 서비스를 위한 다양한 셀구축 환경에 적용이 가능한 초소형 RF 단위모듈 기반 다중대역 다중모드 기지국용 RU개발).

참고문헌

[1] 3GPP TS 36.211: "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation".

다항식 짝수 차수에 따른 DPD 성능

*이광천, 조권도, 오정훈

한국전자통신연구원

e-mail : *klee@etri.re.kr, gdjo@etri.re.kr, jhoh70@etri.re.kr*

Performance of DPD with Even-Order Polynomial

*Kwangchun Lee, Gweon Do Jo, Jung Hoon Oh

Electronics and Telecommunications

Research Institute

Abstract

In general, even-order coefficients are not used in polynomial model for power amplifier based on the assumption that they have no influence over base-band model. However, according to a paper in the references we can expect the benefit of including even-order terms in the polynomial model. In this paper, we carried out simulations to see the DPD performance enhancement by adding even-order coefficients to the memory polynomial predistorter model.

I. 서론

이동통신 전력증폭기는 태생적으로 비선형성을 지니고 있어서 선형화를 위한 다양한 방법이 연구되어왔다. 그 중 DPD(digital predistortion) 기술은 구현의 편의성과 재현성이 좋은 디지털 기술이라는 점과 선형화 성능이 우수하다는 점 때문에 최근 들어 널리 사용되고 있다.

DPD는 디지털 선왜곡기를 기저대역 또는 IF 대역에 두는 것이 일반적이다. 대부분의 신호처리를 디지털 도메인에서 수행하는 이유 때문에 DPD 구현시 ADC/DAC의 샘플링 속도 제한에서 자유롭지 못하다. 특히 PA(power amplifier)의 비선형 특성으로 인해 기본 신호대역폭의 최소 3배 이상의 신호를 다루어야 하므로 최소 Nyquist 샘플링 속도의 3배 이상을 지원하는 ADC/DAC가 필요하다.

LTE 신호의 대역폭이 20 MHz인 경우, 최소 60 MHz 이상의 샘플링 속도가 필요하며, 다중밴드를 지원해야 한다면 샘플링 속도는 더욱 증가한다. 높은 샘플링 속도는 ADC/DAC에서의 소비전력 증가를 야기하므로, DPD를 사용하지 않으면서 고출력 PA의 제한된 선형영역을 사용하는 종래의 백-오프 방식에 비해 전력효율 면에서 장점이 거의 없게 된다. 따라서 DPD 기술 적용시 선형화 성능이 원하는 만큼 달성된다면 샘플링 속도가 낮을수록 좋다.

DPD에서는 적절한 전력증폭기의 모델 선택이 중요하다. 비메모리 모델로는 다항식 모델, Saleh 모델, Rapp 모델, Ghorbani 모델 등이 알려져 있다[1]. 다항식 모델은 메모리 모델로의 확장이 용이하여 최근 널리 사용되는 모델이다.

다항식 모델은 다시 비메모리 다항식, 메모리 다항

식, Wiener, Hammerstein, Wiener-Hammerstein, Volterra 모델로 세분되며, 그 외에 Augmented Hammerstein, Extended/Expanded Hammerstein 등과 같은 다양한 응용 모델이 있다. 이 중에서 구현복잡도와 성능이 양호한 메모리 다항식이 널리 사용된다[2].

메모리 다항식은 다음과 같이 표현된다.

$$y(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{q=0}^Q c_{kq} z(n-q) |z(n-q)|^{k-1} \quad (1)$$

메모리 다항식에 의한 PA 모델과 선왜곡기 모델에는 짝수차수를 사용하지 않는 것이 일반적이다. 이론적으로 짝수차수는 PA의 성능에 영향이 거의 없다고 간주하기 때문이다. 따라서 대부분 1차/3차 또는 1차/3차/5차 같은 형태를 사용하는 것이 일반적이었다.

그런데 참고문헌 [3]은 짝수차수를 선왜곡기 모델에 포함하는 경우 성능개선의 가능성을 제안하였다. 현재의 DPD기술에서는 선왜곡기의 특성인 PA 전달함수의 역함수 도출이 완벽하지 못하여, 가장 에러가 적다고 판단되는 다항식 계수를 얻는 방식이므로 [3]의 주장이 설득력이 있다고 보여, 논문은 [3]의 이론적인 분석 결과를 시뮬레이션을 통해 검증해보고자 한다.

II. 시뮬레이션

시뮬레이션은 다음의 환경으로 행하였다.

- 입력신호 : LTE 20MHz 대역폭 신호
- 학습구조 : 간접학습구조
- Curve fitting 알고리즘: RLS (recursive least square)
- CFR (crest factor reduction) 알고리즘 적용
- 메모리 다항식 PA 모델

본 시뮬레이션에 사용한 PA 모델의 다항식 계수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} c10 &= 1.2616 + 0.1085j \\ c20 &= 0 \\ c30 &= -0.0650 - 0.3480j \\ c40 &= 0 \\ c50 &= -0.3188 - 0.3634j \\ c11 &= -0.0816 - 0.0028j \\ c21 &= 0 \\ c31 &= 0.2681 + 0.2780j \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} c41 &= 0 \\ c51 &= -0.2941 - 0.4482j \\ c12 &= 0.0347 - 0.0065j \\ c22 &= 0 \\ c32 &= -0.0745 - 0.1118j \\ c42 &= 0 \\ c52 &= 0.1475 + 0.1810j \end{aligned}$$

선왜곡기의 다항식 모델을 다음 4가지 경우로 구분하여 시뮬레이션을 행하였다.

- case 1 : 1,3차 (odd order only)
- case 2 : 1,2,3차 (odd & even order)
- case 3 : 1,3,5차 (odd order only)
- case 4 : 1,2,3,4,5차 (odd & even order)

시뮬레이션 결과로 ACPR (adjacent channel power ratio), EVM (error vector magnitude), NMSE (normalised mean square error)를 추출하여 비교하였다. 결과를 정리하면 표1과 같다.

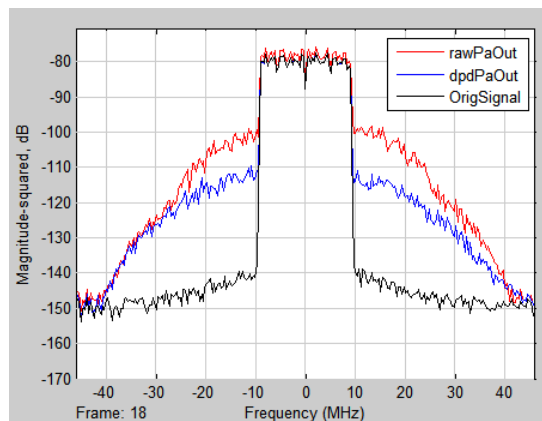


그림 1. Case 1

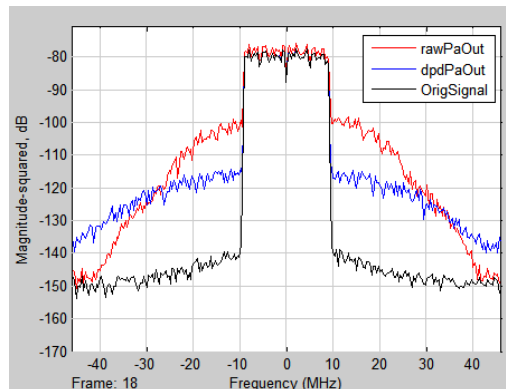


그림 2. Case 2

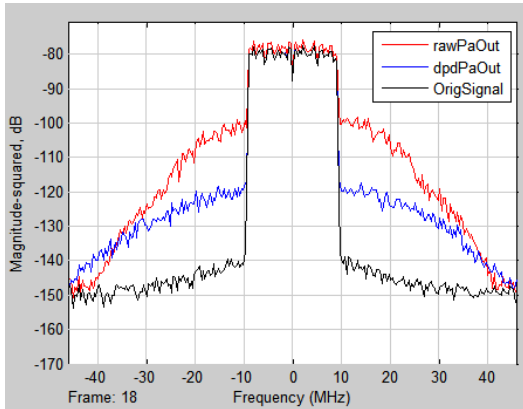


그림 3. Case 3

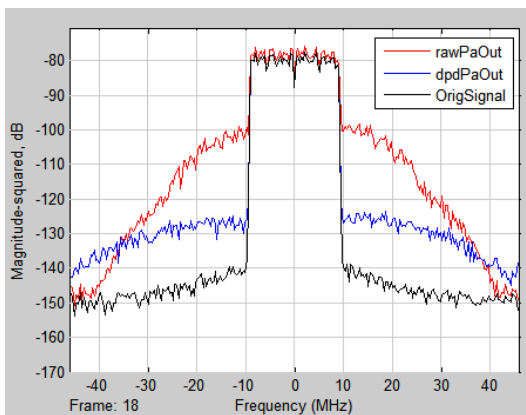


그림 4. Case 4

표 1. 시뮬레이션 결과

	Case1	Case1	Case1	Case1
ACPR 개선 (dB)	13.87	15.76	15.12	16.31
EVM 개선 (%)	7.88	13.25	10.38	18
NMSE 개선 (dB)	17.08	24.12	19.74	29.78

III. 결론

짝수차수를 선왜곡기 모델에 포함하는 경우 DPD 성능이 개선되는 지의 여부를 시뮬레이션을 통해 살펴보았다.

표 1의 시뮬레이션 결과에서 볼 수 있듯, 왜곡기 다

항식 모델이 동일한 최고 차수를 가지는 조건에서, 짝수차수까지 포함하는 경우가 그렇지 않은 경우보다 성능이 우월함을 확인할 수 있었다. 또한 PA의 모델이 5차 다항식인 관계로 선왜곡기 모델을 5차로 한 경우가 3차로 한 경우보다 성능이 우월하였다.

실제 DPD 구현시 선왜곡기의 최고차수와 ADC/DAC의 샘플링 속도가 정해졌다면, 짝수차수를 다항식에 포함하는 것이 성능에 도움 된다는 것을 알 수 있다.

참고문헌

- [1] Ilari Teikari, "Digital predistortion linearization methods for RF power amplifiers," Doctoral dissertation of Helsinki University of Technology, 2008.
- [2] D. R. Morgan et al, "A generalized memory polynomial model for digital predistortion of RF power amplifiers," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 54, no. 10, pp. 3852-3860, Oct. 2006.
- [3] L. Ding and G. T. Zhou, "Effects of Even-Order Nonlinear Terms on Power Amplifier Modeling and Predistortion Linearization," IEEE Veh. Technol., vol. 53, pp. 156 - 162, Jan. 2004.

본 연구는 지식경제부의 산업융합원천기술개발사업의 일환으로 수행하였음 (10041628, 차세대 이동통신 서비스를 위한 다양한 셀구축 환경에 적용이 가능한 초소형 RF 단위모듈 기반 다중대역 다중모드 기지국용 RU개발).

개인 아바타 생성을 위한 삼차원 얼굴 외형 전이 기법

*임성재, 황본우, 윤승욱, 김갑기, 전해령, 최진성, 구분기
한국전자통신연구원 차세대콘텐츠연구소
e-mail : sjlim@etri.re.kr

3D Face Model Transfer for the Personalized Avatar

*Seong-Jae Lim
ETRI
Creative Content Research Lab.

Abstract

Personalized 3D Avatar is made by transferring the template face model to the reconstructed face model. In this paper, We propose the method of 3D face model transfer composed of the graph node, parameter optimization based on the affine transform.

I. 서론

삼차원 개인 아바타는 미리 정의된 삼차원 캐릭터의 얼굴 모델을 한 컷의 사진 촬영을 통해 복원한 개인의 삼차원 얼굴 더미 모델에 전이하여 생성한다. 이렇게 생성된 아바타는 렌티큘러(lenticular) 프린팅, 삼차원 프린팅, 애니메이션, 동화, 게임, 노출치료 등 다양한 분야에서 활용이 가능하다[1].

본 논문에서는 삼차원 얼굴 복원, 고유 얼굴 모델 생성 및 텍스처 생성 방법 및 결과를 기술한다.

II. 개인 아바타 생성

삼차원 개인 아바타 생성 과정은 그림 1과 같다.



그림 1. 개인 아바타 생성

본 논문에서는 다양한 삼차원 얼굴 외형 복원 기법 중에서 HD급 웹캠(webcam) 두 대를 사용하여 단계별

스테레오 정합(matching) 기법을 활용해 삼차원 얼굴을 복원하는 기법을 사용한다[2][3]. 복원된 삼차원 얼굴 모델은 카메라 두 대만 사용하여 복원된 영역은 얼굴 전면에 제한되며 스테레오 정합으로 얻어진 공간상의 정점을 메쉬화 함으로써 메쉬 구조가 더미와 같은 상태이다. 미리 정의된 삼차원 캐릭터의 얼굴 모델(참조 얼굴 모델)은 개인 아바타의 몸체 모델과 결합이 용이하도록 정규화된 메쉬 모델이다. 미리 정의된 참조 얼굴 모델을 복원된 얼굴 모델에 외형을 전이하여 개인 아바타용 얼굴 외형 모델을 생성한다. 고유 얼굴 모델 생성은 뒤에서 자세하게 다룬다. 고유 얼굴 모델의 텍스처를 생성하기 위해서는 전이된 고유 얼굴 모델을 구성하는 메쉬의 각 정점이 복원된 얼굴 모델 텍스처 상의 어느 위치에 해당하는지를 나타내는 UV 관계를 계산한다. 이렇게 계산하여 얻은 고유 얼굴 모델의 텍스처는 얼굴 전면 부분은 실제 촬영하여 얻은 이미지의 색조를 띄지만 나머지 부분은 원래의 참조 얼굴 모델의 텍스처의 색조를 가지고 있다. 이러한 차이를 실제 촬영된 영상에 맞추기 위해서 톤 매칭 과정을 수행한다[1].

III. 고유 얼굴 모델 생성

고유 얼굴 모델은 복원된 삼차원 얼굴 더미 모델에 참조 얼굴 모델의 외형을 변형 및 전이하여 생성한다. 본 논문은 수많은 외형 변형 기법 중에서 그래프 구조 기반 어파인 변형에 기반한 외형 변형 기법을 응용하였다. 그래프 구조의 장점은 다양한 모델 포맷과 모양의 복잡도에 영향을 받지 않고, 직관적인 조작이 가능하며, 지역적 강직성(rigidity)을 통한 모델의 세밀한 모양을 보존한다는 점이다. 이러한 특성으로 위 기법은 “임베디드 변형(embedded deformation)” 기법으로 불린다[4].

본 논문에서는 보다 사실적이며 세밀한 외형 전이를 위해서 노드와 정점으로 그래프 구조를 생성하고 회전(rotation), 정규화(regularization), 노드 제약(constraints) 등의 변형 파라미터를 최적화하는 방법을 제안한다.

그래프 구조는 미리 정의된 수의 특정 위치 정점을 노드로 설정하고 각 노드로부터 모든 정점의 거리값을 계산하여 거리값에 따라 정점들을 노드에 바인딩하는 과정으로 생성한다. 이때 거리값은 각 정점들의 노드에 대한 변형 가중치로 사용된다. 노드 설정의 방법은 다양하지만 본 논문에서는 눈, 코, 입 등 보다 세밀하게 다뤄져야 하는 부분을 중심으로 미리 노드를 구성하였다.

외형 전이는 아래와 같은 식의 연산으로 이뤄진다.

$$D = S(E_v(E_n))$$

S 는 페이스 노말(normal)에 대해 평균값(mean) 필터링과 미디언(median) 필터링을 적용한 메쉬 스무딩(smoothing)을 나타낸다. E 는 회전, 정규화, 노드 제약 등의 변형 파라미터로 구성된 목적 함수(objective function)을 나타낸다.

$$E = E_{rot} + E_{reg} + E_{con}$$

세부적인 내용은 “임베디드 변형” 기법에 대한 논문[4]을 참조하면 된다. 고유 얼굴 모델 생성은 참조 얼굴 모델을 최대한 복원된 얼굴 외형에 맞추는 것이 핵심이며 이때는 지역적 특성까지도 변형되어야 하기 때문에 본 논문에서는 위와같이 노드와 정점에 대해서 최적화를 수행하였다.

IV. 실험 및 분석

본 논문에서 제안한 참조 모델 전이를 통한 고유 얼굴 모델 생성 기법의 성능 평가를 위해서 “임베디드 변형” 기법[4]과 비교 실험하였다. 모델 전이의 성능은 타겟 모델(참조 얼굴 모델)을 얼마나 비슷하게 소스 모델(복원된 얼굴 모델)에 변형 시키는지를 평가한다. 아래 그림 2는 복원된 얼굴 모델을 텍스처링 해서 나타낸 것이다. 그림 3은 “임베디드 변형” 기법의 결과와 복원된 얼굴 모델의 결과를 비교한 것이고, 그림 4는 본 논문에서 제안한 기법과 복원된 얼굴 모델의 결과를 비교한 것이다. 그림과 같이 본 논문에서 제안한 기법의 결과가 복원된 모델과 거의 유사함을 알 수 있다. 그림 5는 제안한 기법으로 생성한 고유 얼굴 모델의 텍스처링 결과를 나타낸다. 그림 6은 생성한 고유 얼굴 모델을 적용한 개인 아바타 모델을 나타낸다. 그림 7은 다수의 고유 얼굴 모델에 대한 개인 아바타 모델을 나타낸다.

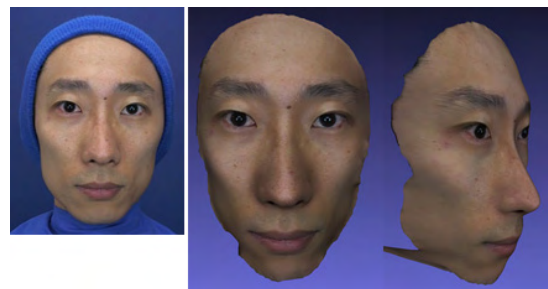


그림 2. 캡처 사진과 복원된 얼굴 모델

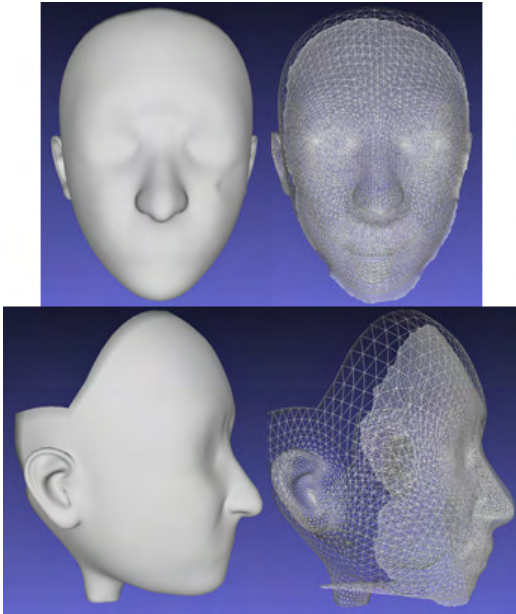


그림 3. “임베디드 변형” 기법 결과
(복원 모델 : 세밀한 메쉬 모델)

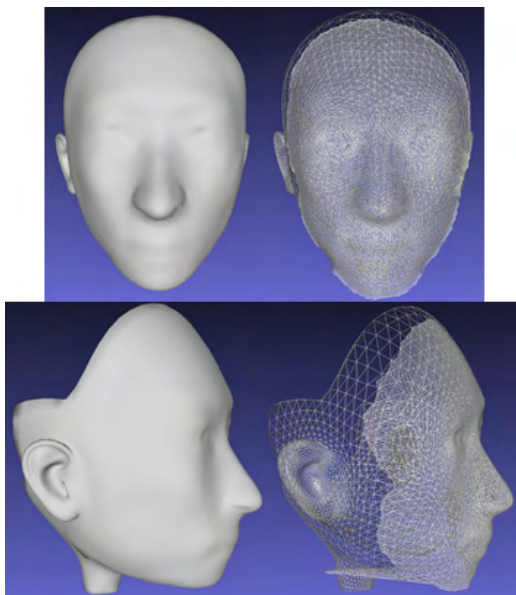


그림 4. 제안한 기법 결과
(복원 모델 : 세밀한 메쉬 모델)

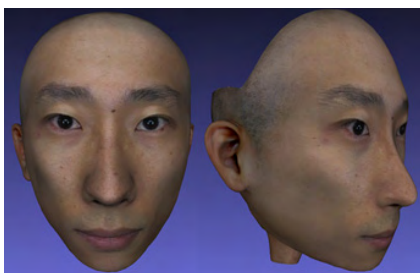


그림 5. 제안한 기법 결과(텍스처 포함)

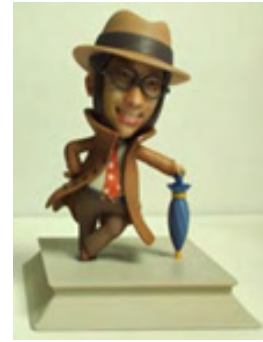


그림 6. 개인 아바타 모델
(삼차원 프린팅)



그림 7. 다수의 개인 아바타 모델

V. 결론

본 논문에서는 삼차원 개인 아바타 생성을 위해 삼차원 얼굴 복원과 미리 정의된 삼차원 캐릭터 얼굴의 전이 및 텍스처 생성 기법을 제안하였다. 삼차원 개인 아바타는 현장에서 캡처한 사진을 이용하여 1~2분 내로 생성할 수 있는 온라인 서비스에 응용 가능하다.

참고문헌

- [1] 윤승욱 외, “삼차원 얼굴 복원 기반 개인 아바타 응용을 위한 얼굴 텍스처 생성 기법”, 제 25회 영상처리 및 이해에 관한 워크샵(IPIU), pp.174-177, 2013.
- [2] 윤승욱 외, “3D 얼굴 복원 기술 분석 및 연구 동향”, 전자통신동향분석, 제 27 권, 제 3 호, pp.12-21, 2012.
- [3] T.Beeler, B.Bickel, P.Beardsley, B.Sumner, and M.Gross, “High-Quality Single-Shot Capture of Facial Geometry,” ACM Trans. on Graphics, vol. 29, no. 4, pp.40:1-9, 2010,
- [4] R.Sumner, J.Schmid, and M.Pauly, “Embedded Deformation for Shape Manipulation,” ACM Trans. on Graphics, vol. 26, no. 3, pp.80:1-8, 2007.

마커의 인식 범위 향상을 위한 적외선 LED 배열에 대한 연구

*안재용, 송기호, 김승기, 최은영, 신성욱 **유진영, **윤세진, 정성택
한국산업기술대학교 컴퓨터공학과
(주씨알)

e-mail : sk8yabsab@gmail.com, gamang21a@nate.com, godjunior@nate.com,
napalza@nate.com, atf20@kpu.ac.kr, yjy@c-r.co.kr, ysj@c-r.co.kr unitaek@kpu.ac.kr

A Preliminary Results of Infrared LED Array for Improvement of Marker Tracking

*Jae-Yong An, Ki-Ho Song, Jin-Young Yoo, Se-Jin Yoon , Sung-Taek Chung
*Dept. of Computer Engineering
Korea Polytechnic University
** CR Technology

Abstract

A study on motion analysis required into rehabilitation of the patients. In general, motion analysis observed many infrared camera recoded movement of joint to put reflection markers. Marker tracking is affected by infrared LED array. To certify the above mentions, its experiments were carried out to measure the recognition range of the marker with the types of infrared LED. A Results of infrared LED array affected recognition range of marker tracking. In this paper we are proposed marker tracking on improvement the recognition by array of infrared LED

I. 서론

인체동작 인식의 객관적인 평가와 분석자료 수집은 여러 분야에서 필요로 하고 있다. 기능적 결함이 있는 장애인 재활치료를 할 때에도 필요하며, 운동선수나

코치, 트레이너가 선수의 동작을 개선하고 모니터링을 할 때에도 필요하다. 또한 3차원 아바타의 애니메이션 자료로도 쓰일 수 있으며, 사람의 동작을 기반으로 하는 가상현실게임을 즐길 때에도 필요하다.[1-3] 동작 인식을 하기 위해 가장 많이 이용되고 있는 방법에는 사람의 몸에 직접 마커를 부착 시키는 방법이 사용되며, 마커 인식 기술을 이용한 연구는 여러 분야에서 큰 화두라 할 수 있다.[4-5] 마커 인식 기술은 850nm의 적외선 LED를 카메라 주변에 설치하여 반사 마커 영상을 적외선 필터를 부착한 웹캠과 마커탐색 프로그램을 이용하여 마커를 인식한다. 적외선 반사 마커의 인식에는 적외선 LED의 광균일도에 따라 인식하는 범위의 차이가 생기게 됨으로 적외선 LED의 광균일도의 변화가 마커의 인식 범위에 영향을 준다.[6] 본 논문에서는 적외선 LED의 배열에 따른 마커의 인식 범위를 증명하기 위해 적외선 LED 배열에 따른 마커의 인식 범위를 측정하는 실험을 하였다. 측정 결과 반사 마커는 적외선 LED 배열에 따라 인식 범위가 다르다는 것을 실험 결과 확인 하였다. 실험 결과를 통해 반사 마커 인식 범위를 향상시킬 수 있는 효율적인 LED 배열을 제안하였다.

II. 본론

2.1 마커 인식 실험

본 논문에서는 적외선 LED, Logitech 사의 HD Pro C920를 이용하여 마커의 인식 범위를 측정 하였다 HD C920에 적외선 필터를 부착하고 적외선 850nm파장의 적외선 LED를 마커에 반사 시켜 그림 1과 같이 HD C920을 통해 들어오는 영상에 대한 외곡 보정을 한다. 다음 단계로 왜곡을 보정한 영상을 이진화 한 후 영상을 0과1로 두고 픽셀의 접한 화소에 같은 번호를 붙여 마커를 인식 하는 방법을 사용하여 마커 인식 실험을 하였다.[7]



그림 1. 마커 측정을 위한 처리과정

2.1 LED 배열에 따른 마커 인식

본 논문에서는 적외선 LED 배열에 따른 마커 인식 범위를 측정하기 위해 적외선 LED 12개를 사용하여 그림 2 및 3에서 세가지 형태의 서로 다른 적외선 LED 배열을 구성하여 반사 마커의 인식 거리와 FOV를 측정하였다. 반사 마커의 인식 거리는 반사 마커의 Z축 이동을 의미하고 FOV(Field Of View)는 카메라의 시야각을 의미한다. 그림 2는 마커의 인식 거리와 FOV를 측정하기 위해 각 LED 사이의 간격을 4mm, 지름을 27mm로 설정하였다. 그림 2에서 측정된 마커의 인식 범위에 대한 실험결과는 표 1에 표기된 것과 같이 마커의 최대 인식 거리가 1390mm이고, 인식 거리 500mm에서 420mm, 1000mm에서 510mm, 1390에서 380mm의 FOV를 보였다.

그림 3은 마커의 인식 거리와 FOV를 측정하기 위해 각 LED 사이의 간격을 8mm, 지름을 42mm로 설정하였다. 표 2는 그림 3에 대한 측정결과로 마커의 최대 인식 거리는 1300mm이고, 인식 거리 500mm에서 310mm, 1000mm에서 500mm, 1390에서 420mm의 FOV결과를 보였다. 그림 4에서는 적외선 LED 배열을 변형하여 새로운 모양의 배열을 제작하였다. 그림 4는 적외선 LED의 간격을 4mm, 8mm로 설정한 배열 모델로서 표 3에서 나타나는 것과 같이 500mm에서의 FOV가 카메라의 좌우 시야각을 벗어나 측정이 불가능 하였다. 마커의 최대 인식 거리는 1510mm이고, 인식거리 1000mm에서 510mm, 1510mm에서 600mm의 FOV결과를 보였다.

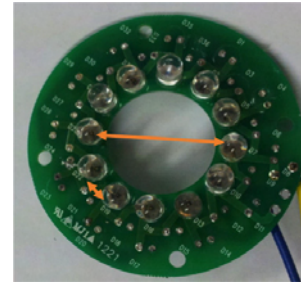


그림 2. LED 배열 (지름 27mm, 간격 4mm)

거리(mm)	FOV(mm)
500	420
1000	510
1390	380

표 1. 마커의 인식 거리와 FOV와의 관계

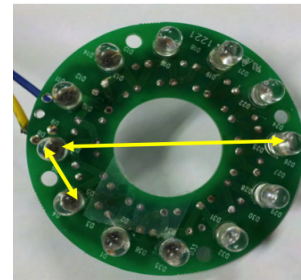


그림3 LED 배열 (지름 42mm, 간격 8mm)

거리(mm)	FOV(mm)
500	310
1000	500
1300	420

표 2. 마커의 인식 거리와 FOV와의 관계

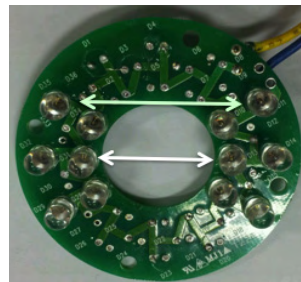


그림 4. 적외선 LED의 간격을 4mm, 8mm로 설정

거리(mm)	FOV(mm)
500	-
1000	510
1510	600

표 3. 마커의 인식 거리와 FOV와의 관계

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 같은 적외선 LED 12개를 이용하여 LED의 배열만을 이용하여 반사 마커의 인식 거리와 FOV의 차이를 실험하였다. 측정된 결과 그림 2 및 3의 마커의 인식 범위 차이가 뚜렷하게 나타나지 않았지만 그림 4의 경우 그림 2 및 3의 적외선 LED 배열보다 마커의 인식 범위가 커진 것을 표 3에서 알 수 있다. 반사 마커의 인식 범위는 적외선 LED 배열에 의해 영향을 받는 것으로 확인했다. 이후에 마커가 사용되는 동작인식분야에서 요구하는 마커인식범위를 효과적으로 만족시키기 위한 LED 배열 설정과 카메라제작 연구에 도움을 줄 것이다.

Acknowledgements

본 연구는 보건복지부 보건의료기술진흥사업의 지원을 받아 수행하였음 (과제고유번호: HI10C1858)

참고문헌

[1].C. Schönauer, T. Pintaric and H. . Kaufmann, "Chronic Pain Rehabilitation with a Serious Game using Multimodal Input", International Conference on Virtual

[2].F. Ofli, et al., "Unsupervised dance figure analysis from video for dancing Avatar animation", 15th IEEE International Conference on Image Processing, Vol 12-15, pp. 1484-1487, 2008

[3]."Kinematic Comparison of Dolgaechagi between Excellent and Non-excellent Male Taekwondo Athletes", Journal of Sport and Leisure Studies, Vol. 38, pp. 889-898, 2009

[4].안세종, 신성욱, 이현숙, 임창주, 박영진, 정성택"인체동작 인식을 위한 마커리스 트래킹 시스템 " 한국산학기술학회 논문집 2011

[5]. 최완, 김태영, 임철수 "적외선 LED 기반 모션 분석을 통한 재활 훈련 시스템" 한국컴퓨터그래픽스학회 vol 13, No.4, 27~34pp 2007

[6]. 손선국, 황대위, 송하연, 홍재화, 김승일, 류장력 "의료기기 광균일도 향상을 위한 LED 배열방식의 비교분석" 한국정보기술학회 대학생 논문 경진대회 논문집 2011

[7]. 최창원, 백승해, 박순용, 김승호 "적외선 LED 마커의 3차원 추적을 이용한 환자 호흡 분석" 정보 및 제어 학술대회 2012

위험물 안전운송을 위한 차량 경로관리에 관한 연구

*원중운, 이석, 권용장, 김경태
한국철도기술연구원 첨단물류시스템연구단
e-mail : juwon@krri.re.kr,

A Study on managing a path for a safety transportation of dangerous goods

*Jong-Un Won, Suk-Lee, Yong-Jan Kwon, Kyung-Tea Kim
Korea Railroad Research Institute

Abstract

In this paper, we propose the Risk based path management for a safety transportation of dangerous goods. First of all, Risk of road links are determined as the frequency of accidents and the extent of damage. The risk are used to searching the low-risk path. The low-risk path never include water supply protection area, and rotation constraints links. Selected path is sent to a terminal in a vehicle. The position and velocity of the vehicle is monitored in real time. Therefore, illegal driving behavior can be restricted. When a vehicle deviates from a given path, start-up of the vehicle is locked and the vehicle fuel circuit breaker is turned off. This system will prevent accidents, theft and terrorism.

I. 서론

통상 위험물로 분류되는 물질은 10만여 가지로 알려져 있다[1,2]. 특히 산업이 고도화됨에 따라 위험물의 종류

는 더 늘어나고 있다. 이러한 위험물은 생산에서 소비 될 때까지 전과정에 걸쳐 항상 안전하게 관리되어야 한다. 생산과 소비과정에서는 특히 안전에 많은 노력을 하고 있으나, 생산지에서 소비지까지 운송과정에 대해서는 상대적으로 관리가 낮은 실정이다. 특히 위험물을 수송하는 대형 트럭 또는 트레일러들의 사고는 많은 인명과 재산 피해를 야기한다[3-7].

이들 트럭은 도로의 위험 수준에 상관없이 일반 승용차와 같은 도로 교통정보를 제공하는 내비게이션에 의존하여 운행하고 있다. 이로 인하여 위험물 차량의 통행이 금지된 상수도 보호구역에 진입하거나, 회전 제약이 예상되는 곳에서 차량이 길에 갇히는 경우가 빈번하다.

도로별 사고빈도와 사고발생시 예상되는 피해규모를 이용하여 위험도를 산정한다.[8-10] 도로 위험도는 도로의 위험 지수를 나타내는 것으로 도로의 안전 지수와 관련된다. 위험도를 기반으로 안전한 경로를 탐색하고, 위험물 차량이 안전한 경로를 유지하도록 관리하면 위험물 운송과정에서 사고를 예방할 수 있다.

미국의 경우 위험물 차량 운행 시 주변 상황과 위험물 위험도를 고려하여 위험물 차량이 안전한 경로를 이용할 수 있도록 하고 있다.[11] 유럽의 경우 화물 및 화물차량의 위치를 실시간으로 추적하고 각종 운전정보를 제공함으로써 공차율을 최소화하고 효율적인 차량 및 배차관리를 하는 운영체계를 개발하였다.

하지만 국내의 위험물 수송 관리체계의 경우 소방방

재청 승인에 의해 운송 여부가 결정 되지만, 위험도가 반영된 경로 설정 또는 경로 모니터링의 체계는 없는 실정이다. 따라서 본 논문에서는 위험물 차량의 안전한 운행을 지원하기 위한 경로관리 방법을 제안한다. 본 논문에서 제안하는 위험물 차량 경로관리는 도로별 위험도 산정, 위험도 기반 경로탐색 그리고 실시간 경로 추적으로 구성된다.

본 논문의 2장에서 경로관리를 위한 위험도, 위험도 기반 경로 탐색 그리고 실시간 경로 추적관리를 기술하고 3장에서 제안하는 위험물 차량 경로 관리시스템의 구축 상황에 대해서 설명한다. 끝으로, 4장에서 결론을 기술하도록 한다.

II. 본론

2.1 도로별 위험도

도로의 위험도는 해당 도로에서의 사고 발생 빈도와 사고발생시 피해규모로 정의 된다. 이때 피해규모는 도로 주변 인구나 환경 등에 따라 피해규모가 달라진다.

$$\text{위험도}(R) = \text{사고 빈도}(P) * \text{피해규모}(C) \quad (1)$$

피해규모는 인구나 환경에 대한 부분으로 구성된다. 인구 피해규모는 인구밀집 정도에 비례하게 되는데, 특히 시간에 따른 인구 특성을 반영하여야 한다. 주거 인구는 야간 시간대에 반영되어야 하고, 고용인구의 경우는 주간시간에 반영되어야 한다. 한편, 환경피해규모는 도로주변의 환경(토지, 강, 하천, 산 등)의 파괴정도를 나타낸다.

표 1. 피해규모 산정 대상

구분	피해 대상
인구노출	피해 가능한 인구규모
	주간(고용자 인구) / 야간(주거지 인구)
환경노출	도로주변의 환경피해규모
	상수원보호구역 / 강, 하천, 산림

2.2 위험도 기반 경로 탐색

일반적인 도로 경로 탐색은 도로의 통행속도와 거리 등을 이용하여 경로를 탐색한다. 위험물 차량의 경우 도로별 사고 빈도 및 피해규모를 고려한 위험도 기반의 경로 탐색 방법이 필수적이다. 따라서 본 논문에서는 도로별 위험도가 반영된 위험도 기반 경로 탐색 방

법을 통해 안전한 길을 안내한다. 위험도 기반 경로 탐색은 아래 식2와 같이 정의된다. 기존의 통행시간 및 거리와 함께 위험도를 반영한다.

$$Path = \text{Min} \sum_{(i,j) \in A} (\alpha * T_{ij} + \beta * D_{ij} + \gamma * R_{ij}) \quad (2)$$

여기서, $Path$ 는 최적경로, $T_{i,j}$ 는 i 노드에서 j 노드까지 링크를 통과하는데 소요되는 시간, $D_{i,j}$ 는 i 노드에서 j 노드까지 링크 거리, $R_{i,j}$ 은 i 노드에서 j 노드까지 링크 위험도, A 는 전체 노드를 나타낸다.



그림 1. 위험도 기반 경로 탐색 및 할당

2.3 위험물 차량 실시간 경로 추적 관리

위험물 운송 차량의 경로는 센터에서 정의하고, 무선이동통신망을 통해 해당 차량 단말기에 전달한다. 경로를 전달 받은 차량은 주어진 경로를 따라 운행하게 되고, 운행 과정 동안 차량의 위치 및 속도는 실시간으로 추적 관리된다. 이때 차량의 운행 특성인 과속, 급가/감속, 불법 정차 등을 이력관리하고, 실시간으로 경고를 알린다.



그림 2. 차량 원격 제어

만일 차량이 주어진 경로를 이탈하게 되면 차량 단말기와 관제센터 모두에서 경로 이탈에 대한 경고를 알리게 된다. 센터에서는 차량 운전자에게 음성 메시지를 통해 경로 복귀 요청을 하게 된다. 차량이 경로 복귀

를 하지 않고 경로 이탈을 계속할 경우 관제센터에서는 차량이 운행되지 못하게 원격 제어한다. 위험물 차량은 원격으로 차량의 연료차단, 시동 잠금, 브레이크 잠금 등을 통해 운행이 제한된다.

III. 구현

위험물 차량 경로 관리시스템은 차량의 경로를 통합관리하는 센터와 차량에 부착되는 단말기로 구성된다. 센터와 단말기간 통신은 사설 무선이동통신을 이용하여 전국적으로 운영될 수 있도록 하였다.

먼저 도로별 위험도는 편도 1차로 이상의 전국 도로 링크 160만개 이상에 대하여 식1로 얻었으며, 그 결과는 그림 3에 나타내었다. 전국 도로의 위험도는 10단계 등급으로 구분하였으며, 10 등급이 가장 위험한 도로이다. 도로별 위험도 분포를 보면 인구밀도가 높은 도시지역이 높은 위험 등급을 나타내고 있다. 위험물 차량은 가능한 인구밀도가 높은 도시지역을 회피할 수 있는 경로를 이용하여야 한다.

최소	최대	등급	링크 개수
0.000000	0.000017	1	781,983
0.000018	0.000047	2	206,423
0.000048	0.000091	3	126,921
0.000092	0.000155	4	100,622
0.000156	0.000305	5	118,401
0.000306	0.000564	6	96,741
0.000565	0.000884	7	64,157
0.000885	0.001586	8	67,203
0.001587	99.999999	9	55,729
100	100	10	861

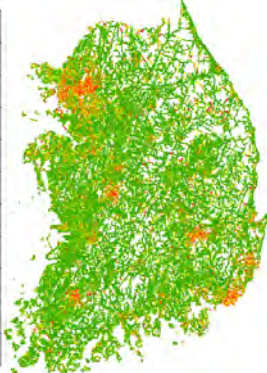


그림 3. 위험도 데이터 분포



그림 4. 다중경로 탐색결과

위험도 기반 경로 탐색은 Miworks의 네트워크 데이터를 기본으로 하였으며, 네트워크 데이터에 그림 3의 위험도를 반영하여 식2를 통하여 경로를 얻었다. 그림

4는 남양주시청을 출발지로 하고 양주군청을 도착지로 하여 얻은 결과이다. 대안경로1(시간최소)은 두 지점간에 시간 최소인 경로로써 일반적으로 승용차들이 이용하는 경로이다. 이 경로는 팔당댐 부근의 상수도 보호구역을 통과하는 경로이다. 상수도 보호구역은 위험물 차량은 특히 통과 금지되어야 하는 구역이다. 대안경로2(위험도 최소)는 두 지점 사이의 경로 중 위험도가 가장 낮은 경로를 나타낸다. 하지만 거리가 53km로 먼 거리를 돌아가도록 안내하고 있다. 대안1과 2의 경로와 비교할 때 거리차이가 19.8km이고, 이는 전체 거리의 절반 이상이 된다. 대안경로3(혼합형)은 상수도 보호구역을 회피하면서 시간을 최소화 하는 경로를 제시하고 있다. 대안 3은 47km로 위험도 최소보다는 짧은 거리를 안내한다. 그럼에도 불구하고 대안 3은 상수도 보호구역 등 위험물 차량 통행이 불가능한 지역을 제외하고 있다. 또한 그림 5와 같이 팔당댐 부근의 상수원 수질보호 구역 통행지침과 같음을 알 수 있다.



상수원 보호구역 회피경로 (대안경로 3) 상수원 수질보전을 위한 통행제한 지침 (환경부)

그림 5. 위험도 기반 경로의 합리성

이와 같이 선택된 경로는 센터에서 차량 단말로 전송된다. 차량은 주어진 경로를 따라 운행하며, 실시간으로 차량의 위치와 속도를 5초 간격으로 데이터를 축적하여 일괄 전송한다. 센터에서는 차량의 속도 및 위치를 모니터링 하여, 차량의 과속, 급가/감속, 불법 주정차 등을 모니터링 한다. 또한 차량이 경로를 이탈하게 되면 즉시 차량에 경고하고, 지속적으로 경로이탈을 하면, 센터에서 원격으로 차량의 연료차단 및 시동 잠금 등을 통해 차량 운행을 통제하게 하여 도난 및 테러 등에 대응할 수 있도록 하였다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

위험물 취급 과정에서의 안전사고로 국민들의 불안감이 가중되고 있다. 특히 수송과정에서 운송차량에 대한 안전관리가 미흡한 실정이며, 대량의 위험물을 운반하는 대형 트럭 등에 대한 운송과정의 관리가 필

요하다. 본 논문에서는 위험물 차량이 도로를 안전하게 운행할 수 있도록 안전한 경로를 제시하고, 실시간 경로 추적 관리를 통해 차량이 안전하게 운행될 수 있도록 하였다. 이를 위하여 편도 1차선 이상의 도로 링크 160만개 이상에 대하여 도로별 위험도를 산정하고, 위험도 기반의 안전한 경로를 제공한다.

한편 차량은 주어진 경로를 따라 이동할 때 차량의 위치 및 속도가 실시간으로 관리된다. 차량이 과속하거나, 급가/감속할 경우 이를 실시간으로 경고한다. 또한 차량이 주어진 경로를 이탈할 경우, 즉시 경고하고 경고에도 불구하고 지속적으로 경로를 이탈하면 차량을 원격으로 연료차단, 브레이크 잠금, 시동 잠금 등을 통제하여 차량이 운행되지 못하도록 한다. 이를 통해 위험물 차량의 도난 및 테러 방지와 더불어, 주차지가 아닌 불법 주차 등을 예방할 수 있도록 하였다.

위험물 운송 사고는 사고 자체뿐만 아니라 위험물 누출로 인한 불특정 다수의 인명과 환경에 피해를 주기 때문에 사고를 사전에 예방할 수 있는 노력이 절대적이다.

in Economics and in Mathematical Systems”, Springer, Heidelberg, 1980

[9] Erkut, E., and Verter, “Hazardous Materials Logistics. Facility Location: A Survey of Application and Methods”, Z. Drezner, ed., Springer, 1995

[10] Technology and Management Systems, Inc(TMS). “Simplified Chemical Behavior Models for Use in Hazardous Materials Transportation Risk Analysis”. 1989

[11] FHWA, “Guidelines for Applying Criteria to Designate Routes for Transporting Hazardous Materials”, 1980

참고문헌

[1] A.G. Hobeika, and Sigon Kim, “Databases and Needs for Risk Assessment of Hazardous Materials Shipments by Trucks”, Transportation Center at Northwestern University, 1991.

[2] A.G. Hobeika and Kim sigon and R. Sethuraman, “Characteristics of Hazardous Materials Accidents in Pennsylvania”, ASCE, 1993

[3] Kim Sigon, “GIS based Hazardous Materials Transportation Management Systems”, Journal of Korean Society of Transportation, 1999

[4] Lee Wontae, “Development of the Standard of Effective Alternative Selection for the Reduction of Hazmat Transportation Accident”, SeoulTech, 2010

[5] Shin Sungil, “Multi-objective Routing and Scheduling for Vehicles Transporting Hazardous Materials” Journal of Korean Society of Transportation, 2007

[6] US Dot, “Highway Routing of Hazardous Materials” Guidelines for Applying Criteria.

[7] NCHRP, “Risk Assessment Processes for Hazardous Materials Transportation”, 1983

[8] Hansen, P. , Bicriterion Path Problems. Decision Making: Theory and Applications, Lectures Notes

Internet of Things 을 위한 사물 디바이스 소프트웨어 플랫폼 상위구조 설계

*성낙명, 안일엽, 김재호, 최성찬, 손영지
전자부품연구원 임베디드소프트웨어융합연구센터
e-mail : nmsung@keti.re.kr, iyahn@keti.re.kr, jhkim@keti.re.kr, csc@keti.re.kr,
rent4yj@gmail.com

The High-level Architecture of Thing Device Software Platform for Internet of Things

*Nak-Myoung Sung, Il-Yeup Ahn, Min-Hwan Song, Jae-Ho Kim,
Kwang-Ho Won
Embedded Software Convergence Research Center
Korea Electronics Technology Institute

Abstract

Through the ubiquitous technology advance, physical objects share the information via the internet whenever and wherever. Theses paradigm is called as the Internet of Things. Definition of the Internet of Things is that all of physical objects connect to internet and share information of their composite states. Recently, many researchers have been suggested studies for the Internet of Things, such as networking, information management, and various application service using Internet of Things. This paper proposed thing device software platform which makes physical objects connect to internet and application service for the Internet of Things.

※ 본 연구는 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 산업융합원천기술개발사업(정보통신)의 일환으로 수행하였음. [10041262, 사물인터넷 글로벌 생태계 구축 및 서비스 활성화를 위한 개방형 IoT 소프트웨어 플랫폼 개발]

I. 서론

최근 센서 네트워크 기술에 관련된 많은 연구 성과를 토대로 주변에 존재하는 다양한 센서 네트워크 구성물(사물: Things)들을 네트워크 상에서 유일한 식별자를 지니도록 확장 적용하여 수많은 주변 사물들 간의 연동을 통한 정보 교환을 목표로 하는 패러다임이 제시되고 있다.

이러한 패러다임을 사물인터넷(The Internet of Things: IoT)라 하며 이는 새로운 차원의 응용과 서비스, 그리고 시장을 창출할 기술로 여겨지고 있다 [1].

수많은 사물들이 인터넷에 연결되어 서로 연동을 통해 자신이 수집한 센싱 정보를 공유하거나 더 나아가서 지능적으로 서로간의 수행 동작을 결정하도록 유도하는 것도 가능하다. 사람은 이들 사물들의 정보를 직접 확인하거나 사물들의 연계를 통한 결과를 실생활에서 누릴 수 있게 된다.

세계 각국의 연구기관 및 표준화 단체에서 사물들의 센싱, 액추에이션 기술과 네트워크를 활용한 정보공유 기술, 서비스 제공을 위한 서비스 기술에 대한 연구 및 표준화가 활발히 진행되고 있다 [2].

본 논문에서는 사물인터넷을 위해 사물의 정보 수

집, 네트워크 연결을 통한 정보공유, 나아가서 간단한 서비스 개발만으로 확장 서비스 지원이 가능한 사물 디바이스 [3] 에 탑재되는 소프트웨어 플랫폼의 상위 구조를 설계하였다.

II. 본론

본 논문에서 제안하는 소프트웨어 플랫폼은 사물 디바이스를 위한 플랫폼으로서 사물인터넷을 위해 서버 플랫폼과 연계되는 모델이며 서버 플랫폼에 대한 내용은 다루지 않는다.

사물인터넷을 위해 사물은 센싱과 액추에이션 등을 통해 정보를 수집/처리가 가능해야 하고 수집된 데이터를 가공할 수 있어야 하며 네트워크 연결을 통해 정보공유가 가능해야 하기 때문에 센싱/액추에이팅 인터페이스 및 데이터 프로세싱 유닛, 네트워크 인터페이스가 필요하다 [3].

사물 디바이스가 위와 같은 시스템으로 동작할 수 있도록 소프트웨어 플랫폼은 Thing Management, Device Management, Resource Management, Security Management, Interworking Management 의 5가지 컴포넌트로 구성된다.

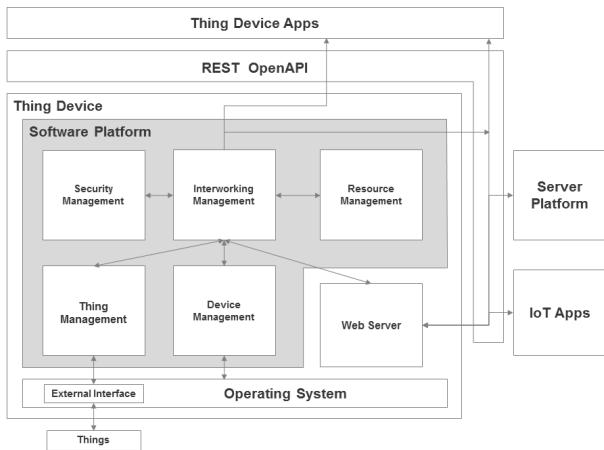


그림 1. 소프트웨어 플랫폼을 포함한 사물 디바이스

각 컴포넌트별 동작을 살펴보면, ① Thing Management는 센싱/액추에이팅 인터페이스를 지원하기 위한 컴포넌트로서 OS(Operating System)의 External Interface를 활용하여 사물과 소프트웨어 플랫폼을 연결한다. 또한 연결된 사물의 정보를 수집하고 Interworking Management의 요청에 따라 연결된 사물을 제어하는 동작을 수행한다. ② Device Management는 OS를 통해 사물 디바이스를 제어하는

일을 수행한다. Interworking Management의 요청에 따라 사물 디바이스의 Reset, Pause 등의 동작을 수행한다. ③ Resource Management는 센싱 정보를 비롯한 소프트웨어 플랫폼 내부에서 관리가 필요한 정보를 저장하고 관리한다. Interworking Management의 요청에 따라 저장된 정보를 전달할 수 있다. ④ Security Management는 소프트웨어 플랫폼 내부의 데이터를 안전하게 보호하기 위한 데이터 암호화 기능과 Interworking Management의 요청에 따른 데이터 복호화, 소프트웨어 플랫폼 접근을 허용하기 위한 인증 기능을 수행한다. ⑤ Interworking Management는 다른 컴포넌트의 동작을 관리하고 트리거하는 주체가 된다. 예를 들어 사물의 데이터를 즉시 수집하려 할 때는 Thing Management에게 사물 데이터를 요청하고, 사물 디바이스를 리셋하려 할 때는 Device Management를 호출한다. 또한, 외부에서의 접근 요청 시 Security Management에게 올바른 사용자의 요청인지 인증해달라는 요청을 보낼 수 있고, 저장된 데이터를 확인하기 위해 Resource Management를 호출할 수도 있다. 이러한 컴포넌트 연계동작 이외에도 사물 디바이스에 탑재된 Web Server와의 연동을 통해 사물 디바이스 외부의 Server Platform(사물인터넷 서비스를 위한 서버 플랫폼), Thing Device Applications(사물 디바이스를 위한 응용 어플리케이션), Internet of Things Application(사물인터넷 서비스를 위한 응용 어플리케이션)의 요청을 수신하며 이들에게 직접적인 연결을 통한 전송을 수행한다.

이처럼 사물을 위한 인터페이스와 인터넷 연결을 지원하는 사물 디바이스에 탑재되어 다양한 응용 서비스를 위한 응용 어플리케이션과 서비스 서버에 정보를 제공하고 수신하여 동작이 가능한 소프트웨어 플랫폼의 상위 구조를 설계하였다.

III. 결론 및 향후 연구 방향

현재 수많은 주변 사물간의 연결을 통한 대규모 정보 공유를 지원하는 사물인터넷 서비스에 대한 필요성이 대두됨에 따라 응용분야 및 수요가 급격히 증가할 것으로 판단되며, 이에 따라 사물인터넷에 관한 연구 및 표준화가 전세계적으로 진행되고 있다. 특히 사물 디바이스를 구성하기 위한 소프트웨어 플랫폼은 연구가 시급한 분야이다.

본 논문에서는 사물인터넷 구축에 필요한 사물의 정보 수집/처리 기능과 네트워크 연결 기능을 지원하는 사물 디바이스를 구성하며 외부 응용 어플리케이션과

서버 플랫폼과의 연동을 통해 수많은 확장 서비스를 제공할 수 있는 사물 디바이스 소프트웨어 플랫폼의 상위 구조를 설계하였다.

향후 사물인터넷을 위한 사물 디바이스 소프트웨어 플랫폼의 상세 구조를 설계할 예정이며, 해당 설계를 반영한 플랫폼을 개발할 계획이다. 이후에는 사물 디바이스에 소프트웨어 플랫폼을 탑재하여 응용 서비스와 연동한 사물인터넷 확장 서비스에 대한 연구를 진행할 계획이다.

참고문헌

- [1] Luigi Atzori, Antonio Iera, Giacomo Morabito, The Internet of Things: A survey, Computer Networks, Vol 54, Issue 15, pp.2787-2805, 28 October 2010
- [2] 김대영, 김성훈, 하민근, 김태홍, 이요한, Internet of Things 기술 및 발전 방향, 한국통신학회논문지, 제28권, 제9호, pp.49-57, 2011. 09.
- [3] 성낙명, 안일엽, 송민환, 윤재석, 원광호, Internet of Things을 위한 개념적 아키텍처 설계, 대한임베디드공학회, 추계학술대회, p-32, 09 November 2012

에너지 관리 시스템에서의 에너지 객체 오류 분석 및 진단 모듈 구현

*최창식, 정연쾌, 이일우
한국전자통신연구원 에너지IT기술연구실
e-mail : cschoi@etri.re.kr, ykjeong@etri.re.kr, ilwoo@etri.re.kr

Implementation of Error Analysis and Diagnostic Module Using Energy Object Data in Energy Management System

*ChangSic Choi, Younkwae Jeong, ILwoo Lee
Energy IT Technology Research Section
Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

Energy Management System (EMS) normally gathers energy data from various load devices, meters, and sensors. This EMS provides only energy usages and prices information to managers. But the proposed Energy Analysis Module could provide energy saving and safety methods to managers. This module generates alarm messages and diagnosis tools, and then manager could execute field verification, replace objects, modify energy operation rules to get high effective energy use and more safety in their energy management system.

I. 서론

에너지 수급불안정과 에너지 비용 부담 증가 및 국제적인 환경 규제에 따라 최근 홈, 빌딩, 공장 등에서 에너지 절감을 위한 다양한 기술개발이 이루어지고 있다[1]. 이러한 에너지 관리 시스템(EMS) 기술은 일반적으로 부하기기의 에너지 사용량 정보, 서버미터링 정보 및 환경센서 정보 등을 수집하여 시간축을 기준으로 통계 데이터를 사용자에게 제공하여 에너지 절감

을 유도하고 있다[1][2].

그러나, 에너지 관리 대상인 객체(기기,미터,센서,기상정보 등)의 개수가 늘어날수록 사용자에게 의한 단순한 에너지 정보 모니터링 작업은 한계를 가질 수 밖에 없으며, 특히 에너지가 낭비되거나, 특정 객체의 오류 상태 파악 및 비효율적인 시스템 운용 상황 등을 파악하기 힘든 단점을 가진다[3].

본 논문에서는 에너지 관리 대상 객체에 유효범위값을 할당한 후, 에너지 관리 시스템에서 수집·관리되는 에너지 객체 데이터를 분석하여 유효범위를 벗어나는 객체들의 정보를 사용자에게 실시간 알람 기능을 통해 알려주고, 오류횟수가 빈번한 객체들에 대한 정보를 함께 제공함으로써 객체 오류 정보를 신속하게 파악하고, 문제점을 분석하여 효율적인 에너지 운용 서비스를 제공하는 에너지 객체 오류 분석 및 진단 모듈의 설계와 구현에 대하여 기술한다.

II. 본론

2.1 유효값 기반 에너지 객체 오류 분석 기능

에너지 관리 시스템에서는 에너지 정보를 나타내는 기기/미터링/센서 등의 정보를 객체 형태로 관리하고 있으며, 특히 각 객체의 유효한 상태값 및 감시 설정값을 객체 구성정보 데이터베이스에 저장하고 있다.

이러한 에너지 객체 상태값을 저장하고 있는 데이터베이스로부터 개별 객체정보와 상태값을 검사하여, 유효값을 벗어난 에너지 객체에 대해서 시간정보와 오류메시지를 생성하고 오류 로그 데이터베이스로 저장하게 되며, 이렇게 저장된 오류 로그들은 에너지 관리 시스템의 배너 알람 인터페이스를 통해 실시간으로 사용자에게 전달된다.

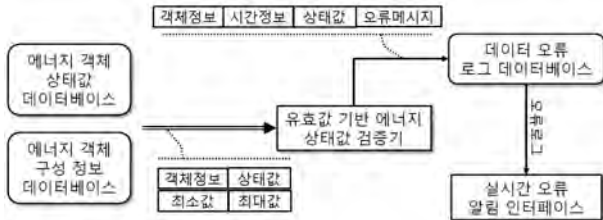


그림 1. 유효값 기반 객체 오류 분석 기능 구성도

2.2 유실도 기반 에너지 객체 오류 진단 기능

에너지 관리 시스템에서 필요로 하는 객체 정보의 수집이 불안정할 경우 에너지 관리 시스템의 효과는 떨어지게 되며, 이를 개선하기 위해 객체의 특성에 따라 허용 가능한 유실 빈도수를 설정하여, 유실허용치를 초과한 객체에 대해서 사용자에게 알려주는 기능은 그림 2의 유실도 기반 에너지 객체 오류 진단 기능에서 담당한다.

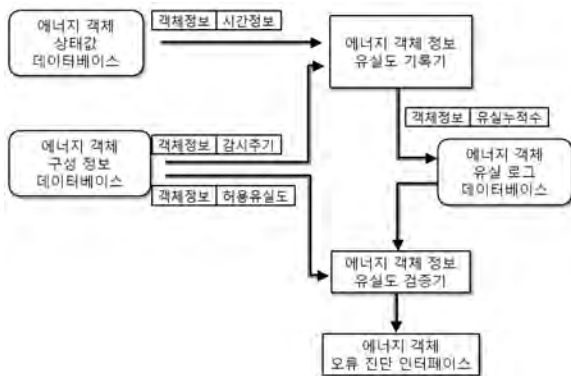


그림 2. 유실도 기반 객체 오류 진단 기능 구성도

유실도 기반 에너지 객체 오류 진단 기능에서는 설정된 개별 객체의 속성 정보를 저장하고 있는 에너지 객체 구성 정보 데이터베이스로부터 추출한 객체정보, 감시주기 정보와 객체 상태값 데이터베이스의 객체정보, 시간 정보를 조합하여 해당 객체의 감시주기 내에 수집·저장되지 않은 객체들에 대해서 해당 객체의 유실누적수를 유실 로그 데이터베이스에 저장한다.

그리고, 그림 2의 에너지 객체 정보 유실도 검증기에서는 각 객체별로 설정된 허용유실도 정보를 바탕으로 허용치 이상으로 유실된 객체들에 대해서 오류 진단 인터페이스를 통해서 사용자에게 전달된다.

III. 구현

본 논문의 에너지 객체 오류 분석 및 진단 기능들은 Eclipse 개발 환경에서 자바와 아파치 웹서버를 이용하여 구현된 에너지 관리 시스템에서 오류 진단 도구로서 포함되어 구동 및 시험하였으며, 가상 에너지 객체 생성 시뮬레이터를 추가 개발하여 연동 시험에 사용하였다.



그림 3. 구현 및 시험 화면

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서 제시된 객체 오류 및 진단 기능은 에너지 관리 대상 객체들의 특성에 따라 유효범위 및 감시주기 등을 설정하여 실시간으로 수집되는 객체들을 자동으로 검사하여 에너지가 낭비되거나, 고장이 의심되는 객체 정보들을 사용자에게 제공하여 효율적인 에너지 운용이 가능하도록 지원하는 장점을 가진다. 향후 실증 시스템 상에 적용하고, 현장에서 발생하는 오류 패턴 정보를 추가하여 보다 지능적인 서비스가 제공될 수 있도록 개선할 예정이다.

본 논문은 지식경제부 광역경제권연계협력사업의 “태양광 시스템 열화진단 및 발전성능 향상 기술개발” 사업(A004500034)의 1세부과제인 “모듈 단위 통신/정보 처리 기술개발”과제의 지원을 받아 수행하였습니다.

참고문헌

- [1] 최강식, 정연쾌, 이일우, “원격 그룹 BEMS 기술 동향”, 정보통신산업진흥원, 주간기술동향 1538호 포커스, 2012. 03.
- [2] 조재희, “빌딩 제어 및 관리 시스템”, ICIBS 2010 국제 컨퍼런스, IBS 기술연구소, 2010. 3.
- [3] 박완기, 정연쾌, 이일우, “고효율 건물 에너지관리 기술 동향”, 전자통신동향분석 26권 6호, 2011. 12.

지능을 이용한 전자침

홍유식*, 유인수**, 임병민***
 상지대학교, KAIST, 한국첨단기술진흥원

Intelligence Electronic Acupuncture using Intelligence

yshong@sangji.ac.kr, erlangen@kaist.ac.kr, imubiquitous@gmail.com

Abstract

Oriental doctors have considered pulse rate as important data when diagnosing a patient's condition. But the existing blood pressure pulse analyzer have a many problems. In order to solve these problems, in this paper, it simulated the process to calculate the correction time of electronic acupuncture suitable for patient's physical condition using fuzzy logics.

요약

본 논문에서는, 퍼지 논리와 추론을 사용하여 환자의 신체 상태에 적합한 전 모의실험 결과 지능을 이용한 전자침이 기존의 방법보다 효율적인 것을 입증하였다. 모의실험 결과 지능을 이용한 전자침이 기존의 방법보다 효율적인 것을 입증하였다. 모의실험 결과 지능을 이용한 전자침이 기존의 방법보다 효율적인 것을 입증하였다.

I. 서론

국내에서 국내에서 개발되고있는 전자침은 60% 이상이 저주파를 이용한 방식과 침에 전기적인 특성을 이용하고 있다. 그러나, 기존의 전자침은 환자의 반사구 자극점을 오직 한 개만 자극할 수 있으므로, 가령, 두통에 필요한 반사점은 10개의 반사구에 자극을 해야 하므로, 환자가 반사구 부위에 10개를 자극해야하는 문제점이 발생하였다 [1-3]. 뿐만 아니라, 환자가 자극 시간 및 강도를 스스로 결정해야하는 문제점이 발생하였다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기위해서, 지능형 퍼지기법을 이용해서 환자의 조건에 적합한 복수개의 반사구 혈점 자극 및 자침시간 및 강도를 조정하는 전자침을 개발하였다. 그원래 인간은, 어떤 조직에 상처를 받게 되면 그 부위는 주위 조직보다 전기 저항이 높아지게 된다. 왜냐하면, 인간은 본래부터 가지고 있는 고유의 전류가 상처 부위에

서는 전기저항이 높기 때문에 전류가 잘 통과하지 못하는 특징이 있기 때문이다. 그러므로 상처 부위는 전류가 적게 흐르게 되고 그 결과, 세포의 절대 전류량이 적어지는 특징이 있기 때문이다[4-5]. 본 논문에서는 멀티 PAD 를 이용해서 5 손가락에 전기자극을 인가 했을때에 통증을 느끼면 그 손가락 부위에 위치한 반사구에 해당하는 장부가 아프다는 한방 지식을 이용해서 환자의 질병을 예측하는 모의 실험을 하고자 한다. 본 논문에서는 펄스파 DC50V~200V의 전압, 500uA~1,500uA 전류, 5Hz~5KHz의 간헐적인 전기 자극을 메인 패드와 손가락에 인가하여 여기에 따른 피크치 전압의 크기와 주어진 주파수에 따른 위상을 측정하였다. 침시술을 위한 정확한 신체에 대한 정보 추출은 데이터뿐만 아니라 피시술자의 나이, 성별, 키, 몸무게 등도 같이 고려해야할 사항이다[5-7]. 이것을 위해서 최종 시술이 시행되기 전 이러한 데이터를 퍼지 알고리즘을 이용하여 정확한 시술을 위한 제어 변수를 만들었다[7-9]. 능동형 다중 패드의 입력부인 입력 앰프단과 전기 자극을 주는 드라이브단을 나타낸 회로이다. 센싱 패드와 손가락 끝에 접촉되는 부위는 저항을 줄이기 위해서 금도금을 처리한 후 접촉 면적을 골고루 분포시키기 위해서 어레이 형태의 줄무늬로 제작하였다. 본 연구에서는 경혈점을 찾기위해서, 피부의 접촉면은 피부 임피던스(저항)값이 같지 않는 특징 (경혈점은 전기가 잘통하는 특징)을 이용해서 자동으로 경혈점을 찾는 연구를 하고자한다. 본 연구에서는 이러한 문제점을 해결하기위해서, 환자의 신체조건, 나이 조건, 병세정도를 고려하여 최적의 자침시간을 산출 하도록 하였다 뿐만 아니라 혈점자동 FINDING 기능, EMR 연동기술 및 유비쿼터스 기술을 이용해서 언제 어디서나 누구나 쉽게 전자침을 맞을 수 있는 지능형 원격전자침 기술을 개발하고자한다.

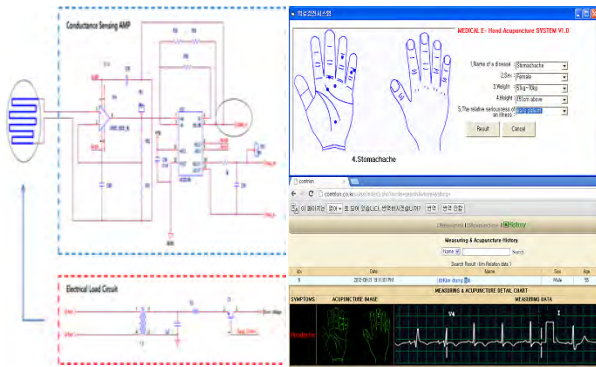


그림 1. 전자침 회로 및 모의실험

그림 1에서 보는 것과 같이, 임피던스는 전자 회로에서 재료, 구성체 등의 특성을 규정짓는 데 사용되는 기본적인 전기요소다. 이것은 또한 디바이스의 적용되는 전압과 그것을 통해 흐르는 전류의 비율로서 규정된다. 능동형 전자침의 주 메인과 무선 통신단을 나타낸 회로이다. 작은 단추형 3V, 230mA인 2032 단추형 건전지를 사용하여 컴팩트하게 제작하였으며 추후 신체의 다른 신호를 측정하는데도 무리가 없도록 확장성을 기하였다.

기준 전극 패드를 손바닥의 바닥면에 위치하고 각 손가락 마디에 해당하는 곳에 전극을 위치시켜서 각 손가락 끝으로 전달되는 신호를 메인 소형 MCU와 무선 데이터 모듈을 통해서 신호처리를 한 후, 메인 PC에 전달하여 퍼지 알고리즘을 통한 제어 변수가 MCU의 디지털 아날로그 변환인 D/A (Digital to Analog Converter) 변환부와 드라이브를 통해서 패드를 통과한 빠른 펄스 전압으로 전자침 기술이 행해지도록 하고 있다.

그림 2에서는 언제 어디서나 24시간 맥진을 저장하고 분석할 수 있는 퍼지규칙 및 신경망을 이용한 지능형 맥진 알고리즘을 개발하는 알고리즘을 제시 한다.

**(RULE 1) IF DPSV IS PB
AND USPC IS NS
THEN OPRG IS PB**

**(RULE 2) IF DPSV IS PB
AND USPC IS NM
THEN OPRG IS PM**

*DPSV: Patient condition error (E)
USPC: Degree of patient's disease
Skin: Error change amount (CE)
OPRG: Optimal acupuncture time*

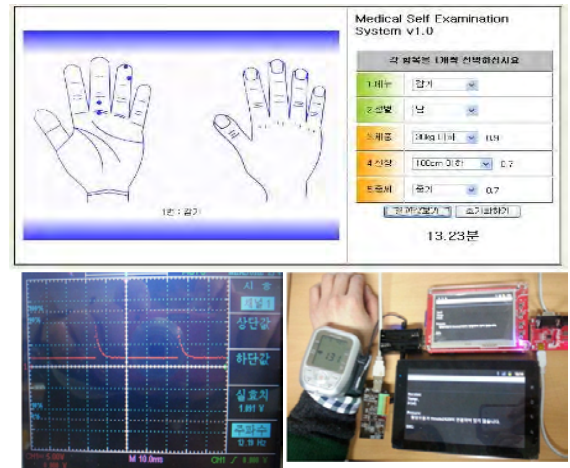


그림 2 전자침 실험

III. 결 론

한방에서는 맥진 및 설진을 이용해서 환자의 건강과 질병을 판단하기 때문에, 한의원에서는 이러한 생체정보를 매우 중요하게 판단하고 있다. 본 논문에서는 지능형 전자침 멀티 PAD 를 이용해서 5 손가락에 전기자극을 인가 했을때에 통증을 c치료하는 전자침 모의실험을 하였다. 뿐만 아니라, 본 논문에서는 환자의 맥진 상태, 피부 전도도, 산호 포화도 데이터를 사용자 단말기 또는 원격 의료 단말기로 전송하고, 상기 사용자 단말기 또는 원격 의료 단말기로부터 제어신호를 수신하는 무선 통신부를 구성하였다. 특히, 퍼지규칙을 이용하여, 환자 신체조건에 적합한 최적의 자침시간 산출하는 과정을 모의실험 하였다.

참 고 문 헌

- [1] 여인석, 한의학의 병리이론, 醫史學 제4권 제1호, pp.1-10, 1995
- [2] 이한구 등, 전기적 특성을 이용한 經絡시스템 연구호
- [3] http://www.tagstory.com/video/video_post.aspx
- [4] 임양근, “진단학 아틀라스3 맥진”, 서울:도서출판청담, 11-14, 2003
- [5] 임진숙, 경락마사지가 여성 복부비만에 미치는 효과, 한국피부미용향장학회, 한국피부미용향장학회 제3권 제3호, pp.5-18, 2008
- [6] 김명균, 박성식, 기존 사상의학 침법과 경락의 해석에 대한 문제 고찰, 사상체질의학회, 사상체질의학회지 제20권 제1호, pp.15-23, 2008
- [7] <http://article.joinsmsn.com/news/article>
- [8] 홍유식, “지능을 이용한 의료진단시스템”, 인터넷 방송통신학회, 2008, 02

본 연구는 2012년도 중기청 연구비로 수행되었습니다.

스마트 TV와 스마트폰을 활용한 개인 맞춤형 광고 서비스 연구

*이미희, 진태우, 노광현
한성대학교 산업경영공학과

e-mail : loverbfdl@nate.com, jintaewoo@naver.com, khrho@hansung.ac.kr

A Research on Personalized Advertisement Service using a Smart TV and a Smartphone

*Mi-Hee Lee, Tae-Woo Jin, Kwang-Hyun Ro
Department of Industrial & Management Engineering
Hansung University

Abstract

This paper proposes a new personalized advertisement service using a smart TV and a smartphone which are being used as advertising methods. The advertising contents delivered to a smart TV can be transferred to smartphones in close proximity of it. Based on the user's preference, an app on a smartphone stores advertising contents and publishes a personalized advertising e-catalog automatically. This advertising model will be able to relay the advertising contents of various N-Screen devices to a smartphone and enhance the advertising activities.

I. 서론

디지털 콘텐츠를 제공하는 N-스크린(N-Screen)은 공통의 OS를 기기에 적용함으로써 하나의 콘텐츠를 다양한 디지털 정보 기기에서 공유할 수 있는 차세대 네트워크를 뜻한다. N-스크린 기기에는 스마트 TV, 태블릿 PC, 스마트폰 등이 있으며, 주요 시장조사기관의 전망치를 보면 향후 출하량이 3년간 연평균 30-80% 수준의 가파른 성장이 예고된다. 기존 매체에

서 새로운 매체로의 전환이 빠른 광고 시장 또한 N-스크린의 성장으로 많은 변화를 하고 있다[1,4].

새로운 매체인 IPTV와 스마트 TV 광고 시장의 경우에는 VOD(Video On Demand) 서비스를 제공하고 있다. VOD 서비스란 통신망 연결을 통해 사용자가 필요로 하는 영상을 원하는 시간에 제공해주는 맞춤형 영상 정보 서비스로, VOD 서비스 전후에 광고 데이터를 동기화시켜 노출하는 형식의 광고 기술을 사용하고 있다. 또한 TV를 시청하는 도중에 배너 형식으로 광고를 노출하거나, 홈메뉴를 선택하면 홈메뉴와 함께 광고를 노출하는 광고 기술도 사용되고 있다. 스마트폰의 광고 시장의 경우에는 스마트폰의 위치기반 기술과 무선으로 인터넷 접속이 자유로운 장점을 활용하여 광고 서비스를 제공하고 있고, 예로서 구글의 애드몹, 애플의 아이애드, 페이스북 등이 있다.

미국 라스베이가스 MGM내 CBS TV 시티 미디어랩에서 실시된 실험 결과에 따르면 같은 콘텐츠를 크로스 스크린(Cross-screen, 두 가지 스크린)에서 시청한 실험 대상자는 한 가지 스크린에서만 시청한 실험 대상자에 비해 해당 브랜드에 대한 회상이 79% 높게 나온다고 한다. 따라서 점차 늘어나고 있는 스마트 TV에서 출력되는 광고를 스마트 TV 근처에 위치한 스마트폰에 전달하여 사용자가 해당 광고에 접할 기회를 증대시킨다면 광고 효과를 극대화 할 수 있을 것이다.

본 연구에서는 스마트 TV를 통해 시청자에게 전달되는 VOD나 실시간 방송에 포함된 광고 정보를 TV

주변에 위치하는 스마트폰에 전달하고 스마트폰 사용자의 선호도에 따라 원하는 광고만을 스마트폰에 저장하는 개인 맞춤형 광고 서비스를 제안하며, 시연 시스템을 구축하였다.

II. 개인 맞춤형 광고 서비스

2.1 기존 스마트 TV와 스마트폰 광고 방식

기존 N-스크린 형태로 광고를 제공하는 기기로는 대표적으로 IPTV, 스마트 TV, 스마트폰이 있다. IPTV와 스마트 TV의 경우 단방향 광고와 양방향 광고, 두 가지 형태의 광고를 제공한다. 단방향 광고는 사용자의 별도 조작 없이 매스미디어 형태로 제공되는 광고이다. 예로는 VOD 시청 전후에 나타나는 영상, 로딩 광고를 비롯하여 화면상에 이미지, 텍스트 등의 형태로 보여주는 트리거 광고, 인터넷 팝업 광고나 마이크로 사이트와 같은 형태로 광고 메시지를 노출시키는 배너형 광고 등이 있다. 양방향 광고는 사용자와 광고주의 상호작용을 통해 제공되는 광고이다. 예로는 실시간 채널 프로그램에 광고 데이터를 삽입하여 광고에 양방향 기능을 부가한 실시간 프로그램 연동형 광고, 세분화된 타겟에게만 제공되는 일대일 광고 등이 있다.

스마트폰의 경우에도 단방향 광고와 양방향 광고, 두 가지 형태의 광고를 제공한다. 단방향 광고에는 애플리케이션과 모바일 웹을 활용해 지역, 나이, 성별 등 다양한 계층의 소비자가 필요한 정보를 전달하는 스마트 광고 플랫폼 서비스가 있다. 스마트 광고 플랫폼에는 클릭당 지불 방식인 CPC와 광고 노출에 따른 CPM 등이 있다. 양방향 광고로는 사용자의 모바일 사용패턴이나 개인적인 선호도 같은 개인 정보의 획득으로 알맞은 정보를 제공하거나, 위치기반서비스(LBS, Location Based Service)를 활용하여 주변 음식점 쿠폰 발송, 길찾기 등 응용 서비스를 제공하는 광고 등이 있다.

2.2 개인 맞춤형 광고 서비스 개요

스마트 TV에서 실시간 방송이나 저장되어 있는 영상을 시청할 때, 영상 콘텐츠와 관련된 광고 데이터가 실시간으로 전송되거나 광고 서버에 저장되어 있다. 사용자가 리모컨으로 스마트 TV를 컨트롤하게 되면 이러한 광고 데이터는 화면을 통해 확인할 수 있다. 본 연구에서 제안하는 스마트폰 중심의 개인 맞춤형 광고 서비스는 스마트 TV에 전달되는 광고를 스마트폰까지 확장하는 것이다. 스마트폰에서 광고 데이터를 요청하면 스마트 TV에서 스마트폰으로 광고 데이터가

전달되고, 사용자의 선호도에 따라 선택된 광고 데이터만 스마트폰에 저장되고 자동적으로 카테고리별로 분류되어 전자 잡지 형태로 제공된다.

그림 1은 스마트폰 중심의 개인 맞춤형 광고 서비스의 개념을 나타낸다. N-스크린 기기로는 스마트 TV, 디지털 사이니지 등을 적용할 수 있을 것이다. 스마트 TV 애플리케이션 개발에는 HTML5 언어를 사용하였고, 스마트폰 애플리케이션은 Java 언어를 사용하여 구글의 스마트폰 운영체제(OS) 안드로이드(Android)의 2.3 버전인 진저브레드 이상에서 구현 가능하게 개발하였다. 스마트 TV와 스마트폰 사이에 데스크탑으로 서버를 구축하여 TCP/IP 소켓 통신을 사용하였다.



그림 1. 개인 맞춤형 광고 서비스 개념도

2.3 새로운 광고 데이터 포맷 제안

스마트 TV에 전달된 광고 정보를 스마트폰으로 전송되어 사용자에게 전자 잡지 형태로 정보를 제공해 주기 위해서는 새로운 광고 데이터 포맷을 설정해야 한다. 본 연구에서는 XML 파일 형태로 광고 데이터를 저장하기 위해 KADD NMR의 광고 메타데이터를 참고하여 임의의 광고 메타데이터를 구성하였다[5]. 그림 2는 임의로 제작한 광고 메타데이터 목록이다.

제품에 대한 광고 데이터의 내용은 회사 이름과 카테고리 분류, 이름, 가격, 사이트 URL, 사진, 스틸컷

순번	이름	정의 및 설명	허위 요소
1	ID	UCI ID	Brand_ID, Program_ID
2	Brand_ID	Brand ID	Adver_ID, Product_ID
3	Adver_ID	광고주 ID	회사명, 대표자, 사업자번호
4	Product_ID	상품 ID	Category_ID, Prod_(Name, Cost, URL, Picture, Stillcut)
5	Category_ID	카테고리 ID	Cate_(Level1, Level2, Level3...)
6	Program_ID	프로그램 ID	Prog_(Name, Material, Date, BGM, Actor, Stage, URL)
7	Prod_Name	상품 이름	
8	Prod_Cost	상품 가격	
9	Prod_URL	상품 URL	URL_(Brand, Market)
10	Prod_Picture	상품 사진	
11	Prod_Stillcut	상품 나온 장면	
12	Prod_Time	상품 나온 장면의 시간	
13	URL_Brand	상품 브랜드 URL	
14	URL_Market	상품 구매 URL	
15	Prog_Name	프로그램 제목	
16	Prog_Material	프로그램 장르	
17	Prog_Date	프로그램 방영 일시	
18	Prog_BGM	프로그램 배경 음악	
19	Prog_Actor	프로그램 출연 배우	
20	Prog_Stage	프로그램 촬영 장소	
21	Prog_URL	프로그램 URL	

그림 2. 광고 메타데이터 목록

(Still-cut), 시간 등을 저장하였고, 프로그램에 대한 광고 데이터의 내용은 제목, 장르, 방영 일시, 배우 등을 저장하였다. 이는 기본적으로 필요하다고 여긴 사항들이며 그 외에 추가적인 사항들에 대해서는 고려하지 않았다. 광고 데이터는 한 장면에 해당하는 제품을 한 그룹으로 서버에 저장한다.

Ⅲ. 광고 서비스 시스템 구현

3.1 스마트 TV 애플리케이션

스마트 TV는 영상 콘텐츠와 이에 동기화된 광고 콘텐츠를 서버로부터 전송 받는 역할을 수행한다. 이를 수행하기 위해 개발한 스마트 TV 애플리케이션은 HTML5, CSS3, JavaScript를 사용하였다. HTML5와 JavaScript으로 애플리케이션 기능을 구현하고, CSS3로 디자인을 구현하였다.

스마트 TV의 애플리케이션 실행 순서는 다음과 같다(그림 3 참조).

- 1) 실시간 또는 저장된 영상 콘텐츠 제공
- 2) 리모컨 등으로 조작할 때 현재 제공되고 있는 장면에 해당하는 제품들에 대한 이미지 제공
- 3) 특정 이미지 클릭시 해당 제품에 대한 상세 정보 제공



그림 3. 스마트 TV 애플리케이션 실행 순서

3.2 스마트폰 애플리케이션

스마트폰은 서버로부터 광고 데이터를 전송 받고 그

데이터를 전자 잡지 형태로 제작하는 역할을 수행한다. 이를 수행하기 위해 자바와 이클립스를 사용하여 스마트폰 애플리케이션을 개발하였다. 구글의 스마트폰 운영체제 안드로이드의 4.0버전인 아이스크림 샌드위치를 기본으로, 최소 2.3버전인 진저브레드 이상에서 구현 가능할 수 있도록 하였다.

스마트폰 애플리케이션의 실행 순서는 다음과 같다.(그림 4 참조).

- 1) 애플리케이션 실행
- 2) 원하는 광고 데이터 입력 후 수신 버튼 클릭
- 3) 정보 수신 후 카테고리 메뉴가 뜨면 카테고리 중 원하는 카테고리 선택
- 4) 카테고리에 해당하는 제품 이미지가 출력되며 이미지 중 원하는 이미지 선택
- 5) 선택한 제품의 정보 제공

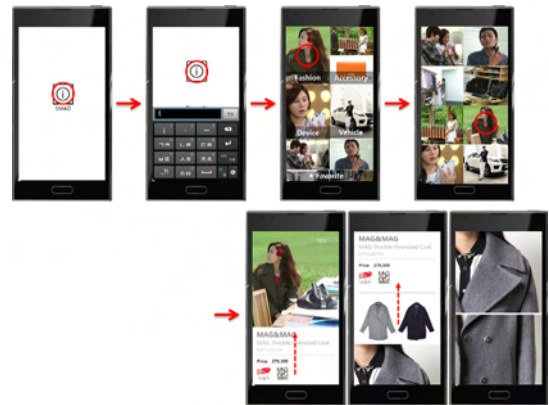


그림 4. 스마트폰 애플리케이션 실행 순서

3.3 시연 시스템 구현 결과

시연 시스템 구현을 위해 본 연구에서는 TV에서 방송된 드라마인 신사의 영상에 나오는 배우들의 의상이나 소품에 대한 광고를 생성하였다. 이 광고 정보를 영상과 동기화시켰고, 스마트폰으로 전달되도록 구현

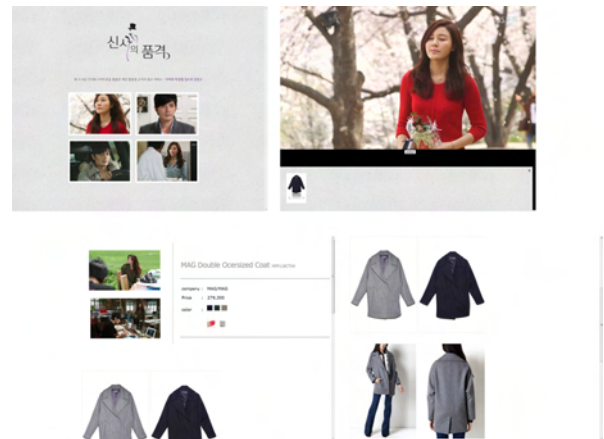


그림 5. 스마트 TV 애플리케이션



그림 6. 스마트폰 애플리케이션

하였다. 그림 5와 그림 6은 구현된 스마트 TV와 스마트폰 애플리케이션이다.

IV. 결론

본 연구에서는 디지털 콘텐츠와 동기화되어 스마트 TV에 제공되는 광고를 주변 스마트폰에 서버로부터 전달 받아, 이 정보를 개인 맞춤형 전자 잡지로 제작하여 사용자에게 제공하는 서비스를 제안하였고, 시연 시스템을 구현하였다.

이 광고 서비스는 스마트 TV에서만 제공 받을 수 있던 일시적인 광고 정보를 스마트폰으로 확장하므로 광고주에게는 광고 노출 횟수를 증대시키게 되고, 사용자 측면에서는 원하는 광고를 자동으로 수집하여 원할 때 다시 볼 수 있는 장점이 있다. 우리 주변에 다양한 N-Screen 기기들이 도입되면 본 연구에서 제안한 개인 맞춤형 광고 서비스가 활성화될 것으로 예상된다.

참고문헌

- [1] 이준호, "스마트 미디어 모바일 광고의 가치에 대한 탐색적 연구", 정치커뮤니케이션연구, 통권21호, pp.77-118, 2011.
- [2] 네이버 캐스트-<http://navercast.naver.com>
- [3] 네이버 지식백과-<http://terms.naver.com>
- [4] 김성민, 이한규, "스마트 TV 광고 시장 및 기술 동향", 전자통신동향분석, 제26권 제4호, 2011.
- [5] 이시훈 외 3명, 스마트 미디어 광고 활성화를 위한 메타데이터 표준화 등 정책방안 연구, 한국방송공사, 2011.

ISO 26262의 하드웨어 설계 검증을 위한 툴 구현

*이종곤, *최경희, **정기현
아주대학교 *컴퓨터공학과, **전자공학과
e-mail : *astar12@ajou.ac.kr, khchoi@ajou.ac.kr, khchung@ajou.ac.kr*

Implementation of Tool for Hardware Design Verification of ISO 26262.

***Jong-Gon Lee, *Kyung-Hee Choi, **Ki-Hyun Chung**
***Department of Computer Engineering,**
****Department of Electrical and Computer Engineering**
Ajou University

Abstract

Car safety issues are emphasized. It must produce a product related many companies are in compliance with the ISO 26262 which is the international standard. In this paper, we introduce a tool to validate the standard. This tool verify the safety equipment and failure rate of electronic component element.

I. 서론

현재까지 차량 안전에 관하여서는 전통적인 차량 기능별로 관련 규정과 지침 및 형식승인을 통해 차량 안전 보장을 요구해 왔으나, 최근 차량이 기계장치 중심에서 전기전자 장치 중심으로 발전하고 차량 기능 간 통합 및 교류가 증가하면서 선진국을 중심으로 기존의 기계장치 중심의 형식승인을 전자장치 중심으로 강화한 규정 및 지침의 필요성이 대두되고 있다.[1]

이러한 배경으로 국제 표준화 기구(ISO)에서는 차량의 안전성을 확보하기 위해 ISO 26262 표준을 발표하였다. 많은 기업들이 표준에 맞는 제품을 생산하기

위해 ISO 26262를 적용시키는 작업을 진행하고 있다.

차량의 안전성은 차량의 부품의 안전성과도 매우 밀접하다. 이에 차량 부품의 안전성을 확보해야 하며 이를 위해서는 부품의 소자들의 안전성까지 확인해야 한다.

본 논문에서는 차량의 전자 부품의 안전성을 확인하기 위하여 소자의 고장률을 결정할 수 있는 국제 전기 표준 회의(IEC)에서 제안한 IEC TR 62380과 ISO 26262-5를 연계하여 안전성을 검증 할 수 있는 툴을 구현 한다. 본 논문에서는 구현 과정의 자세한 기술 보다는 전체적인 작업과 사용자 인터페이스 부분에 초점을 맞추어서 기술한다.

II. 본론

2.1 ISO 26262

ISO 26262는 자동차 내 전기/전자 시스템(Electrical and/or Electronic System)이라는 응용분야에 특화된 요구에 따라 IEC 61508을 적용한 것이다. ISO 26262는 무게 3.5톤을 넘지 않는 승용차에 장착되는 안전과 관련된 시스템으로서 적어도 하나 이상의 전기 또는 전자시스템을 포함하고 있을 경우에 적용되는 표준이다.[2]

그림 1은 ISO 26262의 전체적인 개요를 나타낸다. 그림1에서 확인 할 수 있듯이 ISO 26262는 10개의 부분으로 구성된다. part 1은 용어를 정의하고, part 2는 기능안전성 관리, part 3은 개념단계, part 4는 시스템 수준의 제품개발, part 5는 하드웨어 수준의 제품개발, part 6은 소프트웨어 수준의 제품개발, part 7은 생산 및 운용, part 8은 지원 프로세스, part 9는 ASIL(Automotive Safety Integrity Level: 안전 무결성 수준) 및 안전 기반 분석, part 10은 ISO 26262에 대한 지침을 다루고 있다.[2]

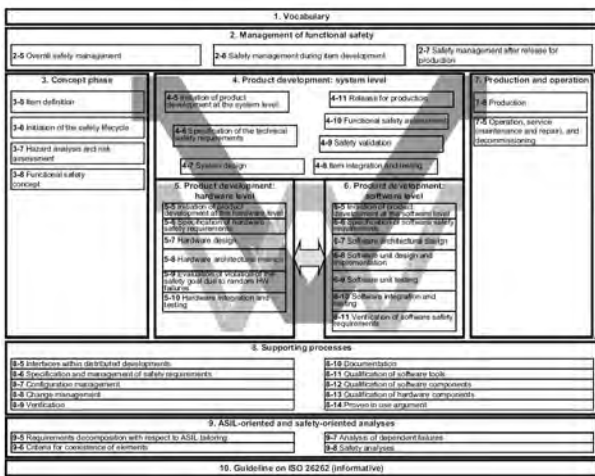


그림 1. ISO 2626 개요

본 논문에서는 part 5를 배경으로 툴을 구현한다. part 5에서는 hardware 수준에서의 제품 개발 계획을 위한 요구 조건, hardware 수준에서의 안전한 요구조건을 명시, hardware design, hardware 구성에 관한 지표, 무작위 hardware 고장으로 인한 안전성 평가와 통합된 hardware testing에 관한 내용을 포함 한다.

안전성을 확보하기 위해서는 여러 가지 고려 사항들이 있다. 단일 하드웨어의 결함으로 인한 치명적 문제, 단일 결함으로는 문제되지 않으나 여러 개가 동시에 문제가 발생하여 안전에 치명적인 문제, 운전자의 부주의로 인한 문제, 당장 보이지는 않지만 잠재적인 문제 등이다. 이 때문에 설계기준이 필요하며, 표준에서는 하드웨어의 고장 원인과 Safety Mechanism을 구현하도록 한다.

2.2 IEC TR 62380

IEC TR 62380은 소자들의 고장률을 계산할 수 있는 표준이다. 소자들의 고장원인은 여러 가지가 있을 수 있다. 소자 안에 들어가는 물질의 자체적인 문제, 소자의 외부에 가해지는 물리적인 문제, 외부 환경에 의한 문제 등이 있다. IEC TR 62380에서는 이러한 조건들

을 수식으로서 소자의 고장률을 계산한다. 이를 통해서 PCB를 설계 할 때, 여러 가지 외부 또는 내부 상황을 고려하여 회로를 구성하고, 각 소자의 고장 확률을 예상하여 소자를 선택 할 수 있다.

III. 구현

구현한 툴은 .NET Framework 기반의 C#언어로 구현하고, ISO 26262-5와 IEC TR 62380의 정보들은 Excel 프로그램을 이용하여 데이터베이스화 시킨 후 툴에서 엑셀파일을 읽어 사용한다. 사용자는 설계하려는 PCB회로의 정보와, 표준에서 명시한 외부 환경의 정보를 툴에서 제공하는 형식에 맞춰서 엑셀파일로 저장한다. 툴을 시작하면 PCB회로 정보 파일과 외부환경 정보를 불러오고 설계자가 원하는 소자의 타입을 정하고, 소자의 고장률을 계산한다. 고장률 계산은 표준에 명시된 정보들을 입력하면 툴에서 자동으로 계산한다. 계산이 완료된 소자에 대한 고장 원인과, Safety Mechanism을 설정 한다. 툴에서는 사용자 입력을 받을 수 있어서 표준에서 명시되지 않은 경우도 적용시킬 수 있다. 툴에서 작업한 내용은 엑셀 형식의 보고서로 출력 할 수 있으며, 저장된 작업에 대해서 추후에 불러와서 수정을 할 수 있다.

그림 2는 위에서 설명한 툴의 전체적인 작업 흐름을 도식화 한 것이다.

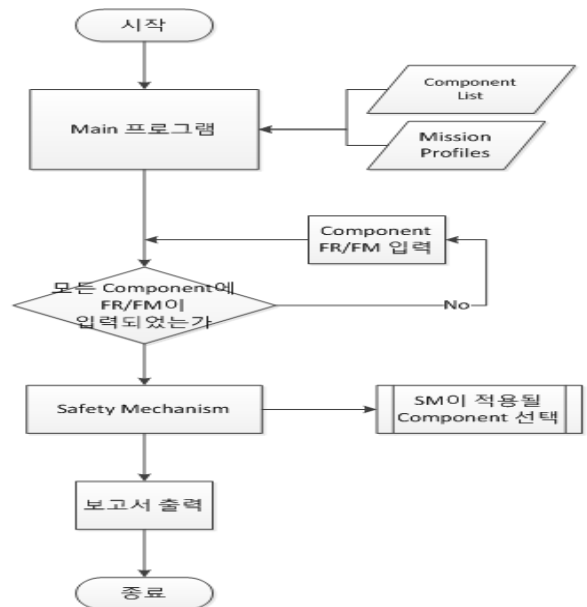


그림 2. 프로그램 작업 흐름도

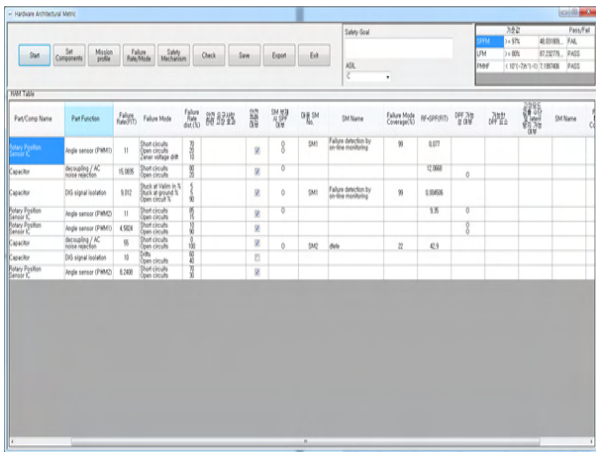


그림 3. 구현된 프로그램 UI

그림 3은 ISO 26262-5의 하드웨어 설계 검증을 위해 구현한 툴의 프로그램 UI를 나타낸다. UI 상단의 버튼을 통해서 작업할 정보를 불러오기, 작업내용 저장하기, Excel 프로그램으로 보고서 출력하기, 소자의 고장률 계산하기, Safety Mechanism 설정하기 등을 할 수 있다. 작업 중인 내용은 버튼 밑 data grid view로 표현되며, 표준에 정의 된 내용을 기반으로 구현된 툴로서 각 소자의 고장률, 고장원인, Safety Mechanism을 작성할 수 있다. Data grid view에 표시된 Excel 보고서로 출력한다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

ISO 26262는 자동차 제조사가 가능한 모든 잠재적인 위험을 사전에 파악하여 이를 미연에 방지 할 수 있는 안전장치를 구현하도록 의무화 하고 있다. 이러한 추세에 따라 자동차 제조사나 부품 제조사들은 표준에 적합한 제품을 만드는 노력을 하고 있다. 본 논문에서는 ISO 26262-5와 IEC TR 62380 표준에 따른 검증 툴을 개발하였다. 국제 표준에 맞는 제품을 생산하기 위한 검증 툴로서 자동차 전자 부품을 만드는데 활용이 가능하다.

현재 구현한 툴은 ISO 26262-5의 부분을 기반으로 만들어진 것이다. part 5뿐 아니라 다른 part에서도 보다 편리하게 검증 할 수 있는 검증 툴 개발에 대한 연구가 필요하다.

참고문헌

[1] MISRA Guidelines for Safety analysis of vehicle based programmable Systems, November 2007.
 [2] 홍성훈 외, "ISO 26262 제품개발 프로세스와 연계

된 DFSS 로드-맵의 개발", 산업공학 제25권 제4호 pp394, 2012.

[3] 조진희 외, "자동차 기능 안전성 표준 ISO 26262 분석과 적용방안 연구", 한국자동차공학회, pp1700, 2009.
 [4] ISO/FDIS 26262-5 Road vehicles - Functional safety - Part 5 : Product development at the hardware level, 2011.
 [5] IEC/TR 62380 Reliability data handbook - Universal model for reliability prediction of electronics components, PCBs and equipment, 2004
 [6] 최영관, 소설 같은 C#, 자북, 2009.
 [7] msdn.microsoft.com/en-us/library/ms123401.

EsFit - 목격자 진술을 최소로 하는 몽타주 작성 방법

*박보훈, *남상준, **장희정 *최창석

*명지대학교 정보통신공학과, **명지대학교 컴퓨터공학과

e-mail : *bohuny@naver.com, dmnbn86@naver.com, imcoltish@mju.ac.kr, cschoi@mju.ac.kr*

EsFit - A facial composites methodology to help eyewitness

*Bohun Park, *Sangjun Nam, **Heejung Chang, *Changseok Choi

*Dept. of Information and Communication Engineering, Myongji University

**Dept. of Computer Engineering, Myongji University

Abstract

In facial composites, individual facial features are selected by eyewitnesses. However, eyewitnesses often cannot describe the face in detail. Sometimes, the memories are incorrect. In this reason, it takes a lot of time to create the suspect's composite. And it often has a poor quality. In this paper, we introduce EsFit. It makes facial samples for eyewitness using the features of the face of Korean. It complements the memory of the witness effectively. Also, it spends less time in composition of suspect's face.

그러나 대부분의 경우 목격자가 용의자의 얼굴 세부 특징까지 자세히 기억하지 못하며, 시간이 흐를수록 기억이 흐려지거나 왜곡되어 몽타주 작성에 어려움이 있다. 또한 얼굴의 부위를 선택할 때 얼굴 속성만을 따로 떼어놓고 선택하도록 한다. 따라서 합성의 결과를 예측하기 어려워 정확한 몽타주가 작성되기까지 여러 번의 시도가 필요하고 많은 시간이 소요된다는 단점이 있다[1]. 본 논문에서는 신속하고 정확한 몽타주 작성을 목적으로 하는 몽타주 작성 방법론 및 이를 구현한 도구를 소개한다. EsFit은 부정확한 목격자의 기억을 보완하고, 목격자의 진술을 효과적으로 유도하며, 진술의 내용에 유연하게 대처할 수 있는 몽타주 작성 시스템이다.

I. 서론

2D 기반의 몽타주 시스템은 얼굴의 각 부위별 속성을 데이터베이스로 구축하고, 얼굴의 각 부위별로 목격자가 목격한 얼굴과 유사한 얼굴 부위를 선택하여 합성하는 과정을 반복하여 몽타주를 작성한다. 목격자는 기억하고 있는 용의자의 얼굴과 시스템이 제공하는 샘플 이미지를 각각 비교하여 각 부위를 선택하여한다.

본 연구는 지식경제부 산업융합원천기술개발사업의 연구비 지원으로 수행되었으며, 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원 관계자분들께 깊은 감사드립니다.

II. EsFit

2.1 EsFit 개요

EsFit(Essential/Estimate Fit)은 목격자에게 한국인의 얼굴 특성을 이용하여 용의자의 얼굴에 대한 후보군을 제시하고 몽타주를 작성하도록 한다. 몽타주 작성 과정은 목격자의 진술을 상세히 반영할 수 있는 기존 합성기반 시스템의 장점과 전체 얼굴의 맥락에서 얼굴의 인상에 접근하는 진화형 시스템[2]의 장점을 모두 적용하고 있다. 목격자가 얼굴 부위의 다양한 형태에 대한 선택을 효과적으로 할 수 있도록 한국인의 얼굴 특성에 대한 속성 통계를 활용한다. 한국인의 얼굴은 유전적으로 북방형과 남방형으로 나눌 수 있다[3]. EsFit은 북방

형과 남방형이 갖는 얼굴 특징을 기준으로 눈, 코, 입 등의 11개 부위와 이들이 갖는 49개의 속성, 각 속성의 단계(1~5단계)로 얼굴을 계층 분류하여 얼굴 속성 데이터베이스를 구축하고 이를 활용한다[4]. 몽타주 작성은 i) 목격자가 5단계의 얼굴형 중 용의자와 닮은 얼굴형을 선택하면, ii) 시스템은 얼굴 속성 통계를 이용하여 목격자가 선택한 얼굴형에 어울리는 각 부위들을 도출, 이를 합성하여 목격자에게 제시하고, iii) 목격자는 이들 중 용의자와 유사한 얼굴을 선택하는 과정을 통해 몽타주에 접근한다.

2.2 몽타주 작성 과정

EsFit의 몽타주 작성 과정은 <그림 1>과 같이 크게 얼굴형의 결정과정과 얼굴 부위의 조정 과정으로 이루어진다. F1~F3은 각 단계의 산출물을 의미한다.

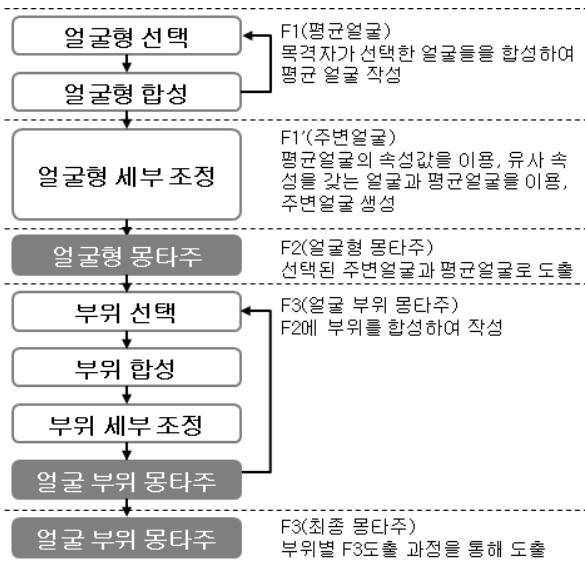


그림 1. EsFit의 몽타주 작성 과정 및 산출물

(1) 얼굴형 선택

얼굴형의 형태, 얼굴의 너비, 길이 등 5개의 속성으로 얼굴의 모양을 분류하고, 얼굴 속성의 분포를 반영하여 목격자에게 제시한다. <그림 2>의 오른쪽 그래프와 같은 각 얼굴의 속성 값 분포에 따라 왼쪽의 얼굴들을 각 페이지 당 25개(5속성 * 5단계)씩 제시된다. 예를 들어, 얼굴의 길이는 1단계~5단계가 각각 7%, 11%, 30%, 34%, 18%의 분포를 보이며, 목격자에게 얼굴의 길이를 기준으로 샘플을 제시할 때 이러한 분포를 반영하여 3단계, 4단계의 얼굴을 더 많이 제시함으로써 빠른 선택을 돕는다. <그림 3>은 5개의 속성과 속성 단계 값을 이용하여 나열된 몽타주 데이터베이스의 얼굴 중 목격자가 선택한 얼굴을 나타낸 것으로, 몽타주 작성 과정은 얼굴 공간의 범위를 좁혀가며 용의자의 얼굴을 찾는

과정이라 할 수 있다.

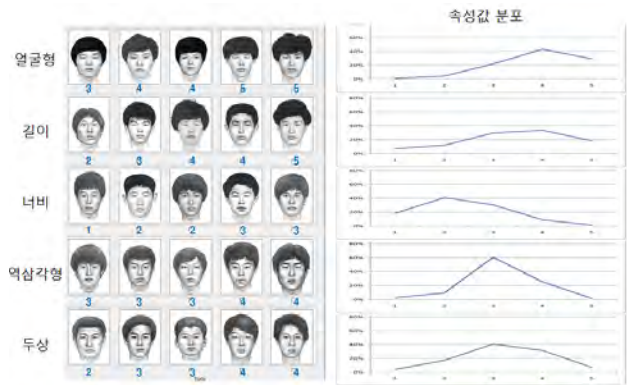


그림 2. 목격자 진술이 확보되지 않은 경우 제시되는 얼굴의 예

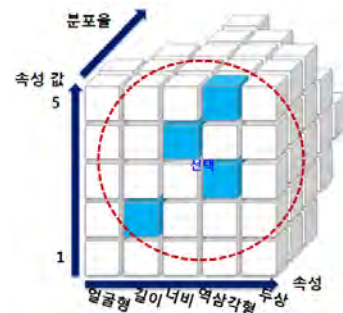


그림 3. 전체 얼굴 공간에서의 선택

따라서 “등근 얼굴”, “넓직한 얼굴”, “사각 얼굴” 등의 진술이 확보된다면 목격자에게 얼굴 공간을 좀 더 좁혀 제시할 수 있다.



그림 4. 목격자 진술이 확보된 경우 제시되는 얼굴의 예

EsFit은 얼굴형에 대한 진술이 가능한 경우 <그림 4>와 같이 얼굴형의 속성에 따른 1단계~5단계의 샘플을 제시하고 비슷한 얼굴을 고르도록 한다. 이 때, 목격자에게 제시되는 얼굴 공간은 <그림 5>와 같다.



그림 5. 진술이 반영된 얼굴 공간

(2) 얼굴형 합성

목격자가 선택한 얼굴들은 용의자와 유사한 특징을 일부분씩 갖는 얼굴이다. 이들을 동일 비율로 합성하여 1차 몽타주(F1: 평균얼굴)를 생성한다.



그림 6. 대상 얼굴

합성된 평균 얼굴 : F1

속성	평균값
얼굴형	3.7
길이	3.0
너비	2.0
역삼각형	2.7
두상	3.3

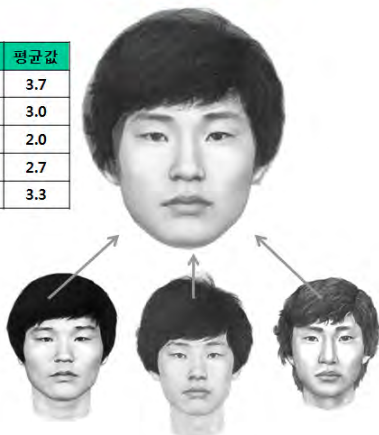


그림 7. 목격자의 선택과 평균 얼굴 F1

예를 들어, 몽타주로 작성하고자 하는 대상 얼굴이 <그림 6>과 같을 때, 목격자가 선택한 얼굴들을 합성하여 평균 얼굴 F1을 얻을 수 있다. <그림 7>은 목격자의

선택과 도출된 평균얼굴을 나타내며, 왼쪽의 표는 F1의 얼굴이 갖는 얼굴형 속성 값을 나타낸다. (1)~(2)의 과정은 평균 얼굴 F1이 용의자의 얼굴과 가장 유사한 얼굴이 될 때 까지 여러 번 반복할 수 있다.

(3) 얼굴형 세부 조정

F1은 용의자와 가까운 얼굴형이지만, 아직 같은 인상의 얼굴은 아닐 수 있다. EsFit은 F1의 주변 얼굴을 이용한다. <그림 7>의 표에 나타난 얼굴형 속성 값을 이용하여 F1과 유사한 얼굴들을 선정하고, 이를 F1과 합성하여 주변 얼굴을 생성한다. 즉, 주변 얼굴은 F1의 닮은 얼굴들이라 할 수 있다. <그림 8>은 EsFit이 제시하는 F1의 주변 얼굴의 예이다.

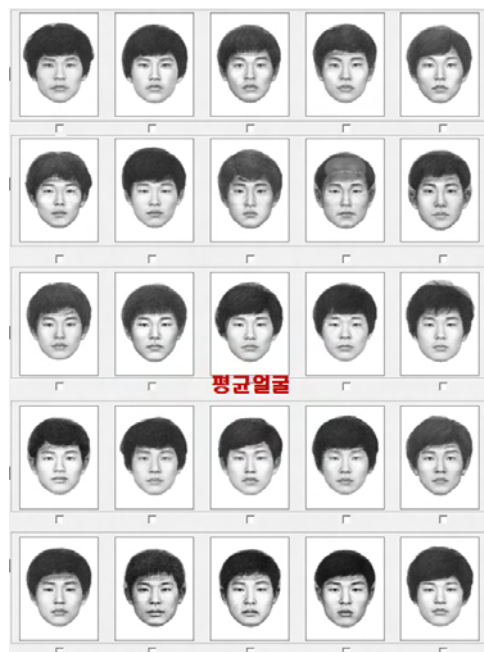


그림 8. F1과 주변 얼굴

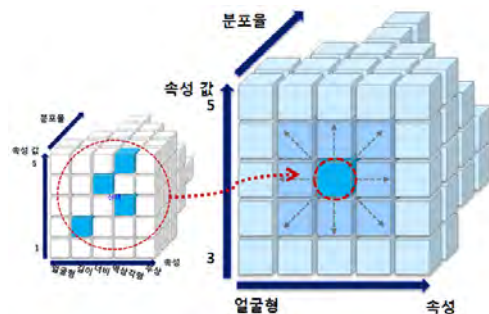


그림 9. 주변 얼굴 생성에 의해 제시되는 얼굴 공간

주변 얼굴의 제시는 <그림 9>와 같이 전체 얼굴 공간이 목격자가 선택한 얼굴 공간 중심으로 범위를 축소하여 제시하는 것을 의미한다.

(4) 얼굴형 몽타주 결정

<그림 7>에서 제시된 F1의 주변 얼굴 중 목격자가 선택한 얼굴들을 다시 동일 비율로 합성하여 얼굴형에 대한 몽타주(F2)를 결정한다.

(5) 부위 선택

F2는 용의자의 얼굴형과 인상에 가까운 얼굴로 생성된다. 부위 조정 과정을 통해 눈, 코, 입 등의 각 부위를 수정하여 용의자와의 차이를 좀 더 좁힐 수 있다. 우선, 목격자가 F2와 용의자와의 차이를 알고 진술한다면 각 얼굴 부위에 정의된 속성 분류 중 선택할 수 있다(예: 눈이 더 커야 합니다. → 눈의 크기). 목격자가 F2와 용의자의 차이에 대하여 상세히 진술하지 못한다면(예: 눈이 좀 다른 것 같은데요) 각 부위에 정의된 속성들을 이용하여 가능한 얼굴 변화의 예를 제시한다(예: 눈의 속성 전체). <그림 10>은 눈의 속성 변화 예시 중 눈의 크기와 길이에 변화를 준 얼굴을 나타낸다.



그림 10. 눈의 크기, 길이 변화의 예

(6) 부위 합성

진술한 부위가 교체된 얼굴에서 용의자의 얼굴과 유사한 얼굴을 선택한다. 유사한 얼굴이 다수인 경우, 이들을 다시 합성하여 F3을 생성한다.

(7) 부위 세부 조정

GUI 기반의 얼굴 조정 도구를 이용해 F3의 얼굴 각 부위의 크기, 너비, 두께, 각도 등을 좀 더 세밀하게 조정하여 몽타주의 완성도를 높일 수 있다.

(8) 최종 몽타주 결정

필요한 경우 (1)~(7)의 과정을 반복하여 다수의 몽타주를 작성하고, 이 들 중 최종 몽타주를 결정한다. <그림 11>은 EsFit 방법론에 따라 작성된 몽타주의 예와 대상 얼굴(원본)이다. F1은 제시된 후보군들 중 목격자가 선택한 얼굴을 평균 합성한 얼굴을, F2는 F1의 주변 얼굴들을 이용해 조정된 얼굴형을, F3은 눈썹과 눈, 코, 입 등의 부위를 교체하여 작성된 몽타주를 나타낸다.

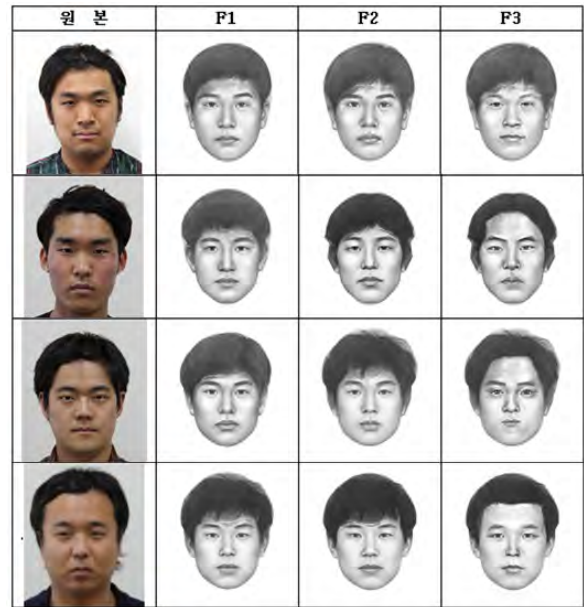


그림 11. EsFit을 이용해 작성된 몽타주의 예

II. 결론 및 향후 연구 방향

EsFit은 목격자의 진술이 충분하지 않거나, 또는 자신의 기억을 쉽게 말로써 표현하지 못하는 경우에도 효과적으로 몽타주를 작성하는 것을 목적으로 한다. 한국인의 얼굴에 대한 계층적 분류와 속성 통계를 이용하여 목격자의 선택을 용이하게 하며, 수정하고자 하는 부위의 합성 결과를 다양하게 제시하여 몽타주 작성 시간을 단축시킬 수 있다. 앞으로 얼굴 각 부위에 나타나는 상관관계를 이용하여 목격자의 진술을 효과적으로 유도하는 방법을 마련하고, 이를 적용하고자 한다.

참고문헌

- [1] Anthony Esgate, 『응용인지심리학』, 이영애 역, 시그마프레스, 2008, pp.100
- [2] Charlie D. Frowd, Vicki Bruce, Alex H. McIntyre, David Ross, Stephen Fields, Yvonne Plenderleith, and Peter J.B. Hancock, "Implementing Holistic Dimensions for a Facial Composite System", JOURNAL OF MULTIMEDIA, VOL. 1, NO. 3, JUNE 2006, pp.42 ~ 51
- [3] DNA가 밝혀주는 일본인, 한국인의 조상, 시노다 겐이치, p.110, 보고서, 2008
- [4] 최창석 외, "기존 2D 몽타주 시스템 분석 및 고도화 시스템의 설계", 2011년 산업융합원천기술개발사업 위탁과제 연차보고서, 2012.09

협대역 VLC를 위한 vocoder 적용방안

*김인회, 이규태, 기장근, 홍유식, 전병태
공주대학교 정보통신공학부, 상지대 컴퓨터공학과, 한경대 웹정보학과
e-mail : ktleee@kongju.ac.kr , kjg@kongju.ac.kr, yshong@sangji.ac.kr, chunbt@hknu.ac.kr

A Study on vocoder algorithm for narrowband VLC

*In-Hoe Kim, Kyu-Tae Lee, Jang-Guen Ki, You-Sik Hong
Div. of Information and Communication Engineering,
Kongju National University
Dept. of Computer Engineering, Sangji University
Dept. of computer & web information Eng., Hankyung National University

Abstract

A LED has been used as a pilot lamp in the electronic devices and now it is coming as the Light source with a white LED on the Light Market. For communication media, LED light energy could be used as a carrier signal to transmit a digital data by VLC technology. But a switching time of a power light LED is slower than a general LED, so it's hard to transmit a seamless multimedia data. On this paper we suggest a vocoder technology for transmitting a voice signal under the commercial power LED light with narrowband VLC channel.

발광소자로서의 LED를 이용한 통신 기술은 가시광 대역(380nm- 780nm)에서의 간섭이 심하여 잘 사용되지 않는 기술이었으나, LED의 성능이 향상되고, LED 조명기술이 발전하면서 LED 조명과 융합한 가시광선 무선통신(VLC: Visual Light Communication) 기술로 주목받고 있다. 실내에서 구현되는 근거리통신환경에 LED조명에 의한 VLC기술이 적용되면, 조명에너지를 통신 캐리어로 사용하기 때문에 통신에너지 절감효과를 갖는다.[2] 그러나 LED 소자의 스위칭성능이 미약하여 고속전송용으로 구성하지 못하고 있으며 64kbps 음성을 전송하는 경우에도 고출력LED를 사용하는 조명기기에는 적용이 어렵다

본 논문에서는 VLC를 사용하는 통신망에 음성전송을 위한 vocoder 기술을 적용하여 low bitrate 전송방안을 제시한다.

I. 서론

LED 조명은 전기절감효과가 높고, 친환경적 구성을 갖는다. 또한 반도체 소자이기 때문에 디지털제어가 가능하고, PWM과 같은 기술을 사용하면 조명의 조도 조절(dimmer)이 가능한 특징을 갖는다. 디지털 제어가 가능한 LED 조명은 프로세서에 의한 구동이 가능하고, 이를 통신용 가시광 무선통신 기술(VLC)을 적용하면 활용분야가 여러 방향으로 확대될 수 있는 장점을 갖는다.^[1]

II. VLC 통신구조

2.1 LED 조명

1872년 에디슨의 백열전구 개발로 시작된 전기조명은 이후 효율이 개선된 형광등의 개발로 진화하여 저 전력 조명으로 가장 많이 사용되고 있다. 그러나 최근 발전하고 있는 반도체 LED조명은 전기절감효과가 좋고, 형광등에 사용되는 수은을 사용하지 않으므로 친환경적인 장점이 있다. LED조명

은 기존 등기구에 비해 상대적으로 가격이 높은 단점이 있으나, 디지털 제어가 가능한 직류 조명으로 사용분야가 넓다.

디지털 제어는 PWM(Pulse Width Modulation)으로 조도조절이 가능하여 Dimming(조광기)기능을 바로 구현할 수 있는 장점도 있다.

반도체 다이오드가 발명되고 등장한 LED는 초기에는 pilot lamp와 같이 장비의 동작 상태를 알려주는 기능으로 활용되어왔다. 1993년 청색LED의 발명은 기존의 적색, 녹색 LED와 함께 빛의 3원색으로 활용이 되면서, LED에 의한 천연색 표시가 가능하게 되어 색을 필요로 하는 디스플레이 분야에 확대되고 있다. 또한 1996년 청색LED에 노란색 형광체를 사용한 백색LED가 등장하고, 이를 활용한 LED 전광판, LED 교통신호등, LED간판 등 다양한 응용분야에 사용되고 있다. 여기서 백색 LED는 고 휘도화하면서 일반조명등으로써의 활용성이 입증되면서 기존조명을 대체하는 움직임으로 변화하고 있다.

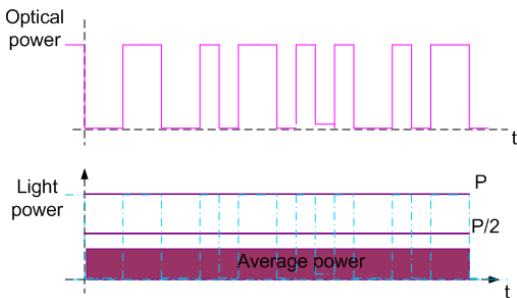


그림 1 조명 LED 의 효율 감소율

그러나 그림1과 같이 LED를 단순조명으로 사용했을 때와, PWM을 적용한 신호를 변조했을때의 효율이 50% 이하로 감소되는 단점을 보인다.

2.2 VLC 통신 원리

가시광선통신에 사용되는 소자인 LED(Light Emitting Diode)는 화합물반도체를 이용해 전기신호를 빛으로 변환시켜주는 반도체소자로 반영구적이고, 저전력의 특성으로 가전제품, 리모컨, 자동차 계기판, 전광판 등에 사용되고 있다. 사용하는 파장에 따라 IRED(Infrared Emitting Diode) 와 VLED(Visible Light Emitting Diode)로 구분한다.

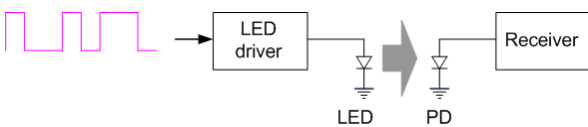


그림 2 LED 통신과정

LED통신 방식은 그림2와 같이 디지털로 변조된 신호를 PWM신호로 변환하고, 이를 LED에 ON/OFF 신호로 점멸(blink) 함으로써 송신광을 전파한다. 수신측에서는 가시광 파장을 감지하는 센서인 PD(photo detector)로 송신측의 가시광 점멸신호를 전기적인 펄스로 변환하고, 이 신호에서 패킷신호를 재구성하는 방법으로 수신기의 물리계층작업을 완료한다.

가시광선에 통신을 접목하면, RF의 혼신을 방지하고, 가시거리에서만 사용이 가능하기 때문에 독립적인 공간에서의 독자적인 정보교환이 가능한 장점이 있다. 또한 국부공간의 조명을 그대로 사용하기 때문에 전송매체에 대한 추가 소요비용이 절약되는 장점이 부가된다.

III. vocoder 기술

보코더는 voice coder의 약어이며, 일반적인 음성파형 부호화 방법이 파형자체에 대한 정보를 코딩하는 것보다 달리 음성신호에 내재된 특성을 분석하여, 모델화하고 이 모델의 각종 매개변수들을 추출하여 전송하고 수신측에서는 수신된 매개변수들을 이용하여 다시 음성신호를 복원하는 방식이다.

4~10 Kbps의 데이터율로 동작하는 보코더는 16~64 Kbps 파형부호화보다는 약간의 음질저하가 있지만 10 Kbps 이하 낮은 대역폭에서는 파형부호화보다 좋은 성능을 가진다.

현재 상용되거나 표준 규격화된 보코더의 종류로는 2.4 Kbps/4.8 Kbps IMBE(Improved Multi Band Excitation), 4.8 Kbps~8 Kbps DoD-CELP(Department of Defense Code Excited Linear Prediction), 8 Kbps VSELP(Vector Sum Excited Linear Prediction), 8 Kbps QCELP(Qualcomm CELP), 16 Kbps LD-CELP(Low Delay CELP) 등이 있다.

상용 이동통신기기의 CDMA방식에서는 음성을 그대로 전송하지 않고 압축하여 전송하고 있다. 사람의 음성을 4KHz 대역으로 제한하고, 8khz 샘플링하여 PCM 8bit 코딩과정으로 64kbps 신호를 생성하고 다시 압축하여 8k 또는 13k 신호를 전송함으로써 전송효율을 높이고 있다.

이 과정에서 사용되는 기술이 선형예측모델로 음성신호 압축과정에 음성신호의 생성모델을 기본으로하는 방법을 적용한다. 사람의 음성은 성도와 성문의 특성이 혼합(Convolution)되어 발생된다. 성도 목구멍의 특성은 LPC(Linear Predictive Coding), PARCOR (PARTIAL CORrelation), LSP(Linear Spectrum Pair)

등의 선형 예측모델에 의해 계수로 모델링 된다. 보코더의 경우 성도 모델링의 잔여성분과 성문의 특성은 펄스구조의 적응 코드북과 잡음구조의 가우시안 코드북 등으로 모델링된다.

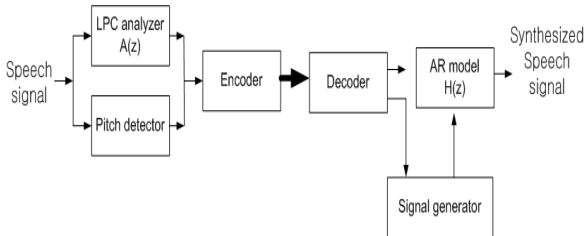


그림 3 Vocoder 처리과정

이와 같이 저전송률 보코더법은 음성 발성의 구조적 특성을 선형예측모델 계수로 표현하고 나머지의 성분은 부호책으로 부호화하는 CELP(Code Excited Linear Prediction)법, 여러가지 펄스형태로 부호화하는 MPLP(Multi-Pulse Excited Linear Prediction)법과 이들의 변형으로 G.728 방식 등을 적용한다.

북미 및 일본의 전지전송률 핸드폰용 보코더 표준방식은 성문과 잔여 성분을 몇개의 가우시안 코드북으로 모델링한 VSELP(Vector Sum Excite Linear Prediction)법이다. 이 방식은 결정코드북의 구조를 적용하여 2가지 이상의 코드북을 사용해도 최적의 코드북 인덱스를 빠르게 검색할 수 있는 장점이 있다. VSELP 보코더 방식은 반전송률(5.6 정도)의 유럽이동통신(GSM)용 표준 보코더방식으로 채택되기도 했다.

음성통신의 경우 64kbps 데이터를 vocoder 방법으로 8-16kbps로 압축하는 경우 고효율 LED 조명에서도 VLC 음성통신이 가능한 구현방법이 될수 있다.

IV. 결론

LED조명에 의한 가시광선통신으로 실내조명을 사용하는 통신에 대한 활용성이 높아지면서 여기에 음성을 변조시키는 연구가 시도되고 있다. 그러나 조명용 LED의 스위칭 속도가 고속통신을 위한 대역폭이 좁아, 일반 RF와 같은 전송속도의 구현에 어려움이 있다. 본 연구에서는 조명용으로 사용되고 있는 고효율 LED의 전송속도를 조사하고, 음성대역의 신호를 전송하기 위한 압축방법으로 이동통신, VoIP 등의 음성통신 서비스에 사용되고있는 vocoder 기술을 적용하는 방안을 제시하였다. 향후 이러한 저속 통신망에 멀티미디어 정보를 사용하기위해서 다양한 압축기술이 적용되어야 할 것으로 판단된다.

참고문헌

- [1] John R. Barry, Wireless Infrared Communications, Kluwer Academic Publishers, 1994
- [2] 강태규, "LED 조명과 가시광 무선통신의 융합기술 동향 분석," 전자통신동향분석 제23권 5호,2008.10.
- [3] 한철중, "LED고효율 고신뢰성 기술," 고효율LED 기술세미나, 2008.4.
- [4] 이권형, 박현철, "가시광 LED를 이용한 무선통신시스템." JCCI2008, 2008.4.
- [5] TTA standard, "가시광 무선통신 조명 LED 인터페이스 기본 구조," TTAK KO-10.0288, 2008.12.19.
- [6] 이권형, 박현철, "가시광 LED를 이용한 무선통신시스템," JCCI2008, 2008.2
- [7] 박대희, "조명용 LED광원의 기술동향, 물리학과 첨단기술, Nov., 2008
- [8] J.D.Markel and A.H.Grav.Jr, Linear Prediction of Speech, Springer-Verlag, 1976.
- [9] A.V.McCree and T.P. Barnwell III, "Mixed Extraction LPC Vocoder Model for Bit Rate Speech Coding," IEEE trans. SAP, Vol.3,No.4,pp.242-250,July 1995.

ZigBee와 Bluetooth를 이용한 안드로이드 기반의 풍력발전기 상태 모니터링 시스템

*강근영, *이기범, **김영천

*전북대학교 컴퓨터공학과

**전북대학교 스마트그리드연구센터 교신저자

e-mail : kangkle@naver.com aresys@jbnu.ac.kr, yckim@jbnu.ac.kr

Wind Turbine Condition Monitoring System based on Android OS using ZigBee and Bluetooth

*Keun-Young Kang, *Ki-Beom Lee, **Young-Chon Kim

*Department of Computer Engineering,

**Corresponding Author, Smart Grid Research Center,

Chonbuk National University

Abstract

최근 풍력발전단지의 해상화와 대형화에 따라 풍력발전기의 효율적인 유지 보수 및 관리를 위한 실시간 모니터링 시스템의 중요성이 증가하고 있다. 본 논문에서는 풍력발전기의 효율적인 모니터링을 위해 2개의 센싱 데이터 수집 보드를 이용하여 온도, 습도, 대기압, 풍향, 풍속, 진동 센싱 데이터를 수집한다. 데이터 수집 보드가 수집한 데이터는 ZigBee 무선 통신을 이용하여 코디네이터로 전송되며 코디네이터는 수집된 센싱 데이터를 블루투스를 통해 실시간으로 스마트 단말기에 전송할 수 있도록 한다. 스마트 단말기는 데이터를 수집하고 처리하는 기능을 가지며 GUI를 이용하여 관리자가 편리하게 모니터링 할 수 있도록 한다.

된 센싱 데이터는 ZigBee 무선 채널을 이용하여 코디네이터로 전송될 수 있도록 하였다. 이를 위해 코디네이터는 ATmega2560을 이용하였으며 외부와의 통신을 위해 ZigBee 무선 송수신 모듈과 블루투스 모듈을 갖는다. 코디네이터는 다수의 데이터 수집 장치와 무선으로 동시에 송수신이 가능하게 하였으며, 스마트 단말기와도 블루투스를 이용하여 통신할 수 있도록 하였다. 마지막으로 안드로이드 기반의 스마트 단말기를 이용하여 센싱 데이터를 편리하게 모니터링 할 수 있도록 그래픽 사용자 인터페이스(GUI)를 구현하였다.

본 논문의 구성은 2장에서 모니터링을 위한 풍력발전기 논리 구조, 3장에서 상태 모니터링 시스템 구현에 관한 내용을 다룬다. 마지막으로 4장에서 결론을 맺는다.

I. 서론

화석 연료 고갈로 인한 에너지 부족, 지구 온난화로 인한 환경 파괴 등의 문제로 인해 대체 에너지 개발에 관심이 고조되고 있다. 그 중 경제성 측면의 경쟁력을 갖춘 신재생에너지로 풍력발전의 관심은 크게 증가하고 있다.[1]하지만 발전단가를 낮추기 위해 대형화되고 있는 풍력발전기의 구동부품이 받는 기계적 압력과 마모가 심해 기어나 발전기 등의 고장이 잦은 편이다. 이에 따라 풍력발전 시스템으로부터 안정적이고 경제적인 에너지를 얻기 위해서는 풍력단지를 효과적으로 모니터링하고 제어할 수 있는 통신 시스템을 통한 풍력발전기 상태 모니터링의 확보가 필수적이다.[2] 또한 최근 스마트 단말기의 발전으로 이를 이용한 실시간 상태 모니터링에 많은 관심이 집중되고 있다.

따라서 본 논문에서는 스마트 단말기를 이용하여 풍력발전기의 상태를 모니터링하기 위하여 IEC 61400-25[3]를 분석하였다. 이를 통해 논리 노드가 공통적으로 필요로 하는 센서를 도출하였다. 도출된 센서는 ATmega2560[4]을 기반으로 한 데이터 수집 보드에 연결될 수 있도록 하였다. 데이터 수집 보드는 센서 연결을 위한 11개의 I/O 채널과 ZigBee 무선 송수신 모듈로 구성하였다. 수집

II. 모니터링을 위한 풍력발전기 논리 구조

2.1 풍력발전기 논리 노드

풍력발전기의 상태 모니터링을 위해서는 풍력발전기의 주요 부품마다 설치 환경, 동작 및 입·출력 형태가 다르기 때문에 어느 위치에 어떤 센서를 설치하느냐는 매우 중요한 결정 요소이다.

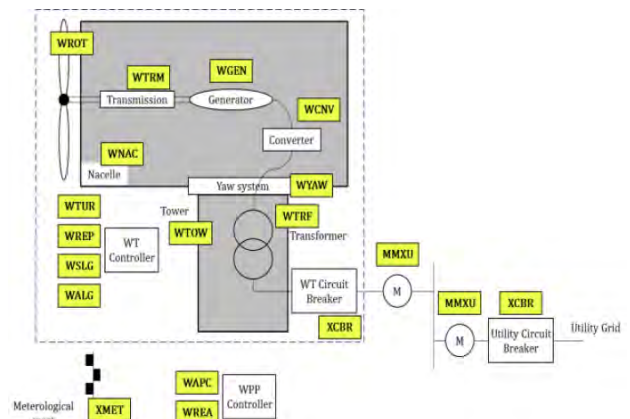


그림 1. 풍력 발전 시스템의 논리 노드 구성

이 논문은 2013 년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 논문임(No.2012-0009152)

기본적으로 이미 제정된 IEC 61850(Communication networks

and systems in substations)을 기반으로 한 IEC 61400-25(Communications for monitoring and control of wind power plants)는 풍력 발전기의 보호, 제어, 감시 기능을 수행하기 위한 통신 프로토콜이다. 또한 이 표준은 풍력발전기를 다수의 논리 노드로 정의한다. 그림 1은 IEC 61400-25에서 정의된 풍력발전기의 논리 노드 구성을 보인다.

2.2 논리 노드의 센서 구성

IEC 61400-25 표준을 기반으로 풍력발전기는 9개의 논리 노드(WROT, WTRM, WGEN, WCNV, WTRF, WNAC, WYAW, WTOW, WMET)로 구성된다. 풍력 발전기의 각 논리 노드는 감시 및 제어에 필요한 각 부분의 일반적인 정보, 상태 정보, 아날로그 값에 관한 정보 및 제어에 관한 정보를 포함한다. 하나의 논리 노드에 속하는 정보의 예로서 표 1에 풍력발전기 너셀(WNAC)에 속한 데이터 속성들을 보였다.

표 1. 풍력발전기 너셀 정보

형식	Attribute	Explanation
아날로그 정보	Dir	Nacelle orientation
	WdSpd	Wind speed outside nacelle
	WdDir	Wind direction outside nacelle
	ExTmp	Temp. outside nacelle
	Int1Tmp	Temp. inside nacelle
	Int1Hum	Humidity inside nacelle
	DispXdir	Tower displacement(longitudinal)
상태 정보	DispYdir	Tower displacement(lateral)
	BecBulbSt	Status of beacon
	WdHtSt	Status of heater for wind sensor
	IceSt	Status office detection
제어 정보	AneSt	primary/secondary anemometer
	SetBecMod	Set modus of beacon
	SetBecLev	Set bulb light of beacon
	SetFlash	Set value of flash duty cycle of beacon

각 논리 노드는 자신에게 속한 여러 상태 정보 및 아날로그 값에 관한 정보들을 생성하는 객체로서 데이터 종류만큼의 센서들을 포함한다. 각 논리 노드에서 주로 사용되는 센서들을 표 2에 나타내었다.

표 2. 주요 논리 노드의 센서 구성

논리 노드	센서
WROT	온도센서, 압력센서
WTRM	온도센서, 압력센서
WGEN	온도센서, 전압센서, 전류센서
WCNV	온도센서, 전압센서, 전류센서
WTRF	온도센서, 진동센서, 전압센서, 전류센서
WNAC	온도센서, 습도센서
WYAW	온도센서, 압력센서
WMET	온도센서, 습도센서, 압력센서
WTOW	습도센서

주요 9개의 논리 노드에서 사용되는 센서의 센싱 데이터는 아날로그이므로 디지털 신호로 변환하기 위하여 적절한 표본화 주파수의 결정이 필요하다. 표 3은 센싱 데이터의 표본화 주파수와 사용 채널의 수를 보였다. 이를 이용하여 각 센서 및 논리 노드에서 발생하는 트래픽의 양을 결정할 수 있다.

표 3. 센싱 데이터 속성

Measurement	Base Unit	Sampling Frequency	Number of Channel
Temperature	℃	0.5 Hz	1
Pressure	Pa	100 Hz	1
Vibration	m/s ²	200 Hz	3
Voltage	V	2048 Hz	3
Current	A	2048 Hz	3
Humidity	%	1 Hz	1

III. 상태 모니터링 시스템 구현

3.1 센서 인터페이스

본 논문에서는 소형 풍력 발전기에 IEC61400-25에서 기본적으로 하는 온도, 습도, 진동 센서와 추가적으로 풍향, 풍속, 대기압 센서를 이용하였다. 풍력발전기 상태 모니터링을 위해 센서 인터페이스는 2개의 센싱 데이터 수집 보드와 1개의 코디네이터로 구현되었다. 센싱 데이터 수집 보드와 코디네이터를 구성하는 MCU는 ATmega 2560을 사용하였으며, 온·습도 센서는 SHT-75, 대기압 센서는 SMBA-1000, 풍향·풍속 센서는 Weather Meter, 진동 센서는 DFR0027을 사용하였다. 사용된 각 센서의 특성을 표 4에 보였다. MCU와 각 센서는 MCU의 I/O 포트를 통해 연결된다. 하지만 MCU의 출력 전압은 5V이고 대기압 센서의 입력 전압은 3.3V이기 때문에 레귤레이터를 사용하여 5V를 3.3V로 감압시키고 축전지를 사용하여 안정적으로 전압이 공급될 수 있도록 하였다.

표 4. 센서의 특성

센서	모델명	특성
온·습도 센서	SHT-75	측정범위: -40~123.8℃, 0~100% 정밀도: 0.4℃, 3% 분해능: 0.01℃, 0.1% 필요 전압: 2.4~5.5V
대기압 센서	SMBA-1000	측정범위: 300~1100mbar 정밀도: 1.5mbar 분해능: 0.1mbar 필요 전압: 3.3V
풍향·풍속 센서	Weather Meter	측정범위: 0~360° 분해능: 0.6666m/s, 22.5° 필요 전압: 5V
진동센서	DFR0027	오픈 회로 저항: 10M옴 On-time: 0.1ms

표 5. 센서 데이터 측정 방법

센서	데이터 측정
온·습도 센서	센서로부터 디지털 데이터 수신
대기압 센서	센서로부터 디지털 데이터 수신
풍향 센서	16개의 방향으로부터 서로 다른 전압 수신
풍속 센서	1초에 0V를 지나는 횟수를 카운팅하여 주파수 측정 풍속 = 카운팅 횟수 * 0.666m/s
진동 센서	1초에 0V를 지나는 횟수를 카운팅하여 주파수 측정 진동 = 카운팅 횟수/s

온·습도 센서와 대기압 센서는 A/D변환기가 내장된 센서로서 출력은 디지털 2-wire 인터페이스 방식으로 데이터 수집 보드의 I/O 채널을 통해 데이터가 입력되어 UART 레지스터에 저장될 수 있도록 하였다. 풍속, 풍향 및 진동 센서는 데이터 수집 보드에 내장된 A/D변환기를 거친 후 센싱 데이터가 UART 레지스터에 저장될 수 있도록 하였다. 이 과정에서 데이터 수집 보드는 수신한 센싱 데이터를 각 센서의 특성에 따라 증폭 및 필터링 과정을 거친 후 UART 레지스터에 저장될 수 있도록 하였다.

3.2 센싱 데이터 수집 보드 및 코디네이터

센싱 데이터 수집 보드는 센서에서 측정되는 센싱 데이터 값을 필요에 따라 A/D 변환기를 통해 아날로그 데이터를 디지털 데이터로 변환시키고 변환된 센싱 데이터 값을 각 처리과정을 통해 정규화한다. 정규화된 센싱 데이터는 아이디를 부여하여 그림 2과 같은 프레임으로 형식화하여 ZigBee를 통해 코디네이터에 전송된다. 코디네이터는 ZigBee를 통해 수신된 센싱 데이터 값을 수집하고 블루투스를 통해 스마트 단말기에 전송할 수 있도록 하였다. ZigBee와 블루투스의 전송 특징은 표 6과 같다.



그림 2. 센싱 데이터 프레임 포맷

표 6. 무선 통신 기술 특징

Standard	ZigBee	블루투스
Spec	802.15.4	802.15.1
IEEE Spec.	802.15.4	802.15.1
Frequency Band	868MHz 915MHz 2.4GHz	2.4GHz
Max. Data Rate	250Kbps	1Mbps
Range	10~100m	10m
Power Consumption	Ultra low	Low
Transmission Power	-25~0dBm	0~10dBm
Complexity	Very low	Medium

데이터 수집 보드는 총 11개의 I/O 포트와 4개의 UART 포트를 가지므로 I/O 포트를 이용하여 최대 11개의 센서를 연결할 수 있다. 따라서 다중화 기법을 사용하여 최대 11개의 센싱 데이터를 동시에 수신할 수 있도록 프로그램을 작성하였다. 4개의 UART 포트 중 1개는 ZigBee 송·수신 모듈과 연결될 수 있도록 하였다. 데이터 전송을 위한 UART 레지스터 설정은 표 7과 같다.

표 7. UART 레지스터 설정

UDRn	데이터 버퍼 레지스터		
UCSRnB	송/수신 설정	0xD8	송/수신 사용
UCSRnC	데이터 크기	0x06	8bit, 1 stop
UBRRnH	Baud rate 레지스터	0x00	9600
UBRRnL		0x67	

ZigBee 무선 통신은 데이터 수집 보드와 코디네이터 간의 센싱 데이터 전송을 위하여 사용된다. ZigBee 무선 통신 과정은 X-CTU라는 프로그램을 통해 ZigBee의 송신 주소, 목적지 주소,

PIN ID, 채널 등을 초기화한 후 코디네이터로 센싱 데이터가 전송된다.

본 모니터링 시스템에서 그림 3와 같이 A/D변환 기능을 갖는 온도, 습도, 대기압 센서를 연결하는 데이터 수집 보드와 A/D변환 기능이 없어 아날로그 데이터를 MCU에서 수신하여 A/D변환을 통해 처리하여야 하는 풍향, 풍속, 진동 센서를 연결하는 데이터 수집 보드 등 2개의 데이터 수집 보드를 구현하였다. 코디네이터는 ATmega2560을 기반으로 데이터 수집 보드와 통신하기 위한 ZigBee 무선 송수신 모듈과 스마트 단말기와 통신하기 위한 블루투스 모듈을 구성된다. 이에 대한 블록도를 그림 4에 보였다. 2개의 데이터 수집 보드와 코디네이터의 동작을 검증하기 위하여 풍력발전기 모니터링 테스트베드를 구현하였다. 본 논문에서 구현한 풍력발전기 모니터링 테스트베드를 그림 5에 보였다.

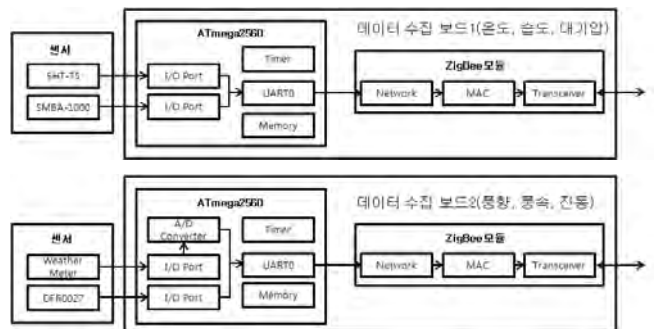


그림 3. 데이터 수집 보드 구성

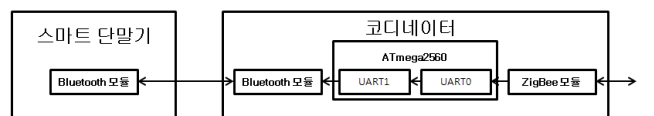


그림 4. 코디네이터 구성



그림 5. 풍력발전기 모니터링 테스트베드

3.3 스마트 단말기를 이용한 모니터링 앱

코디네이터가 수신한 센싱 데이터는 블루투스를 통해 스마트 단말기로 전송될 수 있도록 하였다. 스마트 단말기로는 갤럭시 탭 10.1을 사용하였고, JAVA Eclipse INDIGO와 Android SDK 10을 개발환경으로 이용하였다.

안드로이드 기반 풍력발전기 상태 모니터링 앱을 구현하는데 사용된 함수들은 표 8과 같다. 함수들은 블루투스 데이터 통신에 사용되는 함수와 모니터링 데이터 처리 및 출력에 사용되는 함수로 나누어진다. 이 함수를 이용한 코디네이터와 스마트 단말기의 연결과정은 그림 6과 같다. 여기서 코디네이터와 스마트 단말기는 각각 슬레이브와 마스터로 동작한다.

표 8. 풍력발전기 상태 모니터링 앱 함수 구현

블루투스 데이터 통신		모니터링 데이터 처리 및 출력	
doDiscovery	장비 검색	ServiceActivity . java	수신 데이터 처리
ConnectThread	연결 요청	MonitorData.java	수신 데이터 출력
ConnectedThread	연결유지 및 데이터 수신	BroadcastReceiver	전달 받은 요청 처리



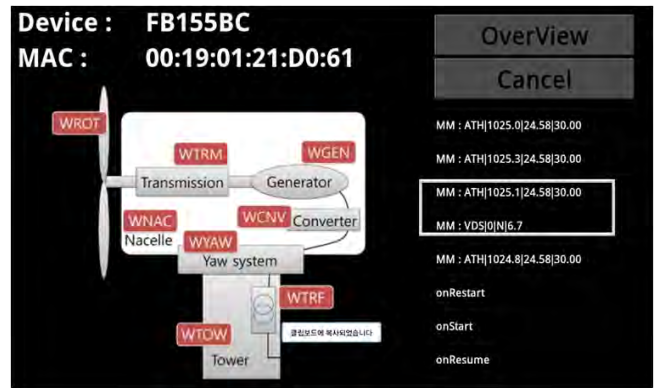
그림 6. 블루투스 모듈과 스마트 단말기 연결 과정

휴대성과 이동성이 뛰어난 스마트 단말기를 이용하여 실시간으로 풍력발전기를 모니터링하기 위하여 풍력발전기 상태 모니터링 앱을 개발하였다.

그림 7(a)는 풍력발전기 상태 모니터링을 위한 메인 화면이다. 이 화면에서 모니터링을 하기 위한 논리 노드의 선택이 가능하며, 연결된 블루투스 모듈의 ID, MAC 주소, 센싱 데이터의 확인이 가능하다. 향후 풍력발전단지의 다수의 풍력발전기를 모니터링할 경우 블루투스 모듈의 ID는 풍력발전기의 ID로 활용될 수 있다. 화면에서 모니터링 데이터 포맷의 아이디 ATH는 수신한 대기압, 온도, 습도를 나타내며, VDS는 진동, 풍향, 풍속 데이터를 보인다. 또한 모니터링 데이터를 쉽게 확인할 수 있도록 그림 7(b)와 같이 GUI(그래픽 유저 인터페이스)를 구현하였다.

IV. 결론

본 논문에서는 ZigBee와 블루투스를 이용한 안드로이드 기반의 풍력발전기 상태 모니터링 시스템을 구현하였다. 이를 위해 IEC 61400-25의 풍력발전기 논리 노드에서 기본적으로 필요로 하



(a) 모니터링 메인 화면



(b) GUI를 통한 모니터링

그림 7. 풍력발전기 상태 모니터링 앱

는 센서인 온도, 습도, 대기압, 풍향, 풍속, 진동 센서를 이용하였다. 센싱된 데이터를 수집하기 위하여 2개의 데이터 수집 보드를 구현하였다. 2개의 데이터 수집 보드는 센싱 데이터를 ZigBee 모듈을 통해 코디네이터에 전송할 수 있도록 하였으며 코디네이터는 블루투스를 사용하여 스마트 단말기로 데이터를 전송할 수 있도록 하였다. 스마트 단말기로 수신된 데이터는 GUI를 이용하여 모니터링 함으로써 이동성과 편리성을 향상시킬 수 있었다.

참고문헌

[1] <http://www.bwea.com/ukwed/index.asp>
 [2] 안계현, M.A. Ahmed, 김영천, 김현수. “대단위 풍력단지를 위한 통신망 기술”, 『대한전기학회 전기의 세계』 제60권 제11호, pp. 39-46, 2011.
 [3] IEC 61400-25, International Standard, 1st edition, Dec ember, 2006.
 [4] ATmega640/1280/1281/2560/2561 8-Bit Microcontroller 데이터 시트, Atmel, 2006.
 [5] 김현호, 안성범, 최상진, 반재경. “풍력발전기 상태 모니터링을 위한 ZigBee 무선 센서노드 및 네트워크”, 『한국산학기술학회논문지』 제13권 제9호, pp. 4186-4192, 20 12.

다중 객체 추적 알고리즘을 적용한 IMTS(Intelligent Monitoring & Tracing System) 설계 및 구현

최용식¹, 임충수¹, 김환철¹, 최정훈²

¹㈜ 코메스타, ²한국산업기술대학교

e-mail : ¹(nmaster, lcs1472, hkim)@comesta.com, ²jhchoi@kpu.ac.kr

IMTS(Intelligent Monitoring & Tracing System) adopts Tracking Multiple Object Algorithm in SMTS(Smart Monitoring & Tracing System)

Yong-sik Choi¹, Choong-soo Lim¹, Hwan-chul Kim¹, Jung-Hoon Choi²

¹Comesta, Inc. #714 Gwanpyoung-Dong, Yusung-Gu, Daejeon, 305-509, Korea

²Korea Polytechnic Univ. #2121 Jeongwand-Dong, Siheung, Gyeonggi-Do, 429-793, Korea

Abstract

SMTS(Smart Monitoring & Tracing System) is the ideal monitoring and tracing system that configure organic network composed of Portable Smart Surveillance Terminals, Intelligent Monitoring & Tracing System, and Real-time Surveillance Application. IMTS(Intelligent Monitoring & Tracing System) performs a role as a control center. IMTS controls cameras by result of Tracking Object Algorithm., communicates private wireless network by Access Module, and presents informatios to RSA. In this paper, we specify how we design and implement IMTS.

I. 서론

유례없는 세계 경기의 불황에도 범죄 예방, 침입 방지 목적의 보안 및 감시 관련 분야 시장에

있어서 그 요구를 만족시켜 줄 새로운 보안 및 감시 관련 기술의 중요성은 점점 커지고 있다.

SMTS(Smart Monitoring & Tracing System)는 이러한 보안 및 감시 분야와 여러 다른 관련 분야의 기술 발전에 따라 보안 및 감시 서비스에 필요하게 될 요구사항의 변화를 예측하여 제안하는 시스템으로 변화될 요구사항을 크게 다음과 같은 3가지로 보고 있다.

- 서비스 환경의 변화
- 전송 데이터 종류의 다양화
- 적용 기술의 변화

즉, 앞으로의 보안 및 감시 시스템은 실내만의 제한된 환경만이 아니라 실외를 아우르는 환경에서 GPS 위치 정보를 기반으로 자동으로 제어되는 카메라를 제어하여 물체를 추적하고 여러 가지 다양한 데이터를 독립적인 감시 네트워크를 통해 통신이 가능해야 한다.

SMTS는 이런 요구사항에 맞추기 위해 크게 PSST (Portable Smart Surveillance Terminal),

IMTS(Intelligent Monitoring & Tracing System), RSA(Real-Time Surveillance Application)의 3가지로 구성되어 있다.

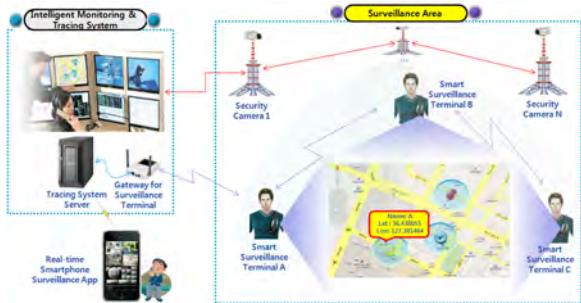


그림 1. SMTS 구성도

한편, 이러한 SMTS를 구현하기 위한 선행 개발되어야 할 기술은 다음의 3가지이다.

- 위치 인식 및 표현 기술
- 객체 위치 추적 기술
- 독립적 감시 네트워크 구성 기술

위치 인식 및 표현 기술은 GPS 정보를 기반으로 한 위치 인식을 바탕으로 GIS 기반의 Map 화면에 객체들을 출력해주는 기술이고, 객체 위치 추적 기술은 추적하고자 하는 객체의 위치와 카메라의 위치의 상관관계를 계산하여 그를 바탕으로 카메라를 제어하여 카메라가 현재 촬영하는 화면내에 추적하고자 하는 객체를 잡아두고자 하는 기술이며 독립적 감시 네트워크 구성 기술은 두 채널의 무선 접속제어 방식을 이용하여 능동적으로 네트워크 토폴로지를 관리하고 여러 타입의 데이터 전송을 동시적으로 가능하게 함으로써 위의 열거한 위치 인식 및 표현 기술과 객체 위치 추적 기술에 관련한 데이터 전송이 가능토록 하는 기술이라 할 수 있다.

본 논문에서는 SMTS의 핵심 구성요소인 IMTS에 적용된 기술과 주요기능을 설명하고 이를 바탕으로 IMTS에 대한 설계 및 구현 결과를 기술하고자 한다.

II. 본론

2.1 IMTS의 주요기능

IMTS는 SMTS에서 관제센터의 역할을 수행하고 있다. IMTS는 RS-232 인터페이스를 통해 카메라를 제어하고 Access Module을 통하여 PSST가 구성하는 무선망에 연결되어 위치정보와 상황정보를 주고 받는다. 그리고, HTTP 인터페이스를 통해 RSA에 상황정보와 멀티미디어 데이터를 제공한다. 무선망과의 인터페이스를 통해 각 PSST의 위치정보를 주기적으로 표시하고, 침입을 감지하면 해당 위치를 객체 추적 알고리즘을 통해 카메라를 제어하고 각 PSST에 침입 감지 상황을 알려서 추적토록 하여 침입 감지 상황을 제어하고 이를 RSA에 알리는 게 IMTS의 주요기능이다.



그림 2. IMTS 개요도

2.2 다중객체 추적 알고리즘

다중객체 추적 알고리즘은 GPS정보를 카메라와 객체의 위치정보로 사용하여 카메라와 객체간의 지리적 상관관계를 연산하여 카메라를 제어하여 객체를 추적하고자 하는 알고리즘이다. IMTS에서는 다중 객체 추적 알고리즘을 통해 현재 어떠한 상황이 발생한 위치를 카메라를 제어하여 영상으로 바로 볼 수 있도록 하는 기능을 수행한다.

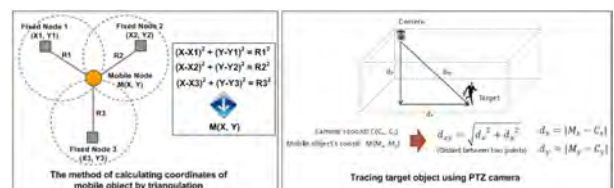


그림 3. 객체 추적 알고리즘 기본 이론

2.3 독립적 감시 네트워크와의 인터페이스

SMTS에서 PSST는 독립적인 무선망을 자체적으로 구성하여 운용한다. IMTS는 이 무선망에 접속할 수 있는 접속 모듈을 통해 무선망과 연동한다. PSST는 정해진 메시지 규격에 따라 각자의 위치정보 및 상황 정보를 송수신하는데 IMTS는 접속 모듈을 통해 메시지 패킷들을 수신하여 PSST의 위치 및 상황 발생위치를 표시하며 침입 감지 상황이 발생했을 경우 이를 제어하는 역할을 수행한다.

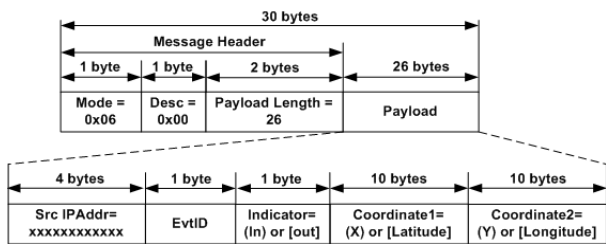


그림 4. IMTS와 PSST간 메시지 규격 예

2.4 RSA와의 인터페이스

RSA는 안드로이드로 구현된 모바일 앱으로 IMTS는 GCM(Google Cloud Service) 및 HTTP 인터페이스를 이용, RSA에 카메라의 영상 정보와 상황 정보를 제공하여 외부에 있는 관리자가 원격에서 현재 상황을 모니터링 할 수 있도록 하는 기능을 수행한다.

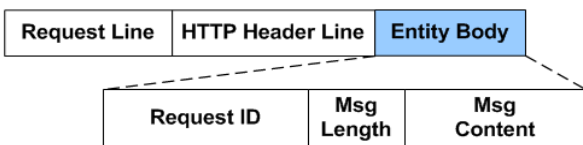


그림 5. IMTS와 RSA간 요청 메시지 규격

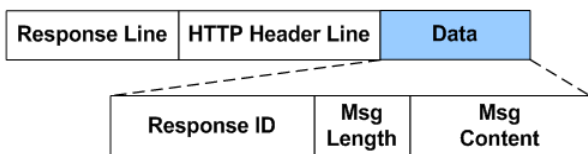


그림 6. IMTS와 RSA간 응답 메시지 규격

2.5 구현 및 운용

IMTS는 카메라 영상정보를 수신할 DVR카드가 장착된 윈도우 기반의 PC, 다수의 카메라를 제어하기 위한 제어 모듈, PSST가 운용하는 무선망에 접속하기 위한 접속 모듈로 구성된다. MFC로 구현된 서버 S/W를 통해 각각의 인터페이스 기능, PSST 및 침입 감지 상황의 위치 표현, 침입 감지 상황 제어 기능을 수행한다.



그림 7. IMTS 구현 결과물

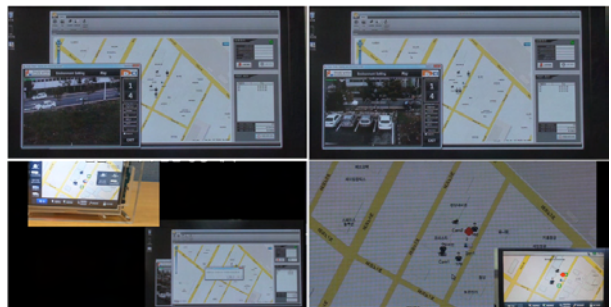


그림 8. IMTS 운용 화면

III. 결론 및 향후 개발 방향

SMTS는 기능적으로 GPS 위치 정보를 활용한 추적 및 카메라 자동 제어를 통한 영상감시 및 독립적 무선 네트워크를 활용한 감시 인력과의 통신 기능을 수행하지만 궁극적으로 SMTS는 능동적 영상감시와 수동적 영상감시, 자동 추적 기능을 포함하는 지능형 융합 보안 시스템을 목표로 하여 제안된 시스템이다.

IMTS는 이러한 SMTS에서 관제센터의 역할을 수행하고 있다. 다른 기능도 중요하지만, IMTS의 가장 중요한 기능은 침입 감지 상황에서의 상황 제어 기능이라 보고 있으며, 특히 침입 감

지 상황이 동시 다발적인 경우의 상황 제어를 위한 최적의 시나리오를 도출해 내기 위한 테스트와 실제 운용시의 피드백을 통한 시나리오 개선을 지속적으로 해나갈 예정이다.

참고문헌

- [1] Choong-Soo Lim, Hwan-Chul Kim, Sang-Kyun Cha, Jung-Hoon Choi, "Introduction of Smart Monitoring & Tracing System using GPS Information", ICCBN2012, 27-28 May 2012
- [2] 정미연 외, "스마트 영상 감시/추적 서비스를 위한 실시간 원격 감시 앱(RSA)의 설계 및 구현", JCCI 2013
- [2] Juhyun Park, Jeonghun Choi, Myoungheum Park, Sukwon Hong and Hyomin Kim, "A Study on Intelligent Video Security Surveillance System with Active Tracking Technology in Multiple Objects Environment", IJSIA 2012, April 2012

생리 신호를 활용한 감각-인지-행동기반 UX프로파일링 시스템에 관한 연구

*김송이, 박영충, 박병하, 박인찬, 도성희
전자부품연구원, 연세대학교 미래융합기술연구원, 더디엔에이(주)
e-mail : *songyi828@naver.com, ycpark@keti.re.kr, bhpark@keti.re.kr,*
inchanpark@yonsei.ac.kr, sunghee@thedna.co.kr

A study on UX(User Experience) Profiling System
based on Sense-Recognition-Reaction using Physiological Signals

*Song-Yi Kim, Young-Choong Park, Byoung-Ha Park,
In-Chan Park, Sung-Hee Do
Korea Electronics Technology Institute, YICT Yonsei Univ., The DNA

Abstract

This research suggested UX profiling for service prototyping in aspect of Sense-Recognition-Reaction and integrated quantitative method onto qualitative method that has been used so far. We used Interview as index on qualitative method. Performance Time and Emotional State (Pleasant-Unpleasant) utilizing physiological signals are considered as in indices on quantitative method. The service prototyping that this study suggested focused on the kiosk regarding health management at the park.

Participants were total 20 (5 male, 15 female, 33.7±13.5) and carried out 5 tasks. We attached PPG, GSR and SKT sensors for measuring physiological signals and collected data at 200Hz. After then, we respectively analyzed interview, performance time and emotional state in each task. Each task used 3 indices and we analyzed most importantly task 4 and 5 with priority of all tasks. As a result, task4 and 5 showed 69.2% and 73.3% degree of satisfaction.

Through this experiment, we expect, in UX profiling system, performance time and emotional state could be useful index on quantitative method.

I. 서론

일반적으로 서비스프로토타이핑은 어떠한 서비스가 시행되기 이전에 테스트 검증 이루는 전반적인 프로세스이다[1]. 이는 사용자로 하여금 임의로 사용해보도록 한 후, 사용자의 평가를 반영하여 실제 서비스에 적용하는 방식을 채택하고 있다. 또한 이러한 사용자 평가를 통해 UX(User Experience)프로파일링을 구축할 수 있으며, 구축된 프로파일링은 데이터베이스에 축적될 수 있는 하나의 중요 데이터가 될 수 있다. 따라서 서비스프로토타이핑에서 사용자의 경험은 매우 중요하다고 볼 수 있다. 이러한 UX프로파일링을 위한 사용자 경험은 주로 정성적인 평가방법인 사용자 인터뷰, 주관평가 등으로 이루어 졌으며, 생리신호를 활용한 정량적 평가방법은 아직까지 미비한 수준이다.

따라서 본 연구에서는 서비스프로토타이핑에서의 UX프로파일링 구축을 위하여, 사용자의 다양한 경험을 반영하고자 한다. 이를 위해 기존에 사용되어왔던 정성적 평가 방법에 추가적으로 생리신호를 통한 정량

적 평가 방법을 제안하고자 한다.

II. 본론

2.1 UX프로파일링 시스템 개념도

본 연구에서는 UX프로파일링을 위하여 사용자의 감각-인지-행동의 측면에서 사용자 평가를 실시하였다. 감각적 측면에서 시각, 청각 자극을 사용하였으며, 인지적 측면으로는 자율신경계를 통하여 감성평가(쾌-불쾌)를 하였으며, 행동적 측면으로 해당 자극에 대한 사용자의 반응(수행시간)을 고려하였다. 이러한 3가지의 지표는 사용자 UX프로파일링 시스템에 적용 가능하다. 본 연구에서는 서비스프로토타입의 타겟은 우림공원의 키오스크이며, 그 내용은 지역 주민을 위한 셀프 헬스 케어 서비스로 하였다.

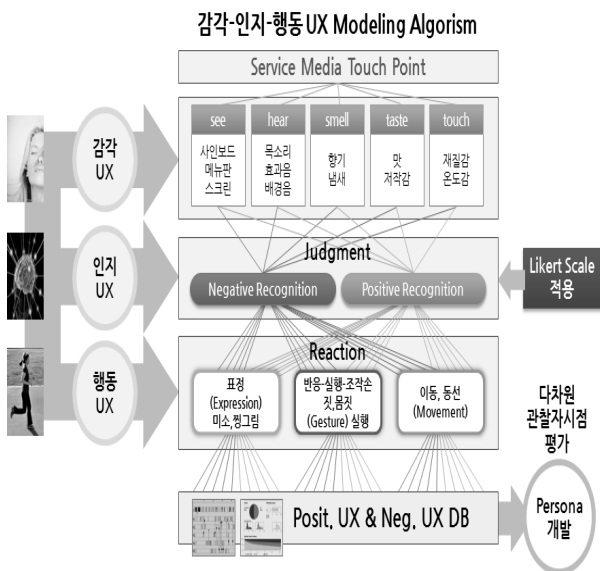


그림 1. UX프로파일링 시스템 개념도

2.2 서비스 시나리오

본 연구에서 위에 언급한 UX프로파일링 구현 방법에 맞춰 서비스 시나리오를 제작하였다. 셀프 헬스 케어 서비스는 크게 5단계로 나누어지는데, 이는 운동 전 건강관리 계획, 운동 후 건강결과 확인, 식습관 조절의 내용으로 구성되어 있다. 구체적인 Task 내용은 아래와 같다.

- Task1: 운동 전, 셀프케어서비스 키오스크에 대한 인식 및 멤버쉽 카드를 대는 행위까지 포함한다.
- Task2: 음성정보를 인식하고, 오늘의 운동 계획과 시작 버튼을 누르는 행위까지 포함한다.
- Task3: 운동 후, 셀프케어서비스 키오스크에 대한 인식 및 멤버쉽 카드를 대는 행위까지 포함한다.

Task4: 오늘의 운동결과를 인식하고, 식단에 대한 음성정보에 대한 반응까지 포함한다.

Task5: 식단정보를 인식하고 주변 상점을 찾고, 키오스크 종료까지의 행위를 포함한다.

이러한 단계에 맞춰서 키오스크의 UI를 제작하였으며, 사용된 키오스크 화면은 다음 그림2와 같다.

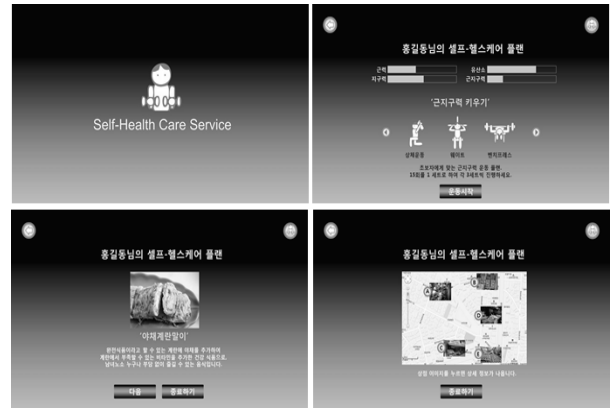


그림 2. 키오스크 화면 UI 예시

2.3 피험자 및 실험 장비

실험에 참여한 피험자는 남5명, 여15명(평균 33.7±13.5)이었으며, 분석 시 생리신호 데이터의 노이즈가 심했던 2명을 제외한 18명의 데이터를 사용하였다. 실험에서 자율신경계 측정을 위하여 Biopac사의 장비를 사용하였으며, 키오스크의 화면은 21" 터치스크린(Ts-2157wd)을 사용하였다. 또한 실험을 위한 프로그램은 LabView2012로 구현하였다.

2.4 실험 순서

피험자에게 실험에 관련하여 사전 설명을 하여, 본 실험에 대한 이해도를 높이고자 하였다. 이후 자율신경계를 측정하기 위해 생리신호 센서를 부착하고, 3분간 reference상태를 측정하였다. 측정 후, 키오스크 앞에 서있도록 지시한 후, 피험자 능동적으로 키오스크를 사용하도록 본 실험을 진행하였다. 전체적인 실험 순서는 그림3과 같다.

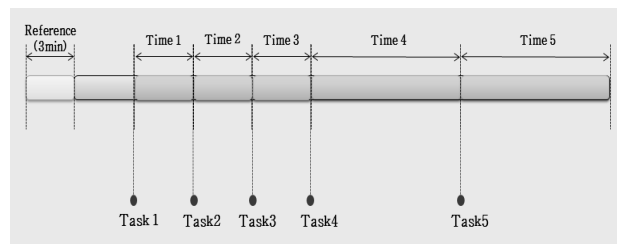


그림 3. 실험 순서

III. 분석

3.1 분석방법 및 알고리즘

각각의 Task에 따른 수행시간, 자율신경계를 이용한 감성상태(쾌-불쾌), 주관인터뷰를 분석하였다. 수행시간의 경우에는 해당 Task가 시작되면서부터 종료시점까지 걸린 시간을 측정하였다. 또한 자율신경계를 이용하여 감성상태를 분석하고자, 맥박을 측정하기 위한 PPG(Photoplethysmography), 혈류전도도를 측정하기 위한 GSR(Galvanic Skin Response), 체온을 측정하기 위한 SKT(Skin Temperature)센서를 사용하였다. 이 때, 각각의 센서에서의 데이터 수집은 200Hz로 설정하였다. 수집된 데이터로부터 4가지 파라미터(PPG amplitude, PPG frequency, GSR amplitude, SKT amplitude)를 추출하였다. 추출된 파라미터는 reference 상태 대비 변화량을 이용하였다. 이를 통해 감성 평가는 보편적으로 많이 쓰이는 Russell의 감성 모델[2]에 근거로 하여, 2차원의 축에서 '쾌-불쾌'축으로 나누어 분석하였다. 추론 방법은 다음 그림4와 같다.

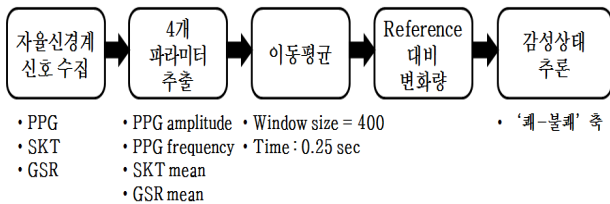


그림 4. 자율신경계를 이용한 감성상태 추론 방법

3.2 분석 프로그램

본 연구에서 사용된 메인화면이 본 프로그램의 첫 화면이다. 메인화면은 그림5와 같다.

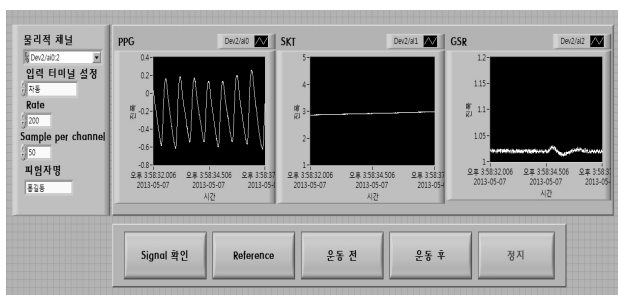


그림 5. 메인화면

이 메인화면에는 자율신경계(PPG, GSR, SKT) 신호가 실시간으로 들어오는 것을 확인할 수 있는 신호 확인 기능이 포함되어 있다. 그 밖에도 감성 추론을 위하여 중립상태에서의 자율신경계를 측정할 수 있는 reference 측정 기능이 들어가 있다. 또한 본 실험에서는 총 5가지의 Task를 진행하였으며, 메인화면에는 이들의 Task를 평가할 수 있는 기능을 포함시켰다. 그

중 운동 전의 활동으로 Task1,2가 포함되어 있으며, 운동 후의 활동으로 Task3,4,5가 구성되어 있도록 하였다. 다음 그림6에서 보여주는 화면은 사용자가 실제 Task를 진행할 때, 개발자(실험자)가 보게 되는 화면 UI이다. 실제적으로 본 실험에서 사용자(피험자)가 보게 되는 화면은 그림2의 화면과 음성정보가 제시된다.

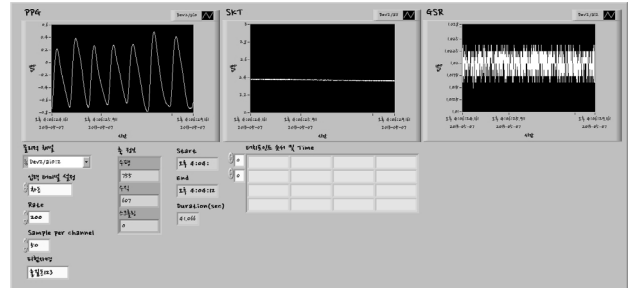


그림 6. Task 화면(개발자 화면)

본 실험을 완료한 후, 수집된 자율신경계 데이터를 통해서 실제적으로 감성 추론 분석 프로그램은 다음 그림7과 같다. 각각의 Task별로 감성 추론된 결과도출 되는데, 그 결과는 2차원 축에서 '쾌-불쾌'축 상에서 해당되는 감성 결과가 나타나고, 결과 값은 저장 되도록 설정하였다.

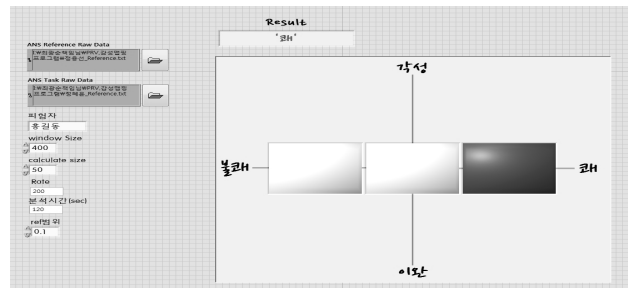


그림 7. 감성 추론 프로그램

IV. 결과

4.1 수행시간(Performance Time)

각 Task에 따른 수행시간 데이터를 Shapiro-Wilk 정규성 검정을 실시한 결과, 정규분포를 따르지 않았다. 이에 비모수 검정인 Kruskal-Wallis검정을 실시하여 Task의 구간별 유의한 차이가 있는지 확인하였다. 그 결과 Task에 따른 수행시간에 대하여 유의한 구간이 있음을 확인할 수 있었다($\chi^2=65.098, p=.000$). 어느 구간에서 유의미한 차이가 있는지 확인하기 위해 Mann-Whitney 검정을 실시하였다. 그 결과 Task1은 Task2,4,5와 유의미한 차이($p=.000$)가 있었으며, Task2는 Task3과 Task5에서 각각 유의한 차이($p=.000, p=.008$)

를 보였다. Task3의 경우 Task4,5에 대해서 차이가 있음($p = .000$)을 확인하였으며, Task4는 Task5와 유의미한 차이가 있음($p = .040$)을 확인할 수 있었다. Task에 따른 평균 수행 시간은 Task1부터 각각 3.2 ± 1.2 , 18.3 ± 7.9 , 19.3 ± 9.4 , 32.6 ± 21.2 초로 나타났으며, 이는 다음 그림8과 같다.

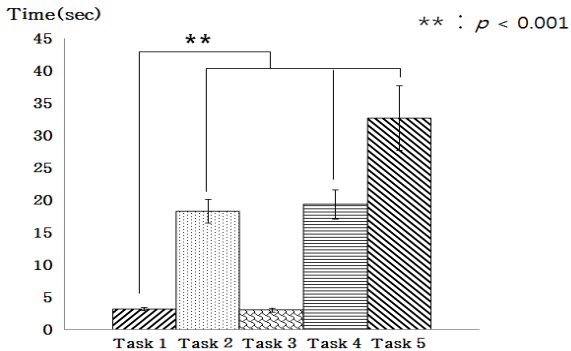


그림 8. Task별 수행시간

4.2 감성 추론 결과

18명의 피험자에 대하여 자율신경계의 3가지 센서 (PPG, GSR, SKT)를 통해 감성을 추론(쾌, 불쾌, 중립)하였다. Task1에서는 불쾌, 중립, 쾌의 순으로 각각 77.8%, 11.1%, 11.1%, Task2에서는 44.4%, 16.7%, 38.9%, Task3에서는 66.7%, 33.3%, 0.0%, Task4에서 55.6%, 22.2%, 22.2%로 나타났으며, 마지막으로 Task5에서는 44.4%, 11.2%, 44.4%로 나타났다.

4.3 종합 분석

종합 분석은 정성적인 방법인 인터뷰 결과와 정량적 방법인 생리신호 기반 감성추론정보 및 수행시간을 모두 통합하여 분석하였다. 이 때, 종합적으로 분석을 할 때에는 서비스 내용상 중요도가 높은 Task4,5를 중점으로 분석하였으며, 감성 평가 결과가 reference와 대비하여 변화가 없다고 판단된 ‘중립’ 상태 데이터는 제외시켰다. 이후, 인터뷰(I)와 감성추론정보(S), 수행시간(T) 결과의 지표를 바탕으로 비교분석을 실시하였다. 이 때 UX프로토타입에서 인터뷰 분석은 기존에 사용되던 방식인 주관 평가를 실시하였다. 도출된 주관 평가 결과를 기준으로 하여, 추론된 감성정보 및 수행시간 결과 치와의 일치 여부를 통해 해당 서비스에 대한 종합적인 만족도를 도출하였다. 만족도 평가 방법은 다음 수식 1과 같다.

$$\frac{S}{(T - N)} \times 100 (\%) = \text{Satisfaction Ratio } (\%)$$

T : 전체 인원
S : 만족한 인원
N : 중립 인원

수식1. 만족도 계산 방법

그 결과, 종합적인 만족도는 18명의 피험자를 토대로 하였을 때, Task4의 경우 69.2%(9명), Task5의 경우 73.3%(11명)로 도출되었다. 본 결과에 대하여 구체적으로 살펴보면 Task4에 대한 만족도가 T,I,S 모두 만족한 경우 55.6%, I,S만 만족한 경우 33.3%, T,S만 만족한 경우 11.1% 이었다. 같은 방식으로 Task5에 대한 만족도는 T,I,S 모두 만족한 경우 63.6%, I,S만 만족한 경우 27.3%, T,S만 만족한 경우 9.1%이었다.

V. 결론 및 향후연구

본 연구는 서비스프로토타입의 UX프로파일링에서 기존에 사용되어 왔던 정성적인 방법에 추가적으로 정량적인 방법을 접목시켜, 더 많은 경험정보를 추출하고자 하였다. 정성적 지표로는 인터뷰 결과를 바탕으로 추출하였으며, 정량적 지표는 수행시간과 자율신경계를 통한 감성추론정보를 사용하였다. 통합 분석 결과, 인터뷰결과(I), 수행시간(T), 감성추론정보(S)의 3가지의 지표 중 I, S를 매핑 하여 분석한 것이 만족도가 상대적으로 가장 높게나왔음을 확인할 수 있었다. 이를 통해 추후 UX프로파일링을 위한 정량적 지표로 수행시간과 감성추론정보가 유용하게 활용될 수 있을 것으로 사료된다. 하지만 추후 연구에서는 감성추론 결과를 2차원 축의 ‘각성-이완’축까지 반영할 필요성이 있을 것으로 사료된다. 이후 UX프로파일링을 통해 축적된 데이터는 데이터베이스에 저장되도록 하고, 이를 시뮬레이션을 하여 실제적인 서비스프로토타입에 적용하고자 한다.

Acknowledgment

“이 논문은 2012년도 정부(산업통상자원부)의 재원으로 한국산업기술평가관리원-산업융합원천기술개발사업의 지원을 받아 수행된 연구임(No.10043930, “사용자 경험(UX) 기반 서비스 프로토타입 기술개발”).”

참고문헌

- [1] Johan Blomkvist and Stefan Holmlid, "Service Prototyping According to Service Design Practitioners", Second Nordic Conference on Service Design and Service Innovation, pp.1-11, 2010.
- [2] James A. Russell, "A Circumplex Model of Affect", Journal of Personality and Social Psychology, vol.39, No.6, pp.1161-1178, 1980.

효율적인 서버전원 이중화 구성방법

권원옥

한국전자통신연구원

e-mail : happy@etri.re.kr

Implementation of Server Power Redundant Configurations for Rack Mount Servers

Won-ok Kwon

Electronics and Telecommunications Research Institute,
Cloud Computing Research Department

Abstract

This paper presents a highly efficient power-redundant system for rack mount servers by changing the power backplane of the server main board. The proposed system does not need an additional redundant power supply for supporting power redundancy by sharing power at each rack mount server. In addition, the proposed power sharing architecture can provide more power efficiency than the existing rack mount server power supply.

I. 서론

데이터센터의 에너지효율화는 그린데이터센터의 핵심 기술로 부각되고 있다. 구글, 페이스북 같은 대규모 데이터센터는 에너지 효율화를 위해 데이터센터 내부 전력전달 개선과 전원공급장치(PSU) 구조개선, 무정전 전원공급장치(UPS) 구조개선, 냉각구조 개선 등의 다양한 기술을 개발하고 있다. [1] [2] [3] 데이터센터 사용되는 서버는 x86기반의 저가형 랙 장착형 1U 혹은 2U 서버가 주축을 이루고 있다. 서버 소비전력의 가장 큰 비중을 차지하는 CPU는 코어의 개수와 칩의 집적도는 선형적으로 증가하고 있으며 소비전력은 공정, 설계, 전력관리기술발전으로 인해 2008년부터 줄어들어 들고 있다. [4],[5] 서버가 동작하지 않는 무부하 상태(Idle)에서 서버의 전력소모는 최대부하 소비전력의 60% 정도이며 데이터센터의 70% 서버가 Idle 상태로 동작하고 있다. [6],[7] 반면에, 서버에 장착되는 전원

공급 장치(PSU)의 전력 효율과 용량은 점진적으로 높아지고 있다. 또한 에너지 효율이 80%가 넘는 80Plus 제품이 널리 사용되고 있다. [8]

본 논문은 현재 데이터센터 대부분을 차지하는 저가형 랙마운트 서버의 전원 이중화에 대한 문제점과 해결책을 다루고 있다. 저가의 랙형 1U, 2U 서버는 각 서버마다 추가의 PSU 설치 없이 전원이중화를 구현하는 방법을 서버 소비전력과 PSU 용량, 전력효율의 상관관계 분석을 통하여 제안한다.

II. 서버 PSU 문제점

일반적으로, 랙 장착형 서버는 메인보드와 HDD, PSU로 구성되어 있으며 메인보드에 각종 CPU, 메모리, I/O 장치들이 부착된다. PSU 경우 AC 전원을 입력받아 서버가 사용하는 DC 전력을 공급한다. PSU의 출력 용량은 서버가 사용하는 정격 최대소비전력(P_{MAX})보다 큰 제품을 사용해야 되며, 일반적으로 20%~30% 이상 여분 용량의 제품이 사용된다. 그러나 일반적으로 사용되는 서버의 최대부하는 P_{MAX} 보다 훨씬 낮은 소비전력을 갖는데, 이것은 현장에 사용되는 서버에 장착 가능한 모든 저장장치, 메모리, 냉각팬, I/O를 장착하여 동작하지 않기 때문이다. 뿐만 아니라 서버 전원 안정을 위해 P_{MAX} 보다 최소 20% 이상 큰 용량의 PSU가 서버에 장착되므로 실제 전원 공급 장치의 용량(P_{PSU})은 서버 소비전력의 두 배 이상의 큰 용량을 가지고 있다.

현재 일반적으로 사용되는 1U~2U 서버의 PSU 용량은 700W 정도이나 실제 이들 서버의 최대 소모 전력은 300W 미만인 경우가 대부분이다. 또한 서버가 무

부하 상태(Idle)일 경우 소모 전력은 100W에 불과하다. 따라서 Idle 상태에서 PSU는 20%이하의 낮은 부하에서 동작하여 낮은 전력효율을 가지게 된다. 만약 전원 이중화를 제공할 경우 추가의 PSU를 장착해야 되며 하나의 전원의 Fail 발생 시 정상적인 다른 PSU를 통해 서버 전원을 연속적으로 공급한다. 이 경우 설치비용의 증가 뿐 아니라 PSU의 전력효율은 더욱더 나빠지는 문제점이 발생한다.

III. 해결책

앞서 살펴본 바와 같이 현재 PSU 용량은 서버 하나를 위해 사용되고 있으나 운용 서버의 평균전력소모를 감안할 경우 여분의 전력이 상당히 많이 남아 있다. 이 여분의 전력을 사용하여 랙에 장착된 서버 상호간 전력 이중화를 구현할 경우 추가의 PSU 없이 또한 전력효율의 저하 없이 전력 이중화를 구성하는 방법을 제안한다.

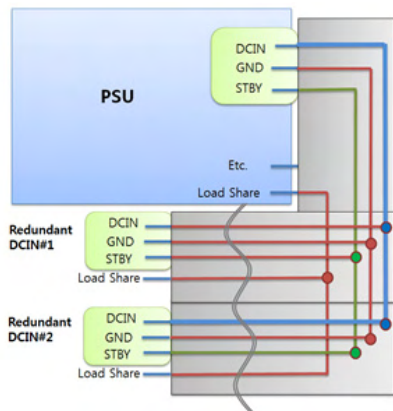


그림 1. 전원 공유 백플랜 구조

그림 1은 다른 서버의 전원과 공유를 할 수 있는 서버 PSU 백플랜의 구조를 나타낸다. 일반적으로 PSU와 마더보드와 연결은 크게 DC 전원공급핀과 제어핀으로 구분할 수 있으며, DC 전원공급핀은 DC전원과 GND로 나뉘며 DC 전원은 싱글전원 혹은 멀티 전원이 될 수 있다. 제어핀의 경우 부하공유를 위한 Load Share 핀과 그밖에 전원 ON/OFF 제어, 전원상태 확인, PMBUS 등을 위한 기타신호(Etc.)가 있다. 본 논문은 이러한 PSU의 전원과 부하공유 핀을 공유하는 전원 백플랜을 구성하여 서버 전력을 다른 서버와 공유할 수 있도록 한다. 그림 2에서 Redundant DCIN#1과 Redundant DCIN#2 연결 포트를 서버 후면에 확장하여 다른 서버와 케이블로 연결 하여 전원을 공유할 수 있도록 한다.

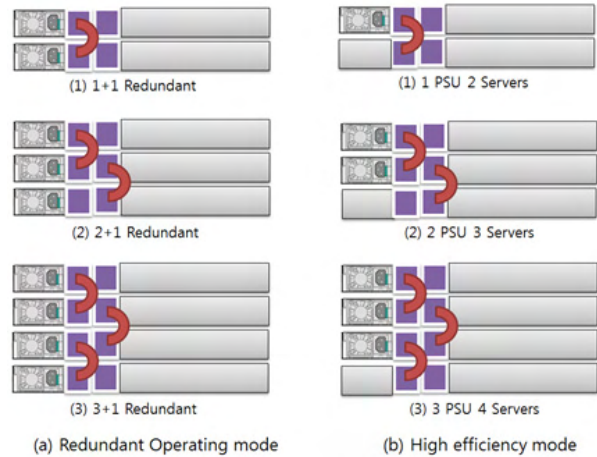


그림 2. 전원 이중화 구성 방법 (a) 전원이중화 구성방법 (b) 고효율 전원 구성방법

그림 2는 그림 1에서 제안된 전원 공유 서버들의 전원 이중화 구성 방법을 나타내고 있다. 먼저 2(a) 전원 이중화 구성방법에서 (1) 1+1 전원이중화는 별도의 추가 PSU 장착 없이 두 개의 서버의 Redundant DC 포트를 연결하여 서버 전원이중화를 지원하는 구조이다. 이는 PSU의 최대용량(P_{PSUC})이 서버 최대전력소모량(P_{MW})의 2배보다 클 경우 가능하다. 예를 들면 600W 용량의 PSU 경우 서버 최대소비전력이 300W 미만일 경우 1+1 구성의 전력 이중화 방법을 사용할 수 있다. 1+1 구성은 안정성이 가장 우수하며 연결케이블이 적은 방법이다. 만약 상기 조건을 만족하지 못할 경우 그림 2(a)(2)와 같이 세 개의 서버가 Daisy 체인 형태로 연결한 2+1 부가전원 구성을 만들 수 있다. 이는 $P_{PSUC} < 2 * P_{MW}$ 이며 $2 * P_{PSUC} > 3 * P_{MW}$ 을 만족해야 한다. 예를 들면 600W 용량의 PSU에 서버 최대소비전력이 400W 미만일 경우 2+1 구성의 전력 이중화 방법이 가능하다. 그림 2(a)(3)의 3+1의 구성은 4개의 서버가 Daisy 체인 형태로 연결되며, $2 * P_{PSUC} < 3 * P_{MW}$ 이며 $3 * P_{PSUC} > 4 * P_{MW}$ 경우 구성이 가능하다. 예를 들면 600W 용량의 PSU에 서버 최대소비전력이 450W 미만일 경우 가능하다. 이처럼 PSU의 용량과 서버의 최대소비전력에 따라 다양한 방법으로 전원이중화 구성이 가능하다.

백플랜공유구조를 사용할 경우 전원 이중화뿐 아니라 그림 2(b)와 같이 저비용 고효율 서버전원 구성도 가능하다. $P_{PSUC} > 2 * P_{MW} * 0.8$ 을 만족할 경우 하나의 PSU 만으로 2대의 서버가 동작이 가능하며 그림 2(b)(1)과 같이 구성할 수 있다. PSU의 효율과 안정성을 고려할 경우 PSU 최대용량의 80% 이하에서 동작하는 것이 바람직하므로 0.8을 곱하여 준다. 예를 들면 600W 용량의 PSU 경우 부팅 시 서버 최대소비전력이

240W 미만일 경우 하나의 PSU로 2개의 서버가 고효율 모드로 동작 가능하다. 그림 2(b)(2)의 경우 3개의 서버가 2개의 PSU로 동작하는 구성이며, $0.8 \times 2 \times P_{PSUC} > 3 \times P_{MW}$ 경우 가능하다. 동일한 방법으로 그림 3(b)(3)의 경우 4개의 서버가 3개의 PSU로 동작하는 구성이며 $0.8 \times 3 \times P_{PSUC} > 4 \times P_{MW}$ 경우 가능하다.

<http://www.extremetech.com/computing/116561-the-death-of-cpu-scaling-from-one-core-to-many-and-why-were-still-stuck>.

[8]http://www.plugloadsolutions.com/psu_reports/DELTA_DPS-650SB%20A_ECOS%201461_650W_Report.pdf

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문은 랙 장착형 서버의 효율적인 전원 이중화 장치에 관해 다루었다. 랙에 장착되는 인접하는 랙 장착형 서버 간에 전원 공급을 공유(share)하는 기법을 통해 전원 장애 발생에 대비한 부가 전원 공급 장치의 구비를 필요로 하지 않는 랙 장착형 서버의 전원 이중화 방법은 전원 이중화 비용 절감뿐 만아니라 전력절감에 효과가 크다. 또한 전원공유로 응용할 경우 전력효율을 극대화할 수 있는 효과적인 방법이다. 추후 실제 전원공유 서버를 제작하여 전력효율 향상에 대한 실험을 수행할 예정이다.

참고문헌

[1] U. Hoelzle and B. Weihl, "High-Efficiency Power Supplies for Home Computers and Servers," White Paper of Google Inc., Sept.2006.

[2] "Google Uncloaks Once-Secret Server," Apr. 1, 2009, http://news.cnet.com/8301-1001_3-10209580-92.html

[3] E. Frachtenberg, A. Heydari, H. Li, A. Michael, J. Na and A. Nisbet, "High-efficiency server design," SC '11 Proceedings of 2011 International Conference for High Performance Computing, Networking, Storage and Analysis Article No. 27

[4] <http://www.plugloadsolutions.com>

[5] Kenneth C. Smith, Alice Wang, and Laura C. Fujino, "ISSCC 2012 Trends report",

[6] G. Chen, W. He, J. Liu, S. Nath, L. Rigas, L. Xiao, and F. Zhao Energy-aware server provisioning and load dispatching for connection-intensive internet services, the 5th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation, Berkeley, 2008.

[7] Joel Hruska, "The death of CPU scaling: From one core to many," February 1, 2012

한국인 얼굴의 계층적 특징 분류 시스템

*남상준, *박보훈, **장희정 *최창석

*명지대학교 정보통신공학과, **명지대학교 컴퓨터공학과

e-mail : *dmbn86@naver.com, bohuny@naver.com, imcoltish@mju.ac.kr, cschoi@mju.ac.kr*

A hierarchical feature classification for face of Korean

*Sangjun Nam, *Bohun Park,**Heejung Chang, *Changseok Choi

*Dept. of Information and Communication Engineering, Myongji University

**Dept. of Computer Engineering, Myongji University

Abstract

In a criminal investigation, eyewitness represents suspect's face and selects parts of the face for montage. Then selected images are composited. Because these steps are performed repeatedly, it is a lot of time. Moreover, eyewitnesses often cannot describe the face in detail. In this reason, systematic classification of faces feature is very important. It allows to rapidly finding facials of the database. Also it helps eyewitness to state easily. In this paper, we describe hierarchical feature classification system. This method uses genetic feature of Korean's face. And we classify faces and analyze results.

몽타주의 작성은 목격자의 기억에 의존하여 이루어지므로 몽타주 작성 프로그램은 목격자의 진술을 충분히 이끌어내고 기억의 오류와 왜곡을 줄일 수 있어야 한다. 데이터베이스에서 목격자가 진술하는 얼굴의 특징을 신속히 검색하여 몽타주에 반영할 수 있도록 하고 목격자의 진술이 불완전한 경우에도 적절한 대응이 가능해야 한다. 이를 위해 얼굴의 특징에 대한 체계적인 분류가 요구된다. 한국인의 얼굴은 유전적 특징을 바탕으로 북방형과 남방형으로 구분된다[1]. 본 연구에서는 북방형과 남방형이 갖는 얼굴의 특징을 기준으로 얼굴에 대한 분류 체계를 정의하고 얼굴의 특징을 분류하는 분류 기법 및 도구를 제안하였다. 또한 도구를 이용하여 얼굴의 특징을 분류하고 이를 분석한 결과를 요약하였다.

I. 서론

범죄사건의 수사에서 피의자의 사진은 가장 정확한 자료라 할 수 있다. 그러나 피의자의 사진을 구할 수 없는 경우, 몽타주가 그 역할을 대신하게 된다.

본 연구는 지식경제부 산업융합원천기술개발사업의 연구비 지원으로 수행되었으며, 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원 관계자분들께 깊은 감사드립니다.

II. 한국인 얼굴의 계층적 특징 분류

2.1 한국인 얼굴의 기원

한민족은 크게 북방형과 남방형으로 이루어진다. 인류는 8만3천 년 전 ~ 7만5천 년 전에 아프리카를 출발하여 아라비아 반도를 거쳐 인도서북부로 진출하였고 이들이 나누어져 오스트레일리아, 아시아, 유럽 각지로 확산되었다. 이들 중 일부가 아프리카에서 남쪽 해안을 따라 이동하며 동남아시아에 이른 사람들과 중앙아시아를 거쳐 시베리아에 도착한 사람들이 아시아의 조상이 되었다. 동남아시아에 도착한 사람들은 더운 기후에 적응한 남방형으로, 시베리아에서 추위에 적응한 사람들

은 북방형으로 진화하였다. 최종빙기를 거치며 살아남은 북방형들이 1만3천 년 전부터 남쪽으로 내려오면서 동북아시아에 살고 있던 남방형과 함께 몽골인, 중국인, 한국인, 일본인의 조상이 되었다<그림 1>[2]. 미토콘드리아 DNA의 변이를 통해 북방형과 남방형을 구분할 수 있으며, DNA 자료를 토대로 한국인의 북방형과 남방형 비율을 산출한 결과 북방형의 비율이 55.1%(김육) 또는 65%(시노다)로 나타났다[1, 3].



그림 1. 탄생 이후 인류의 아시아 이동 경로 및 주거지역

2.2 한국인 얼굴의 계층적 분류

북방형과 남방형은 오랜 시간 추위와 더위에 각각 적응하면서 얼굴과 체형 등에 큰 영향을 받았다. 남방형과 북방형의 얼굴 윤곽 모양과 부위별 특징은 <표 1>과 같이 정리할 수 있다. 남방형은 역오각형에 짧고 넓은 장두형이며 얼굴의 윤곽이 뚜렷한 얼굴인데 비하여, 북방형은 타원형에 길고 좁은 단두형이며 매끈한 얼굴이라 할 수 있다. 이와 같이 북방형과 남방형의 상반된 특징을 통해 한국인이 갖는 얼굴의 특징을 효과적으로

정의하고 분류할 수 있다. 본 연구에서는 북방형과 남방형을 얼굴 특징을 바탕으로 <표 2>와 같은 얼굴 분류 체계를 마련하였다. 얼굴형을 포함하여 얼굴의 각 부위를 11개로 나누고, 각 부위마다 개별적인 속성으로 구분하여 총 49개의 속성으로 얼굴의 특징을 분류하였다. 또한 각 속성은 정도에 따라 5단계로 구분하였다.

표 1. 남방형과 북방형의 얼굴형 비교

부위	남방형	북방형
얼굴윤곽	역오각형, 짧다	타원형, 길다
두상	납작하고 각지다	삐아있어 둥글다
후두부	돌출(장두)	납작(단두)
두발	곱슬, 술이 많다.	직모, 술이 보통
이마	가로로 넓다	세로로 높다
눈썹	두껍고 진하다	가늘고 흐리다
눈	쌍꺼풀, 크다	외꺼풀, 작다
광대뼈	작다	크다
코	넓고 짧다	좁고 길다
입술	두껍다	얇다
턱	넓고 짧다 (각지다)	좁고 길다 (V라인)
귀	크다(부처귀)	작다(칼귀)

2.3 계층적 얼굴 특징 분류 시스템

계층적 얼굴 특징 분류 시스템은 <표 1>에서 정의한 속성에 따라 얼굴의 속성 값을 부여하여 데이터베이스화 하는 시스템이다. 입력된 얼굴 이미지와 각 속성의 표본을 비교하여 속성 값을 부여한다. 각 속성의 표본은 몽타주 데이터베이스의 얼굴을 속성의 정도에 따라 5단계로 나누어 선정하였다. 얼굴의 속성은 입력된 얼굴과 속성 표본을 자동으로 비교하여 속성 값을 부여할 수 있는 정량적인 속성과 얼굴 전문가의 판단이 필요한 정성적인 속성으로 나눌 수 있다.

표 2. 얼굴의 11개 부위와 49개의 속성

부위	속성								
	얼굴형	길이	너비	역삼각형	두상				
이마	너비	모양	돌출	제비초리	눈썹융기				
눈썹	진하기	두께	길이	각도	미간너비	꿍김			
눈	크기	쌍꺼풀	각도	둥글기	길이	네모	눈두덩이 너비	눈두덩이 두께	눈 사이 거리
광대뼈	크기	방향							
코	크기	길이	폭	콧구멍	콧방울	들창코	매부리		
인중	길이	뚜렷함	너비						
입술	크기	길이	두께	각도	튀어나움				
턱	크기	길이	너비						
귀	모양 (크기)	선귀	귀볼						
뺨	오목정도								

자동으로 값을 부여할 수 있는 속성은 <표 2>에서 밑줄 친 속성들로, <그림 2>와 같은 형상모델[4]을 이용하여 판단할 수 있다.

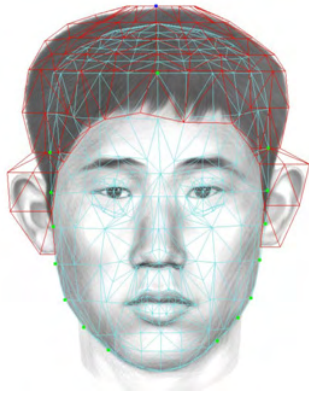


그림 2. 형상 모델의 예

몽타주 데이터베이스의 얼굴은 각각 다른 이미지내의 얼굴의 배율을 일정하게 하는 정규화 과정을 거쳐 형상 모델로 변환된다. 형상모델은 얼굴 각 부분의 위치와 모양을 결정하는 점과 각 점을 연결한 선으로 이루어져 있다. 얼굴 속성 값의 자동 부여는 형상 모델의 각 점의 좌표를 이용하여 얼굴 부위의 길이, 너비, 각도 등을 측정하여 각 속성 단계의 표본과 비교하여 도출한다. 예를 들어, 얼굴의 속성 중 “얼굴형”은 얼굴 윤곽의 모양을 나타내는 것으로 남방형의 특징인 오각형의 얼굴과 북방형의 특징인 계란형 얼굴을 각각 1과 5단계로 정의하고 그 사이 형태의 정도에 따라 2, 3, 4단계로 정의한다. 얼굴형 속성 값의 결정 방법은 <그림 3>과 같다.

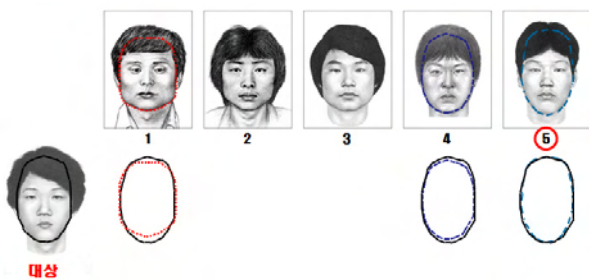


그림 3. 얼굴 - 얼굴형 속성 값 결정 방법

대상얼굴과 각 단계의 표본얼굴에 대하여 얼굴 윤곽의 32개점의 좌표 값에 대한 유사도를 최소사승법(Least Square Method)을 이용하여 도출하고 가장 유사한 단계로 속성 값을 부여한다. <그림 3>은 오른쪽의 단계 1 부터 단계 5까지의 얼굴윤곽 좌표의 유사도를 측정하여 가장 유사한 단계 5로 얼굴형의 속성 값을 부여함을 보인다. <그림 4>는 본 연구에서 마련한 계층적 얼굴

특징 분류 시스템의 사용 예로, 얼굴형과 얼굴 길이, 너비 등의 정량적 속성의 값을 부여하는 화면을 보이고 있다.

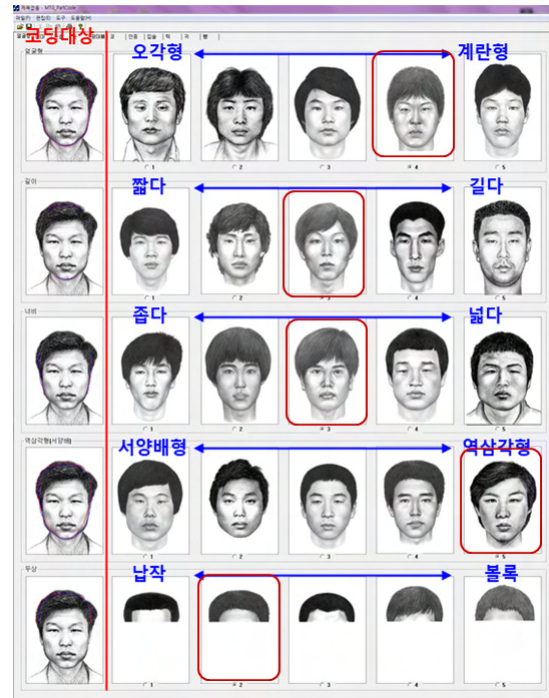


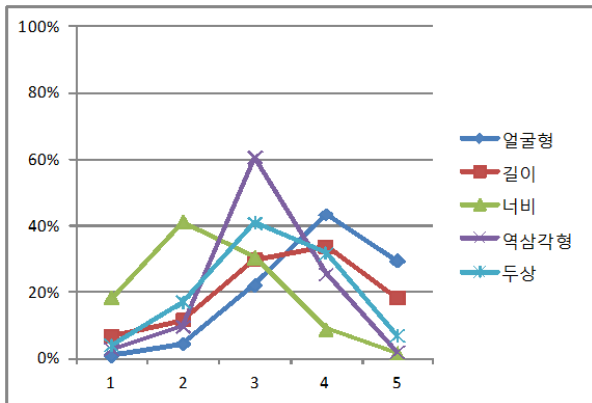
그림 4. 정량적 속성 - 얼굴형 속성 부여 화면

이마의 돌출, 광대뼈의 크기 및 방향 등 전문가의 판단이 필요한 정성적인 속성은 대상 얼굴과 표본을 수동으로 비교하여 속성 값을 부여한다.

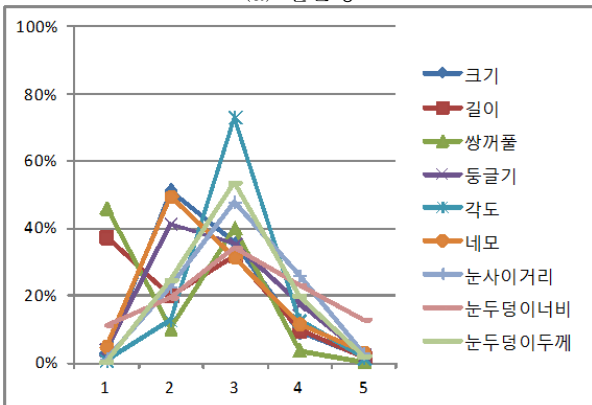


그림 5. 정성적 속성 - 이마 속성부여 화면

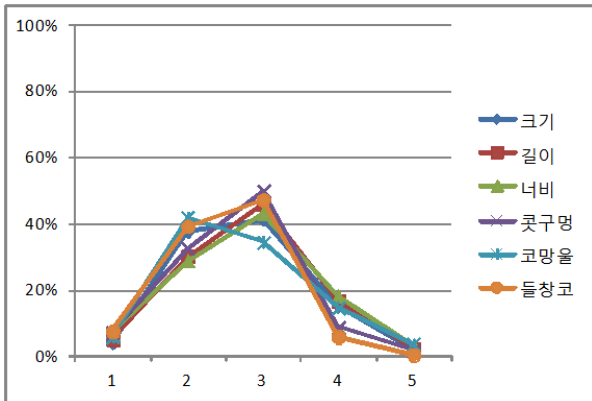
<그림 5>는 이마의 모양, 돌출 정도에 대한 속성 값을 부여하기 위한 화면으로, 왼쪽의 대상 얼굴과 오른쪽의 표본을 비교하여 가장 유사한 단계의 속성 값을 부여할 수 있도록 한다.



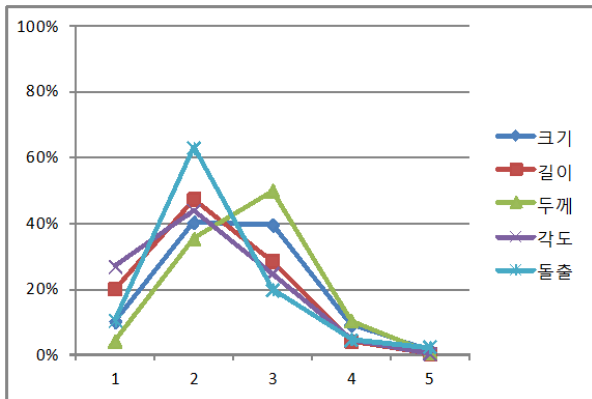
(a) 얼굴형



(b) 눈



(c) 코



(d) 입

그림 6. 주요 얼굴 부위의 속성 값 분포

2.4 한국인 얼굴 특징 통계

본 연구에서는 몽타주 데이터베이스의 성인 남성에게 대하여 속성 값을 부여하여 얼굴 속성 데이터베이스를 구축하였다. 몽타주 시스템을 이용하여 몽타주를 작성할 때 속성 값의 분포와 통계를 이용하여 목격자에게 제시되는 얼굴의 표본을 선별하고, 진술이 부족한 부분을 추정하기 위함이다. 예를 들어, <그림 6>은 얼굴 부위 중 얼굴형, 눈, 코, 입에 대한 속성 값의 분포를 나타낸다. 통계를 통해 얼굴형은 단계 4와 5가 69%를 차지하고 눈의 크기는 2단계가 51%, 3단계가 36%를 차지하고 있으며, 코와 입의 크기, 길이 등도 1부터 3까지의 단계가 90% 이상 차지함을 보인다. 이를 통해 몽타주 데이터베이스의 얼굴은 계란형 얼굴에 눈이 작고, 대체적으로 작은 코와 입을 가진 북방형의 얼굴이 다수임을 확인할 수 있다.

II. 결론 및 향후 연구 방향

한국인 얼굴의 특징 분류는 목격자의 진술부위를 신속하게 검색할 수 있도록 하는 다중 정보 검색 기술을 위한 필수 요소이다. 얼굴의 부위 및 속성으로 분류된 표본을 목격자에게 제시하여 보다 구체적인 진술을 유도하고 이를 바탕으로 대상 얼굴에 가장 근접한 얼굴형을 제시할 수 있다.

한국인이 갖는 북방형 및 남방형의 특징으로 인하여 얼굴의 속성들은 의미있는 분포를 보이며, 다른 속성과 높은 상관관계를 갖기도 한다. 앞으로 이러한 분포와 상관관계를 이용하여 얼굴을 추정하고 불완전한 진술을 보완하기 위한 연구를 진행하고자 한다.

참고문헌

- [1] DNA가 밝혀주는 일본인, 한국인의 조상, 시노다 겐이치, p.110, 보고서, 2008
- [2] Out of Eden The peopling of the world, S. Oppenheimer, p.70, p. 233, Robinson, 2003
- [3] 김옥, 김종열, 미토콘드리아DNA 변이와 한국인 집단의 기원에 관한 연구 (고구려연구재단, 2005)
- [4] 최창석, 전준호, 이성선, 최운영, 고용호, 조용진, "얼굴의 3차원 모델을 이용한 몽타주 작성 시스템", 대한전자공학회 워크샵, 제9권, 1997, pp69-74

치과보철물 관리를 위한 ERP System Modeling 연구

*임지현, 홍성일, 인치호
세명대학교 컴퓨터학부

c6370@snuh.org, megadriver@hanmail.net, ich410@semyung.ac.kr

A Study on ERP System Modeling for Tooth Complement Management

*Ji-Heon Lim, Sung-Il Hong, Chi-Ho In
School of Computer, Semyung University

Abstract

Medical service, public service, finance and production made use of IT that was remarkably developed, and some areas were still out of IT. This study investigated modeling of tooth complement management of not only dental clinic but also dental technical clinics by using ERP system modeling.

The purpose of the study was to investigate ERP of tooth complement production control of not only dental clinics as well as dental technical clinics and to control tooth complement by using IT.

I. 서론

정보통신의 획기적인 발전으로 의료, 공공, 금융, 제조 다방면으로 IT를 이용한 관리를 하고 있다. 그러나 수작업을 이용하거나 중복되는 비효율적인 업무로 작업을 처리 하는 분야가 있다. 이런 업무를 하고 있는 치과기공소의 ERP System을 연구하고 이 시스템을 기반으로 BPM (Business Process Management)을 구현할 수 있는 방안을 제시하고자 한다. 현재 업무시스템은 다음과 같다. 치과에서 환자의 치아 보철물을 치과 기공소에 제작을 의뢰하는 경우, 대부분 종이 의뢰서에 환자의 인적사항, 제작할 보철물 사항 등을 간략

하게 적어 의뢰한다. 따라서 치과기공소에서 치과에서 의뢰한 내용을 유선으로 다시 설명을 듣고 제작에 들어가게 되지만 종종 보철물 제작에 실패하게 된다. 실패의 원인은 제대로 된 의사소통이 없어서 치아의 색상이 어둡거나 또는 밝고 자연치아와 색상이 구별되는 경우도 있다. 또한 치아에 제대로 보철물이 맞지 않아 재제작에 들어가 치료기간이 연장되기도 한다[1].

이러한 문제점으로 인하여 각 기관별 업무의 비효율성을 유발시킨다. 치과, 치과기공소, 환자 간의 시간적인 낭비, 재료비의 소비, 인건비 추가 등 부작용을 낳기도 한다. 그러나 이 업무를 수행하고 있는 담당자들은 개선의 의욕이 없이 기존의 업무를 바꾸려 하지 않는 점이 더 큰 문제점으로 나타나게 되었고, 사용자가 쉽게 이용할 수 있는 User Interface로 이용이 가능한 시스템이 아직까지 없는 것도 문제점의 원인으로 나타나게 되었다[2-3].

문제점 해결을 위하여 치과 기공소의 업무가 미래지향적이고 사용자 중심으로 갈 수 있도록 하기 위하여 본 연구를 통해 개선된 업무 Process를 이용하여 업무의 효율성을 높이고, 차세대적인 관리 방안을 제시하고 보다 편리한 업무를 수행할 수 있도록 BPR(Business Process Reengineering)개념에서 치아 보철물 관리를 위한 ERP System 모델링을 연구하였다.

II. ERP System Modeling

2.1 시스템 구성

본 시스템의 구성은 4Tire (Client, Server, Database, Middelware)로 구성을 한다. Actor로는 치과담당자, 치과기공소 담당자, 서버담당자, 환자가 있다. 그림 1은 본 논문에서 제안하는 ERP System의 하드웨어 구성을 나타낸다.



그림 1. 하드웨어 구성도

치과 클라이언트 PC에서 치과기공의뢰서를 직접 입력하고 필요하다면 환자의 치아사진을 등록하여 보다 명확하게 치아제작을 의뢰한다. 이렇게 보내진 치과 의뢰서는 담당 치과기공소로 전달되어 제작기간 내 제작에 들어가게 된다. 제작된 치아보철물은 다시 치과로 보내어져 환자의 치아에 부착된다.

CLINC

환자명: 나이: 성별: F, M

접수일: 완성일:

보철물의 종류:

METAL

Precious Semi Non

TOTAL	USE	LOSS	REST

Shade

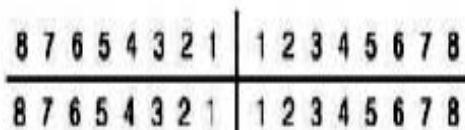


그림 2. 치과의뢰서 샘플

그림 2와 같이 보편적인 기공의뢰서 등록 항목이다. 위 양식으로는 데이터베이스화하여 정보를 사용하기에 제한적이므로 환자의 인적사항, 치과 정보, 치아 정보, 처리자 등 보다 세부적인 정보의 등록이 필요할 것으로 예상된다[4].

필요에 따라 환자의 치아 이미지를 첨부하여 해당 치과 기공소에서 이미지를 참고하여 보다 정확한 보철물을 만들 수 있도록 한다. 보통 의료업계에서 의료영상을 저장할 경우 대형 광파일 서버를 이용하고 있으나 치과나 치과기공소에 도입할 경우 값비싼 비용으로 인해 가격의 상승 및 유지보수가 힘들어 실용가능성이 없으므로 첨부파일을 이용하여 등록하게 한다.

치아 선택 및 재질 TYPE은 미리 데이터로 등록하여 선택하여 사용할 수 있도록 하고, 의료수가는 의료법에 따라 유동적으로 변하는 항목이므로 치과별 수가를 등록할 수 있도록 별도 화면도 필요하다. 치과와 치과기공소는 N:M의 관계로 Primary Key는 업체(치과, 치과기공소)로 Model의 성질에 따라 Primary Key를 추가한다.

2.2 ERP System Modeling 설계

그림 3은 본 논문에서 제안하는 ERP System Modeling의 설계를 나타낸다. 치과와 치과기공소의 네트워크를 형성하기 위하여 본 시스템을 사용하는 기관의 사업자 정보를 등록한다.



그림 3. 기본 데이터베이스 모형제시

본 시스템을 사용하는 치과에서는 제작한 치아보철물의 정보 (환자 인적사항, 치아색상, 특이사항, 완료일자, 처치사항, 의뢰사항)를 ERP 시스템에 등록해야 한다. 등록된 의뢰번호를 Key값으로 QR코드를 생성하여 제작된 치아보철물에 QR코드가 손상되지 않도록 부착한다. 이렇게 만들어진 치아보철물은 치과기공소로 전달된다. 치과 기공소는 전달된 보철물에 대한 정보를

QR코드를 이용하여 시스템에서 조회할 수 있다.

기존에 환자의 치아색상을 제대로 구현하기 힘들었던 점을 보완하여 본 시스템에서는 치아 색상을 치과에서 사용하는 SHADE 색상표를 참고하여 샘플링하고 샘플링 된 치아모형은 치과의사가 시스템을 통하여 검토할 수 있다. 치아 색상 및 치아모형까지 확인 가능하여 환자 모형 제작 전에 확인하여 환자의 개성에 맞출 수 있게 한다. 또한 제작 과정에서 치아보철물의 생산일정 및 치과기공사의 실명을 확인 할 수도 있게 된다.

이렇게 작업된 치과보철물은 치과에 전달되어 환자의 치아에 이식된다. 치과기공소는 보철물에 대한 수가관리 및 금 소모량, 입출고 관리 등을 시스템에서 데이터를 추출하고 통계가 가능하다.

III. ERP System 환경구축 및 구현

기존에 상용화 되고 있는 치과기공소 관리 프로그램은 2Tire로 대부분 구성되어져있다. 클라이언트와 서버가 모두 사용자에게 있게 됨으로써 관리의 어려움이 있고 유지보수가 쉽지 않다. 다음은 이미 상용화 되고 있는 ERP System이다.

그림 4와 같이 단순히 기본 입력과 출력, 조회만 가능함으로써 세무서 제출서류나 세금계산서 출력 시 이미 데이터를 갖고 있음에도 전혀 활용할 수 없게 된다. 이는 집을 지어놓고도 사람이 살지 않는 결과와 같다.

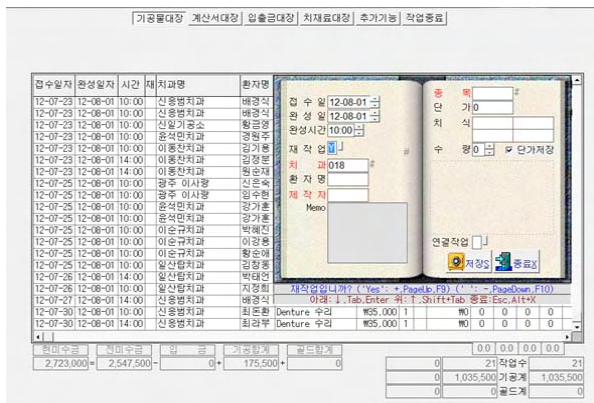


그림 4. 치과 의뢰서 등록화면

본 연구자는 기존의 이러한 불편사항까지 보완하여 ERP System의 모델링 설계 결과를 바탕으로 실험환경을 구축할 때, 4Tire를 고려하였다. 보안 및 Anytime, Anywhere를 하기 위하여 Web 으로 구현한다. 수많은 Web 구현방법 중 본 논문에서는 asp.net

및 x-internet을 사용하였고 구현 샘플을 Powerbuilder 9.0을 이용하여 구현 하였다. Asp.net은 Windows를 사용하는 사용자에게 편의성을 제공하고 X-Internet은 개발의 용이성이 있다.

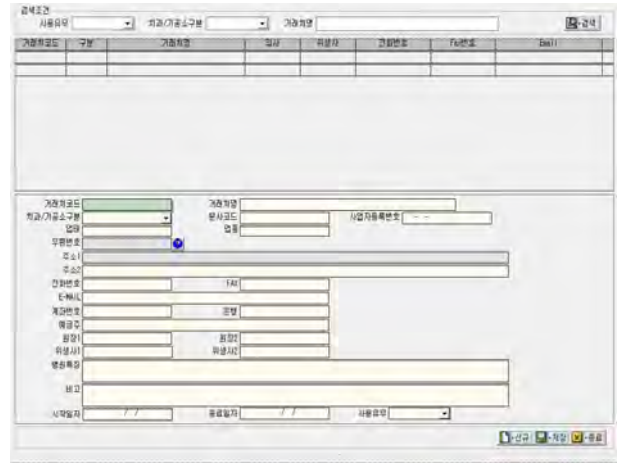


그림 5. 치과, 치과기공소 등록화면

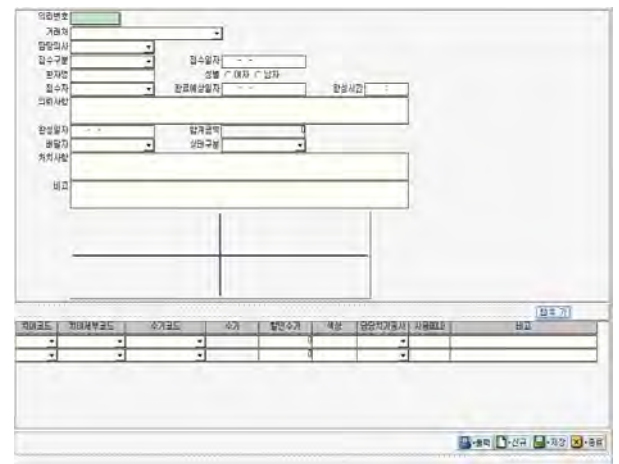


그림 6. 치과 의뢰서 등록화면

프로그램 구현 시 관리자용, 환자용, 치과/치과기공소의 사용자별로 나누어 사용할 수 있도록 고려하였다. 또한 현재 시점에 대한 프로세스 관리가 아닌 어떠한 상황에서도 수용 가능한 시스템을 만들기 위해서는 동적으로 데이터를 제어 할 수 있도록 구현하였다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 치과보철물 관리를 위한 ERP System Modeling에 대하여 연구를 하였다.

치과보철물 관리를 위한 ERP System Modeling에 대한 연구결과로 소외된 의료업계인 치과기공소의 생

산성을 높이고 업무의 만족도를 높일 수 있는 서비스를 제공할 수 있었다. 환자의 개인정보 보안을 가장 우선으로 생각하고, 효과적인 정보의 공유를 통하여 환자의 치아관리 및 보철물의 이동 경로와 제작절차에 대한 관리를 중점으로 관리가 가능하였다.

ERP System Modeling의 연구 결과를 치과기공소에 적용할 경우, 치아를 통한 환자식별이 용이하고 치과와 치과기공소의 보철물 관리의 체계적인 통합으로 인한 차세대 치아 의료정보 시스템으로 발전 가능할 것으로 기대된다.

참고문헌

- [1] “치위생과 학습자의 문제해결능력, 자기 주도적 학습능력, 의사소통능력의 향상을 위한 문제 중심 학습(PBL) 패키지 개발 및 적용”, 건국대학교, 2009
- [2] “치과의사 입장에서 치과기공 의뢰서를 재고,2 : 사 진 첨부 치과기공의뢰서와 치료경과 보고서 활용”, QDT:퀀테센스 덴탈 테크놀로지, vol. 12, no. 6, 통권 127호(2010년 6월), pp.60-66 2010
- [3] “수도권지역 개설 치과기공소의 치과보철물 재제작에 관한 연구”, 경희대학교, 2009
- [4] “醫療傳達體系 改善方案에 관한 研究”, 단국대학교, 1998
- [5] “政策執行對象集團의 不應要因에 관한 研究 : 韓國의 醫療傳達體系를 中心으로”, 명지대학교, 1993
- [6] “양방향 커뮤니케이션에서 장애요소에 대한 상호인식 차이 연구”, 광주대학교 1999

사업화/창업의 활성화를 위한 우수유망기술정보 통합 서비스 모델 설계 및 구현

*주원균, 최기석, 김재성
한국과학기술정보연구원

e-mail : joo@kisti.re.kr, choi@kisti.re.kr, jaesungkim@kisti.re.kr

Design and Implementation of Promising Technology Integration Service Model for Activating Commercialization and Entrepreneurship

*WonKyun Joo, KiSeok Choi, JaeSung Kim
Korea Institute of Science and Technology Information

Abstract

You can maximize the commercialization and entrepreneurship by effectively managing and sharing of the excellent promising technology. In this paper, we studied how to gather, integrate, and share the outstanding technology held by the individual institutions. We defined the standard linkage items from the policy perspective, implemented Open-API based linkage model and adopted these to the excellent promising technology information system.

I. 서론

국가연구개발사업의 성과제고가 과학기술계 주요 이슈로 부상하면서 사업의 경제적 성과창출에 초점을 둔 기술이전 및 사업화에 대한 요구가 높아지고 있다[1]. 국내 공공기관들을 대상으로 한 조사결과에 따르면, 조사대상 기관 275개 중 약 87%가 대상기술을 보유하고 있고, 약 70%가 기술이전·사업화 조직을 보유하고 있다. 2011년 말 기준으로 공공연구기관의 누적 보유 기술은 11만6천여건으로 급속한 증가 추세에 있다[2]. 국내에서는 기술이전·사업화에 대한 정보 제공에서부

터 기술평가/거래 등의 업무를 온라인으로 지원하기 위한 목적으로 기술사업화종합정보망(NTB)[3]을 비롯한 다수의 시스템들이 구축·운영되고 있다. 특히, 새정부의 국정과제도 이러한 요구와 맥락을 같이하고 있어, 관련 요구는 더욱 커질 것으로 추정된다.

기술이전·사업화는 우수유망기술에 대한 선정으로부터 시작된다. 선정된 기술은 일정한 틀에 맞추어 정보화되고 검색/조회 등의 각종 서비스를 통해 기술이전·사업화가 촉진된다. 우수유망기술정보 구축 및 활용과 관련하여 각 기관별로 추진 중인 상황을 조사해본 결과 상당부분의 유사성이 도출되었다. 특히 사업추진 목적이나 우수유망기술 발굴방법, 정보제공 항목 등이 유사하였다. 관련 기관들의 정보를 연계하고 통합 서비스를 제공함으로써 우수유망기술의 활용도를 높이고, 사업추진의 효율성 및 수요지향성을 제고할 수 있을 것으로 기대된다.

본 논문에서는 개별기관에서 보유한 우수유망기술정보를 근간으로 그 활용성을 극대화하기 위한 통합제공 방법에 대해 연구하였다. 정책적인 측면에서 공동활용을 위한 표준 연계항목을 정의하였고, OpenAPI 기반으로 이를 연계하기 위한 기본모델을 구현하였으며, 우수유망기술정보서비스 시스템에 적용하였다. 본 논문에서는 이 세 가지 부분에 초점을 맞추어 구현사례를 기반으로 기술한다. 새로운 기술을 요하지는 않으나, 하나의 적용사례로서 의미있는 연구로 볼 수 있다.

II. 본문

2.1 우수유망기술정보 공동활용정보 항목 정의

우수유망기술정보에 대한 구축·활용이 활발한 6개 기관을 대상으로 관련 테이블 스키마정보를 입수하여 분석을 실시하였다. 국내에서 비교적 관리를 잘하고 있는 기관을 선별했음에도 불구하고 기관별로 관리하는 항목 수와 방법에 있어서 많은 차이를 보이고 있었다. 개별 기관은 전체 67개 항목 범위 내에서 관리가 되, 관리수준은 4개 항목만 관리하는 기관에서부터 30여개 수준으로 관리하는 기관까지 다양한 분포를 보였다.

관리 항목 중 기술명, 기술개요 등 공동활용이 가능한 총 19개 항목을 정의하였고, 우수유망기술정보 공동활용 항목명칭과 기관별 항목 보유여부는 <표1>에 기재하였다.

표 1. 우수유망기술정보 공동활용정보 항목

번호	항목명	A	B	C	D	E	F
1	기술코드	O	O	O	O	O	O
2	기술공개여부	O	O	O	O	X	O
3	국문기술명	O	O	O	O	O	O
4	영문기술명	O	X	O	O	O	X
5	기술분류	O	O	O	O	O	O
6	기술개요	X	O	O	O	O	X
7	적용분야	O	O	O	O	O	X
8	키워드	O	X	O	X	X	X
9	기술완성도	O	O	O	O	X	X
10	기술이전형태	O	O	O	O	O	X
11	유무상 구분	X	O	X	X	X	X
12	기술이전금액	O	O	O	X	X	X
13	기술도입시 고려사항	O	X	O	O	X	X
14	사업화 적용실적	O	X	O	O	X	X
15	기술이전조건	O	X	O	O	X	X
16	등록일	O	O	O	O	O	X
17	수정일	O	O	O	X	O	X
18	과제고유번호	O	X	X	X	X	X
19	원문URL 정보				O		

주요항목들의 선정기준은 다음과 같다. 기술코드는 데이터 접근을 위한 기본 키의 의미로 필수요소이며, 기술의 식별을 위해 기술명을 선정하였고, 기술이전 등을 고려한 최소 항목을 식별하였다. 원문URL은 기관 제공 사이트에서 상세정보에 대한 접근을 제공한다.

2.2 우수유망기술정보 공동활용 모델 설계

공동활용을 위한 19개 항목은 수집하여 통합집근을 제공하고, 기타세부정보는 원문 URL을 이용하여 상세정보에 접근할 수 있도록 시스템을 설계하였다. 데이터 수집비용의 최소화를 위해 Open-API 기술을 기반으로 연계 모델을 설계하였다. 비용의 최소화에 따라

시스템 개념을 간단하게 설계하였기 때문에 총 2개의 API로도 수집연계 기능을 적절하게 처리할 수 있다.

본 논문에서 설계한 Open-API를 이용한 데이터 연계모델 개념은 <그림 1>에 도식으로 표현하였다. 통합수집서버는 기관API를 호출하여 초기에 1회 전체데이터를 수집하며, 이후 주기적으로 업데이트된 자료를 입수한다. 우수유망기술정보 보유기관은 업데이트된 자료를 주기적으로 통합수집서버에 반영한다. 양 서버 간 업데이트 여부는 최종갱신일이라는 항목을 확인하여 수행한다.

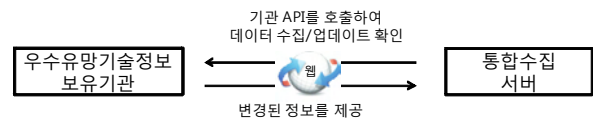


그림 1. Open-API를 이용한 데이터 연계모델 개념도

위에서 언급한 2개의 API에 대한 요약정보는 표2에 기술하였다.

표 2. 우수유망기술정보 공동활용 API

API	설명
XtOrgPoolService	<ul style="list-style-type: none"> 통합수집서버에서 각 기관의 우수유망기술정보 데이터를 입수하기 위해서 호출하는 API로서 기관서버에서 제공 (입력)키를 포함한 5개의 조회 조건으로 구성 (출력)결과로서 내용을 포함하는 XML 문서 제공
XtPoolService	<ul style="list-style-type: none"> 기관에서 특정 데이터 대한 추가 제공 및 업데이트를 처리하기 위해서 호출하는 API (입력) 1개의 요청변수(키값)에 업데이트하고자 하는 XML 문서 형식으로 구성 (결과) 오류여부 및 오류 코드

```
<?xml version="1.0" encoding="UTF-8"?>
<Result>
  <ResultInfo>
    <ErrorCode>000</ErrorCode>
    <Message>정상 처리되었습니다. </Message>
    <Description> 90건의 데이터가 조회되었습니다. </Description>
  </ResultInfo>
  <RequestInfo>
    <StartPos>1</StartPos>
    <EndCnt>10</EndCnt>
    <TotalCnt>90</TotalCnt>
    <RequestID>2012-08-02 12:30</RequestID>
  </RequestInfo>
  <TechInfoList>
    <TechInfo number="1">
      <TechOrgNo>X11-2010-1268</TechOrgNo>
      <TechItemNo>1</TechItemNo>
      <TechNameKo>1차원 나노 구조체, 액정 합타이드 나노 구조체 및 이들의 제조방법</TechNameKo>
      <TechNameEn>1Dimensional Nano Structure, Liquid Crystalline Phase Peptide Nano Structure and Methods for</TechNameEn>
      <TechClsCd1>
      <TechClsCd2>
      <TechClsCd3>
      <TechSmrny>
        <CDATA[기술의 핵심내용]본 기술은 생체분자인 펩타이드의 자기조립으로 제조된 1차원 나노 구조체, 이를 분산시켜 제조한 액정 합타이드.]]>
      </CDATA[
      <CDATA[
        나노 선 플랫폼, 표면학에 국한된 한국 및 유럽계 데이터 제작을 위한 주형, 액정 디스플레이 재료
      </CDATA[
      </AppArea>
      <OrgWord>액정 합타이드 나노 구조체, 나노 합타이드</OrgWord>
      <TechMultiPrvcsCd1>1차원 나노 구조체, 액정 합타이드</TechMultiPrvcsCd1>
      <TechTransForm>26</TechTransForm>
      <TechTranYn code="01">유상</TechTranYn>
      <TechTranAmo>000</TechTranAmo>
      <TechAttention>
      <TechAppRtd>
      <TechTransCd>
      <TechOpenYn code="Y">공개</TechOpenYn>
      <CreatID>2012-01-02 11:12</CreatID>
      <ModID>2012-01-04 11:12</ModID>
      <UpdID>142506042</UpdID>
      <OrgnUrl>http://www.mtr.kr/pocup/htApp/htInfoAction.do?techId=12345</OrgnUrl>
      </TechInfo>
      <TechInfo number="2">
      </TechInfo>
      </TechInfoList>
    </Result>
```

그림 2. 설계된 XtOrgPoolService 예시

표에서는 각 API별 기본기능, 입력항목, 출력항목에 대해 설명하고 있다. API의 이용에 대한 이해를 돕기 위해 XtOrgPoolService라는 API에 대한 데이터 예시는 <그림2>에 별도로 기술하였다. 그림에서는 업데이트 된 90건의 자료를 조회하고, 해당 자료의 상세정보를 수집하기 위한 구조를 제시한다.

III. 구현

Open-API 기반으로 설계된 데이터 연계 모델은 실험적으로 구현하였고, 그 결과를 확인하였다. 성능으로 고려될 수 있는 요소는 수집시간인데, 수집시간은 데이터 건수에 비례한다. 아직은 기관수와 데이터 량이 많지 않아 속도 등의 성능은 큰 문제가 되지 않을 것으로 생각된다. 현재 수집을 통해 활용 가능한 데이터 약 3,600여건으로 확인된다.

연계된 데이터를 활용하기 위한 검색 및 조회 기능은 NTIS의 우수유망기술정보서비스 시스템[4]에 <그림3>과 같이 구현하였다. 주요서비스로 기술명 등의 주요항목에 대한 검색, 기관별 검색 등의 기능을 제공한다. 또한, 검색된 기술에 대한 상세조회와 해당기관 원문으로의 접근 기능을 제공한다.



그림 3. 구현된 애플리케이션

이렇게 통합 수집된 정보는 기존 논문·특허정보, 기술이전·사업화 정보의 매개체로 활용되어, <그림 4>와 같은 형태의 서비스를 제공할 수 있다. <그림 4>의 가운데 박스는 우수유망기술정보를 나타낸다. 즉, 어떤 논문·특허들을 기반으로 어떠한 우수유망기술정보가

도출되었고, 해당 우수유망기술정보는 기술이전·사업화 형태로 어떻게 진행되었는지를 한눈에 확인할 수 있다.



그림 4. 구현된 애플리케이션

IV. 결론 및 향후 연구 방향

한국을 비롯한 아시아 지역 국가들의 대부분은 R&D 집중도가 빠르게 상승하고 있다[4]. R&D투자에 따른 적절한 연구성과, 특히 사업화·창업 성과를 내기 위해서는 우수유망기술정보를 효과적으로 관리하고 공동활용 할 필요가 있다. 본 논문에서는 개별기관에서 기존에 구축하여 사용하고 있는 우수유망기술정보를 통합수집하여 활용하기 위한 방법에 대해 연구하였다. 정책적인 측면에서 우수유망기술을 공동활용하기 위한 표준 연계항목을 정의하였고, OpenAPI 기반으로 이를 연계하기 위한 기본모델을 구현하였으며, NTIS 우수유망기술정보서비스 시스템에 적용하였다. 이를 통해 다수의 기관의 산재되어 있는 우수유망기술정보에 망라적으로 접근할 수 있고, 사업화·창업의 기회를 더 많이 획득할 수 있을 것으로 기대한다.

참고문헌

[1] 주원균 외, “국가연구개발성과 중 우수유망기술정보 활용을 위한 서비스 사례 연구”, 정보시스템학회, 1권, 2010.
 [2] 한국지식재산연구원, 한국산업기술진흥원, 2012년 기술이전·사업화 조사분석 자료집, 2012.
 [3] www.ntb.kr
 [4] roots.ntis.go.kr
 [5] 한국과학기술기획평가원(KISTEP), 네덜란드 Science, Technology & Innovation Indicators 2012, 2013년 제6호, 2013.

스마트폰 기반의 매트릭스 추정을 통한 실시간 이상 심박동 판별 어플리케이션 구현

*김병훈, 노윤홍, 정도운
동서대학교
e-mail : dujeong@dongseo.ac.kr

Implementation of Real-time Abnormal Heart Beat Detection Application through Matrix Estimation Method based on Smartphone

*Byeong-Hoon Kim, Yun-hong Noh, Do-Un Jeong
Dongseo University

Abstract

In this paper, we propose a real-time abnormal heart beat detection application through matrix estimation method. The performance of the proposed algorithm was tested on 8 records of the MIT-BIH arrhythmia Database. The Result demonstrated that the peak detection rate reached 99.96%, and the abnormal detection rate was 96.15%. In addition, the proposed method was able to detect abnormal heartbeat even under the environment of restricted system.

I. 서론

최근 만성질환 및 심혈관계 환자의 지속적인 건강상태의 모니터링을 지원하기 위하여 일상생활 중 생체신호를 측정하기 위한 연구들이 수행되었다. 특히 생체신호 중 심장활동에 관련된 많은 정보를 내포하고 있는 심전도를 일상생활 중에 편리하게 계속하기 위한 연구 및 계속된 심전도 신호로부터 건강정보 및 이상 심전도 또는 부정맥을 검출하기 위한 연구들이 수행되었다.

심전도 신호로부터 건강정보를 추출하기 위한 연구로서 가중퍼지소속함수 기반 신경망 학습을 통해 정상

심전도와 부정맥을 판별하는 연구[1], 웨이블릿 및 유전자 알고리즘을 적용한 ESVM알고리즘을 구현하여 부정맥을 검출하는 방법[2-3], 미리 정의된 창 내에서 정상 ECG신호의 위상 공간 밀도 값을 ECG신호의 위상 공간 포인트 분포로 맵핑하는 부정맥 검출 방법[4] 등 다양한 심전도 분석 및 이상심전도 분류방법이 연구되고 있다. 하지만 기존 연구에서는 이상 심전도를 검출하기 위하여 PQRST파의 정확한 지점을 검출하거나 계산량이 많은 알고리즘을 요구함으로써 모바일 기기와 같은 제한적인 환경에서 적용하기에는 어려움이 있다.

본 연구에서는 모바일 기기와 같은 제한적인 시스템에 적용하기 위한 스마트폰 기반의 매트릭스 추정을 통한 실시간 이상 심박동 판별 어플리케이션을 구현하고자 하였으며, MIT-BIH Arrhythmia 데이터베이스를 이용하여 이상 심박동 검출 기법의 성능 평가를 수행하였다.

II. 본론

2.1 심전도 전처리 과정

본 연구에서는 심전도의 전처리과정을 위하여 간단한 수식으로 이루어진 0.1~35Hz의 디지털 BPF, 전원 잡음을 제거하기 위한 MAF(moving average filter)를 적용하였으며, 신호를 1차 미분 및 제곱함으로써 특징점을 부각 시키도록 하였다. 또한 문턱치 기반의 피크

검출 및 원심전도 상에 정확한 R-peak를 검출하기 위한 과정을 수행하였으며, 마지막으로 R-R간격을 계산하였다. 전체 전처리 과정을 그림 1에 나타내었다.

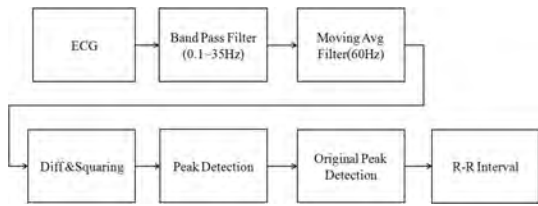


그림 1. 전처리 과정

전처리과정을 통해 검출된 Rpeak-Rpeak 간격으로 쉽게 알 수 있는 빈맥 또는 서맥 외에 VPC (ventricular premature contraction)과 같은 형태학적으로 이상이 있는 부정맥을 판별하기 위하여 계산량이 간단한 매트릭스 추정 기법을 구현하였다.

2.2 실시간 이상 심박동 검출 기법

본 연구에서는 이상 심박동을 검출하기 위하여 매트릭스 추정 기법을 구현하였다. 매트릭스 추정 기법은 정상 심전도에 대한 매트릭스를 생성하여 입력되는 심전도의 패턴을 매트릭스와 대조하여 이상 심박동을 검출하는 방법이다.

먼저 매트릭스 추정 기법을 적용하기 위하여 전처리 과정에서 검출된 R피크를 기준으로 심전도 신호에서 QRS파를 모두 포함할 수 있는 QRS 구간을 설정하였다. 이 때, 신호의 샘플링 주파수는 360Hz를 사용한다고 가정하였다.

QRS on = 검출된 R피크 이전 220ms(80 samples)
 QRS off = 검출된 R피크 이후 380ms(137 samples)

다음으로 매트릭스 추정 기법을 적용하기 위하여 정상 심전도에 대한 매트릭스를 생성하는데 필요한 시간을 30초로 설정하였으며, 계측된 심전도에서 초기 30초 동안의 신호에서 R피크를 기준으로 하는 QRS 구간으로 각각 분할하였다. 또한 계산량을 줄이기 위하여 원신호의 분해능을 5비트로 변환함으로써 QRS 패턴을 추출하였다.

추출된 PQRST 패턴 218 × 81 형태의 샘플 및 해상도를 가지며 비정상 심박을 판단하기 위한 218 x 81의 매트릭스를 생성하기 위해 사용된다. 정상 매트릭스 생성을 위하여 먼저 PQRST 패턴에서 서로 겹쳐지는 횡수에 따라 매트릭스 셀의 값을 1 증가 시키며, 10보다 클 경우 더 이상 값을 증가 시키지 않도록 함으로써 정상 심전도 신호에 대한 템플릿을 생성하였다. 특

히 정상 심박동의 경우에도 정확하게 겹치지 않으며, 신호의 진폭 및 위상에 근소한 차이가 있기 때문에 겹치는 구간에서 상, 하 셀에도 값을 증가시킴으로써 오차율을 최소화 하고자 하였으며, 생성된 정상 심전도의 매트릭스를 그림 2에 나타내었다.

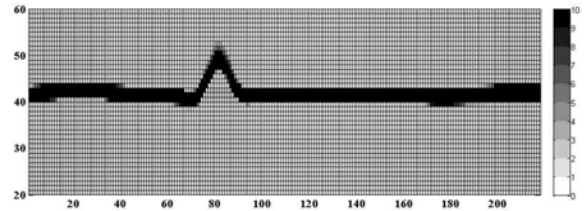


그림 2. 생성된 정상 심전도 매트릭스

2.3 정상 및 이상 심박동 판별

생성된 매트릭스는 이상 심박동을 판별하기 위하여 사용된다. 먼저 30초의 정상 매트릭스 생성 이후 전처리과정을 거쳐 검출된 R피크를 기준으로 PQRST 구간을 검출하여 정상 심전도 매트릭스와 대조한다. 이때, 임의로 설정한 매트릭스 값, 즉 ratePM이 10이상인 각 요소에 겹쳐질 경우 ratePM 값을 1 증가 하여 최종 ratePM을 계산하였다. 이 때 정상 심박동의 경우 생성된 매트릭스 내에 겹치는 구간이 많으므로 ratePM이 높게 나타나며, 이상 심박동의 경우 겹치는 구간이 적으므로 ratePM이 낮게 나타난다.

본 연구에서 제안한 형태적 비정상 심박 검출 기법을 적용한 일례를 그림 3,4에 나타내었다. 그림을 살펴보면 정상 심박동의 경우ratePM이 218로 높게 나타났으며, 이상 심박동의 경우 ratePM이102로 낮게 나타난다. 이와 같은 방법으로 실시간으로 비정상 심박의 검출이 가능하다.

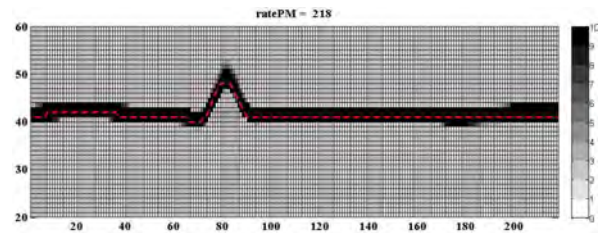


그림 3. 정상 심박동 판별

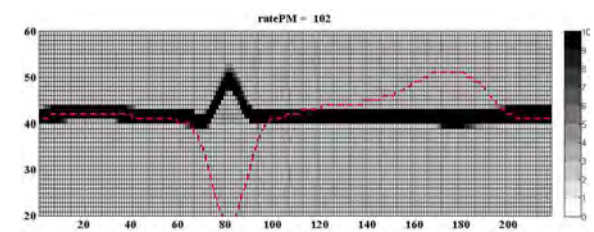


그림 4. 이상 심박동 판별

2.4 실시간 이상 심박동 검출 어플리케이션 구현

본 연구에서는 모바일 기기에서 실시간 이상 심박동 검출을 위하여 모바일기반의 실시간 모니터링 어플리케이션을 구현하였으며, 블루투스를 내장하는 안드로이드 기반의 스마트폰 어플리케이션으로 설계하여 심전도 계측 시스템과의 추가적인 통신 설비 없이 모니터링이 가능하도록 하였다.

어플리케이션의 구조는 프레임워크 기반의 화면에 표현하는 View 클래스와 블루투스를 통한데이터의 통신 및 저장, 전체 데이터를 관리하는 Communication & Data Management 클래스로 구성되어 있으며, 어플리케이션의 클래스 다이어그램을 그림5에 나타내었다.

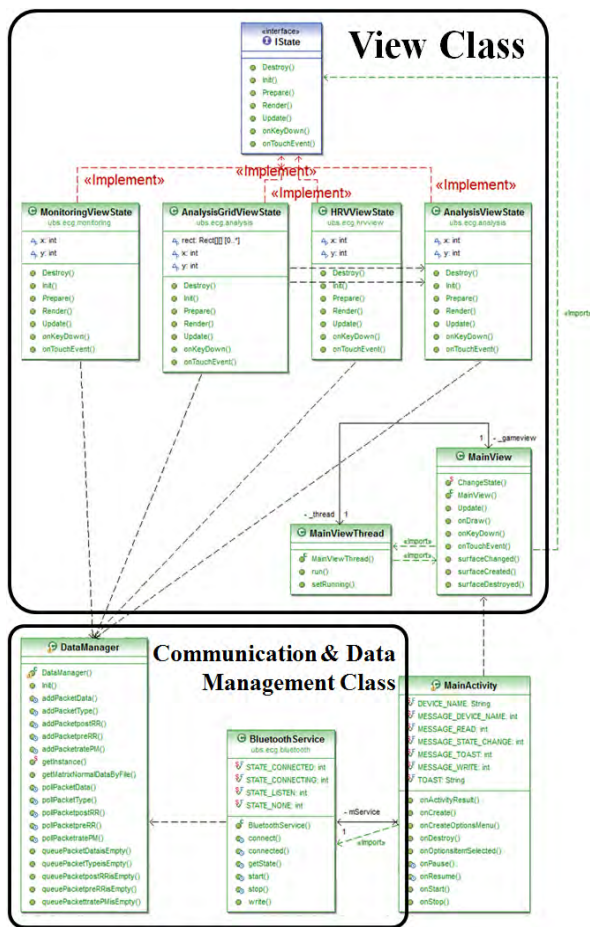


그림 5. 어플리케이션 클래스 다이어그램

View 클래스에서는 디자인 패턴인 상태 패턴을 구현하여 각 상태에 따른 행동들을 분리하여 모니터링하며, 상태 패턴은 Monitoring View State, Heartbeat Analysis View State, Analysis Grid View State, 총3가지의 상태를 가진다. 먼저 Monitoring View State는 전송되는 데이터 패킷을 실시간을 모니터링하기 위한 클래스로 현재 심박수, VPC, APC, 심박 종류, preRR,

ratePM을 표현하고, 정상 심박동에 대한 정상 매트릭스 및 현재 심박의 형태를 나타낸다. Analysis View State, Analysis Grid View State는 실시간 심전도 모니터링이 끝난 후 전체 심박 중 원하는 심박에 대한 정보를 모니터링하기 클래스로 정상 매트릭스 및 선택된 심박의 형태를 표현하고, 선택된 심박에 대한 심박 종류, preRR, postRR, ratePM을 표시한다.

Communication & Data Management 클래스는 Bluetooth는 Service, Data Manager의 클래스로 구성된다. Bluetooth Service는 블루투스 모듈과의 통신을 위해 블루투스UUID(universally unique identifier) 설정과 주변 블루투스 검색 및 블루투스 소켓을 연결하고 유지하는 역할을 하며, DataManager는 무선 전송된 데이터 패킷을 구분하여 연결리스트 객체 각각에 저장한다.

III. 실험 및 결과

3.1 어플리케이션 구현 결과

본 연구에서 구현된 어플리케이션의 실시간 이상 심박동 검출의 일례를 그림7에 나타내었다. Monitoring View 에서는 현재까지의 심박수와 VPC, APC의 개수와 심박 종류, preRR, ratePM을 표시하며, 심전도를 실시간으로 모니터링한다. 심전도 모니터링이 끝난 후, Analysis Grid View에서 전체 심박 중 원하는 심박에 대한 정보를 선택하여 심박 종류, preRR, postRR, ratePM의 표현과 정상 심전도에 대한 매트릭스에 선택된 심박의 심전도 신호를 표현한다.

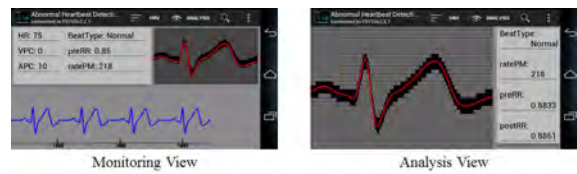


그림 6. 정상 심박동 판별

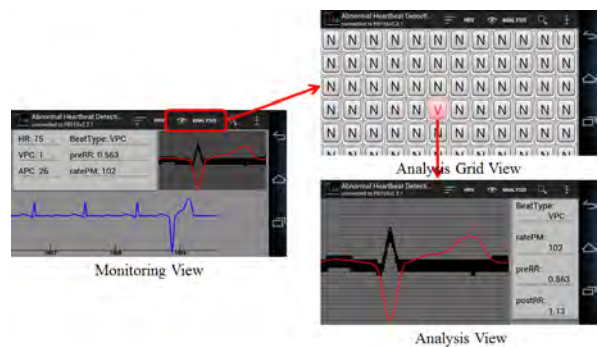


그림 7. 이상 심박동 판별

3.2 이상 심전도 검출 성능 평가

이상심전도를 검출을 위한 매트릭스 추정 기법의 성능을 평가하기 위하여 MIT-BIH 데이터베이스의 Arrhythmia 데이터베이스를 사용하였다.

MIT-BIH Arrhythmia 데이터베이스는 0.1~100Hz band-pass 필터링한 신호를 11bit의 해상도로 $\pm 5mV$ 의 범위와 360Hz의 샘플링 주파수를 갖는 30분 동안의 신호로써 각 기록 안에는 심장박동에 따른 타입과 기준점의 시간에 대한 정보가 주석 안에 포함되어 있다. 실제 계측된 신호에서 부정맥을 판별하기에는 어려움이 있기 때문에 MIT-BIH 데이터베이스에 기록되어 있는 주석 정보를 참고하여 부정맥 판별 성능을 평가하고자 하였다. 또한 실험에 앞서 본 연구에서는 MIT-BIH Arrhythmia 데이터베이스의 11bit의 해상도와 $\pm 5mV$ 범위를 갖는 원 신호를 일상생활 중 장시간 심전도 측정에 주로 사용되는 저전력 마이크로프로세서의 10bit의 해상도와 0~1024 정수형 범위를 갖도록 변경하여 알고리즘을 적용하였다.

본 연구에서 제안한 이상 심박동 검출 알고리즘의 성능을 평가하기 위하여 MIT/BIH 데이터베이스 중 VPC 이상 심전도가 포함되어 있는 8개 레코드를 사용하여 이상 심박동 검출실험을 수행하였다.

표 1. 심박동 및 이상 심박동 검출 결과

MIT /BIH Record	MIT/BIH		Our Method		Peak Detection Accuracy (%)	Abnormal Detection Accuracy (%)
	Peak	Arrhythmia	Peak	Abnormal		
100	2273	1	2272	1	99.95	100
102	2187	4	2187	5	100	80
119	1987	444	1987	439	100	98.88
121	1863	1	1861	1	99.89	100
123	1518	3	1518	3	100	100
124	1619	47	1619	52	100	90.38
230	2256	1	2256	1	100	100
231	1573	2	1571	2	99.87	100
					99.96	96.15

그 결과 각각의 레코드로부터 심박동수 검출 성공률은 99.96%, 매트릭스 추정기법을 이용한 이상 심박동 검출은 96.15%로 우수한 성능을 나타내었다.

IV. 결론

본 연구에서는 모바일 기기와 같은 제한된 시스템에서 이상 심박동을 검출하기 위하여 계산량이 간단한 매트릭스 추정 기법을 구현하였다. 구현된 알고리즘은 정상 신호에 대한 매트릭스를 생성하여 입력되는 신호와 비교하는 방법으로 기존의 복잡한 알고리즘과 비교하여 그 성능은 다소 떨어질 수 있으나 계산량이 간단하여 모바일 기기에서 실시간 이상 심박동 검출이 가능한 장점이 있다.

향후 연구에서는 무선 심전도 모니터링시에 이상 심박동 검출뿐만 아니라 무선 데이터 전송 시 정상 심박동의 경우에는 심박에 대한 간단한 정보만 전송하고, 이상 심박의 경우에는 전체 심박에 대한 정보를 전송함으로써 높은 샘플링 주파수를 가진 생체 신호의 장시간 측정 시 기하급수적으로 발생하는 패킷을 최소화하는 연구가 필요할 것으로 사료된다.

감사의 글

본 논문은 중소기업청에서 지원하는 2012년도 산학연공동기술개발사업(No. C0035611) 및 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(No. 2012-0002438)

참고문헌

- [1] 장형종, 임준식, “심박수 변이도와 퍼지 신경망을 이용한 부정맥 추출”, 한국인터넷정보학회, Vol. 10, No. 5, pp107-116, 2009.
- [2] Rogal, S.R et al., “Automatic Detection of Arrhythmias Using Wavelets and Self-Organized Artificial”, 2009 Ninth International Conference on Intelligent Systems Design and Applications, pp648-653, 2009.
- [3] Nasiri, J.A, et al., “Intelligent Arrhythmia Detection using Genetic Algorithm and Emphatic SVM(ESVM)”, Computer Modeling and Simulation, pp112-117, 2009.
- [4] N. Srinivasan, M. T. Wong, S. M. Krishnan, “A new Phase Space Analysis Algorithm for Cardiac Arrhythmia Detection”, Proceedings of the 25Lh Annual International Conference of the IEEE EMBS, pp17-21, 2003.

실시간 심박동 검출을 통한 시청각 자극 기반의 스트레스 분석 기법 구현

*김병주, 정도운
*동서대학교

e-mail : dujeong@dongseo.ac.kr

Implementation of Stress Analysis Techniques of Based on Audio-visual Stimulation through Real-time Heart-rate Detection

*Byeong-Ju Kim, Do-Un Jeong
*Dongseo University

Abstract

In this paper, we analyzed the stress through an audio-visual stimulus. 2-lead ECG measurement system was measured by an electrocardiogram. And analyze the state of stress through relaxation and stress state. Then, Analysis of the ECG data to extract information from the HRV, Lorentz plot and stress were analyzed after conversion.

variability, HRV)분석방법의 연구가 활발하게 진행되고 있다.[2] 이러한 심박변이도는 심장박동의 변화를 통해 자율신경계 기능을 비침습적으로 평가하는 방법으로 시간영역과 주파수영역으로 구분하여 분석하는 것이다.

본 연구에서는 일상생활 중 최소의 자각상태에서 심전도를 측정할 수 있도록 2-Lead의 착용형 심전도 측정시스템을 구현하였다. 그리고 휴식 상태와 시청각 자극시의 심전도를 분석함으로써 휴식 중일 때와 스트레스 자극상태 중일 때를 구분하고자 하였다. 그림 1은 본 연구의 실험개요를 나타낸다.

I. 서론

최근 현대인들은 불규칙적인 식생활, 과도한 업무, 바쁜 스케줄 등으로 인해 스트레스가 매우 중요한 문제로 인식되고 있다. 스트레스란 개인이 의미 있는 것으로 지각하는 외적 및 내적 자극으로서 감정을 야기하고 이것이 건강과 생존에 영향을 준 것으로 stressor 자체보다는 그것에 대한 개인의 주관적 해석에 의해 좌우되는 경우가 크다. 이러한 스트레스가 인체에 오랜 기간 노출될 경우 자율신경계의 장애가 발생하여 미주신경계는 억제되고 교감신경계는 흥분된 상태가 발생하게 된다.[1] 이러한 스트레스로 인한 자율신경장애에는 심박변이도(heart rate variability, HRV)를 감소시키는데 심박변이도가 감소되면 부정맥, 허혈성 심장질환, 동맥경화, 급성 심장사, 심근경색의 발현이 증가된다고 알려져 있다. 그래서 최근 자율신경계의 기능상태와 일치하는 심장박동의 변화도를 측정할 수 있고, 신뢰성과 재현성이 있는 심박변이도(heart rate

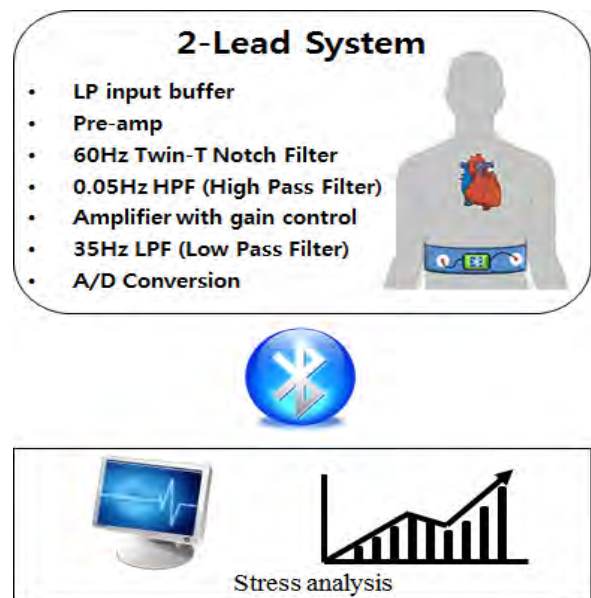
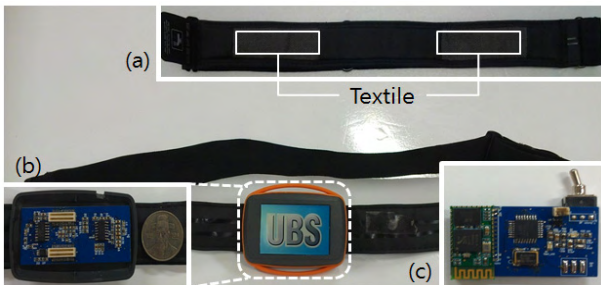


그림 1. 시스템 개요.

II. 시스템 구현

2.1 2-Lead 착용형 무선 심전도 계측시스템

본 연구에서는 일상생활 중 실시간으로 심전도를 계측하기 위하여 2-Lead 착용형 무선 심전도 계측시스템을 설계 및 구현하였다. 본 시스템은 측정자로 하여금 시스템의 착용에 의한 스트레스, 긴장, 피부 트러블 등과 같은 문제점을 최소화하기 위하여 Polar社의 섬유전극형 벨트를 사용하였다. 2-Lead 착용형 무선 심전도 계측시스템은 착용형 벨트에 직접 연결되어 신호의 증폭 및 아날로그 신호처리를 할 수 있는 아날로그 회로부와 아날로그 회로부로부터 획득된 신호를 ADC 및 무선 전송을 할 수 있는 프로세서 회로부로 구성하였다. 그림 2에서는 본 연구에서 구현된 2-Lead 착용형 무선 심전도 계측시스템을 나타내었다.



(a)섬유전극형 벨트, (b)Analog Circuit
(c)Bluetooth Module

그림 2. 심전도 계측시스템.

먼저, 심전도 계측시스템의 아날로그 회로부는 전극으로부터 유도된 신호의 검출을 위하여 LP input buffer와 계측용증폭기(INA333, Burr-Brown Co., USA)로 구성된 전치증폭부를 구성하고, 반전 동상신호 구동회로를 적용하여 전극으로 유입되는 동상신호를 최소화 하였다. 그리고 차단주파수가 0.05Hz인 고역통과필터를 설계하여 심전도 신호에 포함된 기저선 및 저주파성분의 잡음을 제거하도록 하였고, 상용전원에 의한 전원잡음의 제거를 위하여 60Hz의 차단주파수를 갖는 Twin-T notch filter를 설계하였다. 그리고 신호증폭회로와 35Hz의 차단주파수를 갖는 2차 버터워즈 저역통과필터를 설계하여 최종 아날로그 심전도 신호를 검출하였다. 그림에서 모듈은 아날로그 회로와 커넥터에 의해 연결되고 최종 아날로그 심전도신호를 ADC하여 블루투스통신 모듈로 전송하게 된다. 블루투스 모듈은 최근 스마트폰의 활발한 사용으로 폭넓은 응용이 가능하다.

본 연구에서는 심전도 계측시 착용에 따른 불편함을 최소화 하고자 초소형의 2-Lead 착용형 무선 심전도 계측시스템을 이용하여 시정각 자극으로부터의 휴식 및 스트레스 측정을 위한 심전도를 측정하였다.

2.2 심박변이도 추출

일반적으로 심장의 심박(HR, heart rate)은 일정하지 않다. 보통 건강한 성인의 경우 안정시 일분에 약 50-100회 정도 박동하는데, 이러한 심장의 심박은 여러 가지 신체조건의 변화 즉, 순환계통의 반사 수용체에서의 변화, 순환기능 조절중추의 변화, 다양한 감정의 변화, 체위의 변화, 약물의 투여 등에 따라 신경계 또는 호르몬의 조절에 의해 변화한다. 본 연구에서 측정하고자 하는 심박변이도(heart rate variability, HRV) 신호는 하나의 심장박동 주기로부터 다음 심장주기 사이의 변이정도를 나타낸 것으로, 자율신경계(ANS, autonomic nervous system)의 조절형태에 관한 정보를 제공한다. 즉 심박변이도 신호는 여러 가지 신체 조건의 변화와 주위 환경의 변화에 대응하기 위해심박수를 제어하는 ANS의 조절 기능에 관한 정량적인 파라미터를 제시하며, 이는 여러 가지 심장질환으로부터 야기되는 병리·생리학적인 현상에 관한 정보를 제공한다.

본 연구에서는 심박변이도 정보를 얻기 위해 심전도 계측시스템으로부터 획득된 심전도 신호에 심박동을 검출하였으며, 그림 3은 심박동검출 알고리즘의 블록도를 나타내었다. 먼저 움직임에 의한 동잡음과 호흡에 의한 기저선 변화를 제거하기 위해 대역 통과필터를 적용하였고, peak의 검출이 용이하기 위해 미분을 적용해 기울기에 따른 변화를 나타냈다. 또한 미분적용 후에도 잔존하는 고주파형태의 노이즈를 제거하기 위해 이동평균필터를 적용하여 원 심전도 peak index를 검출하였으며, peak index를 바탕으로 원 심전도와 비교하여 정확한 peak를 검출하였다.

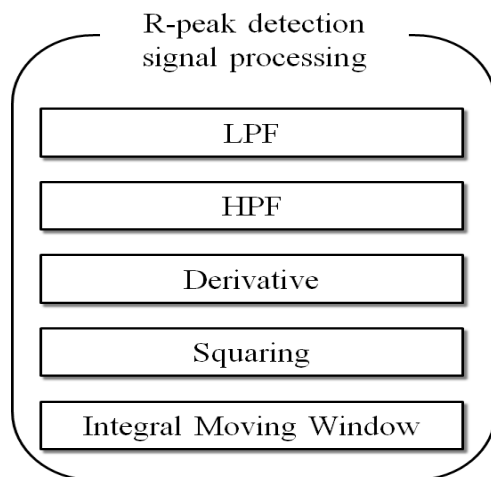


그림 3. peak검출알고리즘 블록다이어그램.

그리고 심박변이도를 얻기 위해 획득된 심박동정보를 바탕으로 심박동간격 시계열 신호를 구하였고, 이 신호를 전처리하여 본 연구에서 스트레스 분석에 사용되는 시계열 심박동변이율 신호를 재구성하였다. 식 1은 심박변이도 계산을 위한 수식이다.

$$HRV = \frac{J_{peak}(n+1) - J_{peak}(n)}{Sampling\ Rate} \quad (1)$$

그리고 검출된 심박동정보들의 간격들을 구하여 심박동간의 시간 간격을 구한 다음 정규화, 3차 스플라인 보간법, tukey 윈도우잉 등의 전처리 과정을 수행하였다. 전처리 과정이 수행된 데이터를 이용하여 시간 영역의 파라미터들인 MeanRR, RMSSD, pNN50, CSI, CVI, 주파수 영역의 파라미터인 HF, LF, LF/HF를 추출하였다. 이 추출된 파라미터를 이용하여 시청각 동영상 자극에 따른 ANS의 영향을 평가하고자 하였다.

2.3 시청각 자극을 통한 스트레스 분석

본 연구에서는 일상생활 중 심전도를 측정하여 심박변이도를 계산하여 스트레스 상태를 구분하기 위하여 시청각 자극을 이용하였다. 사용한 된 심박변이도 분석방법은 시간영역과 주파수영역으로 구분할 수 있다. 먼저, 시간영역 분석은 통계적 분석방법으로 심박동간격 시계열 데이터로부터 측정하는 meanRR, SDNN, RMSSD, pNN50을 사용하였다. 다음으로 주파수 영역 분석으로는 PSD를 사용하였는데, PSD의 LF 성분은 0.04-0.15 Hz, HF는 0.15-0.4Hz 주파수 범위를 가리킨다. norm LF, norm HF는 각각 정규화 된 성분들을 말하며, LF/HF는 정규화된 성분들의 비를 가리킨다. HF성분은 주로 미주신경 활동을 반영한다.

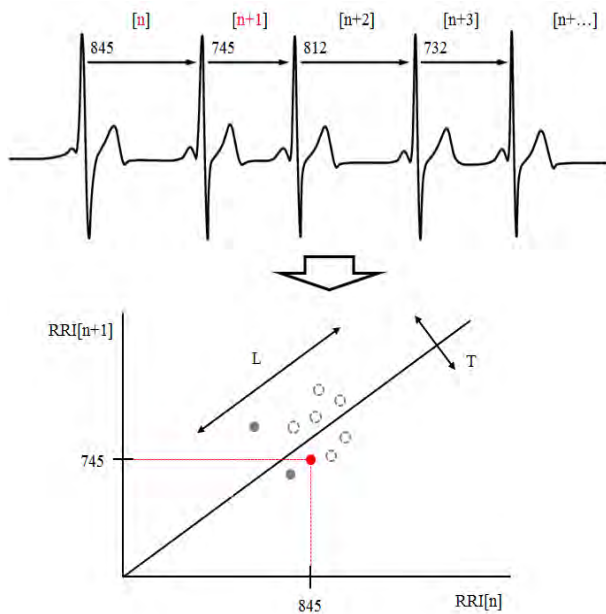


그림 4. Lorentz plot 플로팅.

또한 본 연구에서는 시간영역의 기하학적 파라미터 중 Lorentz plot을 사용하여 시청각 자극에 따른 자율신경계 분석을 하고자하였다. Lorentz plot은 RRI를 가로축

RRI[n], 세로축RRI[n+1]로 플로팅하여 구현할 수 있으며 그림 4는 심박변이도를 Lorentz plot으로 플로팅한 그림을 나타내었다. L과 T는 각각 축방향과 축의 직각방향으로 표준편차를 구하여 4배한 것이며, L/T는 심장교감활동 index CSI 그리고 log10(L*T)는 미주신경활동 index CVI를 나타낸다. 이는 각각 교감, 부교감신경 활동을 반영하는 기하학적 파라미터이다.[3],[4]

III. 실험 및 결과

본 연구에서는 시청각 자극에 따른 스트레스를 분석하기 위한 실험을 실시하였다. 먼저, 자극에 따라 정신적 스트레스를 인가하기 위한 방법으로 한국영화 “황해”를 선정하였으며, 총 80분간 심전도를 측정하였고, 분석을 위하여 80분간 측정된 심전도를 각 10분씩 나누어 구분하였다. 그림 5에서는 실험 프로토콜의 그림을 나타내었으며 50분에서 60분 사이가 가장 잔인한 장면이 나타나는 시점이다.

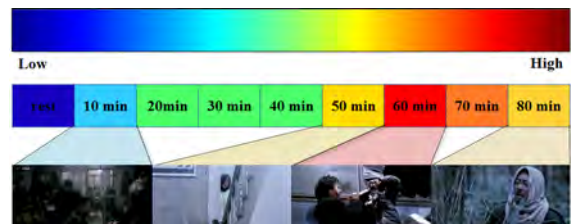


그림 5. 실험 프로토콜.

실험에서 시청각 동영상 시작되기 전 10분 휴식상태와 가장 자극적인 시간인 60분에서 10분 사이의 스트레스 상태를 분석하고자하였으며 분석을 위하여 시간영역 분석으로 Mean RR, RMSSD, pNN50, CSI, CVI를 분석 파라미터로 선택하였고 주파수 영역에서는 LF, HF, LF/HF로 분석하였다. 그림 6은 각각 휴식 때와 스트레스의 심박변이도(heart rate variability, HRV), Lorentz plot, 주파수 스펙트럼을 나타낸다. 그림 6에서 휴식일 때 심박변이도 신호는 고르고 고주파성분이 많은 반면 자극으로 인한 스트레스상태에서는 변동이 심하고 저주파성분이 많은 것을 관찰할 수 있다. 또한 시간영역 파라미터로써 심장 교감활동 index CVI, 미주신경활동 index CSI를 반영하는 기하학적 파라미터를 이용하여 분석하였다. 그림 6에서 Lorentz plot은 RRI를 가로축RRI[n], 세로축 RRI[n+1]로 이차원평면으로 플로팅한 것이며 L과 T는 각각 축방향과 축의 직각방향으로 표준편차를 구하여 4 배를 한 것이다. 휴식 때의 Lorentz plot을 살펴보면 기울기가 1인 대각선을 기준으로 점들의 분포가 작고 고른 반면 스트레스 상태일 때는 분포가 크고 들쭉날쭉한 형태를 보인다. 그리고 주파수 스펙트럼 분석을 해보면 휴식 때의 심박변이도에서 부 교감 신경계의 활성도를 나

타내는 HF가 높게 나타나고 스트레스 상태일 때는 교감 신경계를 반영하는 LF가 높게 나타나는 것을 알 수 있다.

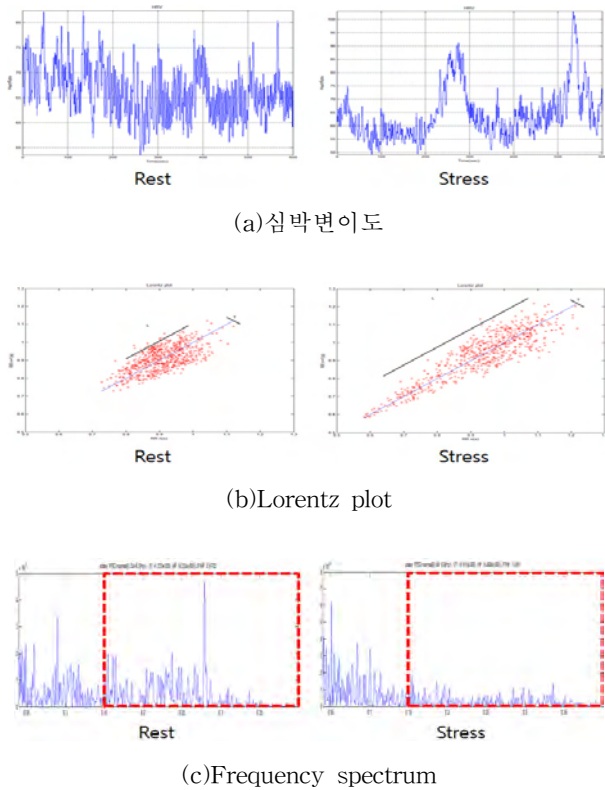


그림 6. 휴식 및 스트레스에 따른 분석.

표 1에서 시간영역 및 주파수 영역에서의 파라미터들을 나타내었다. 표에서 나타낸 파라미터는 스트레스 상태에서 MeanRR, CSI, HF, LF, HF/LF가 차이를 보였고, RMSSD, pNN50, CVI는 큰 차이가 나타나지 않았음을 확인 할 수 있었다.

표 1. 시간영역 및 주파수영역에서 분석결과.

		Rest	Stress	
Time domain	MeanRR	908.58	933.58	▲
	RMSSD	57.78	60.5	▲
	pNN50	45.59	42.19	▼
	CSI	2.3754	4.2016	▲
	CVI	2.2649	2.6685	▲
Freq. domain	HF	1.03E-04	6.36E-05	▼
	LF	5.96E-05	9.69E-05	▲
	LF/HF	0.5791	1.5232	▲

IV. 결 론

본 연구에서는 시청각 자극을 통하여 심전도 신호를 분석함으로써 휴식일 때와 스트레스 상태를 구분하고자 하였다. 일상생활 중에 심전도를 측정하기 위하여 무선통신의 확장성을 갖는 2-Lead 심전도 계측 시스템을 구현하였다. 구현된 시스템을 이용하여 시청각 동영상의 시청 중 심전도를 총 80분 동안 측정하였으며, 분석을 위하여 각각 10분씩 구분하여 분석하였다. 분석은 시간영역, 주파수영역에서의 파라미터들을 이용하여 분석을 시도하였으며, 특히 시간영역에서 Lorenz plot을 이용하여 휴식과 자극에서의 파라미터의 유효성을 확인해보고자 하였다. 분석결과 교감신경계를 반영하는 CSI 파라미터에서는 유효함을 확인 할 수 있었으나 부 교감신경계를 반영하는 CVI는 유효한 변화가 없었다. 따라서 본 실험에서 사용한 교감신경계를 반영하는 CSI와 주파수영역에서의 LF 파라미터는 유사한 결과 값을 나타내는 것을 확인할 수 있었다.

향후 연구에서는 자극에 대한 피험자의 주관적인 감정을 평가하기 위하여 시청각 동영상의 자극 시간 구분 당 설문문을 통한 주관적인 자극의 정도를 설문하고 이에 따라 측정된 심전도 신호의 스트레스 분석에 따른 스트레스를 객관적으로 평가할 수 있어야 할 것으로 사료된다.

감사의 글

본 논문은 중소기업청에서 지원하는 2012년도 산학연 공동기술개발사업(No. C0035611) 및 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(No. 2012-0002438)

참고문헌

- [1] 강문수, 김락형 “정신적 스트레스와 神門(HT7) 刺鍼이 정상성인의 심박변이도(HRV)에 미치는 영향”, J. of Oriental Neuropsychiatry, Vol. 20, No. 1, 2009.
- [2] 조성연, 장진영, 김소정, 남상수, 김용석 “內關(PC6) 艾灸가 정신적 스트레스를 가한 성인의 심박변이도에 미치는 영향”, The Journal of Korean Acupuncture & Moxibustion Society, April 2010.
- [3] Heui-Kyung Yang, et al., “Application for the Wearable Heart Activity Monitoring System : Analysis of the autonomic function of HRV”, IEEE Trans. Biomed. Eng. pp.1258-1261, 2008.
- [4] 고한우, 윤용현, 김동윤, 양희경 “심박변화율을 이용한 PC 기반 실시간 정신작업부하 측정시스템 개발”, 한국감성과학회, Vol. 4, No. 1, pp.1-5, Aug. 2001.

접선형 쌍함수 기반 이메일 보안 스킴

*윤은준

경일대학교 사이버보안학과

e-mail : *ejyoon@kiu.ac.kr*

Bilinear Pairing based E-mail Security Scheme

*Eun-Jun Yoon

Department of Cyber Security

Kyungil University

Abstract

본 논문에서는 접선형 쌍함수를 이용한 안전하고 효율적인 이메일 보안(BPES) 스킴을 제안한다. 제안한 BPES 스킴은 송신자가 생성한 타임스탬프 그리고 수신자의 공개키를 이용하여 안전하게 이메일 메시지를 수신자에게 전송할 뿐만 아니라 수신자는 메시지 인증 코드(MAC) 알고리즘을 기반으로 수신된 이메일의 무결성을 효율적으로 검증할 수 있는 장점들을 가진다.

I. 서론

일반적으로 ECC라 불리우는 적은 키 크기와 빠른 연산 성질의 장점을 가지는 타원 곡선 암호시스템(Elliptic Curve Cryptosystem)은 RSA와 같은 공개키 암호시스템과 비교하여 이메일(e-mail) 통신 환경과 같은 인터넷 환경에 실용적으로 사용되어 질 수 있다 [1-2]. 특히 접선형 쌍함수(bilinear pairing)는 타원곡선 상의 이산대수 문제를 유한체상의 이산대수 문제로 축소시킴으로 인해 해독의 어려움을 줄여주어 ECC를 공격하는 도구로 원래 제안되었으나 최근에는 공격 도구가 아닌 정보보호를 위한 암호학적 도구로 다양하게 사용되어 지고 있다[3-5].

본 논문에서는 접선형 쌍함수를 이용한 안전하고 효율적인 이메일 보안(BPES) 스킴을 제안한다. 제안한 BPES 스킴은 송신자가 생성한 타임스탬프 그리고 수신자의 공개키를 이용하여 안전하게 이메일 메시지를 수신자에게 전송할 뿐만 아니라 수신자는 메시지 인증 코드(MAC) 알고리즘을 기반으로 수신된 이메일의 무결성을 쉽게 검증하여 활용할 수 있는 장점들을 가져서 이메일 통신 환경에 실용적으로 활용되어 질 수 있다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서 접선형 쌍함수의 성질을 소개하며, 3장에서 BPES 스킴을 제안하며, 4장에서 안전성과 효율성 분석을 수행한다. 5장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 접선형 쌍함수(bilinear pairing)

그룹 G 와 G_T 를 각각 동일한 소수 오더(prime order) q 를 가지는 두 개의 순환 그룹(cyclic group)으로 두면 계산가능한 접선형 쌍함수 $e: G \times G \rightarrow G_T$ 는 다음의 조건을 만족한다[5].

- 접선형성(bilinear): 임의의 P 와 Q 에 대하여 $e(aP, bQ) = e(P, Q)^{ab}$ 가 성립한다. 단 $P, Q \in G$ 이며 $a, b \in \mathbb{Z}_q^*$ 이다.
- 비퇴화성(non-degenerate): G 의 모든 쌍 P 와 Q 에 대하여 $e(P, Q) \neq 1$ 가 성립한다.

- 계산가능성(computable): 임의의 P 와 Q 에 대하여 $e(P,Q)$ 를 계산할 수 있는 효율적인 알고리즘이 존재한다.

위 곱셈형 성질에 의해 다음 연산이 항상 성립한다.

$$e(aP, bQ) = e(P, bQ)^a = e(aP, Q)^b = e(P, Q)^{ab} \\ = e(abP, Q) = e(P, abQ)$$

곱셈형 사상을 암호학적 도구로 사용하는 많은 암호 프로토콜에서는 다음 문제의 어려움에 기반하고 있다.

정의 1 BDHP(Bilinear Diffie-Hellman Problem): G 의 원소 P, aP, bP, cP 가 주어졌을 때, $e(P, Q)^{abc}$ 를 계산하는 문제를 곱셈형 Diffie-Hellman 계산 문제라 한다.

III. 제안한 BPES 스킴

제안한 곱셈형 쌍함수 기반 이메일 보안(BPES) 스킴은 이메일 시스템 초기화(initialization), 이메일 암호화(encryption), 이메일 복호화(decryption)의 세 단계로 구성된다[2].

3.1 이메일 시스템 초기화(Initialization Phase)

이메일 시스템(e-mail system)은 확률적 시간 알고리즘 $g(k)$ 로부터 시스템 파라미터 (g, G, G_T, e, P) 를 생성하며, 충돌 저항성을 가지는 안전한 암호학적 해쉬 함수 $H: \{0,1\}^* \rightarrow \{0,1\}^l$ 를 설정한다.

키 생성 센터(KGC: Key Generation Center)는 프로토콜 공개 파라미터 $Q \in G$ 를 선택한다. $P \in G$ 를 그룹 G 의 생성자(generator)로 둘 때 KGC는 자신의 개인키(private key) $t \in Z_q^*$ 와 대응되는 공개키(public key) $Q = tP$ 를 생성한다.

송신자 S 의 식별자 $ID_s \in \{0,1\}^*$ 를 수신한 KGC는 S 를 위한 비밀 난수 $t_s \in Z_q^*$ 를 생성하여 개인키 $a_s = H(ID_s \| t_s)$ 와 공개키 $Q_s = a_s P$ 를 발급한다. 같은 방법으로 수신자 R 의 식별자 $ID_r \in \{0,1\}^*$ 를 수신한 KGC는 R 를 위한 비밀 난수 $t_r \in Z_q^*$ 를 생성하여 개인키 $a_r = H(ID_r \| t_r)$ 와 공개키 $Q_r = a_r P$ 를 발급한다.

3.2 이메일 암호화 단계(Encryption Phase)

[그림 1]은 제안된 BPES 스킴의 전체 수행 과정을 보여준다. 송신자 S 가 수신자 R 에게 이메일 메시지 m 을 송신하길 원할 때 S 는 다음의 암호화 과정을 수행한다.

- (1) 수신자 R 에게 전송할 이메일 메시지 $m = \{0,1\}^*$ 를 선택한 후 타임스탬프 $T \in Z_q^*$ 를 생성한다.
- (2) 생성한 타임스탬프 T , 자신의 개인키 a_s , 수신자 공개키 Q_r , KGC 공개키 Q 를 사용하여 공유 비밀 셴키 $\alpha_s = e(Q_r, Q)^{a_s T} = e(P, P)^{a_s a_r T}$ 를 계산한다.
- (3) 메시지 m 에 대한 무결성 검증을 위한 메시지 인증 코드(MAC) $MAC_s = H(\alpha_s \| m)$ 을 계산한다.
- (4) 이메일 암호문 $C = E_{\alpha_s}(m \| MAC_s)$ 를 계산하여 $\psi = (C, T)$ 를 이메일 수신자 S 에게 전송한다.

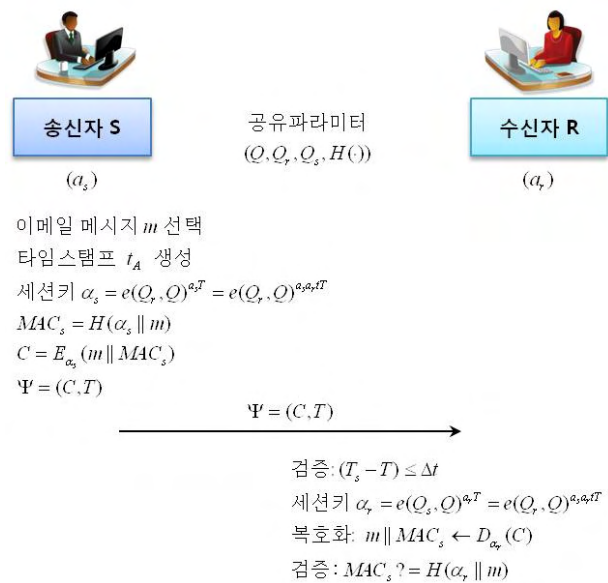


그림 1 제안된 BPES 스킴

2.3 이메일 복호화 단계(Decryption Phase)

암호화된 이메일 메시지 $\psi = (C, T)$ 을 수신한 수신자 R 는 다음의 과정을 거쳐 이메일을 검증하여 안전하게 활용한다.

- (1) 타임스탬프 T 를 검증하여 재전송 공격 여부를 판단한다.
- (2) 수신한 타임스탬프 T , 자신의 개인키 a_r , 수신자 공개키 Q_s , KGC 공개키 Q 를 사용하여 공유 비밀 셴키 $\alpha_r = e(Q_s, Q)^{a_r T} = e(P, P)^{a_s a_r T}$ 를 계산한다.
- (3) 세션키 α_r 로 암호문 $C = E_{\alpha_s}(m \| MAC_s)$ 를 복호화하여 $m \| MAC_s$ 를 획득한다.
- (4) 메시지 인증 코드 $MAC_r = H(\alpha_r \| m)$ 을 계산하여

MAC_s 와 동일한지 여부를 검증한다. 만약 $MAC_r \equiv MAC_s$ 이면 수신자 R 는 이메일 메시지 m 에 대한 무결성 검증 및 송신자 S 에 대한 인증을 완료한다.

IV. 안전성 및 효율성 분석

본 장에서는 제안된 BPES 스킴의 보안성 및 효율성 분석을 수행한다.

- (1) 안전성 분석: 제안한 BPES 스킴에서 공격자는 도청한 메시지 $\psi = (C, T)$ 로부터 송신자와 수신자의 개인키를 획득할 수 없다. 또한 개인키 a_s 또는 a_r 을 알지 못하는 공격자는 세션키 $e(P, P)^{a_s a_r T}$ 를 계산할 수 없으므로 위장 공격 (impersonation attack)을 수행할 수 없다. 공격자는 BDHP(Bilinear Diffie-Hellman Problem)의 어려움으로 인해 Q, Q_s, Q_r, T 로부터 세션키 $e(P, P)^{a_s a_r T}$ 을 구할 수 없다. 따라서 세션키를 알지 못하는 공격자는 이메일 메시지 m 을 구할 수 없으므로 제안한 BPES 스킴은 이메일 메시지 위장 공격(message modification attack)에 안전하다. 제안된 BPES 스킴은 재전송 공격(replay attack)에 안전하다. 임의의 과거 세션에서 공격자가 도청한 메시지 $\psi = (C, T)$ 는 미래 세션에 재전송 하였을 때 수신자에 의한 타임스탬프 T 의 유효성 검증과정 및 메시지 인증 코드(MAC) 검증 과정에서 쉽게 감지되어진다. 따라서 제안된 BPES 스킴은 재전송 공격에 안전하다.
- (2) 효율성 분석: 제안된 BPES 스킴은 공개키 암호 시스템에서 요구되는 일반적인 연산 효율성을 제공한다. [표 1]에서 보여주고 있는 것과 같이 제안된 BPES 스킴에서 송신자와 수신자 모두 각각 1번의 곱셈형 연산, 1번의 대칭키 암호화 연산, 1번의 해쉬 연산을 요구한다. 이는 RSA와 같은 공개키 기반 암호시스템에서 요구되는 최소한의 연산 능력으로 안전한 이메일 전송 시스템을 위해 기본적으로 필요한 연산들이므로 제안된 BPES 스킴은 높은 효율성을 보장한다.

표 1 효율성 분석

연산종류 \ 스킴	제안한 BPES 스킴	
	송신자	수신자
곱셈형 연산	1	1
대칭키 연산	1	1
해쉬 연산	1	1

V. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 안전하고 효율적인 곱셈형 쌍함수 기반 이메일 보안(BPES) 스킴을 제안하였다. 향후 연구 목표로 상호인증을 제공하며 보안성과 효율성을 더욱 강화한 실용적인 이메일 전송 시스템 개발에 목표를 둔다.

감사의 글

본 연구는 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업 (No. 2010-0010106)과 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 대학IT연구센터육성 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2013-H0301-13-2004).

참고문헌

- [1] A. Sertbas and M.N. Sarisakal, VMAIL/An Application For A Secure E-Mail Transmission Using Encrypting Techniques, ELECO'2001 International Conference on Electrical and Electronics Engineering, 7-11 November 2001, Bursa, Turkey, Proceedings, pp.363-367, 2001.
- [2] D.M. Dulgerler and M.N. Sarisakal, A Secure E-Mail Application using the ElGamal Algorithm: Md Message Controller, Journal of Electrical & Electronics Engineering, vol.3, no.1, pp.801-806, 2003.
- [3] D.R. Stinson, Cryptography Theory and Practice, CRC Press, 1995, Florida.
- [4] S. William, Network And Internetwork Security Principles And Practice, Prentice-Hall, Inc. 1995, New Jersey.
- [5] J. Kar, and B. Majhi, A Novel Deniable Authentication Protocol based on Diffie-Hellman Algorithm using pairing technique, ACM ICCS'11, February 2011, pp. 493-498.

Cognitive 라디오 네트워크에서 Alamouti code를 사용한 협력 스펙트럼 센싱 분석

*도트리뉴, **안병구

*홍익대학교 대학원 전자전산공학과, **홍익대학교 컴퓨터정보통신공학과
dotrinhu@gmail.com, beongku@hongik.ac.kr

A Discussion of Cooperative Spectrum Sensing using Alamouti Code in Cognitive Radio Networks

*TriNhu Do **Beongku An

*Dept. of Electronic & Computer Engineering in Graduate School, Hongik University

**Dept. of Computer & Information Communications Engineering, Hongik University

Abstract

In this paper, we present a discussion of the spectrum sensing scheme using the concepts of cooperative communication and Space-Time Block code (STBC) with Alamouti code. We show a comparison between advantages and disadvantages of this spectrum sensing scheme.

I. Introduction

An important requirement of Cognitive Radio (CR) is to sense the unused spectrum resources, which are known as spectrum holes. The spectrum sensing function enables the secondary user (SU), which user are equipped with CR adapt to their environment. To improve spectrum sensing performance over wireless multipath fading channels, cooperative communication is applied. Alamouti code [1] is used as the coding technique to overcome the fading effect of cooperative channel. In this paper, we make a detailed discussion of the

cooperative spectrum sensing using Alamouti code in cognitive radio networks.

II. Cooperative spectrum sensing model

Fig. 1 illustrates cooperative spectrum sensing system structure based on the previous work in [2]. The CR base station (BS) manages the CR network and all the SUs. We assume that all wireless channels are affected by fading. Every SU performs its own local spectrum sensing measurement independently by using energy detection. The decision is carried out through the following two hypothesis:

H_0 : primary user is absent

H_1 : primary user is in operation.

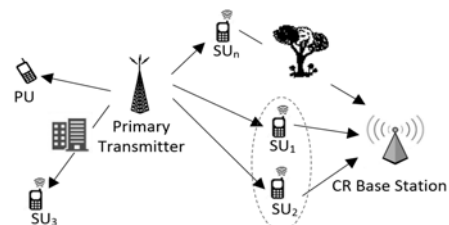


Fig. 1. Cooperative spectrum sensing model.

Then, only two random closely allocated SUs are grouped in one cluster to exchange their locally decisions $d_i \in \{H_0, H_1\}$, where d_i is locally decision of SU_i , and send them to BS. In addition, when

This work was supported by the National Research Foundation of Korea(NRF) grant funded by the Korea government(MIEST) (2012046780).

two adjacent SUs completely establish inter-user channel between them, Alamouti code and Time Division Multiple Access (TDMA) protocol are applied to achieve transmitted diversity as follows. We assume that distance between two SUs is long enough to guarantee the independent of signal of each SU. At the same time, SU_1 transmits d_1 and SU_2 transmits d_2 . At the next time slot, $-d_2^*$ is transmitted from SU_1 and d_1^* is transmitted from SU_2 . Finally, BS combines two SU decisions and makes the final decision for the whole CR network.

III. Performance discussion

In this section, we discuss in detail the cooperative spectrum sensing model qualitatively with comparison. In spectrum sensing at each SU, the two most important parameters are the probability of detection, P_d , and the probability of false alarm, P_f , are given in [2].

Performance analysis of one bit hard combination using AND rule for cooperative spectrum sensing over imperfect channel is made in [2]. The use of Alamouti code in this paper scheme can significantly improve the detection probability. For instance, at average $SNR = 6$ dB, the probability of detection at BS is improved by 2% and 10% for the false alarm probability of 0.005 and 0.3, respectively.

On another hand, Alamouti scheme is implemented if and only if two adjacent SUs completely know about each other by using inter-user channel. However, in wireless environment, this channel is also affected by fading. In addition, due to the fact that SUs work in opportunistic manner in the spectrum they allocate, so the inter-user channel varies in time. When this channel is worse or infeasible, the performance of whole CR network will be degraded. This issue opens the challenges in establishment of inter-user channel between SUs.

In the next work, we discuss an observation time of sensing operation. The rate R of the STBC code is defined to be $R = k/p$ where p is the number of time slots used to transmit k symbols [3]. So we can see that Alamouti scheme of cooperative

spectrum sensing in this paper needs a double time intervals than the Alamouti scheme in conventional wireless network to transmit the same number of equal length symbols. An extension of sensing duration is the disadvantage when STBC is applied for spectrum sensing.

Table 1. The rate of STBC in cooperative spectrum sensing scheme.

Parameters	Code types	Alamouti code	\mathcal{H}_3 code
Number of grouped SUs		2	3
Code rate		1/2	1/4

As for the scheme in section II, we consider a cooperative spectrum sensing with group of three SUs that can exchange their information before forwarding to BS. STBC with \mathcal{H}_3 code in [3] and TDMA protocol are proposed to achieve the transmit diversity. According to table 1, we derive that the sensing time will increase when the number of SUs in one collaborated group is higher. Hence, there is a tradeoff between observation time and quality of sensing performance.

IV. Conclusions

In this paper, we present a discussion of the spectrum sensing scheme using the concepts of cooperative communication and Space-Time Block code (STBC) with Alamouti code. The problems of accuracy performance, stability of system, and sensing duration are considered in detail.

References

- [1] Alamouti S., "A simple transmit diversity technique for wireless communications," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [2] Sakran H. and Shokair M., "Proposed STBC with Alamouti scheme in cognitive radio networks," 28th National Radio Science Conference (NRSC 2011), pp. 1-8, Apr. 2011.
- [3] Tarokh V., Jafarkhani H., and Calderbank A.R., "Space-time block coding for wireless communications: performance results," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 17, no. 3, pp. 451-460, Mar. 1999.

택내 무선 네트워크 환경 변화에 따른 DLNA 기반 콘텐츠 통합 관리 시스템 구현

*김현식, 박용석, 박세호
전자부품연구원

e-mail : *hskim@keti.re.kr, yspark@keti.re.kr, sehohopark@keti.re.kr*

Design of DLNA-Based Multimedia Content Sharing System For Wireless Home Network Environment Variation

*Hyun-Sik Kim, Yong-Suk Park, Se-Ho Park,
Korea Electronics Technology Institute

Abstract

In this paper, an integrated contents management system for DLNA is proposed. The system is able to measure and analyze the limited wireless network resources when sharing contents through DLNA. If the number of simultaneous users and/or the number of devices in the network increase, then system is able to adaptively change the priority of the contents being provided and/or change the format of the content to conform to the network requirements.

I. 서론

DLNA(Digital Living Network Alliance)는 DLNA 인증을 통한 제품 간에는 네트워크를 통하여 제조사와 제품 종류에 관계없이 다양한 미디어 콘텐츠를 공유하고 재생할 수 있도록 규약을 정의하는 단체로, 홈 네트워크로 연결된 디지털 AV 기기나 PC 등의 다양한 디바이스들 간 상호 호환될 수 있도록 함으로써 음악, 동화상, 정지화상 등의 콘텐츠를 홈 네트워크 내 다양한 디바이스 간에 공유할 수 있도록 하며, 이를 위해

UPnP 기반의 물리적인 미디어, 네트워크 전송, 미디어 포맷, 스트리밍 프로토콜, DRM 등의 표준화 작업을 진행하고 있다. 최근에는 DLNA에 추가로 UPnP Remote Access라는 기능이 더해져 원격지에서 택내의 DMS(Digital Media Server)에 저장되어 있는 콘텐츠를 공유하고 재생할 수 있는 기술이 추가로 개발되어지고 있다[1-2].

그러나, 현재까지 DLNA기반의 콘텐츠 공유 기술은 택내 연결된 동일한 네트워크 상에서의 한정된 네트워크 자원을 고려하지 않고 콘텐츠 공유 부분 기술이 개발되고 있음으로 특히, 무선 네트워크 접속시 제한된 네트워크 자원에 따라 사용자 또는 단말의 사용 증가시 네트워크 자원 분배에 따른 콘텐츠 공유에 대한 문제점이 있었다[4].

즉, 기존에는 택내에서 무선 네트워크 자원을 고려하지 않고 한명의 사용자 또는 소수의 단말기 상에서의 콘텐츠 공유 및 재생이 가능하였지만, 점차 동시 사용자 또는 동시 접속 단말 수의 증가에 따라 한정된 네트워크 자원에 다다를 경우 콘텐츠 재생 불가능 내지 콘텐츠 질 저하 및 끊김 현상 등이 발생한다.

따라서, 본 논문에서는 DLNA 기반의 택내 콘텐츠 공유시 제한된 무선 네트워크 자원을 측정 분석하여 택내 동시 접속 사용자 또는 단말의 수가 증가할 경우에도 해당 콘텐츠에 대한 제공 순위 결정 및 콘텐츠 변환을 통한 사용자 네트워크 환경에 적합한 콘텐츠

제공을 위한 DLNA 기반의 콘텐츠 통합 관리 시스템을 제안하였다.

II. 본론

기존의 DLNA 표준이 정의하고 있는 디지털 미디어 콘트롤러(DMC)는 맥내 동일한 무선 네트워크에 연결된 상태에서 무선 네트워크 상태를 고려하지 않고 미디어 콘텐츠의 재생을 위해서 디지털 미디어 서버(DMS)와 디지털 미디어 랜더러(DMR) 간 상호 작용을 제어하였으나, 본 논문에서는 그림 1과 같이 맥내 동일한 무선 네트워크에 연결된 동시 사용자 또는 동시 접속 단말 수가 증가할 경우에 대한 원활한 콘텐츠 공유 재생을 위해 홈 네트워크에 연결 상태 모니터링에 따른 각 DLNA 디바이스 간의 상호 작용을 통합적으로 제어 관리하는 DLNA 기반의 동적 콘텐츠 관리 장치를 제안하였다.

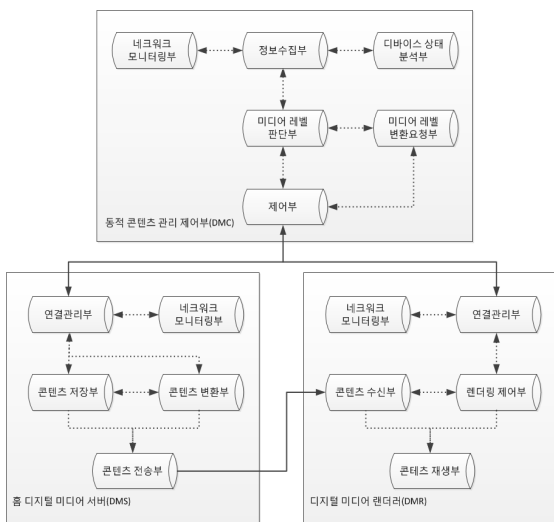


그림 1 무선 네트워크 모니터링 기반 DLNA 동적 콘텐츠 관리 장치

본 논문에서 제안된 DLNA 기반의 동적 콘텐츠 관리 장치는 접속된 무선 네트워크 환경에 따른 DLNA 기반의 콘텐츠 통합 관리 장치로서, 콘텐츠를 저장 및 재생하는 맥내의 홈 디지털 미디어 서버부(DMS), 무선 네트워크 상태 모니터링에 따른 대상 서버 및 대상 콘텐츠 식별, 제어 관리를 수행하는 동적 콘텐츠 관리 제어부(DMC), 그리고 사용자가 선택한 콘텐츠를 재생하는 디지털 미디어 랜더러(DMR)로 구성되며, 홈 무선 네트워크에 연결된 무선 네트워크 상태 모니터링을 통한 무선 네트워크 상태에 따른 각각의 디바이스 간의 상호 작용을 통합적으로 제어 관리하게 된다.

제안된 DMS는 콘텐츠를 저장하거나 제공하며, 동적 콘텐츠 관리 제어부의 요청에 의해 콘텐츠 변환을 수행하고 콘텐츠 제공 순위를 결정하며, 장치 간 인터페이스를 위한 연결 관리부, 네트워크 상태 모니터링부, 콘텐츠 저장부, 콘텐츠 변환부, 콘텐츠 전송부를 포함한다. 제안된 시스템상에서의 DMR은 사용자가 선택한 콘텐츠를 재생하며 연결 관리부, 콘텐츠 수신부, 랜더링 제어부, 네트워크 상태 모니터링부, 콘텐츠 재생부를 포함한다. 그리고 제안된 동적 콘텐츠 관리 제어부(DMC)는 DMS, DMR 등 다른 디바이스를 제어하는 기능을 수행하며 사용자가 선택한 콘텐츠를 선택한 DMR에서 재생할 수 있는지 판단하며 각 디바이스간 연결된 네트워크 상태에 대한 모니터링부, 정보 수집부, 디바이스 상태 분석부, 미디어 레벨 판단부, 변환 요청부 및 제어부를 포함한다. 또한, 제안된 동적 콘텐츠 관리 제어부의 네트워크 모니터링부는, 홈 네트워크에 연결된 네트워크 상태를 모니터링하여 연결된 무선 네트워크 상태의 레벨 측정(Level 1(우수), Level 2(보통), Level 3(약함)) 제공하는 역할을 수행하며, 정보수집부는 홈 네트워크에 접속되어 있는 DMS 정보 수집 역할 및 사용자 UI 인터페이스를 통해 사용자로부터 입력받은 콘텐츠 관리를 위한 요구 사항 정보를 수집 제공하는 역할을 수행한다.

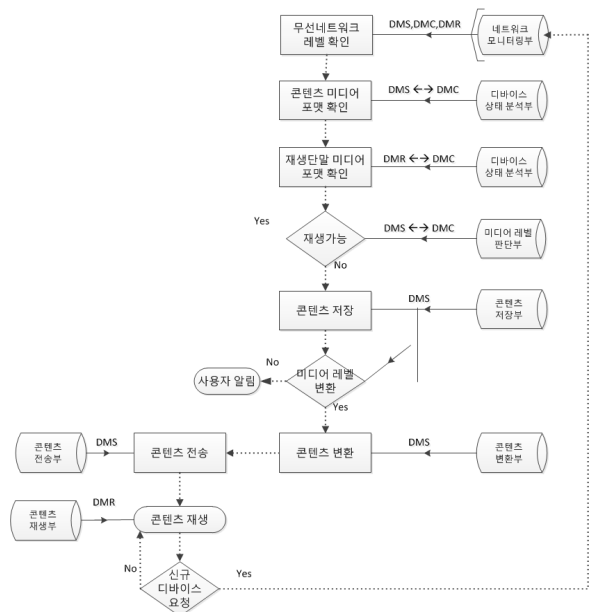


그림 2 네트워크 레벨에 따른 동적인 콘텐츠 변환 관리 절차

그림 2는 네트워크 레벨에 따른 동적인 콘텐츠 변환 관리 절차에 대한 흐름도이다. 그림 2와 같이 사용자가 DMC에서 제공하는 UI를 통해서 보고 싶은 콘텐츠

를 선택하고 콘텐츠를 재생할 DMR을 선택한다. 이때 DMC는 각 DMS, DMR 또는 DMP 디바이스 간에 네트워크 모니터링부로부터 네트워크 레벨을 측정된 네트워크 레벨 정보와 DMS가 제공하는 CDS(browse/search)함수와 DMR의 CM(GetProtocolInfo) 함수를 통해서 미리 알고 있는 선택된 콘텐츠의 미디어 포맷 정보와 재생할 DMR이 지원하는 미디어 포맷 정보를 비교한다. 즉 해당 네트워크 상태에서의 DMR에서 선택된 콘텐츠를 재생 여부 및 재생 멀티미디어 레벨(480p, 720p, 1080p 등)을 판단한다. 이 경우에 네트워크 레벨에 따라 재생이 가능하면 바로 DMR로 콘텐츠 전송이 이루어지겠지만, 재생이 어려운 경우에는 콘텐츠 변환부로 변환을 요청한다. 이렇게 변환 요청을 받으면 콘텐츠 변환부는 변환을 시작하고, 후 네트워크 레벨이 매우 높은 상황이 경우 멀티미디어 레벨을 최하위로 변환된 콘텐츠와 해당 네트워크 레벨 메시지를 사용자 계에 전달해주어야 한다. 변환이 완료되면 DMC는 변환된 콘텐츠가 DMR로 전송될 수 있도록 CM(PrepareForConnection) 함수를 이용하여 연결준비를 수행한다. 연결 시도가 완료되어 URI가 확정되면 DMC는 AVT(SetAVTransportURI)함수를 실행하여 URI를 알려주고 AVT(Play) 함수를 통해서 변환된 콘텐츠를 재생하게 된다.

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서 제안된 동적 콘텐츠 통합 관리 시스템은, 맥내 무선 네트워크 환경에 변화에 따른 맥내 장치 간 미디어 콘텐츠를 공유하기 위한 DLNA 표준을 보다 확장시킴으로써, 맥내 네트워크 환경에 국한 받지 않고 다양한 미디어 장치에 저장된 다양한 포맷의 콘텐츠를, 사용자 단말에 구현된 사용자 인터페이스를 통해서 편리하게 통합 관리할 수 있으며, 동일한 무선 네트워크에 연결된 DLNA 기반의 멀티미디어 단말에서의 맥내의 콘텐츠 이용시 무선 네트워크 자원에 대한 모니터링을 통하여 최적화된 콘텐츠 공유가 가능하도록 하여 맥내 동시 접속 사용자 및 단말 수에 영향을 받지 않고 원활한 콘텐츠 공유에 따른 사용자 QoE(Quality of Experience)를 강화할 수 있는 효과가 있다.

ACKNOWLEDGMENT

본 연구는 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 산업융합원천기술개발사업(SW·컴퓨팅)의 일환으로 수

행하였음. [10041771, DLNA(스마트 기기간 콘텐츠공유 규격) 자동 시험 인증 소프트웨어 개발]

참고문헌

- [1] Digital Living Network Alliance, "DLNA Networked Device Interoperability Guidelines Expanded", Oct. 2006.
- [2] <http://www.dlna.org>.
- [3] "UPnP AV Architecture:1", September 2008.
- [4] Khomkrit Kaowthumrong, John Lebsack, and Richard Han. Automated Selection of the Active Device in Interactive Multi-Device Smart Spaces. In Workshop at UbiComp'02: Supporting Spontaneous Interaction in Ubiquitous Computing Settings, Göteborg, Sweden, 2002.
- [5] C. Lai, Y. Huang, and H. Chao, "DLNA-Based Multimedia Sharing System for OSGI Framework with Extension to P2P Network," IEEE System Journal, vol. 4, no.2, pp.262-270, Jun 2010.
- [6] C. Lin, H. Lin, B. Hsieh, Y. Hsu, "Integrated home gateway design for enabling P2P content sharing in UPnP-based home networks", IEEE Transactions on Consumer Electronics, pp. 229-230, Jan 2011.
- [7] J. Jiang, H. Nam, Y. Kim, " Mobile device-controlled live streaming traffic transfer for multi-screen services", ICOIN 2012, pp 415-420, Feb 2012.

자동 노출 제어를 이용한 조명 변화에 강인한 실시간 얼굴 검출 시스템

*김현우, 권순, 정제교, 하재욱, 김준광
대구경북과학기술원 IT융합연구부
e-mail : kimhw2109@dgist.ac.kr

Illuminance Invariant Real-time Face Detection System using Auto Exposure Control

*Hyun-Woo Kim, Soon Kwon, Jung Je-Kyo, JaeWook Ha, Kim jun kwang
Division of IT-Convergence
Daegu Gyeongbuk Institute of Science & Technology

Abstract

This paper proposed a real-time face detection system. Image processing has a problem that it shows different performance depending on illuminance value even with the same algorithm. Proposed system is using face detection method through auto exposure control. Auto exposure control solves this problem by maintaining the illuminance value of acquired image independent of illuminance. By experiments we confirmed that the performance of detection is improved using auto exposure control.

I. 서론

얼굴 정보를 사용하는 시스템은 사용자에게 특별한 접촉을 요구하지 않으므로 자연스럽게 사람을 인식할 수 있어 사용자의 편의성 측면에서 우수하다는 장점 때문에 활용도는 점점 더 높아지고 있다. 얼굴 정보를 활용하기 위해선 입력된 영상이 얼굴인지 아닌지를 구별하는 작업이 선행 되어야 하며, 얼굴 검출은 영상 감시 시스템, 원격화상회의 시스템, 얼굴 인식 시스템,

표정 애니메이션 등의 다양한 분야에 응용될 수 있는 기술이다.[1]

영상에서 얼굴을 검출할 때, 영상 획득 당시의 카메라 주변 환경에 따라 얼굴 검출의 성능과 난이도가 결정된다. 조명이 일정한 환경에서 획득된 영상은 얼굴의 윤곽이 뚜렷하게 나타난다. 단지 조명의 세기에 의해 영상이 전체적으로 어둡거나 또는 너무 밝아서 검출에 어려움을 주는 경우가 있다. 이 경우 얼굴 검출 과정에서 히스토그램 평활화나 로그 변환 등의 방법으로 명암 정규화를 수행하면 상당히 좋은 결과를 얻는다. 그러나 조명이 상하좌우 또는 대각 방향에서 비추어질 때는 검출 대상 얼굴에 생기는 부분적인 명암 변화에 의해 기존의 전처리 방식만으로는 효과적인 검출이 어려워진다.[2][3]

본 논문에서는 조명 변화에 강인한 얼굴 검출을 위해 자동 노출 제어를 통한 입력된 영상의 밝기를 적정 밝기로 유지시키는 방법을 사용한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 2장에서는 자동 노출 제어 방법에 대해 설명하고, 3장에서는 제안하는 시스템과 실험 결과를 설명한다. 마지막으로 4장에서 결론을 맺는다.

II. 자동 노출 제어

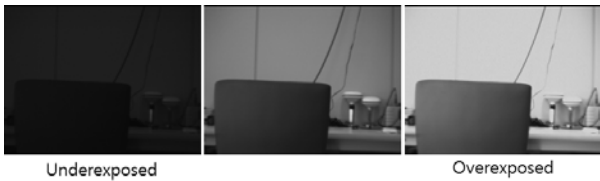


그림 1. 노출시간에 따른 영상의 밝기

Fig. 1. Brightness of images by the exposure time.

그림 1은 노출시간에 따른 영상의 밝기를 나타내고 있다. 같은 장소에서 획득한 동일한 영상이라도 이미지 센서가 빛에 노출되는 시간이 많아지면 영상은 밝아지고, 노출되는 시간이 짧아지면 영상은 어두워진다.

획득한 영상의 밝기에 따라서 검출이나 인식 같은 영상처리 알고리즘 성능에도 영향을 미치게 된다. 이에, 영상의 밝기 값을 일정하게 유지시켜주는 자동 노출 제어 기술이 필요하다.

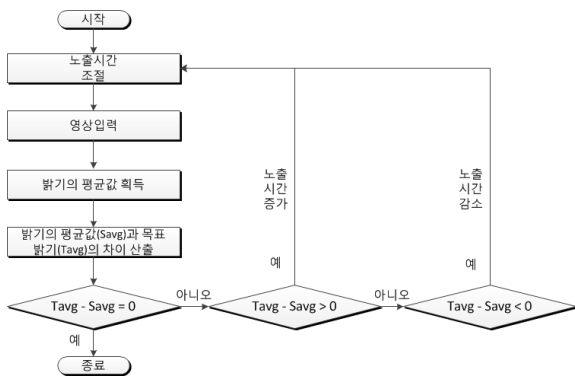


그림 2. 자동노출제어 순서도

Fig. 2. Flow chart of auto-exposure control.

그림 2와 같이 자동 노출 제어는 현재 촬영된 프레임의 밝기 값을 계산한다.

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{1}{n} \sum_{i=0}^n x_i & 0 < x < 255 \end{cases} \quad (1)$$

수식 1은 밝기의 평균값을 계산하는 수식을 나타낸다. 최대 밝기 값과 최소 밝기 값은 주변 값들과 비교하였을 때 분별력이 떨어지고, 전체 평균 밝기 값에 영향을 주므로 최대 밝기 값과 최소 밝기 값을 제외한 나머지 픽셀의 평균 밝기 값을 이용한다. 이를 목표 밝기 값과 비교하여 다음 프레임에 적용될 노출 시간을 조정한다. 목표 밝기 값보다 현재 영상의 밝기 값

이 적을 경우에는 노출시간을 증가시키고, 목표 밝기 값보다 높을 경우에는 노출시간을 감소시킴으로써 밝기 값을 일정하게 유지한다.[4]

III. 실험 및 결과

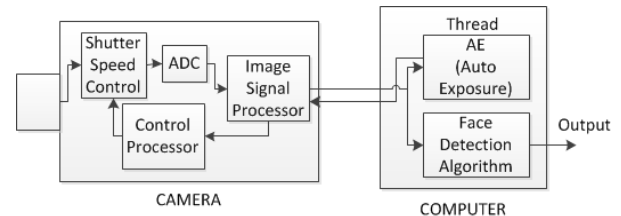


그림 3. 실시간 얼굴 검출 시스템 블록 다이어그램

Fig. 3. Real-time face detection system block diagram.

그림 3은 실시간 얼굴 검출 시스템의 블록 다이어그램이다. 카메라에서 들어온 영상은 쓰레드 구조로 처리를 하게 된다. 자동 노출(Auto Exposure, AE)제어를 통해 처리된 값을 I²C통신으로 ISP에 전달하게 된다. 제어 처리 장치에서 노출시간을 결정하고, 셔터스피드를 조절하여 노출 시간을 제어하게 된다.

얼굴 검출 알고리즘은 Adaboost기반의 얼굴 검출기를 사용하였으며, 자동 노출 제어와 얼굴 검출 알고리즘이 15FPS로 실시간 처리되는 통합된 시스템을 구현하였다.



그림 4. 실시간 얼굴 검출 프로그램

Fig. 4. Real-time face detection program.

그림 4는 본 논문에서 제안하는 시스템의 성능을 검증하기 위하여 작성된 실시간 얼굴 검출 프로그램이다. 왼쪽 영상이 입력 영상이며, 오른쪽 영상이 얼굴 검출된 결과 영상이다. 오른쪽 하단에 자동 노출 제어 기능의 사용 여부를 결정할 수 있는 체크박스가 있다. 체크박스에 체크를 하면 자동 노출 제어 기능이 동작하게 된다.

실험 환경은 2.8Ghz의 Intel Core i7 CPU와 4GB의 RAM이 탑재된 Microsoft Window7 64비트 운영체제에서 Microsoft Visual Studio 2008과 OepnCV Library를 사용하였으며, 다양한 조명 환경에서 자동 노출 제어 기능의 사용 여부에 따른 얼굴 검출 성능을 비교하였다.

왼쪽 결과에 비해 자동 노출 제어를 사용한 결과에서 얼굴의 오검출율이 감소하였으며, 밝은 환경에서는 자동 노출 제어의 사용 여부에 따라 검출 성공 여부가 결정되었다. 어두운 환경에서는 검출율은 비슷하였지만, 밝기를 보정한 오른쪽 영상의 인물이 좀 더 뚜렷하게 보임을 확인할 수 있었다.



그림 5. 실험 결과

Fig 5. result of experiment.

그림 5는 실험 결과 영상들이다. 왼쪽 영상들은 자동 노출 제어를 사용하지 않고 수행한 얼굴 검출 결과이며, 오른쪽 영상들은 자동 노출 제어를 사용하였을 때 얼굴 검출 결과이다.

IV. 결론

본 논문에서는 자동 노출 제어를 이용한 실시간 얼굴 검출 시스템을 제안하였다. 실험 결과에서 자동 노출 제어의 사용 여부에 따라 검출율의 성능에 영향을 주었으며, 다양한 환경에서 검출 성능을 향상시킬 수 있었다. 현재 시스템은 얼굴 검출 알고리즘이 탑재되어 있지만, 얼굴 검출 알고리즘뿐만 아니라 다른 영상 처리 알고리즘도 적용할 수 있는 장점이 있다.

향후 자동 노출 제어 기술을 이용하여 영상처리 알고리즘의 성능 개선 및 다양한 분야에서 사용될 수 있을 것이라 기대한다.

감사의 글

본 연구는 교육과학기술부에서 지원하는 대구경북과학기술원 기관고유사업에 의해 수행되었습니다.
(13-NB-05)

참고문헌

- [1] 윤은준, "CCTV 기반 얼굴 검출 기법 이해," Journal of CCTV, the Consecutive Number, vol. 11, pp. 96-101, 2008.
- [2] 조치영, 김수환, "조명 변화에 강인한 얼굴 검출을 위한 좌우대칭 평균화 기법," 게임&엔터테인먼트 논문지 제2권, 제2호, 45-50, 2006.
- [3] M. J. Tarr, K. Kersten, and H. H. Bulthoff, "Why the visual recognition system might encode the effects of illumination," Vision Research, Vol. 38, pp. 2259-2276, 1998.
- [4] J. S. Lee, Y. Y. Jung, B. S. Kim and S. J. Ko, "An Advance Video Camera System with Robust AF, AE, and AWB Control," IEEE Trans. on Consumer Electronics, Vol. 47, No. 3, pp. 694-699, Aug. 2001.

악성 ShadowBot의 분석 및 대응방안

김소의, 최두리, 안병구
 홍익대학교 컴퓨터정보통신공학과
 e-mail : beongku@hongik.ac.kr

An Analysis and Prevention Method for Malignant ShadowBot

Soeui Kim, Duri Choi, Beongku An
 Dept. of Computer & Information Communications Engineering, Hongik University

Abstract

In this paper, we present an analysis and prevention method for ShadowBot which is one of malignant Bots. Performance evaluation will be conducted by applying possible countermeasure to see if it can prevent attacks from malignant ShadowBot.

고 이에 대한 대응 방안을 연구해 보았다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. II장에 서는 악성 ShadowBot를 분석한다. III장에서 이 에 대한 대응 방안을 제시하였고, IV장을 통해 이 대응 방안을 실제로 적용시켜 감염을 예방할 수 있는지를 성능평가를 하고, V장에서 결론을 맺고자 한다.

I. 서론

악성 Bot 은 이미 해킹당해 해커에 의해 제어 당하는 시스템을 말한다.^{[1][2]} 최근의 Bot들은 제 어를 위해 IRC(Internet Relay Chat) 채널을 이 용하는 경우가 많다. IRC 서버에는 다양한 채널 이라고 하는 대화방을 개설할 수 있는데, IRC 채 널 소유자는 채널에서 사용자들을 내 쫓고, 다시 채널에 들어오지 못하게 할 수도 있다^[3]. 공격자 가 소유한 IRC 채널에 연결된 감염된 호스트를 'Bot' 이라고 하고, IRC 채널에 연결된 Bot들로 이루어진 네트워크를 'BotNet' 이라고 한다. 본 논문에서는 이러한 악성 IRC Bot 중에서도 ShadowBot이라는 악성 Bot에 대해 접근 방법 및 감염 경로, 동작 방식 등에 대하여 분석해 보

II. 악성 ShadowBot 분석

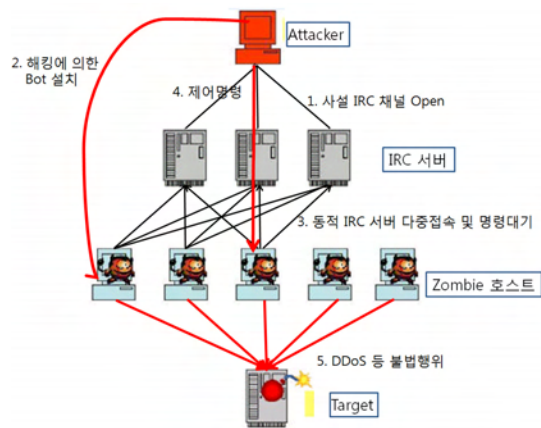


그림 1. Bot 감염 및 공격 절차

그림 1은 Bot의 감염 및 공격절차를 보여주고 있다. 지금까지 분석에서 알아낸 내용들로 이 악 성코드가 어떤 동작을 하는지 가설을 세워보면 우선 이 ShadowBot은 IRC Bot이며 공격자가 만

This research was supported by Basic Science Research Program through the National Research Foundation of Korea (NRF) funded by the Ministry of Education, Science and Technology (20120007119).

들어 놓은 IRC 서버에 접속하여 공격자가 명령을 내릴 때까지 기다린다. Photo album.zip 파일과 rdshost.dll 파일을 생성하는 것으로 보이며 공격자가 imstart 명령을 시행하면 본격적인 작업을 시작하고 pstore 명령은 인터넷의 저장 정보를 수집한다. 또한 msnfuck 명령은 메신저를 통해 악성 코드를 photo album.zip 파일과 함께 유포한다.

ShadowBot 분석을 통해 ShadowBot의 접근 방법과 동작 방식에 대해 확인하였다. ShadowBot의 동작 방식은 먼저 메신저로 사진을 보라는 영문 메시지와 함께 photo album.zip 파일을 전송하고 이 파일을 압축 해제하게 되면 rdshost.dll 파일이 생성되는데 이 파일은 감염된 서버가 공격자(해커)가 내리는 악의적인 명령을 받아 수행하는 기능을 하는 ‘좀비 PC’가 되도록 한다.

III. 제안된 대응방안

Bot 및 BotNet은 수십만 대의 사용자 PC가 마치 점조직처럼 구성되어 운영되고 있기 때문에 이를 한 순간에 제거하거나 대응하는 것은 쉽지 않다. 따라서 본 장에서는 앞서 살펴본 ShadowBot의 분석 내용을 토대로 Bot에 대한 대응방안을 살펴보고자 한다. 악성코드로부터의 보안을 위해서는 “예방-탐지-대응”이라는 과정을 거칠 필요가 있다. ‘예방’은 말 그대로 정보 보호를 위한 평상시 활동을 의미하는데 방화벽을 그 예로 들 수 있다. 다음으로 ‘탐지’는 공격에 대한 징후를 탐지하는 단계이다. 마지막으로 ‘대응’은 악성코드에 감염된 후 신속하게 대처함으로써 피해를 최소화하고 2차 피해의 가능성을 감소시키는 활동이다^[4].

Bot에 대한 대응책으로는 BotNet을 연결하고 상호 통신하는 Bot의 특성을 이용하여 그림 2와 같이 각 단계에서의 대책이 필요할 것이다. 1차 대책은 네트워크 차원에서 트래픽이나 DNS 분석을 통해 BotNet(Bot C&C)에 대한 탐지 및 차단하는 것이다. 2차 대책은 감염된 Bot과 Bot C&C 사이의 연결고리를 제거하여 Bot의 활동을

막는 것이다^[5]. 본 논문에서는 이 2차 대책을 실제로 적용시켜 shadowbot의 활동을 막아보고자 한다.

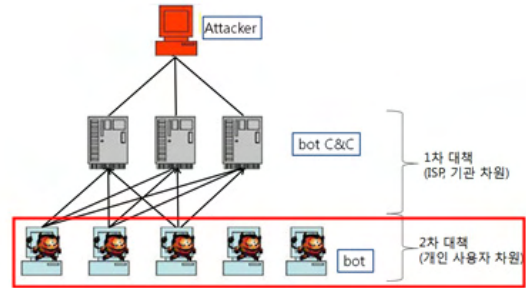


그림 2. Bot에 대한 단계별 대책

IV. 성능평가

본 논문에서 제안하는 대응 방안의 성능 평가는 트래픽 발생량을 통해 확인하고자 한다. 악성 Bot이 동작하게 되면 포트 또는 포트들에 대한 트래픽 발생량이 급증하게 된다^[6]. 따라서 Bot의 동작 여부를 확인하기 위해 트래픽 모니터링 툴을 이용하여 평소 ShadowBot의 동작 전후의 트래픽 증가량과 대응 방안을 적용시켜 ShadowBot이 동작하지 못할 때의 트래픽 증가량을 비교해 본다.

그림 3은 제안된 대응 방안을 적용시킨 후 ShadowBot을 실행시켰을 때의 트래픽 변화량을 나타낸 그림이다. ShadowBot을 실행시켜도 bot이 동작하지 못하게 되고 그렇기 때문에 트래픽 변화량에는 큰 변화가 나타나지 않게 된다. ShadowBot 실행 후 트래픽 발생과 비교해보면 트래픽 증가량이 확연히 차이가(줄어듦) 나는 것을 알 수 있다



그림 3. 대응 방안 적용 후 트래픽 발생

VI. 결 론

본 논문에서는 악성 ShadowBot가 명령/제어 시스템을 사용한다는 특성을 기반으로 하여 이들에 대한 탐지와 차단, 제거에 대한 방안을 연구해 보았다. Bot을 제어하는 IRC 서버나 도메인 네임 등을 탐지하여 이를 네트워크 차원에서 제거하는 것은 Bot의 활동을 상당부분 줄일 수 있을 것으로 기대한다. 하지만 개인적인 차원에서 감염을 방지하는 데에는 어느 정도 한계가 있으므로 정부나 ISP, 바이러스 백신 업체 등의 정보 공유와 협조가 필수적으로 요구되어야 할 것이다.

참고문헌

- [1]Geer, David, "Malicious bots threaten network security," Computer, vol:38, issue:1, pp.18-20, January 2005.
- [2]R. A. Grimes, "Malicious Mobile Code," O' REILLY, ISBN 1-56592-682-X, 2001.
- [3]Eslahi, M. ; Salleh, R. ; Anuar, N.B., "Bots and botnets: An overview of characteristics, detection and challenges," Proc. of ICCSCE 2012, pp.349-354, November 2012.
- [4]http://www.hanb.co.kr/network/view.html?bi_id=645
- [5]<http://www.krcert.or.kr>

안드로이드 플랫폼 기반의 차량 네트워크 매니지먼트 시스템 구현

*이재규, 박덕근, 이상엽, 민수영
전자부품연구원 전북임베디드시스템연구센터
e-mail : jae4850@keti.re.kr

Implementation of Vehicular Network Management System Based on Android Platform

*Jae-Kyu Lee, Duck-Keun Park, Sang-Yub Lee, Soo-Young Min
Jeonbuk Embedded System Research Center
Korea Electronics Technology Institute

Abstract

Android has been researched in various electronic device fields such as Smart phone and Tablet PC as well as home appliances and automobile fields. In this paper we have implemented the vehicular network management system based on Android platform. The network system consist of in-vehicle network interface ports: CAN(Controller Area Network), MOST(Media Oriented System Transport), WAVE(Wireless Access Vehicular Environments), FlexRay and WCDMA(3G) module. Proposed software module automotive network communications applied is implemented by open source platform based on Android.

I. 서론

현재 스마트폰은 하드웨어 및 소프트웨어적으로 급속하게 발전하고 있다. 특히, 구글의 안드로이드는 오픈 소스를 기반으로 소프트웨어 개발도구(SDK, Software Development Kit), 풍부한 API 및 라이브러리 등 강력한 개발환경을 제공하여 개발자들로 하여금 많은 애플리케이션 개발 될 수 있는 환경을 제공한다.

강력한 개발환경 및 다양한 안드로이드 애플리케이션은 안드로이드를 탑재한 수많은 스마트폰이 유통되는 발판이 되었다. 또한 안드로이드는 스마트폰뿐만 아니라 태블릿 PC와 TV, 전자레인지, 세탁기 등 가전제품과 관련된 연구, 더 나아가서는 Smart-Car와 같은 자동차 시스템과도 융합되는 많은 연구 및 개발이 진행되고 있다.

본 논문에서는 오픈소스 기반의 안드로이드 플랫폼을 기반으로 자동차에서 사용되는 각종 통신시스템을 모니터링 및 제어 할 수 있는 시스템을 구현했다. 안드로이드를 기반으로 시스템을 구성했을 때의 장점은 사용자가 휴대하고 있는 스마트폰과의 통신호환성이 우수하고, 기존 안드로이드에서 제공하는 다양한 소프트웨어 및 통신시스템을 그대로 사용할 수 있으며, 개발 효율성이 뛰어나다.

II. 본론

2. 차량용 네트워크

자동차의 발전과 함께 차량 통신기술은 계속적으로 발전하고 있으며, 현재 CAN, WAVE, MOST 그리고

FlexRay등 다양한 통신방식이 차량에서 사용되어지고 있다. CAN통신은 보쉬(Bosch)사에서 처음으로 개발했으며, 차량 내에서 호스트 컴퓨터 없이 마이크로컨트롤러나 장치들이 서로 통신하기 위해 설계된 표준 통신규격이다.[1] WAVE는 주행하는 차량에서 상호 통신을 가능하게 하는 기술이며, MOST는 고 대역폭과 안정성 등을 바탕으로 자동차 인포테인먼트 시스템에 널리 사용되고 있는 통신방식이다.[2] FlexRay는 차량 제어 및 Mbps급 데이터 통신을 위한 네트워크 방식이다.

III. 구현

안드로이드 기반의 통신 매니지먼트 시스템은 MOST, CAN, WAVE, FlexRay, 3G 통신 등 5개의 모듈로 구성되어 있다. 전체적인 설계는 Eclipse를 기반으로 하여 Java로 설계하였고, 각각의 Library(.SO)와 성능저하 구간은 NDK를 바탕으로 JNI[3]를 이용해 호출하는 형태로 설계하였다. 이러한 설계 방법은 프로그램의 성능을 높이며, 기존 C/C++ 언어로 설계된 소스를 재사용할 수 있다는 측면에서 매우 효율적이다. 아래 그림 1은 최종적으로 설계한 애플리케이션의 구조이다.

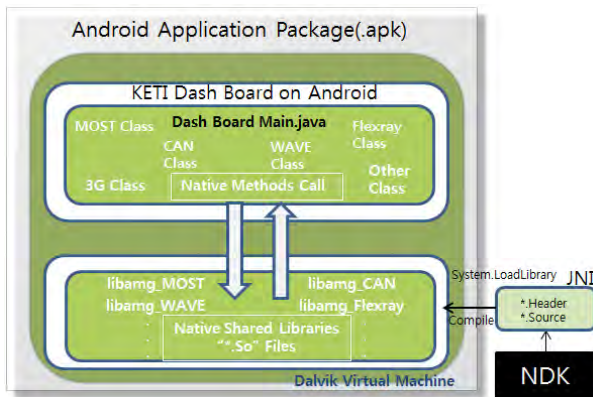


그림 1. 설계된 애플리케이션 구조

시스템의 전체적인 동작은 Ethernet으로부터 넘어오는 신호를 MOST로 송수신하며, 이 정보를 Display한다. 또한, 사용자로부터 입력받은 정보를 이용해 직접 MOST신호를 컨트롤한다. CAN정보는 CAN Simulator로부터 전송받은 Speed 및 RPM정보 등을 안드로이드 시스템에서 Display하는 기능을 하며, WAVE 및 FlexRay는 Simulator로부터 사용자가 입력 및 설정한 값을 각각의 통신기기로 전송하여 원하는 통신을 원활하게 할 수 있도록 한다. 3G 모듈은 차량 내에서 3G를 통해 인터넷 및 각종 정보를 송수신 할

수 있도록 구현했다. 각각의 송수신 정보는 본 매니지먼트 시스템을 통해 사용자에게 화면으로 제공된다. 아래 그림 2는 실제로 설계한 프로그램의 일부를 나타낸 것이다.



그림 2. 최종 설계된 애플리케이션

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 현재 활발히 연구가 진행되고 있는 오픈 플랫폼인 안드로이드 및 차량에서 사용되는 CAN, MOST, WAVE, FlexRay 등 통신을 기반으로 하는 차량 통신 매니지먼트 시스템을 설계했다. 이는 안드로이드와 차량 통신시스템을 융합하는 기반이 될 것이다. 향후 연구 방향으로는 본 시스템에서 구현한 각각의 통신을 하나로 통합하는 게이트웨이 형태의 시스템을 구축하면 보다 효율적인 시스템이 될 것이다. 또한, 현재 차량통신 분야에서 이슈가 되고 있는 Ethernet을 접목하는 시스템 구축에 관한 연구가 수행되어야 할 것이다.

Acknowledgement

본 연구는 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 IT산업원천기술개발사업의 일환으로 수행하였음. [1004091, 고 신뢰성 차량용 1Gbps급 동기식 이더넷 통합통신 기반기술 및 안전제어 시스템 적용기술개발]

참고문헌

[1] http://ko.wikipedia.org/wiki/CAN_bus
 [2] 박재호, MOST: 차량용 멀티미디어 네트워크, 나노 피앤씨, 2009.
 [3] Sheng Liang. The Java Native Interface: Programmer's Guide and Specification, Addison-Wesley, 1999.

스마트 맥진 시스템

이준형*, 신윤환*, 이규대**, 서권구***, 홍유식****

E-mail : ljhyung7@gangdong.ac.kr, prozin@gangdong.ac.kr,
ktleee@kongju.ac.kr, seogwongoo@hanmail.net, yshong@sangji.ac.kr,
강동대학교*, 상지대학교**, 공주대학교

Smart Pulse Wave Detection System

J.H. Lee*, Y.H. Shin*, K.T. Lee**, G.G. Seo***, Y.S. Hong****
Gang Dong University*, Sang-JI University**, KongJu University

Abstract

In the traditional medical system, pulse rhythm is considered to be important. Electronic mechanism to measure in an accurate way pulse data and skin conductivity. Oriental medicine can check human's health and disease condition by observing the pulse beating condition. In this paper, the electronic acupuncture with a built in multi-pad is proposed.

뿐만 아니라, 본 논문에서는, 원격으로 질병 판단 및 진단을 할 수 있는 스마트폰 기반 한방 의료 진단 시스템을 구현하였다^[1-3]. 기존의 한방 전자침 연구는 환자에게 침을 치료하기 때문에, EMR : Electronic Medical Record 환자 의료 기록 장치를 구축해서, 환자의 맥진 및 설진 정보 및 맥진 파형, 설진, 체온, 혈압, SpO₂를 저장 하는 시스템을 모의실험 하였다.^[4-7]

I. 서론

본 논문에서는 전투가 발생해서 의료 시스템 지원을 받기 어려운 지역에서, 격으로 영상(설진 색깔) 및 진맥(음성 화일)을 의사에게 전송이 가능한 한.양방 원격치료 및 지능형 전자침 연구 시스템 개발 및 스마트폰 기반 EMR 모의실험을 하였다. 본 논문에서 설명하고 있는 전자침(electronic acupuncture)은 본인에게 또는 타인에게 전기적인 힘으로 경혈점을 자극하여 인체의 기혈 순환 및 근육과 피부 등에 도움을 주고 치료할 수 있는 저주파 기구를 말한다. 본 논문에서는 원격으로 아토탄 작전에서 석해군 선장을 구출하기 위해서 실행한 카이샷 시스템처럼, 원격으로 스마트폰을 이용해서 환자의 맥진 정보 및 실시간으로 전송할 수 있으며, 휴대전화를 이용해서 환자를 원격으로 진료하고 치료할 수 있는 지능형 전자침 연구 결과 및 모의 실험 결과를 제안 하고자 한다.

II. 본론

본 논문은 전자침 시스템에 관한 것으로, 특히 실시간 생체신호 정보를 이용한 지능형 전자침 시스템을 구현하였다. 일반적으로 동양의학에서는 인체에 있는 경혈점에 적당한 자극을 주어 질병을 치료 하였다. 기존의 한방 전자침 연구는 환자에게 침을 치료하기 때문에, EMR : Electronic Medical Record 환자 의료 기록 장치가 없어서, 환자의 맥진 및 설진 정보 및 맥진 파형, 설태양, 체온, 혈압, SpO₂, 산소 투과량, 심박수, 심전도 등의 정보가 없으므로 양방병원처럼 환자의 질병 판단 및 예측을 정확하게 판단할 수 없는 문제점이 발생 한다 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해서, USN 기반 원격 전자침 모의 실험 및 알고리즘을 개발하였다.

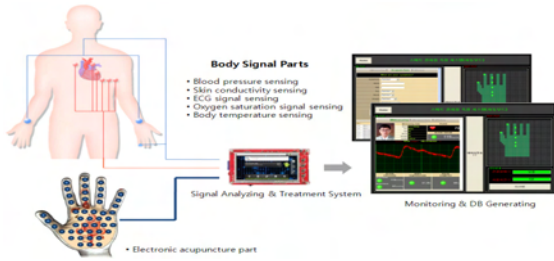


그림 1. 지능형 전자침 시스템

그림 1에서 보는것과 같이, 인체의 특정부위를 탐색하여 전기적으로 치료하는 전자침을 이용해서, 경혈점을 탐색하고 자동으로 치료하는 멀티 전자침 기능을 완성하였다. 뿐만 아니라, 웹기반에서 경혈점을 정확하게 Display 표시하고, 전자침 자침시간을 자동으로 산출하는 기능을 완성 하였다. 그림 2에서는 실시간 생체 신호 정보를 이용하여, 사용자의 조건에 적합하게 자침시간 및 강도를 조정할 수 있는 실시간 지능형 전자침 시스템을 모의 실험 하였다.

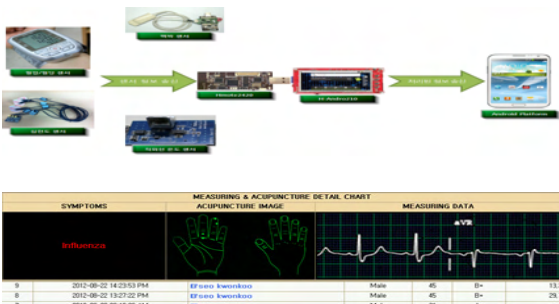


그림 2. 안드로이드 기반 전자침 시스템

그림 2에서는 다음 과정을 거쳐서 원격정보를 송.수신하게 된다.

- ① 헬스케어센서장비(맥박 센서, 혈압/혈당 센서, 심전도 센서, 적외선온도 센서)를 이용하여 생체정보를 측정한다.
- ② 측정된 정보를 Hmote2420는 H-Andro210에서 처리한다.
- ③ H-Andro210은 무선네트워크(Bluetooth)를 통해서 안드로이드 플랫폼에 정보를 전송한다.



그림 3. 원격 전자침 시스템

그림 3에서는, 원격진료를 위해서, 송신mote에서는 4개의 센서로부터 데이터를 얻어와서 수신mote쪽으로 RF 통신을 이용하여 데이터를 송신하는 과정을 설명하고 있다.

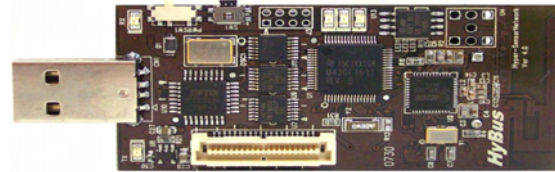


그림 4. 유비쿼터스기반 H-mote2420 송수신 시스템

그림 4에서는, USN(Ubiquitous sensor network)를 구현하기 위해 개발된 하드웨어로 Telos 플랫폼으로 MSP240CPU와 CC2420 RF칩을 기반으로 구성되어있다. 그림 4에서는 좌측의 원격 신체 정보 4개의 센서는 Hmote2420과 연결이 되며, 이 Hmote2420을 송신 mote이라 정하고, 중앙의 H-Andro210에 연결된 Hmote2420을 수신mote를 설명하고 있다.

III. 결론

실시간 생체신호 정보를 이용한 지능형 전자침 시스템에 관한 것으로, 실시간으로 생체신호를 감지하는 센서부, 상기 생체신호를 분석하여 사용자의 건강상태 및 질병을 진단하고, 상기 사용자의 질병에 대응하여 전기 자극을 필요로 하는 복수 개의 반사구를 결정하여 치료명령을 환자의 건강상태와 신체조건에 맞추어 자극의 세기 및 시간을 제어할 수 있는 모의실험을 웹기반에서 수행 하였다.

본 연구는 2012년도 중기청 연구비로 수행되었습니다.

참고 문헌

- [1] 박석연, 경락의 실체, 태학사, 1997년.
- [2] 이한구 등, 전기적 특성을 이용한 經絡시스템 연구(1), 한국한의학연구소, 1998.
- [3] http://www.tagstory.com/video/video_post.aspx
- [4] 임양근, “진단학 아틀라스3 맥진”, 서울:도서출판청담, 11-14, 2003
- [5] 한국한의학 연구원, 경락 연구의 현재와 미래, 2001.
- [6] M. S. Kim, S. W. Kim, G. W. Kim, S. J. Lee, S. G. Lee, H. S. Lee, D. H. Park, D. G. Hwang, and S. S. Lee, J. Kor. Mag.Soc., 15, 307, 2005
- [7] S. S. Lee, G. W. Kim, M. C. Ahn, Y. S. Park, J. G. Choi, S. D. Choi, D. H. Park, D. G. Hwang, and H. R. Yoon, J. Biomed.Eng. Res., 28, 721, 2007

멀티미디어 핑거프린팅 구현

*성해경, **이강현
 * 한양여자대학교 컴퓨터정보과
 **조선대학교 전자공학과
 e-mail : khrhee@chosun.ac.kr

Implementation of Multimedia Fingerprinting

I. 서 론

멀티미디어 콘텐츠는 정보처리 및 인터넷 기술의 신속한 발달로 쉽게 복사 및 배포가 용이하다. 따라서 미디어 콘텐츠의 불법 복제 및 재배포가 공모자(Colluder)에 의해서 발생이 된다.

콘텐츠 소유자의 저작권을 보호하기 위하여, 콘텐츠가 배포, 유통되는 동안에 부정자의 추적 시스템

(Traitor Tracing System)이 요구된다. 미디어 파일의 인증되지 않은 배포 및 사용을 확인하기 위하여, 멀티미디어 핑거프린팅 기술은 이러한 심각한 문제를 해결하기 위하여 대두되었으며, 각 사용자의 콘텐츠에 핑거프린팅 기술을 삽입한다.

본 논문에서는 핑거프린팅 기술을 이해하고 접근하기 위하여, 2장에서는 핑거프린팅의 요소기술과 구현을 소개하고, 3장에서 결론을 맺는다.

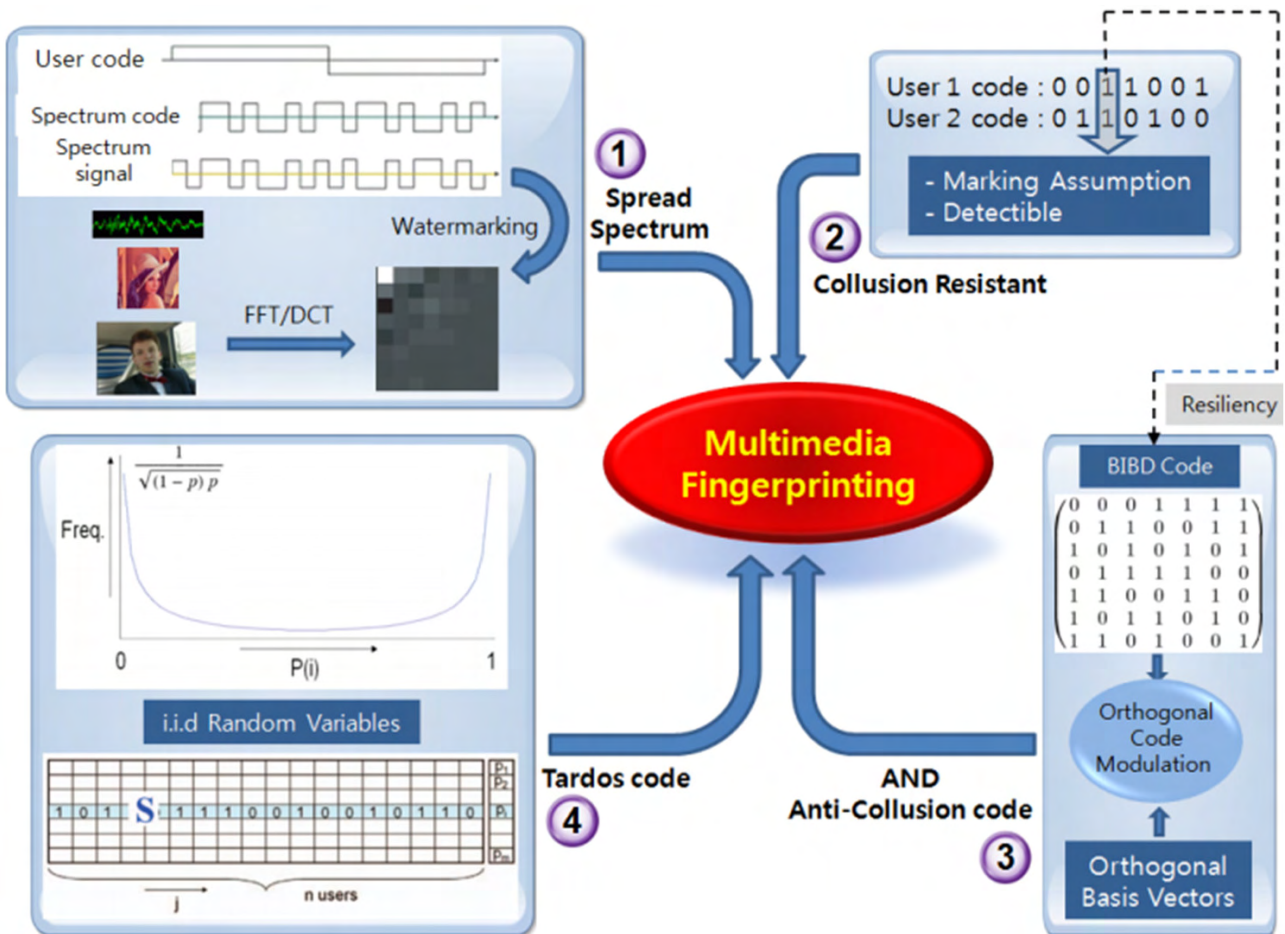


그림 1. 멀티미디어 핑거프린팅 알고리즘 개발 방법.

II. 핑거프린팅 기술

N Wagner가 [1]에서 처음 핑거프린팅 연구를 발표한 이후, 여러 가지 핑거프린팅 구현 알고리즘이 콘텐츠 저작권 보호를 위하여 개발되었다.

핑거프린팅 알고리즘의 개발 접근은 크게 4가지 유형으로 그림 1과 같다.

그림 1의 ①은 사용자의 코드를 확산 스펙트럼(Spread Spectrum)을 이용하여, 확산 신호를 생성하여, 콘텐츠의 주파수 영역(Frequency domain)에 워터마킹(Watermarking)을 한다.

②에서는 각 사용자의 코드가 다른 사용자와의 코드 사이에 '1'이 겹치는 위치를 검출할 수 있는 공모내성(Collusion Resistant)의 *Marking Assumption* 기능을 부여한다.

③에서는 ②의 *Marking Assumption*을 탄력성(Resiliency) $(k-1)$ 의 BIBD (Balanced Incomplete Block Designs) 코드를 사용자 코드로 하고 직교 기저 벡터(Orthogonal basis Vectors)와 직교 코드 변조(Orthogonal Code Modulation)를 하여 AND-ACC (Anti-Collusion Code)가 제안 되었다.

④에서는 i.i.d. 랜덤 변수 (Independent and Identically Distributed Random Variables)에 의한 코드 생성으로 Tardos 코드 핑거프린팅이 제안되었다.

이상의 ③에서 BIBD $(v, b, r, k \text{ and } \lambda)$ 코드를 생성하는데, $A(v, k, \lambda)$ 는 (X, A) 의 쌍으로, A 는 v -원소 집합 X 의 k -원소 부분집합의 블록(blocks) 모임으로, 정확히 λ 블록에서 각 쌍으로 동시에 나타난다.

여기서 v : points, number of elements of X .

b : blocks.

r : number of blocks containing a given point.

k : number of points in a block.

λ : number of blocks containing 2 points,

그리고 ④에서 Tardos의 코드장 $m=100c^2\log(1/\epsilon)$ 이다. 사용자 수 n 에서 공모자의 수 c 를 검출하는데, 순수 사용자 공모자로 되는 잘못되는 확률 ϵ 가 $(0 < \epsilon < 1)$ 으로 되어서 사용자의 수에 대한 사용자의 코드장이 충분히 커야한다.

공모된 미디어 콘텐츠로부터 검출된 공모코드는 공모공격 분석이 되어, 공모코드 생성에 참가한 사용자를 추적하는 공모자 추적성 (TY: Traitor Traceability)이 실행된다. 공모된 코드로부터 사용자의 원 핑거프린팅 코드와 비교, 분석하는 방법으로 상관관계 계수(Correlation Coefficient)가 기존연구에서 주로 사용되었고, 최근연구에서는 *Probabilistic Scheme*을 이용하기도 한다. 또한 핑거프린팅 코드가 공모공

격으로 변조되었을 때, 새로운 사용자 핑거프린팅 코드를 재생성하여 콘텐츠에 삽입하여 배포하는 다이나믹 핑거프린팅(Dynamic Fingerprinting)의 지속적인 연구도 진행되고 있다.

III. 결 론

본 논문에서는 멀티미디어 핑거프린팅 구현을 위한 사용자 코드 생성 방법과 부정자 추적성에 대한 기술을 간략하게 고찰 하였다. 사용자의 핑거프린팅 코드를 생성하는 알고리즘의 개발, 핑거프린팅 코드에 대한 다양한 공모공격의 분석방법과, 부정자 추적성을 위한 알고리즘 개발 등의 상호관련 연산과정의 복잡도(O)를 감소시키는 새로운 핑거프린팅의 기술개발이 빅데이터 (Big Data) 시대의 멀티미디어 콘텐츠 저작권 보호를 위한 연구의 필요성이 있다.

감사의 글

본 논문은 한국연구재단의 일반연구지원사업(2010-0023580)의 일부분을 정리하였습니다.

참고문헌

- [1] Neal R. Wagner, "Fingerprinting," Proceeding SP '83 IEEE Symposium on Security and Privacy, p.18, 1983.
- [D. Boneh and J. Shaw] "Collusion-secure fingerprinting for digital data," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 44, no. 5, pp. 1897 - 1905, May 1998.
- [W. Trappe, M. Wu, Z. J. Wang, and K. J. R. Liu] "Anti-collusion fingerprinting for multimedia," IEEE Trans. Signal Process., vol. 51, no. 4, pp. 1069 - 1087, Apr. 2003.
- [Kang Hyeon RHEE] "Detection on the falsifier of multimedia fingerprinting code using PCA, method," IEEE Conference Publications, Digital Content, Multimedia Technology and its applications (IDCTA) 2011 7th International Conference on, pp. 173-176, 2011.
- [Kang Hyeon RHEE] "An Implementation on the XOR-ACC of Multimedia Fingerprinting using Neural Network," IIEEK Computer Society, Vol. 48, No. 6, pp. 1-8, 2011.

미국 내 한식당 온라인 리뷰의 감성분석을 위한 특징벡터와 분류기법의 비교 연구

장한솔, 유성준*, 한동일, 김경중
세종대학교 컴퓨터공학과
e-mail : hsjang@sju.ac.kr, sjyoo@sejong.ac.kr

Comparative Study of Feature Vectors and Classification Methods for Sentiment Analysis for Online Review of Korean Restaurant in U.S.A.

Hansol Jang, Seongjoon Yoo*, Dongil Han, Kyungjoong Kim
Department of Computer Engineering
Sejong University

Abstract

In this paper, we did sentiment analysis for online review of Korean restaurant in Yelp using machine learning methods. We adapted various classification algorithms to compare the performance. Also, we changed type and size of feature vectors to compare the performance. We used Adaboost, ANN, Decision Tree, kNN, Naive Bayes, SVM as classification algorithm and extracted feature vectors with PCFG Parser and POS Tagger. On average, SVM with POS Tagger showed better performance.

I. 서론

자신의 의견을 인터넷 상에 등록하는 것이 대중화됨에 따라, 여러 분야의 다양한 의견들이 인터넷 상에 대규모로 게재되고 있다. 음식점을 방문하고 나서 맛, 서비스, 분위기 등에 대한 의견 또한 트위터나 블로그와 같은 SNS(Social Network Service)와 텡스푼, Yelp와 같은 전문 리뷰 사이트에 활발하게 등록되고 있다. 일반적으로 작성자가 매긴 별점을 통해 온라인에 등록된 음식점에 대한 의견들의 전반적인 분위기를 짐작하게

된다. 하지만, 별점들을 분석해보면 몇 가지 문제점을 발견하게 된다. 1) 대부분의 작성자들은 최악이 아니라면, 2~4개의 별점을 준다. 2) 일부 음식점 주인이 홍보성으로 의견을 작성하면서 5개의 별점을 준다. 3) 광고와 같이 작성자의 의견과 무관한 임의의 별점을 주는 경우도 있다. 따라서, 단순히 별점을 근거로 전반적인 분위기를 짐작하는 것이 아니라, 긍정/부정 분류와 같은 감성 분석을 통해 요약 및 정리를 하게 되면, 전반적인 분위기를 짐작할 수 있게 된다. 이러한 관점으로 음식점 리뷰에 대해 많은 선행 연구들이 있었다. Lee와 Grafe[1]는 POS Tagger와 N-gram을 이용하여 감성 분석을 하였다. Zhang과 Ye 등[2]은 중국어로 작성된 리뷰에 대해 N-gram을 이용하여 감성 분석을 하였다. Kang과 Yoo 등[3]은 Senti-lexicon과 향상된 Naive Bayes 알고리즘을 이용하여 감성 분석을 하였다. 기존 연구는 하나의 특징벡터 혹은 하나의 분류 알고리즘으로만 실험하여 특징벡터의 종류 및 분류 알고리즘에 따른 성능의 비교를 할 수 없는 문제가 있어서 우리는 그런 문제를 해결하기 위해 Yelp에 올라와있는 대량의 미국 내 한식당 온라인 리뷰에 대해 다양한 분류 알고리즘을 적용하여 성능을 비교하였다. 아울러, PCFG Parser와 POS Tagger를 이용하여 특징 벡터의 종류 및 사이즈 변화에 따른 분류 성능의 차이도 비교하였다. 훈련/분류 알고리즘으로 Adaboost[4], ANN[5], Decision Tree[6], kNN[7], Naive Bayes[8], SVM[9]을 사용했는데 평균적으로 POS Tagger를 이용하여 특징벡터를 추출하고 SVM으로 분류했을 때의 성능이 우수한 편이라는 결과가 얻어졌다.

* 교신저자 : 유성준(세종대학교 컴퓨터공학과)

II. 본론

2.1 일반적인 문서 분류

일반적인 문서 분류 실험에서는 그림 1과 같이 먼저 훈련 과정을 통해 모델을 구축하고, 분류 과정에서 얻어진 결과물을 모델에 적용하여 최종 결과물을 도출하게 된다. 이때 사용되는 훈련/분류 알고리즘에는 ANN, Decision Tree, kNN, Naïve Bayes, SVM 등이 있고, 평가 방법에는 10-fold Cross Validation 등이 있다.



그림 1. 일반적인 문서 분류 실험의 순서도

2.2 WEKA를 이용한 문서 분류

그림 2와 같이 WEKA[10]를 이용한 문서 분류 실험에서는 일반적인 문서 분류 실험에서 훈련/분류 알고리즘을 개발해야 하는 과정 대신 ARFF 포맷으로 변환하여 프로그램에 적용하는 것으로써, 손쉽게 적용하여 결과를 도출할 수 있다. 더불어, 통계 및 분석 결과도 볼 수 있다는 장점이 있다.

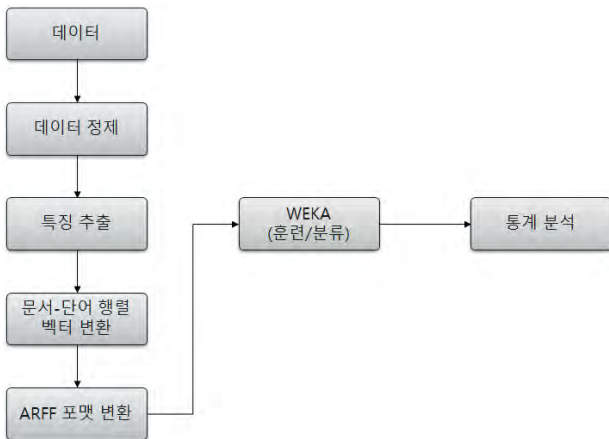


그림 2. WEKA를 이용할 경우 문서 분류 실험의 순서도

III. 구현

본 논문에서는 일반적인 문서 분류 실험 방법보다 간편하게 결과물을 도출할 수 있는 WEKA를 이용한 문서 분류 실험 방법을 기반으로 그림 3과 같이 분류 실험을 진행하였다.

3.1 감성 분석 실험

본 논문에서는 Yelp에 올라와있는 대량의 미국 내 한식당 온라인 리뷰들을 요약 및 정리하는 관점으로 기계학습 기법을 이용하여 긍정, 부정으로 분류하였다.

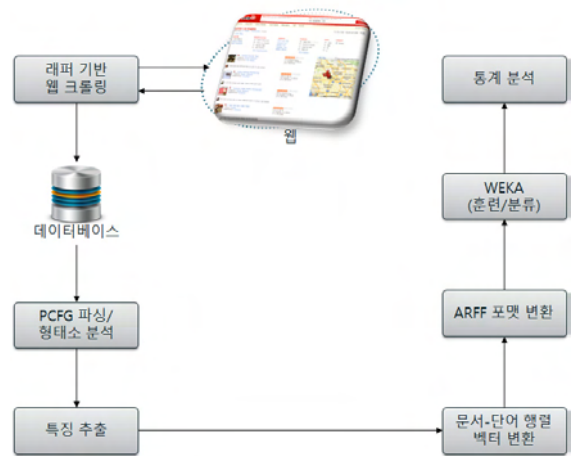


그림 3. 본 논문의 분류 실험 구조도

먼저, 래퍼 기반 크롤러를 이용하여 Yelp에 올라와있는 미국에 있는 한식당 온라인 리뷰 36,535개를 수집하여 데이터베이스에 저장하였다. HTML 태그와 같이 작성자의 의견과 상관없는 내용들을 문서에서 정제하였다. 모델을 생성할 때, 기계학습 기법의 단점인 수작업으로 긍정, 부정으로 분류하는 데 많은 시간이 소요되어, 별점을 분류 기준으로 사용하여 실험하였다. 별점이 3 이상이면 긍정, 그렇지 않으면 부정으로 분류하여, 각 5,000개씩 총 10,000개의 샘플 문서들을 추출하여 실험하였다. 실험은 특징벡터의 종류에 따른 분류의 성능을 보기 위해 총 2세트로 진행이 되었는데, 1세트에서는 PCFG Parser를 이용하여 특징벡터를 추출하여 실험하였고, 2세트에서는 POS Tagger를 이용하여 특징벡터를 추출하여 실험을 하였다.

3.2 특징벡터

3.2.1 PCFG Parser를 이용한 특징 추출

Stanford PCFG Parser[11]를 이용하여 Type Dependency를 추출하였다. 추출된 단어들을 빈도수 기반으로 정렬

하여 상위 단어 집합을 생성하였다. 그림 4와 같이 상위 단어 집합을 통합하여 특징벡터로 사용하였는데, 특징벡터의 사이즈 변화에 따른 분류의 성능을 보기 위해, 특징벡터의 사이즈를 3가지로 정하였다. 첫째는, 총 10개의 단어로 이루어진 집합을, 둘째는, 총 20개의 단어로 이루어진 집합을, 마지막으로 총 30개의 단어로 이루어진 집합을 사용하였다. 또한, 특징벡터의 정제 여부에 따른 분류의 성능을 보기 위해, 그림 5와 같이 상위 단어 집합에서 리뷰의 전반적인 분위기를 나타낼 수 있는 단어들만을 추출한 집합을 사용하였다. 샘플로 추출된 문서들을 특징벡터와 비교하여 문서-단어 행렬을 생성하였고, 각 문서에 특징벡터가 포함되는 경우에는 1로 가중치를 주었다. attribute에 특징벡터를 나열하고, data에 문서-단어 행렬을 나열함을 통해 ARFF 포맷으로 변환하여 WEKA를 통해 실험하였다. 다양한 훈련/분류 알고리즘을 사용하여 성능을 비교하기 위하여 6가지 알고리즘 (Adaboost, ANN, Decision Tree, kNN, Naive Bayes, SVM)을 사용하였고, 평가 방법으로는 10-fold Cross Validation을 사용하였다.

```

amod(food, chinese) amod(Sushi, Best) amod(night, last)
amod(place, great) neg(had, never) neg(good, not)
amod(food, good) neg(, not) amod(food, good)
amod(l'ive, best) amod(time, first) amod(restaurant, favorite)
amod(place, Good) neg(sure, not) amod(soup, Sour)
amod(food, great) amod(place, Best) amod(time, last)
amod(place, favorite) amod(food, best) amod(fan, Big)
amod(, good) amod(sushi, great) amod(food, Korean)
amod(restaurant, Good) amod(thing, only) amod(times, few)
amod(restaurant, Chinese) amod(places, other) amod(food, Chinese)
    
```

그림 4. 1세트에서 사용한 정제된 특징벡터의 예

```

amod(place, great) amod(place, Best) amod(hour, happy)
amod(food, good) amod(food, best) amod(service, great)
amod(l'ive, best) amod(sushi, great) neg(go, not)
amod(place, Good) neg(good, not) amod(service, good)
amod(food, great) amod(food, good) amod(service, friendly)
amod(place, favorite) amod(restaurant, favorite) neg(worth, not)
amod(, good) neg(bad, not) amod(food, Great)
amod(Sushi, Good) amod(place, nice) amod(restaurant, best)
amod(Sushi, Best) amod(service, Good) neg(go, never)
neg(had, never) amod(spot, great) amod(food, decent)
    
```

그림 5. 1세트에서 사용한 정제된 특징벡터의 예

3.2.2 POS Tagger를 이용한 특징 추출

Stanford POS Tagger[12]를 이용하여 형용사를 추출하였다. 1세트와 마찬가지로 그림 6과 같이 상위 단어 집합을 통합하여 특징벡터로 사용하였다. 또한, 특징벡터의 정제 여부에 따른 분류의 성능을 보기 위해, 그림 7과 같이 상위 단어 집합에서 리뷰의 전반적인 분위기를 나타낼 수 있는 단어들만을 추출한 집합을 사용하였다. 이후 실험 방법은 1세트와 동일하게 진행하였다.

```

good more favorite
great hot bad
chinese tasty much
other better last
best few next
little small big
nice first special
delicious friendly amazing
fresh many only
korean sweet new
    
```

그림 6. 2세트에서 사용한 정제된 특징벡터의 예

```

good bad worth
great special fantastic
best amazing clean
nice decent reasonable
delicious excellent yummy
fresh awesome okay
tasty super flavorful
better happy fine
friendly perfect wonderful
favorite ok interesting
    
```

그림 7. 2세트에서 사용한 정제된 특징벡터의 예

3.3 실험 결과

WEKA에서 제공하는 통계 분석 결과 중에서 알고리즘들의 성능을 비교하는 척도로 F-Measure 값을 사용하였다.

	AdaBoost	ANN	Decision Tree	kNN	Naïve Bayes	SVM
P	0.005	0.08	0.058	0.082	0.076	0.068
N	0.667	0.667	0.665	0.667	0.667	0.668
Avg	0.336	0.373	0.362	0.374	0.371	0.368

그림 8. 상위 10개 특징벡터 적용 결과(1세트)

	AdaBoost	ANN	Decision Tree	kNN	Naïve Bayes	SVM
P	0.169	0.098	0.393	0.11	0.666	0.666
N	0.644	0.666	0.583	0.665	0.081	0.076
Avg	0.406	0.382	0.488	0.388	0.373	0.371

그림 9. 상위 20개 특징벡터 적용 결과(1세트)

	AdaBoost	ANN	Decision Tree	kNN	Naïve Bayes	SVM
P	0.034	0.124	0.096	0.146	0.142	0.11
N	0.67	0.671	0.668	0.668	0.669	0.672
Avg	0.352	0.397	0.382	0.407	0.405	0.391

그림 10. 상위 30개 특징벡터 적용 결과(1세트)

그림 8 ~ 10은 PCFG Parser로 추출한 특징 벡터와 샘플 문서들을 대상으로 실험한 결과물 중 F-Measure 값을 나타낸 것이다. 평균적인 값으로 볼 때, kNN의 성능이 가장 좋게 나왔다.

	AdaBoost	ANN	Decision Tree	kNN	Naïve Bayes	SVM
P	0.013	0.062	0.048	0.064	0.062	0.055
N	0.667	0.666	0.666	0.666	0.666	0.666
Avg	0.34	0.364	0.357	0.365	0.364	0.361

그림 11. 정제된 상위 10개 특징벡터 적용 결과(1세트)

	AdaBoost	ANN	Decision Tree	kNN	Naïve Bayes	SVM
P	0.667	0.074	0.048	0.076	0.071	0.209
N	0.006	0.667	0.666	0.667	0.666	0.642
Avg	0.337	0.37	0.357	0.371	0.369	0.426

그림 12. 정제된 상위 20개 특징벡터 적용 결과(1세트)

	AdaBoost	ANN	Decision Tree	kNN	Naïve Bayes	SVM
P	0.667	0.08	0.048	0.554	0.216	0.648
N	0.006	0.668	0.666	0.455	0.643	0.203
Avg	0.337	0.374	0.357	0.504	0.43	0.425

그림 13. 정제된 상위 30개 특징벡터 적용 결과(1세트)

그림 11 ~ 13은 PCFG Parser로 추출한 정제된 특징 벡터와 샘플 문서들을 대상으로 실험한 결과물 중

F-Measure 값을 나타낸 것이다. 평균적인 값으로 볼 때, kNN의 성능이 가장 좋게 나왔다.

	AdaBoost	ANN	Decision Tree	kNN	Naïve Bayes	SVM
P	0.64	0.681	0.707	0.7	0.681	0.682
N	0.763	0.774	0.772	0.762	0.773	0.774
Avg	0.701	0.728	0.739	0.731	0.727	0.728

그림 14. 상위 10개 특징벡터 적용 결과(2세트)

	AdaBoost	ANN	Decision Tree	kNN	Naïve Bayes	SVM
P	0.675	0.708	0.71	0.69	0.708	0.682
N	0.779	0.764	0.768	0.727	0.765	0.775
Avg	0.727	0.736	0.739	0.709	0.737	0.728

그림 15. 상위 20개 특징벡터 적용 결과(2세트)

	AdaBoost	ANN	Decision Tree	kNN	Naïve Bayes	SVM
P	0.676	0.737	0.718	0.686	0.738	0.708
N	0.779	0.742	0.763	0.712	0.77	0.776
Avg	0.727	0.739	0.741	0.699	0.754	0.742

그림 16. 상위 30개 특징벡터 적용 결과(2세트)

그림 14 ~ 16은 POS Tagger로 추출한 특징 벡터와 샘플 문서들을 대상으로 실험한 결과물 중 F-Measure 값을 나타낸 것이다. 평균적인 값으로 볼 때, Decision Tree의 성능이 가장 좋게 나왔다.

	AdaBoost	ANN	Decision Tree	kNN	Naïve Bayes	SVM
P	0.592	0.592	0.63	0.627	0.571	0.596
N	0.665	0.669	0.663	0.654	0.679	0.672
Avg	0.629	0.63	0.647	0.641	0.625	0.634

그림 17. 정제된 상위 10개 특징벡터 적용 결과(2세트)

	AdaBoost	ANN	Decision Tree	kNN	Naïve Bayes	SVM
P	0.544	0.656	0.685	0.672	0.698	0.693
N	0.688	0.707	0.705	0.686	0.706	0.715
Avg	0.616	0.682	0.695	0.679	0.702	0.704

그림 18. 정제된 상위 20개 특징벡터 적용 결과(2세트)

	AdaBoost	ANN	Decision Tree	kNN	Naïve Bayes	SVM
P	0.542	0.664	0.696	0.681	0.717	0.712
N	0.688	0.717	0.713	0.691	0.716	0.728
Avg	0.615	0.691	0.705	0.686	0.716	0.72

그림 19. 정제된 상위 30개 특징벡터 적용 결과(2세트)

그림 17 ~ 19는 POS Tagger로 추출한 정제된 특징 벡터와 샘플 문서들을 대상으로 실험한 결과물 중 F-Measure 값을 나타낸 것이다. 평균적인 값으로 볼 때, SVM의 성능이 가장 좋게 나왔다.

결과적으로, 1세트보다 2세트의 성능이 더 좋게 나왔다. PCFG Parser를 이용하여 추출한 특징벡터들의 빈도가 POS Tagger를 이용한 경우보다 상대적으로 적어서, 정확하게 분류할 수 있는 규칙을 만들지 못한 것으로 판단된다. 또한, 정제된 특징벡터를 이용한 경

우 성능이 낮아지는 것을 볼 수 있는데, 이 또한, 특징 벡터의 빈도가 영향을 준 것으로 판단된다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 대량의 데이터를 요약 및 정리하는 관점으로 기계학습 기법을 이용하여 긍정, 부정으로 분류하였다. 여기서는 다양한 분류 알고리즘을 적용하여 성능을 비교하였다. 아울러, 특징 벡터의 종류 및 사이즈 변화에 따른 분류 성능의 차이도 비교하였다. 본 논문에서는 Adaboost, ANN, Decision Tree, kNN, Naive Bayes, SVM을 사용했는데 평균적으로 POS Tagger를 이용하여 특징벡터를 추출하고 SVM으로 분류했을 때의 성능이 우수한 편이라는 결과가 얻어졌다. 기계학습 기법의 단점인 수작업으로 긍정, 부정으로 분류하는 데 많은 시간이 소요되어, 별점을 분류 기준으로 사용하여 실험하였기 때문에, 향후에는 여러 사람을 통해서 수작업으로 분류된 결과의 평균을 가지고 실험을 해 볼 필요가 있다.

감사의 글

이 논문은 한국연구재단의 기초연구사업 (No. 2012-007498)의 지원을 받아 수행된 연구임.

참고문헌

- [1] Moontae Lee et al., "Multiclass Sentiment Analysis with Restaurant Reviews", Final Projects from CS 224N / Ling 284 for Spring 2009/2010.
- [2] Ziqiong Zhang et al., "Sentiment classification of Internet restaurant reviews written in Cantonese", Expert Systems with Applications 38, 2011, pp. 7674-7682
- [3] Hanhoon Kang et al., "Senti-lexicon and improved Naive Bayes algorithms for sentiment analysis of restaurant reviews", Expert Systems with Applications 39, 2012, pp. 6000-6010
- [4] <http://en.wikipedia.org/wiki/AdaBoost>
- [5] http://en.wikipedia.org/wiki/Artificial_neural_network
- [6] http://en.wikipedia.org/wiki/Decision_tree
- [7] <http://en.wikipedia.org/wiki/KNN>
- [8] http://en.wikipedia.org/wiki/Naive_bayes
- [9] http://en.wikipedia.org/wiki/Support_vector_machine
- [10] <http://www.cs.waikato.ac.nz/ml/weka/>
- [11] <http://nlp.stanford.edu/software/lex-parser.shtml>
- [12] <http://nlp.stanford.edu/software/tagger.shtml>

눈영상과 입술동작제어를 이용한 로봇의 감정 표현

*전 창용, 고 현범, 안 현식
동명대학교 로봇시스템공학부
e-mail : *hsahn@tu.ac.kr*

Implementation of Improved Functional Router Using Embedded Linux System

*Chang-Yong Jhun, Hyun-Bum Ko, Hyunsik Ahn
Department of Robot System Engineering,
Tongmyong University

Abstract

The interaction of emotion is an important factor in Human-Robot Interaction (HRI). In this paper, an emotional expression of robot is suggested and implemented. A contextual emotion model simplified from OCC model is adopted to define facial expression of robot. The proposed model is implemented with 10 kinds of emotions expressing contextual state of emotion by eye and lip expressions.

I. 서론

로봇 기술의 발전과 함께 인간 로봇 상호 작용(HRI: Human Robot Interaction)을 기반으로 감정 표현 방법 연구가 진행되고 있다 [1]. 로봇 감정에 대한 연구에서는 로봇의 감정을 표현하기 위한 연구가 주류를 이루고 있으며 대부분은 Ekman이 제안한 인간의 기초감정을 표현한 모델인 행복, 슬픔, 놀라움, 분노, 혐오, 공포의 6가지 감정을 사용하고 있다 [2]. 그러나 이러한 접근에서는 로봇이 감정을 표현할 수 있는 감정의 대상과 과거와 현재의 맥락에 따른 감정을 표현하는데 있어서는 어려움이 존재한다. 본 논문에서는 사건의 맥락에 따른 감정 표현한 모델인 OCC 모델(Ortony, Clore, and Collins) [3]을 이용하고 이를 간략화하여 로봇에 적용한 감정표현 방법을 제안한다. 로봇의 머리부에 눈과 입술의 움직임을 제어하여 로봇을 위한 맥락적 감정로봇을 구현하고 감정을 표현한 결과를 보인다.

II. 단순화 된 OCC 모델

OCC 모델은 객체, 행위 및 표시 그림과 같이 해당 이벤트에 따라 22 종류의 감정으로 구성된다. 그러나 로봇에게는 인간의 감정에 비해 감정 표현 영역의 재정의가 필요하다. HRI를 위한 감정을 표현하기 위해서는 모델이 더 단순화할 필요가 있다. OCC 모델을 응용하되 로봇에 간략화 하여 적용하기 위한 조건은 다음과 같다 [4].

- 감정의 의미는 다양하게 해석될 수 있으나 그 중에서 가장 1차적인 의미로 해석한다.
- 다양한 감정의 종류로 구분하는 대신에 중심이 되는 감정과 그 감정의 강약으로 표현한다.
- 로봇의 자신에 초점이 맞추어진 감정으로만 제한한다.
- 로봇이 가지고 있는 감지 모듈과 그 입력 데이터의 해석으로부터 정의할 수 있는 감정으로만 제한한다.
- 사건 당 하나의 에이전트, 즉 하나의 인간이나 로봇만이 개입되도록 한다.

이러한 조건을 적용하여 22가지의 감정을 서로 긍정적 부정적 쌍을 이루는 감정 10개로 다시 정의하였으며 그 상반된 표현 가진 5가지의 맥락의 종류는 표 1과 같다. 감정의 종류에 따라 감정의 대상이 달라지는 것을 알 수 있다. 표 2는 감정의 구체적인 대상을 물체, 에이전트 및 사건으로 나누고 각각의 감정의 원천을 분석한 결과이다. 이와 같은 분석으로부터 감정의 표현이 맥락에 따라 다양하게 표현됨을 알 수 있다.

표 1. 감정의 종류와 로봇의 평가

#	감정	평가
1	Love-Hate	Aspects of Targets
2	Pride-Shame	Action of Self
3	Gratitude- Anger	Action of Agent
4	Joy-Distress	Consequence of Event/Prospect irrelevant
5	Hope- Fear	Consequence of Event/Prospect relevant

표 2. 감정의 대상과 사건의 발생 형태

#	Emotions	Targets			Source of events	
		Object	Agent	Event	Sensory	Contextual
1	Love	○	○		○	○
2	Hate	○	○		○	○
3	Pride			○		○
4	Shame			○		○
5	Gratitude		○			○
6	Anger		○			○
7	Joy			○		○
8	Distress			○		○
9	Hope			○		○
10	Fear			○		○



그림 1. 감정표현 로봇 (TUBO)

III. 감정표현 로봇의 구현

본 논문에서는 제안한 감정모델에 따라 감정을 표현하기 위한 얼굴 감정표현 로봇을 구현하였다. 그림 1은 구현한 감정로봇으로서 로봇 머리부의 양 눈 위치에는 임베디드 시스템이 장착되어 있어 LCD 모니터로 눈의 감정을 표현하였다. 입술 부위는 4개의 소형 서보모터를 이용하여 입술의 동작을 제어하였다. 그림 2에 보는 바와 같이 5가지 맥락에 따른 서로 대립적 의미를 지니는 10가지 감정을 표현하였다. 로봇에 내장된 인지시스템에 따라 맥락적 감정의 값이 각각 표현되며 그 결과가 로봇의 눈과 입술로 표현되도록 하였다. 감정의 맥락에 따라 10가지 감정은 최대와 최소 사이에 다양

한 값으로 정의할 수 있으며 그에 따라 입술의 움직임과 눈의 표현을 강약으로 표현할 수 있어서 다양한 감정의 표현이 가능하였다.



그림 2. 감정에 따른 로봇의 표현

IV. 결론

본 논문에서는 OCC 모델의 단순화 된 감정 모델을 이용하여 로봇의 감정표현을 분석하고 10가지의 맥락에 따른 감정을 분석하였다. 이에 따른 감정의 표현을 실제 로봇의 머리부에 구현하였다. 실험 결과로 부터 다양한 얼굴 감정 표현이 가능함을 알 수 있었다. 추후 연구를 통해 감정평가 시스템과 인지시스템의 통합하고 과거로부터 이어지는 맥락에 따라 인간과 감정의 교류가 가능한 로봇 개발을 추진하고 있다.

참고문헌

1. Gunn-Yong park, Seung-Ik Lee, Woo-Young Kwon, and Joong-Bae Park, "Neurocognitive Affective System for an Emotive Robot," Proceedings of the 2006 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robot and Systems,
2. P. Ekman, W. V. Friesen, Unmasking the Face: A guide to recognizing emotions from facial clues. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1975.
3. Andrew Ortony, Gerald L. Clore, and Allan Collins, "The cognitive structure of emotion," Cambridge University press, 1988.
4. 안현식, "인지적 맥락에 기반한 감정 평가 시스템," Journal of Institute of Control, Robotics and Systems, Vol. 16, No. 1, pp. 33-39, Jan. 2010.

인지 로봇을 위한 공간 온톨로지 기반의 물체 인지

*고현범, 안현식

동명대학교 로봇시스템공학과

e-mail : kobam1355@paran.com, hsahn@tu.ac.kr

Object Cognition Based on Spatial Ontology for Cognitive Robots

*Hyunbum Ko, Hyunsik Ahn

Dept. of Robot System Engineering

Tongmyong University

Abstract

In this paper, a spatial ontology model for object recognition of robots. The relationship among objects consisting of 6 orientations of an object are defined for representing spatial ontology. A rule of ontology is produced for renewing the relationship of objects in the case of movement of an object. If an object is changed its position, the ontology redefined the relationship automatically according to the spatial rule. The spatial ontology can be applied to robots for being used as a model of object cognition.

I. 서론

서비스 로봇은 사용자와 물체에 대한 인식을 공유하고 사용자의 요구에 따라 물체를 처리하는 기능이 요구된다. 로봇은 물체에 대한 지능적 처리를 위해서 물체의 정량적 정보 이외에 정성적으로 인지하고 표현할 필요가 있다. 물체와 사건에 관련된 맥락을 표현하기 위하여 온톨로지에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 기존의 온톨로지 기반의 로봇에 대한 연구를 살펴보면, 이동 로봇의 물체 인식과 주행을 위한 로봇 지식 체계로서 온톨로지를 활용한 경우가 있다 [1]. 여기서 제안하는 로봇 지식 체계는 5개의 지식 보드와 규칙으로 이루어져 있으며, 각각의 지식 계층은 3개의 지식층과 3개의 온톨로지 층을 이루어 정보를 찾는다. 그러나 책상 등의 한정된 위치의 물체를 인식하며, 실내에 있는 물체들 간의 위치를 파악할 수 없어서 HRI에 활용하는 것이 불편하다. 온톨로지를 이용하여 자

율주행 로봇을 제어하는 경우는 [2], 온톨로지를 정보의 저장소에서 확장하여, 장애물을 인식하고 온톨로지 표현해서 추론을 통해 로봇의 행동을 계획하고 제어한다. 그러나 로봇이 단순한 주행만 하는 경우에 적용될 수 있으며 서비스 로봇의 동작을 위한 지식체계로서는 적합하지 않다. 가려진 물체에 대한 인식을 목표로 하여 서비스 로봇에 온톨로지와 동적 베이지안 네트워크를 이용하여 도메인 지식을 모델링하고 추론한다 [3].

본 논문에서는 3차원 상의 물체의 상관 관계를 표현하기 위한 공간 온톨로지 모델을 제안한다. 공간 온톨로지는 물체의 속성 정보와 관계 정보를 저장한다. 속성 정보는 물체를 인식하기 위한 각각의 물체 정보를 저장하고, 관계 정보는 물체 간의 위치 관계를 저장한다. 또한 관계 정보들을 이용하여 멀리 떨어진 물체 간의 관계 정보를 추론한다.

본 논문에서는 먼저 공간 온톨로지의 개념을 설명하고, 실험을 통해 적용 가능성을 보인다.

II. 공간 온톨로지 모델

사람은 물체의 위치를 정성적으로 표현한다. 따라서 로봇이 사용하는 x, y, z 값을 전, 후, 좌, 우, 상, 하의 관계로 전환이 필요하다. 본 논문에서는 물체 사이의 상호관계를 표현하는 온톨로지 개념을 적용하였다.

정량적인 물체의 위치를 정성적으로 표현하기 위해 그림 1과 같이 공간 온톨로지 모델을 생성하고, Above, Under, Right, Left, Front, Back의 관계를 생성해, x, y, z 값에 따른 물체 간의 관계를 만들고 표현한다. 로봇이 보고 있는 방향을 x축, 로봇의 오른쪽을 y축이라고 정의할 때, 목표물체가 대상 물체의 x축 방향에 있으면 Front, -x축 방향이면 Back, y축 방향

으로 있으면 Back, y축 방향이면 Right, -y축 방향이면 Left의 관계로 정의한다. 또한 모든 물체는 중력의 영향을 받으므로 항상 Under가 존재하고, Under의 반대되는 관계를 Above라고 한다.

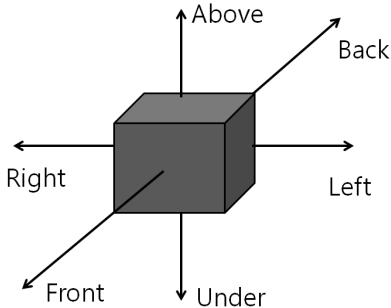


그림 1. 공간 온톨로지의 상호 위치 개념도

본 논문에서는 객체를 속성 정보와 관계 정보로 표현하는 온톨로지를 이용하여 물체의 위치 관계를 생성한다. 카메라 상으로 입력된 영상으로부터 모든 물체의 정량적 정보 즉 물체의 조표와 자세 정보를 검출한다. 이러한 정량적 정보를 토대로 물체 상호간의 관계가 설정되며, 만약 어떤 물체가 이동하여 위치가 바뀌게 되면 주변의 다른 물체와의 상호관계도 자동으로 바뀌어지며 새로운 상호관계가 형성되어지고 저장된다.

온톨로지 기반의 물체 사이의 상호관계는 물체 사이에 다른 물체가 가로 놓여 있거나 멀리 떨어져 있는 경우에도 물체 간의 관계 정보를 추론 할 수 있다. 예를 들어, 책상 위의 상자에 공을 얹어 놓았을 때, 책상과 공은 상호 간의 관계를 알 수 없다. 그러나 책상과 상자는 under-above 관계이고, 상자과 공 역시 under-above 관계 이므로 책상과 공은 under-above 관계라고 추론 할 수 있다. 이러한 추론을 통하여 기존의 온톨로지 관계망을 이용한 추론으로부터 별도로 정의하지 않은 물체 사이의 상호관계를 생성 할 수 있다.

III. 실험 및 결과

본 논문에서는 제안한 공간 온톨로지를 로봇에 적용하여 물체간의 공간적 맥락을 자동으로 갱신하는 실험을 실시하였다. 먼저 물체를 인식하기 위하여 RGB-D Sensor로 Microsoft에서 제작한 Kinect를 사용하였고, 3차원 형상의 모델을 구성하기 위해 OpenGL을 이용하였다. 그림 2는 RGB-D 센서를 이용한 책상위의 물체에 대한 컬러 영상이며 그림 3은 깊이영상을 OpenGL을 이용하여 3차원적으로 표현한 결과이다.

온톨로지를 구성하는 툴로서는 Protégé를 이용하였

다. Protégé는 물체의 속성과 관계를 생성할 수 있고, 그림 4와 같이 도표로 표시하여 물체 간의 관계를 쉽게 볼 수 있으며, 추론을 통하여 입력하지 않은 물체 간의 관계도 생성할 수 있었다. 그림 5에서 보는 바와 같이 Protégé를 이용하여 물체(Ball, Box, Cup, Milk_Carton, Pot)와 장소 (Desk, Floor)를 생성하고 각각의 위치 관계를 생성하여 정성적으로 표현하였다. 생성된 관계를 이용하여 생성되지 않은 관계도 추론이 가능함으로 볼 수 있었다.



그림 2. 3차원 공간 상의 실제 물체

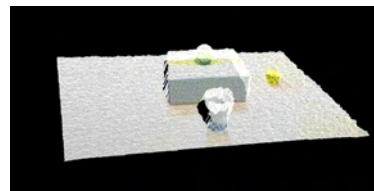


그림 3. 그래픽을 이용해 재구성한 3차원 정보

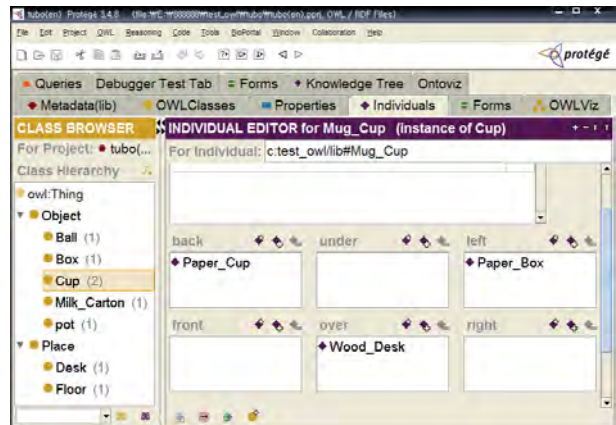


그림 4. 물체의 속성 정보와 관계 정보를 이용하여 재구성된 공간 온톨로지

IV. 결론

본 논문에서는 로봇이 사람의 표현을 이해하기 위한 공간 온톨로지 모델을 제안하였다. 공간 온톨로지는 물체에 대한 사람이 표현하는 정성적 표현을 위한 모델이다. 공간 온톨로지는 물체의 속성 정보와 관계 정

보로 되어 있고, 관계 정보를 이용한 추론을 통해 떨어진 물체 간의 관계 정보나 물체 위치 검색을 할 수 있다. 공간 온톨로지가 서비스 로봇의 물체간의 상호 관련성에 대한 이해를 보다 용이하게 할 수 있는데 활용될 수 있을 것이다.

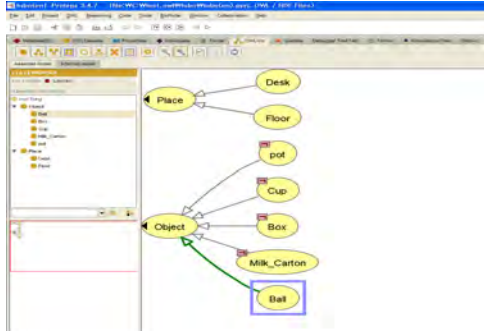


그림 5. Protégé를 이용해 구성한 공간 온톨로지 종류를 시각적으로 표현

참고문헌

- [1] Gi Hyun Lim, Hong Suh, Hyowon Suh, "Ontology-Based Unified Robot Knowledge for Service Robots in Indoor Environments", presented at IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part A, Vol. 41, No. 3, pp. 492-509, 2011,
- [2] 이인근, 권순학, "온톨로지에 기반한 자율 주행 로봇의 제어", 한국지능시스템학회 논문지, Vol. 19, No. 1, pp. 69-74, 2009.
- [3] 송윤석, 조성배, "서비스 로봇의 가려진 물체 인식을 위한 온톨로지 기반 동적 베이지안 네트워크 모델링 및 추론", 정보과학회논문지 : 컴퓨팅의 실제, 제 13권, 2호, pp. 100-109, 2007.
- [4] D. Roy, K. Hsiao, and N. Mavridis, "Mental imagery for a conversational robot", presented at IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B, pp.1374-1383, 2004,
- [5] Stanislao Lauria, Guido Bugmanna, Theocharis Kyriacou, and Ewan Klein, "Mobile robot programming using natural language", Robotics and Autonomous Systems, Vol. 38, pp. 171 - 181, 2002.
- [10] 안현식, "언어기반의 인지시스템을 위한 시공간적 기초화," 제어로봇시스템학회 논문지, Vol. 15, No. 1, pp.111-119, Jan. 2009.

※ 이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(No. 2012-0003116)

방송과 통신의 유비쿼터스컨버전스 데이터 서비스에 관한 연구

정창덕, 안정민
고려대학교

A study of ubiquitous Data Service in Broadcasting and Communication Convergence

Jung chang duk,

요 약

디지털 컨버전스와 유비쿼터스 시대의 시작은 디지털 미디어 기술의 발전과 방송 통신 사업의 컨버전스를 가속화 시켰으며, 그 결과로 DMB, WCDMA, Wibro, IP-TV, HSDPA 등의 새로운 형태의 차세대 제품과 서비스들이 뉴미디어 매체의 핵심으로 등장하고 있다. 국내에서 방송 통신의 컨버전스의 빠른 진행은 세계 최초로 디지털 멀티미디어 방송(DMB) 서비스 시작을 가능하게 하였다. DMB 서비스는 멀티미디어 서비스가 핵심이다. DMB 데이터 서비스인 Broadcasting Website Service(BWS)는 현재 지상파 DMB방송 사업자인 KBS, MBC, SBS, YTN DMB가 본방송 준비 막바지 단계이며, 삼성전자와 LG전자를 비롯한 단말기 개발사들도 데이터 서비스를 위한 제품 출시에 서두르고 있는 등 DMB 산업의 활성화의 주역이 될 것으로 예상된다. DMB의 데이터 서비스는 뉴스, 날씨, 프로그램 정보 등의 단순 정보보기 수준에 그치지 않고, 리턴 채널을 이용한 양방향 서비스와, SMS, 전화걸기 등 휴대전화 단말의 고유기능과의 연계를 통한 다양한 서비스도 선보일 것이다. 더 나아가 향후 T-Commerce와 개인 광고 등 새로운 비즈니스 모델과 사업영역으로 확산시켜 나갈 수 있을 것이다. 그러나, 아직까지 DMB와 데이터 서비스는 초기단계로서, 표준 기술의 규격 작업, 이론적 논의들, 관련 사업자들의 비즈니스 준비 등에서 검토되어, 실제 사용자들을 대상으로한 연구 분석이 이루어 지지 않았다는 연구의 한계를 가지고 있다. 본격적으로 방송, 통신 컨버전스 데이터 서비스가 시작되면서, 사용자들에 초점을 맞춘 많은 연구가 이루어질 것이라며, 이러한 연구의 분석을 통해 또 다른 새로운 서비스와 비즈니스 기회의 창출을 기대해 본다.

1. 서론

디지털 컨버전스와 유비쿼터스 시대의 시작은 디지털 미디어 기술의 발전과 방송 통신 사업의 컨버전스를 가속화 시켰으며, 그 결과로 DMB, WCDMA, Wibro, IP-TV, HSDPA 등의 새로운 형태의 차세대 제품과 서비스들이 뉴미디어 매체의 핵심으로 등장하고 있다. 더불어 서비스 영역에도 다양한 변화를 가져왔다. 데이터 방송이 출현으로 멀티미디어 정보들을 방송매체를 통하여 제공하는 방송의 다양화, 개인화, 양방향화, 네트워크화가 이루어지고 있다.

이러한 방송과 통신의 컨버전스화, 데이터 방송의 출현 등은 점차적으로 서비스 및 비즈니스 영역을 확대해 가며, 고유 영역을 넘어서 산업 전반의 변화를 불러 일으킨다. 이와 같은 새로운 서비스 산업의 도래는 기업들의 부가가치를 높이고, 경쟁력을 높여 주는 비즈니스를 창출해 내는 방향으로 빠르게 움직이고 있다.

2. 방송, 통신 컨버전스

방송 매체의 디지털화에 따른 급격한 발전과 환경의 변화, 국가 발전을 위한 전략적 정책의 결합으로 방송, 통신 서비스 두 분야의 경계가 모호해지면서 방송, 통신 융합이 본격적으로 시작되고 있다.

방송 통신 컨버전스란 문자, 영상, 동영상, 프로그램 등 다양한 형태의 정보 콘텐츠가 네트워크를 통해 통합적으로 유통되는 현상을 말한다. IT기술의 발전은 전통적인 통신과 방송의 경계를 모호하게 만들고 있다. 1940년대 케이블 TV 방송 등장 이후, 1990년대 인터넷을 이용한 통신 서비스의 등장, 2000년대에는 통신 방송 융합 서비스인 DMC, VOD, IP-Casting 등 다양한 컨버전스 서비스가 등장하기 시작하였다. 이러한 융합의 영향으로 기존의 방송영역과

통신영역의 중간적 성격의 정보와 전송의 형태가 등장하고 기존의 방송사업자와 통신사업자도 상대의 영역으로 진입하여 제휴 협력하거나 경쟁하는 형태로 진화하고 있다.

<그림 1> 방송과 통신의 융합 동인



<그림 1>¹⁾에서 알 수 있는 것처럼 방송은 디지털화, 양방향화된 방송망으로, 통신은 망의 광대역화로 융합이 이루어진다. 특히 통신 분야의 전송 속도와 용량이 서비스 초기와는 비교하기 힘들 정도로 확대되었다. 1980년대 말 시작된 PC통신의 초기 속도가 2400bps급에서 최근 13Mbps의 VDSL 서비스가 저변을 넓혀가고 있다. 전송 속도의 급속한 발전과 통신의 광대역화로 주문형 영화, 지상파 방송의 생방송 서비스 등 대용량 콘텐츠 전송이 가능해졌다. HDTV 전송용량이 19.3Mbps, 무선이 2Mbps 가능한 CDMA2000, 1xEVDO 서비스가 본격화되면서 이동전화사업자들의 동영상멀티미디어 서비스가 활발하게 전개되고 있다. 이러한 통신망의 광대역화는 통신서비스 시장의 구조변화를 가져오고 이동통신시장에서의 여건이 포화상태로 이어지며 유선통신시장의 이용자가 줄어들어 매출이 감소하는 등의 원인으로, 방송은 케이블 TV 시장의 포화와 매체 간 경쟁 심화로 인한 한정된 광고시장의 정체 등의 원인으로 방송 통신 시장에서의 새로운 사업적 수익창출이 절대적으로 필요하게 되었다. 따라서 방송과 통신의 융합은 디지털 기술의 발달과 함께 정

1) L. Tvede, P.Pircher & Bodenkamp(2001), Data Broadcasting : The Technology and the Business, (주)에어코드 정책개발실 역, 느낌이 있는 책, 2001, p51

보통신 산업이 새로운 형태의 구도로 재편되는 마당에 생존전략으로 절대적인 필요에 의해서 이루어지는 것이다.

방송과 통신의 융합서비스의 대표적인 예로는 인터넷방송, VOD, 데이터 방송, DMB, DMC(Digital Media Center) 등이 있다. 이 밖에도, 케이블 TV 방을 이용한 인터넷접속 서비스, IP-TV, 모바일 방송 서비스 등이 있다. 방송 및 통신 분야의 각 사업주체들은 유래 없는 방송, 통신 융합에 직면함에 따라 다양한 비즈니스 행보를 보이고 있다.

방송 및 통신의 융합은 2008년 무렵 유무선 통신서비스의 완전한 통합이 달성될 것으로 전망되어 고정환경, 이동환경 모두에서 VOD영상전화 등 멀티미디어 서비스가 가능할 것으로 전망된다. 이에 따라 통신사업자들은 광대역, 양방향 통신플랫폼을 갖추고 모든 콘텐츠를 집결시켜 수천만 가입자에게 제공하는 일종의 플랫폼 사업자로 변신을 도모할 것으로 보인다.

3. 디지털 멀티미디어 방송(DMB)

DMB는 Digital Multimedia Broadcasting의 약자이다. 이는 이른바 "신규 이동형 TV 서비스"로, 고선명 고음질의 오디오, 비디오, 데이터 등의 영상서비스를 제공하는 새로운 디지털 멀티미디어 방송 서비스이다. 집에 고정되어 있던 TV에 이동성을 가미하여 선명하고 다양한 서비스를 사용할 수 있게 하는 개념이다.

이러한 DMB 개념의 등장은 디지털 기술의 발달과 함께 차세대 동력산업으로 집중 육성하려는 정부의 의지가 적극 반영된 결과이다. 방송 기술 정책을 담당하는 정보통신부는 지상파 DAB용 주파수를 이용한 이동 TV 서비스의 가능성을 제시하고 이를 위한 기술개발 의지를 보임으로써 기존 논의되어 오던 DAB(Digital Audio

Broadcasting)는 DMB(Digital Multimedia Broadcasting)라는 발전된 개념으로 전환되어 정책적으로 추진되는 양상을 보이게 된 것이다.²⁾

이러한 DMB의 특징은 크게 네 가지로 요약할 수 있다.

첫째, 떨림 없는 고화질의 선명한 영상과 CD수준의 고음질을 제공한다. 디지털기술의 사용으로 기존의 아날로그 기술기반의 휴대용 TV나 휴대폰 동영상 서비스에 비해 훨씬 안정되고 선명한 화질과 음질을 떨림 없이 제공할 수 있게 된다.

둘째, 휴대 및 접근성이 용이하다. 주로 차량 및 휴대용으로 언제 어디서나 접속이 가능하기 때문에 기존의 방송시청에 들어가던 시간, 공간적 비용을 절감할 수 있다.

셋째, 다채널을 통해 다양한 콘텐츠의 서비스가 가능하다. 위성DMB의 경우 2005년 10월 현재 TU미디어가 38개의 채널(비디오 14, 오디오 24) 운용을 하고 있으며, 지상파 DMB의 경우 총 28개의 채널(비디오 7, 오디오13, 데이터8) 서비스가 예정 중이다.

넷째, 잡음과 간섭에 강하여 이동 중 시청에도 떨림이 없고, 난시청지역의 문제가 해결되어 전국민의 보편적인 서비스가 가능하다.

DMB는 디지털 방송이 아닌 이동 멀티미디어 방송에 대한 요구라는 우리사회의 특수성을 반영하는 한편, 도시공간, 미디어공간, 이동공간을 확대시키면서 유비쿼터스 개념이 표방하는 공간 복합성을 증대시킨다. 즉, DMB가 유비쿼터스 미디어서비스로 자리하게 되는데, 이는 DMB가 가지는 뉴미디어 서비스, 이동성, 개인 매체성, 멀티미디어성 등의 특성에 기인한다.

DMB와 관련된 정책적 논의는 1997년의 지상파 디지털방송추진협의회에서 처음 거론되었으며, 방송위원회에서는 2003년 2월

2) "DMB 서비스, 비즈니스 모델, 그리고 시장진흥 정책", 한국문화콘텐츠진흥원 정책개발팀, 2005.3

26일 'DMB, 데이터방송 및 DMC 등 디지털방송에 관한 종합계획'을 발표하였다. DMB 도입에 관한 필요성과 정책방향, 지상파 DMB 및 위성 DMB의 도입, 사업자 공모에 의해 양 서비스의 사업자 선정, 방송사업자의 법적지위는 각각 방송법상 지상파방송사업자와 위성방송사업자에 해당, 지상파 DMB는 무료서비스 원칙, 위성DMB는 유료서비스 원칙 등의 내용을 담은 내용이였다.

이 발표안에 담긴 DMB 도입의 필요성은 첫째, 세계적으로 DMB 도입이 점차 본격화되고 있는 추세에 상응할 필요가 있으며, 둘째 라디오 부문(특히 FM)의 새로운 수요 증가에 비해 국내 주파수자원 부족현상이 심각, 셋째, 지상파, 위성, 케이블 TV의 디지털화가 본격화되고 있는 상황에서 후발 디지털화 영역인 라디오방송 서비스의 디지털화도 향후 불가피할 것으로 전망되며 넷째, 라디오 부문의 디지털화를 통한 새롭고 다양한 멀티미디어 서비스 제공의 필요성과 그에 대한 요구도 점차 증가하고 있다는 것을 제시하고 있다.

더불어 방송위원회는 정책의 기본방향으로 첫째, 국가적 차원에서의 주파수 자원이용의 효율성 제고, 둘째 국내 방송매체 전반의 순조로운 디지털 전환, 셋째 방송사업자에게 새로운 사업 및 서비스 제공기회 마련, 넷째 방송 시청취자에게 새롭고 다양한 서비스 제공과 선택 폭의 확대 등을 제시하였다.³⁾

성격상 지상파 DMB가 차세대 동력사업의 하나로 추진되고 있는 정부 차원의 프로젝트성 사업이라면, 위성 DMB는 민간에서 시작돼 정부가 뒤따라가는 색채를 띠고 있다.

4. 방송, 통신 컨버전스 데이터 비즈니스 모델

디지털 멀티미디어 방송인 DMB의 이용자는 비디오, 오디오, 데이터등 멀티미디어 콘텐츠를 자동차나 이동단말기, 디지털 TV 등을 통해 제공받을 수 있다. 양방향 서비스가 개시되면 DMB는 기존의 방송 개념에 Interactive 한 요소가 더해짐으로써 질적인 비약을 하게 될 것이며, 이러한 방송 환경은 이용자의 요구를 방송편성에 반영함으로써 다양한 욕구를 충족시켜줄 수 있다는 장점이 있다. 또한 기존의 고정적인 방송수신과는 달리 출퇴근 시간 등 비교적 고속의 이동상황에서도 수신을 할 수 있으므로 공간적인 제약의 극복과 함께 시간적인 제약까지도 극복할 수 있는 수단을 제공한다. 더 나아가 기존의 TV 방송 수신에 주된 형태인 고정적인 단말기를 이용한 공동 시청 또는 청취의 형식을 탈피하여 각자의 취향과 선호에 맞는 서비스 프로그램을 혼자만의 공간에서 이용할 수 있다는 점에서 수신형태의 개인화 또는 독립성을 극대화 한다는 특성을 가진다.

흔히 "Anytime, Anywhere"라고 불리는 유비쿼터스 컨버전스 환경에서 DMB는 양방향성, 이동성, 개인성의 세 가지 특징을 가지며, 이를 지원하는 새로운 방송, 통신 컨버전스는 기존 통신사업자와 방송사업자간의 사업영역의 변화와 함께 콘텐츠 제공업체의 측면에서도 많은 변화를 가져올 것이다. 그러므로 이에 부응하는 새로운 서비스의 방향, 유망 콘텐츠의 종류, 비즈니스 모델 및 수익 구조의 변화에 대한 연구가 지속적으로 필요할 것이다.

가. BWS(Broadcasting Website Service) 개념

"초단파 디지털라디오방송 데이터서비스"란 디지털라디오방송에서 기본적으로 제공하는 비디오 및 오디오 서비스와는 독립적인 정보를 디지털 데이터 형태로 전송하는 모든

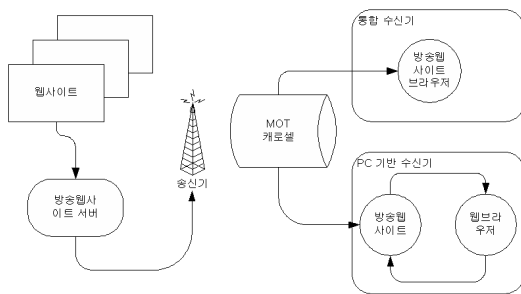
3) DMC, 데이터방송 및 DMB 등 디지털방송에 관한 종합계획, 방송위원회, 2003.2

서비스를 말한다.⁴⁾

또한 "방송웹사이트 서비스(BWS)"란 MOT 프로토콜을 이용하여 전송된 웹사이트에 관련된 모든 파일들을 수신기가 미리 수신하여 저장해 둬으로써 역방향 채널이 없더라도 인터넷 웹 서비스와 유사형태로 웹 서비스를 받을 수 있도록 하는 방송 서비스를 의미한다.⁵⁾ 다시 말해, 웹환경의 서비스를 방송과 결합한 기술이다.

이와 관련된 규격은 한국정보통신기술협회(TTA)의 DMB 프로젝트 그룹(PG307)에서 연구한 표준 규격을 참조하여 작성하였다.

<그림 2> 방송웹사이트 서비스 구조



출처: "초단파디지털라디오방송 방송웹사이트 송수신정합표준" 중

인터넷을 이용하는 www 서비스는 HTTP를 사용하고, HTTP를 사용하는 서버와 클라이언트 간의 각종 요구와 응답은 TCP/IP를 기반으로 동작한다. 방송웹사이트 서비스는 웹사이트를 구성하는 전체 웹페이지 파일을 방송 채널을 통해 송출하고 MOT(Multimedia Object Transfer) 프로토콜을 이용해 전송된 웹콘텐츠를 받은 수신기가 실시간으로 저장해 두었다가 보여줌으로서, 역방향 채널이 없이 인터넷과 유사한 형태로 서비스를 받을 수 있도록 구현한 방송서비스이다.

4) "초단파 디지털 라디오 방송 데이터송수신 정합표준", TTA, 2005.6.29 표준 제정, 제1장 제3조 정의 및 약어

5) TTA의 DMB 프로젝트 그룹(PG307)에서 규격화, 12월 표준 총회에서 제정 예정

웹페이지는 기본적으로 여러 개의 파일들이 서로 링크되어 있다. 이러한 링크들은 웹페이지 내에서 URL로 표현되는데, 방송웹사이트 서버는 MOT 카루젤로 송신될 파일들에 이러한 URL을 지정한다. 수신기에서는 인터넷 주소에 해당하는 파일을 이 URL을 통해 얻어낸다. 통합 수신기는 자신의 하드웨어에 맞는 특수한 응용 서비스 복호기와 브라우저를 포함하며, PC 기반 수신기는 응용서비스 복호기가 브라우저의 모든 기능을 지원할 필요는 없으나, 사용자가 설치한 웹 브라우저가 서비스를 지원할 수 있어야 한다.

다양한 규격들 중 DGI(DAB Gateway Interface) 규격은 BWS 서비스가 양방향 서비스로 한단계 발전해 나가게 해주는 주요한 규격이다. 웹브라우저 상에서 수신기의 튜닝, 서비스 선택, 그리고 볼륨 제어 등과 같은 기능을 제공하는 것을 DGI라고 하며, 이 기능을 실현하기 위하여 CGI와 같은 형식의 URL로 구성된다.

수신기의 화면 사이즈는 320X240 이고, 카루젤 형태로 전송된다. 압축 형태는 GZIP을 지원하며, text는 html, image는 jpeg, png, mng 를 지원한다. 마크업은 HTML 4.01을 다르며, ECAM Script를 지원, 프레임 CSS1.0 등을 지원한다.

인터미디어트 프로파일에서는 베이스라인 프로파일과 규격상 동일하나, 서비스 선택, SMS 송신, Object 태그 사용, Form 태그 사용, 전화걸기 등의 DGI 규격이 추가됨으로서 신규 서비스가 가능하게 되었다.

<표 1>에서와 같이 오디오, 비디오 지원 Object가 추가되면서 멀티미디어 웹사이트를 BWS 채널에서도 활용 가능하게 되었다. 이러한 BWS 서비스는 DMB 수신기를 통해

TV를 시청하거나, 오디오를 청취하면서 하나의 채널을 보는 것과 같이 인터넷 서비스를 사용할 수 있다는 장점을 가진다. 여기에, 휴대폰의 경우 CDMA망을 이용한 리턴 채널이 더해지면 방송을 보면서 관련된 물품을 구매하거나, 방송관련 레스토랑을 찾아보는 등의 양방향 인터랙티브 서비스가 가능하다.

<표 1> Object 태그에서 사용 가능한 형식

구분	형식
오디오	MPEG I audio Layer II
	MPEG II audio Layer II
	uncompressed PCM audio
	MPEG 4 audio ER-BSAC
비디오	H264

나. 표준화 현황

DMB 데이터 방송을 위한 6가지 표준안은 2005년 6월과 12월 두차례에 걸쳐 TTA 표준 심의를 거쳐 표준 총회를 통해 제정되었다. 초단파디지털라디오방송(지상파DMB) 데이터송수신정합표준, 초단파디지털라디오 방송(지상파DMB) MOT 송수신정합표준, 초단파디지털라디오방송(지상파DMB) 인터넷 프로토콜 데이터그램 터널링 송수신정합표준, 초단파디지털라디오방송(지상파DMB) 투명데이터채널 송수신정합표준, 초단파 디지털라디오방송(지상파DMB) MOT 슬라이드쇼 송수신정합표준, 초단파디지털라디오 방송(지상파DMB), 방송웹사이트서비스 송수신정합표준이다. 특히 방송웹사이트서비스 송수신정합표준은 BWS를 이용한 인터랙티브 서비스를 가능하게 하는 DGI 상세 규격, Object와 Form 규격을 지원을 보강한 "인터미디어트 프로파일"의 추가 제안 등 실제 본방송 서비스를 위한 규격의 보완이 이루어졌다. 표준은 유럽 DMB 표준 규격인 ETSI TS

101 498-1(v1.1.1)인 "Digital Audio Broadcasting(DAB): Broadcast website: Part 1: User application specification"과 ETSI TS 101 498-2(v1.1.1)인 "Digital Audio Broadcasting(DAB): Broadcast website: Part 2: Basic profile specification"을 기준으로 작성하였으며, 국내 도입하면서 HTML 4.01과 ECMA Script 규격이 포함되었다.

BWS 규격은 비록 표준화 제정은 나머지 5개의 DMB 데이터방송 관련 표준에 비해 약 6개월 정도 늦어지게 되었으나, 보다 활용가치 있는 서비스를 할 수 있는 발전적인 표준안의 모습을 갖추고 표준 제정을 앞두고 있다.

다. 서비스 종류

지상파 DMB의 BWS 서비스는 KBS, MBC, SBS, YTN에서 가장 활발하게 서비스 준비를 하고 있으며, 현재 콘텐츠의 시험 송출을 하고 있다.

현재 송출되고 있는 콘텐츠는 뉴스, 증권, 날씨, 생활정보, 프로그램 편성표와 정보 등의 단순 정보보기 수준으로 구성되어있다. 최근 휴대폰 제조사들을 중심으로 데이터 방송용 단말기를 개발하면서, 콘텐츠 및 서비스에 대한 준비도 가속도가 붙기 시작하였다.

단순 정보보기 수준뿐 아니라 DGI 기능을 이용한 다양한 서비스를 준비하고 있다. 채널전환, 이동 통신사와 협력하여 휴대 단말 고유기능을 활용한 SMS와 전화걸기 등의 서비스로, 사용자 이용의 편의성을 높여주고자 준비 하고 있다.

실제로, KBS와 SBS는 표준 규격 작업 뿐만 아니라, 관련된 업체들과의 서비스에 대한 사전 검증 프로젝트를 시행하고 있다. 또한, MBC와 YTN DMB도 최근 BWS 서비스 방송 송출 준비의 막바지 단계로, 최근 단말제조사, 솔루션 업체들과의 협력을 통해 서비스 준비를 위한 노력을 아끼지 않

고 있다.

라. BWS 활성화와 시장전망

천경준 삼성전자 기술총괄 부사장은 "DMB는 방송서비스 사업자가 보내주는 영상을 휴대폰 사용자들이 일방적으로 시청하는 단방향 서비스이지만, 컨버전스 기술이 발전함에 따라 TV를 시청하면서 인터넷을 사용할 수 있는 애플리케이션이 조만간 등장할 것"이라고 말하면서 BWS 서비스가 차세대 DMB 시장의 킬러앱임을 강조한 바 있다⁶⁾. 이동 통신사들이 지상파 DMB의 수익성에 대해 회의적인 생각으로 소극적인 반면에 방송사업자들과 단말 제조사들은 본방송 서비스에 맞춰 발빠른 행보를 하고 있다. 삼성전자는 최근 BWS 서비스가 가능한 단말기 개발을 완료하였다고 발표하였으며, LG 전자를 비롯한 휴대폰 단말제조사들 또한 단말 개발 준비 중에 있다. 이러한 움직임은 초기에 시장을 여는 데에는 빨리 움직일 수 있으나, 이동통신 사업자들이 적극적으로 합류하여 CDMA 망을 리턴채널로 이용한 양방향 서비스를 본격적으로 시행함으로써 시장은 더욱 확산될 것으로 예상된다. 또한, 케이블방송, 위성방송, 지상파방송, IP TV 등 다양한 매체들에서 유사한 데이터 서비스들이 출현하고, 서비스가 확산되는 2007년에는 시장 확산과 함께 방송 연동 서비스 등과 같은 킬러 다양한 콘텐츠들이 출현할 것으로 예상된다.

이와 같이 DMB 데이터 방송 서비스 시장의 확산을 위해서는 다음과 같은 몇가지 사항들이 고려 되어야 할 것이다.

첫째, 데이터 방송 서비스 시장의 조기 활성화 여부이다.

DMB 데이터 방송 서비스의 활성화를 저해하는 몇가지 요인으로 데이터방송 서비스의 핵심이 되는 T-Commerce에 대한 정부

의 규제, 관련법, 제도의 미비, 미들웨어 규격을 위시한 DMB 데이터방송 표준 선정의 난항을 겪고 있으며, 최근 완화에 대한 목소리들이 높아지기는 하였으나, 이들 문제가 완전히 선결되지 않는 한 DMB 방송에서의 데이터방송이 온전하게 활성화되기 어려울 것이다.

지상파 DMB에 기대하던 국가적 경쟁력으로서의 산업 파급효과는 데이터 방송의 성공 여부에 달려있고 볼 수 있다. 어려운 환경에서도 지속적으로 사업 투자를 감행해온 국내 DMB 방송 서비스가 새로운 성장 동력 산업인 DMB의 핵심서비스로서 자리매김을 하기 위해서 DMB 데이터 방송 서비스 시장의 조기 성공 및 활성화를 가능케 할 다양한 조치의 시급한 실행이 절실히 필요한 시점이다.

두 번째로는 국내 독자적인 DMB 데이터방송 표준 확립과 개선이다. 정부와 업계는 이동통신 단말기에 있어서 켈컴에 대한 기술료 지불 사례를 통해 이미 DMB 데이터 방송 부문에 있어, 국내 독자 표준안 개발 및 국제 표준화의 중요성에 대해 충분히 공감하고 있다. 이러한 결과로 국내에서 독자적으로 개발한 무선인터넷 플랫폼 규격인 WIPI를 채택한 것도 한 사례로 볼 수 있다. 그러나, 우수한 국내 업체들이 독자적인 기술들을 다수 포함시킨 융합형 서비스 플랫폼을 출시하는 등 국내 기술력을 담아내는 노력을 배가하고 있으며, 국내 독자적인 표준안 구성에도 적극 참여하고 있어, DMB 기술료의 해외 유출을 감소시키고, 국내 업체의 해외시장 진출에 있어 시장 선점 효과를 가져 올 것으로 기대된다.

이러한 규격화 작업은 단발성으로 끝나는 것이 아니라, 서비스의 진화와 함께 체계적으로 개선과정을 거쳐 가면서 발빠르게 함께 진화해 가야할 것이다.

세 번째로는 경쟁적 차별화 요인으로 부각

6) 전자신문, "BWS, 차세대 킬러 앱된다", 2005-4-15

되어야 한다는 것이다.

최근 DMB 시장은 지상파 DMB와 위성 DMB 매체간 경쟁 구도가 점차 현실화 되고 있다. 위성 DMB 서비스의 경우 현재 상용서비스 중이며, 20만명의 가입자를 확보한 상태이며, 지상파 DMB는 본방송을 한 달 앞두고 있다. 지상파 DMB가 본방송 서비스를 시작하게 되면 DMB 시장은 초기부터 두 매체간의 경쟁의 장이 될 것으로 예상되며, 특히 휴대 인터넷 등과 같은 유사한 서비스가 역시 비슷한 시기에 시장에 등장할 경우에도 DMB와 매체 경쟁이 예상되는 만큼 DMB를 비롯한 통신, 방송 융합형 신서비스 시장에 있어 매체간 경쟁은 가시화 될 가능성이 높다.⁷⁾

결국 이러한 시장 경쟁에서 살아남기 위한 사업자들의 유일한 대안은 차별화 된 서비스의 개발과 더불어 새로운 비즈니스 모델의 수립이다. 특히 무료서비스를 원칙으로 하는 지상파 DMB는 광고가 수익의 원천모델로 사업성에 대한 많은 고민을 하고 있다.

이러한 관점에서 접근할 때 DMB 데이터 방송 서비스의 활용은 큰 시사점을 부여한다. 실제로 지상파 방송 사업자들을 중심으로 DMB 데이터 방송 채널 운영에 대한 준비가 활발히 이루어지고 있는 실정이다⁸⁾.

5. 결론

유비쿼터스화, 정보통신 산업의 발전, 디지털 컨버전스와 방송 통신의 융합 등과 같은 급격한 산업 패러다임의 변화는 새로운 서비스와 비즈니스를 창출하며, 서비스, 매체, 콘텐츠, 다른 영역 사업자 간의 인수, 합병 등을 가속화 시키고 있다.

지상파 DMB는 방송 사업자들, 이동 통신 사업자들, 단말 제조사들과 함께 관련 업체

들 간의 입장 차이로 인하여 초기 계획보다 많은 시간이 지연되었다. 이러한 상황에서, 새로운 서비스의 빠른 상용화와 함께 더욱 경쟁력을 가지기 위한 방법으로 상용 서비스에 대한 충분한 사전 검증과 논의, 풍부한 부가 서비스 마련으로 인한 선진적 수준의 DMB 서비스의 본격화가 중요하다. 또한, 조속한 국내 안정적 서비스 마련과, 시장 확산이 중요하다.

DMB의 도입에 대한 산업 파급 기대효과와 DMB 데이터 방송 서비스의 제공은 불가분의 관계에 있으며, 이중 데이터 서비스는 DMB 사업자들의 중요한 경쟁요인으로 자리매김 할 것이다. 이러한 전망은 DMB 데이터 방송 서비스 시장 활성화의 중요성을 더욱 강조하고 있다. 이처럼 방송 통신 컨버전스 데이터 서비스는 산업 활성화와 사업자간의 경쟁 강도에 따라 데이터 방송을 활용한 신규 부가 서비스 모델 개발 또한 더욱 활발해 질 것이며, 이와 함께 DMB 시장 및 국내 데이터방송 관련 시장도 동반 성장할 수 있는 계기를 마련할 수 있을 것이다.

Reference

- [1]정창덕, 유비쿼터스 컴퓨팅의 전개와 극복 과제, 정보산업지.2012.3.
- [2]손익수 외, 디지털 TV방송 이용실태 조사 분석, 한국전자통신연구원 기획보고서, 2009.4
- [3]윤은상, 인터랙티브 TV현황과 방송사의 수익모델, 한국언론재단 연구서, 2001, 07호
- [4]초성운, 김도연 외, 양방향 방송서비스 도입에 따른 방송 산업 영향 분석, 정보통신정책연구원, 2002, 연구보

7) 김상훈, "휴대인터넷 관련 서비스간 시장위상 및 상호영향력 분석". 한국미디어경영학회 학술세미나, 2004, p1~31
 8) 장형재, 지상파DMB 2005년 추진방향 채널운영계획 및 콘텐츠 확보전략, 2005코리아모바일 그랜드컨퍼런스, 2005

- 고 02-22,
- [5]최진수의, 매체간 호환성 확보를 위한 데이터방송 표준화 현황, 방송공학회지, 제 8권 제2호, 2003,
- [6]방건의, 데이터방송 기술 및 표준화 동향, 전자통신동향분석 제19권 제4호 2004년 8월
- [7]변상규, 통,방 융합의 기린아, 손안의 이동 TV 지상파 DMB, 2005. 3
- [8]강상현, 방송의 디지털화와 신규서비스로서의 DMB 도입방안, 2003,
- [9]김상훈, "휴대인터넷 관련 서비스간 시장위상 및 상호영향력 분석". 한국미디어경영학회 학술세미나, 2004,
- [10]장형재, 지상파DMB 2005년 추진방향 채널운영계획 및 콘텐츠 확보전략, 2005코리아모바일 그랜드컨퍼런스, 2005
- [11]DMB, 데이터방송 및 DMC 등 디지털 방송에 관한 종합 계획, 방송위원회, 2003.
- [12]방송 통신융합에 따른 제도적, 조직적 방안에 대하여, 방송과 기술, 2003.3 Vol.89,
- [13]디지털 컨버전스 시대의 정책방향, 정보통신 정책연구원, 2005.03.
- [14]디지털 컨버전스 시대의 정책방향, 정보통신 정책연구원, 2005.03.
- [15]DMB 서비스, 비즈니스 모델, 그리고 시장진흥 정책, 한국문화콘텐츠진흥원 정책개발팀, 2005.3
- [16]지상파 DMB와 데이터 방송, YTN DMB 기술연구소, 2004. 10
- [17]DMB 도입 어떻게 할 것인가, 한국방송학회 학술세미나 발표문, 2003.4
- [18]지상파 DMB와 데이터 방송, YTN DMB 기술연구소, 2004. 10
- [19]DMC, 데이터방송 및 DMB 등 디지털 방송에 관한 종합계획, 방송위원회, 2003.2
- [20]SKT 위성DMB 사업계획서, 2003.
- [21]전문가 토론회 자료집, 위성 DMB 정책방안 마련을 위한 전문가 토론회, 방송위원회, 2003.11
- [22]통방융합컨퍼런스2005 디지털메가트렌드, 한국정보산업연합회, 2005
- [23]지상파 DMB 기술 심층 워크샵, 한국방송 공학회, 2005
- [24]2005 코리아 DMB콘텐츠 그랜드 컨퍼런스, Kmobile, 2005.6.
- [25]L. Tvede, P.Pircher & Bodenkamp(2001), Data Broadcasting : The Technology and the Business, (주)에어코드 정책개발실 역, 느낌이 있는 책, 2001,
- [26]Byun, D.H. & Semoon Yoo, Digital Broadcasting Convergence and Public Interest in Korean interactive TV(Data Broadcasting), A Paper for AEJMC/KACA, 2003.
- [27]Peggy Miles & Dean Sakai, Internet Age Broadcaster, NAB, 2000
- [28]ETSI Standard TS 102 819, Digital Video Broadcasting Globally Executable MHP 1.0(DVB GEM 1.0), v1.1.1, 2003.
- [29]ATSC Standard A/100, DTV Application Software Environment-Level 1(DASE-1), 2002.
- [30]ETSI Standard TS 101 812, Digital Video Broadcasting Multimedia Home Platform1.0(DVB MHP1.0), v1.0.2, 2002.
- [31]ETSI Standard TS 102 812, Digital Video Broadcasting Multimedia Home Platform1.1(DVB MHP1.1), v1.1.1, 2001.
- [32]"초단파 디지털 라디오 방송 데이터송수신 정합표준", TTA,

스마트자동차 기술 및 표준화 동향

*김승천, **김진홍

*한성대학교 정보통신공학과, *한성대학교 컴퓨터공학과
email: kimsc@hansung.ac.kr, jinhkim@hansung.ac.kr

Smart Vehicle Technology Trend and Standardization

*Seungcheon Kim, **Jinhong Kim

*Dept. of Information and Communication Eng.

**Dept. of Computer Eng.

Hansung University

Abstract

This paper introduces the domestic and global trends in smart vehicle technology and its standardization, and then describes the development direction of domestic ITS policy. ITS, one of the most promising emerging technologies, has an annual growth of 10%.(is being growing 10% on an annual basis.) and accordingly Ministry of Land, Transport and Maritime Affairs in Korea announced the "Master Plan for ITS". In order to introduce the next generation ITS service in Korea, new spectrum policy should be considered based on spectrum harmonization at an international level and market revitalization.

I. 서론

우리나라의 교통상황은 꾸준한 투자에도 불구하고 교통혼잡과 이에 따른 사회적 비용은 2000년 이후 약 4%로 혼잡비용이 증가하였으며, 교통사고 발생건수와 사망률은 OECD 국가 중 최하위 수준으로 교통혼잡과 교통사고를 근본적으로 방지할 수 있는 대안이 시급하다. 또한, 고령화 사회 진입에 따른 교통약자를 위한 이동성·안전성·접근성을 높이는 고안전 지능형 교통 서비스의 수요가 증대하고 있으며, 과도한 도로시설 확충 및 투자 효율성 저하요인에 대한 개선이 필요한

실정이다.

스마트 자동차 서비스는 지능형교통체계(Intelligent Transport System, 이하 ITS)를 바탕으로 한다. 지능형교통체계는 도로, 차량 등 교통체계의 구성요소에 첨단 전자·정보·통신 기술을 융합하여 실시간 교통 서비스를 제공하는 저비용·고효율의 미래형 스마트 교통 SoC로 교통수단 및 시설 이용효율의 극대화, 교통 수요 분산, 교통 흐름 제어 등으로 교통 혼잡을 완화하여 교통체계의 효율적 운용이 가능하고 안전성 및 편의성을 향상 시킬 수 있다. 또한 ITS는 세계시장이 매년 10% 성장 중인 미래유망분야로, 범정부 '3대 분야 17개 신성장동력'[1]에 포함하였으며, 기존 자동차·도로 중심의 교통체계지능화의 사업범위를 육상, 해상, 항공교통분야로 확대하는 '지능형교통체계 기본 계획 2020'[2]을 2011년 12월 확정·고시하였다. 이러한 스마트 자동차서비스는 향후 확대 및 안정적 진행을 위해서 국내에서도 서비스의 근간이 되는 주파수 분배 및 기술 표준 지원등의 일들의 진행이 필요한 실정이다. 이에 본 논문에서는 스마트자동차 서비스를 위한 기술 동향 및 표준화 동향과 향후 필요한 기술정책등에 필요한 상황들을 기술하고자 한다.

II. 국내외 기술동향

ITS서비스를 위한 통신기술로 단거리전용통신(Dedicated Short Range Communications, 이하 DSRC) 방식이 있으며, 국내는 2001년 4월 5.795~5.815GHz대역은 자가전기통신설비용, 5.835~5.855GHz대역

은 사업용전기통신설비용으로 분배하였다. DRSC는 차량과 인프라간(Vehicle-to-Infrastructure, V2I) 100m 이내에서 1Mbps급의 근거리 통신이 가능하며, 주요 서비스로는 요금징수서비스(ETC), 하이패스 서비스, 버스정보시스템(Bus Information System, BIS) 등이 있다.

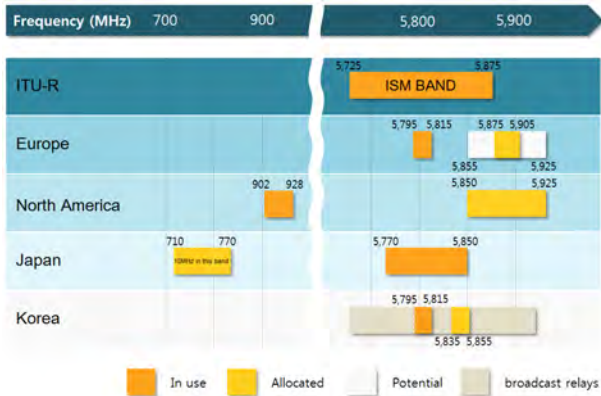


그림 1 스마트자동차주파수 활용 상황

최근 고속주행상황에서 차량간 통신 (Vehicle-to-Vehicle, V2V)을 지원하는 차세대 ITS 기술인 WAVE(Wireless Access in Vehicular Environments) 통신방식이 연구개발 및 상용화가 진행 중이다. WAVE 통신은 DSRC와 달리 V2X(Vehicle-to-Infrastructure/Vehicle/Nomadic)를 지원하고 응답시간이 0.1초 이내로 짧기 때문에 차량안전을 위하여 반드시 필요한 기술이며, 미국은 5.85GHz~5.925GHz대역, EU는 5.855GHz~5.925GHz대역을 WAVE 통신을 위해 분배 하였다. 국토해양부의 V-10 핵심사업인 스마트하이웨이사업은 WAVE 통신을 국내 표준으로 결정하였으며, 여주 체험도로에서 서비스에 대한 검증을 시행중에 있다. WAVE기술은 기존의 무선통신기술과 비교해서 아래와 같은 특징을 보인다.

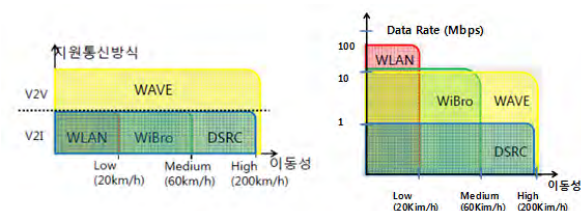


그림 2 WAVE 기술의 특징

2.1 국내 기술개발동향

ETRI는 스마트하이웨이 시스템의 핵심기술인 ‘멀티

홉 방식의 차량간 통신 기술(Vehicle Multi-hop Communication, VMC)’를 개발하고 있으며, 차량간 직접 통신을 가능하게 하여 통신비용 절감할 수 있다. 전자부품연구원은 2008년 말에 IEEE 802.11p 모델 SoC 칩을 개발하였으며, 2009년 8월부터 한국도로공사, ETRI, 서울통신기술, 현대자동차 등과 함께 사용자 중심의 스마트 통신 시스템을 개발 중에 있다[3].

2.2 국외 기술개발동향

미국의 운수부는(Department of Transportation, DOT)는 5.9GHz대역의 WAVE기술을 적용한 V2V통신과 V2I통신을 차량관련 공공서비스와 일반서비스에 활용할 계획으로 기술개발 중에 있다. 유럽의 C2C-CC 프로젝트는 CarTALK2000 프로젝트에 참여한 자동차업체가 추진하는 V2V 통신기술 개발 프로젝트로 CarTALK2000은 무선랜 기술과 위치정보기술을 이용한 차량 안전 운행 지원서비스를 하였으나, C2C-CC 프로젝트는 IEEE 802.11p를 적용한 차량안전과 트래픽 정보서비스 제공을 목적으로 추진중에 있다. 일본의 혼다 자동차사에서는 차량간 통신 기술개발의 일환으로 ASV-3 프로젝트를 수행중이며, 5.8GHz 대역에서 1Mbps 이상의 데이터 전송속도로 시험하였다. 통신거리 는 약 200m로 사각지역의 차량감지와 교차로 합류 차량 및 커브길 등에서 V2V를 통한 안전운전 지원 서비스를 제공을 위해 개발 중이다[4].

III. 국내의 표준화동향

ITS의 국제표준화를 위하여 ISO, IEEE, ITU-R과 유럽의 ETSI 등의 표준화 단체들이 있다. ISO는 주로 응용서비스와 관련된 표준으로 ISO TC 204 위원회에서 표준화 개발 중이다. TC 204산하에 WG 16, 17, 18 이 ITS 관련 작업반으로 WG 16은 DSRC, IR 통신 등 다양한 기술을 수용하는 CALM(Continuous Access for Land Mobiles) 통신방식을 표준화 중이고, WG 17에서는 차량과 개인휴대기기 통신을 위한 인터페이스 표준화 개발중으로 스마트폰 보급의 대중화에 따라 관심이 각국의 관심이 고조되고 있다. WG18은 유럽을 중심으로 차량-노변-센터간 상호운용성 확보를 위하여 협력시스템(Cooperative System)에 대한 메시지, 프로토콜, 프로파일 표준 개발을 시작하였다.

WAVE는 미국 민간 표준화 단체인 ASTM의 DSRC 표준을 기반으로 국제 표준화 되는 명칭으로 IEEE 802.11p와 IEEE1609 시리즈가 있다. IEEE 802.11는 차량간 통신의 PHY와 MAC계층에 대한 표

준사양을 규정하고, IEEE 1609는 MAC 계층의 일부와 네트워크 계층 이상에 대한 표준을 규정한다. IEEE 802.11는 2010년 표준화 완료되었으며 IEEE 1609.3/4/11는 2010년 표준화 완료되었고, IEEE 1609.0/1/2/5/12는 표준화 개발 진행 중이다.

ITU-R의 Working Party 5A(WP5A)에서는 ITS 서비스를 위한 주파수 사용 권고 및 보고서를 개발하고, 차량간통신을 위한 기술을 Advanced-ITS(A-ITS)로 명명하여 2009년부터 보고서 작업을 진행 중이다. 또한 지난 아태지역무선그룹(APT Wireless Group)은 2011년 3월 아태지역 ITS 관련 정보 공유를 위해 이용현황 보고서를 제정하였고 주요 내용으로는 DSRC 방식의 통행료 자동 지불 시스템 주파수 이용 현황과 V2X 통신의 주파수 이용 현황에 대한 내용이 반영되었다. ITU-R은 5.725~5.875GHz대역 150MHz를 ITS용으로 권고하였으며, 유럽은 5.795~5.815GHz대역을 DSRC용으로 분배하였고, A-ITS를 위하여 5.855~5.925GHz대역 할당을 검토중이다. 미국은 A-ITS를 위하여 5.850 ~ 5.925GHz 대역을 분배하였고, 일본의 경우는 독자적으로 700MHz대역 중 10MHz대역을 A-ITS를 위하여 신규주파수 할당을 검토 중이다. 국내는 A-ITS와 국제적 주파수 조화를 위하여 5.850~5.925GHz 대역 내 할당을 검토하고 있으나, 검토대역은 이동방송중계업무가 우선업무로 규정됨에 따라 공유 및 간섭영향에 대한 연구를 진행중이고, 차량간통신을 위하여 중부내륙고속도로의 여주 시험도로에서 실험주파수(5.835~5.895GHz)를 할당받아 서비스 및 기술검증 중이다.

국내의 ITS 표준화는 TTA 텔레매틱스/ITS 프로젝트 그룹(PG310)에서 주도적으로 추진하고 있으며, 인프라통신 실무반(WG3102), 차량간통신실무반(WG3104), 차내망연동실무반(WG3105), 국제대응연구반(WG3106)을 두고 국내 표준개발 및 국제 표준기교 역할을 수행하고 있다[5]. WG3102는 DSRC를 비롯한 차량과 다양한 인프라 간 통신 표준을 개발하고 있으며, WG3104는 차량 안전, 차량간 고속 데이터 전송과 관련된 통신 프로토콜을 개발하고 있다. WG3105는 텔레매틱스 서비스 제공에 필요한 차량 정보의 추출 및 활용이 용이하도록 차량 내부의 전장장치로 이루어진 차내망과 각종 개인 휴대단말(V2N, Vehicle to Nomadic device) 사이의 개방형 인터페이스 표준을 개발하고, 향후 차량과 인프라 간의 협력 및 융합을 통해 실현되는 서비스 개발에 필요한 IT자동차 기술규격 개발을 목표로 하고 있다. WG3106 연구반은 AWG, ITU-R 등의 국제표준화 활동을 지속하여 국내 ITS 기술의 국제표준 반영 및 국제적 ITS 주파수 조화 관련 연구를 지속해 오고 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

국내의 WAVE 기술개발은 ETRI와 전자부품연구원에서 통신모뎀칩을 개발하여 스마트하이웨이 시범사업에 활용하고 있으며, 이에 따라 국내 기술개발은 상용화를 위한 실험서비스 단계까지 개발 되었다고 판단할 수 있다. 또한 스마트하이웨이 사업이 2014년 종료됨에 따라 국내 차량간 통신 도입을 위한 전용주파수 분배가 필요한 상황이다.

차세대 ITS 시스템은 미래유망분야로 시장활성화가 기대되며 기술경쟁력 강화 및 서비스 도입을 위하여 관련 부처간 업무협력이 필요하고, 주파수의 국제적 조화 및 시장 활성화를 고려한 주파수 정책 및 기술기준 마련이 필요하다.

참고문헌

- [1] 지식경제부, "신성장동력 종합추진계획," 2009. 5.
- [2] 국토해양부, "지능형교통체계 기본계획 2020," 2011. 12.
- [3] 도로교통, "WAVE 통신기술로 본 도로교통의 미래," 제126호, 2011.
- [4] 오현서, 박종현, "차량 통신 네트워크 기술 동향", 전자통신동향분석, 제23권 제5호, pp49-55, 2008.
- [5] 광동용 외, "V2X 네트워킹 기술", TTA 저널, No.124, pp.70-74, 2009.

스마트 디바이스 기반 WPAN 개인화 서비스

*김지호, 서상훈
중앙대학교 전자전기 공학부
e-mail : jihokim@wm.cau.ac.kr, taiji1123@cau.ac.kr

WPAN Personalized Service based on Smart Devices

*Jiho Kim, Sanghoon Seo
School of Electronic & Electrical Engineering
Chung-Ang University

Abstract

In this paper, we present development of application service and software to support sensor terminals for providing personalized service based on smart devices. Our architecture allows the personalized service based on smart devices such as smart phone, smart TV and game console.

I. 서론

최근 스마트폰을 포함한 스마트 디바이스의 급속한 확산에 따라 모바일 통신 산업의 패러다임이 '음성통화'에서 "어플리케이션"으로 전환되고 있으며, 산업구조 또한 통신사업자가 서비스를 주도하는 '중앙집중형'에서 사업자와 무관하게 다양한 서비스 제공이 가능한 "분산형"으로 변화하고 있음. 특히 단말기 간 경쟁에 있어서도 디스플레이, 카메라 화소 등 기능 중심으로 전개되던 양상이 운영체제, 애플리케이션 등으로 확대되고 있다. 스마트폰 영향으로 소비자들의 정보에 대한 인식이 "개발, 공유, 참여, 확산"을 통한 개인화와 라이프스타일의 변화 추구에 많은 관심을 가지기 시작했다. 이러한 환경변화에 따라 새로운 서비스(어플리케이션) 요구가 급증하고 있으며 실세계와 가상세계를 연동하여 새로운 어플리케이션을 창출할 수 있는 스마트 디바이스 기반의 센서정보 응용 서비스는 향후 매우 중요한 역할을 할 것으로 기대되며,

관련 기술에 대한 연구 개발이 시급한 실정이다.

USN 기술은 현실세계와 가상세계의 유기적 상호연동이 가능하게 하는 유일한 기술로 세계적인 조사분석 기관인 Gartner는 2015년 이후를 Real-world Web(Web 3.0) 시대가 될 것으로 예측하고, "센서네트워크"와 "시맨틱 및 개인화 기술"이 기반기술이 될 것으로 예측하고 있다. 따라서 스마트 디바이스와 WPAN 센서 네트워크가 연동되어 실세계와 가상세계를 하나로 묶어 다양한 융합산업을 창출하는데 선도적인 역할을 할 수 있을 것으로 본다.

따라서 본 논문에서는 스마트 디바이스에서 제공하는 3G/CDMA, WiFi, Wibro, Bluetooth 등의 이종의 액세스 네트워크로부터 다양하게 분포되어 있는 WPAN 기반 센서네트워크와 연동을 통해 입력되는 센서 데이터를 추출하여 상위 계층으로 데이터를 전송해주거나 상위계층으로부터 발생된 센서 데이터 제어정보를 이종의 액세스 네트워크를 통해 실세계 센서로 정보를 전달하는 기술을 기반으로 한다.

본 논문에서 제안하는 스마트 디바이스 기반 WPAN 개인화 서비스 제공을 위한 응용 서비스 기술은 스마트폰, 게임기, TV 등 다양한 스마트 기기에 포팅되어 기존의 응용 서비스들과 상호 연동되어 개인화된 WPAN 센서 응용 서비스를 제공한다.

II. 본론

2.1 전체 시스템 구성

본 장에서는 ZigBee 통신기술을 이용한 서비스 플랫폼을 설계하고 동시에, 설계한 플랫폼만의 개인화된 응용서비스 제공에 대해서 기술한다. 상기 플랫폼에서 사용자가 현재 위치한 지역을 인식하는 방법은, 사용자가 소지한 능동형 태그의 주기적 비컨신호로부터 받아들여지는 RSSI값을 활용하여 태그를 감지하는 방식이며, 각 지역 센서 노드들이 수집한 위치정보는 유무선 IP 네트워크를 거쳐 위치 서버에 전송된다. 서비스 관리자가 상황에 효율적으로 대처할 수 있게 하기 위해 중앙관리 방식으로 설계하였고, 더불어 지역 센서 노드와 위치서버 간에 교환되는 메시지의 크기를 최소화함으로써 위치정보의 수집·가공 속도의 향상을 꾀하였다.

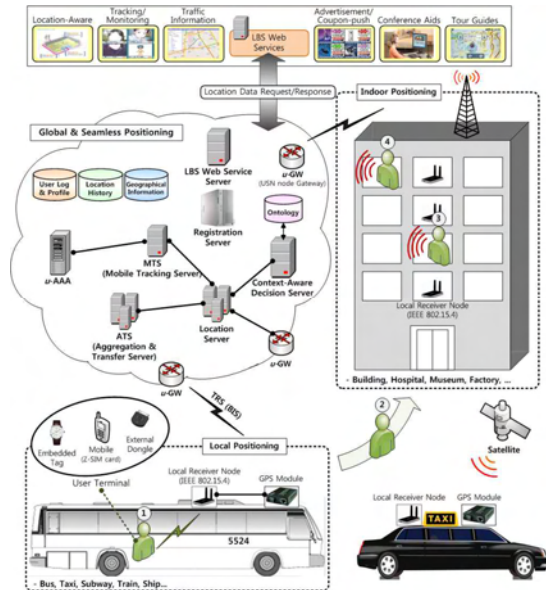


그림 1. 전체 시스템 구성도

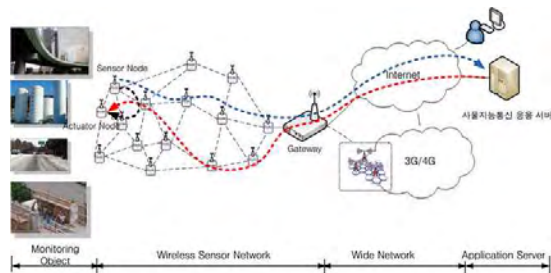


그림 2. 전체 시스템 구성도

위의 그림 1은 전체 시스템의 구성을 보여준다. 지역 센서노드의 위치 획득(Micro Positioning)과 광역차원에서 이동성을 지원하는 위치인식 인프라(Macro Positioning)를 융합하는 seamless 서비스 플랫폼을 설계하였다. 지역 센서네트워크에 의한 비즈니스 모델의 한계를 극복하기 위하여 광역 관리

인프라 기반 센서네트워크 구축을 기반으로 하여, Local(Indoor) LBS와 Global(Outdoor) LBS의 융합으로 사용자의 roaming에 따라 seamless한 개인화 서비스 제공이 가능한 구조로 설계하였다.

그림 2는 WPAN 센서 네트워크 기반 사물지능통신망의 구성 및 정보 흐름을 보여준다. 사물지능통신이란 인간의 직접적인 개입이 꼭 필요하지 않는 하나 또는 그 이상의 객체가 관여하는 통신 형태이다. 서비스 관점에서 보면, 기계 혹은 장치와 같은 객체들이 수집한 정보 또는 객체의 정보가 인간의 개입 없이 전송 네트워크를 통해서 객체들 간에 교환되거나, 서버로 수집되어 가공된 후 사용자에게 제공되는 서비스를 말한다.

빌딩, 홈, 도로 등 모니터링할 사물에 설치된 센서를 통해서 사물의 정보를 센서 네트워크를 통해서 다른 센서노드나 액추에이터 노드로 전달하거나, 게이트웨이로 전달하여 광대역 유무선 통신망을 통해 응용 서버로 전달된다. 응용 서버는 수집된 센싱 데이터를 분석하여 사람의 개입이 없이 자체적인 판단 알고리즘에 의해 액추에이터를 제어한다. 즉, 프로세싱 능력이 낮은 센서 노드단에서 간단한 알고리즘만으로도 판단이 가능한 서비스의 경우는 서버의 개입없이 센서 노드와 액추에이터간의 통신만으로도 사물지능통신 서비스가 가능하며, 복잡하고, 여러 정보를 근거로 판단해야하는 서비스의 경우 서버를 통해서 서비스를 제공하는 형태로 구현된다. 그러면, 사물지능통신망의 구성 요소인 센서노드, 무선센서네트워크, 게이트웨이, 응용서버에 대해서 기술한다.

2.1.1 WPAN 기반 센서/액추에이터

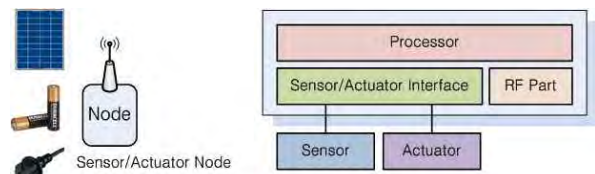


그림 3. 센서/액추에이터

사물의 정보를 얻거나 제어하기 위해서는 센서 노드와 액추에이터 노드가 필요하다. 센서 노드는 온도, 습도, 가속도, 변형률 등을 측정할 수 있는 센서가 연결되며, 센서 인터페이스부, 센서 데이터를 처리하는 프로세서부, 무선 센서 네트워크를 통해서 센서 데이터를 전달하기 위한 RF파트로 구성된다. 액추에이터 노드 역시 각종 제어 장치 인터페이스부, 제어 데이터를 처리하는 프로세서부, 그리고 RF

부로 구성된다. 센서 노드와 액추에이터 노드는 태양광등과 같은 재생 에너지를 이용하여 동작하거나, 배터리 또는 상용 전원을 이용하여 동작될 수 있다. 전원 여건이 나쁜, 교량, 산간 도로 등에 설치된 센서는 태양광 에너지를 이용하는 것이 일반적이다. 센싱 데이터는 무선을 통해 게이트웨이에 전달되는데, 무선은 유선보다 설치 및 유지보수에 장점이 있다. 사물지능통신의 센서 네트워크는 스타, 트리, 메쉬 등과 같은 다양한 네트워크 토폴로지를 지원함으로써 유선 공사가 힘든 장소에서의 센서 설치의 유연성을 제공한다. 메쉬네트워크의 경우에는 통신 장애물이 존재하는 경우, 우회할 수 있는 기능을 제공함으로써 신뢰성있는 통신 환경을 제공한다. 또한 저전력 무선 통신 기술을 사용하여 센서 노드의 소비 전력을 줄이고 있다.

2.1.2 게이트웨이 및 응용 서버

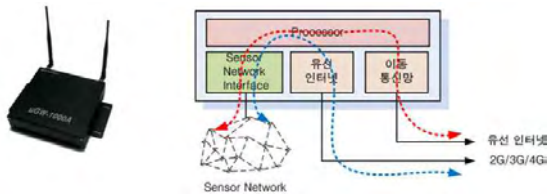


그림 4. 게이트웨이

게이트웨이는 센서네트워크와 광대역 유무선통신망을 연결하는 역할을 수행한다. 센서 네트워크 Forming (Star, Cluster Tree, Mesh)을 제어하고 센서 네트워크에 연결된 센서 및 액추에이터 노드 관리한다. 또한 센서네트워크를 구성하고, 센서 네트워크에 연결된 센서 및 액추에이터, 센서로부터 센싱 정보를 수집하여 응용서버로 전달하거나, 자체적인 판단 알고리즘으로 서버의 개입없이 센서 네트워크에 연결된 액추에이터를 제어한다.

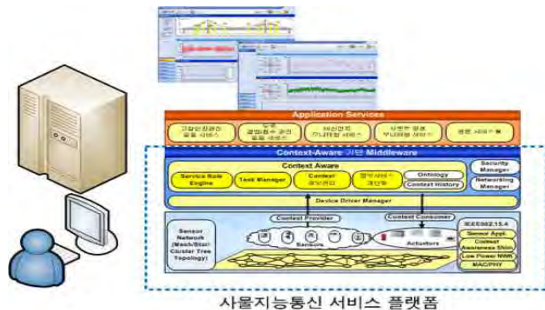


그림 5. 응용 서버

마지막으로 사물지능통신 응용 서버입니다. 게이트웨이로부터 수집되는 센싱 데이터를 처리하는 소프

트웨어이며, 사물이 아닌 사람이 개입이 될 수 있는 유일한 장치이다. 소프트웨어는 센싱 데이터를 분석하고, UI로 출력하며, 판단하고 제어하는 기능을 수행한다. 분석 결과에 따라 특정 액추에이터를 제어하고, 필요시 알람을 발생시킨다. 이 응용 소프트웨어는 관리하는 오브젝트의 특성을 고려하여 설계된다.

2.2 응용 서비스 시나리오

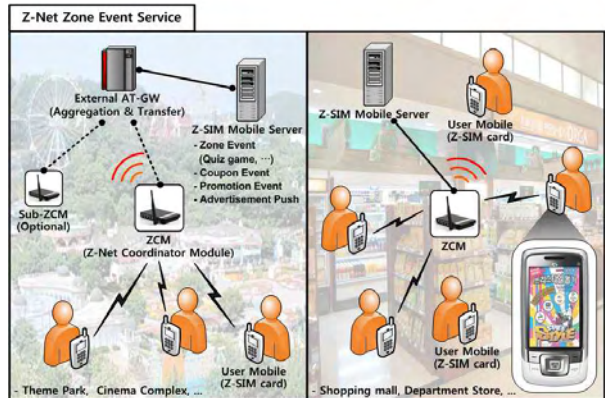
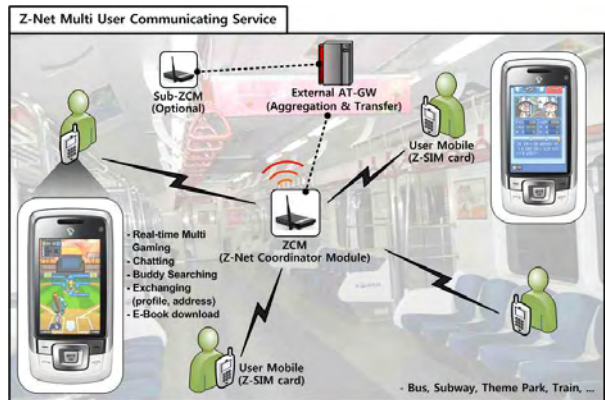


그림 6. 응용 서비스 (Z-Net)

그림 6은 WPAN 통신이 가능한 스마트 단말들 간에 Z-Net (ZigBee Network)을 구성하여 단말들 간에 직접 통신으로 게임이나 커뮤니티 서비스를 제공하는 서비스이다. IEEE 802.15.4기반 네트워크를 구성하여 ZigBee interface 단말을 소지한 사용자가 ZCM 설치지역에 접근하여 해당 지역의 다른 단말과 메시지 교환을 비롯한 다양한 실시간 통신 응용서비스를 이용하는 서비스로서 1:1 및 1:N의 메시지 교환처리가 가능하다.

그림 7은 기존의 m-Commerce를 넘어 위치에 기반한 L-Commerce개념의 개인화 서비스 기술로 IEEE 802.15.4(ZigBee)통신을 이용해 zone을 구분하고 zone내에 위치한 사용자를 자동 감지하여, 사용자에게 해당 zone과 개인에게 특화된 정보를 제공할 수

있는 솔루션. ZigBee-USIM(Z-SIM) card가 탑재된 3G cellular phone을 휴대하고 있는 사용자가 특정 zone에 진입하였을 경우, 위치기반의 광고 또는 주변상가/쇼핑몰의 할인 쿠폰 정보를 내려 받을 수 있다.

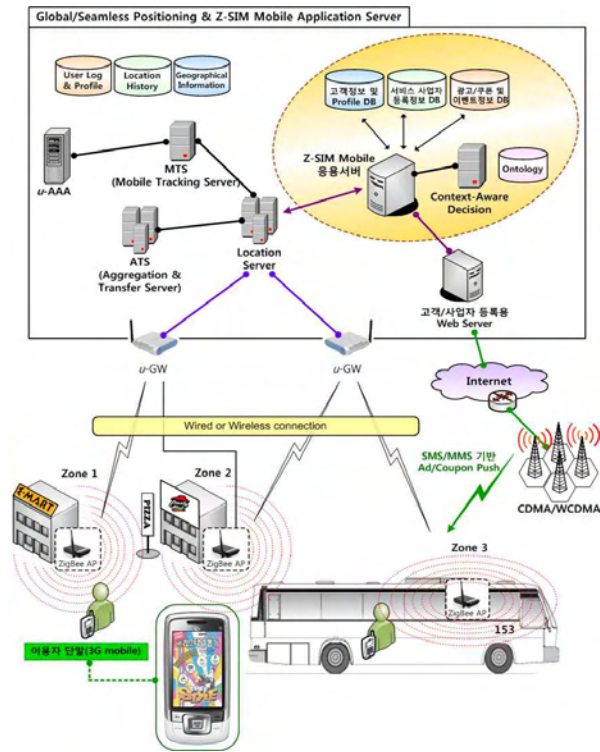


그림 7. 응용 서비스 (L-Commerce)

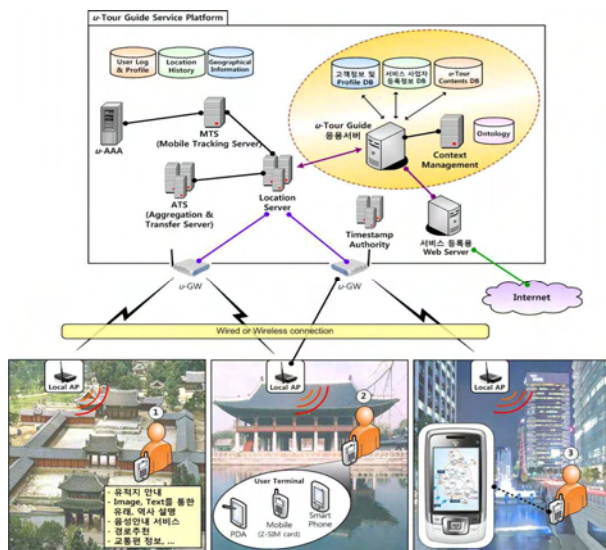


그림 8. 응용 서비스 (Information push)

그림 8은 IEEE 802.15.4(ZigBee)통신을 이용해 생활

/쇼핑/관광구역별 zone을 구분하고 zone내에 위치한 사용자를 자동 감지하여, 사용자에게 해당 지역의 상세정보, 경로추천 및 기타 음성안내 서비스를 제공할 수 있는 솔루션으로 이동성지원 Information center 개념의 서비스이다. 예를 들어 ZigBee-Interface card가 탑재된 3G cellular phone, Smart Phone, PDA등을 휴대하고 있는 사용자가 특정 관광구역에 진입하였을 경우, 지역 관광정보 메뉴가 자동으로 화면에 나타나며 사용자의 선택에 의해 다양한 정보가 출력된다.

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서 제안하는 스마트 디바이스 기반 WPAN 개인화 서비스 제공을 위한 응용 서비스 기술은 스마트폰, 스마트TV, 가전, 스마트 자동차, 게임기 등 다양한 스마트 디바이스를 통해 주변 또는 센서네트워크로부터 다양한 센싱정보를 수집하여 자체적으로 활용하거나 네트워크를 통해 서버 등에 제공하여 센싱 정보의 자유로운 공유, 유통, 참여, 개발을 통한 개인중심의 생활 밀착형 서비스와 기존의 웹 서비스와 센서정보 융합을 통해 클라우드 기반의 새로운 Mashup 서비스와 같은 센서네트워크 기반의 새로운 스마트 라이프 서비스 창출을 목표로 한다.

참고문헌

- [1] 송영준, 김동우, 신동진, 안재형, “저전력 기반의 USN 단말 위치 인식 및 모니터링 시스템,” 전자공학회 논문지 제 45권, CI편, 제 6호
- [2] 정우진, 김기범, 최창순, 윤동원, “지그비 네트워크에서 효율적인 이동성 지원을 위한 빠른 핸드오버 방안,” 전자공학회 논문지 제 43권, TC편, 제 11호, 2006년 11월
- [3] 최동훈, 배성수, 최규태, “지그비 기술과 활용,” 세화, 2007년 2월
- [4] 김영만, 한재일, “센서 미들웨어 기술”, 정보과학회지 제25권 제12호
- [5] 김영만, “센서 네트워크 미들웨어 구조 및 연구 현황”, 정보과학회지 제22권 제 12호

모바일 콘텐츠의 디지털저작권관리에 관한 연구

*이문구

김포대학 IT학부

e-mail : yeon0330@kimpo.ac.kr

A Study of Digital Rights Management of Mobile Contents

*MoonGoo, LEE

A Department of Information Technology

Kimpo College

Abstract

In digital rights management using mobile equipment, digital contents are stood out as high value product with a request of curb the illegal copying of digital contents and a request of original charging. The importance of digital right management protection issues is more emerged by extending a usage of personal and enterprise business in severe reality. Therefore, in this paper, we suggest that are available for an unlimited copy using encryption technology and authorized control techniques that are only applicable to people who are allowed to authorize it. These digital right management techniques will be a practice for problems that is a protection of illegal production in mobile digital contents and an original charging such as a serious of reveal secret, damage of confidentiality and integrity.

I. 서론

본 연구는 스마트폰, PDA, Slate PC, Touch Screen Notebook 등 모바일 기기의 사용 영역이 확대됨에 따라 디지털 콘텐츠의 폭발적 증가에 따른 체계적 관리와 고 부가 가치상품으로 부각되고 있는 디지털 콘텐츠의 저작권 보호, 관리, 유통에 대한 저작권 관리 기술을 연구하였다.

모바일기기의 사용 영역이 확대되고 있으나 단말기 관리 체계는 미흡한 현실이다. 뿐만 아니라 디지털 콘텐츠가 고 부가 가치 상품으로 부각되

면서 불법복제 차단 및 원천적 유료화에 대한 요구가 더욱 커지고 있다. 웹 2.0 시대로 접어들면서 인터넷의 참여, 공유, 개방의 이슈는 디지털 콘텐츠의 무분별한 무한 복제가 가능하고 저작권 보호 문제는 심각한 사회적 현상이다. 뿐만 아니라 디지털 콘텐츠가 개인은 물론 기업의 비즈니스 용도로 확대 사용됨으로 기업 기밀유출에 대한 우려와 기밀성, 무결성 훼손 문제 등 모바일 디지털 콘텐츠의 저작권 보호문제의 필요성이 요구되고 있다. 이에 본 연구에서는 디지털 저작권 관리(DRM)는 허가된 사용자만이 디지털 콘텐츠에 접근 할 수 있도록 만드는 제한 기술로서 암호화와 권한제어 등을 사용하여 권한부여를 받은 모바일 사용자가 디지털 콘텐츠의 정보를 공유할 수 있도록 설계하였다.

본 연구의 구성은 1장은 연구목적과 필요성, 2장은 모바일기기 사용자가 디지털 콘텐츠를 사용하기 위하여 디지털 저작권 관리 시스템의 설계와 기반기술 및 도입과정 등에 대하여 설명하고, 3장은 향후 연구방향 등을 제시하였다.

II. 모바일 콘텐츠 저작권관리시스템

2.1 모바일 콘텐츠 저작권관리시스템 구성도

[그림 1]은 모바일 콘텐츠 저작권관리 시스템의

구성도로서, 저작권관리자는 콘텐츠 제공자에게 콘텐츠 권한에 대한 요청을 하고, 콘텐츠 제공자는 저작권 관리자에게 콘텐츠 저작권자로서의 권한을 등록한다. 또한 콘텐츠 제공자는 DRM서버에 콘텐츠를 등록하고, DRM 서버는 암호화 모듈에 의해 디지털 콘텐츠의 메타데이터 작성, 암호화, 패키징화를 하여 저작권 관리자에게 등록한다. 모바일 기기 사용자는 콘텐츠 사용자가 되기 위한 인증요청과정을 마치고 콘텐츠 사용 요청을 하게 되면 콘텐츠 공급자로부터 인증된 사용자에게 서비스를 제공하게 된다[1,2].

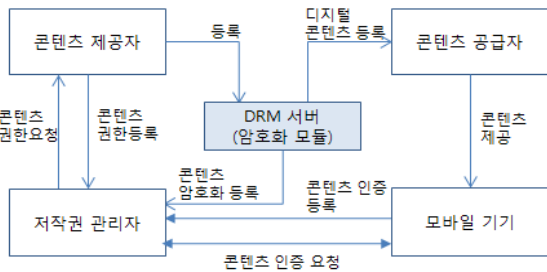


그림 1. 모바일 콘텐츠저작권관리시스템 구성

Fig. 1. An Organization of Mobile DRM

2.2 모바일 DRM의 기술요소

모바일 DRM의 주요 기술요소로서 디지털 콘텐츠 식별 기술인 DOI¹⁾, UCI²⁾, INDECS³⁾ 등을 기반으로 콘텐츠의 체계적인 관리 및 통제, 이용을 통한 콘텐츠 식별체계를 갖추게 되고, 불법적인 접근, 사용, 복제 방지를 위한 디지털 콘텐츠의 저작권 보호와 같은 투명한 콘텐츠의 사용을 위하여 저작권 추적기술로 Watermarking, Fingerprinting 등의 기술 등이 이용될 수 있다. 모바일 콘텐츠 공급자의 웹 서버는 콘텐츠의 브라우징과 다운로드서버로 재전송할 수 있으며, 다운로드 서버는 사용자가 선택한 콘텐츠를 다운로드, 사용자의 디바이스에 콘텐츠 및 권리 개체를 다운로드하기 위하여 서버 측의 FTP/TFTP 기술로 동작한다. DRM 서버는 콘텐츠의 암호화

1) Digital Object Identification
 2) Universal Contents Identifier
 3) 전자상거래의 정보 교환을 위한 지적 재산권 관련 메타데이터 모델

후 암호화된 콘텐츠 헤더와 DRM 콘텐츠로 구성된다. 디바이스 장비는 디바이스 상에서 콘텐츠 형식에 적합한 콘텐츠를 검색하고 다운로드 에이전트는 다운로드 디스크립터에 의해 설명되는 콘텐츠를 다운로드 하게 되고 이때 클라이언트 FTP/TFTP 기술로 동작한다[3].

표 1. DRM 구성요소
 Table 1. Components of DRM

구성요소	설명
DRM 서버	- 원본 콘텐츠 메타데이터작성 - 암호화 - DRM 콘텐츠 패키징화
콘텐츠 공급자	- DRM 콘텐츠 구매자에게 서비스정보 전송
저작권 관리자	- 사용자 단말기 DRM 에이전트의 인증

III. 결론 및 향후 연구방향

모바일 콘텐츠를 위한 디지털 저작권 관리는 허가된 사용자만이 디지털 콘텐츠에 접근 할 수 있도록 만드는 제한 기술로서 디지털 콘텐츠 식별, 투명한 콘텐츠 사용, 구매 권리자 보호, 저작권 및 권리 표현 등과 관련 기술을 기반으로 권한부여를 받은 자만이 디지털 콘텐츠에 대한 사용이 가능하도록 하는 제한기술이다. 그러나 차후에는 저작권공유와 저작권보호의 자율적 규약인 CCL⁴⁾기반의 저작권 보호기술의 구현에 대한 연구를 지속할 계획이다.

참고문헌

[1] 조경욱, "Mobile 환경에서 DRM 콘텐츠 보호를 위한 패키징 메커니즘 설계 및 구현", 한국정보기술학회, 한국정보기술학회논문지 8(9), 2010.9, 77-86 (10 pages)
 [2] 하태진, 한승조, "디지털 방송 콘텐츠 복제 방지를 위한 DRM Module 설계", 한국정보기술학회, 한국정보기술학회논문지 8(3), 2010.3, 169-178 (10 pages)
 [3] <http://openmobilealliance.org/>

4) Creative Common Licence

콘텐츠 기반 네트워크에서의 이동성 분석

*하수형, **안병구

*홍익대학교 대학원 전자전산공학과, **홍익대학교 컴퓨터정보통신공학과
e-mail : xtempthotx@nate.com, beongku@hongik.ac.kr

An Analysis of Mobility for Contents Centric Networks

*Sue Hyung Ha, **Beongku An

*Dept. of Electronic & Computer Engineering in Graduate school, Hongik University

**Dept. of Computer & Information Communications Engineering, Hongik University

Abstract

Currently IP-based networks are overloaded already according to the increasing users using internet services with smart specious equipments, So, it is necessary to develop new network environments to accommodate these kinds of requirements. In this paper, we present an analysis for contents centric networks(CCN) in the view points of mobility.

I. 서론

최근 몇 년간 고급 콘텐츠 및 폭발적인 인터넷 사용 증가를 수용하기에는 현재 IP 기반의 인터넷은 이미 포화상태여서 앞으로 더 증가할 콘텐츠 사용자들을 수용할 수 있고, 그들의 요구를 충족시킬 수 있는 새로운 네트워크 기술이 필요하다.

본 논문에서는 차세대 네트워크로 각광받고 있는 콘텐츠 기반 네트워크(CCN)[1-4]를 소개하고 이 환경에서의 이동성을 분석 해본다. 본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. II장에서는 콘텐츠 기반 네트워크에서의 이동성 지원에 대해서 몇 가지 파라미터 관점에서 분석해보고, III장에서는 결론 및 향후 연구 방향에 대해 기술한다.

II. 콘텐츠 기반 네트워크 이동성 분석

2.1 콘텐츠 기반 네트워크 특징

표 1. IP 네트워크와 CCN 특징 비교

파라미터 \ 네트워크	IP 네트워크	CCN
콘텐츠저장위치	물리적 IP 주소	논리적 사용자 이름, 기관명, 가상 객체 이름
FIB 색인대상	IP	콘텐츠 이름
인터페이스	단일	다수
DNS 서버	필요	불필요
콘텐츠추적서버	필요	불필요

기존의 IP 네트워크와 CCN의 주용한 특징을 비교하면 표 1과 같이 나타낼 수 있다[1]. 현재 사용하고 있는 IP 네트워크는 IP주소를 바탕으로 종단간 통신을 지원하고 있으며 전송 패킷안에 모바일 노드들의 위치 및 이동성 정보들을 포함하고 있다. 반면 콘텐츠 중심 네트워크는 콘텐츠 이름과 콘텐츠가 위치하는 경로를 바탕으로 이루어진다. 또한 기존의 네트워크는 IP주소 인터페이스 하나를 사용하여 데이터 송신자 및 수신자의 종단간 연결을 시도하지만 콘텐츠 중심 네트워크에서는 콘텐츠 이름의 다수 인터페이스를 사용하여 콘텐츠 자체를 효율적으로 요청 및 여러 사용자에게 배포할 수 있도록 하고 있다.

2.2 CCN 이동성 기본개념 및 분석

그림 1은 CCN에서 이동성의 기본 개념을 모바일 노드의 이동에 따른 콘텐츠 수신 방법을 사용하여 나타낸다[1-3].

This work was supported by the National Research Foundation of Korea(NRF) grant funded by the Korea government(MEST) (2012046780).

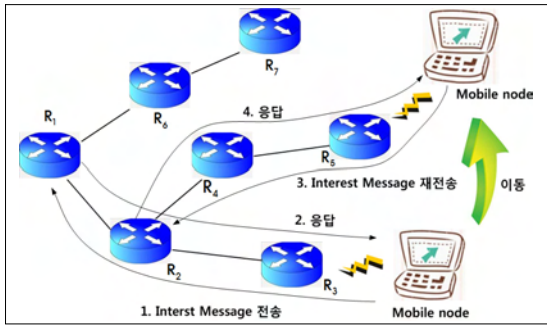


그림 1. CCN 이동성 기본개념

표 2는 CCN에서의 이동성 지원을 위한 몇 가지 파라미터 측면에서 분석을 보여주고 있다[1-4].

CCN에서 핸드오프 지연측면에서 이동성을 살펴보면, 콘텐츠는 저장된 콘텐츠, 실시간 콘텐츠 두 가지로 분류할 수 있다. 저장된 콘텐츠(예:웹페이지, e-mail)는 지연이라는 제약사항으로부터 자유로우며, 이동성 문제는 콘텐츠 요청자의 이동성만 고려하면 된다. 반면, 실시간 콘텐츠(예:인터넷 폰이나 채팅, 온라인 게임)는 시간이라는 제약사항이 필수불가결적으로 따르게 된다. 또한 이러한 콘텐츠는 주로 개인적인 모바일 디바이스로부터 생성되므로 데이터 소스의 이동성과 콘텐츠 요청자의 이동성 이 두 가지를 모두 고려해야 한다.

CCN에서 콘텐츠 요청자 이동성 측면에서의 이동성을 살펴보면 다음과 같다. 이동성을 가진 콘텐츠 요청자가 한 네트워크에서 다른 네트워크로 이동할 경우 CCN에서는 호스트와 호스트간 연결을 하지 않으므로 요청자는 이동후의 위치에서 콘텐츠 재요청만 하면 된다. 또한 이미 해당 콘텐츠를 제공한 적 있는 라우터는 캐시에 사본을 저장하고 있으므로 재요청시 가장 가까운 라우터가 콘텐츠를 빠르게 제공할 수 있고, CCN에서는 라우팅 루트가 없으므로 여러 경로를 활용한 동시 Interest Message 재전송이 가능하다. 하지만 콘텐츠 요청자의 이동 전 네트워크의 라우터들에 많은 콘텐츠들이 저장되어 있게 되고 그 콘텐츠들의 재요구가 없거나 현저히 낮을 때에는 불필요한 트래픽 및 캐쉬 메모리의 낭비가 될 수 있다.

CCN에서 데이터 소스 송신자의 이동성 측면에서의 이동성을 살펴보면 다음과 같다. 일반적인 CCN에서는 콘텐츠 요청자에 의한 서비스가 주로 이루어진다. 하지만 데이터 소스 제공자가 모바일 디바이스를 이용한 데이터 서비스를 할 경우 서비스 제공자 또한 이동성을 가진다. 따라서 기존 콘텐츠 사용자들이 계속해서 같은 콘텐츠를 서비스 받기 위해서는 데이터 송신자 중심의 전송 또한 고려해야 한다.

CCN에서 현재 이동성을 지원하는 라우팅 프로토콜

(ex: CBR 및 GM-SCBR)과 이동성 모델들(ex: MCSMS, Mobile CCN, Proxy CCN)이 활발하게 연구되어지고 있다. 하지만 CCN이 새로운 네트워크 환경인만큼 성능 면에서는 아직 미흡하고 따라서 CCN 환경에 부합하고 보다 더 효율적인 이동성 모델에 관한 연구가 필요하다.

표 2. CCN에서의 이동성 분석

분석파라미터	CCN 이동성
핸드오프 지연 측면	-저장된 콘텐츠:지연으로부터 자유로움 -실시간 콘텐츠: 데이터 소스의 이동성과 콘텐츠 요청자의 이동성 이 두 가지 모두 고려가 요구됨
콘텐츠 요청자 측면	-이동후의 위치에서 콘텐츠 재요청 요구됨
콘텐츠소스 송신자 측면	-콘텐츠소스 제공자가 모바일 경우, 콘텐츠 요청자 뿐만 아니라 데이터 소스 제공자 이동성을 고려가 요구됨
이동성모델 측면	-CCN환경에 부합하고 보다 더 효율적인 이동성 모델에 관한 연구가 요구됨

III. 결론 및 향후 연구 방향

스마트 모바일 디바이스 사용자의 지속적인 증가와 고화질, 대용량의 데이터 요구를 수용하기에 현재의 IP 기반 네트워크는 과포화 상태여서 이를 해결하기 위한 콘텐츠 기반 네트워크(CCN)에 대한 연구가 세계적으로 추진되고 있다. 본 연구에서는 차세대 네트워크인 콘텐츠 기반 네트워크를 이동성 지원 관점에서 분석을 해보았다. CCN에서도 역시 이동성은 주요시해야 할 사항이며 이를 효율적으로 해결할 수 있는 방안이 마련되어야 한다.

참고문헌

[1]Andrea Passarella, "A survey on content-centric technologies for the current Internet: CDN and P2P solutions," Computer Communications 35(2012), pp.1 - 32.
 [2]Matteo Varvello, Ivica Rimac, Uichin Lee, Lloyd Greenwald, Volker Hilt, "On the Design of Content-Centric MANETs," Proc. of 2011 Eighth International Conference on Wireless On-Demand Network Systems and Services, 2011.
 [3]Ling-Jyh Chen, Chen-Hung Yu, Cheng-Long Tseng, Hao-hua Chu, Cheng-Fu Chou, "A Content-Centric Framework for Effective Data Dissemination in Opportunistic Networks," IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL. 26, NO. 5, pp. 761-772, JUNE 2008
 [4]Do-hyung Kim, Jong-hwan Kim, Yu-sung Kim, "Mobility Support in Contents Centric," ICN'12, pp. 13-17, August 2012.

콘텐츠 분산 서비스와 보조 스크린을 이용한 스마트TV용 게임의 개발

*한성재, **이은규, *정근성, *차재혁, *최병욱
*한양대학교 전자컴퓨터통신공학과
**린소프트

e-mail : *{ sjhans, aninteger, chajh, buchoi }@hanyang.ac.kr, **tarol004@naver.com

Development of a SmartTV game
using a content distributed service with second screens

*Sungjae Han, **Eun-kyu Lee, *Geun-Seong Jung,
*Jaehyuk Cha, *Byung-Uk Choi
*Department of Electronics Computer Engineering
*Hanyang University
**Rinnsoft Company

Abstract

The Smart-TV has limited access to the game application in multiple play because it has restricted input device and single display. This paper proposed a service architecture that users can play the Smart-TV games using smart phone or tablet as a second screen. This technology is a type of n-Screen services which distributes components and UI of game applications to each users. We implemented 'Duel Go-Stop' on the Smart-TV and confirmed that smart phone and tablet can be used as a sub device.

를 이용하는 것이 매우 불편하였다. 또한 TV는 단일 스크린이기 때문에 보드 게임과 같은 일부 특수한 콘텐츠의 이용에는 많은 제약이 따른다.

따라서 기존의 스마트TV에 외부 장치들을 동적으로 연결 할 수 있는 기술이 요구되고 있다. 현재 보조 스크린과 입력 대응 장치로써 활용이 가능한 장비로 가장 주목 받는 것은 스마트폰과 태블릿이다. 이 장비들은 인터넷에 접속 가능하며, 터치 스크린 등을 통해서 콘텐츠나 소프트웨어의 제어가 가능하다. 본 논문에서는 이 장비들을 스마트TV용 게임의 보조 스크린과 컨트롤러로써 활용 할 수 있는 아키텍처를 제시하고 실제 구현을 통해서 동작을 확인하였다.

I. 서론

최근 활발히 보급된 스마트TV는 기존의 PC 혹은 모바일 기반의 다양한 어플리케이션 서비스를 사용자에게 제공한다. 스마트TV는 방송 시청 이외에 다양한 엔터테인먼트 기기로서 활용되는데, 다수가 이용하는 TV의 특성상 게임 콘텐츠의 활용이 점차 확대되고 있다[1].

그러나 스마트TV는 사용자에게 한정된 입력 장치를 제공하기 때문에 다수의 사용자가 동시에 게임 콘텐츠

II. 관련 연구

마이크로소프트(Microsoft)사의 대표적인 콘솔 게임기인 Xbox는 SmartGlass라는 서비스를 통해서 사용자의 휴대 전화 또는 태블릿을 세컨드 스크린으로 활용 할 수 있도록 지원한다. SmartGlass는 TV와 주변 장치가 서로 통신이 가능하도록 하기 때문에 콘솔 장치를 제어할 뿐만 아니라, 세컨드 혹은 보조 스크린으로써 모바일 장비를 활용 할 수 있다. 그리고 SmartGlass는 브라우저 컨트롤과 문자 입력을 지원하지만, Xbox용 소프트웨어에만 제한적으로 사용이 가

능하며, 사용자의 장비별로 각각의 클라이언트 프로그램을 설치해야만 이용 가능하다는 단점이 있다[2].

II. 게임 서비스 아키텍처

제안하는 서비스 아키텍처의 핵심은 게임 콘텐츠의 메인 구성 요소를 스마트TV에 출력하고, 게임 플레이를 위한 사용자 인터페이스를 보조 콘텐츠와 함께 다수의 모바일 장비에 전송하는 것이다.

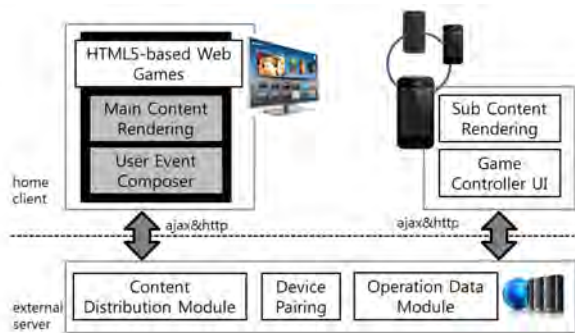


그림 1 게임 서비스 아키텍처의 설계

본 논문에서는 디바이스의 페어링을 위하여 그림 1과 같이 별도의 웹 서버를 포함하는 서비스 아키텍처를 제안한다. 메인 디스플레이인 TV와 보조디스플레이인 스마트폰은 직접 연결되지 않고 외부 서버의 페어링 모듈에 의해서 연결된다. 그리고 실제 게임 데이터와 조작 정보는 ajax를 이용하여 비동기적으로 전송된다.

III. 구현

제안하는 서비스 아키텍처의 동작을 확인하기 위해서 우리는 2인 참여를 지원하는 보드 게임인 “맞고”를 스마트TV 어플리케이션으로 구현하였다.

게임의 메인 콘텐츠는 구글TV 2.0 환경에서 동작하는 웹앱으로 제작하였다. 게임 컨트롤을 위한 UI는 스마트폰 및 태블릿에서 상호 호환이 가능하도록 HTML5 및 자바스크립트를 이용하여 개발 되었다. 일반 사용자는 특정한 맞고 컨트롤 웹페이지에 접속하여, 페어링 인증을 위한 코드를 입력함으로써 TV에서 출력된 게임 콘텐츠를 직접 제어할 수 있다. 그림 3은 실제 구현된 게임의 동작 화면이다. 사용자가 공통으로 확인하는 메인 콘텐츠는 TV에 출력되고 각각의 보조 콘텐츠와 UI는 사용자들이 페어링한 단말기에 구분되어 출력된다.



그림 2. 모바일 디바이스로 분산된 게임 인터페이스

IV. 결론 및 향후 연구 방향

기존의 게임 보조스크린 기술인 SmartGlass는 콘텐츠 및 소프트웨어가 한정적이며, 웹 표준에 기반한 기술이 아니었기 때문에 확장 및 배포에 한계가 있었다. 본 논문은 HTML5의 웹 게임을 위한 새로운 방식의 보조 스크린 기술을 소개하였고 실제 게임 구현을 통해서 이를 확인하였다.

향후에는 보다 안정적인 상용 서비스를 위해서 TV와 모바일 디바이스간의 직접 연결을 지원할 예정이다. 현재는 웹앱을 목표로 설계된 서비스이기 때문에, 블루투스나 같은 근거리 통신 모듈을 이용하기 위한 장치 관련 API의 활용이 미흡하였다. 따라서 별도의 미들웨어 계층을 추가함으로써 웹 이외의 통신을 이용한 안정적인 게임 네트워크 지원이 필요하다.

감사의 글

본 논문은 중소기업청에서 지원하는 2012년도 산학연공동기술개발사업(No. 000-45394)의 연구수행으로 인한 결과물임을 밝힙니다.

참고문헌

- [1] 김민재, 민상원, “스마트 TV, PC, 스마트 폰 간의 상호 연동을 위한 소프트웨어 플랫폼 설계 및 구현,” 한국통신학회논문지 제37권 제9호, pp 831-836, 2012.
- [2] Microsoft, Xbox SmartGlass, <http://www.xbox.com/ko-KR/smartglass>

u-Korea를 구현하는 정보통신(인터넷)윤리지도자의 국가자격증제도에 관한 연구

*박승창

(사)한국정보통신윤리지도자협회

e-mail : scpark39@naver.com

A Study for the National Certificate System of IT(Internet)-Ethics Leader to implement u-Korea

*Seung-Chang Park

Korea IT Ethics Leader Association (KITELA)

Abstract

This paper is a study for the National Certificate System of IT(Internet)-Ethics Leader to implement u-Korea. In our earth, many disasters often happen due to some of bed peoples, diseases, wars, climates and volcanoes including earthquakes. The high-tech u-computing and u-networking including internet are developed or innovated by scientists, technicians and engineers. Therefore u-Korea such as Ubitopia will be implemented until 2030 year as I expect. So the national certification system should be innovated by government and laws in IT(internet)-Ethics that should be pervasive into culture and society. Finally, this paper prove that a global national certification law system of IT(internet)-Ethic leaders educated on IEQ2=>IEQ1=>TOPCIT=>KITEL=>GITEL steps is needed for implementation of Ubitopia I u-Korea.

기계, 설비, 장치, 도구, 수단, 스마트 & 인텔리전트 시대가 열리고 있다. 그러나, 행복한 사회의 측면에서 유티토피아의 정반대 개념인 '디스토피아'의 모습들이 악마 영혼을 지닌 범죄인들과 정신병자들에 의해 발생하고 있다. 디스토피아 사례들로서 현실 세계의 마약을 비롯한 음란물, 엽기물, 폭력물, 자살유도물, 음해모함, 중상모략, 욕설, 위조/변조, 간첩, 거짓말, 짜가, 짝퉁, 도박, 테러, 전쟁, 방화, 살인, 강도, 절도, 성폭행, 중독, 장애, 횡방, 손상, 스토킹, 이혼, 낙태, 뇌물(부정부패), Psychopathy, 종말론자, 사이비(似而非)종교의 교주와 맹신도, 등이 있다. 또한, 사이버(Cyber, 가상)세계의 디스토피아 사례들로서 인터넷과 단말기(정보, 통신, 방송, 인터넷, 로봇, 자동차, 에 대하여 중독된 두뇌를 비롯한 보이스피싱, 스팸메일, 사이버 섹스/마약/조폭/폭력/테러/전쟁, 등이 있다[1].

한편, 아래의 (그림 1)과 같이 지구온난화의 가속에 의하여 흑한, 흑서, 폭우, 폭설, 태풍, 가뭄, 이상기온, 토네이도(Tornado)의 동시 다발적 재해와 재앙 외에도 지구의 지각변동에 의한 지진, 화산폭발, 해일, 쓰나미(Tsunami)가 70억 인류의 감소를 재촉하고 있고, 자연 생태계 속에서 인간의 생명과 곡식을 빼앗아가는 새 때, 쥐떼 같은 동물떼와 벌떼, 개미떼 같은 곤충떼가 있으며, 인체를 마비/사망/손상 시키는 독충, 독초, 독극물, 병원균, 미생물, 식인동물, 등이 인류의 생존과 문명의 지속을 위협하고 있다[2].

I. 서론

신기술혁신의 측면에서 유티토피아¹⁾를 실현할 기기,

1) 유티토피아 : 유티쿼터스 유티토피아의 합성어이자 유티쿼터스 정보통신방송(인터넷)에 의해 완성되는 인류의 이상향(낙원, 천국)도시/국가를 의미한다. 2004년7월1일 전자신문사에서 출간한 '2030년 u-Korea, 소셜체 유티토피아'에서 박승창작가가 최초로 '유티토피아' 보통명사를 창조했고, 그것의 개념을 정의하였다.



(그림 1) IPCC가 예측한 21세기 지구온난화 피해

그래도, 오늘날 현실과 가상의 세계를 모두 가지고 있는 인류는 최첨단 기술 분야에서 뇌과학, 뇌파통신, 인체통신, 사물지능통신, 만물인터넷 같은 신개념의 기술들을 연구개발하면서, 세계경제선진국들이 자본주의에 의하여 형성된 시장의 선점에서 특허전쟁처럼 기업 경쟁과 소비자의 피해를 격화시키는 측면도 있으나, 정보기술 및 방송통신기술과 융합된 바이오기술(BT), 콘텐츠기술(CT), 환경기술(ET)이 '낙원사회=유비토피아'를 건설하기 위해서 발전을 거듭하고 있다. 또한, 최첨단 사물지능통신(M2M)/사물인터넷(IoT)의 서비스들이 과학기술의 윤리, 지식정보의 윤리와 사회문화의 윤리를 절실하게 요구하고 있는 시점에서, 산업경제가 취약한 후진국들과 개발도상국들의 사람들을 위하여 적정기술²⁾과 전 세계의 장애인과 노인을 위한 삶의 질(Quality-of-Life)기술의 상품들이 보급되고 있다^[3].

비록 유비쿼터스 모바일 컴퓨팅, 유비쿼터스 통신방송, 유비쿼터스 인터넷이 21세기 이후의 긴 시간 동안 현생 인류에게 완전히 확산된다 하더라도, 그 확산의 역기능으로서 범죄 심리와 사악한 영혼의 불법적이고 비윤리적인 판단과 언행을 야기하는 정보/통신/방송/인터넷의 이용 범죄들이 예고되어 있다. 여기에서, 각국

정부가 범죄자들을 수감하는 교도소들을 증설하고 강력범죄에 대하여 형벌을 사형과 무기징역으로 강화한다고 하여도, '범죄와 전쟁'은 종말의 기미가 좀처럼 보이지 않은 채, 범죄들이 아주 빈번한 국가는 전쟁, 테러, 파업, 소요, 사태, 폭동, 폭력에 의한 경제적·정치적·법률적·산업적 손해들을 매년 천문학적 숫자로 기록하고 있다. 이러한 손해들을 감축시키려는 각국 정부들과 UN의 노력들이 '기후변화방지협약', '생물다양성보존협약'과 '사막화방지협약'으로 나타나 있듯이, 인간 범죄의 확산과 발생을 억제하는 '범죄퇴치협약' 역시 UN의 주도 하에 추진할 필요가 많다. 이와 함께, 정부와 국가의 운영상 교육/훈련과 계몽/지도의 모든 프로그램들이 구축된 세계경제선진국들부터 솔선수범 차원에서 국민을 위한 육체의 치유, 마음의 치유, 영혼의 치유를 '유비토피아생활윤리의 개발, 보급'사업으로써 개시해야 할 때가 다가왔다^[4].

그런데, '유비토피아' 실현은 각 국가가 가지고 있는 <과학+기술+윤리+법률+제도+정책+표준+사업>의 상호 융합된 형태 속에서 추진하는 일관된 정치와 정책의 방향에서 그 사회의 품격을 낙원의 수준으로 끌어올리려는 국민적 합의와 노력이 나타나야만 비로소 낙원사회의 많은 혜택들이 내국인/외국인 모두에게 향유되는 속성이다. 이 속성 때문에, 미래 '유비토피아 실현'에 기여할 윤리적인 여성 지도자들도 세계 각국에서 요구되고 있다^[5]. 또한, 장애에 정보/통신/방송/인터넷이 보급될 개발도상(후진)국가는 더더욱 정보통신(인터넷)윤리지도자가 요구되고 있다. 여기에서, 정보통신(인터넷)윤리지도자가 가지고 있는 뇌리 속의 지능지수(IQ) 외에도 마음의 감성지수(EQ), 도덕윤리지수(MEQ), 개성의 사회지수(SQ)와 재정지수(FQ)가 철저히 측정·평가되어야만 자격이 보증될 수 있다. 특히, 도덕윤리지수는 유비토피아로 향하는 '정보화->지식화->지능화->지혜화' 4단계의 인류사회 발전과 진화에 필요한 '지속가능능력'을 키워주는 Parameter로 분석된다.

한편, 국제사회는 대한민국의 산업경쟁력, 과학기술력, 무역협상력, 교육개발력, 금융방어력, 한류문화능력, 스포츠능력에 대하여 감탄하거나 칭찬하고 있지만, 대한민국의 정치력, 외교력, 사회통합력, 다문화수용력, 도덕능력, 정의능력, 질서능력, 윤리능력, 국제사회공헌에 대해서는 부패지수평가결과, 국가행복지수평가결과 또는 각종 대외통계자료들을 갖고서 비판하거나 비평

2) 적정기술(適正技術, appropriate technology) : 그 기술이 사용되는 사회 공동체의 정치적, 문화적, 환경적 조건을 고려해 해당 지역에서 지속적인 생산과 소비가 가능하도록 만들어진 기술로서, 인간의 삶의 질을 궁극적으로 향상시킬 수 있는 기술을 말한다. 지금까지 수많은 적정기술이 개발되어 왔다. 대표적인 적정기술 제품으로는 Life-Straw와 같은 구호 제품, 수동식 물 공급펌프(Super MoneyMaker Pump)와 같은 농업 관련 기술, OLPC(One Laptop Per Child)사의 XO-1 컴퓨터와 같은 교육용 제품 등이 있다.

하고 있다. 그 보다는 더욱 심한 국제사회의 힐난에 의하여 정보통신(인터넷)방송설비보급률 세계 1위 대한민국이 IT윤리후진국의 불명예를 벗어나지 못한 채, 대한민국이 수출하는 세계정상급 상품의 Brand가치와 한국 인지도를 한꺼번에 드높일 수 있는 'IT박람회'마저도 아직까지 개최하지 못하고 있다. 게다가, 최근에 대한민국에서 발생하고 있는 연쇄 성폭력 및 살인 사건들의 각 범죄 심리에 작용한 대표적 범죄충동제가 바로 인터넷과 음란물이라니 통탄할 국가적 위기이다.

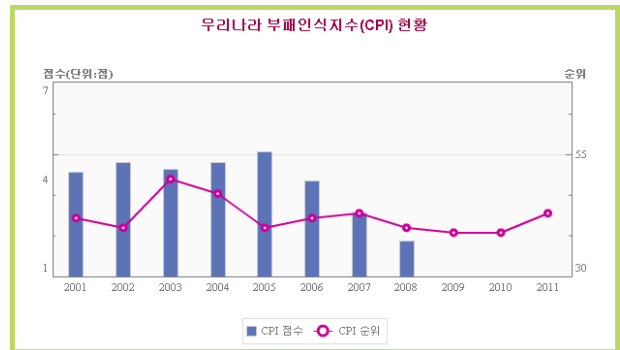
따라서, 2030년 전까지 미래IT강국으로 부활해야만 하는 창조적 역사의 대한민국이 당면한 문제들을 해결하고자, 첫째 본 논문은 정보통신(인터넷)윤리지도자 양성과 고용의 필요성을 국가품격의 승진, 국제사회에 공헌, 윤리산업의 육성이라는 3개의 측면에서 분석한다. 둘째, 본 논문은 인터넷윤리 분야의 민간자격증제도를 분석하여 국가자격증제도에 비교함으로써 근래 정보통신(인터넷)윤리지도자 직업을 위한 자격증의 정의, 상하계위, 활용범위와 관리보수방법을 설계한다. 결국, 본 논문은 정보통신(인터넷)윤리지도자의 국가자격증제도가 현재 시행 중인 인터넷윤리자격(IEQ1,2급)의 민간자격증제도를 견인하고, 대한민국을 정보통신(인터넷)윤리의 일등국으로 만드는 도구로서 2013년 제18대 대통령의 행정부나 국회의 법제화 과제임을 증명한다.

II. 본 론

2.1 정보통신(인터넷)윤리지도자의 필요성

2.1.1 국가품격의 증진

2012년9월26일, 독일의 베를린에 소재한 비정부기구(NGO)인 국제투명성기구(TI)가 세계에 발표한 국가별 부패인식지수(CPI)에서 대한민국은 180개국 중에서 39위를 기록했다. 10점 만점 기준으로는 아래의 (그림 2)와 같은 2011년 수준(5.5)과 비슷한 5.4점으로 5점 중반대역에서 답보상태를 나타냈다. 이와 관련하여, 부패 예방 국가기구인 국민권익위원회(ACRC)는 국가청렴도가 답보 상태에 머물고 있는 원인이 객관적인 부패 총량의 증가에 있다기보다는 높아진 국민청렴의식 수준 속에서도 청렴선진국으로의 도약을 위한 반부패정책의 실시 과정에서 과거의 부패 친화적인 관행과 부정적인 측면이 많이 노출된 괴리로 인하여 저평가된 것으로 분석하고 있다.



(그림 2) 2001년~2011년의 대한민국 부패인식지수(CPI)의 변화 추이

특히, 현 정부에서 교육/토착/권력형 비리 같은 3대 비리의 척결과 전국적인 '청렴한 세상 만들기' 캠페인처럼 과거에 잘못된 관행들을 떨쳐버리자는 전방위적 노력들이 아직까지는 국제사회에서 좋은 평가를 받지 못한 측면도 있다. 국민권익위원회는 이런 평가를 겸허히 수용하고, 현 수준이 부족하다는데 대해 인식을 같이하면서 청렴선진국으로 도약하기 위한 강도 높은 반부패정책을 계속 전개할 방침이다. 이에 따라, 범국민적 민-관 협치 체제를 확대 구축하고, 부패취약분야에 대한 제도개선을 지속적으로 추진하여 공공정책의 공정성과 투명성을 제고해 나갈 방침이다. 또한, 인도네시아/태국/베트남 같은 개발도상국에서 실시하는 '반부패기술지원사업'이 대한민국을 청렴선도국가로서 인식되도록 기여하고 있고, 국제공조는 한국이 G20 서울 정상회의를 유치해서 의장국 역할을 수행하여 실현되었으므로, 향후 국제사회와 함께 대한민국이 '청렴선도국'을 유지하도록 국민권익위원회가 반부패기술교류와 협력증진에 집중할 방침이다[6].

당면한 과제로 부각되어 있는 한국의 금융 투명성과 정부 신뢰성이 모두 사회적 자본으로서 국가경쟁력의 핵심요소이고 국가청렴도가 국가품격을 나타내는 지표이기 때문에, 국민권익위원회와 같은 국가기구는 선진국처럼 반부패·청렴정책의 정착과 '투명하고 공정한' 한국사회 건설을 목표로 더욱 매진할 것으로 분석되지만, 통신방송 부문의 인터넷가입자 인구가 세계 1위를 차지한 통계에 기초하여 가상공간과 현실공간의 양쪽에서 정보, 통신, 방송 및 인터넷의 한국적 문화 품질이 세계 1위를 차지한다고 하여도 무조건 한국의 국가품격이 1위에 등극하는 것은 아니다. 왜냐하면, 최근에 발생한 한국사회의 연쇄 성폭행과 살인, 강도, 물지마

대상의 인터넷윤리2~3급을 학교자체시험으로 대체하는 방안을 권장한다. 또한, 전문학사부터 응시할 수 있는 인터넷윤리2급 시험문제에는 정보통신(인터넷) 분야의 기술, 문화, 법률 부문에서 개론(기초)수준의 문제들을 출제하되, 대학 4학년생이 응시할 수 있는 인터넷윤리1급은 정보통신기술, 인터넷역기능예방기술, 인터넷범죄예방기술, 직업윤리와 철학사상, 관련 법률과 제도 부문에서 심화 수준 문제들의 출제를 권장한다.

인터넷윤리1급 또는 TOPCIT³⁾시험 합격 후 7년 경력 후에 한국정보통신윤리지도자 자격시험에 합격한 지도자들을 (사)한국정보통신윤리지도자협회가 관리하며 자격증의 보수교육을 2년 단위로 실시하되, 국제용 GITEL교육에는 표준외국어와 표준한국어의 교육을 반드시 실시할 것을 권장한다. 또한, 정보통신윤리를 비롯한 정보문화, 방송윤리, 인터넷윤리, 사이버윤리, 인터넷(게임, 기기)중독상담, 등의 기출과목들을 '정보통신윤리' 대과목에 편성하는 지식체계를 권장한다. 따라서, 정보통신윤리 대과목을 대학(교)의 교양, 전공으로 세분화(중, 소)해서 설치하고 대학학과 사무실을 통해서 학생들의 취업, 창업, 진학을 지원하는 'ITEL인재양성센터'의 구축을 권장한다.

III. 결론

본 연구는 정보통신(인터넷)윤리지도자의 양성과 고용을 위한 국가자격증제도화에 대하여 선행조사, 분석과 정책적 방안을 제시하였다. 이를 위해 첫째 본 논문은 정보통신(인터넷)윤리지도자 양성과 고용의 필요성을 국가품격의 승진, 국제사회에 공헌, 윤리산업의 육성이라는 3개의 측면에서 분석하였다. 둘째, 본 논문은 인터넷윤리 분야의 민간자격증제도를 분석하여 국가자격증제도에 비교함으로써 정보통신(인터넷)윤리지도자에 대한 자격증의 정의, 상하계위, 활용범위와 관리보수방법을 설계하였다, 결국, 본 논문은 정보통신(인터넷)윤리지도자의 국가자격증제도로써 현재 시범적

으로 시행 중인 TOPCIT가 인터넷윤리자격(IEQ1,2급) 민간자격증제도를 건인하고, 대한민국을 정보통신(인터넷)윤리의 일등국으로 만드는 도구로서 2013년 제18대 박근혜대통령과 대한민국 국가의 법제화 과제임을 증명하였다. 이로써, 본 연구는 2013년 하반기에 산-학-연-관-민의 이해관계자들이 '한국정보통신윤리지도자 자격증법률제정위원회'를 '국회' 또는 '미래창조과학부 정보통신차관' 조직 하에 설치할 것을 기대한다.

참고문헌

- [1] 박승창(2004), 소설체 유비토피아, 전자신문사.
- [2] NASA, 지구온난화-기후변화보고서, 2009-09-19.
- [3] 김동훈, '유네스코 브릿지사업을 통해 본 국제개발의 현장', 적정기술재단, 적정기술지 Vol4. No.1(Issue 5), 2012년4월.
- [4] 김재덕 외8인(2009), 유비쿼터스생활윤리, 진한M&B출판사.
- [5] 한학자, '어머니의 사랑과 모성을 지닌 향기로운 여성 지도자가 되도록 노력하자', 일본 순회강연 WFWP(세계평화여성연합), 2012-03-05.
- [6] 김덕만, '부패척결을 위한 우리의 노력', 수원일보 칼럼, 2011-12-05.
- [7] 동아일보, '한국인 청년은 왜 베트남 여대생을 살해했나', 2009-09-27.
- [8] 한국인터넷진흥원(KISA), '최근 5년간 보안 서버 보급현황 보고서', 2012년9월
- [9] 방송통신위원회(KCC), '한국SNS시장 규모', 2011년 11월.
- [10] 하중호, '외국인이 본 한글', 월간 경제풍월 칼럼, 2012-04-19.

3) TOPCIT은 Test Of Practical Competency in IT 의 약자로 IT 전공자 및 산업 종사자가 직무를 성공적으로 수행하는데 요구되는 IT역량을 객관적으로 진단하고 평가하는 제도로서 미래창조과학부가 주관하고 정보통신산업진흥원(NIPA)와 한국생산성본부(KPC)에서 공동 개발하고 있으며, 2013년6월29일(토)에 '제2회 TOPCIT 경진대회'를 개최한 다음, 2014년부터 정식으로 국내에서 시행될 예정이다.

비대칭 협력통신 시스템의 선형 빔포밍 성능 분석

조성철, 이주열, 이승환

한국전자통신연구원

e-mail : *sccho@etri.re.kr, juyul@etri.re.kr, lsh@etri.re.kr*

Performance Analysis of the Linear Beamforming with Asymmetric Cooperative Communication Systems

Seongchul Cho, Juyul Lee, Seung-Hwan Lee

Electronics and Telecommunications Research Institute (ETRI)

Abstract

We consider two pairs of transmitters and receivers as two-cell model. Specifically, we consider asymmetric information and CSI sharing in between two transmitters. In this paper, we investigate the performance of the asymmetric cooperative communication with linear beamforming in an interference network. We observe that the asymmetric cooperative beamforming is quite cost-effective in comparison with the performance of 3GPP LTE CoMP scheme.

I. 서론

최근 스마트폰의 도입 및 확장으로 누구나가 언제 어디서나 양질의 통신 품질을 서비스 받고자 한다. 이러한 사용자 요구사항은 과거 평균 셀 스펙트럼 효율 및 최대 데이터 전송 속도에만 맞춰진 관심의 초점을 셀 중앙에서 셀 경계지역으로 자연스럽게 천이시키는 효과를 가져왔다. 이는 3GPP LTE Advanced 규격이 Rel-11에서 셀 경계지역 단말의 성능 향상을 위하여 전송 지점간 간섭을 제어하기 위한 핵심 기술로 CoMP(Coordinated Multi-Point transmission and

transmission and reception) 기술을 워크 아이템으로 선정하도록 하였다[1]. 이처럼 구현관점에서는 비록 복잡하지만 셀 간 협력통신은 차세대 대표 기술로 현실화 되고 있는 실정이다.

셀 간 협력을 통한 셀 경계지역 간섭 제어 기법은 고속 데이터 서비스를 위한 소형셀 모델에 있어서 HetNet(Heterogeneous Network)구조 및 셀 경계지역 증가에 유연하게 대처하기 위하여 그 필요성이 더욱 증가하게 되었다[2]. 본 논문에서는 이와 같은 셀 간 협력통신 방식에 있어서, 구현 복잡도를 낮출 수 있는 시스템 모델을 제안하고 그 성능을 고찰하였다.

II. 시스템 모델

전형적인 셀룰러 시스템에서는 각각의 단말들이 서빙 기지국으로부터 서비스를 받는 경우, 인접한 기지국에서 전송되는 신호로부터 간섭을 받게 된다. 이러한 셀간 간섭은 셀 경계 지역에서 크게 발생하게 되며, 이로 인하여 주파수 효율이 떨어지고 가용한 채널 용량에 제한을 받게 된다. 3GPP Rel.11에서 논의되고 있는 CoMP 기법은 인접 기지국간 데이터와 채널 상태 정보를 공유함으로써 상호 코디네이션을 통하여 셀 경계 지역에서 발생하는 셀간 간섭을 극복할 수 있도록 한다. 이러한 방식은 셀 경계 지역 사용자의 주파

수 효율 및 전송율을 향상시킴으로써 체감품질을 높일 수 있게 하는 장점이 있는 반면, 각각의 서빙 기지국에 속해 있는 단말들의 채널 상태 정보 및 해당 데이터를 상호 공유해야 하는 복잡도를 수반하게 된다. 이러한 오버헤드는 시스템 효율을 약화시키며 전체 시스템 관점에서 보면 모든 데이터와 채널 정보를 교환하는 협력 통신 방식이 항상 큰 도움이 되는 것은 아님을 알 수 있다[3].

본 논문에서는 이러한 채널 상태 정보와 데이터를 한쪽 방향으로만 공유하여 한쪽 기지국은 서빙 단말의 채널 상태 정보와 데이터를 다른 협력 기지국에게 제공하고, 각각의 기지국은 이러한 정보를 바탕으로 신호를 극대화 하면서 간섭은 최소화하는 비대칭 협력 통신 모델을 제안하였다. 다음 그림 1에 이러한 비대칭 협력통신 모델의 개요를 도시하였다.

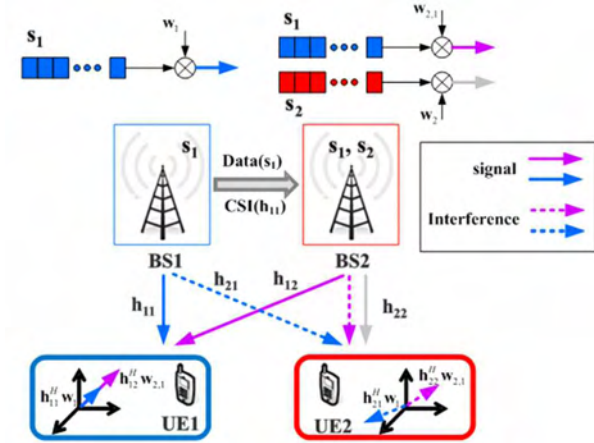


그림 1. 비대칭 협력통신 시스템 모델

그림에서 s_1 과 s_2 는 UE1과 UE2에게 서빙되는 데이터이고, w_{11} , w_{21} , w_{22} 는 각각의 빔포밍 벡터이다. 따라서 각 기지국의 전송신호와 각 기지국의 신호 전력 제한은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} x_1 &= w_{11}s_1 & \|w_{11}\|^2 &\leq P_1 \\ x_2 &= w_{21}s_1 + w_{22}s_2, & \|w_{21}\|^2 + \|w_{22}\|^2 &\leq P_2 \end{aligned}$$

그리고, 채널 상태 벡터 h_{ij} 및 가우시안 잡음 n_1 , n_2 을 이용하여 각 단말의 수신신호를 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y_1 &= h_{11}^T x_1 + h_{12}^T x_2 + n_1 \\ y_2 &= h_{21}^T x_1 + h_{22}^T x_2 + n_2 \end{aligned}$$

BS1으로부터 최적 빔포머는 MRT와 ZF 빔포밍의

선형 조합으로 표현할 수 있다[4, Corollary 2].

$$w_{11}^{opt} = \frac{\lambda w_{11}^{MRT} + (1-\lambda)w_{11}^{ZF}}{\|\lambda w_{11}^{MRT} + (1-\lambda)w_{11}^{ZF}\|} \sqrt{P_1}, \quad \lambda \in [0, 1]$$

MRT는 UE2의 전송율에 상관없이 UE1의 전송율을 극대화하는 빔포밍 기법으로, ZF은 투영법을 통한 간섭 최소화에 초점을 둔 빔포밍 기법으로 다음과 같이 표현 할 수 있다[5].

$$\begin{aligned} w_{11}^{MRT} &= \frac{h_{11}}{\|h_{11}\|} \sqrt{P_1} \\ w_{11}^{ZF} &= \frac{\Pi_{h_{21}}^\perp h_{11}}{\|\Pi_{h_{21}}^\perp h_{11}\|} \sqrt{P_1} \end{aligned}$$

여기서, $\Pi_{h_{21}}^\perp = I - h_{21}(h_{21}^T h_{21})^{-1}h_{21}^T$ 은 h_{21} 의 직교 평면으로의 투영이다.

BS2에서는 UE1 및 UE2에게 보낼 메시지에 대하여 전력 배분과 빔 방향을 동시에 결정해야 하는 문제가 있다. 본 논문에서는 복잡도를 고려하여 두 UE에게 전송되는 메시지에 대하여 ZF 빔포밍과 water-filling에 의한 전력 배분을 적용하였다[5].

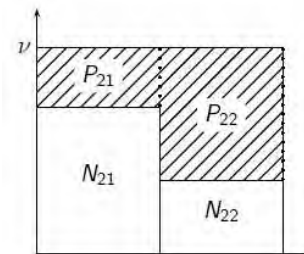


그림 2. water-filling을 적용한 전력 배분

$$\begin{aligned} w_{21}^{ZF} &= \frac{\Pi_{h_{22}}^\perp h_{12}}{\|\Pi_{h_{22}}^\perp h_{12}\|} \sqrt{P_{21}}, & w_{22}^{ZF} &= \frac{\Pi_{h_{12}}^\perp h_{22}}{\|\Pi_{h_{12}}^\perp h_{22}\|} \sqrt{P_{22}} \\ N_{21} &= \frac{\sigma_1^2 + |h_{11}^T w_{11}|^2}{\|\Pi_{h_{22}}^\perp h_{12}\|^2}, & N_{22} &= \frac{\sigma_2^2 + |h_{21}^T w_{11}|^2}{\|\Pi_{h_{12}}^\perp h_{22}\|^2} \end{aligned}$$

III. 모의실험 및 결론

비대칭 협력 통신 시스템 모델에 적용한 선형 빔포밍 기법의 성능을 LTE Advanced CoMP 기법의 성능과 비교 분석하였다. 비교를 위해 CoMP 방식은 송신 안테나 2x1, 두 사용자, 그리고 코드북 기반 프리코딩 기법을 적용하였다. 두 기법에 따른 성능 분석을 위해 다음 표 1의 파라미터를 적용하였다.

표 1 모의실험 파라미터

Parameter	Value
Bandwidth	20MHz
Sampling rate	30.72MHz
Subcarrier spacing	15kHz
FFT size	2048
Resource allocation	100 RB
Modulation	16QAM
Spatial multiplexing	2x1
Number of codeword	1
Precoding scheme	codebook based precoding ZF & MRT

다음 그림 3에 CoMP 기법과 비대칭 협력 통신 기법간의 성능 곡선을 도시하였다. 여기서, 간섭으로 들어오는 신호의 세기를 서빙 신호대비 0.1배로 가정하고 모의실험을 수행하였다.

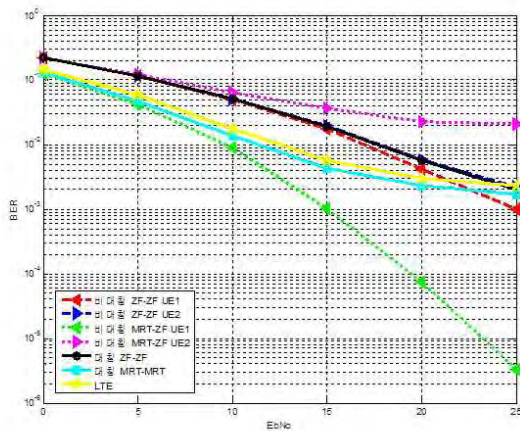


그림 3. 프리코딩 기법에 따른 BER 성능

비대칭 협력 통신에서 MRT-ZF를 적용한 경우 UE1은 TX1으로부터 MRT 기법으로 원하는 신호를 수신하고, TX2로부터 협력 신호를 수신하기 때문에 TX1으로부터 간섭 신호를 받는 UE2보다 훨씬 우수한 성능 곡선을 보여준다. 또한 비대칭 협력 통신에 적용한 선형 빔포밍 기법은 LTE CoMP 방식과 비교했을 때 단방향으로 데이터와 채널 정보를 제공하므로 복잡도는 현저히 낮지만 사용자 별로 우수한 성능을 발휘할 수 있음을 확인할 수 있다.

본 논문에서 제안한 비대칭 협력 통신 모델과 그에 적용한 선형 빔 포밍 기법은 복잡도를 낮추면서도 셀 경계 사용자의 우수한 성능을 확인함으로써 협력 통신 방식의 구현 가능성을 보여주었다. 보다 우수한 성능을 획득하기 위하여 TX2의 빔 포밍 기법과 전력 배분의 함수를 최적화할 수 있으나, 이때 복잡도는 증가하게 되므로 성능과 구현 복잡도의 상관관계를 적절히 고려해야 할 것이다.

ACKNOWLEDGEMENT

본 연구는 미래창조과학부가 지원한 2013년 정보통신·방송(ICT) 연구개발사업의 연구 결과로 수행되었음 (“단말 안테나 고집적을 위한 Compact MIMO 기술 개발”, 2013)

참고문헌

- [1] 3GPP TR 36.819, *Coordinated multi-point operation for LTE physical layer aspects*, Sep. 2011.
- [2] D. Gesbert, S. Hanly, H. Huang, S. Shamai, O. Simeone, and W. Yu, "Multi-cell MIMO cooperative networks: A new look at interference," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 28, no. 9, pp. 1380-1408, Dec. 2010.
- [3] A. Lozano, R. W. Heath Jr., and J. G. Andrews, "Fundamental limits of cooperation," Apr. 2012, available at <http://arxiv.org/abs/1204.0011>.
- [4] E. A. Jorswieck, E. G. Larsson, and D. Danev, "Complete characterization of the Pareto boundary for the MISO interference channel," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 56, no. 10, p.5292-5296, Oct. 2008.
- [5] J. Lee, K. Kim, S. Cho, and S. Lee, "Linear beamforming with one-way cooperation for MISO interference channels," *IEEE Vehicular Technology Conference 2013-Spring*, Jun. 2013.

사용자가 작성한 온라인 상품평에 대한 신뢰도 분석 및 실험

연한별, 유성준*, 장윤, 한동일
세종대학교 컴퓨터공학과

e-mail : hbyeon109@sju.ac.kr, sjyoo@sejong.ac.kr

Reliability Analysis for User-generated Online Product Reviews : Approach and Experiments

Hanbyul Yeon, SeongJoon Yoo*, Yun Jang, Dongil Han
Department of Computer Engineering
Sejong University

Abstract

Many people read online reviews written by other users to obtain information for products. However, some people post junk comments and these reviews make it difficult to be useful information. In this paper, we propose a reliability analysis method for online reviews of Korean restaurants and movies on Naver web site.

I. 서론

인터넷 환경의 발달에 따라 소비자들은 상품에 대해 경험한 내용을 온라인에 공유하는 활동이 많아지면서 상품을 구매하려는 사용자들은 상품을 구매하기 전에 다른 사용자들이 상품을 이용하고 작성한 상품평들을 보고 상품의 사용 여부를 결정하게 된다. 그러나 악의적인 리뷰와 홍보성 글을 작성하는 사용자들이 많아짐에 따라 새로운 사용자들은 해당 상품에 대해 잘못된 판단을 하게 되는 경우가 많아지고 있다. 상품평에 대한 신뢰도를 분석하기 위해서는 우선적으로 상품

평에 대한 감성 분석이 수행되어야 한다. 기존에 선행된 감성 분석 방법을 보면 Kang과 Yoo등[1]은 음식점 리뷰를 대상으로 Senti-Lexicon과 향상된 Naive Bayes 알고리즘을 이용한 감성 분석을 수행하였다. Yang과 Lee 등[2]은 상품평에서 어휘의 의견 성향을 파악하기 위해 문맥 정보를 활용하여 기존의 의견분류 방법보다 좀 더 정확한 의견 판단이 가능함을 보였다. 그 외 상품평에 대한 감성 분석을 위해 긍정적 또는 부정적인 의미를 나타내는 특정어휘를 미리 정의 한 뒤, 문서들로부터 어휘들의 출현빈도를 계산하여 특정 어휘의 긍정적 또는 부정적인 성향을 판단하는 연구도 존재한다.[3~4] 지금까지의 관련 연구를 보면 상품평에 대해 특정 어휘 또는 문장 패턴을 통해 의견 성향을 분류하는 연구는 많이 존재하나, 분류된 결과에 대한 신뢰도를 분석하는 연구는 찾아보기 어렵다.

본 논문에서는 사용자가 작성한 상품평에 대한 신뢰도를 구하는 방법을 제시하였다. 상품평을 속성명 기준으로 전/후 3단어를 추출한 뒤 미리 구축해둔 패턴과 일치 하면 해당 속성명에 감성어가 있을 확률이 높으므로[2] 해당 단어들에 대한 극성을 계산한 뒤 신뢰도 분석을 수행한다. 실험에 사용한 데이터는 네이버 웹스폰, 영화에 있는 상품평을 대상으로 하였으며, 실험 결과 91%의 정확률을 보였다.

* 교신저자 : 유성준(세종대학교 컴퓨터공학과)

II. 본론

• 문맥정보를 이용한 의견분류

한 상품평에 대해 문맥정보를 이용한 의견분류기법을 이용하기 위해서는 특정 어휘의 문맥적 의미를 정확하게 파악해야 하는데, 이는 어휘가 주변 문맥적 상황에 따라 본연의 의미와 다르게 사용될 수 있기 때문이다. 그러므로 사용된 어휘의 정확한 의미를 파악하기 위해서는 어휘가 쓰인 상황적 정보인 문맥을 반드시 고려해야 한다. 즉 의견을 나타내는 어휘 자체만의 의미가 아닌 사용된 어휘의 주변 문맥적 상황을 모두 고려한 의견분류가 수행되어야 정확한 의견 분류가 가능하다.

III. 구현

본 절에서는 앞에서 언급한 사용자가 작성한 상품평에 대한 신뢰도를 분석하기 위한 방법과 실험을 소개하고 실험 결과에 대한 고찰을 서술한다.

본 논문에서는 사용자가 작성한 상품평에 대한 신뢰도를 분석하는 방법을 제시하였으며, 실험을 통해 해당 방법의 정확성을 입증하였다. 실험 방법으로는 그림 1과 같다.

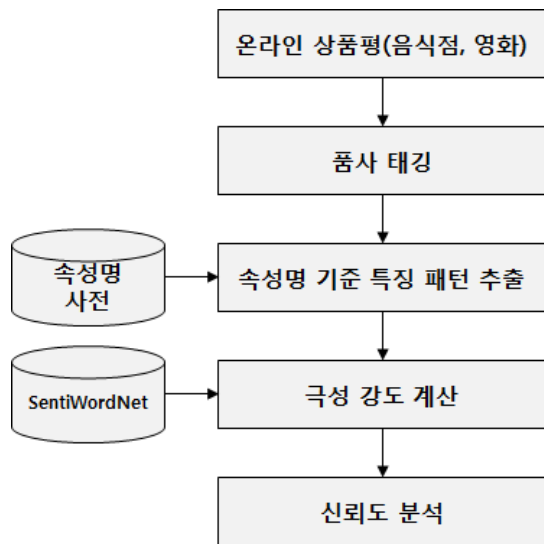


그림 1 시스템 구조도

본 연구에서 정의한 비정상 상품평이란 사용자가 악의를 가지고 작성한 맹목적인 비방 글이나 무분별한 홍보성 글을 의미한다. 그 외의 글은 정상 상품평이라 정의하였다. 실험에 사용된 학습 데이터는 네이버 워드스폰과 네이버 영화정보 사이트에서 올라온 상품평을 대상으로 하였으며, 수작업으로 분석해본 결과 (1) 별점

이 10점 만점에서 2점 이하의 상품평 대부분은 맹목적인 비판을 하는 비방글이 다수로 나타나 본 연구에서는 비정상 상품평으로 분류하였다. (2) 별점이 10점 만점 10점의 상품평을 직접 분석해본 결과 홍보성 글로 추정되는 상품평도 있는 반면, 사용자가 상품에 대해 만족해서 작성한 글도 있기 때문에, 여기서는 본 연구진이 홍보성 글이라 판단되는 상품평을 직접 분류하였으며 수집된 비정상 상품평은 부정적인 의견 성향이 강한 맹목적인 비방글과 긍정적인 의견 성향이 강한 홍보성의 글을 각각 250개, 총 500개를 수집하였다.

데이터 수집 방법은 래퍼 기반 웹 크롤러를 이용하였으며 실험에 사용된 데이터의 개수는 표 1과 같다.

구분	음식점 상품평	영화 상품평
수집된 데이터 (정상/비정상)	10,000/500	10,000/500

표 1 데이터 수집 범위 및 개수

실험 방법은 래퍼 기반 웹 크롤러를 통해 수집 상품평 데이터를 가지고 형태소 분석 과정인 품사 태깅을 수행한 뒤 미리 구축된 속성명 사전을 기준으로 속성명과 관련된 특정 문장 패턴을 추출한다. 추출된 문장에서는 속성명에 대한 긍정 또는 부정 의견을 나타내는 단어들이 있을 확률이 높으므로 추출된 문장에 있는 한국어 단어들을 영문 단어로 번역 한 뒤 해당 단어에 대한 극성을 계산하였다. 계산된 결과는 최종적으로 본 연구에서 제시한 방법을 통하여 신뢰도 분석을 수행한다.

3.1 품사 태깅 및 속성명기준 특징 패턴 추출

우선 각 상품평에 대해 형태소 분석기[5]를 통해 단어별로 품사를 결정지었다. 이후 상품평에 나타난 상품 속성에 따른 의견 정보를 알기 위해 속성명 기준 전/후방향으로 3단어를 추출한다. 추출된 문장은 감정이 후보 문장이라 하여 아래의 표2, 3과 같은 문장패턴으로 이루어진 경우 속성명에 해당하는 감정어를 나타낼 확률이 높다는 K-Structere 기법[6]을 이용하여 상품평을 나타내는 감정 단어를 추출한 뒤 이 단어에 대한 극성 강도를 계산한다.

구조번호	품사패턴	구조번호	품사패턴
1	NV	2-1	NZV
2-2	NZN	3	N ₁ N ₂ N ₃
4-1	VN	4-2	N ₁ N ₂
5-1	ZVN	5-2	ZNN

표 2 N:명사, V:동사/형용사, Z:부사

구조번호	예문
1	맛(N)이 좋다(V) 작품성(N)이 떨어짐(V)
2-1	가격(N)이 매우(Z) 비싸다(V) 스토리(N)가 너무(Z) 뻔하다(V)
2-2	분위기(N)가 매우(Z) 썰렁(N) 영화(N)가 너무(Z) 재미없다(N)
3	서비스(N ₁) 완전(N ₂) 만족(N ₃) 완전(N ₁) 삼류(N ₂) 영화(N ₃)
4-1	싼(V) 가격(N) 재미있(V)던 영화(N)
4-2	집원(N ₁)이 불친절(N ₂) 기대(N ₁) 이상(N ₂)
5-1	정말(Z) 짠(V) 음식(N) 너무(Z) 아름다운(V) 영상미(N)
5-2	정말(Z) 저렴(N ₁)한 가격(N ₂) 너무(Z) 난해(N ₁)한 영화(N ₂)

표 3 (표 2) 패턴에 해당하는 문장의 예문

3.2 극성 강도 계산

전 단계에서 의견 성향이 나타난 단어에 대한 극성 강도 계산을 위해 아래와 같은 식을 이용하였다.

$$Positive(word_{jj}) = Avg \left[\frac{Rate_{positive} \times Frequency_{jj}}{Max(Rate_{positive} \times Frequency_{jj})} \right] \times Max \left[\sum Frequency_{jj} \right]$$

$$Negative(word_{jj}) = Avg \left[\frac{Rate_{negative} \times Frequency_{jj}}{Max(Rate_{negative} \times Frequency_{jj})} \right] \times Max \left[\sum Frequency_{jj} \right]$$

Positive(word_{jj}), Negative(word_{jj})는 각 단어가 가지는 긍정/부정의 극성 값을 나타내며 0~1사이의 값으로 정량화 하였다.

Rate(Positive), Rate(Negative)는 각 단어가 가지는 긍정/부정의 값을 나타내며, 한국어 감성어 사전을 이용하기 어려워 한국어로 되어 있는 단어를 영어로 번역 한 뒤 영어권 감성어 사전인 SentiWordNet[7]을 이용하였다. 한 상품평에 대한 긍정과 부정의 극성 강도를 계산한 결과를 비교하여 긍정의 극성 강도 값이 높으면 해당 상품평은 긍정을 나타내며, 부정의 극성 강도 값이 높으면 부정 상품평을 나타내며 상품평에 대한 극성 강도 계산 결과 중 일부는 표 4와 같다.

상품평	긍정 극성 강도	부정 극성 강도
1	0.501	0.137
2	0.688	0.338
3	0.165	0.810
4	0.102	0.901
...

표 4 상품평에 대한 극성 강도 계산 결과 예

3.3 신뢰도 분석

이 과정은 신뢰도가 낮은 상품평을 추출하는 과정으로

우선 전 단계의 결과로 나온 긍정 부정에 대한 극성 강도 값을 그림 2와 같이 2차원 좌표 값으로 나타낸다.

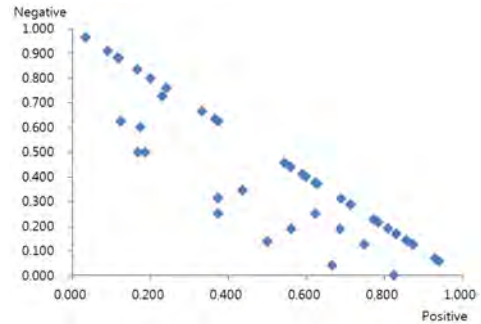


그림 2 상품평에 대한 극성 강도 그래프

좌표의 X와 Y축은 각각 긍정, 부정 값을 0~1 범위로 나타내며 각 노드들은 하나의 상품평을 나타낸다. 이후 임의의 데이터 집단을 K개의 Cluster로 나누어주는 K-mean 클러스터링 알고리즘 기법을 이용하여(본 연구에서 K=2) 2개의 그룹(긍정, 부정)으로 분류 한 뒤, 각 그룹에서의 중심 값을 찾는다. 이후 각 중심에서 각 노드들 간의 거리를 계산하는데 이때 아래의 수식을 이용한다.

$$D(p, q) = \sqrt{\sum_{i=1}^n (p_i - q_i)^2}, Euclidean Distance$$

계산된 거리 값은 정규 분포 곡선으로 나타낸다. 모평균이 m 이고 모 표준편차가 σ일 때 전체의 95.9%, m±2σ내의 범위를 정상범위 그 외의 범위를 비정상 범위로 분류하였다. 표 5는 본 실험에서 나온 결과에 대한 정확률과 재현률을 나타낸다.

	정확률	재현률
정상 상품평(음식점)	0.87	0.85
비정상 상품평(음식점)	0.91	0.88
정상 상품평(영화)	0.80	0.84
비정상 상품평(영화)	0.83	0.82

표 5 실험 결과

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 사용자가 작성한 상품평에 대한 신뢰도를 분석하는 방법을 제시하였으며 본 논문에서 제시한 방법을 실험한 결과 최고 91%의 정확률을 보였다. 신뢰도 분석 결과 음식점에 비해 영화리뷰에 대한 정확률과 재현률이 낮는데, 이는 상대적으로 음식점 상품평보다 영화 상품평이 더 복잡한 문장 구조를 가지고 있기 때문이다. 향후 복잡한 문장 속에서 속성명에 따른 감성어를 추출하여 신뢰도를 분석하는 방법에 대한 연구가 더 필요하며, 복잡한 문장 속에서 감성어를 추

출하는 방법에 대한 연구가 더 필요하기 때문이다. 향후 연구에서는 SVM, Naive Bayesian 등의 기계학습 기법을 이용한 분류에 대한 실험을 해 볼 필요가 있다.

감사의 글

이 논문은 한국연구재단의 기초연구사업 (No. 2012-007498)의 지원을 받아 수행된 연구임.

참고문헌

- [1] Hanhoon Kang et al., "Senti-lexicon and improved Naive Bayes algorithms for sentiment analysis of restaurant reviews", *Expert Systems with Applications* 39, 2012, pp. 6000-6010
- [2] 양정연, 명재석, 이상구, "상품 리뷰 요약에서의 문맥 정보를 이용한 의견 분류 방법", *정보과학회 논문지 제36권 제4호*, 2009, pp. 254-262
- [3] Turney, P. D., "Thumbs up or thumbs down?: semantic orientation applied to unsupervised classification of reviews," In *Proceedings of the 40th Annual Meeting on Association for Computational Linguistics*, 2002.
- [4] Turney, P. D., Littman, M. L., "Measuring praise and criticism: Inference of semantic orientation from association," *ACM Trans. Inf. Syst.*, 21, 4, Oct. 2003.
- [5] Morphemic Analyzer Tool (KKMA Ver. 2.0), Seoul National University. <http://kkma.snu.ac.kr>
- [6] Hanhoon Kang, Seong Joon Yoo, Dongil Han, "Semi-automatic Building of Pattern Database for Mining Reviews of Product Attributes from Korean Text Documents", *The International Database Conference on Database Systems for Advanced Applications*, 2010
- [7] SentiWordNet, <http://sentiwordnet.isti.cnr.it>

시계열 데이터 베이스 성능 분석*

*지영민, 강정훈, 임호정, 유준재, **최정욱, 신성범
전자부품연구원

e-mail : *ym.ji@keti.re.kr, budge@keti.re.kr, hlim@keti.re.kr, yoojj@keti.re.kr, choijunguk@gmail.com, prestole@gmail.com*

The Performance Analysis of Time Series Database

*Youngmin Ji, Jeonghoon Kang, Hojung Lim, Junjae Yoo
Korea Electronics Technology Institute
**Junguk Choi, Sungbum Shin
ElbonSoft

Abstract

Sensor-based monitoring technology which began in the Sensor Networks generate numerous sensing data from a variety of physical environments to virtual world. They usually create time series data that people can use to make more sensible decision. Things produced various data which is generated and stored as time based and then saved them to the existing database, such as RDBMS. But relational database system (RDBMS) cannot deal with a large number of time series data. In this paper, we considered OpenTSDB as solution to extract interesting patterns from time series data generated by sensors monitoring as soon as possible and compared with Mysql to show the performance.

I. 서론

센싱 기술이 발달함에 따라 다양한 분야에서 센서를 활용한 모니터링 기술을 활용하고 있다. 센싱 디바이

* 본 연구는 2013년도 지식경제부의 재원으로 한국에너지 기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 20122020100130)

스는 시계열 데이터를 생성하는데 샘플링 주기가 정적으로 고정되어 있는지 동적으로 변하는지에 따라서 시계열 데이터의 차이가 발생한다. 센싱의 목적은 주기가 정적이나 동적인 것과는 상관없이 최소한의 센싱으로 정확한 현상을 파악하는 것이다.

하지만 컴퓨터 프로세싱 능력의 증가와 저가의 데이터 저장 공간의 등장으로 최소의 센싱으로 효율적으로 의미나 현상을 파악하는 것의 의미가 무색해졌고 현재는 충분히 많은 데이터를 저장하고 이를 기반으로 정확한 의미와 현상을 파악할 수 있는 기술이 필요하게 되었다.

대용량 시계열 데이터를 효율적으로 저장하고 분석하는데 있어서 데이터를 다루는데 걸리는 시간이 중요하고 기존 RDBMS 기술로는 요구사항을 맞출 수 없는 상태이다. 그래서 본 논문에서는 대용량 시계열 데이터를 효율적으로 처리할 수 있는 OpenTSDB[1]의 특징을 살펴보고 Mysql과의 성능 비교를 통해 향후 센싱 데이터를 다루는데 필요한 데이터베이스 기술을 선별하고자 한다.

II. 본론

2 OpenTSDB

Hadoop[4]은 대용량 데이터를 분산 처리할 수 있는 데이터베이스이다. 이런 Hadoop의 대용량 데이터 분산

처리 기능을 기반으로 컬럼 기반 데이터베이스의 특성을 구현한 것이 Hbase[2]이다. OpenTSDB는 Hbase를 기반으로 시계열 데이터를 저장하기 위해 설계되었다. 그래서 OpenTSDB는 Hadoop의 대용량 데이터 분산처리 기술을 이어 받아 시계열 데이터를 빠르고 정확하게 처리할 수 있다.

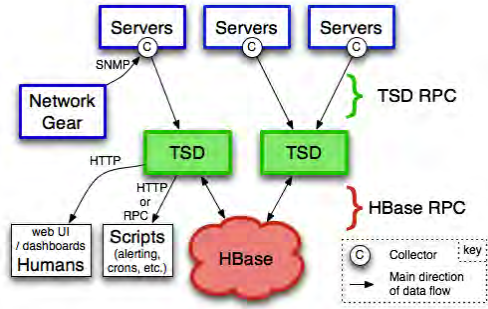


그림 1. OpenTSDB 구조

그림 1처럼 OpenTSDB는 HBase 기반에 TSD 데몬으로 구성되어 있어 시계열 데이터 조작은 TSD에서 이루어지고 저장은 Hadoop기반 Hbase에서 하게 된다.

III. 성능비교

OpenTSDB의 성능을 비교하기 위해 기존 RDBMS 계열 중 가장 유명한 Mysql을 선택하여 비교 분석한다. 가장 널리 활용되고 있는 데이터베이스를 선택함으로써 기존보다 얼마나 좋은 성능지표를 가지는지 체감하기 위함이다.

데이터베이스 성능을 비교하는데 있어 CRUD와 같은 다양한 기능들이 테스트 되어야 하지만 본 논문에서는 저장된 데이터를 조회하는데 걸리는 시간을 측정하여 응용 계층에서 얼마나 빨리 데이터를 찾아 사용할 수 있는지를 성능지표로 삼았다.

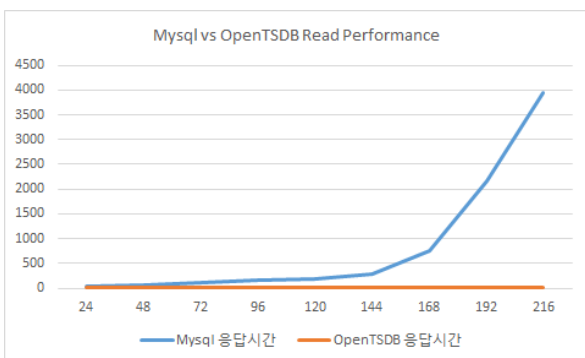


그림 2. Mysql vs OpenTSDB 성능비교

표 1. Mysql vs OpenTSDB 성능비교

질의 기간(시간)	Mysql 응답시간	OpenTSDB 응답시간
24	29.001	2.1034
48	69.629	3.7938
72	104.621	5.4882
96	154.844	6.224
120	181.659	8.571
144	275.452	9.763
168	755.907	11.6692
192	2171.151	13.7182
216	3944.356	14.0434

표 1에서처럼 초단위로 저장된 센싱 데이터를 24시간 구간 데이터 조회시 Mysql 29초가 걸리는 반면 시계열 데이터베이스인 OpenTSDB는 2.1초가 걸리는 것을 알 수 있다. 그림 2에서처럼 질의 기간을 늘리면 늘릴수록 Mysql 과 OpenTSDB의 성능차이는 현저하게 차이가 남을 알 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

최근 빅데이터 기술을 소셜네트워크를 기반으로 진행되어 왔지만 향후 에너지 데이터 및 환경 정보 데이터가 빅데이터 분석 기술의 중심으로 자리 잡을 것이라고 생각한다.

센싱을 통한 환경 분석 및 예측은 에너지 고갈로 인한 자원 절감에 아주 중요한 역할을 할 것으로 예상하며 이런 센싱 데이터의 특성상 시계열 데이터베이스를 활용하여 다양한 에너지 소비 패턴분석에 활용 실시간 에너지 분석 시스템을 구축할 것이다.

참고문헌

- [1] StumbleUpon, OpenTSDB: Open Time Series Database, <http://opentsdb.net>
- [2] HBase. Web Page. hadoop.apache.org/hbase/
- [3] Zaitsev, P.: Why MySQL could be slow with large tables? (June 2006), <http://www.mysqlperformanceblog.com>
- [4] "Welcome to Apache Hadoop!" Available: <http://hadoop.apache.org/>.
- [5] Tomasz Wiktor Wlodarczyk: Overview of Time Series Storage and Processing in a Cloud Environment. CloudCom 2012: 625-628

Width Extraction of JPEG Fragment with a missing header

Ayalneh Dessalegn Atnafu, Hyoung Joong Kim, *Yong Soo Choi

Graduate School of Information Security, Korea University

*Division of Liberal Arts & Teaching, SungKyun University

Dessalegn_atne@korea.ac.kr, khj-@korea.ac.kr, * ciechoi72@gmail.com

Abstract

In Fragmented JPEG carving we require header information for a successful recovery of the image. In case of a fragment with a corrupted or missing header we need a way to extract important parameters from the content of the blocks. In this paper the inter block mean absolute difference is proposed to detect the size information of the JPEG fragment. The proposed approach has improved the complexity of the existing image size extraction approach to $O(n)$, moreover we are able to get offset information of the block arrangement in the fragment.

I. Introduction

File carving is a process of reconstructing a file from a memory location that is marked as unallocated by the file system. File type specific characteristics such as header, footer, and the content can be used to recover the file. In some cases computer files could be fragmented and stored in non contiguous sequential memory locations in storage media. Conventional file carving tools can only recover deleted files if the following conditions are met: file is not fragmented, have valid header information and file content stored in consecutive blocks in the physical memory.

In reality some of the files are fragmented and stored in non-contiguous memory blocks for different reasons. If we try to recover such files using traditional file recovery tools recovered file appear to have content of other files or might cause error decoding the file[1].

II. Literature review

In digital investigation file types like AVI, DOC, JPEG and PST are highly important compared to other file formats [1]. According to Garfunkel's finding such forensically important file types appear to be highly fragmented, i.e. 20% of AVI files, 42% of PST files, 17% of MSWord files, and 16% of JPEGs are fragmented. The carving fragmented files have three major challenges:

1. Fragment point detection: on the hard drive forensic data appears to be a sequence stream of bits. In many forensic techniques header information is used to detect the starting and ending point of a file in the physical memory. But in case of fragments they do not have header

information except the first fragment. So there should be a way to detect the starting of fragment.

2. Fragment file type identification: Different recovery approaches are proposed for different file types. We need to identify the file type of each fragment so that we can apply suitable recovery technique.
3. Reconstructing fragmented file: this is the final stage in file carving. The output of this process is a fully/ partially recovered file. The focus of this paper lays in this category, reconstructing the JPEG image file from the identified JPEG fragments. More specifically, when the header information is corrupted or missing.

JPEG is lossy image compression technique that is widely used in many areas, like in digital camera, Internet, and in most computer applications. JPEG compression process involves discrete Fourier transform (DCT), quantization, run-length encoding (RLE) and Huffman entropy coding. These transformation processes are applied in 8x8 block pixel data and results a variable size binary bit stream as a JPEG code. In order to decode the bit-streams correctly we need to store some information about the image and the transformation functions, like width and height of the image, quantization table, Huffman table, color information, start of file, end of file etc...

Different approaches have been proposed so far to recover fragmented JPEG files. Garfeinkel proposed object validation approach to reconstruct bi-fragmented JPEG image files [1], using header information in the first fragment try to decode all available fragments. If the fragments do not match the JPEG decoder will generate error while decoding the Huffman sequence. Pal et al suggested heuristic approach related to edge detection and pixel matching near the fragmented area[2]. In both papers they assume they have valid header information with the first fragment. But it is not always the case, it is possible that the header might be corrupted or missing.

Therefore, partial or full reconstruction of the JPEG file with a missing fragment and/ or missing or corrupted header is important. Among the different parameters contained in JPEG header the most important parameters that help to decode the compressed JPEG bit-stream are:

1. Width and height of image
2. The quantization tables used during compression

- 3. The number and type of color components used
- 4. Huffman code tables used

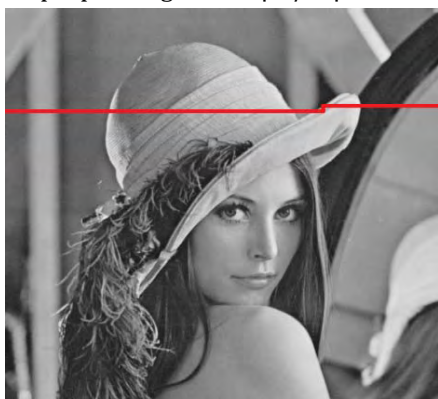
If wrong values of the above parameters are used in the decoding process encounters different problems, like distortion, wrong color values, unnatural intensity, and in case of wrong Huffman code table one cannot decode the image. We found three papers that try to estimate the above header information in order to recover a fragmented JPEG file with missing or corrupted header. Husrev T. Sencar and Nasir Memon[3] proposed a method of detecting a bit pattern from the JPEG bit-sequence that can tell which Huffman code table is used.

Li Huang et al[5] has proposed an approach to reconstruct the quantization tables by the number of saturated pixel values. The assumption is, if wrong quantization table is used some pixel values appears to be higher and trimmed to 255.

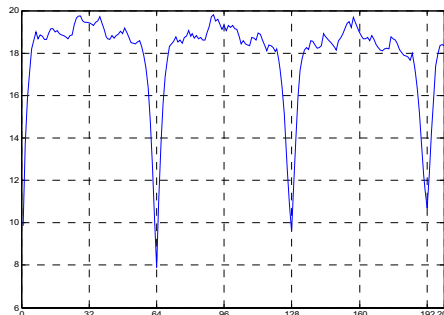
Ye Xu and Ming Xu[4] has recommended a frequency coefficient scale similarity measuring to extract the width of a JPEG fragment. The DC value or intensity of each JPEG block changes gradually as we go horizontally and vertically in the image. If blocks are arranged with wrong width there will be abrupt change in DC value because of misplaced neighboring blocks, this maximizes the overall difference of DC values for an image. The authors compute cumulative DC difference for every possible width of the fragment as in equation below, and the width value that has the smallest gradient is the correct. fig 1.a shows how the Lena image is fragmented and the second fragment is input to the algorithm. Fig 1.b shows the similarity plot, and the distance between the local minima gives the proper width of the image, i.e. width = 64 blocks. Their method detects with of a fragment correctly with a complexity of O(n2), but doesn't tell the offset of the fragment the final output image still have misplaced fragment as their final output image shown in fig 1.c.

$$\text{Similarity}(W) = \frac{1}{W} \sum_{x=1}^H \sum_{y=1}^W [|f(x,y) - f(x,y-1)| + |f(x,y) - f(x-1,y)| + |f(x,y) - f(x,y+1)| + |f(x,y) - f(x+1,y)|]$$

where, N – total number of imager blocks,
 W is all possible width values. $1 \leq W \leq N$ and
 H is the proper height, $H = \lceil N / W \rceil$



(a) The input image to the algorithm where the fragment above the red line is deleted.



(b) Similarity plot of the experiment [4]



(c) experimental outcome

Fig 1. Experiment in [4], the input image, similarity plot and outcome

III. Proposal approach

In Ye Xu and Ming Xu[4] paper there is a room for improvement on the complexity of the algorithm and getting additional information about the offset of the fragment so that the reconstructed fragment can be matched with the rest of the image. We used the spatial domain data values to compute the blockiness between adjacent blocks. Mean Absolute Difference (MAD) is used to compute blockiness. The rate of change of pixel values in a natural image is much less compared to the image with a misplaced block. Since we have all block values sequentially we compute inter block MAD as in the equation below.

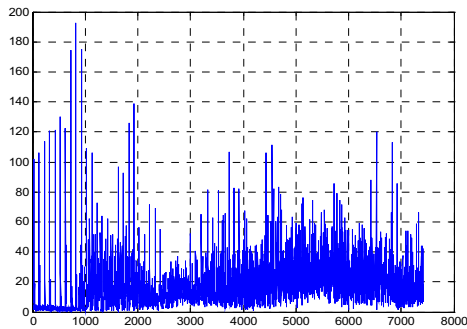
$$\text{MAD}(k) = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^8 [B(k-1, j) - B(k, 1, j)]$$

where N is total number of Blocks
 B(k, i, j) a matrix of Nx8x8 pixels

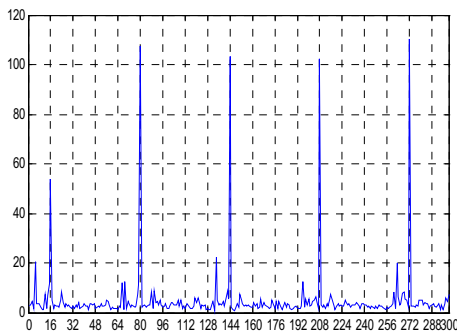
The assumption is the MAD gets higher at the end of actual row block count, which is the width of the image. Hence the distance between two consecutive outlier in the MAD vector plot indicates the proper width.

IV. Experiment and results

Fig 2 shows our experimental result for the input test image used by [4] shown in fig 1.a. As shown in fig 2.a the plot of MAD vector there are outliers with in a fixed distance, the fixed distance is the proper width of the image. In fig 2.b we only considered the first 500 MAD values, it shows the first outlier is detected at 16th block, and the second third and fourth 80, 144, 208 respectively. The distance between them is 64, and they are shifted to the right by the value of the offset, i.e. $64 - 16 = 48$. Therefore the output of the algorithm is width of the fragment is 64 blocks and the first block starts after 48 block offset (empty space) and the output image looks like in fig 2.c.



(a) The MAD plot of the whole blocks



(b) The plot of the first 500 MAD values



(c) The outcome of our experiment

Fig 2. Our Experimental results for input image land escape in fig 1(a)

V. Conclusion

In conclusion this paper proposes a width extraction approach that uses the inter block mean absolute difference to compute the blockiness of neighboring blocks. The distance between the outlier MAD values gives us the proper width of the fragment. Our approach gives a better result in terms of complexity and acquiring additional information about the offset of the fragment. We can get the width of a fragment with a complexity of $O(n)$. And the offset of the fragment makes the reconstruction of the fragment accurate.

Acknowledgement

“이 논문은 2012 년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. 2012R1A2A2A01015587)”
 “이 논문은 2013 년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(No. 2013R1A1A1013410) “

Reference

1. Simson L.Garfinkel, “**Carving contiguous and fragmented files with fast object validation**”, Digital Investigation, Elsevier Ltd, 2007
2. Pal A, Memon N, “**Automated reassembly of file fragmented images using greedy algorithms**”, IEEE transactions on image processing, February 2006
3. Husrev T.Sencar, Nasir Memon, “**Identification and recovery of JPEG files with missing fragments**”, Digital Investigation, Elsevier Ltd, 2009
4. Ye Xu, Ming Xu, “**Width extraction of JPEG fragment via frequency coefficients scale similarity measuring**”, Future Computer and Communication (ICFCC), 2010 2nd International Conference
5. Li Huang et al, “**A Method of Approximately Reconstructing JPEG Quantization Table via Saturated Overflow**”, International Conference on Graphic and Image Processing, March 14, 2013

사용자 적응형 소프트웨어 서비스 시스템에 관한 연구

*김진홍, 김승천, 이규대
한성대학교 컴퓨터공학과, 한성대학교 정보통신공학과, 공주대학교 정보통신공학부
e-mail : *jinhkm@hansung.ac.kr, kimsc@hansung.ac.kr, ktleee@kongju.ac.kr*

A Study on User Adaptive Software Service System

*Jin-Hong Kim, Seung-Cheon Kim, Kyu-Tae Lee
*Department of Computer Engineering
Hansung University
Department of Information and Communication Engineering
Hansung University
Division of Information and Communication Engineering
Kongju National University

Abstract

Now a days, Smart Platform technology is getting more and more for computer resource, software visualization and virtualization with Software as a Service. Namely, a various application of software system and service are utilized forming software system, configuration and construction of whole software system itself. Accordingly, these software paradigm and adaptive software technology could provide user-centric service without awareness to computer and smart device. Nevertheless, chain of tasks, method of services and installing policies to software execution on the server have the problems how could we were distributed processing on the server-oriented service overload for user adaptive. In order to these problem, we propose user-centric service with partition execution technique and extensible service provider in this paper.

I. 서론

최근 스마트 플랫폼 기술과 가상화 기술이 대두됨에 따라 소프트웨어 사용성은 시스템에 의존적 아닌, 사용자 중심의 서비스 형태로 제공되고 있다 [1]. 이를 위해 소프트웨어 서비스가 많은 응용 분야에서 또한 사용됨에 따라 클라우드 기반의 분산 환경 및 가상화 서비스를 제공하고 있다 [2][3]. 이러한 기술들은 서버에서 모든 작업을 처리하고 사용자 기기에 최종 결과만을 전송하여 보여주는 신 클라이언트 운영 시스템 소프트웨어의 기술을 통해 서버 구축 및 유지에 막대한 비용을 필요로 한다. 따라서, 본 논문에서는 이와 같은 문제점을 해결하고자 사용자 적응형 소프트웨어 서비스를 위한 분할 실행 기법과 서비스 확장 방식을 제안하고자 한다.

II. 본론

2.1 PET : Partition Execution Technique

소프트웨어 서비스는 동시에 서비스를 요청하는 사용자 수가 증가하면, 모든 소프트웨어의 실행을 서버에서 처리하기 때문에 부하가 가증되는 한계점을 지니고 있다. 본 논문은 이러한 소프트웨어를 실행하기

위한 작업들을 클라이언트로 분산시키는 방식으로 분할 실행 기법을 제안한다. 아래의 그림 1은 소프트웨어 서비스의 구조도를 보여준다.

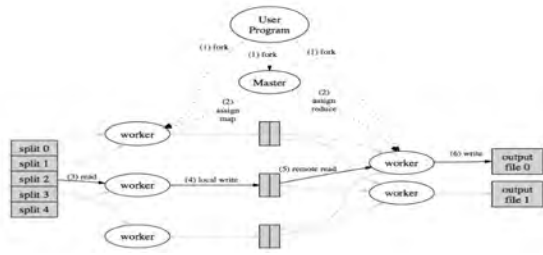


그림 1. 소프트웨어 서비스(분할실행) 구조도

그림 1의 주요 기능에는 클라이언트(사용자 프로그램) 요청을 받아서 분할 실행 소프트웨어의 실행 및 종료하는 기능(Master)과, 실행 소프트웨어로부터 클라이언트에게 전송 결과를 전달하는 기능(Worker), 그리고 발생된 입력을 처리하는 기능(Assigned Map)을 수행한다.

2.2 ESP : Extensible Service Provider

서버의 부하를 분산시키기 위해서 분할실행기법을 사용하지만, 한 서버가 가지고 있는 자원의 한계가 있기에 보다 많은 사용자 및 애플리케이션 서비스를 제공하고자 확장성 있는 시스템 구성이 요구된다. 이를 위해 분산환경 기반 가상 클라우드 서버를 활용하여 확장서버관리, 사용자관리, 소프트웨어 관리 기능들을 포함하고 있으며, 특히 항상 최신 소프트웨어를 전송/패치기능을 위한 사용자 중심의 처리 기능들을 담당하고, 자원 관리 기능을 제공해야 한다. 따라서, 이들의 수행 기능들은 서버와 클라이언트의 관련 정보 및 명령 수행을 송수신함으로써, 권한 정보나 제어정보를 통해 사용자 중심의 적응형 소프트웨어 서비스를 제공한다.

2.3 USS : User adaptive Software Service

아래의 그림 2는 사용자 적응형 소프트웨어 서비스를 프로세스이다.

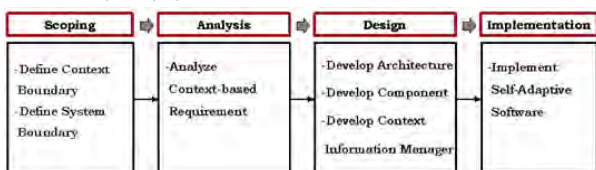
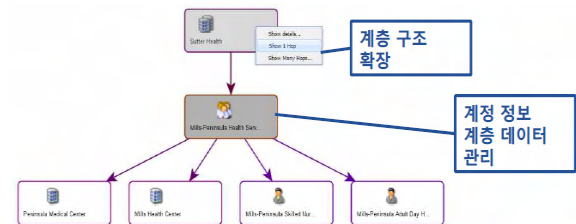


그림 2. 사용자 적응형 소프트웨어 서비스 프로세스

그림 2와 같이, 적응형 서비스는 분할실행기법과 확장 서비스에 의해 처리된 데이터는 (1)Scoping -> (2) Analysis -> (3) Design 단계를 통해 멀티 프로토콜 데이터 배치가 가능하다. 즉, 어떤 모델이나 프로토콜에서도 DI 로직 및 논리데이터 모델을 통해 최적화 작업을 수행함으로써 사용자 중심의 적응형 모델을 제공한다. 또한, 각 단계별 동적 데이터 규칙을 적용함으로써, 서버와 클라이언트의 관련 정보 및 명령 수행을 템플리 라이브러리를 통해 자가적으로 변화할 수 있는



자동 생성 데이터를 제공하며, 아래의 그림 3과 같다.

그림 3. 사용자 적응형 데이터 생성 구조

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구는 사용자 적응형 소프트웨어 서비스 제공하기 위해 PET와 ESP를 제안하였다. 비록, 특정 스마트 플랫폼 시스템의 프로토타입으로 모델화했지만, 향후 사용자 적응형 소프트웨어를 위한 데이터 통합 플랫폼에 적용 가능 것으로 확인한다.

참고문헌

[1] Mazeiar Salehie and Ladan Tahvildari, "Self-Adaptive Software: Landscape and Research Challenges", ACM Transaction on Autonomous and Adaptive Systems, Vol. V, No. N, March 2009, Software Technologies Applied Research (STAR) Group, University of Waterloo, Waterloo, Canada

[2] Zhang, J. 2007. "A formal approach to providing assurance to dynamic adaptive software", Ph.D thesis, Michigan State University

[3] Woodside, C. M. and Menasce, D. A. 2006. "Guest editors' introduction: Application-level QoS". IEEE Internet Computing 10, 3, 13-15

포락선 전력증폭기에 디지털전치왜곡 적용 방법

*오정훈, 이광천
한국전자통신연구원
e-mail : jhoh70@etri.re.kr

A Method for Apply DPD (Digital Pre-Distortion) in ET-PA (Envelope Tracking Power Amplifier)

*Jung-Hoon Oh, Kwang-Chun Lee
Electronics and Telecommunications Research Institute (ETRI)

Abstract

In this paper, high efficient base station power amplifier is presented. By using such adaptive DPD (Digital Pre-Distortion) in the envelope tracking power amplifier (ET-PA), linearity was obtain. Depending on the synchronization of envelop tracking signal and input signal of ET-PA, a improved ACLR (Adjacent Channel Leakage Ratio) of ET-PA. ACLR is improved about 14 dB at 5 HHz offset at BW 10 MHz LTE signals.

I. 서론

이동통신시스템에서 멀티미디어와 같은 대용량 데이터 전송을 위해서 점차 신호가 광대역화 되고 있으며 인접한 주파수 대역 확보가 어려운 경우 여러 주파수 대역을 묶어 사용하는 Carrier aggregation과 같은 기술을 사용하기도 한다[1]. 신호의 광대역화로 인하여 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)도 증가하게 되고 전력증폭기 효율도 나빠져 비선형성이 증가하게 된다. 광대역신호에서 전력증폭기 효율을 얻기 위하여 ET (Envelope Tracking) 전력증폭기를 사용 되고 있

으나 일반 전력증폭기 보다 메모리 효과로 인하여 전력증폭기 출력 비선형성이 심하다[2]. ET 전력증폭기의 선형성을 통한 신호 왜곡을 보상하기 위한 기법으로 DPD (Digital Pre-Distortion)를 적용한다. 일반 전력증폭기에 DPD를 적용 할 때 DPD입력 신호가 원 신호와 전력증폭기 출력 신호를 비교함으로써 선형화 과정을 거치는 것과는 달리 ET 전력증폭기는 바이어스 모듈로 인하여 단순 원신호와 전력증폭기 출력 신호를 비교할 경우 전력증폭기 입력신호와 바이어스 신호의 차로 인하여 ET 전력증폭기의 제대로 된 출력이 나오기가 어렵다.

본 논문에서는 광대역 신호 처리에 알맞은 ET 전력증폭기의 비선형성 개선을 위한 DPD 적용 방법과 DPD 신호와 바이어스 신호의 동기과정을 알아보고 동기 차로 인한 ET 전력증폭기 성능을 비교함으로써 전력증폭기 입력 신호와 바이어스 신호의 동기가 중요함을 알아본다.

II. 본론

2.1 ET 전력증폭기 및 DPD 구성

ET 전력 증폭기는 그림 1에서 보는 바와 같이 포락선발생기는 전력증폭기 입력 신호에서 크기 성분을 추출하여 바이어스 모듈레이터를 조절함으로써 전력증폭기 바이어스 전압이 신호 크기에 따라 가변되어 일반

적인 전력증폭기에 비하여 우수한 평균효율성을 가진다[3].

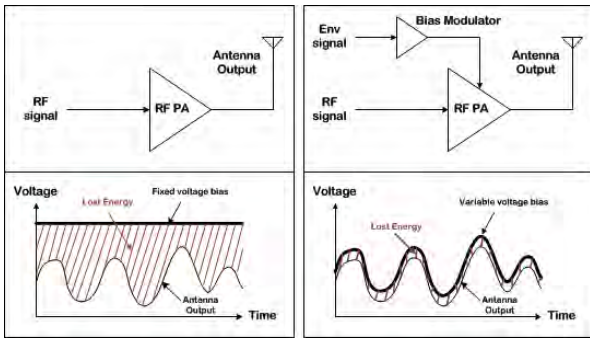


그림 1. 일반전력증폭기와 ET-전력증폭기의 출력 에너지 손실 비교

그림2는 광대역 신호에 따른 전력증폭기의 비선형성을 개선하기 위하여 DPD 경로가 포함된 ET 전력증폭기로써, 디지털 부분에서 원신호와 전력증폭기 출력 신호를 비교함으로써 왜곡정보를 보상할 수 있는 전치왜곡기 정보를 추출하고 원신호에 대한 크기 정보인 포락선 신호를 생성한다. DPD 알고리즘을 수행하기 앞서 원신호와 전력증폭기 출력 신호의 입력 경로 차이 ((가)경로와 (나)경로 차이)에 따른 동기를 설정한다.

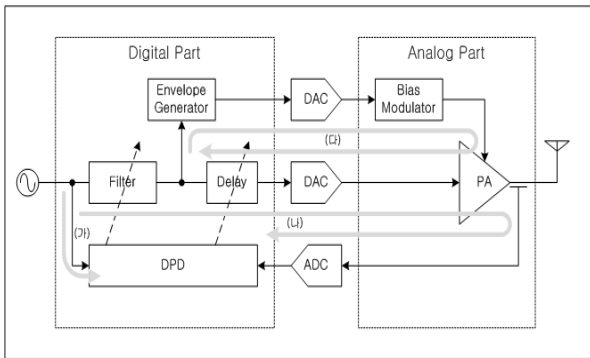


그림 2. DPD가 적용된 ET-전력증폭기 시스템

그림 3는 전력증폭기 입력 신호와 포락선 신호 경로 차이로 인한 전력증폭기 출력 스펙트럼을 나타내고 있다. 입력 신호로는 10 MHz 대역폭의 LTE 신호를 사용하였으며, DPD알고리즘은 적응형 필터 알고리즘의 하나인 RLS (Recursive Least Square) 알고리즘을 사용하였다. 전치왜곡기는 Polynomial-5차 함수로 구성하였다.

그림 3의 (a)의 경우 DPD를 적용하지 않은 전력스펙트럼 출력이며, (b),(c)의 경우 DPD를 수행한 경우의 전력증폭기 출력 스펙트럼이다. (b)(c)의 경우 (a)의 스펙트럼보다 10 dBm이상의 ACLR (Adjacent Channel Leakage Ratio) 개선이 보이고 있다. (b)와 (c)를 비교해 보았을 경우 포락선 신호와 전력증폭기 입력신호의 동기가 맞는 경우(c)가 (b) 보다 우수한 성능을 보이고 있다. 이는 포락선 신호가 전달되는 경로 (그림2의 (다)경로)와 신호가 전력증폭기에 전달되는 경로 (그림2의 (나)경로) 차이로 인한 것으로, DPD 알고리즘 수행에 앞서 동기화 작업에서 추출한 경로지연 정보 (그림2의 (가)경로와 그림2의 (나)경로 차이)를 이용하여 재보정해야 한다. 즉, 초기 DPD 적용을 위한 동기 정보로부터 지연시간을 침삭 하였을 경우 ACLR의 최대가 되는 점을 찾음으로 선형성의 최대인 점을 찾아낸다.

그림 3은 포락선 신호와 전력증폭기 신호 동기에 따른 전력증폭기 출력 스펙트럼

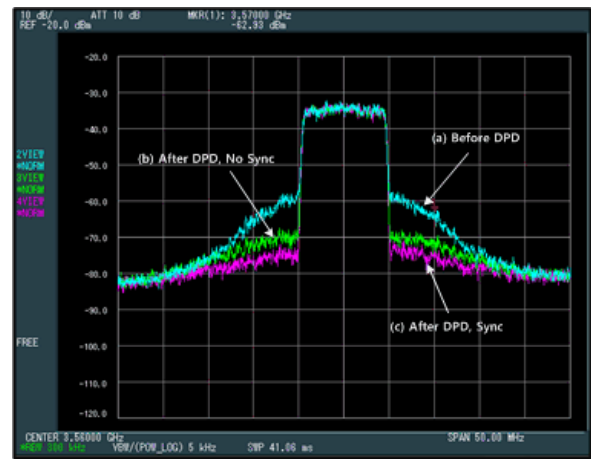


그림 3. 포락선 신호와 전력증폭기 신호 동기에 따른 전력증폭기 출력 스펙트럼

IV. 결론 및 향후 연구 방향

광대역 고효율 시스템에 적합한 ET 전력증폭기를 사용함에 있어 전력증폭기의 비선형성을 개선하기 위하여 DPD를 사용하며 바이어스 모듈레이터로 인한 포락선 신호와 입력 신호의 동기가 맞아야 함을 보았다. DPD를 적용함으로써 원신호보다 10 dBm 이상의 ACLR 개선을 보였으며, 포락선 신호와 입력 신호의 동기가 맞았을 경우 3 dBm의 개선효과가 보인다. 향후 좀 더 광대역 신호와 신호 대역이 떨어져 있을 경우 ET 전력증폭기 동작에 대하여 연구가 필요해 보이며 메모리효과를 고려한 DPD 알고리즘 개선도 필요할 것으로 보인다.

Acknowledgment

본 연구는 지식경제부의 산업융합원천기술개발 사업의 일환으로 수행하였음 (10041628, 차세대 이동통신 서비스를 위한 다양한 셀구축 환경에 적용이 가능한 초소형 RF 단위모듈 기반 다중대역 다중모드 기지국용 RU개발).

참고문헌

- [1] K. I. pederesen, *et al.*, “Carrier Aggregation for LTE-Advanced: Functionality and performance Aspects,” IEEE Communication Magazine, Vol.49, No.6, June 2011, pp.89-95.
- [2] Roodaki,P.M. *et al.*, “Utilizing five-port down-converter in adaptive linearization of base station envelope tracking power amplifiers”, Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC), 2011. pp.1266-1269.
- [3] Steve C. Cripps, “RF Power Amplifiers for Wireless Communications”, 2nd Edition, Artech House, 2006.

이미지 기반 과장 높이 맵과 BRDF 렌더링기법을 이용한 영상생성

최태영, 진성아
성결대학교 멀티미디어공학부
e-mail : vertexchoi@gmail.com, solideochin@gmail.com

Image reconstruction using an exaggerated height map and BRDF rendering

Taeyoung Choi, Seongah Chin
Division of Multimedia Engineering,
Sungkyul University

Abstract

본 논문에서는 이미지 기반 BRDF 렌더링기법을 이용한 영상처리의 한 방법을 제안한다. 임의의 이미지를 분석하여 과장된 높이 맵을 추정하고, 노말 맵을 생성한다. 사용자가 빛의 위치를 결정하면 이미지의 각 지점은 노말 벡터와 빛의 방향에 따라 최종 색상이 결정된다.

I. 서론

실세계에서는 빛이 물체에 닿아서 반사 혹은 확산되어 눈으로 들어온 빛의 색상 정보에 의해 물체를 인식하게 된다. 영상처리에서는 이미지 합성이나 픽셀, 영역 처리 등 다양한 기법들이 있다. 하지만 이러한 기법들은 빛의 입사각, 물체의 노말 방향과 시야각에 따른 정반사와 확산반사 등의 광학 효과를 고려하지 않는다. 3D 그래픽스 분야에서 BRDF 렌더링모델은 3D 모델의 각 폴리곤에 대해서 노말 방향과 빛의 위치에 따른 광원의 효과를 표현한다[1]. 노말 방향은 폴리곤 단위는 3D 모델의 기하구조를 이용하여 구할 수 있으며, 이미지의 각 픽셀은 대부분 디자이너가 반자동으로 생성한다.

이미지를 기반으로 생성한 높이 맵은 물체 색상에 많은 영향을 받아 잘못된 결과가 도출되는 경우가 있다. 촬영된 이미지는 카메라의 초점에 따라서 가까이 있는 물체는 섬세하게 표현되고, 멀리 있는 물체는 흐릿하게 보이는 원리를 이용해서 이미지를 분할하고, 각 영역의 초점 정도에 따라 단일 이미지에서 객체의 깊이 정도를 추정하는 방법이 제안되었다[2].

본 논문에서는 이미지의 객체들이 광원위치에 따른 효과를 표현하기 위해서 텍스처로부터 과장된 높이 맵을 추정하고, 노말 맵을 생성한다. 그리고 이미지 각 지점의 노말 방향과 색상정보를 이용한 BRDF 렌더링 모델을 적용한다.

II. 본론

2.1 이미지의 높이 맵 생성

과장된 높이 맵을 뽑기 위해 이미지에서 가까이 있는 물체는 선명하게 표현되고, 멀리 있는 물체는 흐릿하게 표현된다고 가정한다. 이를 분리하기 위해서 이미지로부터 회색조 이미지와 Sobel 마스크를 적용한 에지를 추출한다. 이 두 이미지를 다음 식(1)로 블렌딩하여 높이 맵을 생성한다.

$$Height = \alpha A + \beta D \quad (1)$$

“이 논문은 2012년도 한국 산업 기술 평가원(KEIT)의 지원을 받아 수행된 연구임(No.10043453).”

여기서 A 는 회색조 이미지, D 는 에지 이미지이고, $\alpha = 0.67, \beta = 2$ 는 블렌딩 계수이다.

2.2 노말 맵 생성과 BRDF 렌더링 모델 적용

2차원 영상의 노말 맵은 높이 맵으로부터 두 개 축의 변화에 대한 벡터를 외적하고 이를 정규화 함으로 구할 수 있으며 이는 식(2)에 나타난다.

$$Normal = \frac{[dx, dy, 1]}{\sqrt{dx^2 + dy^2 + 1}} \quad (1)$$

여기서 Normal은 각 점의 노말 벡터, dx, dy 는 각각 x, y 축에 대한 0~1로 정규화 된 픽셀 값의 변화량을 의미한다.

노말 맵은 이미지에서 각 지점의 노말 벡터의 방향을 담고 있으며 이에 대한 효과를 적용하기 위해 여러 렌더링 모델을 사용할 수 있다. 본 논문에서는 물리 기반 모델인 Ward BRDF[1]을 사용하였다.

III. 실험결과

[그림 1]은 각각 회색조 이미지와 위 방법으로 결정된 높이 맵과 이를 이용해 추출한 노말 맵이다.



[그림 1] 회색조 이미지(좌)와 높이 맵(우)과 각각에 대한 노말 맵

회색조의 위쪽은 상당히 밝은 부분이지만, 높이 맵에서는 높이가 줄어들었고, 아래 영역은 어두운 부분이었지만 높이가 증가한 것을 볼 수 있다.

[그림 2]는 BRDF 렌더링 모델을 적용한 결과이다. 그림에서 (a)는 원 이미지이고 (b)는 광원을 이미지의 왼쪽에 두었을 때의 라이트 맵이다. (c)와 (d)는 각각 광원을 왼쪽, 오른쪽에 두었을 때의 결과 영상이다.



[그림 2] 원 이미지(a)와 BRDF 렌더링 결과 텍스처에 곱해질 라이트 맵(b)과 결과(c, d)

IV. 결론 및 기대효과

본 논문에서는 이미지를 기반으로 과장된 높이 맵을 추출하는 방법과 렌더링 알고리즘을 적용한 효과를 보여주는 영상처리를 제안하였다. 사용자가 광원의 위치를 결정하면 이에 맞는 광학 효과를 보여준다.

참고문헌

- [1] Bruce Walter, "Notes on the Ward BRDF", Technical Report PCG-05-06, April 2005.
- [2] Ko Jaeseung, Kim Manbae, Kim Changick, "2D-To-3D Stereoscopic Conversion: Depth-Map Estimation in a 2D Single-View Image", Proc. of SPIE, Vol. 6696, August 2007.

분광측색계와 광학장비를 이용한 재질 광학 파라미터 측정 방법

이성희, 문성현, 진성아
성결대학교 멀티미디어공학부

e-mail : sunghi014@gmail.com, msh365@naver.com, solideochin@gmail.com

A Novel Method for Measurement of Material Optical Parameters using a Spectrophotometer and an Optical Equipment

Seonghee Lee, Seonghyeon Moon Seongah Chin
Division of Multimedia Engineering,
Sungkyul University

Abstract

본 논문에서는 재질의 광학 파라미터를 향상된 방식으로 추출하는 방법에 대해 제안한다. 이 광학 파라미터 추출은, 광학 촬영과 커브 피팅(Curve fitting)만으로 이루어지던 기존의 방식에 분광 측색계를 이용한 일부 파라미터 추출을 통해 이루어진다. 이를 통해 보다 정확한 데이터 추출을 기대할 수 있다.

(subsurface scattering)을 정확하게 표현할 수 있다. 이런 광학 파라미터는 재질의 광학 촬영을 통해 얻은 영상의 커브 피팅으로 얻을 수 있다.[1][2]

본 논문에서는 [그림 1]-(a)의 광학 촬영 장비로 획득한 재질 영상의 데이터 분석 방법인 커브 피팅의 방법에, 분광측색계로 측정하여 BRDF Approximation으로 유도해낸 일부 파라미터를 적용함으로써 보다 정확한 커브 피팅 데이터 추출을 한다.

I. 서론

물리기반의 극사실적 렌더링(Physically Based Cinematic Rendering)은 재질의 광학적 특성을 물리적으로 정확하게 표현해야한다. 이런 특징을 잘 표현한 렌더링 모델로 Diffusion Approximation 모델과 BRDF Approximation 모델이 있다.[1] 재질의 광학 파라미터에는, 빛 흡수를 나타내는(absorption coefficient) σ_a 와 빛 산란을 나타내는(scattering coefficient) σ_s' , 굴절률(refractive index) η 가 있다. 세 개의 파라미터를 BRDF 모델 방정식에 사용하면 재질의 표면에서 일어나는 빛의 산란을, BSSRDF 모델 방정식에 사용하면 재질의 표면과 표면 하에서 일어나는 빛의 산란

II. 본론

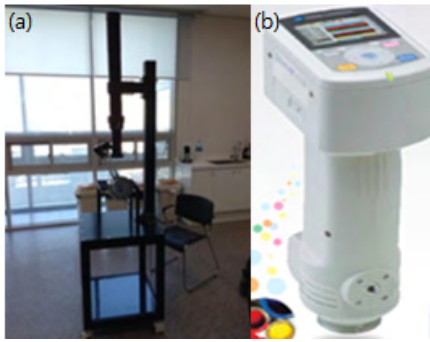
2.1 η 의 측정

굴절률 η 를 측정하기 위해서는 분광 측색계를 이용했다. 사용한 분광측색계는 [그림 1]-(b)의 CM-600d이다. 재질에 대해 분광측색하면 각각 SCI(정반사광 포함)와 SCE(정반사광 제외)에 대하여 반사율이 나타난다.

이는 $L^*a^*b^*$ 의 값으로 변환되어 출력된다. SCI와 SCE의 L^* 값의 차가 수직 입사시의 프레넬 반사율임을 이용해 수식(1)의 Schlick의 Approximation으로 그 값을 풀면 프레넬 굴절률 η 를 구할 수 있다.

$$Reflectance = \left(\frac{1-n}{1+n}\right)^2 \quad (1)$$

“이 논문은 2012년도 한국 산업 기술 평가원(KEIT)의 지원을 받아 수행된 연구임(No.10043453).”



[그림 1] 광학촬영장비(a)와 분광측색계 CM-600d(b)

2.2 커브피팅에 이용되는 방정식

방정식을 이용한 커브 피팅에서는 Diffusion Approximation 방정식을 사용한다. 하지만 이를 위해서는 방정식의 파라미터를 최소한으로 정리할 필요가 있다. 따라서 방정식을, 추출해야 하는 파라미터인 σ_a 와 σ_s' 만으로 정리한 수식코드는 다음 [표 1]과 같다.

$$Rd = \frac{((\sigma_s' / (\sigma_s' + \sigma_a)) / (4\pi)) * (((\sqrt{3 * \sigma_a * (\sigma_a + \sigma_s')}) * \sqrt{1 / ((\sigma_s' + \sigma_a)^2 + x^2)}) + 1) * (\exp(-\sqrt{3 * \sigma_a * (\sigma_a + \sigma_s')}) * \sqrt{1 / ((\sigma_s' + \sigma_a)^2 + x^2)})) / ((\sigma_s' + \sigma_a) * \sqrt{1 / ((\sigma_s' + \sigma_a)^2 + x^2)^3}) + (((3 + 4 * A) / (3 * (\sigma_s' + \sigma_a))) * ((\sqrt{3 * \sigma_a * (\sigma_s' + \sigma_a)}) * \sqrt{((3 + 4 * A) / (3 * (\sigma_s' + \sigma_a)))^2 + x^2}) + 1) * (\exp(-\sqrt{3 * \sigma_a * (\sigma_s' + \sigma_a)}) * \sqrt{((3 + 4 * A) / (3 * (\sigma_s' + \sigma_a)))^2 + x^2})) / ((\sigma_s' + \sigma_a) * \sqrt{((3 + 4 * A) / (3 * (\sigma_s' + \sigma_a)))^2 + x^2})^3))$$

[표 1]

[표 1]에서 A 는 $\frac{1 + F_{dr}}{1 - F_{dr}}$ 이고, F_{dr} 은 $\frac{-1.44}{\eta^2} + \frac{0.71}{\eta} + 0.668 + 0.0636\eta$ 이다. 여기서 굴절률을 η 가 사용된다.

2.3 분광측색계로 추출한 파라미터의 적용

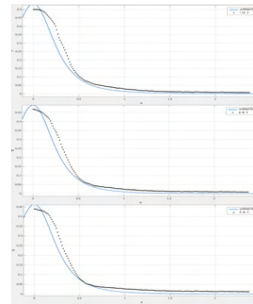
분광측색계로 추출한 $L * a * b^*$ 의 값을 RGB로 변환하여 BRDF Approximation의 결과값으로 놓고 Monte Carlo 기법을 이용하면 reduced albedo α' 을 구할 수 있다. 그런데 α' 은 다음 식(2)와 같이 정의된다.

$$\alpha' = \frac{\sigma_s'}{\sigma_s' + \sigma_a} \quad (2)$$

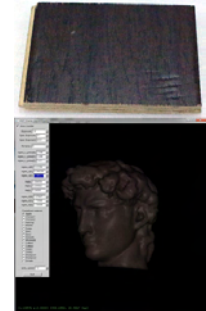
따라서 이를 σ_s' 으로 정리할 수 있고, 이를 이용하여 2.2절의 수식코드를 σ_a 만으로 나타낼 수 있다.

III. 실험결과

[그림 2]는 2.3절에서 정리된 식으로 커브 피팅한 그래프이고, [그림 3]은 측정된 시편과 추출된 파라미터를 렌더링 시뮬레이터로 시뮬레이팅한 결과이다.[3]



[그림 2] 2.3절의 식으로 피팅한 그래프



[그림 3] 측정된 시편과 시뮬레이션

IV. 결론 및 기대효과

본 논문에서는 광학 촬영으로 재질영상을 획득하여 광학 파라미터를 추출하는 커브 피팅의 과정에서, 분광측색계를 사용하여 파라미터를 단일화시킨 커브 피팅 방법을 제시하였다. 이를 통해 정확한 파라미터를 추출하여 재질의 모습에 가까운 렌더링을 할 수 있다.

참고문헌

- [1] Henrik Wann Jensen, Stephen R. Marschner, Marc Levoy, Pat Hanrahan, "A Practical Model for Subsurface Light Transport" SIGGRAPH. 2002.
- [2] Seung Joo Lee, Hoi Min Kim, Myoung Kook Seo, Kwang Hee Ko, Kwan H. Lee, "Representation of homogeneous translucent materials using the P3 Approximation and an image-based bidirectional subsurface scattering reflectance distribution function measurement system" Optical Engineering. 2010.
- [3] Rui Wang, Ewen Cheslack-Postava, Rui Wang, David Luebke, Qianying Chen, Wei Hua, Qunsheng Peng, Hujun Bao, "Real-time editing and relighting of homogeneous translucent materials" Visual Comput. 2008

게슈탈트 이론 기반의 관심 영역 추정 모델

조현래, *이민호

경북대학교 전자전기컴퓨터학부

e-mail : hrjo@ee.knu.ac.kr, mholee@knu.ac.kr

Estimation model of attention region based on Gestalt principles

Hyunrae Jo, *Minho Lee

School of Electrical Engineering and Computer Science

KyungpookNational University

Abstract

In previous studies associated with saliency map, bottom-up information is obtained from visual stimulus such as color and edge, and the region of interest can be defined. In this paper, we explore how to expand the area of initial attention in visual scene using Gestalt principles. We will explain this method as the part of action-perception cycle. The action-perception cycle is the mechanism about interaction between action and perception and it can improve overall perception performance gradually.

I. 서론

최근 컴퓨터 비전 분야에서 인간 두뇌의 인지과정을 모방하려는 노력과 함께 인지적 관심 영역을 찾는 연구는 점점 중요해 지고 있는 추세이다. Itti 등은 두뇌의 상향식 정보 전달을 모방한 saliency map(SM)을 제안하였으며[1], 이는 시각 자극에서 색, 밝기, 경계선과 같은 1차 정보를 이용하여 주변부에 비해 두드러진 영역을 나타내 준다. S Jeong 등은 saliency 영역이 물체일 확률이 높다고 가정 하였고 정보량(entropy)의 변

화를 이용하여 사진 정보 없이 물체 영역의 경계선을 정의 할 수 있었다[2].

본 논문은 데이터의 정보량 외에 보다 심리학적 관점에 접근하여 관심영역의 범위를 지정할 때, 지정된 영역이 부분적으로나 전체적으로 의미를 가지게 될 것이라는 가정에서 출발한다. 일반적으로 어떤 장면을 볼 때, 시야에 들어온 전체 이미지 정보를 동시에 받아들여 인지한다고 생각 할 수 있으나 실제 인간의 초점은 상당히 좁은 지점의 정보만을 뚜렷하게 볼 수 있으며, 좀 더 넓은 지역에 걸쳐있는 의미를 이해하기 위해서는 동적인 눈동자의 움직임을 통해 부족한 정보를 추가적으로 받아들여 장면을 이해하게 된다. 즉, 전체를 인지하기 위해 부분적으로 발생한 최초의 관심 지점은 정보의 추가 획득을 위해 행위(action)를 유발시키며, 행위는 다시 인지(perception)를 돕게 된다. 이러한 지속적인 상호 작용 모델을 action-perception cycle이라고 한다. 위에서 설명한 바와 같이, 시각적 장면은 부분 요소의 집합으로 표현된다고 할 때, 우리는 부분 요소에서 밝기, 색, 경계선 등의 상향식 정보를 인지할 수 있으며 사람은 이러한 지역적 정보들의 공통점을 집단화하여 전체를 설명하려는 경향이 있다. 이를 심리학에서는 게슈탈트 이론(Gestalt principles, Wertheimer, 1923)이라 말한다.

본 논문에서는 이러한 게슈탈트 이론과 관련된 특징들을 수치화함으로써 초기 관심 영역과 주변 영역의 상관관계를 계산하고자 하며, 영역을 확장 할 수 있는

모델을 제안한다.

II. 본론

2.1 Incremental grouping 이론

Roelfsema와 Houtkamp은 심리학 기반의 incremental grouping 이론(IGT)을 제안하였다[3]. 이 이론은 물체 기반의 주의 집중(object-based attention)의 일종으로 영상의 부분 요소의 그룹화는 뉴런의 발화가 전달되며 확장되는 과정에 비교되어 설명된다.



그림 1. Incremental grouping 개념 예시

그림1 을 보면 두 마리의 얼룩말이 있다. 얼룩말의 줄무늬의 패턴, 색, 윤곽 정보는 주변의 배경이나 다른 물체와는 확연히 구분되는 특징을 가지고 있는데, 우리의 초기 관심 지점이 얼룩말 내부에 위치하고 있다면 그 지점을 중심으로 연결된 주변 영역과 특징의 유사 정도(similarity)를 비교 할 수 있을 것이고 유사도가 일정치 이상 되는 부분은 선택하여 그룹화 할 수 있다.

이러한 상기 과정을 action-perception cycle 관점에서 설명 할 수 있다. 우리는 짧은 윤곽선(edge) 정보나 색, 패턴 과 같이 일정 관심 영역안의 특징 정보를 임의로 정의하여 인지(perception) 할 수 있고, 조건에 만족하는 부분으로 관심 영역을 확장 시킬 수 있는데 이런 행위(action)와 관련된 부분은 나중에 전체의 인식 과정에 도움을 줄 수 있다.

2.2 Gestalt Principles

게슈탈트 이론은 사람의 인지 과정에서 부분 요소들이 어떻게 통일된 법칙으로 그룹화 되어 설명될 수 있는가를 탐구한 이론이다. 요소들의 관계는 몇 가지 특징으로 정의 되는데, 대표적으로 유사성(similarity), 근접성(proximity), 공통 운명(common fate), 연결성(connectedness), 연속성(good continuity) 등이 있다.

2.3 제안하는 모델

Roelfsema 등은 유사 요소의 연결로 게슈탈트 그룹화를 구현 할 수 있을 것이라 추측하였고, 본 논문에서는 유사성, 근접성, 연속성을 이용하여 요소들 간의

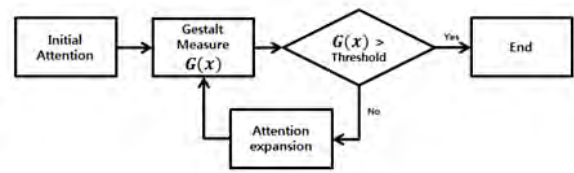


그림 2. 게슈탈트 수치화를 통한 관심 영역의 확장 모델 흐름도

관계를 수치화 하였다[3].

Koostira and Kragic은 물체를 배경과 분리하기 위해서 Markov random field 와 graph-cut 기법을 사용하였으며 모델의 정확도를 향상시키기 위해 7가지 게슈탈트 특징을 수치화하여 최적화를 시켰다[4]. 그리고 Andreas Richtsheld 등은 이미지 패치간의 관계를 14 가지 방식으로 정의 하고 동일 문제에 접근하였다[5]. 우리는 이에 근거하여 요소와 요소의 상관관계를 게슈탈트 수치화 하고 관심 영역을 점진적으로 확장시키는 알고리즘을 구현하고자 하였다. 그림 2는 우리가 제안 하는 모델의 흐름도인데, 임계치를 이용하여 계산된 게슈탈트 수치가 일정 범위를 초과하지 않는 범위까지 관심 영역의 확장함을 확인 할 수 있다. 좁은 초점으로 인한 관심 영역의 범위는 임의로 30×30 사이즈의 윈도우로 지정하였다. 초기 관심 영역은 saliency model을 이용하여 주변부에 비해 가장 두드러진 부분이 선택되도록 하였다. 윈도우 내부의 물체와 배경 구분은 그림 3(a)의 루빈의 컵 문제와 같이 무엇을 중점으로 볼 것인가의 선택의 문제인데, 이진화를 통해 두 개의 클래스로 분리하고 saliency map의 수치를 참조하여 더 높은 수치가 나오는 지역을 물체라 정의 하고 이진화 결과의 경계선이 명확하지 않을 때에는 윈도우 내부의 정보가 모두 물체와 연관성이 있다고 정의 하였다. 관심 요소간의 비교(그림 3(b))는 다음과 같은 게슈탈트 이론에 근거하여 수치화 한다. 유사성은 단순 색의 비교와 배경을 고려한 색대비 비교로 다음과 같다.

$$G_c = 1 - (r_{o1}r_{o2} + g_{o1}g_{o2} + b_{o1}b_{o2}) \tag{1}$$

$$G_{cc} = \sqrt{0.3(r_o - r_b)^2 + 0.59(g_o - g_b)^2 + 0.11(b_o - b_b)^2} \tag{2}$$

색 정보 G_c 는 관심 영역간의 RGB 벡터의 위치적 근접성으로 측정하였으며, r_o, g_o, b_o 는 각각 물체 영역의 색 평균으로 계산되고, 1의 길이를 가진 벡터로

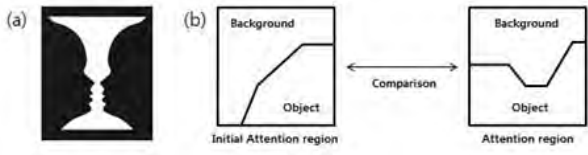


그림 3. (a) 루빈의 컵, (b) 관심 요소간의 비교 정규화 된다.

색 대비 정보 G_{cc} 는 배경과 물체의 색 차이를 거리로 표현한 수치로 비균일한 가중치가 적용되어 색에 따라 다른 반응도를 보이도록 설정하였다. r_b, g_b, b_b 는 각각 윈도우 내의 배경색의 평균으로 계산되고 마찬가지로 1의 길이로 정규화 된다.

연속성은 요소간의 위치 정보가 얼마나 연결성이 있는지를 보는 수치로 요소간의 곡률의 평균으로 계산하였고 식은 다음과 같다.

$$G_{gc} = \frac{1}{n} \sum_{i \in C} \kappa_i \quad (3)$$

$$\kappa = \frac{|x'y'' + y'x''|}{(x'^2 + y'^2)^{3/2}} \quad (4)$$

식 (3)의 C 는 검출된 윤곽 정보의 집합이고, n 은 윤곽정보의 총 개수이다. 식 (4)의 κ 는 동일한 거리에 위치한 세 개의 관심 요소의 위치정보로부터 계산된 곡률이다.

요소간의 근접성은 관심 요소간의 유클리디안 (euclidean) 거리를 측정하여 그룹화 범위에 제한을 두었다.

$$G_p = \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2} \quad (5)$$

마지막으로 위 식들을 선형적으로 연결하였고, 이 수치와 임계값을 비교하여 관심영역의 확장 여부를 자동으로 판단하게 하였다.

III. 구현 및 결과

그림 4는 위의 식을 적용하여 초기 관심 영역을 확장 가능한 범위까지 넓힌 결과이다. 물체 내부에서 어느 정도 물체 주변의 배경 정보가 크게 변하지 않는 이미지에서는 색 대비 특징이 효과적으로 물체의 경계 지점을 찾아내었고, 윈도우 크기가 커짐에 따라 색 특징 정보가 평균화 되어 확장되는 넓은 범위까지 관심



그림 4. 관심 영역 추정 모델 테스트

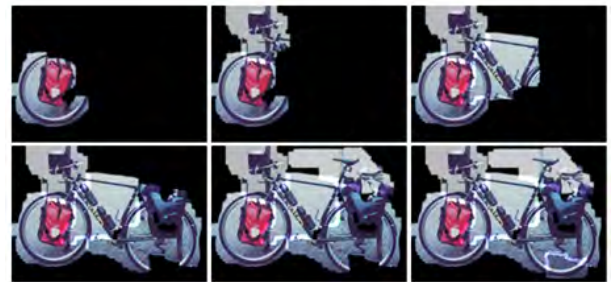


그림 5. 물체 내부의 관심영역 분리, 그림의 좌측 상단에서 시작하여 단계별로 관심영역이 확장됨

영역이 포함됨을 확인 할 수 있었다.

대체적으로 색 정보의 유사성만으로도 물체 영역을 추정할 수 있었으며 확장된 전체에서의 요소간의 연속성과 근접성을 계산하여 확장 방향과 거리를 제한함으로써 좀 더 의미 있는 관심 영역이 추출됨을 알 수 있다. 이는 물체와 물체간의 관심영역을 구분하는 것뿐만 아니라 물체 내부에서의 파트 별 경계를 정의 내릴 수 있음을 말한다(그림 5).

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 초기 관심 영역의 정보가 주어질 때, 영상에서 1차적으로 얻을 수 있는 기본 정보만을 이용하여 효과적으로 관심 영역 범위를 지정 할 수 있는지에 대한 문제를 다루었다. 이를 위해 incremental grouping 개념을 도입하였고 요소와의 관계를 심리학적 인지이론 중 하나인 계슈탈트 이론들 이용하여 수치화 하였다. 최종적으로 관심 영역의 확장 여부는 수치화된 계슈탈트에 대한 임계값을 지정하여 결정하는 모델을 제안하고 이론 성립을 위해 구현을 하였다.

본 논문은 물체의 경계를 정확하게 구분하는 목적보다 관심 영역의 확장과 최종 확장된 범위 내부의 정보가 의미를 가지게 하려는 의도에서 이미지 배경 분리

(segmentation) 분야와 차이가 있다.

앞으로 연구에서는 GFT-ART와 같이 점과 점사이의 관계값을 정의하는 알고리즘을 이용하여 관심 요소 사이의 계슈탈트 수치를 정의 하고, 요소의 그룹화에 대한 계층화를 고려 할 예정이다.

감사의 글

이 논문은 2013년도 지식경제부 산업융합원천기술 개발사업으로 지원된 연구 결과(10044009) (50%)이며 정부(교육과학기술부)의 재원으로 휴먼인지환경사업 본부 - 신기술 융합형 성장동력사업의 지원을 받아 수행된 연구임(2012K001342) (50%)

참고문헌

- [1] Itti, L., Koch, C., & Niebur, E. (1998). A model of saliency-based visual attention for rapid scene analysis. *Pattern Analysis and Machine Intelligence, IEEE Transactions on*, 20(11), 1254-1259.
- [2] Jeong, S., Ban, S. W., & Lee, M. (2008). Stereo saliency map considering affective factors and selective motion analysis in a dynamic environment. *Neural networks*, 21(10), 1420-1430.
- [3] Roelfsema, P. R., & Houtkamp, R. (2011). Incremental grouping of image elements in vision. *Attention, Perception, & Psychophysics*, 73(8), 2542-2572.
- [4] Kootstra, G., & Kragic, D. (2011, May). Fast and bottom-up object detection, segmentation, and evaluation using Gestalt principles. In *Robotics and Automation (ICRA), 2011 IEEE International Conference on* (pp. 3423-3428). IEEE.
- [5] Richtsfeld, A., Zillich, M., & Vincze, M. (2012, November). Implementation of Gestalt principles for object segmentation. In *Pattern Recognition (ICPR), 2012 21st International Conference on* (pp. 1330-1333). IEEE.

EEG 생체 신호를 이용한 유아의 다중지능 검사 검증

강준수¹, 이기영¹, 류숙희², 김철수¹, *이민호¹
경북대학교 전자공학부¹, 다중지능연구소²

e-mail : *wkjuns@gmail.com*, *gylee@ee.knu.ac.kr*, *ryue6@daum.net*, *kcs6694@hanmail.net*,
, mholee@gmail.com.

Children's Multiple Intelligence Identification Model Using EEG signal analysis

Jun-Su Kang¹, Giyoung Lee¹, Sook-hee Ryue², Cheol-Su Kim¹, *Minho Lee¹

School of Electrical Engineering and Computer Science
Kyungpook National University¹
Multiple Intelligence Institute²

Abstract

In this paper, we propose a children's multiple intelligence identification based on EEG signal analysis. Multiple Intelligence was introduced by Dr. Howard Gardner and he insisted that human intelligence consists of 8 part (linguistic, logical/mathematical, musical, spatial, bodily/kinesthetic, interpersonal, intrapersonal, naturalistic). The children's EEG signal was gathered in each MI area. Each area's data was divided into 2 group (superior and inferior group). And, coherence analysis was applied on these EEG signals. Experimental results show that superior group and normal group have different brain activation patterns.

I. 서론

최근 인간-컴퓨터 상호작용(human-computer interaction: HCI)은 비약적인 발전 및 관심증가로 인하여 많은 컴퓨터 과학 분야에서 연구가 이루어지고

있다[1]. 또한 인간의 지능검사와 관계하여 수동적인 검사방식이 아닌 컴퓨터를 이용하여 검증 및 검사하고자 많은 노력들이 이루어지고 있다[2]. 인간의 지능을 정의한 여러 지능지수 중 하워드 가드너 박사가 주장한 다중지능이론은 인간의 지능은 어떤 하나만의 수치로 나타내기 어려우며 언어, 논리 및 수리, 음악, 공간, 신체, 대인, 자기 성찰 영역의 총 8개의 지능영역으로 표현할 수 있다고 한다. 또한 이 지능지수의 판별은 단지 답지 선택형의 검사로는 한계가 있다고 지적한다[3]. 대신 학생의 생활을 옆에서 일일이 확인하여 통계적으로 분석하는 포트폴리오나 프로젝트 방법을 제안하였으며, 이 방식은 답지 선택방법에 비하여 신뢰성 있는 결과를 보여주었다. 하지만, 이 방식은 검사 기간이 약 6개월에서 1년 정도가 필요하며 학생들을 일일이 전문가 및 보조교사가 일관적으로 판단해야함으로써, 시간적인 비용과 경제적인 비용이 많이 필요하다. 이러한 비용을 줄이기 위한 한 방법으로 본 연구에서는 IT기술과 뇌파와 같은 생체신호를 이용하여 어린이의 잠재역량을 진단하는 방법을 제안하고자 한다. 이를 위해 먼저 다중지능 점수를 기반으로 각 다중지능 영역에서 자질이 뛰어난 그룹과 자질이 낮은 그룹으로 나누고 이 각각의 그룹의 뇌 연결성의 특징을 파악할 수 있는 coherence 분석 방법을 EEG 신호에 적용하여

보았으며, 그 결과를 분석하였다. 이 연구는 이전 수행평가 방식의 시간적 및 경제적 비용을 줄일 수 있으며 보조교사의 주관적인 판단을 줄여줄 수 있는 가능성이 있다는 점에서 의의가 있다.

II. 본론

2.1 다중지능이론

다중지능 이론은 1983년에 하버드 대학의 하워드 가드너 박사가 주장한 이론으로 인간의 지능은 언어, 논리 및 수학, 공간, 신체운동, 음악, 대인, 자성기능의 총 8개 영역으로 나뉘어져있다고 하였다. 이 다중지능 결과는 기존의 IQ와 EQ test와는 달리 다른 사람과 상대적인 비교가 불가능하고, 단지, 피측정인이 다중지능 영역 중에서 어떠한 영역이 다른 영역에 비해 상대적으로 높은 적성을 나타내는지 보여준다. 다중지능 이론을 통한 측정 결과는 유아가 장래 희망을 결정하거나 교육을 받을 경우 어떠한 직업이 아이에게 잘 어울릴지 또는 어떠한 교육 형태를 유아가 잘 습득할지 판단하는데 중요한 단서가 된다.



그림 1. 8가지 다중지능 영역

2.2. Coherence 분석

본 연구에서는 유아들의 다중지능을 파악하기 위해 생체신호중 하나인 EEG를 coherence 분석법을 적용하였다. EEG 신호에 대한 coherence 분석은 인간의 뇌 영역에 위치한 전극들 간의 선형적인 상호 작용을 확인할 수 있는 분석 방법으로 식 (1)과 같이 정의 된다.

$$C_{ij}(f) = \frac{|S_{ij}(f)|}{\sqrt{S_{ii}(f)S_{jj}(f)}} \quad (1)$$

Coherence $C_{ij}(f)$ 는 두 시간 도메인의 신호 $\hat{x}_i(t)$,

$\hat{x}_j(t)$ 간의 관계를 특정주파수에 대하여 보여주며, 정규화 된 형태의 cross-spectrum이다. 여기서 $S_{ij}(f) \equiv \langle x_i(f)x_j^*(f) \rangle$ 는 두 시간 축 신호간의 cross-spectrum이며, * 표시는 켈레복소수 표시이고, $\langle \rangle$ 는 평균값 표시이다. $x_i(f), x_j(f)$ 는 $\hat{x}_i(t), \hat{x}_j(t)$ 의 복소 푸리에 변환 결과이다. 이와 같은 coherence 분석법을 이용하여 각 다중지능영역에 대하여 높은 자질을 지닌 그룹과 그렇지 않은 그룹간의 뇌 영역 전극간의 연결정도 차이를 알아보았다.

III. 실험 방법 및 결과

3.1. 실험 환경

수업에 사용된 유아 수행평가 콘텐츠는 (주)다중지능연구소[6]에서 제작을 하였으며, 8개의 다중지능 영역에 대하여 실험을 설계하였다. 실험에 참가한 유아는 모두 7세로써 남자 18명, 여자 16명이다. 수업 순서는 그림 2(a)와 같으며, EEG 신호 취득은 유아의 특성 상 유선 장비사용에 어려움이 있어 무선 EEG 신호 취득 장비인 Emotiv EPOC 장비를 이용하였다[7]. 유아가 수업을 받기 전 EPOC 장비에 대한 아이의 거부감을 없애기 위하여 그림 2(b)와 같은 집중도 게임을 먼저 수행한 다음 수행평가에 참여하도록 하였다.

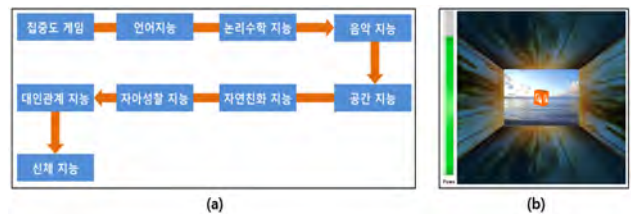


그림 2. 수행평가 순서 및 수행평가 전 장비 친화를 위해 실시한 집중도 게임 (a) 수행평가 순서 (b) 집중도 게임

그림 3(b)는 실험에 사용된 EEG 센서 위치를 보여준다. 총 16개의 전극이 사용되었으며, 그 중 CMS전극과 DLR전극은 접지전극으로 사용되어 실제 사용된 채널은 14개 채널이다. 매 수행평가 시 보조 교사가 유아의 반응을 확인하여 기록을 하였다. 이 기록은 (주)다중지능연구소에서 실제 유아의 다중지능을 판별하는데 사용되었으며, 판별된 수치를 기준으로 각 영역에서 뛰어난 지능을 가진 유아와 그렇지 않은 유아를 나누어 EEG 신호를 분석하여 뇌에서의 활성도를 비교하였다. EEG 신호는 128Hz의 주파수율로 데이터를 취득하였으며 블루투스 dongle을 이용하여 PC로 취득된 데

이터가 전송되었다.

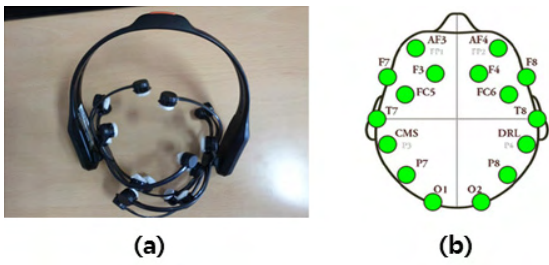


그림 3. 데이터 취득에 사용한 장비와 전극 위치
(a) 데이터 취득 시 사용한 Emotiv사 EPOC장비
(b) 전극의 위치

3. 2. 뇌파 신호 처리 흐름도

모든 채널 신호는 눈동자 움직임 잡음을 제거 후 대역통과(bandpass) 필터를 이용하여 나머지 잡음을 제거하였으며, 고속 푸리에 변환을 이용하여 각 채널의 시간 축 신호를 주파수 축으로 변환하였다. 고속 푸리에 변환을 거친 후 모든 채널 간의 조합에 대하여 coherence 분석을 실시하였으며 그중 상위 10개의 값을 추출하였다.

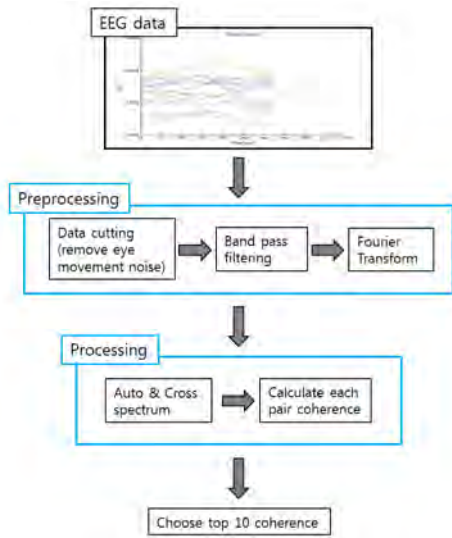


그림 4. 뇌파 신호 처리 흐름도

3.3. 실험 결과

Coherence 분석한 결과를 그림 5, 6에 나타내었다. 그림 5는 언어 지능에 대해 EEG 신호로부터 취득한 coherence 분석 결과 중 상위 10개의 채널 쌍을 보여주며, 그림 6은 논리 수학 지능 영역에 대한 결과이다. 언어 지능 영역 task의 경우 개인의 다중 지능 영역 내 언어 영역의 점수가 높은 아이는(그림 5 상단) theta 대역과 upper alpha대역에서 오른쪽 두정엽 부분

의 활성화가 적은 반면, 다중 지능 영역 내 언어 영역이 제일 낮게 나온 아이는(그림 5 하단) 오른쪽 두정엽 부분 활성화가 높았다. 생물학적으로는 두정엽은 사고 및 인식 기능뿐만이 아니라 문자를 단어로 조합하여 의미나 생각을 만드는 곳으로 알려져 있다. 따라서, 언어 영역에 자질을 보이는 유아는 상대적으로 언어 관련 수행평가를 시행할 경우 두정엽이 활성화된다고 해석할 수 있다.

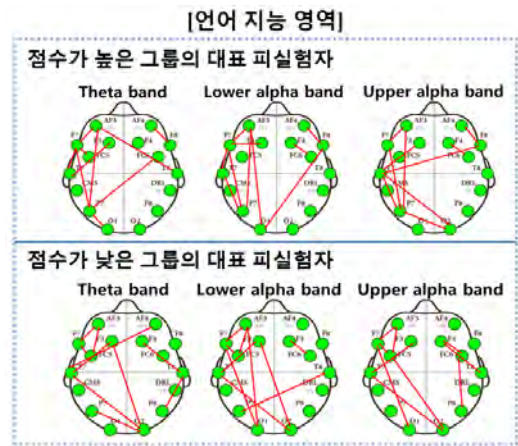


그림 5. 언어지능의 자질이 뛰어난 유아와 그렇지 않은 유아를 비교 시 뇌 전극 연결 분석의 결과

논리 수학 지능 영역 task에서는 다중 지능 영역 내 논리 및 수리 영역의 점수가 가장 높은 아이의 경우 theta 대역, lower alpha 대역, upper alpha 대역에서 모두 좌, 우반구간 동기적으로 활성화되는 것이 없는 반면, 다중 지능 영역 내 논리 및 수리 영역의 점수가 가장 낮은 아이의 경우는 theta 대역과 lower alpha대역에서 좌, 우반구간 연결이 높게 나왔다.

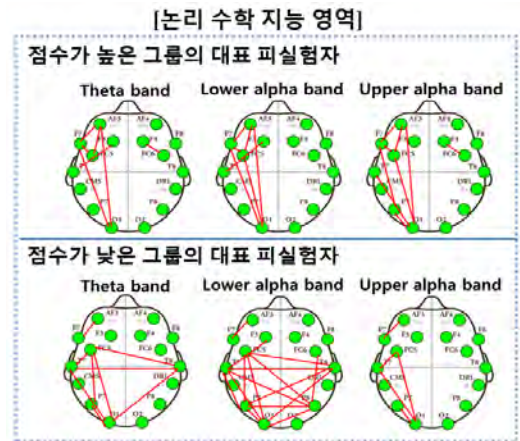


그림 6. 논리수학지능의 자질이 뛰어난 유아와 그렇지 않은 유아를 비교 시 뇌 전극 연결 분석의 결과

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 기존의 문항식 및 수행평가식의 다중지능 검사방식을 컴퓨터 기반의 자동방식으로 대체하기 위한 연구로써 우선적으로 수행평가방식으로 검사한 유아를 다중지능 해당 영역에 대하여 자질이 뛰어난 군과 낮은 군으로 나누어 뇌파 신호의 특성을 분석해 보았다. 인간이 어떠한 생각을 할 경우 특정한 영역만 활성화되는 것이 아닌 전체적으로 활성화되기 때문에 측정 영역간 연결성을 확인할 수 있는 coherence 분석을 사용하여 뇌파 신호를 분석하였다. 실험 결과는 언어 영역과 논리 및 수학 영역에 자질이 있는 아이와 그렇지 않은 아이를 뇌파 신호 분석을 이용하여 차이가 있음을 확인하였다. 향후 공간영역, 음악영역, 대인관계 영역, 자성 영역 등 나머지 영역에 대해서도 자질이 뛰어난 아이와 그렇지 않은 아이 간의 뇌파 패턴 차이를 coherence 분석법을 통해 알아볼 예정이다.

functional connectivity-implications for treatment of sensorimotor decline,” *Frontiers in Human Neuroscience*. 2012.

- [6] 다중지능연구소 : <http://www.multiiq.com/>
- [7] Emotiv EPOC : <http://www.emotiv.com/>

감사의 글

이 논문은 지식경제부와 한국산업기술평가관리원의 지원을 받아 수행된 연구임. [10041826, 잠재역량 진단을 위한 감정특이점기반 맞춤형 인지센싱 및 플랫폼 기술 개발]

참고문헌

- [1] A.Kappas, N.C Kramer “Face to Face Communication over the Internet: emotion in a web of culture, language, and Technology” The Edinburgh Building, Cambridge, Uk: Cambridge University Press, 2011.
- [2] R.W.Thatcher, D.North, C.Biver, “EEG and intelligence: Relations between EEG coherence, EEG phase delay and power” *Clinical Neurophysiology*, 2005.
- [3] Howard Gardner, “Multiple Intelligence: The Theory in Practice” Basic Books, 1993.
- [4] Sabine Weiss, Horst M.Mueller, “The contribution of EEG coherence to the investigation of language,” *Brain and Language*. 2003.
- [5] Frank Freyer, Matthias Reinacher, Guido Nolte, hubert R.Dinse and Petra Ritter, “Repetitive tactile stimulation changes resting-state

안구 운동 분석과 확률 기반의 의도탐색 모니터링 시스템

장영민¹, 이상일², Rammohan Mallipeddi¹, 곽호완², *이민호¹
경북대학교 전자공학부¹, 경북대학교 심리학과²

e-mail : *ymjang@ee.knu.ac.kr, tarsys@nate.com, mallipeddi.ram@gmail.com,*
kwak@knu.ac.kr, mholee@gmail.com

Intent probing monitoring system based on
eye movement analysis and probability

Young-Min Jang¹, Sangil Lee², Rammohan Mallipeddi¹,
Ho-Wan Kwak², *Minho Lee¹

School of Electronics Engineering¹, Department of Psychology²
Kyungpook National University

Abstract

In this paper, we developed an intent probing monitoring system, which can offer appropriate information or services by actively responding to the user's intention, based on eye movement analysis and probability. The type of user intention, either navigational intent or informational intent, can be predicted based on eye movement responses such as fixation count, fixation length, pupil size variation, gradient of pupil size variation, and eye blinking variation. Further, these features are used to detect the transition point between navigational intent and informational intent, and also maximum a posteriori in Naïve Bayes classification model is used for selecting relevant query keyword to search and retrieve specific information from a personalized knowledge database.

I. 서론

Gartner HYPE cycle (융합 기술 분야) [1]에 따르면

Gartner HYPE cycle (융합 기술 분야) [1]에 따르면 Human augmentation(수명, 기억력, 창조력, 행복감, 활동 등에서 정상인보다 더 좋게 하는 기술) 기술은 도입단계에 있으며, 사람의 감성을 이해하는 기술에는 사용자 의도 파악 및 대응기술이 포함 되어 있다고 한다. 이에 많은 연구자들은 인공지능 기술을 이용해 사용자에게 편리하고 친숙한 서비스를 제공하기 위한 User interface/User experience (UI/UX) 기반의 인터페이스 기술을 개발하고 있다. 하지만, 기존 대부분의 인터페이스 시스템은 주어진 환경 내에서 규약된 조건 내에서 주어진 임무만 수행하여 사용자 적응적인 서비스가 불가능하다. 이에 최근 연구자들은 사용자에게 적응적 서비스 제공을 위한 Human computer interaction(HCI), 및 UI/UX 관점에서 사용자의 의도를 파악하고, 이에 필요한 적응적 서비스를 제공하기 위하여 많은 노력을 기울이고 있다. 이에 2008년에 Bernard[2]는 시선 정보를 분석하여 웹 환경 내에서 사용자 의도를 분류 하였다. 본 논문에서 Bernard가 분류한 사용자 의도를 고려하여, 실세계 환경에 적용 가능한 안구운동 및 확률 모델 기반의 의도탐색 모니

터링 시스템을 개발하고자 한다. 본 논문의 II장에서는 제안하는 안구운동 및 확률 모델 기반의 사용자 인지향상을 위한 의도탐색 모니터링 방법을 설명하고, III장에서는 사용자 의도 인지 및 탐색 방법에 대한 실험결과를 보인다. 그리고 IV장에서 결론 및 향후 연구 방향 순으로 서술한다.

II. 본론

2.1 사용자 인지향상을 위한 의도 탐색 모니터링

사용자 안구운동 기반의 인지향상을 위한 의도탐색 모니터링 시스템의 구조는 그림 1과 같은 블록 다이어그램을 가지고 있다. 본 논문에서는 사용자 시선 정보를 분석하기 위하여 Tobii 1750 시선 분석 장치를 이용하여 사용자의 안구운동 정보인 응시시간, 응시횟수, 동공크기 변화, 동공 기울기 변화의 정보를 획득하여, 사용자의 의도에 따른 안구운동 특징 정보를 추출하였다. 다음으로 본 논문에서는 사용자에게 제시된 자극 영상을 분석 하는 영상 이해 모듈로, 객체검출 모델[3]과 점진적 객체 인식 모델[4]을 이용하였다.

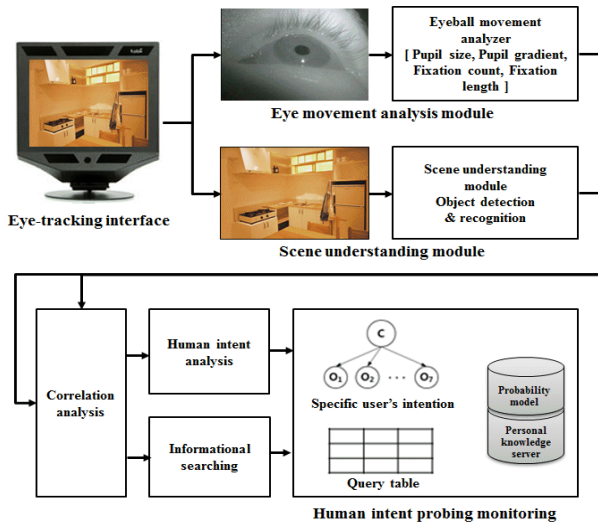


그림 1. 사용자 의도탐색 모니터링 시스템 구조

제안하는 인지향상을 위한 사용자 의도 탐색 기반의 모니터링 장치는 앞서 언급한 것과 같이 사용자 안구운동 분석 모듈과, 영상분석 이해 모듈을 이용하여, 사용자 의도 탐색에 따라 두 모듈간의 상관관계 분석을 통하여 사용자의 의도를 판별한다.

2.2 사용자 안구운동 분석 기반의 의도분석

실세계 환경 속에서는 주어진 상황 및 사람에 따라

다양한 사용자 의도가 존재한다. 본 논문에서는 실세계 환경 내에서, 인지 심리학의 이론적 배경을 기반으로 Bernard가 제안하는 안구운동 정보 기반의 사용자 의도인 항행적 의도, 정보적 의도를 실세계 환경 적용할 수 있도록 재정의 하여 새로운 개념의 사용자 의도 판별 분석하는 모형을 구축하였다.

그림 2에서는 Tobii 1750 안구추적 장치를 통해 얻은 사용자 안구운동 특징 정보기반의 사용자 의도 판별 분석 모형의 블록 다이어그램을 보이고 있다. 앞서 언급한 항행적 의도, 정보적 의도로 사용자 의도를 판별 분석하기 위해 Support vector machine (SVM) 모델을 이용하였다.

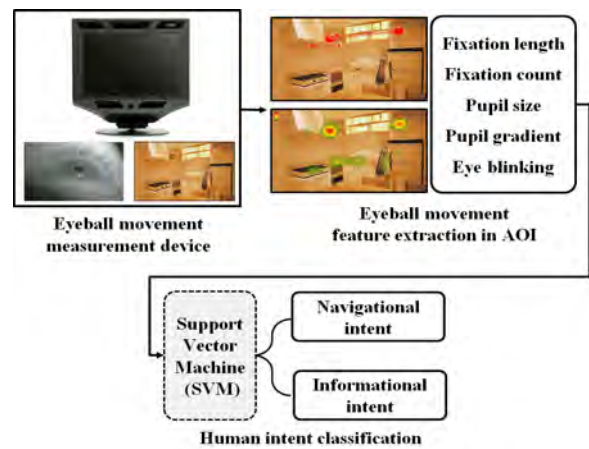


그림 2. 사용자 목시적 의도 판별 분석 모형

2.3 사용자 안구운동 특징 정보 분석 모듈

복잡한 실세계 환경 및 상황 변화에 강건한 사용자 목시적 의도 판별 분석을 위해서 사용자의 안구운동(응시시간, 응시횟수, 동공크기, 동공기울기) 특징 정보를 획득하였다. 그리고 사람의 안구 운동 중 동공크기 변화는 외부 환경적인 요소에 매우 민감하게 반응하는데, 이에 본 논문에서는 사용자의 동공크기 변화를 관찰할 때, 외부 환경적인 요인에 의한 영향을 최소화하기 위한 기저선 모델을 적용하여, 사용자의 심리상태만을 고려하는 사용자 의도에 따른 동공크기 변화에 대한 특징 정보를 추출하였다.

사용자 안구운동 정보는 제공된 시각 콘텐츠에 맵핑되는 시선의 응시시간, 응시횟수, 동공크기 변화, 그리고 동공기울기 변화가 있으며, 이들을 사용자 의도 판별의 특징 정보로 활용하여, 상황 및 사용자 의도에 따른 안구운동 패턴 특징 정보의 상관관계를 분석에 따른 사용자 시선 특징 정보를 추출 하였다. 그림 3에서는 앞서 언급한 시선 특징 정보 중 사용자 의도에 따른 응시시간 특징 정보를 보인다.

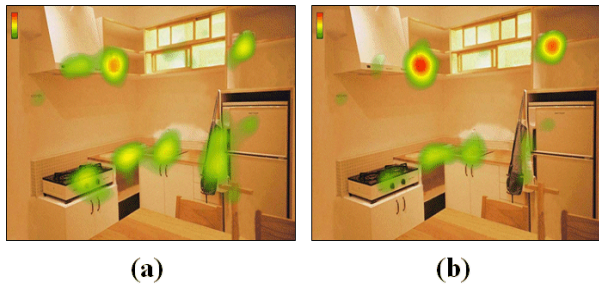


그림 3. 사용자 의도에 따른 시선 특징 정보
(a) 항행적 의도, (b) 정보적 의도

2.4 확률 기반의 사용자 의도 탐색 모니터링 시스템

사용자의 의도 판별 분석 기반의 모니터링 시스템 개발을 위해 확률적 접근방법을 사용하였다. 즉, 사용자 의도 분류가 정보적 의도로 이루어질 때 사용자 시선검출을 통해 연속적으로 인식된 객체들 간의 관계를 확률적 추론을 통해 사용자 의도 탐색 기반의 모니터링을 할 수 있도록 하였다. 본 논문에서는 Bayes이론을 기반으로, 시선을 통해 인식된 객체들이 서로 확률적으로 독립임을 가정한 수식 (1)과 같은 Naïve Bayes[5] 분류기를 적용하였다.

$$\begin{aligned}
 & \text{classify}(o_1, \dots, o_n) \\
 & = \arg \max_c P(C=c) \prod_{i=1}^n P(O_i = o_i | C=c) \quad (1)
 \end{aligned}$$

수식 (1)에서의 $\{O_1, \dots, O_n\}$ 는 시선검출을 통해 인식된 객체들이며, 이 객체들과 학습 과정에서 정의된 구체적 의도와 조건부 확률을 통하여 사용자 의도를 탐색 하였다.

III. 실험결과 및 분석

3.1 사용자 안구운동 기반 의도 판별 분석

본 논문에서는 실제계 환경 내에서 신경심리학의 이론적 배경을 근거로 사용자 시선 특징 정보를 이용한 사용자 의도 판별 분석을 하였다. 그림 4에서는 항행적-정보적 의도에 따른 응시횟수 및 응시시간의 사용자 안구운동 특징 정보를 보인다.

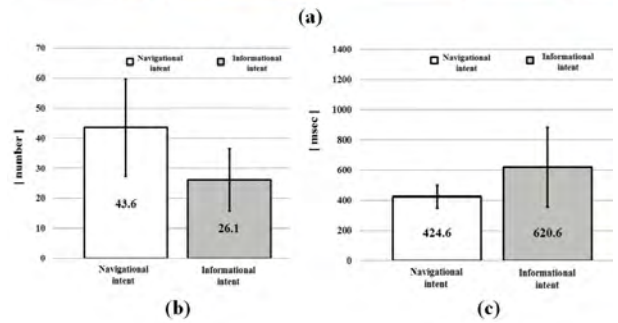
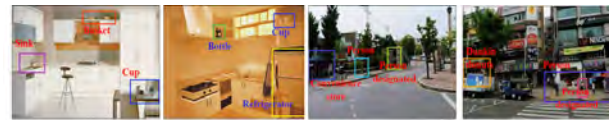


그림 4. 항행적-정보적 의도에 따른 안구운동 특징
(a) 자극 영상, (b) 응시횟수, (c) 응시시간

그림 5에서는 그림 4 (a)의 자극영상에서 사용자 의도에 따른 동공크기(막대그래프) 변화 및 동공 기울기 변화(붉은색 실선/파란색 점선)를 보이고 있다.

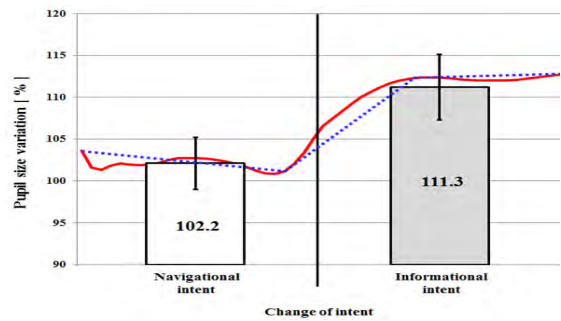


그림 5. 항행적-정보적 의도에 따른 동공크기 변화 및 동공 기울기 변화

본 논문에서는 사용자 의도에 따른 응시시간, 응시횟수, 동공 크기 변화 및 동공 기울기 변화의 특징 데이터를 이용하여, Support vector machine(SVM) 모델을 적용하여 항행적 의도와 정보적 의도를 구분 하였다. 항행적-정보적 의도에 따라 수집된 총 200개의 database를 기반으로 80개의 sample은 학습 데이터로 120개의 sample은 테스트 데이터로 총 30번 반복 실험을 통한 성능은 표 1에 나타내었으며, 제안한 모델 90% 이상의 성능을 보인다.

표 1. 항행적-정보적 의도 판별 분석 성능

학습 (%)	96.89 ±0.29 (%)
테스트 (%)	90.02 ±0.48 (%)

3.2 Naïve Bayes을 이용한 사용자 의도탐색 모델

사용자가 응시한 객체들 간의 상관관계 이해를 통하여 사용자 의도 탐색 모델은 앞서 언급한 항행적 의도와 정보적 의도 중, 사용자의 의도가 정보적 의도로 구분되어 질 때, 시선 검출을 통해 연속적으로 인식된 객체들 간의 상관관계를 확률적으로 분석하여, 사용자의 의도 탐색에 따른 사용자 세부 의도를 판별한다. 그림 6에서는 사용자 의도탐색에 따른 세부 의도 판별 분석 결과를 보이고 있는데, 먼저 선행 학습되어 있는 세부 의도 객체에 대하여, 현재의 사용자의 시선이 이동하면서 인식된 객체인 물-라면-가스레인지 간의 유기적인 상관관계를 확률적 모델로 분석하여 최종적으로 사용자가 라면을 먹고 싶다는 의도를 탐색한다.

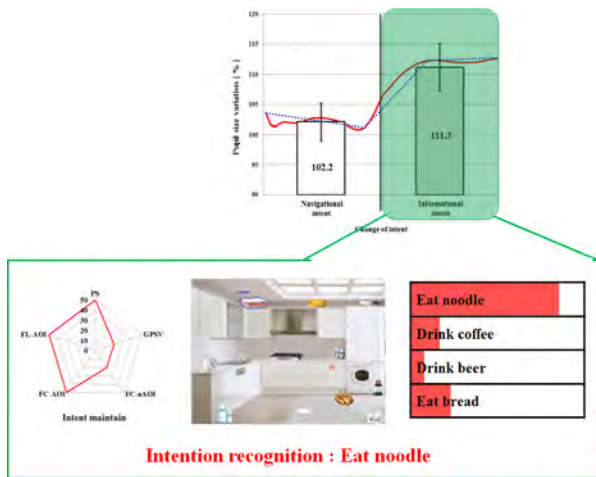


그림 6. 객체 상관관계 분석 기반 사용자 의도 탐색

일반적으로 실세계의 공간에서는 여러 가지 객체가 존재하고 있으며, 이러한 객체들은 서로 유기적인 관계에 맺고 있으므로 공간 내에서 다중 의도가 존재하게 된다. 본 논문에서는 그림 6의 부속 영상의 자극영상을 이용하여 ‘라면 먹기’, ‘커피 마시기’, ‘맥주 마시기’, 그리고 ‘빵 먹기’의 12개의 객체로 총 4개의 세부 의도가 존재하는 자극영상을 이용하여 사용자 의도 탐색 모니터링을 수행하였다. 본 논문에서 제안한 Naïve Bayes 분류기를 이용하여, 의도 탐색에 대한 정량적인 성능을 표 2에서 보인다.

표 2. 객체 상관관계 분석 기반 사용자 의도탐색 성능

	라면 먹기	커피 마시기	맥주 마시기	빵 먹기
성능(%)	99%	70%	75%	73%

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 실세계 환경 내에서 사용자 안구운동 (응시시간, 응시횟수, 동공크기, 동공 기울기) 특징 정보와 확률 분류기 모델을 기반으로 사용자 인지향상을 위한 의도 탐색 기반의 모니터링 시스템을 제안하였다. 이를 위해 먼저, 사용자 안구운동을 기반으로 항행적-정보적 의도를 90.02(%) 이상으로 분류 하였으며, 분류된 정보적 의도 내에서 사용자가 응시한 객체들간의 상관관계 분석을 통한 세부의도 탐색 결과를 70(%) 이상 판별 분석 하여, 사용자 인지향상을 위한 의도탐색 모니터링 시스템을 구축하였다. 향후, 사용자 인지 향상을 위한 실시간 인터페이스 장치로 사용자에게 적응적 서비스를 제공해 줄 수 인간-기계 상호작용 시스템으로 개선할 계획이다.

감사의 글

이 논문은 2013년도 “지식경제부 산업융합원천기술 개발사업으로 지원된 연구” (10044009) (50%), 이며 한국연구재단 “뇌과학원천기술개발사업” (2012-0005794) (50%)의 지원을 받아 수행된 연구임.

참고문헌

- [1] <http://www.gartner.com/it/page.jsp?id=1124212>
- [2] Bernard, J.J., Danielle, L.B., and Amanda, S.: "Determining the informational, navigational, and transactional intent of Web queries", Information Processing and Management 44, pp 1251-1266 (2008)
- [3] Sungmoon J., Sang-Woo B., and Minho L.: "Stereo saliency map considering affective factors and selective motion analysis in a dynamic environment", Neural Networks, Vol. 21, No. 10, pp. 1420-1430, (2008)
- [4] Sungmoon J., and Minho L.: "Adaptive object recognition model using incremental feature representation and hierarchical classification", Neural Networks, Vol. 25, pp. 130-140, (2012)
- [5] Harry Z.: "The optimality of Naïve Bayes, American Association for Artificial Intelligence", FLAIRS (2004)

DLNA 인증 제품 시장 동향 및 시험인증 서비스 수요 분석

*권중원, 박제준, 송태승
한국산업기술시험원 정보통신본부 사업기획센터
e-mail : kjw79@ktl.re.kr, jjpark@ktl.re.kr tssong@ktl.re.kr

An Analysis of Market Trend and Demand of DLNA Logo Certification Programs

*Jongwon Kwon, Jejun Park, Tae-Seung Song
Business Planning Center, ICT Division
Korea Testing Laboratory

Abstract

최근 스마트 기기 간 콘텐츠 공유 및 활용에 대한 필요성이 급성장함에 따라 IP기반의 제품에 DLNA 기능이 필수적으로 요구되고 있다. 한 조사결과에 따르면 2014년 전 세계 시장에서 DLNA 기능이 탑재된 제품이 1조개 이상이 될 것으로 예상하고 있다. 이에 따라 국내의 경우 자체 인증지위를 확보한 삼성전자, LG 전자에서만 IHCL(In-House Certification Lab)을 운영하여 자사 제품에 대한 인증만 수행하고 있다. 하지만 중소, 중견 DLNA 제품 제조사의 현실은 국내 DLNA 시험인증소의 부재로 대다수의 비인증 제품이 시장에 출시되고 있으며, 출시되고 있는 기기들 간의 상호운용성 결여로 인해 해외시장 진출에 어려움을 겪고 있다. 따라서 본 고에서는 DLNA 인증 제품에 대한 통계조사 및 수요기업들을 대상으로 산업현장에서 필요로 하는 시험인증 관련 애로사항이 무엇인지에 대해 설문조사를 실시하였다. 그 결과를 활용하여 우리원에서 추진 중인 국내 최초 DLNA 시험인증소(ICV) 추진 사업의 타당성을 확인하고 추진전략을 수립하였다. 이는 DLNA 관련 실무자 및 관계자들에게 유용한 정보를 제공할 것이다.

Keywords : DLNA, ICV, IHCL, 콘텐츠 공유, 시험인증

I. 서론

일반적으로 PC는 다목적 시스템인데 비해 임베디드 시스템은 흔히 내장형 시스템이라고 하며 정해진 용도

에 맞추어서 최적화 되어 있다. 임베디드 시스템은 PC에서와는 다른 개발 플랫폼을 사용하기 때문에 많은 애로사항이 발생 한다. 현재의 임베디드 환경에 사용되어지는 마이크로프로세서의 종류도 다양하며 소프트웨어 플랫폼 역시 무수히 많은 임베디드 OS가 사용된다.

Smart World!
A New Day in Digital Connectivity!



그림 1. DLNA 서비스 개념도

DLNA에서는 소비자를 대상으로 제품들의 상호운용성에 대한 신뢰성 확보를 위해 DLNA Certification and Logo 프로그램을 운용하고 있지만, 전세계적으로 미국, 영국, 벨기에, 일본, 대만, 중국 6개국에서만 DLNA 시험인증소(ICVs: Independent Certification Vendors)를 운영하고 있다. 국내의 경우 자체 인증지위를 확보한 삼성전자, LG 전자에서만 IHCL(In-House Certification Lab)을 운영하여 자사 제품에 대한 인증만 수행하고 있으며, 그 외의 중소, 중견 기업들은 시험인증에 큰 비용과 시간이 필요하기 때문에 미인증 제품으로 출시하는 경우가 대부분이다. 그림 2는 전 세계 ICV 운영 현황을 가시화하여 보여준다.



그림 2. 전세계 ICV 운영 현황

만약 국내 증견, 중소, 벤처 기업들이 DLNA 제품 인증을 받기 위해서는 해외 인증기관에 전적으로 의존해야 하고, 소요되는 비용과 시간이 크기 때문에 우수한 기술력을 보유하고서도 시험인증에 미온적일 수 밖에 없다. 특히, 공인시험인증소가 해외에만 있는 관계로 인증세트를 해외물류를 통해 직접 주고받는 구조로 인한 비용 및 시간 낭비 외에도 인증 비용과 기간이 계속 늘고 있는 추세여서 국내 기업들의 시장에서의 제품 신뢰성 및 인증출시 시에 따른 경쟁력 약화를 해소할 수 있는 방안이 반드시 필요한 시점이다.

따라서, 본 고에서는 전세계 DLNA 인증 제품 시장 동향 및 국내 동향을 공식 DLNA 웹사이트(www.dlna.org)에 공개된 제품정보를 이용하여 통계분석을 실시하였다. 3장에서 DLNA 유관기관들을 대상으로 산업현장에서 필요로 하는 DLNA 시험인증 관련 애로사항이 무엇인지에 대해 설문조사를 실시한 후 분석하였다. 마지막으로 4장에서 DLNA 제품관련 국내 시장 활성화를 위한 방안에 대해 결론을 맺는다.

II. DLNA 인증 제품 시장동향

2.1 세계 DLNA 인증제품 시장동향

본 장에서는 전 세계 DLNA 인증 제품 시장동향 및 국내 동향을 통계분석하기 위하여 공식 DLNA 웹사이트(www.dlna.org)에 공개된 제품정보를 이용하였다. DLNA 웹사이트에서는 고객용과 산업용 홈페이지로 두 가지로 운영되고 있으며, 고객용 웹사이트에서 DLNA 인증된 제품에 대한 검색 기능을 제공한다. 특히, 검색 기능은 제품군, 제품특징, 제조사, 인증년도 등에 대해 필터링 기능을 제공하기 때문에 통계분석이 용이하다.

DLNA에서는 제품 분류를 총 16가지로 정의하고 있으며, 가전제품(Appliance), 오디오/비디오 시스템(Audio Video System), 디지털카메라 및 캠코더(Digital Camera and Camcorders), DVD 및 블루레이

장치(DVD and Blu-Ray), 게임콘솔(Game Console), 게이트웨이 및 라우터(Gateway/Routers), 모바일 기기(Mobile Device), NAS (Network Attached Storage, 개인용 컴퓨터(Personal Computer), 사진 프레임(Photo Frame), 프린터(Printer), 프로젝터(Projector), 셋탑박스(Set Top Box), 소프트웨어(Software), 태블릿(Tablet), 텔레비전(Television)으로 구분된다.

그림 3은 2013년 2월 8일 기준의 제품군 별 인증 제품 누적 수를 보여준다. 그림 3에서 보듯이 시험인증이 가장 많이 이루어지고 있는 제품군은 텔레비전이며, 그 다음으로 개인용 컴퓨터, 모바일 기기 순으로 보이고 있다. DLNA 인증 제품 중 텔레비전에서 강세를 보이는 이유는 최근 스마트 TV의 보급이 가장 큰 이유로 판단된다. 2010년 Google의 스마트TV 발표를 시작으로 Apple, 삼성전자 및 LG전자 등도 그에 대응하여 많은 스마트 TV를 출시하고 있으며, 고객 선택 측면에서도 스마트TV의 편리성으로 인해 TV시장의 급속한 변화가 진행되고 있다. 또한 N-스크린과 같은 스마트TV 관련 서비스들이 속속 등장하여 서비스되고 있는 상황이어서 텔레비전 분야에서의 DLNA 기능이 강조되고 있다.

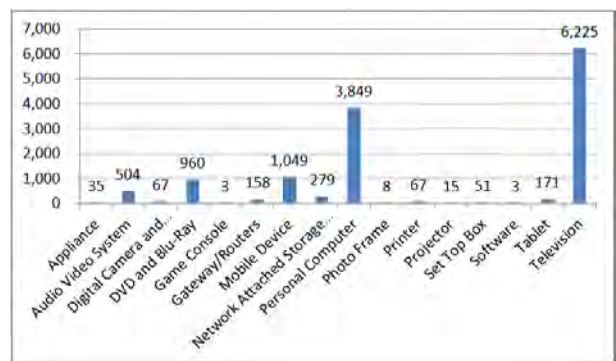


그림 3. 제품군 별 인증 제품 누적 수

표 1은 연도별 DLNA 인증 제품 수 분포를 보여준다. Audio System, Gateway/Routers, Mobile Device, NAS, Tablet 등 대기업 제조사 위주의 제품군에서는 인증 제품 수가 2012년 말까지 급격히 증가하고 있는 추세를 보이고 있으나 DVD and Blu-Ray, Personal Computer, Television 등 중소/중견 제조 기업의 비율이 상대적으로 높은 제품군에서는 2012년 인증 제품 수가 약간 감소된 것을 확인할 수 있다. 이는 많은 중소/중견기업들이 경제 불황과 인증 시간과 비용의 부담으로 비인증 제품으로 출시하고 있기 때문으로 분석된다.

다음 그림 4와 표2는 전 세계 DLNA 제품 생산 제조사와 인증제품 수 현황, DLNA 지정 공식 ICV 현황을 한눈에 보여준다. 디지털 미디어 공유 기능이 포함된 제품을 제조하는 기업이 미국 37개, 일본 36개, 대만 15개,

표 1. DLNA 인증 제품 분류 및 연도별 인증 제품 수 (2013.02.08기준)

	제품 분류	2006	2007	2008	2009	2010	2011	2012	2013	합계
1	Appliance	0	0	0	0	4	8	23	0	35
2	Audio Video System	13	20	8	52	88	151	171	1	504
3	Digital Camera and Camcorders	1	0	1	5	10	9	26	15	67
4	DVD and Blu-Ray	16	0	18	32	253	346	293	2	960
5	Game Console	0	1	0	1	0	0	1	0	3
6	Gateway/Routers	0	0	0	1	20	46	86	5	158
7	Mobile Device	0	1	11	37	132	295	554	19	1,049
8	Network Attached Storage (NAS)	1	7	8	46	61	53	102	1	279
9	Personal Computer	321	320	910	586	689	507	294	222	3,849
10	Photo Frame	0	0	1	1	0	0	5	1	8
11	Printer	0	0	0	10	23	8	26	0	67
12	Projector	0	0	0	0	1	7	6	1	15
13	Set Top Box	0	0	0	11	21	13	4	2	51
14	Software	0	0	0	0	0	0	2	1	3
15	Tablet	0	0	0	0	8	67	96	0	171
16	Television	20	38	154	346	1,777	2,058	1,654	178	6,225
	총계	372	387	1,111	1,128	3,087	3,568	3,343	448	13,444

중국 10개, 한국 8개로 순으로 나타나고 있다. 하지만 특이한 점은 인증 제품 수로 순위를 나열하면 일본 7,308개, 한국 4,194개, 대만 612개, 미국 525개, 네덜란드 369개, 중국 205개 순으로 나타난다. 이는 일본과 한국이 세계 최고 수준의 전자제품 산업을 보유하고 있음을 입증하고 있으며, 일본이 최초 DLNA의 필요성을 강력하게 제기하여 설립된 협의체인 만큼 그 산업이 활성화되어 있음을 알 수 있다. 하지만 경제불황 등으로 인해 일본의 활동이 낮아지면서 차기 미국의 Microsoft, Intel에서 주도적으로 활동을 진행하고 있다. 최근에는 삼성전자의 역할이 강화되고 있는 추세이다.



그림 4. 전세계 DLNA 시장 현황 및 ICV 운영 현황

2.2 국내 DLNA 인증제품 시장동향

국내 DLNA 인증 제품은 삼성전자와 LG전자에서 99% 이상 차지하고 있다. 이는 우리나라 스마트 TV, 태블릿PC, 스마트폰 등 DLNA 기능이 탑재된 대부분의 네트워크 정보기기의 90% 이상을 삼성전자, LG전자에서 생산하고 있으며, 특히 이 두 기업은 DLNA로부터 자체 인증 자격을 부여받아 IHCL(In-House Certification Laboratory)에서 자체 생산 제품에 대해

인증로고 프로그램을 운영하고 있기 때문으로 판단된다.

표 2. DLNA 인증 제품 제조사 현황

국가	인증제품 제조사 수 (개소)	인증제품 수 (개)
USA	37	525
Japan	36	7,308
Taiwan	15	612
China	10	205
Korea	8	4,194
France	5	28
UK	3	6
Turkey	3	96
Germany	3	3
Canada	3	6
Hong Kong	2	55
Switzerland	1	2
Netherlands	1	369
Malaysia	1	0
Italia	1	1
Israel	1	1
Finland	1	31
Denmark	1	2
Argentina	1	0
합계	133	13,444

KT의 경우, CTT(Conformance Test Tool)과 KT 제품만의 자체 SPEC이 정의되어 있어 이를 이용하여 상호 운용성 시험을 자체적으로 수행한다. DLNA 기능이 탑재된 스마트 홈패드, 올레 허브, 올레 TV 등이 2012년 이후 출시되고 있는 상황이다. 특히 TV의 경우 중소, 중견기업에서도 제조하고 있는 TV 시장은 국내 DLNA 시험인증 서비스의 주요 제품군으로 예상된다.

표 3. 국내 DLNA 인증 제품 제조사 현황

국내 제조사명	인증 제품 수 (개)
Humax	6
INKEL Corporation	1
KT Tech Inc.	4
LG Electronics, Inc.	1,387
Pantech Co., Ltd.	2
Samsung Digital Imaging Co., Ltd	6
Samsung Electronics Co., Ltd.	2,786
SK Telesys	2

III. 시험인증 서비스 수요 실증분석

3.1 DLNA Certification and Logo 프로그램

DLNA Certification and Logo 프로그램은 DLNA에서 제공하는 검증 Tool를 이용한 사전시험 인증과 그 결과를 바탕으로 실시하는 시험기관 인증으로 구분된다. 시험기관 인증은 ICV(Independent Certification Vendors) 테스트 센터를 통해 DLNA 시험 계획에 따라 적합성 시험과 상호운용성 시험을 수행하게 된다. DLNA 시험소를 이용하여 제품인증에 소요되는 비용 ICV에서 부과하는 별도의 수수료를 제외하고 Class 에 따라 다르게 책정되어 있으며, 그 소요시간도 Case에 따라 의존적이다.

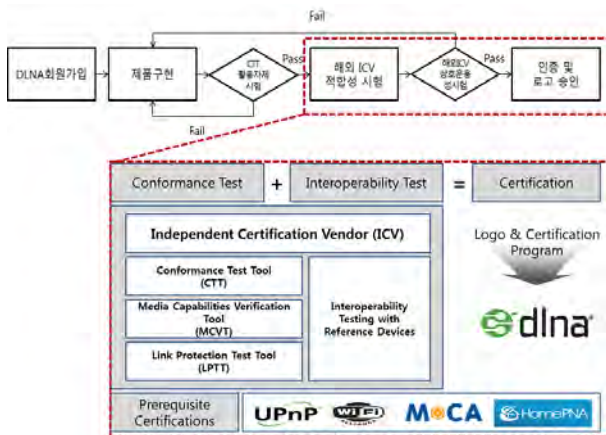


그림 5. DLNA 시험인증 절차

3.2 조사개요 및 결과

본 수요 실증분석은 DLNA 시험인증 서비스와 관련하여 디지털 콘텐츠 공유 중심의 생활가전 및 모바일 기기, 네트워크 장비를 개발 및 생산하고 있는 중소기업의 해외시장진출 및 Time-To-Market 확보를 위하여 디지털 기기간의 콘텐츠 공유 규약(DLNA: Digital Living Network Alliance)에 대한 국내 시험소 지정을 위한 타당성을 살펴보기 위하여 설문조사를 수행하였다.

표 4. 국내 DLNA 시험인증 서비스 수요조사 개요

구분	세부내용
설문	대 학 (5군데, 19%)

대상	대 기업 (2군데, 8%) 중소기업 (19군데, 73%)
설문기간	2013년 3월 1일 ~ 2013년 3월 20일 (20일간)
설문방법	이메일, 전화 설문조사 및 방문회의
조사 항목	<ul style="list-style-type: none"> ○ 회사현황 ○ 회사 제품현황, 제품에 대한 세부 설명 ○ 질의 응답 <ol style="list-style-type: none"> 1. DLNA 제품에 대한 인증 경험 여부 (신청한 ICV, 소요비용, 소요시간 등 포함) 2. 향후 DLNA 제품 시험인증 예상 시기 3. 국내 DLNA 시험소 지정 추진의 필요성 4. DLNA 제품 시험인증 예산 규모 5. 국내 기업들 간의 자체 DLNA Plugfest, 기술교류의 장 등 무/유료행사 개최 시 참여의사 ○ DLNA 시험,인증관련 기타의견 및 애로사항

조사 결과, 중소기업의 제품현황을 살펴보면 주로 DLNA 소프트웨어와 디지털 카메라와 캠코더와 같은 소형 가전제품이 주를 이루고 있다. 그 중 DLNA 인증 경험이 있는 중소기업은 총 19개의 기업 중 단 한 곳뿐이며, 그 기업의 경우 미인증 제품을 포함한 2012년까지 DLNA 관련 제품 판매 매출액은 약 70억으로 조사되었다. 대부분의 중소기업에서는 향후 DLNA 제품 인증에 대한 예산 규모를 약 2,000만원으로 제시하였고, DLNA가 사실상 Home N/W의 표준으로 지속적으로 시장이 성장될 것으로 예상됨에 따라 비용과 시간 절감 측면에서 국내 ICV가 필요하다고 제안하였다. 또한 국내 기업들 간의 자체 DLNA Plugfest, 기술교류의 장 등 무/유료행사 개최 시 약 80% 이상의 업체에서 참여의사를 밝혔다.

IV. 결론

본 논문에서는 DLNA 인증제품 현황 및 그에 대한 시험인증서비스에 대한 수요 실증조사를 실시하여 국내 기업들의 DLNA 제품 인증 시 발생하는 애로사항 및 문제점을 해결할 수 있는 기술 및 요구사항을 도출하였다. 그 결과를 바탕으로 우리원에서는 기업경쟁력 확보를 목적으로 중소기업기술지원사업을 위해 국내 최초 DLNA 시험인증소(ICV) 유치를 추진하고 있다. 또한 DLNA 시험인증 및 검증 기반을 마련하여 국내 DLNA 인증제품 활성화를 위하여 관련 협의회를 구성할 계획이다. 마지막으로 DLNA 국제 표준화의 역할 확대 및 입장을 반영할 계획이다.

참고문헌

- [1] www.dlna.org
- [2] 이경택 외4인, 스마트 디바이스용 콘텐츠공유를 위한 ITC 동향분석, 한국인터넷정보학회, 2011
- [3] Abdul Khan, 제2차 DLNA 지식공유포럼(인증 및 기술 세미나), 2013

구두

산업전자 소사이어티

산업전자 1
산업전자 2

SUMMER

건물용 연료전지 전력변환장치 전자파적합성능 평가

*이덕권, 김강수, 이정운, 김은정, 김인찬
한국가스안전공사 가스안전연구원

e-mail : safetyplus@kgs.or.kr, dikedike@kgs.or.kr, wooni@kgs.or.kr,
ejkim@kgs.or.kr, ickim@kgs.or.kr

Electromagnetic Compatibility Evaluation of Power Conditioning System for Stationary Fuel Cell Systems

*Deok-Kwon Lee, Kang-Soo Kim, Jung-Woon Lee, Eun-Jung Kim,
In-Chan Kim

Institute of Gas Safety R&D, Korea Gas Safety Corporation

Abstract

A electromagnetic compatibility evaluation of power conditioning systems included in evaluation items for electric safety performance was accomplished to improve safety performance for stationary fuel cell systems. And, four items that are electrostatic discharge immunity test, electrical fast transient/burst immunity test and surge immunity test were passed evaluation tests for the power conditioning system performed on a 5kW class. In this paper, It is aimed to improve the safety of fuel cell systems and users through the safety performance evaluation of power conditioning systems.

I. 서론

전 세계적으로 화석연료의 고갈 및 지구온난화 문제의 대안으로 신재생에너지 발전에 대한 관심이 급속히 증대되고 있는 상태이고, 국내에서도 1987년 '대체에너지개발촉진법'을 시작으로 2011년 제1차 그린에너지 전략로드맵을 수립하여 태양광, 풍력, 연료전지 등 11가지 신재생에너지 분야의 기술개발에 박차를 가하고 있는 실정이다[1].

특히, 연료전지는 수소와 산소의 화학반응을 이용하

여 전기와 열을 생산하는 발전시스템으로서 타 신재생에너지원에 비하여 에너지 지속성이 우수하며 발전효율이 높아 전 세계적으로 각광받고 있는 신재생에너지원 중 하나이다. 건물용, 수송용 및 발전용 등 연료전지 여러 응용처 중 가장 상업화에 앞서있는 건물용 연료전지의 경우, 2006년부터 '가정용 연료전지 모니터링 사업'을 필두로 연료전지의 상업화를 위해 정부 및 기업이 다양한 형태의 연료전지 개발에 지속적인 투자를 하고 있어 향후 세계 연료전지 시장의 한축을 담당할 수 있을 것으로 예상된다. 하지만, 현재 연료전지 개발은 부품의 내구성 문제, 고 생산비용 및 안전성 확보 등의 다양한 기술적 난제를 지니고 있어 주요부품의 최적화, 내구성 향상, 생산비용 저감 및 안전성 확보 등의 추가적인 연구가 필요한 실정이다. 본 연구에서 안전성능을 평가하고자하는 전력변환장치의 경우, 스택, 개질기 등과 연료전지시스템을 구성하는 주요부품 중 하나로서 연료전지시스템의 성능을 결정짓는 중요한 요소이다. 선진 연료전지 개발 국가들은 EN, IEC규격 등과 같은 기술표준을 제정하여 연료전지시스템 및 부품의 성능 및 안전성을 확보하는데 노력하고 있으며 특히, 전력변환장치는 성능은 물론이고 구조 및 전기 안전성 등의 주요 지표표를 강화하여 사용자 안전성 확보에 심혈을 기울이고 있다.

본 연구에서는 건물용 연료전지시스템의 전기적 안전성능 평가항목 중 최근 사용자 안전에 대한 이슈가 증대되고 있는 전자파적합성 성능평가를 수행하여, 전

력변환장치의 안전성을 확인하고 제조사에 설계방향을 제시하고자 한다.

II. 본론

연료전지시스템은 형태에 따라 PAFC(Phosphoric Acid Fuel Cell), MCFC(Molten Carbonate Fuel Cell), SOFC(Solid Oxide Fuel Cell), PEMFC(Proton Exchange Membrane Fuel Cell), DMFC(Direct Methanol Fuel Cell) 등으로 구분할 수 있다. 각 형태의 연료전지들은 이용되는 연료, 전해질 및 작동온도 등으로 구분할 수 있는데 현재 국·내외 연료전지 시스템 제작사들은 건물용 연료전지 시스템으로 종합효율 80~90%(LHV)가 가능하고 물관리가 용이해 폐열을 회수하여 난방 및 온수로 활용하기에 가장 적합한 것으로 알려져 있는 SOFC시스템과 PEMFC시스템을 집중적으로 개발하고 있는 실정이다[2].

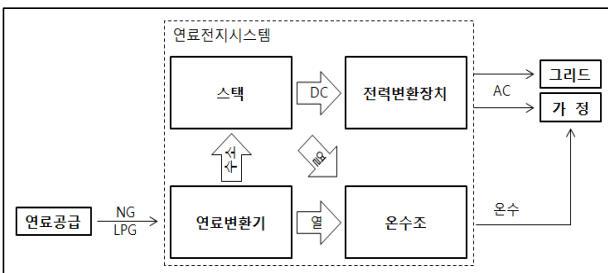


그림 1. 건물용 연료전지시스템의 구성도

건물용 연료전지시스템의 스택에서 발생되는 DC를 AC로 전환하는 전력변환장치의 전기적 안전성능 평가 항목은 그림 2에서와 같이 정상특성 성능, 보호기능 성능, 과도응답특성 성능, 외부사고 성능, 전자파적합성 성능 및 내 전기환경 성능 등으로 구성되어 있다 [3-4]. 본 연구에서는 5kW급 전력변환장치 시작품의 전자파적합성 성능평가를 통하여 연료전지시스템의 전기적 안전성능을 향상시키고, 연료전지시스템의 사용자 안전에 대한 신뢰성을 높이고자 하였다.



그림 2. 건물용 연료전지 전기적 안전성능 평가기준

III. 결과

전자파적합성 성능평가 시험항목 중 정전기 방전 내력 시험, 전기적 빠른 과도현상 내성 시험, 서지 내성 시험 및 순시정전/전압강하 내성 시험 등 4가지 항목의 시험을 수행한 결과 모든 시험항목에서 적합한 결과를 얻었다. 전력변환장치에 정격전압을 인가한 상태에서 IEC 61000-4-2 규격에 맞도록 전력변환장치가 대기, 작동 및 Lock-out 상태에서 정전기 방전 내력 시험을 수행한 결과, 접촉방전 4kV와 6kV를 인가한 후 엄격도 2와 3에서 모두 적합한 결과를 나타냈다. 전기적 빠른 과도현상 내성 시험의 경우, 전원공급단자에 1kV와 임출력신호 및 제어단자에 0.5kV를 인가한 엄격도 2에서와 전원공급단자 및 신호·제어 단자에 엄격도 2에 비하여 2배를 인가한 엄격도 3에서 모두 적합한 결과를 나타냈다. 또한 정격전압 0, 40, 70%에서 지속기간(주기)의 변화에 따른 순시정전/전압강하 시험에서도 적합한 결과를 얻어 급변 제작된 5kW급 전력변환장치의 경우 사용자에 대한 안전성능을 확인하였다.

IV. 결론

건물용 연료전지시스템 전력변환장치의 전자파적합성 성능 4가지 항목의 평가는 모두 적합한 결과를 얻었으며, 향후 최근 강화되고 있는 전자파 전도 내성 시험 및 전도 방출 시험에 대한 평가를 수행할 예정이다. 건물용 연료전지시스템 전자파적합성 시험 항목은 시스템 및 사용자의 안전을 위하여 EN규격 부합화 등 국제표준화에도 대응 할 예정이다.

참고문헌

- [1] 2012 신재생에너지 백서, 에너지관리공단, 2013
- [2] 전희권, 이수재, 이동환, 최청훈, 김민석, 배석정, "건물용 연료전지 시스템 개발 현황", 공업화학 전망", 제14권 제2호, pp. 10-25, 2011
- [3] "KGS AB934: 가스용 연료전지 제조의 시설·기술·검사 기준", 한국가스안전공사, 2012
- [4] "KGS A410: 연료전지 전력변환장치 성능인증기준", 한국가스안전공사, 2012

비접촉식 정수기 누수 탐지 시스템 개발

* Ika Dewi binti Saiful Bahri, 신수용
금오공과대학교
e-mail : ika_dewi,wdragon@kumoh.ac.kr

Development of Non-contactual Water Purifier Leakage Detection System

*Ika Dewi binti Saiful Bahri, Soo Young Shin
Wireless Embedded and Networking System Lab,
School of Electrical Engineering,
Kumoh National Institute of Technology

Abstract

In this paper, a new water leakage detection method is proposed for water purifier to improve the sanity of stored water. Ultrasonic sensor is used to detect the changes of the water level inside the tank and on the other hand in order to detect the presence of user, motion sensor is implemented. For notifying the leakage to distant user, Bluetooth connection is used. The proposed method is implemented as the real prototype using and experiment results show that the proposed method can detect the change of the water level efficiently.

I. INTRODUCTION

In the 20th and 21st centuries, water quality has become even more important and numerous methods of water purification and filtration have been developed. Every living thing depends upon water for survival. Since bacteria can flourish in water, modern technologies such as water filters have become available to help keep water purified [1]. Market of water purifier machine is increased rapidly due to this matter. The priority should be

put on the safety of water purifier to avoid the water leakage problem [2]. This kind of disaster can be avoid by developing the water purifier leakage detection system.

Contractual water purifier leakage detection system had already purposed. The problem with system is the sanitary of stored water is low since the system had installed inside the water purifier for a long time. To improve that, we develop the non-contractual water purifier leakage detection system. This system is not in one package with the water purifier machine but can be installed by user manually

This paper, which is shows the development of water purifier leakage detection system is organised as follows. In Section 2, we present system model, in Section 3 will explain about the experiment of this project. Finally, the paper concludes in Section 4.

II. SYSTEM MODEL

Figure 1 show the position of the water purifier leakage detection system. The system requires direct contact with the machine and has to be installed inside the tank to measure the water

level and the presence of the user. If the leakage happens, the system will send alarm directly in the short time to the user through Bluetooth and turn on the red LED then LCD will display leakage occur. As a result, the cause of the accident as well as material losses can be reducing.

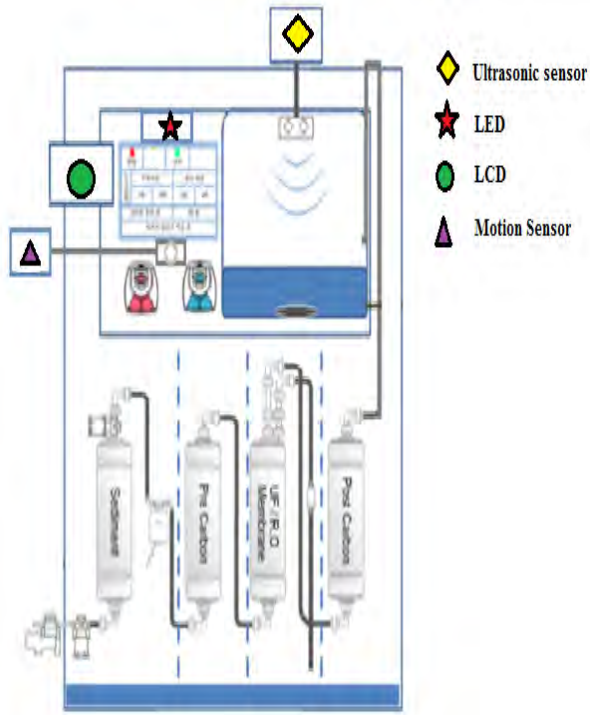


Figure 1: Proposed water purifier leakage detection n

Figure 2 show the proposed step for this system. The motion sensor will act as an interrupt for detect any presence of users. The system will immediately operate if the interrupt is active otherwise, it have to wait for 5 minutes. Table 1 indicates the summary of the proposed flow chart technique. Four situations of water purifier will inform to the user

Table 1: Types of situation

Condition	Level of water	Presence of user	LED
Adding water	Increase	Don't care	Green
Taking water	Decrease	Yes	Green
Leakage	Decrease	No	Red

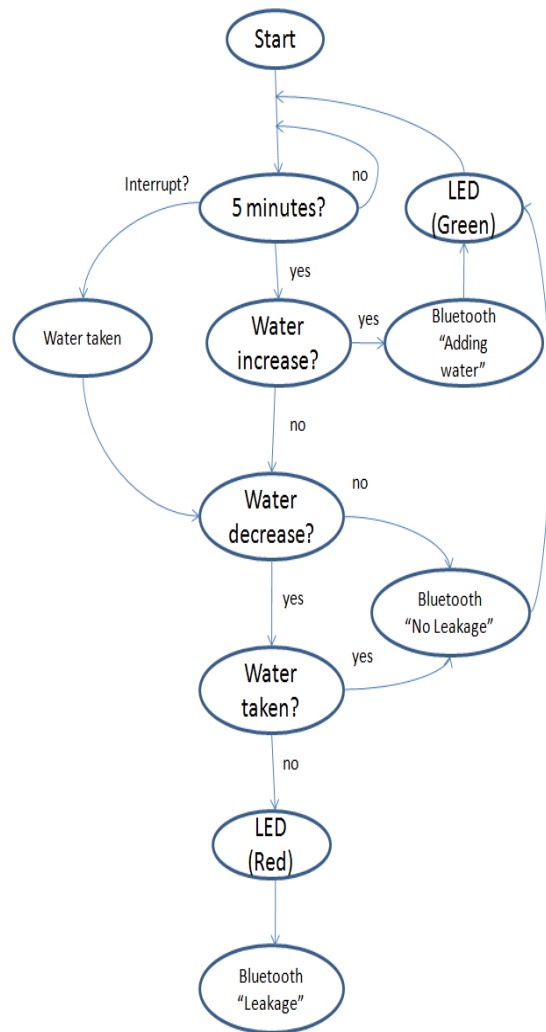


Figure 2: Proposed flow chart technique

III. Experiment

3.1. Ultrasonic Sensor

Level of water can be obtained by calculate the time pulse of ultrasonic sensor input with the time reflected back once the pulse reach at the water surface.

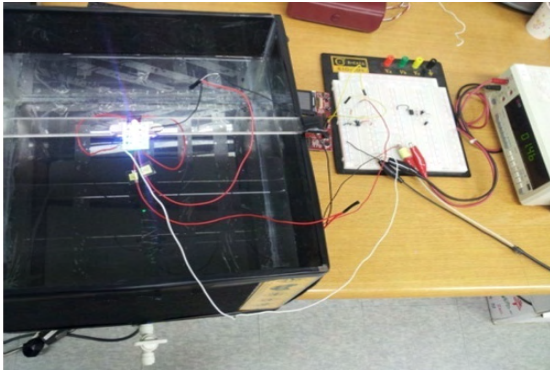


Figure 3: Ultrasonic experiment

Ultrasonic sensor proximity HC-SR04 are chosen to be use for calculates the level of water inside the water purifier tank. Figure 3 show that the exact distance are approximately same with the experiment result.

Experiment	Exact distance
10.3cm	11.0cm
11.4cm	12.0cm
12.3cm	13.0cm
15.1cm	16.0cm
17.3cm	18.5cm

Figure 4: Ultrasonic sensor experiment

3.2. Passive Infrared (PIR) Sensor.

The objective of using PIR sensor is to detect the presence of user taking water. PIR sensors allow to sense motion, almost always used to detect whether a human has moved in or out of the sensors range [3]. SB0072 are chosen in this project. They are small, inexpensive, low-power, easy to use and don't wear out.

This PIR sensor works with 3.3V [4]. This project uses a 9V battery and if the battery gets lower than 8V the PIR sensor won't work. Vout of the sensor it is connected to PORTE.0 in order to overcome this matter.

Figure 5 show, when the triggers of module output change it will cause an interrupt. From the experiment, the sensor takes 12 to 15 seconds to cause another interrupt.

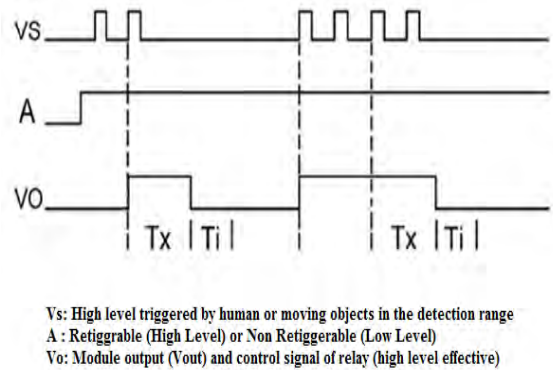


Figure 5: Relation between control signal input and module output

3.3. Bluetooth Connection

Bluetooth connection is implementing in this project to help the Android user update the water purifier information even though they are far from the machine. Due to speed, feature and security, FB155BC was chosen in this project. FB155BC is Bluetooth 2.1 based Class 2 product that supports the Bluetooth Generic Access Profile (GAP) and Serial Port Protocol (SPP) profiles. FB155BC uses a chip antenna and its normal communication distance is 30 m [5].

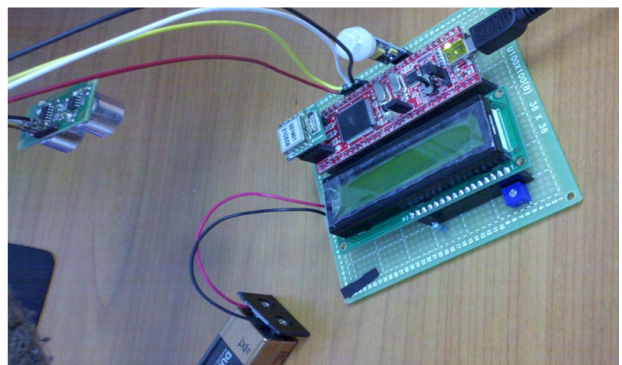


Figure 5: Circuit Implementation

IV. CONCLUSION

Development of water purifier leakage detection system is very important to reduce the material losses and avoid accident. Compared to the existing systems and products design, this paper suggests the world-first non-contactual water

leakage detection method for the water purifier machine which is more hygienic.

By comparing the level of the water inside the tank with the presence of user in ATMEGA128A, the leakage can be detected. When the system detects reduction level of water without a presence of user, it will immediately send an alarm of leakage through several methods. Ultrasonic sensor attach at the top of the tank ceiling to measure the distance of water inside the tank. On the other hand, motion sensor are attach at machine body to detect the presence of user.

ACKNOWLEDGMENT

본 연구 결과는 중소기업청 2013년도 산학 공동기술 개발사업 지역사업(C0026920)의 연구수행으로 인한 결과물임을 밝힙니다.

REFERENCES

- [1] Society for Technology and Action for Rural Advancement (TARA), "Access to Safe Water for the Bottom of Pyramid : Strategies for Disseminating Technology Research Benefits," Department for International Developement, New Delhi, July 2012
- [2] Andhra Pradesh, "Fire Accident in Water Purifier Unit", The Hindu Newspaper, Sept, 2004
- [3] SRF 05 datasheet
- [4] Kyung Nam Ha¹, Kyung Chang Lee², Suk Lee³, "Development of PIR Sensor Based Indoor Location Detection System for Smart Home" ISICE-ICASE International Joint Conference oct.2006.
- [5] ATMEGA128 datasheet
- [6] Embedded Bluetooth Module-FB155BC

무선 체온측정 관리 시스템 설계 및 구현

*고유범, 김지윤, 이은진, 김흥수
제주대학교 통신공학과

e-mail : *rhduqjal@naver.com, gyoon07@jejunu.ac.kr,*
eunjin@jejunu.ac.kr, sookh@jejunu.ac.kr

Design and Implementation of Wireless Temperature Measurement Management System

*Yu-Beom Go, Ji-Yoon Kim, Eun-Jin Lee, Heung-Soo Kim
Department of Telecommunication Engineering
Jeju National University

Abstract

본 논문에서는 병원에 가지 않고서도 언제 어디서나 자연스럽게 의료서비스를 제공받을 수 있는 유비쿼터스 헬스케어 서비스를 제공하기 위하여 무선 체온측정 관리 시스템을 제안한다. 무선 체온측정 장치는 디지털 체온 센서에 블루투스 모듈을 부착하여 무선 통신이 가능하게 하며 스마트폰이나 PC에서 원격으로 제어할 수 있게 한다. 또한 데이터베이스를 구축하여 측정된 체온 데이터를 저장하여 스마트폰이나 PC로 주고받을 수 있는 프로그램의 구현을 통해 더욱 편리한 의료서비스를 제공하고자 한다.

I. 서론

오늘날 의학기술의 발전과 함께 국민들의 생활수준이 향상됨에 따라 복지에 대한 수요가 급격히 증가하고 있는 추세이다. 이에 첨단 IT 기술을 활용한 의료서비스를 바탕으로 삶의 질을 높이고자 하는 국민들의 욕구가 증가하고 있다[1]. 무선 센서 네트워크 및 각종 이동 통신단말기의 발전과 사용이 급격하게 증가하여 의료분야에서도 이러한 기술을 이용하여 원격지에서

환자의 심전도, 체온, 맥박 등의 생체 신호와 각종 의료 데이터를 무선으로 측정할 수 있는 시스템에 대한 많은 연구가 이루어지고 있다. 또한 병원에 있는 환자뿐만 아니라 일반 사람들도 건강에 대한 우려 및 관심이 증가되면서 병원에 가지 않고서도 언제 어디서나 자연스럽게 의료서비스를 제공받을 수 있는 유비쿼터스 헬스케어라는 새로운 기술에 대한 많은 연구가 이루어지고 있다[2]. 이러한 기술 중 인체에서 자연스럽게 발생하는 생체정보를 여러 가지 형태의 센서를 이용하여 측정하고 분석하여 다양한 정보를 제공하는 기술은 유비쿼터스 헬스케어에 가장 가깝게 다가와 있는 기술이다[3-4].

생체 정보 중에서 체온이 가장 기본적인 진단 정보를 제공하므로 거의 모든 질환에 대해 반드시 측정하도록 되어 있다. 체온 측정에 의해 발열 여부를 정확히 확인하는 것은 환자의 건강 상태를 파악하고 질병의 진단, 치료의 결정에 중요한 역할을 한다[5]. 체온 측정 방법으로는 접촉식과 비접촉식이 있다. 접촉식 체온계의 경우 실질적으로는 인체 내부의 체온이라기보다는 피부온도를 측정하는 것이므로 정확한 체온의 측정이 어렵고 또한 많은 시간이 걸리는 단점이 있다. 비접촉식 체온계로 주로 사용되고 있는 것은 고막형(eardrum) 체온계로, 비교적 빠른 시간에 편리하게 측정할 수 있는 장점을 가지고 있다. 그러나 체온 측정 과정에서 고막으로의 삽입문제, 구조적인 문제에서의

부정확성, 유아 사용의 거부 반응, 감염문제 등이 나타나고 있다[6-7]. 따라서 이러한 문제점들을 개선하며, 쉽고 편리하고 정확하게 체온은 측정할 수 있는 접촉식 방식 체온계의 개발이 절실히 요구되어지고 있다.

본 논문에서는 기존 접촉방식의 체온계의 여러 문제점을 해결하기 위해 팔이나 겨드랑이에 착용하는 접촉식 무선 체온 측정기를 개발하고, 측정된 데이터를 스마트폰과 컴퓨터에서 관리 및 저장하도록 함으로써 영유아, 노약자, 환자의 건강 상태를 관리할 수 있는 체온측정 관리시스템을 개발하고자 한다.

II. 본론

2.1 무선 체온 측정기

접촉식 온도 센서로는 디지털 서미스터를 사용하였으며 접촉식 온도 센서인 서미스터는 신호출력이 크고 0.0002정도의 미세한 온도변화를 감지할 수 있으며 소자 자체의 전기저항이 크므로 리드선의 길이를 길게 할 수 있어 팔이나 겨드랑이에 착용하는 밴드형으로 제작이 가능하다. 접촉식 온도 센서를 이용해 측정된 체온을 무선으로 스마트폰이나 컴퓨터로 전송하기 위해 무선통신기술 중 하나인 블루투스 방식을 이용하였다. 그림 1은 신호를 무선으로 전송하는 방식에 쓰인 블루투스모듈로 BT Shield V2.1이다. BT Shield V2.1의 인터페이스는 UART IN/OUT방식으로 데이터를 무선으로 송신 및 수신 할 수 있으며 2.4GHz ISM대의 블루투스 무선통신 방식을 사용하여 주파수 간섭 또는 혼선이 없다. 블루투스 간의 통신 거리는 약 10m로서 팔이나 겨드랑이에 착용하는 밴드형 무선 체온측정 관리 시스템에 이용하기에 적합하다.



그림 1. 블루투스 모듈

그림 2는 접촉식 온도 센서의 값을 읽어 들어 온도로 변환하고 그 값을 그림 1의 블루투스 모듈을 통해 스마트폰이나 컴퓨터로 전송하는 제어 보드이다.



그림 2. Arduino Uno 보드

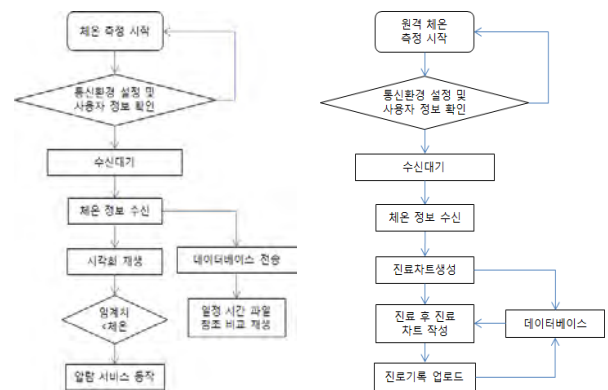
2.2 무선 체온측정 관리 시스템

본 논문에서 제안하는 무선 체온측정 관리 시스템은 그림 3의 구성도와 같이 데이터베이스, 스마트폰, 체온계, 의사용 PC로 구성된다. 본 시스템은 병원에서 뿐만 아니라 일반 가정에서도 활용할 수 있는 시스템으로 병원외의 경우 의사나 간호사가 환자의 체온을 원격으로 측정하기 위해 의사용 PC나 스마트폰을 이용하여 무선으로 체온 측정 데이터를 수신하고 측정 결과를 이용해 환자의 상태를 체크한 후 환자의 체온과 진료 정보 등을 데이터베이스로 저장한다. 또한 일반 가정에서는 영·유아가 아픈 경우 일정주기로 체온을 측정하고 일정체온을 유지하는 것은 매우 중요한 일이다. 이를 위해 영·유아의 팔이나 겨드랑이에 체온계를 착용시킨 후 주기적으로 체온을 측정하여 스마트폰으로 체온 정보를 전달한다. 이 체온 정보를 스마트폰을 통해 확인하고, 데이터베이스에 저장하여 체온 값의 변화 상태를 확인할 수 있게 한다. 또한 임계치를 두어 임계치 이상의 경우 알람이 울려 아이의 상태를 확인하고 대처할 수 있게 한다.



그림 3. 무선 체온측정 관리 시스템 구성도

그림 4는 제안된 무선 체온측정 관리 시스템의 수행도를 나타낸 것이다.



(a) 스마트폰 수행도

(b) 원격진료PC 수행도

그림 4. 무선 체온측정 관리 시스템 수행도

그림 4(a)는 일반 가정에서 스마트폰을 사용한 어플리케이션 수행 프로세스이며 그림4(b)는 병원에서 환자의 체온 정보를 확인·관리하기 위한 의사용 PC 소프트웨어 수행 프로세스이다. 그림 4의 수행도는 체온 정보를 측정하여 무선으로 수신 받아 이를 데이터베이스에 저장한 후 모니터링하는 과정들로 구분된다.

III. 구현 및 결과

본 논문에서 구현한 무선 체온관리 시스템에 사용된 디지털 체온계의 데이터의 정확성을 검증하기 위해서 브라운사의 IRT-4520 귀체온계와 테루모사의 EM-30 CPLB/R 귀체온계의 측정값과 비교하였다. 브라운사의 IRT-4520은 36℃~39℃사이의 정확도의 최대오차범위는 ±0.2℃이며 EM-30CPLB/R은 35.8℃~37.0℃사이의 정확도의 최대오차범위는 ±0.2℃이고 37.0℃~39.1℃사이의 정확도의 최대오차범위는 ±0.1℃이다. 체온측정 비교한 결과는 테루모사의 EM-30 CPLB/R은 표준편차가 0.076, 브라운사의 IRT-4520은 0.15, 제안된 체온계는 0.13이므로 제안한 디지털 체온계의 신뢰성을 확인할 수 있었다.

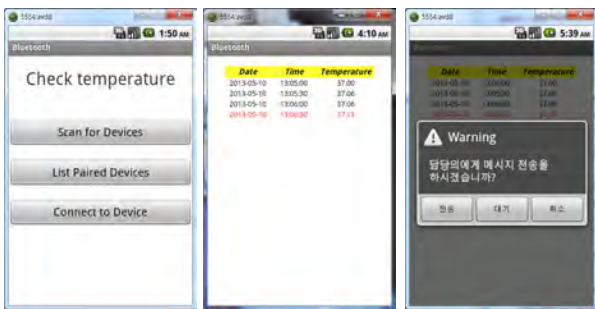


그림 5. 구현된 스마트폰 어플리케이션

그림 5는 스마트폰에서 무선 체온을 측정하고 관리하는 어플리케이션 화면이다. 체온을 측정하기 위해 통신 환경을 검색하고 설정한 후 체온 측정 데이터를 받아들이고 그 값을 데이터베이스로 저장할 수 있게 하였다. 체온의 변화 상태를 확인하기 위해 데이터베이스의 데이터를 일정시간 간격으로 읽어 들여 확인할 수 있게 하였으며 스마트폰에서 잘 동작하는 것을 그림 5의 화면을 통해 확인할 수 있었다. 또한 체온 값의 임계치를 두어 임계치 이상의 값이 수신된 경우 알람 기능 등을 통해 사용자가 체온 변화 상태를 확인하고 대처할 수 있게 하였다.

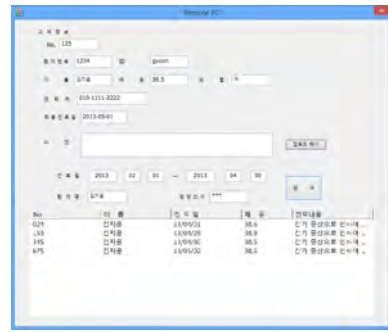


그림 6. 구현된 의사용 PC 소프트웨어 화면

그림 6은 의사용 원격진료 PC에 구현된 소프트웨어 화면이다. 의사나 간호사가 PC를 통해 체온 정보를 수신하여 이를 통해 환자를 관리하고 진료할 수 있으며 환자의 체온 정보 및 진료 정보를 데이터베이스에 저장하여 검색할 수 있게 구현하였다. 또한 이를 통해 의사는 원하는 기록을 편리하게 조회할 수 있으며, 조회 결과는 진료차트 화면을 통해 확인할 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 체온 측정과정에서 발생하는 여러 가지 문제점을 해결하기 위해 팔이나 겨드랑이에 착용하는 밴드형 무선 체온측정 장치를 제안하였으며 이를 이용하여 언제 어디서든 편리하게 체온을 측정하고 관리 할 수 있는 스마트폰 어플리케이션과 병원 의사용 PC 소프트웨어를 개발하였다. 제안된 시스템은 병원에서 뿐만 아니라 가정 내에서도 손쉽게 자신의 상태를 검사하고 관리할 수 있는 시스템으로 유비쿼터스 헬스케어 서비스를 제공할 수 있었다.

참고문헌

- [1] 김흥기 외, “디지털청진기 기반의 원격청진진료 스마트-헬스케어 시스템 설계 및 구현”, 전자공학회 논문지, 제48권, 제6호, pp. 62-70, 2011.
- [2] 이영동 외, “무선센서네트워크를 이용한 생체신호 모니터링 시스템”, 한국신호처리시스템학회학술발표대회, 논문집7권 1호, pp. 109-112, 2006.
- [3] 성건용 외 5인, “유비쿼터스 라이트케어 기술 동향”, 전자통신동향분석, 제22권, 제5호, 2007.
- [4] J.Y.Jung, J.W.Lee, “Zigbee Device Design and Implementation for Context Aware U-Healthcare System,” Second Conference on System and Networks Comm.(ICSNC2007), Aug, pp.22-27, 2007.

- [5] Ye Shu-ming, Jiang Kai, et al, "Enhancing the Precision of Infrared Thermodetector for Medicine by Two-Channel Measuring Technique and Muriple Linear Interpolation Algorithm," Proceddings of the 2005 IEEE Eng. in Medicine and Biology 27th Annual Conference, Sep, pp.5211-5214, 2005.
- [6] M. Pompei, "Arterial Heat Balance Thermometer at an Exposed Skin Site: Accuracy, Comport and Convenience for Patient and Clinician," Exergen Corporation Rev., Vol.5, No.9, pp.2-41, 1999.
- [7] MI Suleman, AG Doufas, O Akca, M Ducharme, DI Sessler, "Insufficiency in a new temporal artery thermometer for adult and pediatric patients", Anesth Analg, pp.67-71, 2002.

<http://terumokore.cafe24.com/>

SSD 기반 클라우드 스토리지 시스템에서 Erasure code를 이용한 데이터 복제 기법

*조정흠, 김주경, 메히디, **김덕환
인하대학교 전자공학과

e-mail : {jojh85, jkkim86, mehdi }@iesl.inha.ac.kr, deokhwan@inha.ac.kr

Data Replication Method using Erasure Code in SSD based Cloud Storage System

*Jeong-Heum Jo, Ju-Kyeong Kim, Mehdi Pirahandeh, **Deok-Hwan Kim
Dept. of Electronic Engineering, Inha University

Abstract

In this paper, we propose a new data replication method using erasure code to improve space efficiency and I/O performance in SSD based cloud storage system. For high access frequency data, the proposed method replicates 3 copies to insure the fast access time and data redundancy. For low access frequency data, the method applies erasure code to data for the space efficiency and write performance. Experimental results show that the proposed method has 17% improvement in space efficiency and 11% improvement in writing performance rather than the traditional data replication method.

*학생회원, **정회원, 교신저자

(Department of Electronic Engineering, Inha University)

※ "본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 IT/SW 창의연구과정의 연구결과로 수행되었음" (NIPA-2013-H0502-13-1016)

※ 이 논문은 2013년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (2013R1A1A2006912)

※ 이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임 (2012-0001773)

I. 서론

최근 데이터양이 급격하게 늘어남에 따라 빅데이터의 처리가 큰 이슈가 되고 있다. 클라우드 스토리지 시스템에서 사용되고 있는 분산 파일시스템은 데이터를 처리하기 위해서 여러 서버들을 네트워크로 연결하여 처리함으로써, 고가용성과 높은 확장성을 제공한다[1]. 그중 오픈소스로서 클라우드 스토리지에서 많이 사용되고 있는 하둡 분산 파일시스템(HDFS)은 저장공간의 신뢰성을 위해서 데이터를 64MB의 블록 단위로 나눈 후, 3개의 복제본을 생성하여 각 블록들을 분산 저장한다[2]. 그림1은 HDFS의 파일 복제과정의 문제점을 보여주고 있다. 만약 320MB의 데이터가 들어오면 64MB의 블록 단위로 데이터를 청킹한 후, 3개의 복제본을 생성하여 분산저장 한다. 이러한 방법은 데이터 크기에 3배의 저장공간이 필요하기 때문에 매우 큰 저장공간 낭비를 유발하게 된다[3].



그림 1. HDFS의 비효율적인 저장공간 사용

또한, 클라우드 스토리지 시스템에서는 HDD를 저장공

간으로 사용하고 있다. 하지만 랜덤 I/O가 많이 발생하는 클라우드 환경에서는 HDD를 사용할 경우 병목 현상으로 인해 속도 저하가 생길 수 있다[4]. SSD를 사용할 경우 이러한 병목현상을 줄여 주고, 가격면에서도 저렴해지고 있기 때문에 현재 All SSD 기반의 클라우드 스토리지 제품들이 개발되고 있다.

따라서 본 논문에서는 데이터 저장공간의 효율성과 입출력 속도 향상을 위해서 SSD 기반 클라우드 스토리지에서 erasure codes를 이용한 데이터 복제 기법을 제안한다.

II. Erasure code를 이용한 데이터 복제 기법

본 논문에서는 SSD기반 클라우드 스토리지 시스템에서 erasure codes를 적용한 데이터 복제 기법을 제안한다.

기존의 복제기법은 신뢰성을 유지하기 위해서 3개의 복제본을 생성하기 때문에 저장공간 낭비를 유발한다. 제안한 방법은 저장공간 효율성과 쓰기 속도를 높이기 위해서 접근빈도에 따라 두 가지 다른 복제 방법을 사용한다. 접근빈도가 높은 Hot Data의 경우 신뢰성을 유지하고, 빠른 접근 속도를 보장하기 위해서 3개의 복제본을 생성하여 저장한다. Hot Data는 일반적으로 전체 데이터에서 차지하는 비율이 상대적으로 낮기 때문에 복제를 하더라도 저장공간 효율성이 크게 떨어지지 않는다. 접근빈도가 낮은 Cold Data의 경우 Hot Data에 비해 데이터 양이 많기 때문에 저장공간 효율성을 위해 erasure codes를 적용하여 패리티를 생성한 후 저장한다. 그림2는 erasure codes를 적용했을 때의 데이터 크기를 보여준다.

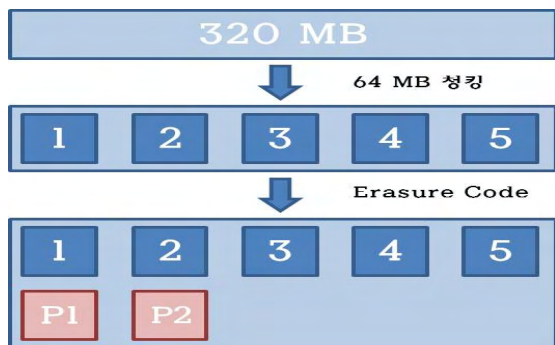


그림 2. Erasure Code 방식의 효율적인 저장공간 사용

그림1과 비교해 보면, 복제방식은 데이터에 3배의 저장공간이 필요하지만, erasure codes를 적용하면 데이터에 1.4배의 저장공간이 필요하다. 또한, 저장속도

도 패리티 연산시간이 있지만 3개의 복제본을 생성하는 것보다 적은 시간이 소모되기 때문에 쓰기 속도도 향상 된다. 그림3은 제안한 방법의 전체 시스템의 구조를 보여준다. 먼저 시스템에 쓰기 명령이 들어오면 64MB 크기의 블록 단위로 데이터를 청킹한다. 그 후 SHA-1 해쉬 함수[5]를 이용하여 데이터에 대한 fingerprint를 생성하고, 인덱스 테이블을 검색하여 해당하는 fingerprint에 대한 카운트 값을 확인한다. 만약 카운트 값이 임계값 보다 작으면 Cold-Data이기 때문에 저장공간 효율성과 빠른 쓰기 속도를 위해서 패리티를 생성하여 저장한다. 카운터 값이 임계값 이상인 Hot-Data는 신뢰성을 보장하기 위해서 복제본을 생성하여 저장한다.



그림 3. 제안한 방법의 시스템 구조

만약 읽기 명령이 들어오면, 메타 데이터를 참조하여 데이터가 어느 방식으로 저장 되어 있는지 확인하고 주소 값을 확인한다. 그리고 접근횟수가 늘어났기 때문에 카운트값을 1 증가시킨다. 그 후 전체 데이터를 복원한다. 표1은 데이터 배치 알고리즘을 보여준다. 청킹 된 데이터 블록이 들어오면, 각 블록들의 카운트 값을 읽고, 임계값(threshold)과 비교한다. 비교한 카운트 값이 임계값 보다 크면 3개의 복제본을 생성하고, 이하이면 패리티 생성 방식으로 저장한다.

표 1. 패리티 기반 분산데이터 복제 알고리즘

/*	INPUT: $F = \{ f_0, f_1, f_2 \dots f_m \}$	*/
/*	f_i write operation is started	*/
1.	while	
2.	count i ++;	
3.	if(count i > threshold)	
4.	write 3X f_i into hot disks;	
5.	else if	
6.	generate parity;	
7.	write f_i & parity into cold disks;	
8.	end if	
9.	end while	

그림4는 읽기, 쓰기 요청시의 데이터 처리 과정을 보여준다. 그림의 예시에서 데이터는 6개의 블록으로 청킹 되고, 카운트 기준 값은 3으로 설정되었다. 각 블록들은 인덱스 테이블을 참조하여, 카운트 값을 확인한다. 카운트가 기준 값 아래인 a, c, e, f 블록은 패리티를 생성하고, 저장된다. 또한, 기준 값 이상인 b, d 블록은 3개의 복제본을 생성하고 저장된다. 만약 읽기 명령이 내려지면 인덱스 테이블에 key 값과 카운트 값을 확인하여 데이터의 유무와 어느 방식으로 저장되어 있는지 확인하고, 카운트를 증가시킨다. 그리고 LBA값을 참조하여 데이터를 읽은 후 복원한다.

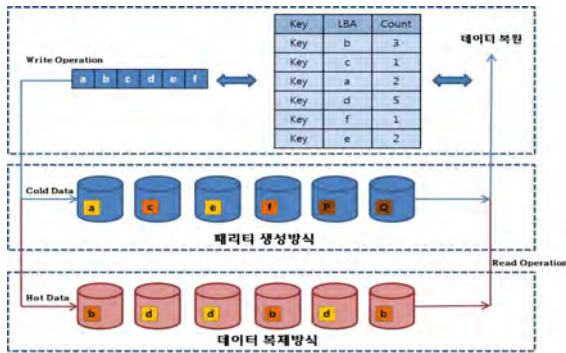


그림 4. 제안한 방법의 읽기/쓰기 명령의 처리과정

III. 실험 및 결과

실험 데이터 크기를 256MB, 512MB, 1GB, 2GB 로 설정하여 실험하였으며, 워크로드의 크기가 작기 때문에 4KB 크기로 청킹하였다. 임계값은 각 실험 전에 무작위로 읽기 명령을 내려 각 데이터의 카운트 값을 확인한 후, Hot Data가 차지하는 비율이 적기 때문에 전체 데이터의 약30%가 되도록 설정하였다. 패리티 생성방식으로는 Reed-Solomon 코드[6~7]를 적용하여 패리티 비트를 생성하고, 복제시에는 기존의 분산 파일 시스템과 같이 3개의 복제본을 저장했다. 실험환경은 다음과 같다. CPU는 Intel Core i5 2.6Ghz이고, DDR2 4GB메모리를 사용하였다. SAMSUNG SSD 64GB 6개를 사용했고, Window7 운영체제에서 실험을 실시했다. 실험을 위한 코드는 C++.NET 기반 언어로 작성되었다. 아래 표2는 전체적인 실험 환경을 보여준다.

표 2(a). 실험환경

항목	시스템 사양
CPU	Intel Core i5 2.6Ghz
메모리	DDR2 4GB
운영체제	Window 7
SSD	SAMSUNG 64GB * 6

표 2(b). RAID Controller

The Adaptec RAID 6805/6805Q SAS RAID Controller	
Form Factor	Low profile MD2
Bus Compatibility	PCIe Gen2
PCIe bus width	x8
Data transfer rate	6Gbps per port
Standard cache	512MB DDR2
Serial Ports	8

그림5는 시뮬레이션 결과를 보여준다. 제안한 방법은 데이터 복제 방식보다 약 17%의 저장공간 효율성이 있음을 확인하였다. 또한 쓰기 속도는 데이터의 크기가 커질수록 더 많은 효율이 있음을 확인하였다. 실험 결과 2GB 워크로드 실험시 약 11%의 쓰기 속도 향상을 보였다. 하지만, 읽기 속도에서는 복제 방식 보다 약간의 성능 하락이 있음을 확인했다.

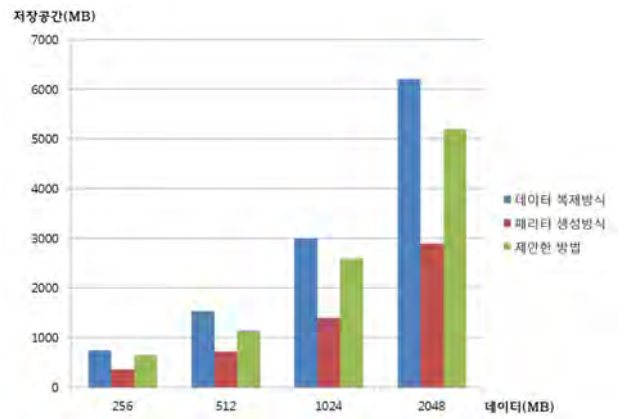


그림 5(a). 저장공간 효율성 비교

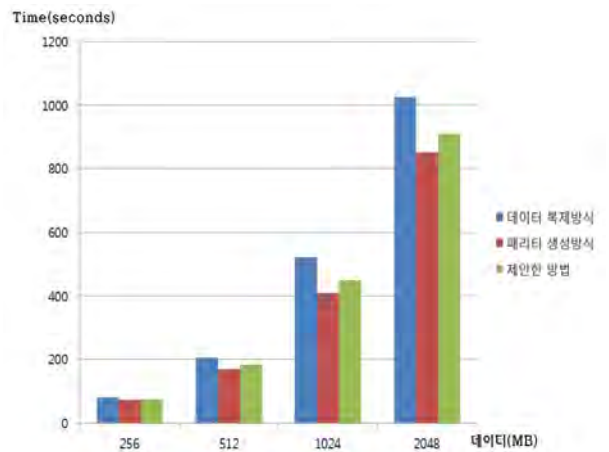


그림 5(b). 쓰기 명령시 데이터 처리시간

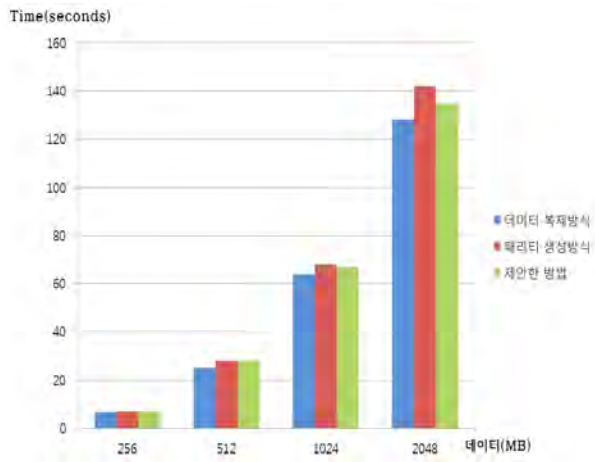


그림 5(c). 읽기 명령시 데이터 처리시간

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 데이터 접근빈도수를 고려하여 erasure codes를 이용한 복제기법을 적용함으로써, 저장공간 효율성과 쓰기속도가 향상됨을 확인하였다. 향후 연구로는 본 시스템을 하둡 분산 파일시스템에 직접 적용하여 실제 클라우드 환경에서의 성능향상을 확인하고, 클라우드 스토리지 시스템에 적합한 중복제거 기법과 erasure codes를 연구할 예정이다.

참고문헌

[1] DJ Abadi, "Data management in the cloud: Limitations and opportunities." IEEE Data Eng. Bull, 2009

[2] K Shvachko, H Kuang, S Radia. "The hadoop distributed file system." IEEE Mass Storage System 2010

[3] Jianzong Wang, Weijiao Gong, Varman, Peter, Changsheng Xie. "Reducing Storage Overhead with Small Write Bottleneck Avoiding in Cloud RAID System." ACM / IEEE 13th International Conference on Grid Computing. 2012

[4] Bo Mao, Hong Jiang, Suzhen Wu, Yinjin Fu, Lei Tian. "SAR: SSD Assisted Restore Optimization for Deduplication-based Storage System in the Cloud." IEEE Seventh International Conference on Networking, Architecture, and Storage. 2012

[5] Paul E. Jones, "US Secure Hash Algorithm

1(SHA1)", Cisco Systems, 2001

[6] S. Plank, S Simmerman, C.D. Schuman, "Jerasure: A Library in C/C++ Facilitating Erasure Coding for Storage Applications." Technical Report CS-08-627, University of Tennessee Department of Electrical Engineering and Computer Science, August, 2008

[7] J. S. Plank. "A tutorial on Reed-Solomon coding for fault-tolerance in RAID-like systems", Software-Practice & Experience, pp995-1012, September 1997

SSD 기반 RAID 스토리지에서 데이터 및 패리티 디스크의 복합적 중복제거 기법

*김주경, 조정흠, 메히디, **김덕환
인하대학교 전자공학과

e-mail : {jkkim86, jojh85, mehdi}@iesl.inha.ac.kr, deokhwan@inha.ac.kr

Unified De-duplication Method of Data and Parity Disks in SSD-based RAID Storage

*Ju-Kyeong Kim, Jeong-Heum Jo, Pirahandeh Mehdi, **Deok-Hwan Kim
Dept. of Electronic Engineering, Inha University

Abstract

In this paper, we propose a unified de-duplication method of data and parity disks in the SSD-based RAID storage. The proposed method perform encoding and parity disk de-duplication process, if only data disk is not duplicated with the input data. Hence, the number of parity operations is reduced and parity disk I/O performance is improved. Experimental result in the RAID-5 environment show that the proposed method improve overall storage efficiency and I/O performance for parity disk .

* 학생회원, ** 정회원, 교신저자

※ 이 논문은 2013년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (2013R1A1A2006912)

※ 이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임 (2012-0001773)

※ 본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 IT융합 고급인력과정 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2013-H0401-13-1006)

I. 서론

최근 수년간 모바일 기기의 발전과 사용자의 증가로 인하여 인터넷을 기반으로 한 클라우드 서비스가 점차 활성화되고 있다. 이러한 클라우드 서비스를 지원하기 위해서는 고성능, 대용량의 스토리지가 필요하다. 이에, 여러 기업과 대학에서 클라우드 스토리지의 성능 향상을 위한 연구가 진행되고 있다[1].

클라우드 스토리지의 입출력 성능 향상을 위해서는 RAID 기술이 필수적이다. RAID(Redundant Array of Independent Disks)는 두개 이상의 디스크를 동시에 병렬적으로 접근함으로써 입출력 속도를 향상시키는 방법이며 그 종류도 다양하다[2].

클라우드 서비스의 활성화로 인하여 폭발적으로 증가하는 데이터를 저장할 스토리지의 부족이 문제가 되고 있다. 지속적으로 증가하는 데이터에 따라 스토리지도 더 많이 필요하기 때문이다. 스토리지의 용량 부족 문제를 감소시키기 위해서 중복제거 기술이 적용될수 있다. 중복제거 기술은 동일한 데이터를 저장하지 않으므로써 저장공간 효율성을 향상시키는 방법이다[3].

본 논문에서는 SSD 기반 RAID 스토리지에서 데이터 및 패리티 디스크의 중복제거를 실행함으로써 저장공간 효율성을 향상하고 동시에 RAID의 입출력 성능과 신뢰성을 얻을 수 있는 기법을 연구했다.

II. 본론

2.1 SSD(Solid State Disk)

SSD는 NAND 플래시 메모리가 병렬로 결합하여 구성된 저장장치이다. SSD는 제자리 덮어쓰기가 안되고 각 셀마다 쓰기 및 삭제 횟수에 제한이 있다. 따라서 갱신이 빈번한 환경에서 마모도가 급격히 높아지게 된다. 이를 보완하기 위해 중복제거를 한다면 마모도를 낮추어 수명을 향상할 수 있다.

2.2 데이터 중복제거 기법

데이터 중복제거 기법은 입력데이터가 이미 스토리지에 저장되어 있는지를 검사하고 중복된 저장을 피하여 저장공간의 효율성을 향상하는 방법이다[3]. 그림1과 같이 입력 파일을 청크 단위로 분할하는 청킹과정을 거쳐서 청크를 생성한다. 그 다음, 각각의 청크에 대해 중복성 검사를 위한 고유의 값인 핑거프린트를 해시함수로 계산한다. 입력데이터의 핑거프린트와 일치하는 값이 있는지 해쉬 테이블에서 검사함으로써 중복제거 검사를 수행한다.

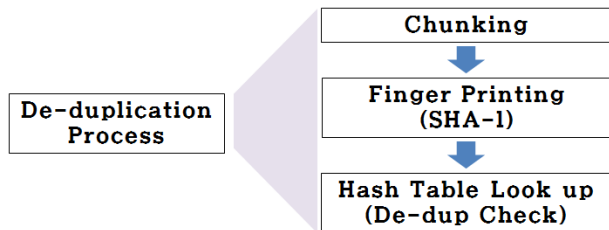


그림 1. 데이터 중복제거 기법

2.3 RAID-5 시스템

RAID-5 시스템은 최소 두 개 이상의 데이터 디스크와 하나의 패리티 디스크로 구성된다. 그림2 처럼, RAID-5는 한 개의 패리티 디스크로 데이터 손실시 이를 복구한다.

RAID-5 시스템에서 입력데이터는 청킹 과정을 거친 후 XOR 연산으로 패리티 정보를 생성한다. 데이터 청크와 패리티 청크는 스트라이프 방식으로 각각의 디스크에 저장된다. 이때 청크 크기의 범위는 32~128KB이다.

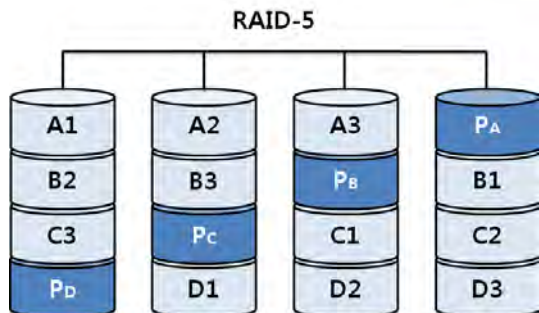


그림 2. RAID-5 시스템

2.4 RAID 시스템에서 데이터 및 패리티 디스크의 복합적 중복제거

RAID 시스템에서 데이터 및 패리티 디스크의 중복제거 기법의 구조는 그림3과 같다. OS 계층으로부터 데이터 I/O가 발생하면 그 정보는 File System으로 전달된다. File System에서는 데이터 처리를 위해 RAID 시스템으로 해당 I/O 요청을 전송한다. 본 논문에서의 RAID 시스템은 내부에 데이터 및 패리티 디스크 De-duplication 계층으로 중복제거를 실행한다. RAID 시스템에서 중복제거를 거친후 데이터는 Storage로 전달되어 저장된다.

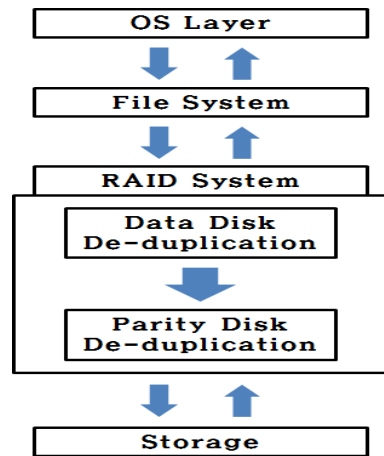


그림 3. 제안한 기법의 구조

RAID 시스템 내부의 중복제거 계층에서의 세부적인 동작은 그림4와 같다. 우선, 입력데이터를 데이터 디스크에서 중복제거 과정을 거친다. 중복제거 방법은 2.2 절에서 설명한 방법과 같이 실행한다. 이때, 청크의 크기는 RAID에서의 청크 크기인 32~128KB 범위 내에서 정한다. 데이터가 중복되었다면 입력데이터는 저장되어 있는 중복된 데이터를 참조하도록 메타데이터를 수정한다. 또한, XOR 연산 결과인 패리티 정보 또한 같을 것이므로 패리티도 참조한다. 그로인해 패리티 연산이 발생하지 않아 연산 횟수를 감소시킬 수 있다.

데이터 디스크에서 중복이 발생하지 않았다면 입력데이터의 저장을 위해서 패리티 연산과정을 거친다. RAID에서의 패리티 생성 방법인 R-M-W (Read-Modify-Write) 과정을 거쳐서 새로운 패리티 정보를 생성한다. 이때, RAID에서 인코딩 부분의 오버헤드인 패리티 연산이 발생하게 된다. 제안한 기법은 데이터 디스크 중복제거 과정을 패리티 생성 전에 실시함으로써 패리티 연산을 줄이게 된다.

패리티 정보 생성 후, 패리티 디스크에서 중복제거 과정을 거친다[4]. 중복제거 방법은 데이터 디스크의 중복제거

방법과 같다. 하지만, 청크 크기가 RAID에서의 청크 크기보다 작은 4KB로 청킹한다. R-M-W 과정으로 인해 패리티의 변경된 부분이 작을 경우 기존에 저장되어 있는 패리티와 중복을 검출하기 위해서이다.

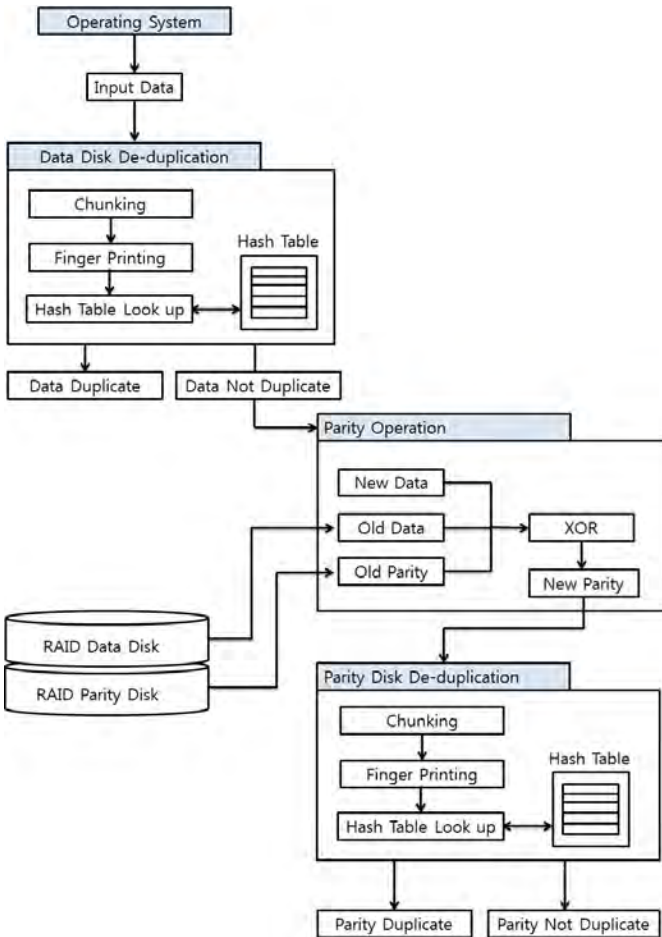


그림 4. RAID 시스템에서 데이터 및 패리티 디스크의 복합적 중복제거 기법

III. 실험결과

성능 평가를 위해 제안한 기법을 RAID-5에서 적용하였다. 실험을 통하여 기존의 중복제거를 하지 않는 RAID 시스템과 입출력 성능 및 저장공간 효율성을 비교하였다.

실험환경에 사용된 시스템은 Intel I5-3570 3.40GHz, 8GB 메모리, 리눅스 커널 2.6.29이다. Jersure 시뮬레이터를 사용하여 RAID-5를 구현하였고 64GB SSD Samsung 830 Series 4개를 사용하였다.

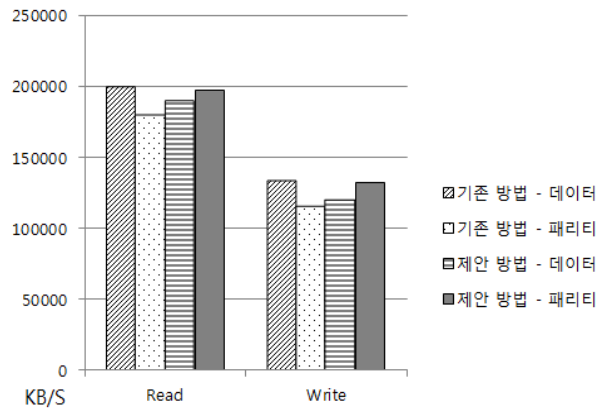


그림 5. RAID-5에서 제안한 기법의 입출력 성능 비교

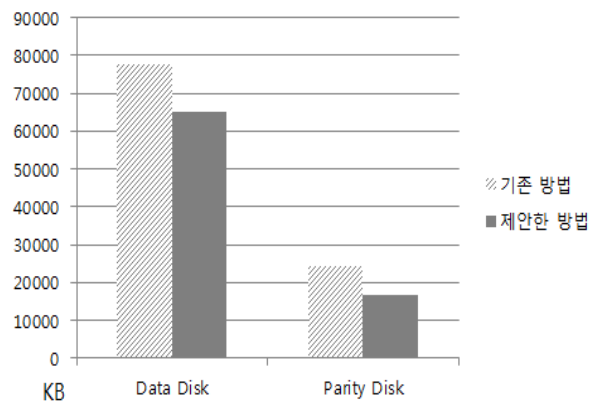


그림 6. RAID-5에서 제안한 기법의 저장공간 효율성 비교

Synthetic 워크로드를 사용하여 기존의 데이터 및 패리티 디스크에서 중복제거를 하지 않는 RAID-5 시스템과 제안한 기법의 입출력 성능과 저장공간 효율성을 비교하였다. 그림5를 보면 기존 RAID-5 데이터 디스크와 비교하여 제안한 기법의 데이터 디스크에서는 중복제거로 인한 오버헤드로 약 읽기 5%, 쓰기는 10% 정도 낮은 성능을 보였다. 제안한 기법의 패리티 디스크는 약 읽기 10%, 쓰기 14% 성능이 향상 되었다. 데이터 디스크에서 중복이 발생할 경우 패리티 연산 및 생성을 거치지 않기 때문이다. 그림6에서 제안한 방법이 중복제거를 통해 저장공간 사용량을 줄여서 데이터 디스크에서 16%, 패리티 디스크에서 32% 저장공간 효율성의 향상을 보였다.

IV. 결론

본 논문에서는 SSD 기반 RAID 스토리지에서 데이터 및 패리티 디스크의 복합적 중복제거 기법을 제안하였다. 데이터 디스크에서 먼저 중복제거 과정을 거

친후 패리티 디스크의 중복제거를 하기 때문에 데이터 디스크에서 중복이 발생하면 패리티 연산을 줄일 수 있었다. 실험결과 제안한 기법은 RAID의 데이터 및 패리티 디스크에서 저장공간 효율성을 향상 시켰으며, 또한 패리티 디스크의 입출력 성능이 향상되었음을 확인할 수 있었다.

참고문헌

- [1] A. Bessani, M. Correia, B. Quaresma, F. Andre, P. Sousa, "DEPSKY: Dependable and Secure Storage in a Cloud-of-Clouds", ACM Eurosys'11, pp.31-45, April 2011.
- [2] A. Kadav, M. Balakrishnan, V. Prabhakaran, D. Malkhi, "Differential RAID: Rethinking RAID for SSD Reliability", Workshop on Hot Topics in Storage and File Systems(HotStorage'09), pp.55-59, October 2009.
- [3] J.-K. Kim, S.-K. Lee, D.-H. Kim, "Data De-duplication and Recycling Technique in SSD-based Storage System for Increasing De-duplication Rate and I/O Performance", IEEK CI, Vol.49, No.12, pp.149-155, 2012.
- [4] Y.-S. Yang, S.-K. Lee, D.-H. Kim, "De-duplication of Parity Disk in SSD-Based RAID System", IEEK CI, Vol.50, No.1, pp.105-113, 2013.

의자에 앉은 자세에 따른 둔부의 압력 및 척추의 움직임 측정 시스템에 관한 연구

김동현, 장정근, 최선탉, 조위덕
아주대학교 전자공학부

e-mail : *sense21g@ajou.ac.kr*, *in2thesky@ajou.ac.kr*, *shiptaek@gmail.com*,
wdukecho@gmail.com

A Study on the Pressure for Gluteal Region and the Movement of the Spine Measure System in Accordance with Sitting Posture on the Chair

Dong-hyun Kim, Jeong-keun Jang, Sun-taag Choe, We-duke Cho
Electronics and Computer Engineering
Ajou University

본 논문에서는 의자에 앉은 자세에 따라 변화하는 둔부의 압력과 요추의 움직임을 센서를 통해 분석하여 바르지 않은 앉은 자세를 인지하는 방법을 제안한다.

Abstract

This system measures pressure of thigh and gluteal region and whether bending waist or not by using six of FSR(Force Sensing register) sensors and Flex sensor. This device system transmit these data to PC by using serial communication. This device system will have positive effect on recognizing incorrect sitting posture on the chair through analyzing pressure and bending waist in accordance with various sitting posture.

I. 서론

기존 사례에 따르면 장시간 앉은 자세는 근골격계 질환을 야기할 수 있으며, 요추에 가해지는 스트레스를 증가시켜 요통을 유발시킨다.[1] 또한 두부전방자세와 같은 자세이상의 문제를 야기할 수 있는데, 임상적으로 두부전방자세는 근골격계의 통증과 함께 근육의 역치의 변화를 가져온다.[2] 그 뿐 아니라 장시간 의자에 앉아 작업을 하다보면 올바르게 앉은 자세로 앉는 습관이 생길 수 있다. 그리고 그것을 쉽게 인지하지 못하면서 척추측만증(spinal lordosis)과 같은 질환에 까지 이어질 수 있다.[3]

II. 본론

1. 측정 방법

1.1 둔부 압력 측정 방법



Fig 1. 압력센서 부착 위치(둔부)와 다양한 앉은 자세

제작된 device의 FSR sensor를 실험자와 의자의 압력을 확인할 수 있도록 Fig 1과 같이 무릎에 가까운 허벅지와 엉치뼈, 그리고 그 두 부위의 가운데에 부착하고 다양한 자세(바른 자세, 등 뻣 자세, 누운 자세, 다리 꼰 자세, 높은 자세)에 따라 변화하는 부위별 압력을 측정하여 그 결과로 어떤 자세를 취하고 있는지 유추한다.

1.2 척추 휨 여부 측정 방법

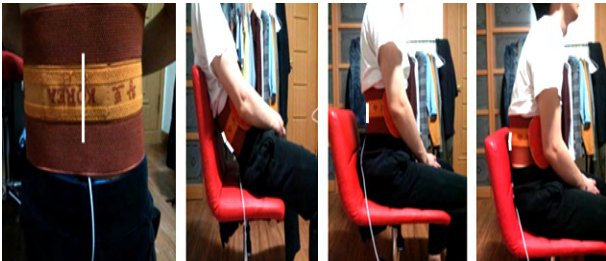
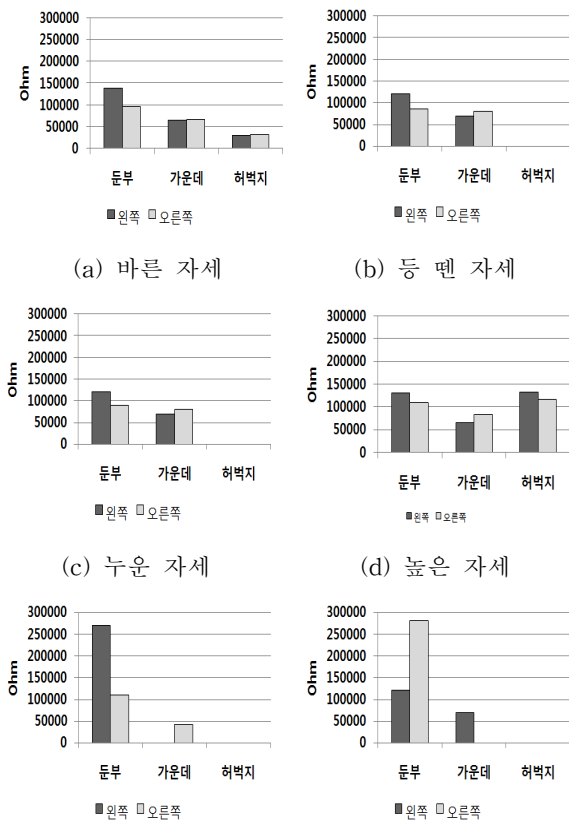


Fig 2. Flex센서부착위치(허리)와 여러자세로 앉은모습

기존의 연구에서는 바른 자세에서의 척추의 움직임을 확인하기 위해 3-D electromagnetic tracking system을 이용하여 척추를 따라 5개 부분 부착하고 그 각도를 계산 하여 분석하였다.[4] 하지만 허리의 굽힘 여부를 요추 부분의 휨만으로도 확인할 수 있기 때문에 Fig 2와 같이 waist support에 Flex sensor를 부착하였다. 이를 척추에 움직임이 있는 다양한 자세(누운 자세, 바른 자세, 두부전방자세)에 따라 변화하는 Flex sensor의 저항 값을 측정하여 확인한다.

2. 측정 결과

2.1 둔부 압력 측정 결과

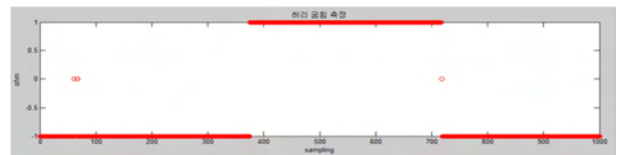


(e) 왼 다리 꺾은 자세 (f) 오른 다리 꺾은 자세

Graph 1. 둔부 압력 측정 결과

Graph 1을 보면 같은 측정 (a)의 바른 자세와 (d)의 높은 자세에서만 허벅지 부분에 압력이 나타나며, (d)의 높은 자세에서만 유일하게 허벅지 부분의 압력이 가운데 부분의 압력보다 높은 것을 알 수 있다. (b)의 등 펴 자세와 (c)의 누운 자세는 둔부압력으로는 거의 차이가 없지만 아래의 Flex sensor 분석을 통해 구분할 수 있다. (e)의 왼다리 꺾은 자세와 (f)의 오른다리 꺾은 자세는 가운데 부분의 압력을 통해 확연히 구분할 수 있다.

2.2 척추 휨 여부 측정 결과



Graph 2. SVM 후 결과 그래프

Graph 2는 Flex sensor를 이용하여 누운 자세, 바른 자세, 두부전방자세를 측정된 결과이다. 불안정한 모습을 보이기 때문에 Sliding window (size = 30)으로 최대 우도를 가지는 값을 대표 값으로 산출하여 SVM(Signal Vector Magnitude)을 구했다.

좌측부터 누운 자세(0~350 sample 구간), 바른 자세(350~700 sample 구간), 두부전방자세(700~1000 sample 구간)를 측정된 결과이다. bending waist 자세인 누운 자세와 두부전방자세는 -1의 결과를 보이고 바른 자세에서는 1을 나타내는 것을 확인할 수 있다.

3. 분류기 설계

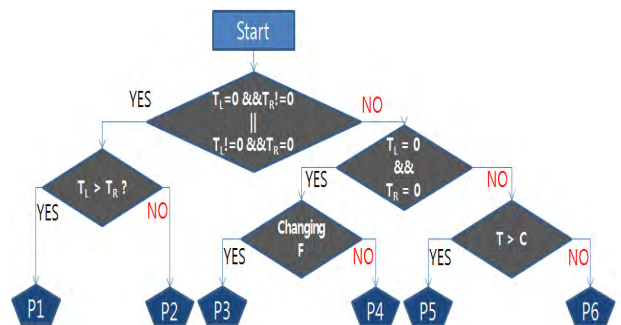
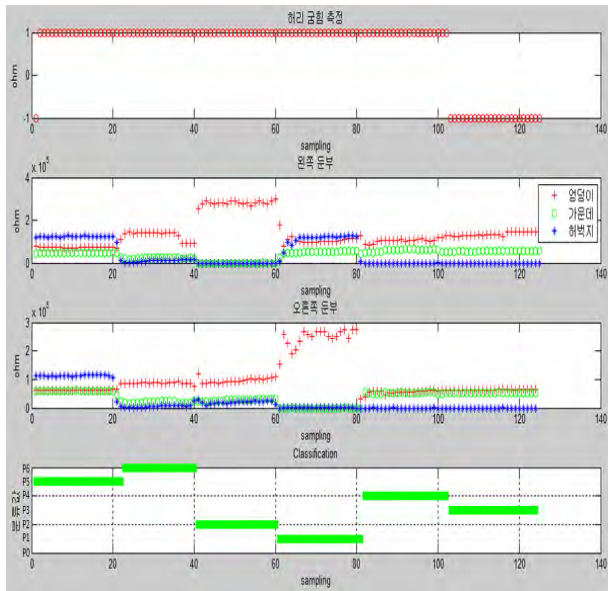


Fig 3. 의사 결정 트리를 이용한 분류기

T _L	왼쪽 허벅지 압력	C	가운데 둔부 압력
T _R	오른쪽허벅지압력	F	Flex센서 휨 감지
T	양 허벅지 압력		YES: 1 NO : -1
P1	오른다리 꺾은 자세	P4	등 펴 자세
P2	왼다리 꺾은 자세	P5	높은 자세
P3	누운 자세	P6	바른 자세

Table 1. 분류기 기호 의미

앉은 자세 판단을 위한 분류기의 설계방식은 위와 같다. 허벅지, 가운데 부분의 압력, 허리의 휨 여부 분석을 통해 다양한 앉은 자세를 분류한다.



Graph 4. 의사 결정 트리를 이용해 분류한 결과

Graph 4의 네 번째 그래프는 위에 설계한 분류기를 이용하여 분류한 결과이다. Y축의 값이 Table 1에서 설명한 다양한 자세(P1~P6)를 취하고 있다는 것을 의미한다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 사람이 의자에 앉았을 때의 자세에 따라 변화하는 둔부의 압력과 요추의 휨 여부를 측정할 수 있는 device를 개발하고 이를 통해 얻은 측정값을 분석하여 앉은 자세를 분류할 수 있도록 하였다. 현재까지 설계된 device는 둔부압력의 변화와 요추의 휨 여부를 확인 할 수 있다. 본 논문에서는 정적인 앉은 자세에서의 측정값 분석을 하였다. 본 논문의 연구를 바탕으로 향후 올바른 누운 자세나 동적인 움직임을 측정할 수 있는 system 개발에 대한 연구가 필요하다.

참고문헌

[1] Sun-young Kang, "A Comparison of Pelvic, Spine Angle and Buttock Pressure in Various Cross-legged Sitting Posture", KAUTPT. 2012. Vol. 19 No. 1, pp. 1-9.

[2] Ji-Hea Choi. "Comparisons of Postural Habits, Body Image, and Peer Attachment for Adolescents with Idiopathic Scoliosis and Healthy Adolescents", J Korean Acad Child Health Nurs Vol.17 No.3, pp.167-173

[3] 김동아, "앉은 자세에서 엉덩이 관절각도와 방식의 높이에 따른 둔부의 압력변화", 석사 학위논문, 2004.

[4] Andrew P. Claus "Is 'ideal' sitting posture real?: Measurement of spinal curves in four sitting postures", Manual Therapy, Vol.14 2009, pp. 404-408.

센서네트워크용 정보 및 전력 전달을 위한 RF 송수신 기술

*윤우열, 김당오, 이자현, 정상훈, 조동호
한국과학기술원 무선전력전송연구센터
e-mail : *uyoon@kaist.ac.kr*, *dangoh@kaist.ac.kr*,
narino@kaist.ac.kr, *floecist@kaist.ac.kr*, *dhcho@kaist.ac.kr.ac.kr*

RF Wireless Communication for Transmitting Data and Power in Sensor Network

*Uooyeol Yoon, Dang Oh Kim,
Jahyeon Lee, Sang Hoon Chung, Dong-Ho Cho
Wireless Power Transfer Research Center
KAIST

Abstract

In designing and implementing RF Wireless Communication for Transmitting Data and Power in Sensor Network with common channel, there is need for resolving optimization problem regarding operating frequency because data transfer needs bandwidths while wireless power transfer needs specific resonant frequency. In this paper, author clarifies the problems in designing the data transfer and wireless power transfer together and shows the possible solution of the problems.

간으로 정립되어 오고 있다. 센서 망에서 센서 각 장치에 대한 전력 공급은 소형 배터리를 내장하여 센서 미 동작 시에 센서가 sleep 모드로 전환되어 배터리의 수명을 연장시키는 방안이 사용되고 있다. 센서에 동작 전원을 공급하는 방법으로 배터리 대신 무선전력전송이 검토되고 있다.

본 논문에서는 데이터 통신을 위한 센서 네트워크에서 센서에 무선으로 전력을 공급하는 방안에 대해 제안하고 그 성능을 살펴보고자 한다.

I. 서론

일반적으로 센서 네트워크에서의 무선 통신은 WPAN(Wireless Personal Area Network) 표준을 근

II. 본론

2.1 센서 network에서의 정보 전송

센서 네트워크에서의 정보전송은 IEEE 802.15 WPAN(Wireless Personal Area Network)을 중심으로

표준화가 진행되어 왔다. 센서 네트워크에서 정보 전송의 핵심은 저전력으로 시스템을 동작시킬 수 있어야 한다는 것이다. 이를 위해 sleep/wake-up과 같은 다양한 저전력 프로토콜이 사용된다.

2.2 센서 네트워크에서의 무선전력전송

센서 네트워크에서의 무선 전력 전송의 방식은 전자기 유도/공진에 의한 방식과 RF(Radio Frequency)에 의한 방식으로 나뉜다. 본 논문에서는 RF에 의한 방식에 대해 살펴본다. 다음 그림에서 RF에 기반한 정보 및 전력을 전달하는 시스템의 Proto-type 구성도가 나타나 있다.

정보 및 전력을 전달하는 채널은 별도의 채널로 구성하거나 한 채널에 동시에 구현할 수 있다. 한 채널에 동시에 구현하는 경우에는 주파수 사용의 효율성은 증가하나 시스템이 복잡해지는 단점이 있다. 특히 정보전송의 경우에는 동작주파수에 일정 Bandwidth가 필요한 반면에, 무선전력전송의 경우에는 특정주파수에서 공진이 일어나는 차이가 있어서 이 두 기능을 한 채널에서 구현하는 경우, 주파수 사용에 있어 최적화(Optimization)의 문제로 해결된다. 즉, 목적함수는 시스템의 데이터 전송율과 전력전달의 효율이고 제한 조건은 동작 주파수의 허용 Bandwidth이다.

III. 결론 및 향후 연구 방향

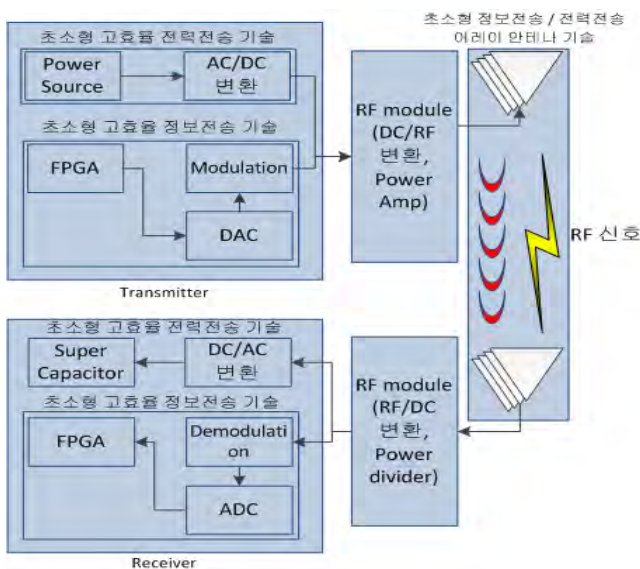
현재, 정보 및 전력을 한 채널에 구현하는 경우에 발생하는 최적화(Optimization) 문제를 해결하기 위한 과정이 진행 중이다. 또한 정보 및 전력을 한 채널에 구현하거나 별도의 채널로 구현하기 위한 Proto-type의 개발이 진행 중이다. 최적화 문제의 해결 및 Proto-type 시스템의 개발에 의한 실험 검증을 통해 센서 네트워크에서 정보 및 전력을 효율적으로 전송하는 방안에 대한 해결이 도출될 전망이다.

참고문헌

[1] Alanson P. Sample, Daniel J. Yeager, Pauline S. Powledge, "Design of an RFID-Based Battery-Free Programmable Sensing Platform" IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 57, NO. 11, NOVEMBER 2008

[2] Da-Sheng Lee, Yu-Hong Liu, and Chii-Ruey Lin, "A Wireless Sensor Enabled by Wireless Power", sensors, SSN 1424-8220

[3] Liguang Xie, Yi Shi, Member, Y. Thomas Hou, Hanif D. Sherali, "Making Sensor Networks Immortal: An Energy-Renewal Approach with Wireless Power Transfer", IEEE/ACM TRANSACTIONS ON NETWORKING, 2012



<그림 1 RF에 기반한 정보 및 전력을 전달하는 시스템의 Proto-type 구성도>

건물에서의 무선 센서 네트워크 구성을 위한 424/447MHz 대역의 물리계층 개발

유태윤, 한재준, 김아연, 김동식
한국의국어대학교 전자정보공학과
e-mail : kris85@hufs.ac.kr, o2foryou@hufs.ac.kr,
smileygrape@hufs.ac.kr, dskim@hufs.ac.kr

Developments of 424/447MHz Bands Physical Layers for Building Wireless Sensor Networks

Taeyoon Yu, Jaejun Han, Ayeon Kim, Dong Sik Kim
Department of Electronics Engineering
Hankuk University of Foreign Studies

Abstract

The physical layers of wireless sensor networks, such as ZigBee usually use RF modules of the 2.4GHz ISM band. However, the RF modules of the 2.4GHz band does not guarantee reliable wireless communication links because of interactions of wireless devices at the ISM band and weak penetration properties in the building environment. In this paper, we introduce designs of 424/447MHz band wireless module and evaluation board for the physical layer of the building wireless sensor networks. We experimentally evaluate the performance of the 424/447MHz RF module for building environments as well as a line of sight environment and compare the performances with the RF modules of 2.4GHz.

I. 서론

네트워크의 기본 목적은 상호간의 정보 전달에 있고 센서네트워크에서는 온도, 습도, 조도 등 데이터를 원격으로 자동화된 형태로 수집하는데 그 목적이 있다^[1]. 무선센서네트워크(wireless sensor network, WSN)란,

센서 데이터를 LAN(local area networks)과 같은 유선으로만 수집하던 방식에서 무선 통신 기능을 가지는 소형의 센서 노드를 멀리 떨어진 곳이나 접근이 용이하지 않은 곳에 다수로 설치하여 무선으로 데이터를 수집하고 그 데이터를 가공하는 기술을 말한다^[2]. 현재 WSN은 온실 관리^[3]나 농업 환경의 모니터링 분야^[4], 자동화 분야^[5], 교통 정보 및 제어 분야, 기후 및 환경 분야 등에서 활발히 연구, 이용되고 있다^[6]. 특히, 건물의 노후 관리, 자동화, 에너지 관리에서 건물 각 부분의 유용한 센서 데이터를 WSN을 이용하여 수집하고 분석, 처리하는 분야는 근래에 그 중요성의 부각과 함께 활발한 연구가 진행되고 있다^[7].

건물에서 WSN 적용이 필요한 분야로 BEMS(building energy management system)가 있다. BEMS는 건물 에너지 관리 시스템으로서 건물 내 다수의 센서에서 데이터를 수집하여 시설 관리의 적정화를 도모하여 에너지의 효율적 사용 및 절약을 가능하게 해준다. WSN을 건물에 적용한 기존 연구를 살펴보면 다음과 같다. Halgamuge 등^[8]은 2.4GHz ISM 대역에서 실제 건물 환경에서 얼마나 신뢰성 있는 데이터를 얻을 수 있는가에 대한 연구를 진행한 바 있다. 실험 결과 2.4GHz 주파수 대역의 전파는 바닥, 창문, 벽, 파티션 등 장애물들에 의해 반사 또는 회절되는 경향이 강했고 물체를 거의 통과하지 못하였다. 이를 통해 바닥, 벽 등이 전파 간섭을 야기하고 데이터 통신에 영향을 미친다는 결과를 도출하였다. 또한 기존

의 WSN 연구가 실제 건물 환경을 고려하지 않고 있다고 언급하고 있다. 차용성 외^[9]는 건물 내에서 WSN을 위한 무선 통신 특성을 알아보기 위해 실제 건물 내에서 400MHz 대역의 무선모듈을 사용하여 실험을 진행하였다. 데이터 송수신 시스템을 구현하여 동일 환경에서 장애물이 있을 때와 장애물이 없을 때의 비트 오류를 측정하여 반사 물체 등의 장애물이 있을 때 비트 오류가 증가하는 결과를 나타냈다. 앞에서 소개한 연구와 같이 WSN에서 주로 사용하는 주파수 대역은 400MHz-2.4GHz인데, 근래에는 ZigBee 스택과 함께 2.4GHz 대역의 ZigBee 물리계층(IEEE802.15.4)을 사용하여 건물의 WSN을 설계하고 있다. 하지만 Halgamuge 등이 제시한 문제점 같이 실제 건물의 경우 칸막이, 벽, 외장재 등에 의해서 공간이 차단되어 있기 때문에 위 대역에서 전파 간섭의 영향이 상대적으로 크게 작용한다^[8]. 따라서 2.4GHz 주파수 대역의 WSN은 건물 내에서의 짧은 도달 거리 문제로 인하여 실제 건물에 적용한 사례도 드물다. 또한 IEEE 802.15.4 2.4GHz 규격은 별도의 주파수 사용 허가를 필요로 하지 않는 점이 되려 이를 이용하려는 무선기기들의 증가에 따라 더욱 열악한 무선 간섭 환경을 받게 되어, 블루투스, WIFI 등의 같은 주파수 대역의 무선 신호 간섭은 WSN 구성 시 큰 걸림돌이 된다. 이 문제점을 고려하여 WSN을 실제 건물에 적용하기 위해 장애물에 대한 회절성이 좋고 전파의 간섭이 상대적으로 적은 sub-1GHz 대역 이용을 대안으로 제시할 수 있다.

본 논문에서는 WSN을 건물에 적용하여 사용자가 원격으로 건물 내부 온도 등의 데이터를 수집하는데 있어서, 높은 신뢰성을 갖는 무선 통신을 위한 물리계층의 구현을 위하여, 먼저 424/447MHz 대역을 사용하는 협대역(narrow bandwidth) 무선모듈 설계를 소개하고, 이를 작동시키고 성능 평가할 수 있는 평가보드의 설계를 소개한다. 무선모듈의 성능을 세 가지 방법의 실험을 수행하여 평가하고, 그 결과를 비교 분석하였다.

II. 무선모듈 및 평가보드 설계

A. 424/447MHz 대역의 무선모듈 설계

IEEE802.15.4g를 준수하는 424/447MHz 대역 물리계층 구현을 위한 무선모듈의 구성을 그림 1에 도시하였다. 그림 1에서 보는 바와 같이, 무선모듈은 전원 안정화 회로, TCXO(temperature-compensated crystal oscillator) 발진회로, TX/RX 정합 회로, 그리고 RFIC로 구성되어있다. 전원 안정화 회로는 회로의 단순화

를 위하여 비드 코일(bead coil) 등으로 간단히 구성되었으며, TCXO는 32.0000MHz의 발진 주파수에 정밀도는 $\pm 2\text{ppm}(-40^{\circ}\text{C} - 80^{\circ}\text{C})$ 이다. TX/RX 정합 회로는 하나의 RF 입출력단으로 연결되었으며 RFIC는 TI(Texas Instruments)사의 CC1120을 사용하였으며 설계된 무선모듈의 외관은 그림 2(a)와 같다.

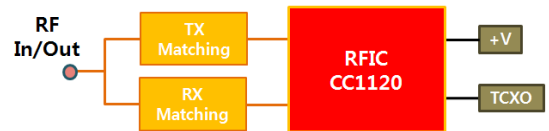


그림 1. 424/447MHz 대역 무선모듈의 구성도

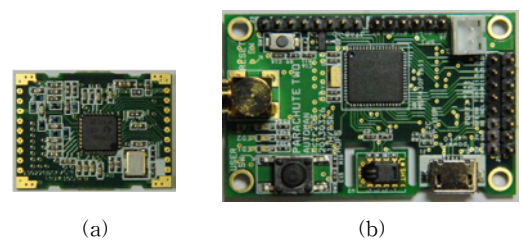


그림 2. 설계된 무선모듈과 평가 보드 (a) 424/447MHz 대역 무선모듈 (b) 평가 보드

B. 평가보드 설계

설계한 무선모듈의 성능 실험과, 온도, 습도 값을 측정하여 송수신 할 수 있는 평가보드의 구성을 그림 2에 도시하였으며 정격을 표 1에 정리하였다.

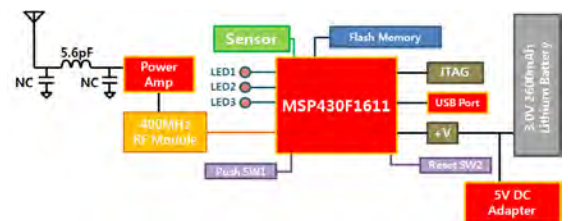


그림 3. 평가보드 구성도

그림 3에서 보는 바와 같이, 평가 보드는 TI사의 MSP430시리즈의 MSP430F1611을 사용하며 저전력 구동을 가능하게하고 경량 RTOS를 포팅할 수 있는 특징을 가진다. 그 외에 두 종류의 외부 메모리를 사용하였으며, 온도는 $\pm 0.4^{\circ}\text{C}$ 의 오차를 가지고 습도는 $\pm 3.0\%$ 의 오차를 가지는 Sensilion사의 SHT11 온습도 센서를 가진다. 배터리(3V)를 통한 전원 공급뿐 아니라 USB전원을 이용하여 외부로부터 전원을 공급받을 수 있으며, JTAG(Joint Test Action Group)와 USB를 이용한 PC와의 통신이 가능하다. 또한 GPIO의 기능을 수행하는 11개의 핀을 이용하여 LCD(liquid crystal

display)등의 외부 기기와 연결이 용이하도록 그림 2(b)와 같이 설계하였다.

표 1. 평가보드의 정격

	Specifications
MCU	MSP430F1611
RFIC	CC1120
운영체제	경량 RTOS 포팅 가능
Sensor	온도/습도센서(SHT11)
Memory	SST25VF080B(1Mbyte) DS2411(64bit)
전원공급	배터리(3V), USB 전원
User I/O	I2C, SPI, UART, JTAG GPIO 11EA, USB
크기	44mm×25mm×10mm

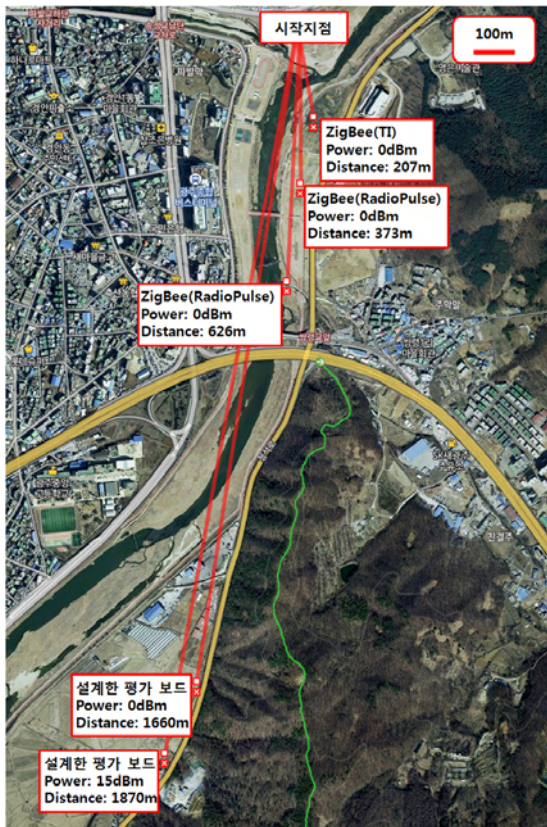


그림 4. 직선 환경 실험 결과

III. 실험 및 결과

본 논문에서는 설계한 424/447MHz 대역의 무선모듈을 평가보드를 사용하여 그 성능을 실험하기 위해 직선 환경(line of sight)에서의 실험과 건물 환경에서의 실험 그리고 건물에서의 RSSI(received signal strength indicator) 측정의 3가지 방법으로 실험하였다.

A. 직선 환경 실험

직선 환경에서의 실험에서는 2.4GHz 대역의 TI 사 CC2420 RFIC를 사용한 ZigBee모듈, RadioPulse사의 RP-S2450 RFIC를 사용한 ZigBee모듈 그리고 424/447MHz 무선모듈을 사용한 평가보드와의 성능을 비교하였다. 경기도 광주시 쌍령동 인근의 경안천에서 실험을 진행하였으며, 결과는 그림 4와 같이 CC2420을 사용한 ZigBee모듈의 송신 전력이 0dBm일때는 207m 까지 통신이 가능하고, RP-S2450을 사용한 ZigBee 모듈의 송신 전력이 0dBm일 때 373m, 8dBm일 때 626m 까지 통신이 가능하다. 설계한 평가보드는 송신 전력이 0dBm일 때 1660m, 15dBm일 때 1870m의 거리에서 통신이 가능한 것을 확인하였다.

B. 건물 환경 실험

5개의 층으로 구성된 한국외국어대학교 공과대학 건물(70m×46m)에서 III.A 장의 직선 환경 실험에서와 같이 3개의 모듈을 사용하여 실험을 진행하였다. 5층의 중앙에 하나의 센서모듈을 위치시키고 패킷 통신을 하여 100번중 98번 이상 통신이 성공하는 경우의 위치를 확인하였다. 실험 결과 ZigBee모듈의 경우 두 가지 모듈 모두 송신 전력이 0dBm일 때 5층부터 1층까지 층별로 각각 90%, 70%, 20%, 20%, 0%의 범위에서 통신이 가능하였고, RadioPulse사의 RFIC를 사용한 ZigBee모듈의 송신 전력이 8dBm일 때는 층별로 각각 90%, 70%, 30%, 30%, 20%의 범위에서 통신이 가능하였다. 설계한 424/447MHz 대역의 무선모듈을 사용하는 평가 보드는 송신 전력이 0dBm, 15dBm 두 가지 경우 모두 5층의 건물 전체에서 통신이 가능한 것을 확인하였다.

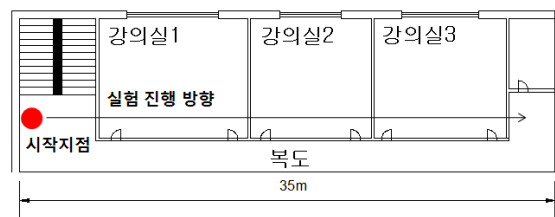


그림 5. RSSI 실험을 위한 건물 환경

C. Received Signal Strength Indicator

그림 5와 같은 건물 환경에서의 전파 감쇠를 실험하기 위하여 424/447MHz 대역의 무선모듈을 이용하여 RSSI를 측정하는 실험을 진행하였다. 제작한 평가 보드에서 정확한 RSSI 측정을 위하여 1dB 단위로 입력 신호 전력에 따른 RSSI를 측정하여 곡선을 얻고 보정을 하였으며, 측정 곡선과 보정값을 그림 6에 도시하였다. RSSI값을 이용하여 그림 5와같은 건물 내에서

1m 간격으로 35m지점까지의 RSSI를 측정하였으며 결과는 그림 7에 도시하였다. RSSI는 어느 정도 서로 떨어진 경우 거리 제곱에 반비례하는데, 로그 영역에서 이러한 반비례는 RSSI(dBm)가 거리의 로그함수에 대하여 직선 형태로 감소한다는 것을 의미한다. 그림 7의 전체 실험 거리에서의 측정 곡선은 이론적인 고찰과 같이 거의 선형적인 측정 결과를 확인할 수 있다. 이것은 측정에서 벽과 같은 장애물이 있을 때 바로 옆에서는 어느 정도의 영향을 받아서 급격히 감소하다가도 일정 범위를 벗어나면 회절 등의 효과로 큰 영향을 받지 않고 선형적으로 감소가 일어나는 것을 확인할 수 있다. 즉 424/447MHz 대역의 무선모듈은 벽과 같은 장애물에 큰 영향을 받지 않고 통신이 가능하다는 것을 의미한다.

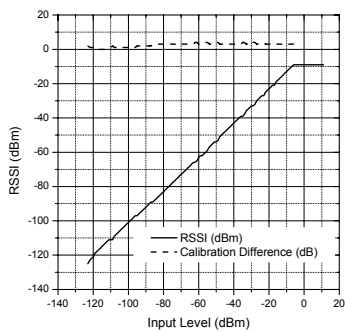


그림 6. 입력 전력(dBm)에 대한 RSSI(dBm)의 측정 결과와 보정 곡선

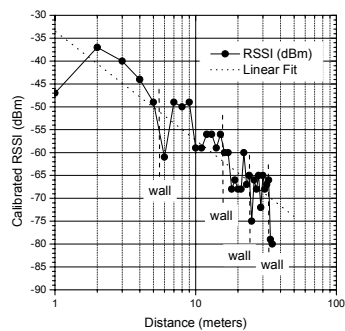


그림 7. 그림 5의 시작지점부터 화살표 방향으로의 거리에 대한 RSSI(dBm) 실험 결과

IV. 결론

건물에서의 무선 센서 네트워크의 물리계층 구성을 위하여 424/447MHz 대역의 무선모듈을 설계하고 평가 보드를 제작하여 성능을 평가하였다. 실험을 통하여 TI사의 CC2420 RFIC를 사용한 2.4GHz ZigBee를 위

한 무선모듈에 비해 직선 환경에서 0dBm의 송신 전력일 때 800% 이상의 통신 거리 차이를 확인할 수 있었다. 또한, 건물 환경에서도 ZigBee 무선모듈은 모듈이 설치된 5층을 제외한 1-4층에서는 통신이 원활하게 되지 않지만, 424/447MHz 무선모듈은 전 층에서 원활하게 통신이 가능한 것을 확인하였으며, 이것으로 건물내의 신뢰성 있는 WSN의 물리계층을 구현하기 위해서는 2.4GHz 대역보다 외부 잡음에 강한 424/447MHz 대역의 협대역 무선모듈이 더 적합하다는 결과를 얻을 수 있다.

감사의글

본 연구는 지식경제부 산업융합원천기술개발사업으로 지원된 연구결과임[10041740, 빌딩내 기기들을 웹을 통해 연동하여 사용자 맞춤형 실시간 최적제어 모니터링 서비스를 제공하는 소프트웨어 개발].

참고문헌

- [1] 김석우, "센서 네트워크 연구개발 및 상용화 사례", 주간기술동향, 통권 1325호, pp. 1-14, 2007.
- [2] W. Dargie and C. Poellabauer, *Fundamentals of Wireless Sensor Networks*, John Wiley and Sons; UK, 2010.
- [3] 서중성 외, "센서 네트워크를 활용한 유비쿼터스 온실관리 시스템 구현", 한국인터넷정보학회논문집, 제 9권 3호, pp. 129-139, 2008.
- [4] 이은진 외, "통합 센서 모듈을 이용한 농업 환경 모니터링 시스템 개발", 한국컨텐츠학회논문지, 제 10권 2호, pp.63-71, 2010.
- [5] 문용선 외, "Ship Area Network를 위한 ZigBee 및 광 통신 유무선 통합 모듈 구현", 한국전자통신학회 논문지, 제 5권 5호, pp.428-434, 2010.
- [6] 정운철 외, "무선 센서네트워크 전송기술 표준화 동향", 전자통신동향분석, 제 25권 4호, pp.27-37, 2010.
- [7] T. Torfs, T. Sterken, S. Brebels, J. Santana, R. van den Hoven, V. Spiering, N. Bertsch, D. Trapani, D. Zonta, "Low power wireless sensor network for building monitoring," *IEEE Sensors Journal*, vol. 13, no. 3, pp. 909-915, 2013.
- [8] M.N. Halgamuge, T.-K. Chan, and P. Mendis, "Experiences of deploying an indoor building sensor network," in *Proc. Int. Conf. Sensor Technologies, Applications* (SENSORCOMM), 2009, pp. 378-381.
- [9] 차용성 외, "400MHz 대역 신호의 건물내 전달 특성에 관한 연구," 한국신호처리학회 하계학술대회 논문집, 제 2권 1호, pp. 17-20, 2001.

에너지 수확 모바일 센서 망에서 자기-동기화 듀티-사이클링 제어

*소원호, **노선식, ***김영천

*순천대학교 컴퓨터교육과, **광주대학교 정보통신학과, ***전북대학교 IT정보공학과
e-mail : *whso@sunchon.ac.kr*, *ssroh@gwangju.ac.kr* *yckim@chonbuk.ac.kr*

The Control of Self-synchronized Duty-cycling in Energy Harvesting Mobile Sensor Networks

*Won-Ho So, **Sun-Sik Roh, ***Young-Chun Kim

*Dept. of Computer Education, Sunchon National University

**Dept. of Information and Communications, Gwangju University

***Dept. of Information Technology, Chonbuk National University

Abstract

We review the FNN (Fluid Neural Network) model to effectively control the self-synchronized duty-cycling for applications in energy harvesting mobile sensor networks (EH-MSN). In this paper, we focus on the construction of ABM (Agent Based Modeling) simulator for the end and provide some different results from the previous model with new assumptions.

I. 서론

무선 센서 네트워크에서 에너지의 고갈은 망의 유지와 서비스 제공에 큰 문제를 일으킨다. 기존의 전원 교체 방식에서는 소프트웨어적인 접근 방법을 동원하여 망의 지속시간을 증가시키고자 하였다. 하지만 최근에는 일정 기간 이후에도 다시 전원을 교체할 필요 없는 에너지 수확 기반의 센서망에 대한 연구가 지속적으로 이뤄지고 있다^[2,3].

본 논문에서는 EH-MSN (Energy Harvesting Mobile Sensor Network)에 적용될 수 있는 자기-동기화 기반 듀티-사이클링에 관하여 기존 연구의 FNN (Fluid Neural Network) 모델을 분석하고자 한다. 이를 통하여 EH-MSN에서 제공되는 응용에 적합한 SSDC (Self-synchronized Duty-cycling)를 효과적으로 제어하는 방안을 논의한다. 이를 위하여 먼저 FNN

을 위한 ABM (Agent Based Model) 기반 시뮬레이터를 먼저 구축한다. 그리고 기존 알고리즘에서 고려하지 않은 가정을 추가하여 알고리즘을 수정하고 결과를 비교한다.

II. ABM 기반 FNN 모델

2.1 FNN 모델

자기 동기화 능력을 갖는 개미의 군집 행동을 모델링한 것이 FNN모델이다. 여기서 개미는 모델의 기본 행동 단위(automaton)로서 모바일 센서망의 센서 노드(이후 노드로 명명하여 사용)에 해당한다^[1].

먼저 기존 연구의 가정을 살펴보자. k 개의 노드가 망을 구성한다. 각 노드는 연속 상태 변수 S_i 와 2진 변수 a_i 로 표현된다. 식 (1)에 의해서 시간단계 t 에 노드 i 의 $a_i(t)$ 가 결정된다.

$$a_i(t) = \Phi(S_i(t) - \theta_{act}) \quad (1)$$

여기에서 $t \in \mathbb{N}$, $S_i(t) \in \mathbb{R}$, 그리고 θ_{act} 는 노드 활성화 문턱값이고 $\Phi(x)$ 는 $x \geq 0$ 이면 1, 그렇지 않은 경우에는 0이 되는 함수이다. 매 시간단계 t 에서 연속 상태 변수 S_i 는 식 (2)와 같이 갱신된다.

$$S_i(t) = \tanh[g \cdot h_i(t)] \quad (2)$$

이 식에서 g 는 이득 파라미터이고 $h_i(t)$ 는 시간단계 t

에서 노드 i 가 받는 자극의 합으로 다음과 같다.

$$h_i(t) = S_i(t-1) + \sum_{j \in N(i,t), j \neq i} S_j(t-1) \quad (3)$$

여기서 $N(i,t)$ 는 시간단계 t 에 활성화 된 노드 중에서 노드 i 에게 이전 시간단계 $S_j(t-1)$ 를 전달할 수 있는 노드의 집합이다. 따라서 각 노드는 매 시간단계에 수신 가능한 거리에 있는 이웃 노드로부터 상태정보를 수집하여 자신의 상태를 결정한다. 이것이 기존 연구에서 자기-동기화를 이룰 주요 내용으로서 그림 1과 같은 알고리즘으로 모의실험을 수행할 수 있다. 다만 ※부분의 실행은 다음 절에 기술되는 가정으로 인하여 기존 알고리즘에서 수행된 위치와 다르다.

```

Fluid Neural Network proposed in [1]
1 Initialize states:  $S_i(0) := S_a, i=1, \dots, k$ 
2 for  $t=1, \dots, m$  do
3   for all automata  $i=1, \dots, k$  do
4     Calculate  $a_i(t)$  (see Eq. 1)
5     if  $a_i(t)=0$  then
6       Draw a random number  $p \in [0,1]$ 
7       if  $p \leq p_a$  then
8          $S_i(t) := S_a, a_i(t) := 1$ 
9       end if
10    end if
11  end for
12  for all automata  $i=1, \dots, k$  do
13    * Decide randomly to stay at the current location
      or to move to one of the four neighbor sites
14    if  $a_i(t)=1$  then
15      Transmit  $S_i(t-1)$  to all automata in  $N(i,t)$ 
16      Calculate  $S_i(t)$  (see Eqs. 3 and 4)
17    end if
18  end for
19 end for

```

그림 1. FNN 알고리즘

2.2 모델 검토 및 수정

에너지 수확에 의한 센서 망을 구성하는 노드들은 특정한 응용에 적합하도록 듀티-사이클(Duty-cycle)이 결정되어야 한다. 이때 각 노드는 독립적으로 듀티-사이클을 형성하는 것보다 공동의 목적을 위하여 여러 노드가 같이 활성화 되어 동기된 듀티-사이클을 이용하는 것이 응용을 효과적으로 지원할 수 있다[1]. 이를 위하여 기존 모델은 세 가지 파라미터에 의하여 동기화 및 노드의 활성화에 대한 분석을 수행하였고 다음과 같은 결과를 제시한다.

- 이득 파라미터 g : 이 값이 크면 동기화된 활성화 상태가 상대적으로 오래 지속되며, 작으면 동기화된 듀티-사이클이 빠르게 감속한다. 따라서 센서 망에 적용된다면 목표물을 지속적으로 추적하거나 망 전체적으로 활성화 상태가 지속되어야 하는 경우에 이 값이 활용되는 파라미터다. 반면에 에너지의 소비

는 증가한다.

- 순간 활성화 확률 p_a : 이 확률이 증가하면 노드의 활성화 확률이 증가하여 망의 평균 활성화 정도가 높게 된다. 반면에 낮은 확률은 노드의 휴식 상태를 길게 유지할 수 있다. 비활성된 노드는 이웃 노드에 의한 $h_i(t)$ 값의 증가 또는 이 확률값의 증가로만 다시 활성화 된다. 따라서 노드의 에너지 상태 또는 동기화 시작 시점 등을 제어할 때 사용할 수 있다.
- 이웃 노드 수 (통신 거리) $N(i,t)$: 이웃 노드가 많으면 상대적으로 많은 노드로부터 활성화 자극을 받을 수 있다. 따라서 이웃 노드 수가 증가하면 노드가 빠르게 듀티-사이클에 동기되며 평균 활성화 정도가 증가한다. 반면에 이 수가 작으면 독립된 노드로 구성된 센서 망으로 동작하게 된다.

FNN 모델은 개미의 군집활동을 모델링한 것으로서 기존 연구에서는 이 모델을 기본으로 모바일 센서 망에 적용한다. 하지만 다음과 같은 가정과 문제점으로 알고리즘이 수정되어야 한다.

첫째, 알고리즘의 14번째 줄, $a_i(t)=1$ 일 때 기존 모델은 ※부분을 수행한다. 이것은 개미들이 동기되어 활성화 상태일 때, 이동하거나 정지한다는 가정을 근거로 한다. 그러나 기존 논문에서 정의한 모바일 센서 망은 센서 노드가 이동하는 동물 또는 장치에 부착된 경우를 가정하였다. 그렇다면 부착된 센서 노드와 무관하게 이동체는 지속적으로 이동 가능성을 갖고 있다. 따라서 본 논문에서는 그 부분을 수정하여 13번째 줄에서 수행되게 모델을 수정한다. 따라서 노드의 활성화 상태와 관계없이 지속적인 이동 또는 정지 상태를 고려하게 된다.

둘째, 기존 논문은 랜덤 토폴로지 망을 대상으로 한 FNN 모델을 분석한다. 하지만 센서 망의 노드가 균등하게 망에 분포된 경우도 가정하여 FNN 모델을 분석하고 비교한다.

셋째, 랜덤 토폴로지 망에서 노드의 통신 거리에 의

```

Initialize states:  $S_i(0) := S_a, N_{limit} = r, i=1, \dots, k$ 
...
15 if  $N(i,t) > N_{limit}$  then
    Transmit  $S_i(t-1)$  to  $N_{limit}$  automata in  $N(i,t)$ 
  else
    Transmit  $S_i(t-1)$  to all automata in  $N(i,t)$ 
  end
...

```

그림 2. 수정된 FNN 알고리즘

해서 이웃 노드가 많은 경우가 발생된다. 이때, $p_a=0$ 인 경우에도 g 와 $N(i,t)$ 에 의해서 노드가 지속적으로

활성화되는 문제점이 발생된다. 이러한 현상은 불필요한 동기화된 활성화를 지속하게 하여 센서 노드의 에너지 소비를 증가시킨다. 따라서 15번째 줄을 그림 2와 같이 수정한다.

위와 같은 내용을 고려하여 알고리즘을 ABM 기반 모델링이 가능한 Netlogo를 이용하여 구현하고 분석을 시행한다.

III. 추가 분석 및 논의

3.1 분석 및 결과

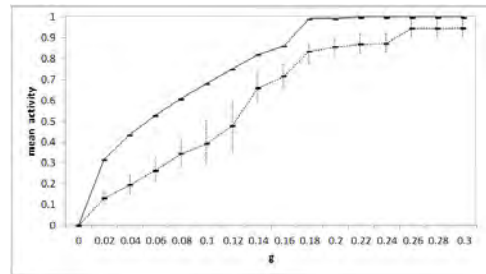
실험을 위한 기본 가정은 기존 논문과 동일하다. 자기-동기화 듀티-사이클링에 대한 성능은 동기화 정도를 나타내는 평균 활성화 상태값 (mean activity)으로 판단한다. 매 시간단계 마다 망을 구성하는 전체 노드의 평균 a_i 값을 계산하여 그 값을 시뮬레이션 시간 동안(5일)의 평균을 구한다. 노드의 통신 거리는 0.1 (시뮬레이션으로 구성된 센서 망의 공간을 1×1로 가정) 일 때, g 값과 p_a 값을 변화시켜 실험 결과를 얻는다.

그림 3은 $p_a = 0.001, g = 0.0, 0.02, \dots, 0.3$ 인 다양한 경우에 대한 실험 결과다. 실선은 그리드 망이고 점선은 랜덤 토폴로지 망에 대한 결과이며 3가지 서로 다른 랜덤 시드(seed)와 토폴로지를 대상으로 최소, 평균, 최대값을 구했다. 그림 3(a)는 평균 활성화 상태값을 나타낸다. 그리드 망 구조가 랜덤 망 구조에 비해서 우수한 동기화 기능을 가짐을 알 수 있다. 이것은 노드의 이동성을 고려할 때, 그리드 토폴로지가 되도록 하거나 이웃 노드의 수를 균일하게 배치하는 것이 성능에 영향을 준다고 판단된다. 그림 3(b)는 그림 3(a)에 대한 표준 편차를 구한 값으로 $0 < g < 0.18$ 일 때, 그리드 구조에서 높은 편차를 보인다. 이것은 그리드 망 구조에서 동기화가 잘 되어 있음을 의미한다. 모든 노드들이 같이 활성화되고 같이 비활성화 됨을 간접적으로 나타낸다.

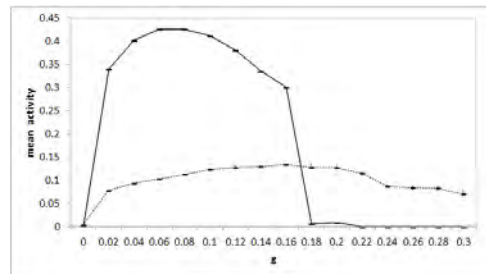
그림 4는 $p_a = 0.0, 0.0005, 0.001, 0.0015, \dots, 0.01, g = 0.1$ 인 경우에 대한 실험 결과다. 전체적으로 p_a 값이 증가하면서 활성화 확률은 증가되며 동시에 모든 노드가 같이 동기화 되는 가능성도 증가된다. 그림 4(a)와 4(b)를 통하여 알 수 있듯이 앞의 결과와 유사하게 그리드 망 구조에서 높은 동기화 기능을 갖는다.

그림 5는 시뮬레이션 시간동안 100개의 노드 (0번부터 99번까지)가 활성화 되는 횟수를 히스토그램으로 나타낸다. 시뮬레이션이 진행되는 동안 그리드 망을 구성하는 노드는 망의 경계부분에서만 상대적으로 낮

은 활성화 상태값을 갖지만 전체적으로 균등한 분포로 활성화 됨을 알 수 있다. 즉, 에너지를 균등하게 소비하는 특징을 보인다. 반면에 랜덤 망 구조는 이웃 노드 수, 토폴로지 등으로 인하여 특정 노드의 에너지 소비가 높아지는 가능성을 갖고 있다.

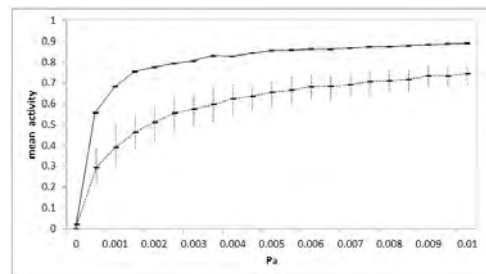


(a) 평균

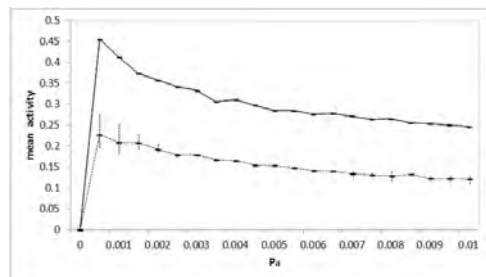


(b) 표준 편차

그림 3. g 의 변화에 따른 평균 활성화 정도

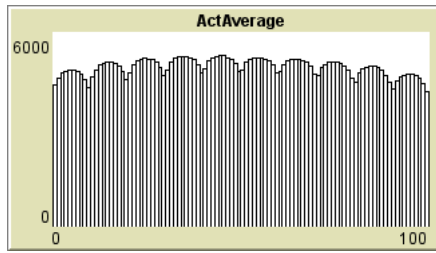


(a) 평균

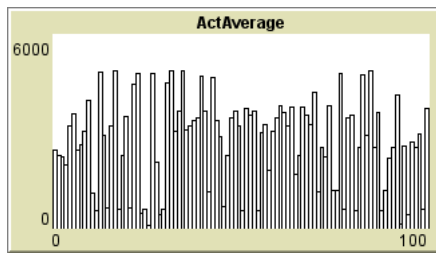


(b) 표준 편차

그림 4. p_a 의 변화에 따른 평균 활성화 정도



(a) 그리드 센서 망



(b) 랜덤 센서 망

그림 5. 센서 노드의 활성화 빈도

그림 6은 랜덤 망 구조에서 노드 i 의 상태값 $S_i(t-1)$ 을 이웃 노드에 전송하는 횟수를 제안하는 방식을 보인다. 노드 i 관점에서 $r=x$ 의 의미는 x 개의 센서 노드가 $S_i(t-1)$ 을 공유함을 의미한다. 따라서 $x-1$ 개의 이웃 노드에 자신의 정보를 전송함을 나타낸다. 따라서 불필요한 전송을 줄일 수 있는 방법을 모색할 수 있다. 결과에서 알 수 있듯이, 통신 거리 안에 있는 5개 ($r=6$) 이웃 노드와 상태 정보를 공유해도 만족할 만한 결과를 얻을 수 있다.

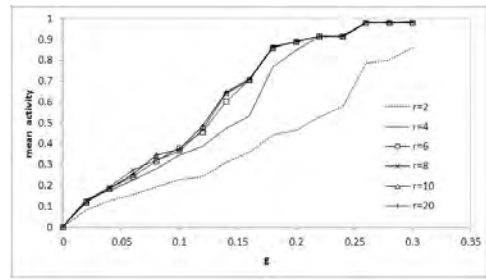
다만 본 논문에서 모바일 노드의 이동성 부분을 수정하여 알고리즘을 분석했는데 매 시간마다 이동하는 거리를 기존 논문에서 매우 작은 값으로 설정하였기에 의미 있는 차이를 보이지 않아서 결과에 나타내지 않았다.

3.2 논의

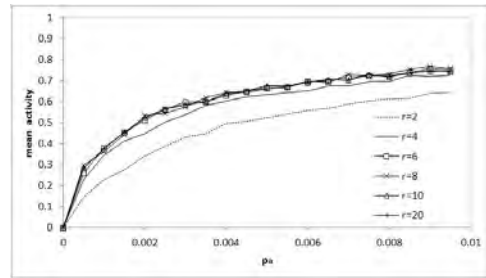
FNN 모델을 사용한 자기-동기화 듀티-사이클링 방식은 에너지 수확 기반 센서 노드의 활성화 상태를 동기 시킴으로서 필요한 시기에 가능하면 많은 노드가 같이 깨어서 활동하는데 목적이 있다. 하지만 위 실험에서 알 수 있듯이 망의 구조, 서비스에 참여하는 노드 그룹의 크기 (현재는 모든 노드), 그리고 응용의 목적에 따라서 적합한 방법이 제시되어야 한다. 특히 망을 구성하는 센서 노드의 에너지 상태와 이동성을 고려하여 듀티-사이클링이 동기되어야 하기 때문에 앞으로 좀 더 세밀한 실험 결과로 논의되어야 한다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 유체 신경 망의 개념을 도입하여 모



(a) g 에 대한 변화



(b) p_a 에 대한 변화

그림 6. 이웃 노드에 대한 $S_i(t-1)$ 의 전송 제한

바일 센서 망의 노드들의 활성화 상태를 동기 시키는 기존 연구를 분석하였다. 센서 노드의 에너지 소비를 효과적으로 응용에 적용하는 방법은 노드의 듀티-사이클 (활성 상태)를 최대한 많은 노드가 같이 참여하여 동기되는 것이다. 본 논문에서는 그리드 망과 랜덤 망에 대한 활성화 결과가 다름을 보였다. 또한 센서 노드의 활성화 횟수가 에너지 소비에 영향을 주기 때문에 이에 대한 결과도 보였다. 특히 이웃 하는 노드와 상태 정보 공유를 제한함으로써 불필요한 전송을 줄일 수 있다.

향후 연구로는 응용에 맞는 동기화가 노드의 에너지 소비 특성과 함께 고려되어 연구되어야 한다.

참고문헌

- [1] Delgado, J. and Sole, R. V. "Self-synchronization and task fulfilment in ant colonies," *J. Theor. Biol.*, 205, 433-441, 2000.
- [2] Hernandez, H., Blum, C., "Asynchronous simulation of self-synchronized duty-cycling mechanism for mobile sensor networks," *In Proc. BADS 2009-Workshop on Bio-inspired Algorithms for distributed Systems*, Barcelona, Spain, 15-19 June, PP. 61-68. 2009
- [3] Hernandez, H., Blum, C., "Foundations of ANTICYCLE: Self-synchronized Duty-cycling in Mobile Sensor Networks," *The Computer Journal Advance Access published*, January 20, 2011.

70W급 빛공해 방지용 LED 도로 조명 장치

*윤달환, *박형진, *박진욱, *김현수, *김준일, *조상, **윤종욱
*세명대학교 전자공학과, **서강대학교 자연과학부
e-mail : yoon dh@semyung.ac.kr

Implementation of LED Lighting Control System for preventing of Lighting Pollution

*Dal-Hwan Yoon, *Hyung-Jin Park, *Jin-Uk Park, *Hyun-Su Kim
*Jun-Il Kim, *Sang Cho, **Jong-Uk Yoon
*Dept. of Electronic Engineering, Semyung University
*School of Natural science, Sogang University

Abstract

In this paper, we propose a 50 W LED road lighting system for preventing a lighting pollution. Recently, an lighting pollution have bring up abnormal life cycle of bugs and plants. The 50 W LED road lighting have designed to control a back light, up light and glare that maintain an necessary lighting.

I. 서론

산업화와 도시화가 확대됨과 동시에 에너지 절감 문제가 사회적인 화두로 등장하였다. 그 중에서 LED를 광원으로 사용하는 조명의 경우 불필요하게 조명 역역이 확대됨으로써 생물들의 생태계가 파괴되고 있다. 이는 역으로 자연생태계파괴가 인간에게도 폐해가 돌아올 수 있음을 자각하게 되었다.

조명영역 확대로 생긴 영향으로 식물은 밤과 낮을 구분하지 못하게 되어 비정상적인 성장통과 피로증후군을 겪고 있으며, 야행성 동물의 경우 먹이 사슬이 변함에 따라 사냥이나 짝짓기를 제대로 하지 못해 결국 생태계가 교란되고 있음을 많은 과학적인 연구를 통해 나타나고 있다.

또한 철새들이 길을 잃고 헤메거나 무정자란을 부활하여 개체수가 줄어들고 있으며, 낮과 밤을 구분하지 못한 매미는 하루 종일 울어대고 있다. 이처럼 과도한 조명사용은 에너지 낭비뿐 아니라 자연생태계를 파괴하는 공해요소가 됨으로써, 꼭 필요하다고 판단되는 위치와 방향에 따라 조도를 활용할 수 있는 조명기술이 요구되고 있다.

따라서 LED조명의 경우, 좌우의 빛 확보와 전후방의 빛을 제어하고 상향광을 효율적으로 제어할 수 있는 BUG(Back light, Up light 및 Glare) 제어 알고리즘을 제시한다. 조명 사각지대의 생성에 대한 균제도를 확보하고 에너지를 줄이는 등 자연중심의 빛환경 조성 과 광학성능의 BUG제어를 통한 빛 공해를 효과적으로 방지할 수 있다.

II. 조명배광 이론

2.1 LED 조명 소자 자체 배광

LED(Light Emitting Diode)는 백열등, 형광등 등의 기본 광원을 대체할 수 있는 환경 친화적인 광원으로 기술이 개발되었다. 특히 고휘도(High Brightness, Power) LED 또는 파워 LED는 휴대폰, 디지털 LCD TV 및 이동통신기기의 BLU(Back Light Unit) 등에 널리 응용되고 있고, 교통신호등, 실외 광고판, 자동차용 전후방 조명 및 실내외 조명 등으로 급속하게 응용분야를 확대해 나가고 있다.

LED에 인가되는 전력은 80% 정도가 열로 방출되고, 열을 적절히 방출하지 않으면 LED 소자의 접합부온도 (Junction Temperature)가 증가하여 색상 및 파장 등의 광학 특성에 악영향을 미쳐 LED에서 방출되는 광학이 급격히 감소하여 발광효율이 떨어지고 수명이 짧아지게 된다. 그림 1은 LED 접합온도가 74°C에서 64°C로 변할 때 수명이 15000시간에서 40000시간으로 증가하는 특성을 나타낸다.

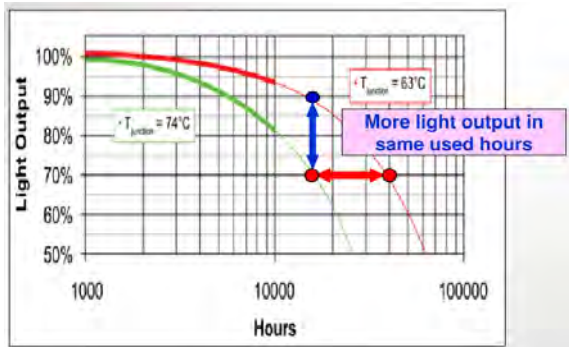


그림 1. 온도 변화에 따른 LED 수명 표시

LED의 방열은 패키지(Package), 모듈(Module) 및 시스템 관점에서 광원의 성능 및 신뢰성 저하를 유발함으로써 열을 효과적으로 방출하기 위한 패키지 및 방열소재의 선정이 매우 중요하다. LED에서 발생하는 열은 패키지와 PCB 기판을 통하여 신속하게 방열되어야 하는데, 일반 범용 PCB에서 사용하는 FR-4 절연층의 열전도율은 유리섬유와 에폭시의 특성에 의해 약 0.25W/nK로 매우 낮기 때문에 LED용 모듈에서는 기판재료로 범용 PCB를 사용하는데 한계가 있다.

그림2에 LED 패키지 및 모듈의 기본 구조 및 열방출 경로를 나타내었다. 기본 구성 요소는 LED 칩(Chip)을 실장하기 위한 Die bonding용 소재, PCB 기판 소재, TIM(Thermal Interface Materials)소재 및 Heat Sink 소재가 있다.

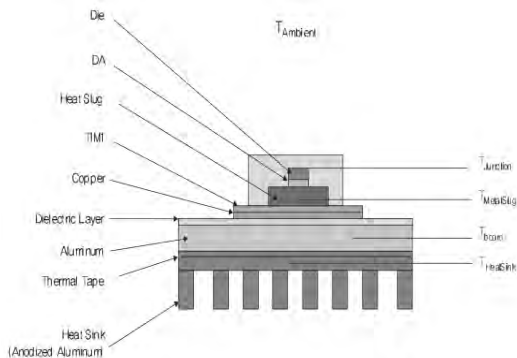


그림 2. LED 패키지 및 모듈의 열방출 경로

LED 모듈의 열전달 경로는 대부분의 열이 칩아래 방향으로 열전도에 의해 열전달이 되고 있으며, 칩으로부터 대기로의 열전달은 칩→Heat Slug→Die Bond→Solder→PCB→TIM→Heat Sink의 순서로 진행된다. 각 단계별 열전달은 각 소재의 열전도도, 열저항 및 열팽창 계수 등의 열적특성에 의해 좌우된다.

Heat Slug, Die Bonder 및 Solder는 열전도도가 좋은 금속 소재가 보편적으로 사용되고, PCB는 FR-4나 Metal PCB가 적용되고 있으며, 에폭시와 무기물 복합소재로 절연층을 형성하고 있어 열전도도는 1~3 W/mK로 특성이 나쁘다. 열접속소재(TIM)는 Metal PCB와 Heat Sink에 공극이 없이 완벽히 접촉되어야 하고, 이를 위해서는 Metal PCB와 Heat Sink를 볼트 또는 클립을 통한 기계적 압착 공정이 요구된다. 그림 3(a) 금속 PCB모듈을 나타내고, (Cu) 또는 알루미늄 (Al)과 같은 열전도도가 높은 금속 위에 절연층 및 구리배선층 등 다층 구조를 가지고 있다. 그림 3(b) 범용 LED 소자의 조명배광 곡선을 나타낸다.

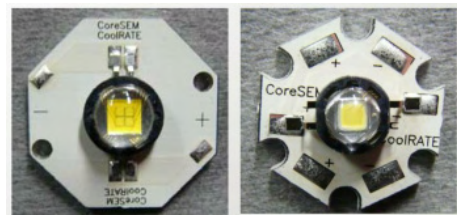


그림 3. Heat sink형 LED 소자

그림 4는 LED 칩 및 패키지 종류이다.

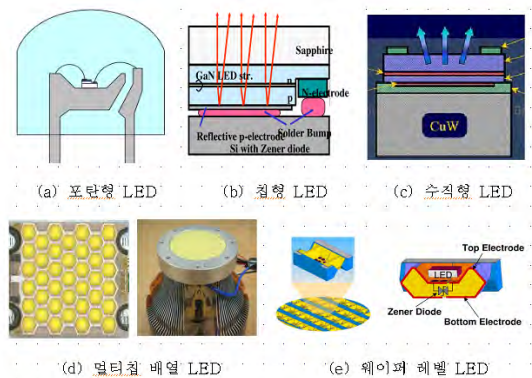


그림 4. 다양한 LED 칩 및 패키지

2.2 렌즈를 이용한 조명배광

LED 광원의 빛을 효과적으로 배분하고 확산시키기 위해서 렌즈를 사용한다. 이는 LED 소자기반의 효율 평가에서 벗어나 LED 칩이나 모듈기반의 전기적인 특성이 최종적인 빛으로 나오는 LED 조명효율과 빛의 품질을 평가함으로써 배광특성이 강조되고 있다. 그림 5는 가로등과 보안등의 렌즈 및 배광곡선을 나타낸다.

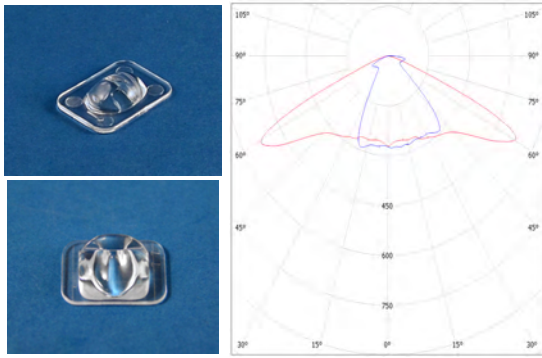


그림 5. 보안등의 렌즈 및 배광곡선

III. 빛공해 방지 조향장치

3.1 빛공해 원인

LED 조명을 먼저 시작한 미국, 일본, 유럽 등 선진 각국에서는 빛공해를 생태학적 위협성 및 에너지 낭비라는 사회적 문제로 인식하고 있으며, 빛공해 방지를 위한 활발한 연구와 더불어 법규, 조례, 가이드라인, 기준 등의 규제방침을 제정하여 각 나라의 실정에 알맞게 다양한 형태로 운영하고 있다. 우리나라도 2011년 9월 정부기관 주도하에 빛공해에 대한 문제점을 제시하고 해외의 빛공해 규제방안을 소개한 바 있으나, 빛공해 규제와 관련된 지침이나 방안 및 계산법 등을 체계적으로 정리할 필요가 있다.

빛공해는 크게 산란광, 광침해, 글레어 및 과도조명 등으로 나눌 수 있다. 산란광은 기체분자, 연무질, 입자 등의 대기 구성물질의 산란(또는 먼지의 브라운 운동)으로 가시광선 및 비가시광선의 방사 때문에 관측 방향이 밝아지는 현상이며, 자연 산란광과 인공 산란광으로 구분된다. 글레어는 시야 내에서 높은 휘도로 인해 일어나는 시각적 장애현상으로 사물의 시각적 인지 능력 저하를 가져오는 불능글레어와 시각적 불편감을 주는 불쾌글레어가 있다. 그리고 과도조명은 부적절한 조명설계나 부당한 조명설비의 사용으로 조명공간을 과잉 조명하는 것은 에너지 낭비를 초래한다.

장해광으로 설명되는 산란광은 윗방향으로 향하는 빛(Up-light)을 제어하고, 광침해는 건물 쪽으로 향하는 빛(Backlight)을 제어하며, 글레어는 시야에 거슬리는 빛(Forwardlight 및 Backlight)을 제어한다.

3.2 빛공해 방지 광각도조절패널 설계

LED 조명등의 빛공해 문제와 조명 사각지대 발생의 문제점을 동시에 해결할 수 있는 것이 광각도 조절패널 빛 제어배광이 가능한 조향장치의 설계이다. 광각도 조절패널 빛 제어 배광용 LED 조명등은 각 LED 모듈

에서 나오는 광을 반사시키도록 개구형태의 광각도 조절 패널 및 광각도 조절 패널상에 투명창이 위치하도록 구성되며, 각 광 각도조절 패널은 LED의 발광 높이보다 8~12배의 두께를 가진다. 그림 6은 광각도조절 배광용 조향장치도를 나타낸다.

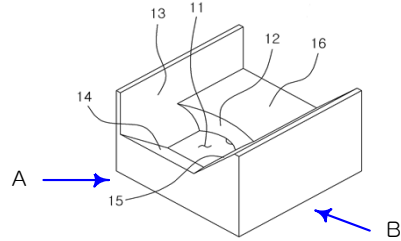


그림 6. 광패널제어용 조향장치

조향장치 그림 6은 바탕(11)과 하나의 광편향 곡면(12), 편향곡면과 직각인 수직면(13) 및 두 개의 경사면(14, 15)으로 둘러싸도록 구성된다. 광편향 곡면(12)의 높이는 마주보는 위치에 있는 두 개의 경사면(14, 15) 중 하나의 경사면(14) 높이와 같고, 수직면(11)과 마주보는 위치의 경사면(15)은 곡면(12) 위의 평탄면(16)으로부터 일정 높이 돌출되어 비대칭 U자형 돌출 구조를 갖고, 곡면(12)는 개구 방향을 따라 상하, 좌우 오목하게 구성된다.

A. I자형 도로의 조향장치 설계 및 해석

그림 7은 그림 6의 광 반사 조향장치가 체결된 I자형 도로에 사용되는 LED 조명등의 상태도이다.

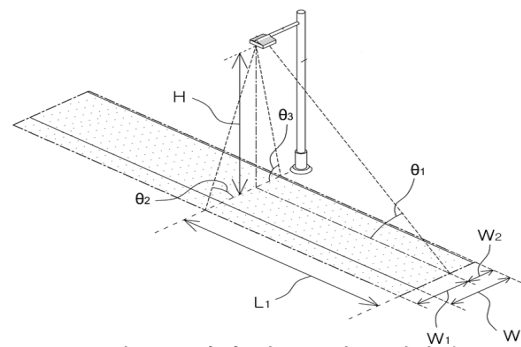


그림 7. I 자형 가로등의 조명상태도

그림 6 반사블록에 의하여 도로에 빛이 조사될 수 있는 길이 방향의 전방 거리(L1)는 다음 식(1)에 의하여 결정된다.

$$L_1 = H / \tan(\theta_1) \tag{1}$$

도로의 폭 방향으로 빛이 조사될 측방 거리(W1, W2)도 식(1)에 따라 동일하게 결정된다. 배광 영역(점으로 채색된 영역)을 얻을 수 있도록 구체적인 편심 반사블록 그림7의 형상은 LED 가로등의 등주높이, 압대길이

및 설치 위치를 고려하여 LED 가로등이 설치될 도로의 형태로부터, 빛 조사 영역(배광 영역)을 설계한다. 여기서 L1, W1, W2를 결정하고, LED 가로등의 높이(H)와 식(2) ~ (4)를 이용하여, 전방 입사각(θ_1)과 측방 입사각(θ_2, θ_3)을 구한다.

$$\theta_1 = \tan^{-1}(H/L_1) \quad (2)$$

$$\theta_2 = \tan^{-1}(H/W_1) \quad (3)$$

$$\theta_3 = \tan^{-1}(H/W_2) \quad (4)$$

그림 7의 전방 입사각(θ_1)으로부터 그림 5의 광조향장치를 결정하며, A측면에서 바라본 조향장치의 광에 대한 특성은 그림 7처럼 구성할 수 있다.

그림 8의 X_3 가 결정되고, X_2 는 식(5)처럼 계산되며, X_1 및 그림 6 곡면(12)의 LED 커버 정도 및 곡률 반경 등은 빛의 반사에 따른 조도의 균일도를 고려한다.

$$X_2 = \frac{(X_3 - \text{LED 높이})}{\tan(\theta_1)} \approx \frac{X_3}{\tan(\theta_1)} \quad (5)$$

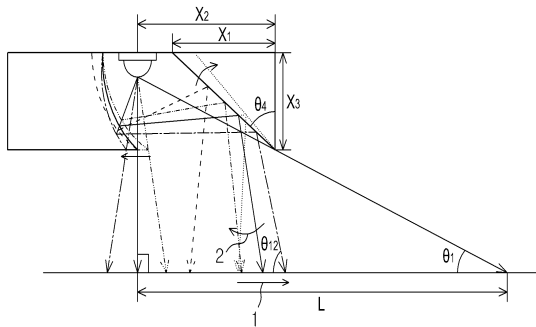
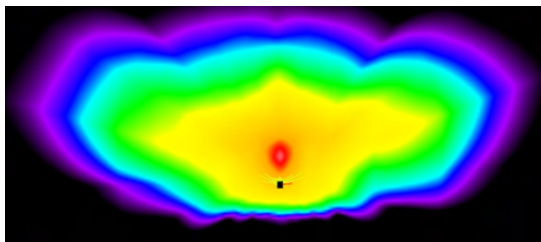


그림 8. A면에서 바라본 광조향장치

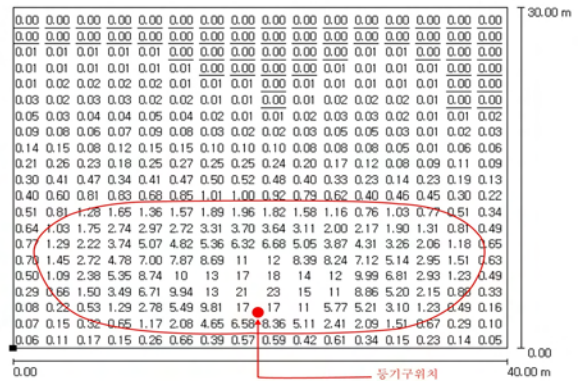
식(5)에서 'LED 높이'는 인쇄회로기판(PCB)으로부터 LED 발광 위치까지 거리 X_3 보다 통상 8~12배 작다.

IV. 실험결과

그림 9는 I자형 70W 보안등으로 80 lm/W, 가로세로 면적 16x8 m^2 을 시험한 것이다. 평균 조도 18, 최소조도는 5.36 및 최대조도는 45를 나타낸다.



(a) 3D graphic 시뮬레이션



(b) 데이터 측정

그림 9. I자형 보안등 실험결과

IV. 실험결과

LED조명의 좌우 빛 확보와 진후방의 빛을 제어하고, 상향광을 효율적으로 제어하여 빛공해(lighting pollution)를 방지할 수 있는 BUG(Back light, Up light, Glare) 방법을 제안하고, 시뮬레이션 한다. 따라서 조명 사각지대의 생성에 대한 규제도를 확보하고 에너지를 줄이며, 자연중심의 빛환경 조성과 광학성능의 BUG 제어를 통해 빛 공해를 효과적으로 방지할 수 있다.

참고문헌

- [1] Intel Corporations, Intel StrongArm SA-1110 Microprocessor Developer's Manual, June, 2000.
- [2] 박재호, IT Expert 임베디드 리눅스, 한빛 미디어, 2002.
- [3] www.trolltech.com
- [4] 마이크 루키디스, 앤디 오람 저, 이기동 역 GNU 소프트웨어로 프로그래밍 하기, 한빛미디어, 2000.
- [5] 이연조, 임베디드 리눅스 프로그래밍, PC book, 2002.
- [6] 주민규 외, "내장형 리눅스를 이용한 라우터의 설계 및 구현", 정보처리학회논문지, 제8-A권, 제4호, pp. 339-344, 2001.
- [7] www.kelp.or.kr
- [8] www.kesl.org
- [9] www.falinux.com

빌딩에너지관리시스템(BEMS)용 지하 주차장 스마트 환기 시스템

*이우람, 임용기, 김형석
세종대학교 정보통신공학과

e-mail : grandlwr@naver.com, suyitwo@naver.com
corresponding author : hyungkim@sejong.edu,

Smart Underground Parking Lot Ventilation System for BEMS

*Woo-Ram Lee, Yong-Ki Lim, Hyung Seok Kim,
Information and Communication Engineering Department
Sejong University

Abstract

It is currently difficult to maintain building system to have an optimum operational state according to various situations. Therefore, energy inefficient problem occurs and the need for energy reduction has increased requirement for BEMS(Building Energy Management System). We have installed a smart ventilation system in the underground car park. It transfers data of carbon monoxide concentration and to determine if the vehicle go out from building or incoming. The stepwise operation system is applied to use efficient energy according to the concentration of carbon monoxide while maintaining a comfortable air quality,

I. 서론

BEMS(Building Energy Management System)란 건물에 대한 각종 정보의 수집 및 건물자동화를 통해서 사용자에게 최적의 환경을 제공하면서 최소의 에너지가 소비되도록 관리를 하는 시스템이다. BEMS는 설비의 에너지 사용량, 설비운전 데이터, 에너지원, 시설별 데이터를 수집 분석하여 설비 감시제어와 효율적인 통합 관리 기능을 수행하고 공조시스템의 최적 알고리즘 구현, BAS(Building Automation System)와 EMS(Energy Management System) 기능 연계, 에너지 효율 최적 제

어 수행, 장비의 효율적 선택운전, 경제성과 효율성을 고려한 최적관리를 통해 에너지 절감 공조시스템을 구성한다.

공조 시스템은 계절, 시간 운용 상황에 따른 부하변동, 외기조건의 상황별 변화, 시설별 운영의 차이, 최고치 기준의 과잉 설비 등의 이유로 최적의 상태로 유지하기가 어렵다. 단순 공조 시스템에는 불필요한 에너지 소모는 불가피하다. 이런 공조시스템을 최적의 운용 상태로 유지하기 위해서는 건물의 종류, 시스템 설비, 주위 환경에 맞는 운영과 에너지 절감 장치, 에너지절감 시스템을 도입할 필요성이 있다. 그러므로 공조시스템에서의 BEMS의 필요성은 더욱 강조된다.

본 논문에서는 WiFi 네트워크를 실제 지하 주차장에 설치하고 온도, 일산화탄소, 차량의 유입 등 공기 질에 영향을 미칠 수 있는 정보들을 제어서버로 전송한다. 또한 BEMS시스템을 이용하여 빌딩의 에너지 사용에 큰 비중을 차지하는 공조시스템의 에너지 절감을 목표로 일산화탄소에 따른 단계별 운용시스템을 적용하여 지하주차장을 쾌적하게 유지하도록 한다.

II. 스마트 환기 제어 시스템

1. 스마트 지하주차장 환기 제어 시스템 구조

스마트 환기 제어 시스템은 크게 Management Server, Smart Ventilator, Wireless Sensor 부분으로 나뉜다. Management Sever는 공기 질과 차량 입출입 유무 데이터를 수신하고 수신된 데이터 알고리즘에 따

라 처리하여 운용상태를 결정한다. 또한 모든 데이터는 Database에 저장되고 수신된 값은 Display하는 기능을 가진다.

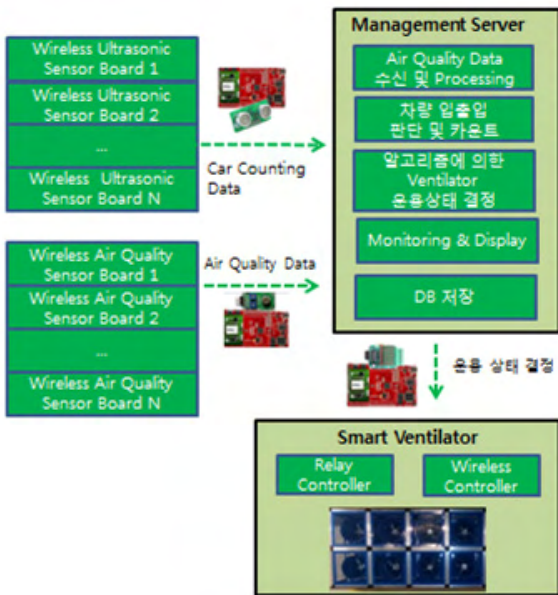


그림 1. 환기제어 시스템 구조

운용단계는 1단계에서 5단계로 나누어지고 공기 질과 입출입 자동차 수에 따라서 운용상태가 결정되며 Smart Ventilator에게 전송하여 단계별로 Ventilator를 운전한다.

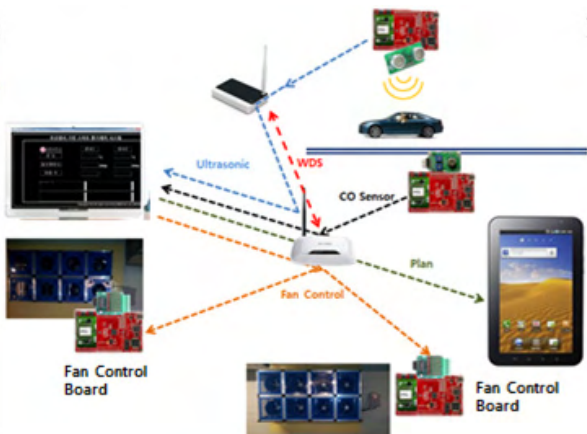


그림 2. 스마트 지하주차장 환기시스템 실험 환경

그림 2는 실험에 사용됐던 지하주차장의 구조를 도식적으로 나타낸 것이다. 여기서 모든 통신은 WiFi를 이용하여 시스템을 구성한다. 실제 지하주차장은 거리상으로는 AP 한 대로 운용 가능한 크기지만 자동차가 출입구에 벽이 존재하기 때문에 총 2대를 이용하였다. AP간 통신은 WDS(Wireless Distribution System) 네트워크로 연결하였다.

차량 정보와 공기 질 정보는 모두 Management

Server에서 처리되며 결정된 운용정보는 Fan Control Board로 전송되어 각각의 흡기/배기 Ventilator 제어한다. 공기 질 정보와 차량 정보는 모두 저장되고 Display되며 아이패드와 같은 Smart Device로 전송하여 관리를 용이하게 한다.

2. 모듈별 설명

각각의 모듈은 WIFI를 이용한 통신모듈과 기능에 필요한 센서로 구성되어 있다. Message 정보는 기본적으로 Length, Device_ID, Msg_ID, Data, Checksum 총 5부분으로 나뉜다. Length는 5Byte면 0x05이고 6Byte면 0x06으로 전체 길이에 따라서 달라지고 Device_ID는 보드의 용도에 따라 0x00~0xFF까지 정해진다. Data 부분은 센서의 종류와 성격에 따라 2Byte까지 표현하고 Checksum 방식은 오류데이터를 검출하기 위해서 단순 덧셈 방식을 이용한다.

2.1 Wireless CO Sensor Board



그림 3. Wireless CO Sensor Board

length	Device_id	Msg_id	Data_1	Data_2	Sum
0x06	1 byte	0xA1	1 byte	1 byte	1 byte

- Data_1: 온도 센서 값(섭씨).
- Data_2: CO 값(PPM).
- sum: length ~ Data_2 까지의 합.

그림 4. CO Sensor Message 정보

CO Sensor Module은 2가지 정보를 보내는데 일산화탄소와 온도를 Server로 보낸다. 핀은 Vcc, Ground, Output 3개의 핀으로 구성되어 있으며 5V의 인가전압이 필요하고 출력값은 0~5V사이다. 농도 Range는 0~250 PPM이다. CO Sensor Message 정보는 그림 4와 같고 Data는 총 2Byte로 각각 온도(섭씨)값과 CO(PPM)수치를 전송한다.

2.2 Wireless Ultrasonic Sensor Board

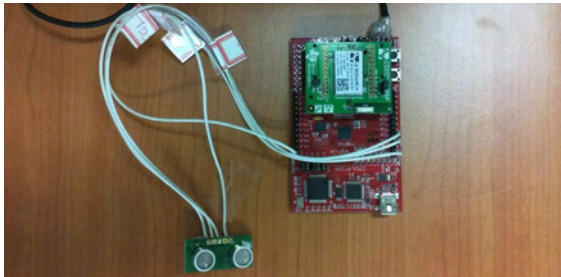


그림 5. Wireless Ultrasonic Sensor Board

length	Device_id	Msg_id	Data_1	Data_2	Sum
0x05	1 byte	0xA2	0x00, 0x01	0x01~0xFF	1 byte

- Data_1, Data_2 : 검출된 차량까지의 거리
 - sum : length ~ Data_1 까지의 합.

그림 6. Ultrasonic Sensor Message 정보

총 4개의 핀으로 Vcc, Ground, SDA, SCL로 이용한다. 메시지 정보는 그림 6과 같이 5 Byte가 사용되며 센서에서 차량까지의 거리를 Data 2Byte로 전송하는데 주차장 측정범위가 최대 660cm 이기 때문에 1,023cm까지 표현할 수 있도록 9Bit를 이용한다. 그래서 Data_1은 0x00, 0x01 표현하고 Data_2는 0x01~0xFF까지 표현한다.

2.3 Wireless Fan Control Board



그림 7. Wireless Fan Control Board

length	Device_id	Msg_id	Data_1	Sum
0x05	1 byte	0xB1, 0xB2	1 byte	1 byte

- Data_1 : Relay port 제어 값
 - sum : length ~ Data_1 까지의 합.

그림 8. Fan Control Message 정보

왼쪽 모듈은 Relay Switch로서 총 8개의 포트에 이루어져 있다. Relay Switch는 추가적으로 12V 인가 전원이 공급되어야 하고 개별적으로 5V의 전원이 필요하다. 총 10개의 핀이 이용됐으며 Vcc(5V), Ground과 나머지 포트 제어용 8개 핀이 사용된다. Fan Control Message는 그림 8과 같은데 Data는 1Byte 사용하고 Data_1에

Fan을 운용하기 위한 정보를 전송한다.

3. 구현 알고리즘

3.1 차량 카운트 알고리즘

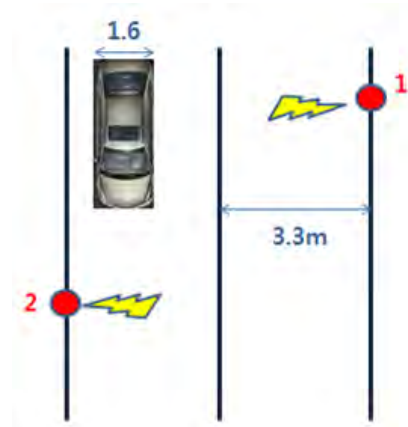


그림 10. 초음파 센서 측정 원리

초음파 센서를 이용한 차량 검출 알고리즘은 초음파 센서 2개를 엇갈려 구성하는데 그 이유는 초음파 센서는 마주 보고 설치할 경우 센서 간 간섭문제가 발생하기 때문이다.

그림 10에서 보면 기본적인 진입, 진출 판단 알고리즘은 진입일 경우에 1번 센서 검출 후 2번 센서 검출 이벤트가 발생한다. 진출일 경우에는 2번 센서 검출 후 1번 센서 검출 이벤트가 발생한다. 이처럼 어떤 이벤트가 발생하는 순서 따라 진입, 진출을 판단할 수 있다.

3.2 단계별 운용 알고리즘

단계	CO 범위(ppm)	Ventilator(대)
1	0~6	1
2	6~12	2
3	12~18	4
4	18~25	6
5	25~	8

그림 11. CO를 이용한 단계별 운용

현재 [다중이용시설의 실내공기질 관리법 시행규칙 제3조]에 따라서 실내주차장은 일산화탄소 농도를 25ppm 이하로 유지하도록 하고 있다. (그림 11)은 25ppm 이하로 유지하기 위해 일산화탄소 농도에 따라 0~25ppm 사이를 5단계로 나눴고 한 개의 Ventilator는 총 8개의 Fan을 가지므로 8개의 Fan을 5가지 운용상태로 나눴다.

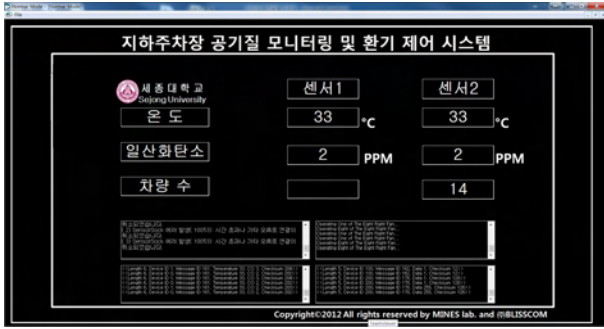


그림 11. Display 화면

(그림 11)은 Management Server의 Display 화면으로서 지하주차장의 공기 질 상태와 Fan의 운용상태를 출력한다.

여기서 위에 3줄은 공기 질 센서로부터 전송된 온도와 CO 농도 데이터를 실시간으로 출력하도록 구성하였고 초음파 센서를 이용한 진입, 진출 여부를 출력하고 현재 지하주차장의 자동차 입출입 대수를 출력한다.

아래 네 개의 칸은 각각 소켓 관련 메시지, Fan의 운용상태, 공기 질 센서의 수신된 메시지, 초음파 센서의 수신된 메시지를 출력하였다.

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서 스마트 환기시스템은 WiFi를 이용하기 때문에 많은 스마트 기기와 연결할 수 있는 확장성을 지니고 기존의 무선공유기 인프라를 이용할 수 있다는 장점이 있다. 또한, ventilator의 fan을 공기질과 차량정보에 따라서 단계적으로 운용하여 단순 ON/OFF 방식보다 에너지를 효율적으로 사용하여 에너지를 절감이 가능하도록 하였다.

결론적으로 BEMS를 이용한 스마트 환기제어시스템은 빌딩을 쾌적하게 관리하기 위해 공기질을 측정하고 저장하여 관리에 용이하게 하였고 더불어 공기질에 따라서 환기의 강도를 조절하기 때문에 에너지 절감이 가능하도록 하였다.

향후 연구과제는 단계별 운용 알고리즘이 다른 운용 방식보다 어느 정도의 에너지 절감이 가능한지에 대한 시뮬레이션과, 지하주차장의 주 오염원인 자동차의 진입, 진출 차량을 파악하여 공기가 오염되기 전에 예측하여 fan을 운용하는 알고리즘의 개발이다.

사사

본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 IT융합 고급인력과정 지원사업 (NIPA-2013-H0401-13-1003)의

연구결과로 수행되었음.

참고문헌

- [1] 최승혁 외, “지하주차장 제연설비 기준에 관한 기초 연구”, 대한설비공학회 2011년도 하계학술발표대회, 2011.7, 860-863
- [2] 김용찬, “건물에너지관리시스템(BEMS) 특성 및 기술개발 동향”, The magazine for energy service companies / no.69, 2011년, pp.26-29
- [3] 신동원, “BEMS(건물에너지관리시스템)의 소개”, 2012 Summer 쌍용건설 기술정보
- [4] 김종기, 박병윤, 최진우, “중소형 공동주택 지하주차장 환기방법 향상방안 연구: 환기방식 실태조사를 중심으로”, 한국건설기술연구원, [CODIL] 대한주택공사 학술정보

음향 세척 장치의 음파 검출을 위한 무선 센서 개발

한재준, 유태윤, 김아연, 김동식
한국외국어대학교 전자정보공학과
e-mail : o2foryou@hufs.ac.kr, kris85@hufs.ac.kr,
smileygrape@hufs.ac.kr, dskim@hufs.ac.kr

Development of Wireless Sensor for the Wave Detection of Acoustic Cleaning Systems.

Jaejun Han, Taeyoon Yu, Ayeon Kim, Dong Sik Kim
Department of Electronics Engineering
Hankuk University of Foreign Studies

Abstract

The acoustic cleaning system is widely used to clear foreign materials in factories, such as thermal power plants and incinerators. However, the acoustic cleaning systems tend to be clogged by foreign materials and are thus deteriorated in terms of the acoustic cleaning power. In this paper, in order to monitor proper operation of the cleaning system, we developed a wave gauge verification sensor, which can monitor a status of the acoustic cleaning system and can wirelessly communicate the status data.

I. 서론

화력발전소와 같은 전력 설비, 석유화학 설비, 시멘트 설비, 소각 설비 등에서는 방대한 양의 먼지, 재, 파우더 등(이하 이물질)이 발생하며 설비의 안정된 작동을 위하여 이러한 이물질을 효율적으로 제거해야 한다. 효율적인 제거를 위하여 여러 가지 방법을 사용한다. 첫 번째 방법으로는 인력을 투입하여 직접 설비를 청소하는 고전적인 방법이 있다. 이 방법은 이물질을 제거하는 동안에 설비를 멈추어야 하고, 인력이 직접

설비 안으로 들어감에 따라 위험성이 커지는 단점이 있다. 두 번째 방법으로는 공기대포(air cannon)를 이용하는 방법으로, 고압의 공기를 이물질이 쌓여 있는 곳에 발사함으로써 이물질을 제거 하게 되는데, 첫 번째 방법에 비하여 시간과 비용이 적게 들지만 하나의 공기대포의 이물질을 제거하는 범위가 좁아서 여러 개의 공기대포를 사용해야 하는 단점이 있다^[1]. 세 번째 방법으로는 음향 세척(acoustic cleaning)장치를 이용하는 방법으로^[2], 음향 세척 장치는 혼 형태를 가지는데, 고압의 공기를 이용하여 60 - 420Hz의 주파수에 140dB 이상의 음압을 가지는 음파를 만들어 내 이물질을 제거하는 방법이다. 이 방법은 이물질을 제거하는 동안 설비를 멈추지 않아도 되고, 제거하는 범위가 넓어 여러 대의 공기대포를 대신 할 수 있는 장점이 있기 때문에 앞서 언급한 각종설비에서 주로 사용하는 방법이다.

그러나 음향 세척 방법은 설비에서 발생하는 이물질에 의하여 음향 세척 장치의 혼이 막혀 오작동 하는 경우가 있어, 장치의 작동을 감시하기위한 음파 검출 장치 개발의 필요성이 대두되어 왔다. 기존에 제작된 음파 검출 센서는 음향 세척 장치에 구멍을 뚫어 센서를 내부에 집어넣는 방식으로 설치가 불편하고 유지보수가 어렵다는 단점이 있다. 본 논문에서는 이러한 단점을 개선시킨 음향 세척 장치를 위한 음파 검출 무선 센서를 개발하였다.

II. 음파 검출 무선 센서

본 장에서는 먼저 음향 세척 장치와 음파 검출 시스템의 구성에 대하여 간단하게 소개하고, 본 논문에서 연구 개발한 음파 검출 무선 센서를 소개한다.

A 음향 세척 장치의 구조

음향 세척 장치는 그림 1에서 보는바와 같이 음파를 생성하는 음향 발생기와 혼으로 구성되어있다. 음향 발생기 안으로 고압의 공기를 넣으면 공기는 진동판을 진동 시키면서 60 - 420Hz의 주파수 범위 중 하나의 주파수를 가지는 음파를 만들어낸다. 혼은 발생한 음파의 세기가 140dB 이상이 되도록 증폭하고 원하는 방향으로 보내주는 역할을 한다. 이러한 혼 형태의 음향 세척 장치는 그림 2에서 보는 바와 같이 이물질이 축적되는 부분에 혼의 출력부분을 향하게 하여 주기적으로 이물질을 제거한다. 제거하는 동작이 단순하므로 시설이 작동하는 동안에도 시설을 멈추지 않고 이물질 제거 작업이 가능한데, 예를 들면 10분의 주기로 약 10초 동안 음향 세척 장치를 작동시켜서 이물질을 제거할 수 있다.

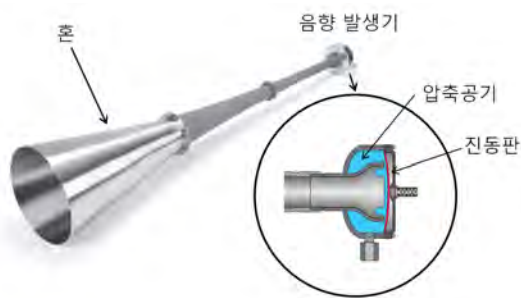


그림 1. 음향 세척 장치^[3] (ESP-75, GE 사, 75Hz, 147dB, 80 SCFM @ 90 PSI)

B 음파 검출 시스템

음파 검출 시스템은 음파 검출 무선 센서, 전원 공급 장치, 출력 장치, 그리고 무선 센서의 동작 상태를 분석할 수 있는 무선 데이터 수집 장치로 구성되어 있다. 음파 검출 무선 센서는 음향 세척 장치의 작동 여부를 검사하여 세척 장치 작동 탐지 신호를 내보내고, 동시에 무선으로 음향 세척 장치에서 나오는 음파의 세기를 무선 데이터 수집 장치로 전달할 수 있다. 전원 공급 장치는 AC 전원을 입력받아 음파 검출 무선 센서에게 전원을 공급하고 음파 검출 무선 센서에서 받은 세척 장치 작동 탐지 신호를 출력장치로 전달한다. 출력 장치는 전원 공급 장치에게 전달 받은 세척 장치 작동 탐지 신호를 LED를 통해 표시한다. 음파

검출 시스템의 구성을 그림 2에 나타내었다.

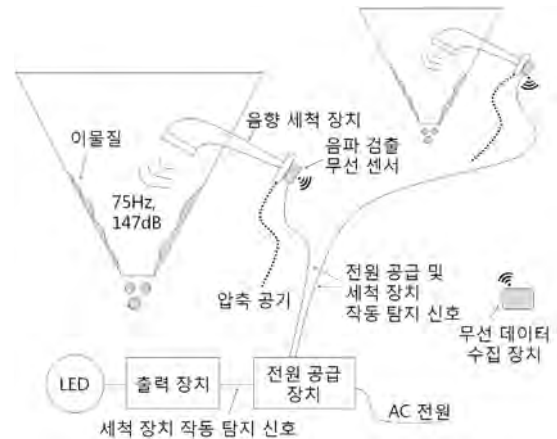


그림 2. 음향 세척 장치와 음파 검출 시스템의 구성

C 음파 검출을 위한 무선 센서

음향 세척 장치의 작동을 확인하기 위한 음파 검출 무선 센서의 구성은 그림 3과 같다. 그림 3에서 보는 바와 같이, 설계된 무선 센서는 TI(Texas Instruments) 사의 MCU(MSP430G2553)와, Analog Device 사의 마이크(ADMP401)와 연산증폭기(AD8542), 그리고 424MHz 주파수 대역의 협대역 무선 송수신 모듈, 릴레이 등으로 구성 되어있다.

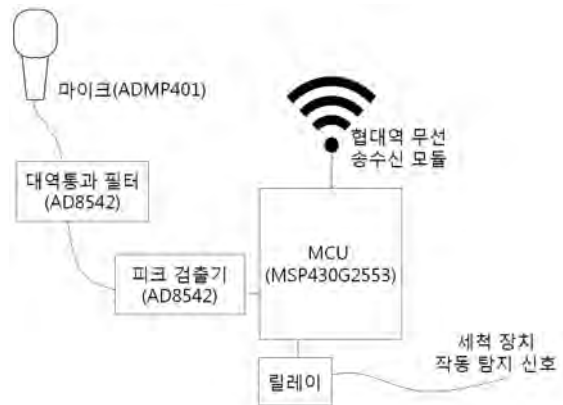


그림 3. 음파 검출 무선 센서의 구성

음향 세척 장치의 작동여부를 확인하기 위한 그림 3의 음파 검출 무선 센서의 작동을 설명하면 다음과 같다. 먼저 음향 세척 장치에서 발생하는 음파를 마이크가 전기적 신호로 전환하고 대역통과필터는 음향 세척 장치(GE, ESP-75)의 중심주파수인 75Hz의 주파수를 가지는 신호만을 통과시킨다. 마이크로 들어온 신호가 대역통과필터를 통과하면 잡음인 75Hz 이외의 주파수를 걸러주는데, 이는 잡음에 의한 오작동을 방지 할

수 있을 뿐만 아니라 혼의 이상 작동 등의 고장으로 인한 임의의 주파수를 발생시키는 경우도 검출해 낼 수 있다. 대역통과필터를 거친 정현파 형태를 띠는 신호의 최대 진폭을 검출하기 위해 피크 검출기를 적용한다. 피크 검출기를 통과한 신호는 MCU의 A/D컨버터로 최대 진폭을 읽어 음향 세척 장치에서 나오는 음파의 세기를 측정할 수 있다. 음향 세척 장치의 작동 여부를 판단하기 위하여 MCU가 A/D컨버터로 읽은 값과 비교할 적절한 문턱 값이 필요하다. 입력 받은 값이 문턱 값 보다 높으면 음향 세척 장치는 정상적으로 작동한다고 할 수 있고, 반대로 입력 받은 값이 문턱 값 보다 낮으면 음향 세척 장치는 오작동 했거나 작동하지 않는다고 할 수 있다. MCU는 음향 세척 장치의 작동 유무를 판단하여 세척 장치 작동 탐지 신호를 릴레이를 이용하여 내보낸다. 정상으로 작동했을 경우에는 릴레이를 켜고, 그렇지 않은 경우에는 릴레이를 꺼서 관리자에게 이상 작동 여부를 알린다.

음파 세척 장치는 설치 환경에 따라 장치에서 발생하는 음파의 진폭이 차이가 나게 된다. 음향 세척 장치의 정확한 작동 유무를 확인하기 위해서는 설치 환경에 따른 진폭의 차이를 고려해야 한다. 이를 위해 각각의 설치 환경 마다 음향 세척 장치가 정지한 경우와 작동하는 경우의 음파 세척 장치에서 발생하는 음파의 진폭을 모니터링 하고 그에 따른 적절한 문턱 값을 설정할 필요가 있다. 이를 위해 유선을 이용할 경우 별도의 연결을 해주어야 하는 번거로움이 있으며, 센서의 인클로저를 직접 열고 값을 읽고 설정을 하는 경우는 실제의 설치 환경과 다르기 때문에 정상 작동 유무 판단의 신뢰성이 떨어지는 문제점이 있다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위하여, MCU가 읽는 진폭의 전달과 문턱 값의 설정을 무선 송수신 모듈을 이용하여 무선 데이터 수집 장치와의 통신을 통하여 수행한다. 무선 데이터 수집 장치는 음파 검출 무선 센서가 넘겨준 75Hz 중심주파수를 가지는 음파의 진폭 값을 전압 값으로 변환하여 모니터로 출력함으로써 설치 환경에 따른 진폭을 알려주고 그에 따른 적절한 문턱 값을 설정 할 수 있게 한다. 무선 송수신 모듈을 사용할 경우 값을 설정 할 때 마다 인클로저를 열어보지 않아도 되고 설치된 상태에서 작동 상태를 모니터링을 할 수 있으며 설치된 환경과 동일한 상태이기 때문에 측정된 데이터의 고 신뢰성을 확보할 수 있다.

음파 검출 무선 센서는 측정 데이터의 고 신뢰성뿐만 아니라 높은 내구성이 요구된다. 주변으로 부터의 충격과 먼지, 습기로 부터 음파 검출 무선 센서를 보호하기 위하여 IP67 등급의 인클로저를 사용한다. IP67 등급은 방진과 방수에 대한 등급으로서, 분진이 내부

에 침입하지 못하고 수심 1미터에서 30분간 잠겨도 물이 침입하지 않는 등급을 말한다. 음파 검출 무선 센서와 무선 데이터 수집 장치의 모습을 그림 4에 나타내었다.

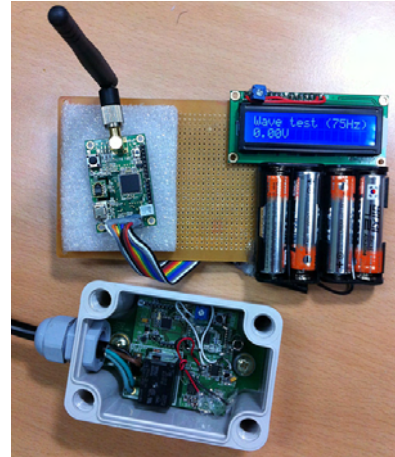


그림 4. 개발한 음파 검출 무선 센서의 모습(아래)과 무선 데이터 수집 장치의 모습(위)

III. 무선 센서의 실험

개발한 무선 센서의 작동 여부를 확인하기 위해 소각로에서 사용하는 세 종류의 음향 세척 장치(장치A, B, C)에 무선 센서를 부착하여 실험을 하였다. 소각 시설에 설치되어있는 음향 세척 장치와 음파 검출 무선 센서의 실험 장면을 그림 5(a)와 (b)에 나타내었다.

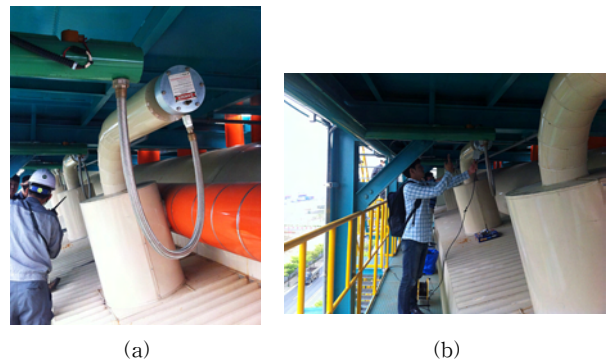


그림 5. 소각 시설에 설치되어있는 음향 세척 장치와 개발한 음파 검출 무선 센서 실험 (a) 소각 장치의 상부에 설치되어 있는 세 개의 음파 세척 장치(GE) (b) 무선 센서 실험 장면

정확한 검출과 기준에 센서를 음향 세척 장치 내부로 집어넣음에 따른 유지보수가 힘든 단점을 보완하기 위해 75Hz의 중심주파수를 만들어내는 음향 발생기 외부에 무선 센서를 부착한다. 장치 A는 정상 작동하

고 장치 B는 작동은 하나 발생하는 음파의 세기가 약간 작다. 장치 C는 75Hz의 음파보다 높은 주파수를 내면서 오작동을 한다. 이러한 특징을 가지는 세 장치를 작동 시키고 그때 무선 데이터 수집 장치의 모니터에 출력되는 전압 값을 표 1에 표시하였다.

표 1. 세 종류의 음향 세척 장치에 따른 무선 데이터 수집 장치에서 읽은 전압 값

	음향 세척 장치		
	장치 A	장치 B	장치 C
정 지	0.00V	0.00V	0.00V
작동 중	0.82V	0.75V	0.16V
장치 상태	정상 출력	낮은 출력	이상 작동

문턱 값을 0.70V로 설정하였을 때 장치 A와 B는 문턱 값 보다 높은 전압을 나타내어 정상적으로 작동하였다고 할 수 있고, 장치 C는 오작동 하였다고 할 수 있다. 장치 A보다 장치 B가 들리는 소리가 작았는데 이런 이유 때문에 장치 B에서 읽은 전압이 장치 A에서 읽은 전압보다는 약간 낮았다. 본 논문에서 개발한 음파 검출 무선 센서는 음향세척 장치에서 발생시키는 중심주파수가 75Hz인 음파의 진폭을 정확하게 측정할 수 있어 음향 세척 장치의 작동여부를 정확하게 판단할 수 있다.

IV. 결론

화력발전소의 설비나 소각 설비에서 음향 세척 장치를 사용하여 효율적으로 이물질 제거할 수 있다. 이러한 음향 세척 장치의 작동 상태를 감시하기 위해서는 음파 검출 센서가 필요한데, 본 연구에서 개발한 음파 검출 무선 센서는, 센서의 내부 작동 신호 등을 무선으로 통하여 외부에서 손쉽게 확인해 볼 수 있어서 보다 효율적이며 신뢰성 있는 음파 검출을 가능하게 한다. 실제 소각 시설에 설치하여 소음이 심한 환경에서도 오동작 없이 정확히 작동됨을 확인하였다.

참고문헌

[1] www.primasonics.com/acoustic_cleaners_cement_applications.htm
 [2] Schimmoller, Brian K, "Tuning in to acoustic cleaning", *Power Engineering*, vol.103, no.7, pp. 18-23, 1999.
 [3] http://www.ge-energy.com/products_and_services

Single Chip Low Power RF Transceiver를 이용한 조명제어기 구현

*서민상, **동성수
코산테크놀로지, 용인송담대학교 디지털전자과
e-mail : seo0511@naver.com, ssdong@ysc.ac.kr

Implementation of Lighting Controller Using Single Chip Low Power RF Transceiver

*Min-Sang Seo
Kosan Technology
**Sung-Soo Dong
Dept. of Digital Electronics, Yong-in Songdam College

Abstract

In this paper, we implemented a lighting controller using single chip low power RF Transceiver. It is control technologies for lighting dimming system. To receiving sensitivity, we use a modified circuit combination which is robust to error of data. The implemented lighting controller is more efficiently applied to noise and has better results than those of conventional RF controller.

I. 서론

최근 조명제어에 RF기술을 적용한 제품들이 많이 등장하고 있고 CES 등과 같은 국제적인 전시회에서도 Zigbee, Bluetooth, Wifi 등을 이용하여 Smart Phone 으로 LED 조명을 제어하는 제품들이 소개 되었다. 국내에서도 수 년 전부터 RF 기술을 이용한 제품들이 시장에 출시되고 있는데 대부분의 제품은 2.4Ghz 대역의 Zigbee를 기반으로 한 것이다. 2.4Ghz 대역의 Zigbee는 동일한 주파수 대역의 무선랜이나 Bluetooth,

전자레인지 등에 의해 간섭 받는 것으로 알려져 있다. 본 논문은 2.4Ghz 대역보다 상대적으로 전파 투명성이 높은 UHF 대역을 이용한 조명제어기의 구현에 관한 것으로 특히, 미약전파를 사용하여 주파수의 선택 폭을 넓히고 RSSI(Received Signal Strength Indicator)를 이용하여 일정 레벨 이하의 미약한 수신 신호에 의한 오류를 예방할 수 있도록 구성 하였다.

II. 본론

2.1 미약전파

기존의 수신감도가 좋은 몇 가지 RF Receiver IC 들은 대부분 미국이나 유럽지역에서 사용하는 주파수 범위에 제한되어 있어 국내 전파법규에 맞게 사용하는 데는 무리가 있다. 미국과 유럽의 경우 대부분 433 Mhz 대역과 868Mhz 대역을 주로 사용하는데 이 주파수 대역은 우리나라에서 특정 소출력으로 할당된 주파수 대역도 아니고 미약전파 규정을 적용할 경우 허용하는 송신 출력이 너무 작아서 상품화가 곤란하다. 그러므로 현재 수입하고 있는 433Mhz의 제품들은 모두 국내 전파법에 위반되는 제품들이라고 말할 수 있다. 이런 문제점을 해결하기 위해서 322Mhz 이하의 UHF

대역을 사용하였다.

2.2 LED PWM(Pulse Width Modulation)

LED의 Dimming 제어를 위해 가장 널리 사용되는 방법은 PWM 방식이다. 일반적인 전류제어 방식은 색 온도의 변화를 가져오므로 잘 사용되지 않는다. PWM 방식으로 LED의 ON/OFF 시간을 제어할 때 주파수가 낮으면 플리커 현상이 생기므로, 본 논문에서는 400Hz와 1kHz 두 가지 주파수를 사용하여 Test 하였다.

III. 구현

무선통신에서 수신감도는 data rate, data format, FSK frequency separation 그리고 RF frequency에 의해 영향을 받는다. Frequency separation이 작을수록, data rate이 빠를수록 그리고 RF frequency가 높을수록 수신감도가 떨어지는 것을 확인 할 수 있다[1]. Data format에 의해서도 영향을 받는데 NRZ나 UART mode 보다는 Manchester mode에서 수신감도가 좋아진다. 그러므로 최상의 수신감도를 얻기 위해 Manchester mode와 64Khz의 frequency separation을 사용하였다. 그림 1은 RF 무선 개발 초기에 Chipcon 에서 판매하는 433Mhz 대역 development kit[2]를 이용하여 SmartRF Studio의 사용법 및 RSSI(Received Signal Strength Indicator) 신호를 측정할 파형이다.

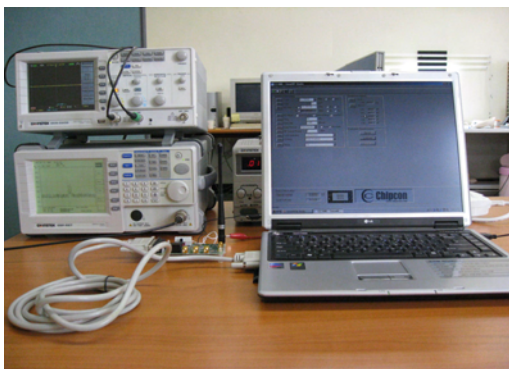


그림 1. Chipcon development kit을 이용한 RF module

구현된 RF 무선회로는 동기식 NRZ모드, 동기식 Manchester encoded모드 그리고, 비동기식 UART 모드를 지원하며, 소프트웨어로 모드를 설정할 수 있다[3]. 미국 Cree의 RGB LED(CLP6C-FKB) 12개를 사용하여 30cm 길이의 LED Bar를 설계 제작하였다. LED Bar에는 DC 24V가 공급되고 RGB LED의

Forward Voltage를 고려하여 LED 6개를 직렬회로로 구성하였다. 그리고 LED에 정전류를 공급하고 PWM 신호에 의해 On/Off 및 디밍 제어가 가능하도록 Infineon의 BCR402U LED Driver IC 와 Transistor 에 의한 Interface 회로를 사용하였다[4]. 필요에 따라 복수개의 LED Bar를 직렬로 연결하면 동일한 제어 입력에 의해 모든 LED Bar의 동시 제어가 가능하다.

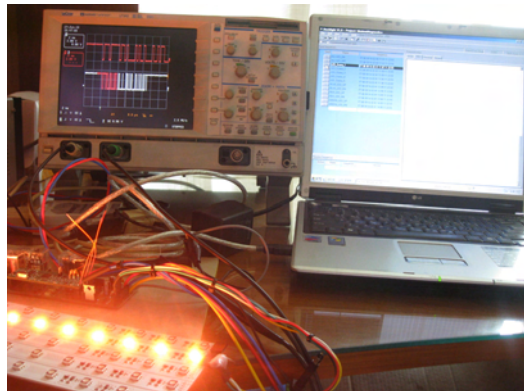
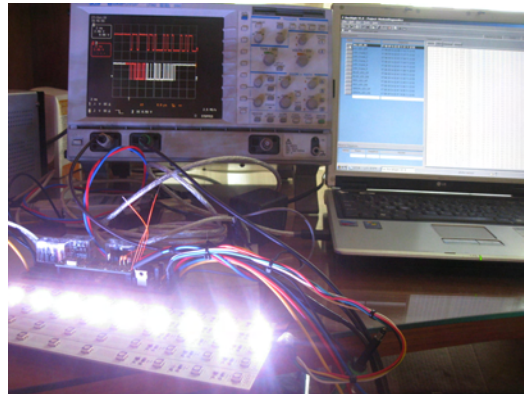


그림 2. RS-485를 이용한 RGB LED 제어 Test

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문은 2.4Ghz 대역보다 상대적으로 전파 투명성이 높은 UHF 대역을 이용하여 Single chip UHF RF Transceiver를 사용한 조명제어기를 구현하였다. 특히, 미약전파를 사용하여 주파수의 선택폭을 넓히고 RSSI(Received Signal Strength Indicator)를 이용하여 일정 레벨 이하의 미약한 수신 신호에 의한 오류를 예방할 수 있도록 하였다. RF 무선회로는 동기식 NRZ모드, 동기식 Manchester encoded모드 그리고, 비동기식 UART 모드를 지원하며, 소프트웨어로 모드를 설정할 수 있다. LED는 미국 Cree의 RGB LED(CLP6C-FKB) 12개를 사용하여 30cm 길이의 LED Bar를 설계 제작하였다.

참고문헌

- [1] CC1000 Single Chip Very Low Power RF Transceiver Data Sheet, Texas Instruments.
- [2] CC1000 Debugging Hints and Troubleshooting, Application Note AN018, Texas Instruments.
- [3] Atmega168V 8-bit AVR Controller Data Sheet, Atmel.
- [4] BCR405U LED Driver Data Sheet, Infineon.

포스터

산업전자 소사이어티

산업전자 1
산업전자 2
산업전자 3
산업전자 4
산업전자 5
산업전자 6

SUMMER

실리콘 산화막의 저전류 특성

강창수

유한대학교 전자정보과

e-mail : cskang@yuhan.ac.kr

The Characteristic of Low Level Current in Silicon Oxide

Chang-Soo Kang

Department of Electronic and Information Engineering

Yuhan College

Abstract

The low level leakage current in stress and transient current of thin silicon oxide films during and after low voltage has been studied from stress bias condition respectively. The stress channel currents through an oxide measured during application of constant gate voltage and the transient channel currents through the oxide measured after application of constant gate voltage. The study have been the determination of the physical processes taking place in the oxides during the low level leakage current in stress and transient current by stress bias and the use of the knowledge of the physical processes for driving operation reliability.

I. Introduction

The reliability has been involved with the measurement and characterization of leakage current initiated by the passage of tunneling currents through the oxide. The study have been the determination of the physical processes taking place in the oxides during stress on time and stress off time and the use of the knowledge of the physical processes for reliability in the polarity dependence of the interface trap generation, the number and distribution of traps in a stressed oxide measured using low level stress currents, low level transient currents the effect of different gate materials and gate oxide thicknesses.

II. Discussion

Typical plots of the low level current density to gate voltage characteristics of a silicon oxides 70[Å] in channel width×length 20×20[μm], 10×1[μm], 10×0.25[μm], 10×0.7[μm], 10×0.6[μm], 10×0.55[μm], 10×0.5[μm], 10×0.45[μm], 10×0.4[μm], 10×0.35[μm], 10×0.3[μm] have been shown in Figure 1.

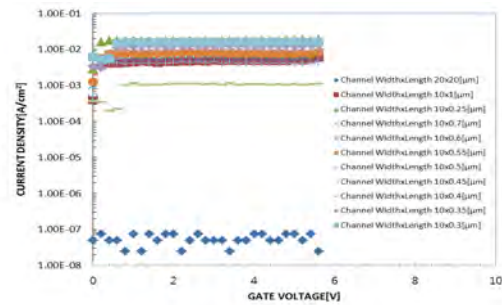


Fig. 1 The low level current density vs. voltage characteristics of channel width×length 20×20[μm], 10×1[μm], 10×0.25[μm], 10×0.7[μm], 10×0.6[μm], 10×0.55[μm], 10×0.5[μm], 10×0.45[μm], 10×0.4[μm], 10×0.35[μm], 10×0.3[μm] in a silicon oxides 70[Å].

The number of interface traps and oxide charges generated during high voltage stressing of the transistors was measured as a function of the stress voltage, polarity, substrate type, and fluence. It was found that the interface trap generation rate at the silicon oxide interface was independent of the stress polarity or the substrate type.

Typical plots of the time to current characteristics of a capacitor after dc stressing, with the p-type

silicon surface in accumulation, have been shown in figure 2.

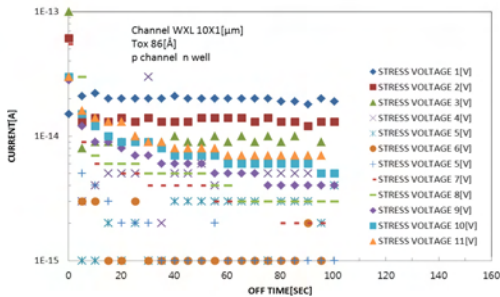


Fig. 2 The current vs. off time characteristics of a 86[Å] thin silicon oxide after high voltage stressing.

The low level current increased and the tunneling current decreased after the stress. The interface state derived from the characteristics for this capacitor increased after the stress. The magnitude of this low level current was higher for higher stresses, but was not directly proportional to the stress or to the number of interface traps generated by the stress. The negative and positive differential current region often seen at low voltages was related to the variation capacitance region and was a displacement current.

The channel current after removal of a pulse and during pulse that generated traps in the oxide thickness 86[Å] with channel width and length 10×1 [μm] by gate voltage 0.7[V], 2.2[V], 3.2[V], 4.2[V], and 5[V] and charged these traps has been shown in figure 3.

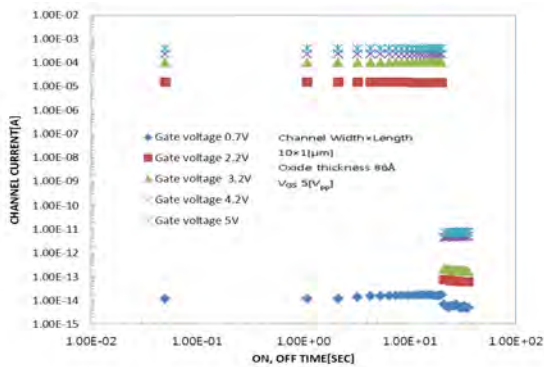


Fig. 3 The channel current vs. on off time characteristics of channel current during and after application of a voltage pulse in thin oxide.

When the voltages applied to the oxide were increased, the transient channel currents and stress channel currents were measured with transistor channel width×length 10×1[μm] during the channel applied voltage 5[V] after stress voltage 0.7[V], 2.2[V], 3.2[V], 4.2[V], and 5[V] in oxide thickness

86[Å], as shown in figure 3.

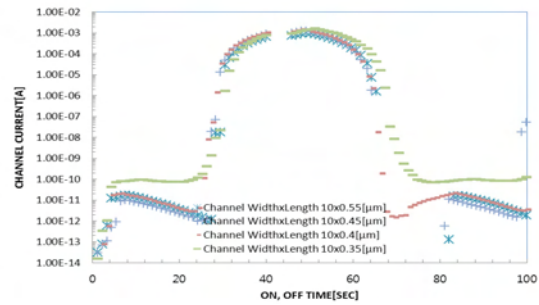


Fig. 4 The channel current to time characteristics of an oxide bias voltage during rectangular wave pulse V_{pp} 6.4[V] stressing through the transistor with channel width and length 10×0.35[μm], 10×0.4[μm], 10×0.45[μm] in thickness 86[Å] oxides after stressing.

The low level leakage current as a function of transistors with channel width and length, oxide thickness measurement of the charge state of stress generated traps. It had been shown that the charge state of these traps could be changed to application of a low voltage pulse at the end of the stress. The low voltage was not large enough to generate near interface traps.

III. CONCLUSION

The low level leakage current was used to explain the time dependence of the decay current after application of a low voltage pulse. It had been observed that the low level leakage current increased after low voltage stressing. The increase in the low level leakage current was dependent on the sign of the stress voltage and the sign of the voltage used to measure the low level leakage current. The trap densities derived within the oxide were the same order of magnitude as the interface trap densities measured at the silicon oxide interface on similarly stressed oxides.

REFERENCES

1. C. S. Kang, D. J. Dumin, "The Search for Cathode and Anode Traps in High Voltage Stressed Silicon Oxides", Journal of Elect. Society, Vol. 145, No. 4, pp. 1292-1296, 1998
2. J.C. Jackson, D.J. Dumin, "Electric Breakdowns and Breakdown Mechanisms in Ultrathin Silicon Oxides", Microelectronics Reliability, Vol. 39, pp. 171-179, 1999
3. Borkar, Ajay, Gaikwad, Snehal, "Leaky Deep Submicrometer Transistor Mechanism and It's Analytical Estimation", Advances in Computational Sciences & Technology, Vol. 4, pp. 239-242, 2011

선박 안전운항 지원 서비스 구조 연구

*박정호, 임동선, 장병태
한국전자통신연구원 조선해양IT융합연구실
e-mail : parkjh@etri.re.kr, dslim@etri.re.kr, jbt@etri.re.kr

A Study on the Service Structure for Supporting Ship Safety Navigation

*Jeong-Ho Park, Byung-Tae Jang
Shipbuilding Maritime IT Convergence Laboratory
ETRI

Abstract

This paper presented the service structure for supporting a ship safety navigation, and showed some examples. we were classified the services for supporting a ship safety navigation into two types. One is the ship status monitoring service, and other is the information supporting service for a ship safety navigation. Finally, this paper helped to understand the services for supporting a ship safety navigation by presenting the case of an actual implementation for each service.

I. 서론

우리나라의 조선 산업은 2000년대 이후 급변하는 세계 경제의 침체를 겪으면서도 명실상부한 세계 1위의 자리를 유지하고 있는 효자 수출산업이다. 조선 산업의 대표 품목인 선박의 수주량만 보면 중국과의 격차가 크지는 않지만 해양플랜트와 같은 고부가가치 선박에 있어서는 단연 압도적으로 높은 상황이다.

그러나 선박 건조 시장에서의 경쟁은 어느 정도 한계에 직면했기 때문에 경쟁력을 높이기 위한 대안이 필요한 실정이며, 이에 대한 해답은 선박 서비스 분야

에서 찾을 수 있다. 자동차 산업에서 보듯이 IT로 무장한 자동차를 지원하기 위한 서비스 시장은 자동차 생산을 뛰어 넘을 만큼 크게 성장하고 있는 추세다. 선박 서비스 시장에서의 기술력 확보는 결국 선박 시장에서의 경쟁력을 꾸준히 유지하는 방법 가운데 하나가 될 수 있을 것이다[1-2].

본 논문에서는 선박 서비스 분야 가운데 선박의 안전운항을 지원하기 위한 시스템의 일반적인 구조를 살펴보고 몇 가지 주요 안전운항 서비스 구현 사례를 소개하고자 한다.

II. 본론

2.1 e-Navigation과 안전운항

선박의 안전운항에 대한 규정 및 개발에 대한 내용은 IMO(International Maritime Organization, 국제해사기구)에서 추진하고 있는 e-Navigation 개념에서 찾아 볼 수 있다.

이는 선박의 출항에서 입항에 이르는 전 과정에서 선박의 안전과 보안을 위해 전자적인 방법으로 관련 서비스 및 해양환경 보호 증진을 위한 개념으로서 2014년까지 세부전략 수립을 완료할 예정이다[3]. 그림 1은 e-Navigation에 기반한 선박 안전운항에 대한 개념도를 나타낸 것이다.

육상에서는 선박에 제공할 서비스 및 데이터를 개발하거나 구축하고 물리적인 통신 링크를 사용하여 선박에서 수신 받아 이를 선박의 안전 운항에 활용한다는 개념이다. 이러한 개념은 최근 선박에서 IT 장비가 차지하는 비중이 점차적으로 커지고 있으며, 최근 개발되는 서비스 들은 대부분 이러한 IT 장비를 기반으로 하고 있다는 것과 같은 맥락으로 보여진다.

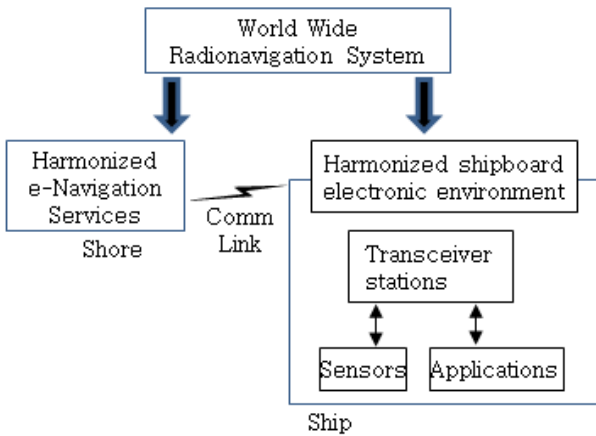


그림 1. e-Navigation 서비스 지원 개념도

그림 1의 개념에 따르면 육상과 선박간 기본적인 통신 라인은 존재해야 하며, 육상에서 서비스를 위해 제공하는 데이터를 선박에서 수신하여 선박내 서비스 프로그램에서 활용할 수 있어야 한다. 다음절에서 기술할 내용은 이러한 개념을 기반으로 각각의 서비스 요소이다.

2.2 선박 안전운항 지원 서비스

일정한 경로를 따라 운항하는 선박의 사고는 육상의 자동차 만큼 빈번하지는 않지만, 한번의 사고는 대형 인명사고를 유발할 수 있고, 자칫 환경 재앙이 될 수 있기 때문에 사전에 사고를 예방하는 일이 매우 중요하다. 선박에 탑재되는 IT 장비가 증가하면서 선박에 제공되는 정보도 매우 다양화 되고 있으며, 이러한 정보의 체계적 관리는 선박의 안전운항을 지원하는데 활용될 수 있다.

본 절에서는 선박의 안전운항 지원 서비스를 분류하고 각 분류별 서비스 제공 방법에 대해 살펴보기로 한다. 표 1과 같이 선박의 안전운항 지원 방식은 선박 상태 모니터링 서비스와 선박 안전운항 정보제공 서비스와 같이 크게 2가지로 나눌 수 있다. 그러나, 분류 방식은 서비스의 외형적 특성에 따른 것이며, 각각의 서비스 방식은 서로 혼용되어 사용될 수 있다.

표 1. 선박 안전운항 지원 서비스 분류

구분	예시
선박 상태 모니터링	-선박 장치 상태 모니터링 -선박 화재 탐지 모니터링
선박 안전 운항 정보제공	-선박 안전 입출항 지원 -선박 충돌 회피 지원

선박 상태 모니터링 서비스의 경우 선박내에 다양한 센서 및 데이터 취득을 위한 장치나 네트워크를 사전에 설치 한 후, 입력되는 다양한 신호 및 데이터를 분석하여 선박의 현 상태를 감지하기 위한 서비스 기술 개발에 중점을 둔다. 그림 2는 선박 상태 모니터링 서비스 기술을 개발하기 위한 일반적인 시스템 구조도를 나타낸다.

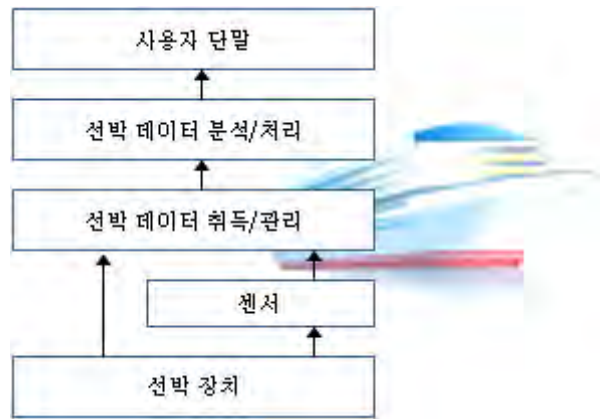


그림 2. 선박 상태 모니터링 서비스 구조

선박에는 운항과 관련된 수백종의 장치가 있으며, 이 가운데는 안전과 직결되는 매우 중요한 장치도 존재한다. IT 장치의 경우 네트워크나 무선통신을 통해 장치 정보를 받을 수 있지만, 기계적 장치의 경우 센서를 부착하여 상태 정보를 얻어야 한다. 선박 장치 데이터는 실시간으로 취득되고, 이를 분석하고 판단하여 선박 장치에 대한 각종 상태 정보를 사용자 단말에 표출하게 된다.

선박 안전운항 정보제공 서비스는 육상에서 선박과의 직접적인 통신을 통해 운항과 관련된 다양한 정보를 제공하여, 선박에서 항로 결정, 위험구간 회피 및 충돌 여부 등의 의사 결정을 하기 위한 체계로 구성된다.

이러한 서비스 방식에서 중요한 점은 육상과 선박 사이에 전달되는 데이터 형식을 통일해야 한다는 점이다. 물론 개별적인 서비스의 경우에는 자체 포맷을 활용할 수 있지만, 체계적으로 정리된 다양한 서비스 정보를 선박으로 전달하기 위해서는 공통된 데이터 모델

을 필요로 한다. 아직은 이 부분에 대한 구체적인 표준이 존재하지 않지만, s-100과 같은 데이터 모델을 기반으로 제한된 새로운 모델을 고안할 수도 있을 것이다.

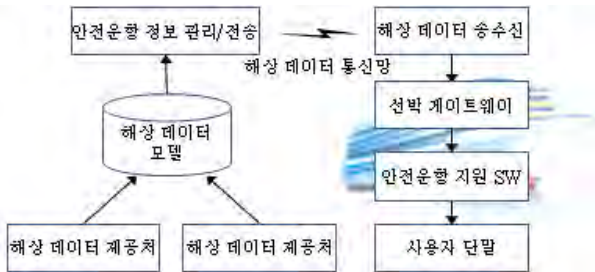


그림 3. 선박 안전운항 정보제공 서비스 구조

제공되는 데이터의 종류나 데이터량은 해상 데이터 통신망의 형태에 따라 제한적일 수 있다. 현재 가장 보편적인 위성통신의 경우 사용 비용이 높고 대역폭이 높지 않기 때문에 대용량의 데이터 전송은 현실적으로 어렵다. 그러나 현재 해상에서 활용될 수 있는 다양한 통신기술의 개발되는 추세이므로 미래에는 데이터량에 제한받지 않는 서비스 기술도 개발될 수 있을 것이다.

육상에서 전송된 데이터는 선박에서 수신받은 후, 선박 게이트웨이를 통해 이를 필요로 하는 시스템에 전달된다. 안전운항 지원 SW에서 선박 운항에 필요한 기능이 수행되어 해당 결과는 단말에서 확인할 수 있게 된다.

위에서 살펴본 두 가지 부류의 서비스는 별개로 동작할 수도 있지만, 데이터 및 서비스 통합 추세에 맞추어 두 부류의 서비스도 선박 안전운항 지원 서비스라는 큰 타이틀 속에서 하나의 서비스 구조로 통합되어야 할 것이다.

III. 서비스 구현 사례

3장에서는 위에서 살펴본 두 부류의 서비스에 대해 각각 대표적인 서비스 구현 결과를 간략히 살펴보기로 한다.

3.1 선박 항해 장치 알람 처리 서비스

이번절에서 소개하는 서비스는 선박 운항과 관련된 장치에서 발생하는 알람 신호를 분석하여 해당 알람 신호에 대응되는 정보를 모바일 단말을 통해 제공하는 서비스다[4]. 선박 운항중에는 각종 장치에서 끊임없이 많은 알람 신호가 들어오며, 이 가운데는 안전 운항에 큰 차질을 줄 수 있는 신호도 존재하게 된다. 이를 사

전에 파악하여 사용자가 빠르게 대처할 수 있도록 지원하는 서비스다.

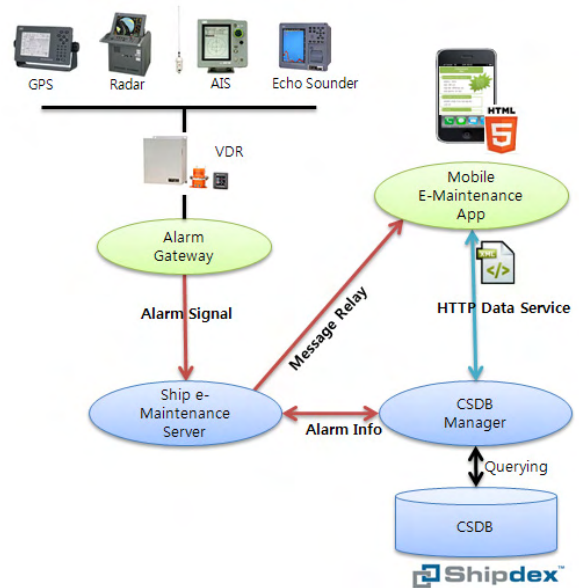


그림 4. 선박 항해장치 알람 처리 서비스

이 서비스의 실행을 위해서는 각 장치에 대한 매뉴얼을 사전에 Shipdex(Ship Data Exchange) 프로토콜에 따라 CSDB(Common Source DB)에 저장되어 있어야 한다[5]. 운항중에 특정 선박 장치에서 알람 신호가 입력되면, 곧바로 사용자의 모바일 단말로 해당 알람 신호를 보내주고, 알람 신호에 해당되는 정보를 CSDB에서 검색하여 사용자 단말로 전송하게 된다.

이러한 절차에 따라 안전운항에 영향을 미칠 수 있는 문제를 사전에 파악하고 신속하게 대처할 수 있게 된다.

3.2 선박 안전 입출항 지원 서비스

선박이 항구에 입항하거나 항구에서 출항할 때는 대양에 비해 교통 혼잡도가 높고 지형이 복잡하여 전체 항해 과정 중에 사고 위험도가 가장 높다. 이를 위해 안전 입출항을 지원하기 위한 시스템이 개발되어 왔지만, 기존 시스템은 항해정보를 자선에 탑재된 항해장비에 의존하여 수집하기 때문에 선박 입출항 항해시 중요한 정보인 해양환경 정보나 해상교통 정보는 이용하지 못하는 문제점이 발생한다.

선박 안전 입출항 지원 서비스는 육상에서 항구 주변의 다양한 환경정보(주변 선박, 조류조석, 기상, 좌초위험 지역 등)를 수신 받아야 하기 때문에 연근 해상에서의 광대역 통신이 가능해야 한다. 그림 5는 이 시스템 구현을 위한 개념도를 나타낸다.

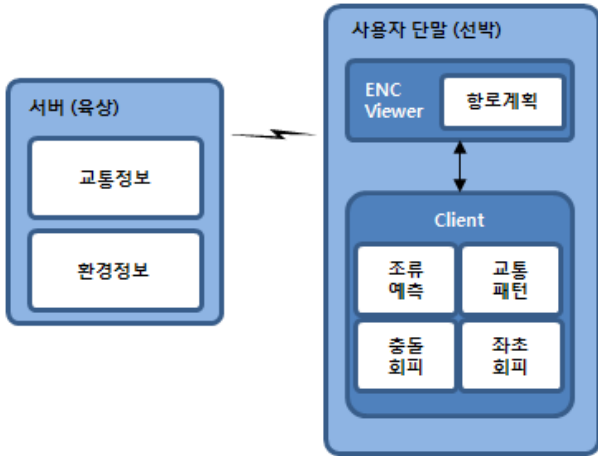


그림 5. 선박 안전 입출항 지원 시스템 개념도

위 시스템은 육상으로부터 항구 주변의 선박위치 및 이동방향에 대한 교통정보와 암초, 위험지역 및 기본적인 조류 정보등을 수신 받은 후, 세부적인 조류를 예측하고, 선박과의 충돌을 회피하거나, 좌초회피 등의 기능을 수행한 후, 선박이 안전하게 이동하기 위한 항로를 계획하게 된다.

IV. 결론

본 논문에서는 선박의 안전한 운항을 지원하기 위한 시스템의 기본적인 구조와 사례를 보여주었다. IT 장비의 발전으로 선박도 다양한 IT 장비가 탑재되어 가는 추세이기 때문에 선박의 디지털화 또는 선박의 스마트화는 빠르게 진행될 것이며, 기존에는 지원하기 어려웠던 선박 지원 서비스도 다양화 될 것이다.

선박의 안전운항 서비스를 비롯한 다양한 서비스 기술 개발은 선박 시장에서도 수주하는데 우위를 점할 수 있으며, 더 나아가 선박 시장 이상의 서비스 시장을 창출할 수 있게 된다. 본 논문에서 제시한 선박 안전운항 지원 서비스 구조는 매우 보편적이지만, 이를 기반으로 보다 구체적이고 다양한 선박 지원 기술 개발을 위한 이해를 도울 수 있을 것이다.

ACKNOWLEDGMENT

본 논문은 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 산업원천기술개발사업(정보통신)의 일환으로 수행하였음. [KI10038619, 해상 애드혹 네트워크 기반 선박 안전운항 솔루션 개발]

참고문헌

[1] 박정호 외, “디지털 조선소 구축 및 선박 안전운항 지원 기술 개발 현황”, 한국정보과학회 특별호, Feb. 2013.
 [2] 한상철, 박정호, “조선.IT 융합 기술의 현황과 발전 방향”, PD이슈리포트, 3호, April. 2012.
 [3] <http://site.ialathree.org/pages/FAQse-nav.pdf>.e-Navigation Frequently Asked Questions
 [4] 박정호 외, “Shipdex 기반의 선박 데이터 관리 시스템,” 대한임베디드공학회 추계학술대회, Sep. 2012.
 [5] Shipdex, “Shipdex Protocol Issue 2.0”, 2012.

미세 다공성 기체 투과형 잔류염소 측정 센서의 특성

*김기준, *홍선표, **오영권, ***서인호

*인천대학교 메카트로닉스공학과, **한국계량측기기공업협동조합, ***대운계기산업(주)

e-mail : *kijoon@incheon.ac.kr*

The Properties of Residual Chlorine Sensor with Microporous Gas Permeable type

*Ki-Joon Kim, *Sun-Pyo Hong, **Young-Kwon Oh, ***In-ho Seo

*Dept. of Mechatronics Eng., University of Incheon, **KMIIC,

***Daeyoon Scale Industrial Co., Ltd.

Abstract

In this paper, to develop the Residual Chlorine Sensor with Microporous Gas Permeable type, it used three electrode system to get accuracy and it performed several electrochemical test using Amperometric method.

As the results, it obtained reduction of HOCl due to change of insert voltage, current changes due to pH of HOCl, and electrochemical sensitivity due to pH changes.

I. 서론

음용수의 소독 (disinfection)은 전염병 예방의 차원에서 공중보건의 중요한 부분을 차지하고 있다. 다양한 바이러스, 박테리아, 원생동물 및 기생충에 의한 질병은 오염된 음용수를 통하여 전염될 수 있다. 전염병은 증후가 나타나지 않는 것부터 가벼운 불쾌감, 몸의 쇠약해짐, 심지어 사망까지도 이를 수 있으며, 어떤 집단들은 특히 이와 같은 전염원에 매우 민감한 유아, 노약자 및 면역체계에 이상이 있는 사람들의 경우에 해당된다. 과거 수년 동안에 걸쳐 수인성 전염병의 발발이 발표되기는 했지만 비교적 흔한 질병은 아니다.

그와는 반대로, 아시아콜레라균(Vibrio cholera), Cryptosporidium, Shigella, Eshcherichia coli 및 소장 내에 존재하는 바이러스 등은 과거 수년 동안 주요한 공중 보건상의 화제로 등장했었다. 세계 전체적으로 볼 때 전염병으로 인한 설사는 AIDS와 암으로 사망하는 인원보다 더 많은 사망을 가져왔다.

수인성 전염병을 예방하는데 사용되는 첫 번째 규칙은 가장 적게 오염된 상수원을 선택하는 것이다. 좋은 상수원을 선택하면, 음용수의 소독 및 기타 처리 방법은 일차적으로 우연한 오염에 대한 보장을 제공해 준다. 그렇지만, 표면수와 오염된 지하수에 대한 의존도가 증가함에 따라 질병을 일으키는 미생물을 제거하거나 비활성화 시키기 위하여 소독 등의 처리가 필요하게 되었으며, 가장 널리 사용되고 있는 방법이 염소 소독이다.

염소를 이용한 수인성 전염병의 예방을 위해서는 급·배수시에 일정량의 잔류 염소를 유지하여 주어야 하며, 계절별·시간별로 변화하는 상수원수에 대한 처리 공정에 빠르게 대처하기 위해서는 잔류 염소의 농도를 실시간으로 지속적인 모니터링을 하여야 한다. 기존의 국내에 사용되고 있는 잔류 염소 측정법은 실시간 모니터링이 어렵고, 수입품의 경우 자동 연속측정이 가능하다 하더라도 시약 사용과 폐액처리 등의 문제가 있으며, 시약 사용이 아닌 전류법을 사용하는 측정기의 경우에도 고가의 수입비용이 소요되어야 하

는 문제가 있다. 따라서, 본 연구에서는 시약을 사용하지 않고, 연속 자동 측정이 가능한 잔류염소 센서를 개발하여 분석 장비의 국산화율을 높이고, 또한 환경 산업 분야에서의 시장 선점은 물론 국내 정밀계측기 기술개발의 진일보를 가져올 수 있을 계기가 될 수 있을 것으로 판단된다.

II. 관련 연구

2.1 잔류염소(RC)

잔류염소(Residual Chlorine)란 물을 염소로 소독했을 때 특정한 형태로 존재하는 염소로 유리잔류염소라고도 한다. 물을 염소로 소독했을 때, 하이포아염소산과 하이포아염소산 이온의 형태로 존재하는 염소를 말한다. 또한 클로라민(chloramine)과 같은 결합잔류염소를 포함해서 말하는 경우도 있으며, 염소를 투입하여 30분 후에 잔류하는 염소의 양을 ppm으로 표시한다. 2종류의 잔류염소 모두 산화력을 가지며 염소 이온과는 화학적으로 성질이 다르다. 잔류염소는 살균력이 강하지만 대부분 배수관망에서 빠르게 소멸한다. 그 살균 효과에 영향을 미치는 인자로는 반응시간, 온도, pH, 염소를 소비하는 물질의 양 등을 들 수 있다.

2.2 미세 다공성 기체 투과형 잔류염소센서

전기화학적 방식의 3-전극계 미세 다공성 기체 투과형 잔류염소센서는 일반적으로 잔류염소만을 선택적으로 투과시키고 액상 성분은 투과시키지 않는 선택적 투과막은 polyfluoroethylene 재질의 미세 다공성 기체 투과막을, 작동전극(working electrode)으로 Pt(백금)이나 Au(금)등의 귀금속류를 사용하고, 보조전극(counter electrode)으로는 Pt을, 기준전극(reference electrode)으로 난용성 은/염화은 전극(Ag/AgCl electrode)을 사용하여 그림과 같이 전극체를 구성하고자 한다.

용액에서 전극전위를 측정하려면, 두 개의 전극을 사용하여 두 점사이의 전위차를 측정하여야 한다. 측정하는 전극을 작동 전극이라 하며, 여기에 따른 하나의 전극을 연결하여 전위차를 측정하여야 한다. 아래의 그림 2에서 보듯이 셀전압 V 가 기전력 E 와 같게 하기 위해선 전류 $i=0$ 의 조건(평형)이 성립하여야 한다. 이를 위한 상대되는 전극은 전위가 안정한 전극을 선택하여 사용하는데, 이를 기준전극이라 한다. 작업전극과 기준전극 사이의 실제전류를 무시할수 있는 평형 상태에서 전위차를 측정하여야 한다. 이때 측정된 전위차는 두 전극사이의 기전력 (electro-motive force, EMF)에 해당되며, 이러한 조건 $i=0$ 하에서는 전극사

이의 내부 저항성분으로 인한 전압강하는 무시할 수 있다.

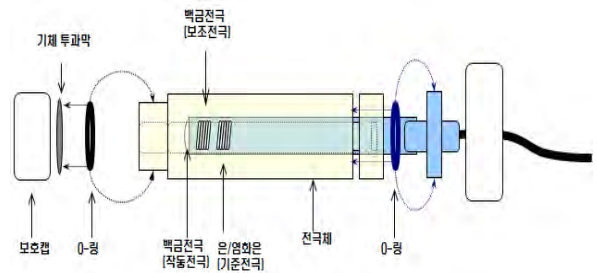


그림 1. 잔류염소 센서 구성도

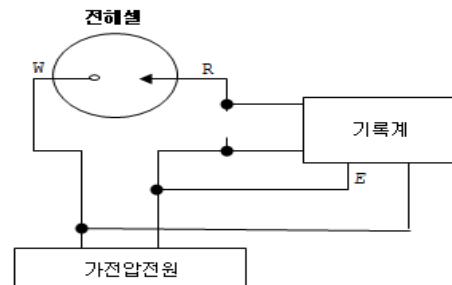


그림 2. 2-electrode system

전극사이에 외부전압이 걸리는 경우 전극사이에 저항전위강하 (iR drop)가 생겨 기준전극전위가 평형값으로 벗어나게 되는 데, 이러한 오차를 피하기 위해 전기화학측정에서는 3-전극계 측정을 사용한다. 아래의 그림 3은 셀 전류가 작동전극과 보조전극사이에서 흐르고, 작동전극과 기준전극사이에서는 거의 흐르지 않는다. 작동전극과 기준전극사이의 전위차는 전극반응에 의해 흐르는 전류값에 관계없이 정확하게 측정할 수 있다.

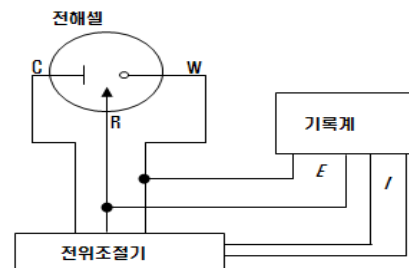


그림 3. 3-electrode system

III. 센서의 전기화학적 시험

잔류염소센서를 통해 HOCl에 대한 기초적인 전기화학적 성질을 분석해보면, 초기 기본적인 실험을 통한 최적의 HOCl 환원반응이 일어나는 인가전위를 알아보기 위해 8-channel potentiostat를 이용하여 은/염화는 기준전극에 대해 백금 작동전극에 인가하는 인가전위를 0 ~ 1[V]로 변화시키고 이에 백금 보조전극을 통해 작동전극에서 흐르는 전류(uA)를 측정하였다. 바탕 전해질은 1 M KCl 용액을 사용하였다. 넓은 영역에서 HOCl의 환원반응이 일어남을 그림 4를 통하여 알 수 있었으며, 250[mV] 이하에서는 결합염소인 NH₂Cl과 산소의 환원반응 나타나는 것을 확인할 수 있다. 따라서, 250[mV] 이하에서 NH₂Cl과 산소의 방해받기 때문에 HOCl 측정이 불가능한 영역이며, 약 250 ~ 500 [mV] 사이의 인가전위에서 안정한 HOC의 환원반응에 의한 전류를 얻을 수 있었다.

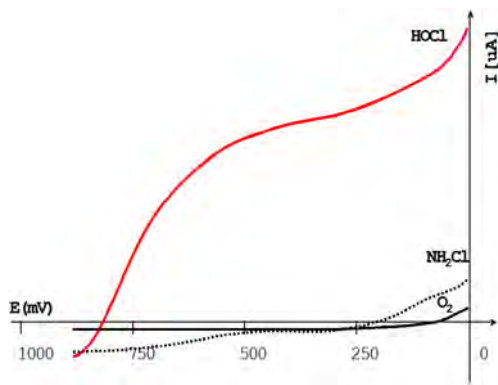


그림 4. 인가전위변화에 따른 HOCl의 환원반응

3.1 인가전압에 따른 감응성 변화

본 실험에서는 유리염소의 환원반응에 대한 최적의 인가전압을 알아보고자 시료를 교반시키지 않고 전극의 인가전압을 순차적으로 변화시키면서 전류를 측정하여 측정 시료의 산화 혹은 환원에 의한 peak current를 나타나게 함으로써 전류법의 인가전압을 결정하기 위해 사용되는 전기화학 측정법인 순환-전압전류법 (cyclicvoltammetry)을 사용하여 유리염소의 인가전압에 대한 감응곡선을 그림 5에 나타내었다. 시료 내 HOCl의 농도는 pH에 따라 그 존재 비율을 달리하므로 시료의 pH를 고정하기 위해 완충용액(buffer solution)을 사용하여 실험했으며, 인산(phosphate) 완충용액 pH 5.8, pH 7.6과 pH 8.0인 용액을 제조하여 각각 HOCl의 농도 증가에 따른 전류의 변화량을 조사

해보았다. 0.3 ~ 0.4[V] 근처에서 보이는 peak 가 HOCl의 환원에 의해서 발행한 전류 peak임을 알 수 있다. 인가전압이 0.4[V] 일 경우 HOCl 만 측정 되고 OCl⁻은 측정되지 않으며 pH 변화에 의한 측정값의 변화는 커지게 됨을 알 수 있다.

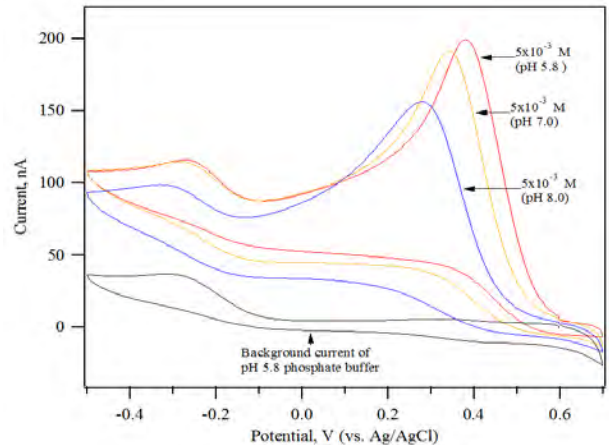


그림 5. HOCl의 pH에 따른 전류의 변화량

3.2 pH 영향

유리염소 센서의 HOCl 농도에 따른 pH 변화에 대한 전기화학적 감응성을 그림 6에 나타내었다. 고정된 pH에서 HOCl 농도 증가에 따라 전류 신호가 비례적으로 증가하는 것을 알 수 있다. 그러나, pH 6과 pH 8 인 시료 사이의 감응성을 각각 비교해보았을 때 그 차이가 현저히 나는 것은 pH 변화에 따라 HOCl의 존재율이 다르기 때문이며, pH가 높아지면 그 존재비율이 낮아짐을 알 수 있다.

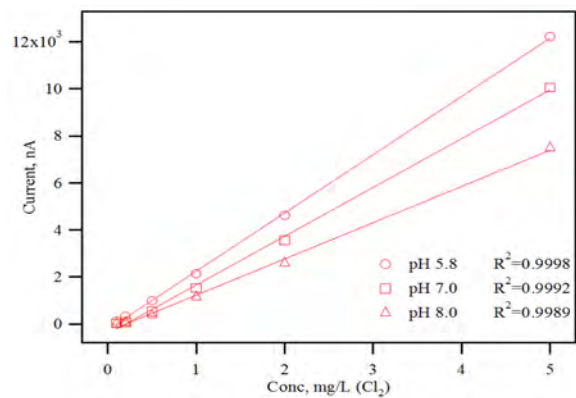


그림 6 pH 변화에 대한 전기화학적 감응성

IV. 결론

본 연구에서는 시약을 사용하지 않고, 연속 자동 측정이 가능한 전류법을 이용한 잔류 염소 측정 센서를 개발하기 위하여 전기 화학적 시험을 수행한 결과 인가 전위 변화에 따라 250[mV] 이하에서 NH_2Cl 과 산소의 방해를 받기 때문에 HOCl 측정이 불가능한 영역이며, 약 250 ~ 500 [mV] 사이의 인가전위에서 안정한 HOC의 환원 반응에 의한 전류를 얻을 수 있었다. 또한, 인산(phosphate) 완충용액 pH 5.8, pH 7.6과 pH 8.0인 용액을 제조하여 각각 HOCl의 농도 증가에 따른 전류의 변화량은 0.3~0.4[V] 근처에서 보이는 peak가 HOCl의 환원에 의해서 발행한 전류 peak임을 알 수 있었고, 인가전압이 0.4[V] 일 경우 HOCl 만 측정되고 OCI^- 은 측정되지 않으며 pH 변화에 의한 측정값의 변화는 커지게 됨을 알 수 있다. 특히, 고정된 pH에서 HOCl 농도 증가에 따라 전류 신호가 비례적으로 증가하는 것을 알 수 있다.

감사의 글

본 연구는 2012년도 산학연 공동기술개발사업 전국사업(협약번호 : C0003012)으로 수행되었습니다.

참고문헌

- [1] 이규성 외, “수처리공학”, pp. 81-102, 2001.
- [2] 김태영 외, “전기화학방식의 잔류 염소 측정 센서에 관한 연구 및 이를 이용한 일회용스트립 센서의 적용”, 한국환경과학회 가을발표회지 제14권(제2호), pp. 346-348, 2005
- [3] 서신배 외, “센서 시스템을 이용한 수질 제어 모델”, 대한전자공학회논문지, 제 30권, 제 1호, pp. 455-456,, 2007.
- [4] 김희갑 외, “염소소독 수돗물중 잔류 염소 저감방안 연구”, 기초과학연구 19, pp. 101-112, 2008
- [5] 박승환 외, “오수처리시설의 모듈 네트워크 구성에 의한 제어 및 감시 시스템의 설계 방법에 관한 연구”, 대한전자공학회 하계학술대회, 제 46권, IE편, 제 4호, pp. 227-233, 2009.

온도센서의 비교

* 김덕수, 김종오, 이원석
동양미래대학교 전기전자통신공학부

e-mail : *dskim@dongyang.ac.kr, jokim@dongyang.ac.kr, wslee@dongyang.ac.kr*

A Comparison of Temperature Sensor

* Kim Duksoo, Kim Jong-o, Lee Wonseok
School of Electrical Engineering
Dongyang Mirae University

Abstract

Temperature is the most measured physical quantities. Accurate temperature measurements are needed in many industrial application. There are many different types of sensors available to measure temperature. The most common are resistance temperature detectors(RTDs), thermocouples(TCs), thermistors and solid state sensors. This paper compares the wide variety of temperature sensor and their characteristics.

온도센서를 선택할 때는 센서가 사용될 장소, 측정할 온도범위, 정밀도 및 응답시간 등과 같이 고려해야 할 여러 변수들이 있다. 온도는 운동에너지와 연관된 물체내 열의 양을 측정하는 것이다. 어떤 시스템에서 운동에너지의 증가는 열의 증가로 나타나게 되는 것이다. 또한, 물체간의 운동에너지 전달은 다음과 같은 세 가지 현상에 의해 일어나게 된다. 즉, 전도, 대류 및 방사에 의한 것이다. 일반적으로 접촉식 온도센서는 측정대상물과 접촉을 통해 온도를 측정하는 방식으로 측정의 기본형이 된다. 단, 접촉방식은 접촉으로 인해 피측온체의 열에너지가 온도센서로 이동하기 때문에 피측온체의 온도저하를 가져온다. 피측온체의 열용량이 센서요소에 비해 충분히 큰 경우에 적합하다. 반면에, 비접촉식은 측정대상물에서 방사되는 적외선 등을 통해 접촉하지 않고 측정하는 방식이다. 피측온체가 움직이거나 멀리 있는 경우 등에 유용하다[1]-[2].

I. 서론

온도는 우리가 일상생활 중 측정해야 할 가장 일반적인 물리량중 하나이다. 산업적인 응용이나 실험실 측정분야 등에서 온도측정을 정확히 하는 것은 무엇보다 중요한 일이다. 의료분야, 재료연구분야, 전기전자분야, 생물학연구분야, 지질학연구분야 및 전기부품소재 열특성연구 등에도 온도측정은 매우 중요하다. 현재, 많은 종류의 센서들이 온도측정에 사용되고 있다. 그중에서도 가장 많이 사용되는, 서미스터, RTD, 서모커플 및 IC 온도센서에 대해 그 특성과 선택시 고려할 내용들을 비교해 보고, 이를 바탕으로 해당 응용분야에 알맞은 온도센서를 선택할 수 있게 하고자 한다.

II. 온도센서

2.1 서미스터(Thermistor)

서미스터(Thermistor)는 온도에 따라 저항값이 변

화하는 소자로 Thermally Sensitive Resistor를 줄인 명칭이다. 그것에는 양(+)의 온도 특성을 가진 것과 음(-)의 온도 특성을 가진 것이 있다. 그리고 그것들의 센싱 요소는 온도 변화를 감지하고, 그 내부 저항이 변화하는 반도체를 응용한 일종의 온도감지저항이라고 할 수 있다. 현재 공업용 계측 온도 센서로 가장 많이 사용하고 있는 소자로 사용되고 있는 대부분의 서미스터는 세라믹 서미스터이다. 그리고 서미스터는 온도 변화에 따른 서미스터 저항치 변화특성에 의해 크게 3가지로 분류하는데 이는 다음과 같다. NTC 서미스터(Negative Temperature Coefficient Thermistor)는

온도가 상승함에 따라 전기 저항이 지수적으로 감소하는 온도계수 특성을 가진다.

NTC 서미스터는 주로 온도감지, 온도보상, 액위, 풍속, 진공검출, 돌입 전류방지, 지연소자 등으로 사용되고 있다. PTC 서미스터(Positive Temperature Coefficient Thermistor)는 NTC 서미스터와 반대로 온도가 상승함에 따라 전기 저항치가 증가하는 온도계수 특성을 가진다. PTC 서미스터는 모터기동, 자기소거, 정온 발열, 과전류 보호용으로 사용되고 있다.

CTR 서미스터(Critical Temperature Resistor)은 NTC 서미스터와 동일한 특성을 갖지만 특정 온도의 범위에서 저항치가 갑자기 감소하는 온도계수 특성을 가진다.

절대온도 $T^{\circ}K$ 에서의 서미스터의 저항 R 은 다음과 같다. 단, B 는 서미스터의 B 정수이고, T_0 는 기준 온도, R_0 는 기준온도 T_0 에서의 서미스터 저항값을 나타낸다.

$$R = R_0 \exp B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)$$

2.2 열전대(Thermocouple)

열전대는 재질이 다른 2종류의 금속 A, B를 접속하였을 때, 그 2개의 접합부 사이에 온도차가 있으면, 그 온도차에 따라서 전압 V_{AB} 가 발생하는 것이다. 이 현상을 발명자의 이름을 따서 제백효과(Seebeck effect)라고 한다. 열전대는 또한 183 °C 이하에서 부터 2500 °C 근처까지의 넓은 온도 범위를 0.1~1% 정도의 정확도로 측정할 수 있으며, 출력을 측정하는데 측정 계기가 간단하고, 회로상의 잡음이 덜 받는 낮은 임피던스를 갖는 장치이다. 열전대는 원자로, 항공기, 동력계통, 제철소 등의 여러 공정에서 온도를 감지하는 방법을 제공하며, 구조가 간단하고 가격이 싸며, 내구성이 있고 많은 응용면에서 비교적 정확히 온도를 측정할 수 있는 온도계이다.

따라서 접속점의 온도를 일정 하게 유지하도록 하고, 온도 측정단자를 온도 검출을 하려고 하는 부분에 부착하면, 이 2개 단자 사이의 온도차에 따라서 전압이 얻어지며 온도가 검출된다.

열전대는 이와 같이 한편의 접속점을 어떠한 기준의 온도로 고정해야 하는 불편한 점이 있다. 따라서 일반적으로 서미스터를 사용하며, 전기가열로 같은 매우 높은 온도를 측정하는 경우에만 열전대가 사용된다. 이 회로를 통해, 능동 회로를 사용하여 온도를 측정하는 방법을 알 수 있다.

2.3 측온저항체(RTD)

금속 전기저항은 온도의 변화에 따라 일정한 비율로 변화하는데, 이 성질을 이용해서 온도를 측정하는 것이 측온저항체(RTD: Resistance Temperature Detector)이다. 원리적으로는 어느 금속이라도 좋지만, 온도에 대한 저항변화가 일정하게 호환성이 있는 것, 온도계수가 큰 것 등 여러 가지 조건이 있어 실제로 사용되는 금속은 제한되어 있다. 측온저항체로 사용되는 금속은 아래의 요건을 충족해야 한다. 현재 백금(Pt)이 가장 많이 사용되고 있으며, 그밖에 사용되고 있는 것은 니켈, 동 등이 있다.

2.4 반도체온도센서

IC화 온도 센서는 실리콘 트랜지스터의 온도 의존성을 적극적으로 응용한 것이다. 이것은 베이스-이미터간의 전압(V_{BE})이 온도변화에 대해서 거의 직선적으로 변화하는 현상을 효과적으로 응용한 것이다. 또한, 이 특성은 트랜지스터 외에 다이오드의 순방향 전압 V_F 에도 공통된 것이다. 트랜지스터의 V_{BE} 는

$$I_C = C \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) + I_{CBO}$$

단, q 는 전하, V_{BE} 는 베이스-이미터간 전압이다. C 는 전자확산계수로 베이스폭의 구조에 의한 값이다. 온도 T 로 정리하면,

$$T = \frac{qV_{BE}}{k \ln \frac{I_C - I_{CBO}}{C}}$$

컬렉터 전류 I_C 를 측정하면, 온도를 구할 수 있다는 것을 보여준다.

그런데 온도 센서라고 하면 종래 서미스터와 백금 저항 측온체가 일반적이지만, 이것들은 모두 외부에 선형화(linearize)기법을 필요로 하고, 대부분 사용하기 불편한 것이었다. 그것에 비해 최근의 반도체 온도 센서는 여러 가지 신호 회로와 감온소자가 일체화 되어 있어 외부에서의 회로 조작용 거의 필요로 하지 않는다. 출력형태도 아날로그 출력과 디지털 출력형태가 제공된다. 디지털 출력인 경우에는 SPI, I²C 및 SMBus 등 다양한 인터페이스를 제공하기도 한다. 표 1.은 온도센서들의 주요 특성을 보여주고 있다. 서미스터는 일반적인 온도측정에 적합하고, 열전대는 매우 높은 온도를 측정하거나 빠른 응답이 필요한 분야에 적절하다. 또한, 가격이 비싸지만 가장 정밀도를 제공하고, IC 온도센서는 선형성과 디지털 출력 등도 제공하여 서미스터 보다 편리하게 활용될 수 있다는 장점이 있다 [3].

표 1. 온도센서

	서미스터	열전대	RTD	IC 센서
측정 범위	-100~450℃	-270 ~ 1800℃	-250~ 900℃	-55 ~ 150℃
정밀도	±0.1℃	±0.5℃	±0.01℃	±1℃
측정 영역	점	점	평균	점
출력	저항	전압	저항	전류, 전압, 디지털
응답	1~5초	1초미만	1~10초	4~60초
전원	전압	불필요	전류	전압
가격	낮음	낮음	선-높음 필름-낮음	중간

참 고 문 헌

- [1] ApplianceMagazine, “ Choosing a Temperature Sensors”, www.appliancemagazine.com, 2013
- [2] Microchip, “Temperature Sensor Design Guide”, www.microchip.com, 2013
- [3] 김종오, 지일구, 실무자를 위한 센서기초와 활용, 북두출판사, 2012.

III. 결 론

산업현장에서 가장 널리 활용되는 온도센서인 서미스터, 열전대, RTD 및 반도체 온도센서의 주요 특성, 동작원리를 비교 분석하였다. 이를 바탕으로 올바른 온도센서 선택을 하는데 도움이 되도록 하였다. 앞으로도 온도센서의 응용분야에 따른 응용회로, 정밀도와 신뢰성 향상, 다양한 응용분야에 따른 정밀도 향상, 저전력, 측정범위의 확대 및 소형화 방향으로 발전될 것이라고 본다.

진화형시스템의 하드웨어 플랫폼

*김종오, 김덕수, 장기동
동양미래대학교 전기전자통신공학부
e-mail : jokim@dongyang.ac.kr, dskim@dongyang.ac.kr, gdjang@dongyang.ac.kr

A Hardware Platform for the Evolvable System

* Kim Jong-o, Kim Duksoo, Jang Gidong
School of Electrical Engineering
Dongyang Mirae University

Abstract

Evolvable hardware(EHW) is a dynamic field that brings together reconfigurable hardware, artificial intelligence, fault tolerance and autonomous systems. Field programmable gate arrays(FPGAs) are considered as a good platform for digital evolvable hardware systems. Conventional design approaches have the limits in many areas because of growing complexity of new devices. Xilinx introduced a new platform called Zynq-7000 all programmable(AP) system-on-chip which has the potential to become the next revolutionary step in evolvable hardware design. This paper reviews the Zynq from the perspective of an evolvable hardware designer.

고 있다. 진화형하드웨어 구현에 처음으로 사용된 Xilinx사의 XC6216 FPGA를 시작으로 90년대에는 XC6200계열이 사용되었고, 최근에는 진화하드웨어용 가상적인 회로 재구성이 가능한 Virtex FPGA(Virtex-4, -5와 -6)가 개발되어 칩안에서 하드웨어 혹은 소프트웨어적으로 동적인 재구성까지 가능하게 되었다. Xilinx는 Zynq-7000이라는 전부 프로그램 가능한(AP, all programmable) 새로운 SoC(System on Chip)를 개발하였다. 이 칩은 프로그램소자, ARM기반 처리시스템과 많은 부속시스템으로 구성되어 있어, 온칩 ARM 프로세서로서 쉽고, 빠르게 재구성할 수 있는 로직되어 있어, 진화형하드웨어에 이상적인 플랫폼이라 할 수 있다. 따라서, 여기서는 Zynq 7000 AP SoC 칩을 진화형 플랫폼의 관점에서 살펴보고자 한다 [1]-[2].

I. 서론

진화형 하드웨어 (Evolvable Hardware, EHW)는 하드웨어의 기능을 환경에 따라 자율적으로 변화시켜 언제나 최적의 성능을 갖도록 하는 완전히 새로운 하드웨어의 개념이다. EHW은 재구성이 가능한 하드웨어와 자율적으로 재구성을 위한 진화형 연산의 결합이 필요하다. Field Programmable Gate Array(FPGA)가 디지털 진화형시스템의 플랫폼으로서 사용되어 오

II. FPGA를 사용한 EHW

2.1 FPGA에 의한 진화형하드웨어 구현

FPGA를 이용한 진화형하드웨어에서 진화알고리즘은 FPGA를 원하는 회로로 재구성하는 데 필요한 후보염색체를 생성한다. 새로운 후보회로가 생성되면 적합도 함수에 의해 평가되는데, 모든 회로집합들에 대해 적합도를 반복하여 검사한다. 이과정은 필요한 결과를 얻거나 미래세대가 생성될 때까지 반복된다. FPGA의

재구성은 FPGA의 일부만을 재구성하는 동적부분재구성(DPR)하는 방법과 가상적인 재구성회로(VRC)방법으로 FPGA의 멀티플렉서와 전용처리소자를 사용하여 재구성하는 방법들이 사용되어 왔다. 진화형알고리즘은 FPGA 내부나 외부인 PC에서 처리된다.

2.2 Zynq-7000 AP SoC 플랫폼

2011년 Xilinx사는 새로운 재구성 가능한 SoC 플랫폼인 Zynq-7000 AP SoC를 개발하였다. 이 플랫폼은 강력한 ARM 프로세서 기반의 처리시스템 (PS)과 28nm Xilinx 프로그램 가능 로직(PL)를 가지고 있다. 듀얼코어 ARM Cortex-A9 프로세서는 캐시, 온칩메모리, 외부메모리 인터페이스, DMA 제어기 및 입출력 주변장치들과 함께 PS를 구성하고 있다. PL은 Artix-7 또는 Kintex-7 FPGA와 동일하며, 구성로직블럭(CLB), 램블럭, 디지털신호처리블럭, 프로그램가능 입출력블럭, 직렬송수신 및 A/D 컨버터 등으로 구성되어 있다.

PS의 주파수와 PL의 크기는 Zynq-7000 AP SoC의 종류에 따라 667MHz - 1 GHz가 있다. PL은 17 600 - 218 600 LUT와 플립플롭 35 200 - 437 200, 240 - 2 180 kB 블럭램으로 구성되어 있다. 전원은 PS와 PL이 독립적으로 되어 있어, 로직, 입출력버퍼, 다이내믹메모리에 따라 1.0 - 3.3V 까지 각기 다르다. 앞의 FPGA와는 달리 PS가 먼저 부팅되고 나서 PL 부분이 처리될 수 있다. 즉, PL은 PS 보다 앞서 전원을 인가할 수 없다. 이전의 FPGA 아키텍처는 온칩프로세서가 프로그램가능 부분을 재구성할 수 있었는데 반해, Zynq-7000 AP SoC는 프로세서 구성 액세스포트(PCAP)라는 새로운 구성이 PS의 일부분으로 되어 있다. FPGA의 구성비트열은 메모리장소에서 PL로 DMA 방법으로 전송되기 때문에, PS는 다운로드 중에 자유롭게 된다. 따라서, 전체구성이 완료된 후에 부분적인 재구성도 가능하게 된다. 즉, 일부 구성 프레임의 정보만 다운로드 되고, 해당 부분과 관련 없는 FPGA는 변경되지 않고 그대로 남게 된다 [3]-[4].

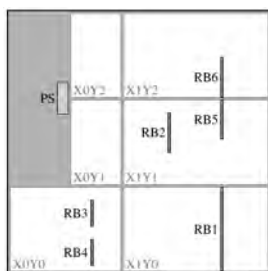


그림 1. Zynq-7000 AP SoC의 RB예

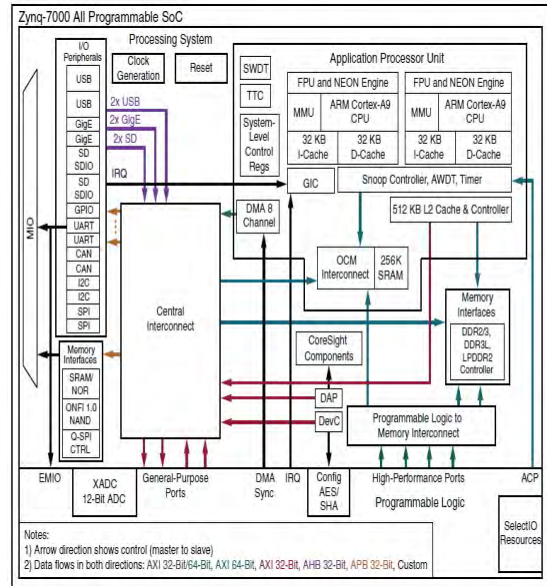


그림 2. Zynq-7000 AP SoC의 블럭도

그림 1.은 Zynq-7000 AP SoC의 재구성가능 블록 (RB)의 예를 보여주고 있고, XY는 클럭영역을 나타낸다. 그림 2.는 전체블럭도를 보여주고 있다.

Zynq-7000 AP SoC의 특징과 PS 중심의 아키텍처는 진화형하드웨어 설계에 매우 유익한 점이 있다. 첫째, 환경에서 귀환되는 정보들을 얻기 위해 ADC를 사용하게 되고, 결국 자신이 적용할 수 있게 된다. 둘째, PL의 지원없이도 당연히 사용자에게 따른 응용을 실행할 수 있게 된다. 물론, 새로운 프로그램이나 응용에서의 진화를 위해 가속시킬 필요가 있을 경우 PL을 사용할 수 있다. 사용자 응용 프로그램은 많은 특성을 가진 하이레벨 운영체제에서 모든 주변기기의 지원을 받아 실행되거나 새로운 기능을 위해 진화를 시작할 수 있다. Virtex, Artix-7과 Kintex-7 FPGA는 구성프레임안에 배치된 구성메모리를 갖고 있다. 이 프레임들은 디바이스 구성 메모리공간에서 주소지정 가능한 가장 작은 부분이다. 모든 구성 동작은 전체 프레임과 함께 작업을 수행하기 때문에, 부분 재구성은 여러 프레임에 영향을 미칠 수 있다. Zynq-7000은 많은 50 CLB를 갖고 있어, Virtex-6의 40 CLB와 Virtex-5의 20 CLB보다 많다. 진화가 적게 변경되는 경우도, 진화알고리즘이 전체프레임을 재구성해야 하기 때문에 늘어난 프레임크기는 진화형하드웨어 설계에 단점이 된다. 더구나, 돌연변이 연산(mutation)은 Virtex-5의 경우보다 2배 이상 시간이 걸리는 단점이 있다.

II. 결 론

이상으로 살펴본 바와 같이 Zynq-7000 FPGA가

진화형하드웨어(EHW) 구현을 위해 현재까지 가능한 플랫폼 중에서 가장 적합한 것으로 파악할 수 있다. 빠른 프로그램가능로직, ADC가 있어 주변에서 직접 아날로그 입력가능하다는 점, 진화알고리즘(EA)을 제2의 코어에서 독립적으로 수행하거나 운영체제하에서 수행할 수 있어 특정한 응용분야에 유용한점, PCAP(processor configuration access port) 동적부분 재구성(DPR) 수행시 PCAP이 ICAP(Internal configuration access port) 보다 더 편리하다는 점이다. Zynq-7000의 프레임이 너무 커서 재구성시간이 길게 걸리는 단점도 있다는 것을 알았다.

참 고 문 헌

- [1] Ronald Dobai, Lukas Sekanina, “ Towards Evolvable Systems Based on the Xilinx Zynq Platform”, 2013 IEEE International Conference on Evolvable Systems, 2013.
- [2] Radek Hrbacek, “ Hardware Platform for Coevolutionary Design,” www.feec.vutbr.cz/2013
- [3] “Zynq-7000 All Programmable SoC Overview DS190 (v1.2),” Xilinx, 2012.
- [4] “Zynq-7000 All Programmable SoC technical reference manual UG585 (v1.3),” Xilinx, 2012.

3D 위치 측정용 SAW TAG 설계 및 구현

송재철*, 이동두**, 오세영**, 이창화**, 노갑성***, Massood Atashbar***, 이형수****, 한해숙*****, 임희석*****
e-mail : jcsong@induk.ac.kr*, {ddlee, syoh, chlee}@admotech.com**, {kapseong.ro, massood.atashbar}@wmich.edu***, hslee@keti.re.kr****, {ssukiya7, limhseok}@korea.ac.kr*****

Design and Implementation of SAW TAG for 3D Positioning

Song Jaichul*, Lee Dongdoo**, Oh Seyoung**, Lee Changhwa**, KapSeong Ro***, Massood Atashbar***, Lee Hyungsu****, Han Haesook*****, Lim Heuseok*****
Induk University*, Admotech**, Western Michigan University*** KETI****, Korea University*****

Abstract

The aim of this paper is to design and implement a SAW tag to sense real-time 3-D position using the wireless SAW technology. And we did two works. The first thing is to model and simulate the wireless SAW tags, which is to determine realistic performance specifications for the SAW tags. And we fabricated SAW tag devices and verified performances. In this paper, we showed design and implemented SAW Tag and the test result.

I. 서론

SAW 디바이스는 회로의 간략화, 무조정화 등 설계상의 장점 및 반도체 공정을 이용하여 대량생산이 가능하다는 장점 때문에 그 적용분야가 점차 증가되고 있다. 현재 RFID와 관련된 하드웨어 업체들은 초소형, 초저가의 태그를 구현하기 위한 기술개발에 집중하고 있으며, 현재 개발된 초저가 태그는 인피니온 (Infineon)에서 개발이 진행되고 있는 폴리머 반도체를 통한 플라스틱 트랜지스터, 미국 인코다 (Inkoda)가 개발한 무칩 (chipless) 태그, 표면탄성파를 이용해 무선 센서와 RFID를 결합한 SAW 태그 등이 있다.

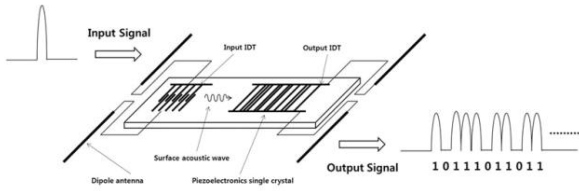
그 중에서도 SAW 태그의 경우, CMOS 공정을 이용한 태그와 비교하여 간단한 제작 공정으로 인하여 가격이 감소하고, 능동 태그와는 달리 DC전원이 필요 없고 열잡음에 강하고 응답속도가 빠르다는 장점이 있다. 이에 따라 영하 100도 에서 영상 200도까지에서 태그를 사용할 수 있으며, 높은 안정성을 가지는 장점이 있다. 이렇듯 무전원, 저가격의 대량생산이 가능하고, 응답속도가 빠른 특성으로 SAW 디바이스를 태그에 활용하려는 시도는 늘어날 것으로 예측된다. 무엇보다 이에 대한 원천기술 확보가 매우 시급한 상황이다.

본 논문에서는 SAW 태그를 위한 디바이스 설계 원천기술 확보와, SAW 태그를 통해 3차원 위치 측정이 가능하도록 하는 핵심요소기술들 연구하였고 그 결과를 보였다.

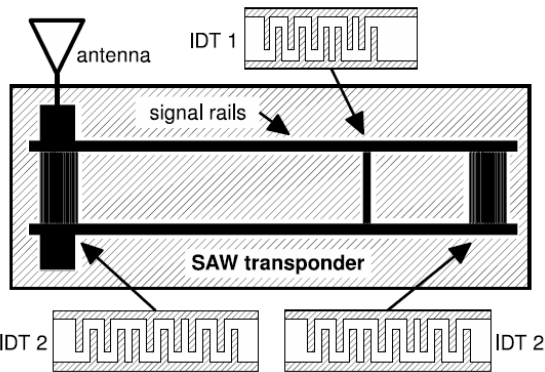
II. 본론

본 논문에서 설계한 태그는 Two-port 구조를 갖는 태그이다. One-Port 구조와 다른 점은 반사판 대신 출력 IDT가 있다는 것이다. Two-port RFID SAW 태그의 동작 원리는 one-port 구조와 입력 IDT에 외부의 전기적 신호가 들어와서 기계적 신호로 변환되는 것은 동일하다. 그러나 one-port 구조와는 다르게 two-port 구조에서는 반사판 대신 출력 IDT가 있기 때문에 입력 IDT에서 변환된 기계적 신호가 진행방향으로 진행

하다 반사하는 것이 아니라 진행방향으로 계속 진행하여 출력 IDT를 통해 순차적으로 신호가 출력되는 원리이다. 이 경우 입력 IDT를 통해 변환된 기계적 신호가 출력 IDT를 지나가면서 출력된 신호의 크기는 점점 커지다 줄어들게 된다.



[그림 1] SAW 태그 2port 기본 구조



[그림 2] 설계된 디바이스 기본 구조

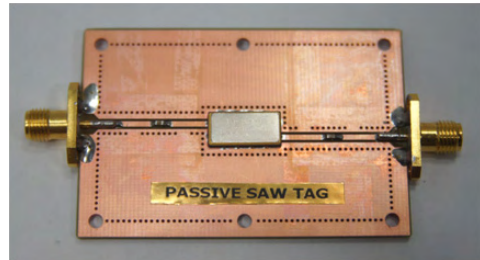
SAW 소자를 설계 및 제작할 때는 재료의 선택도 중요한 요소로 작용한다. 압전 기판에 IDT인 금속 필름을 도포하여 외부에서 들어오는 전기적인 신호를 기계적인 신호로 변환시켜 표면에서 탄성파를 발생시키므로 이용하는 목적에 맞는 소자를 선택하는 것이 중요하다. 압전 물질은 자르는 방향에 따라 특성이 달라지므로 설계 시 필요한 요건에 따라 압전물질을 선택해야한다. 그 중에서 전기적 신호를 기계적 신호로 변환시켜 주는 정도를 백분율로 나타낸 (electromechanical coupling coefficient)가 있는데, 이 계수는 변환정도를 주로 백분율로 나타낸다. 여러 재료중에서 본 논문에서는 가장 많은 변환율을 가지는 128° Y-X LiNbO3을 선택하였다.

III. 구현

3.1 SAW 태그 제작

SAW 태그의 설계이후에 SAW 태그를 직접 제작하

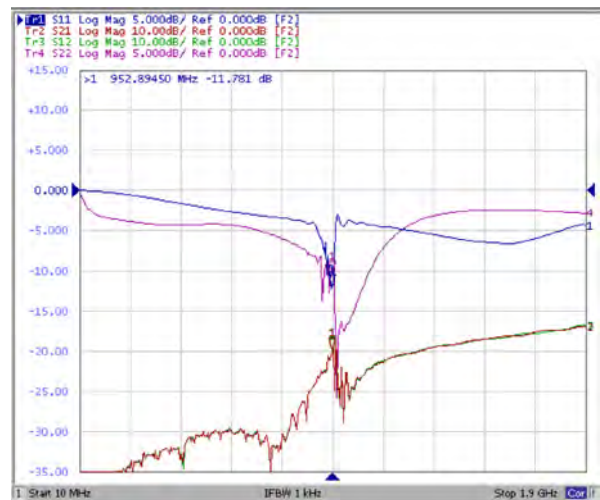
고 그 성능을 분석하였다. 제작에 사용된 Wafer는 128LN이며, Wire-bonding 하였고, 입력과 출력이 분리되는 Two-Port 구조인 SAW 태그로 구성하였다. SAW 태그의 크기는 패키징 사이즈 6×13 mm 이다. 다음 [그림 3]은 제작된 SAW 태그의 패키징 전의 내부 모습을 확대한 모습이다. 제작한 후에는 SAW 태그를 실장 하여 Network Analyzer로 측정 하였다.



[그림 3] SAW 태그 1차 시제품

3.2 SAW 태그 측정

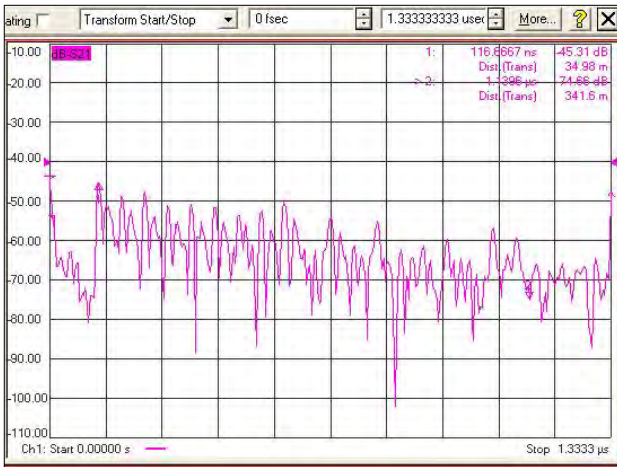
SAW 태그의 S-Parameter를 N/A를 이용하여 측정하였다. [그림 4]에서 보듯이 측정 결과 Return Loss 약 -10dB ~ -20dB 정도가 이며, S21(S12)가 참고문서 “Real-time 3-d Localization using Radar and Passive Surface Acoustic Wave Transponders”에서의 S-parameter 출력 파형과 비교했을 때 비슷한 특성을 나타냄을 확인 할 수 있었다.



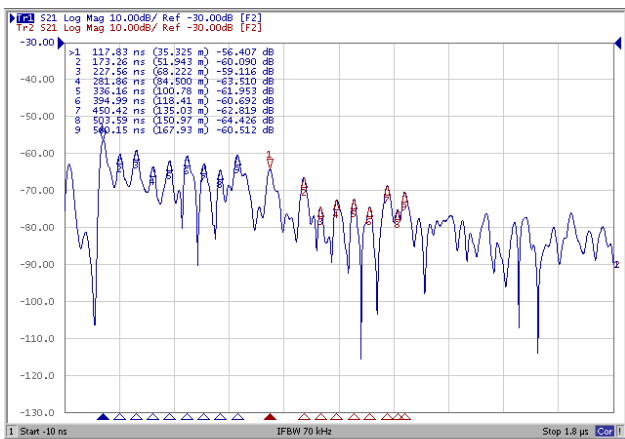
[그림 4] SAW 태그 S-parameter 측정결과

그리고 SAW 태그의 TDR을 측정하기 위하여 두 가지 방법을 사용하였다. 첫 번째 방법으로 N/A를 사용하여 그 특성을 확인하는 방법과 두 번째로 고속 오실로스코프와 Carrier Frequency, 임의 임펄스 신호를 사용하여 측정하였다.

[그림 5]와 [그림 6]은 측정된 TDR 측정 결과 이다. 약 116.67 ns Delay 이후 설계 된 Code rate 주기 만큼 측정됨을 확인 할 수 있었다.



[그림 5] N/A - TDR 측정 결과 (1)



[그림 6] N/A - TDR 측정 결과 (2)

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 SAW 태그를 설계하고 제작한 다음 그 특성을 분석하였다. 이를 통해 설계한 내용과 측정된 결과가 서로 일치함을 확인할 수 있었다. 이러한 연구는 향후에 실내에서 사용되어질 많은 아이템 중 위치정보를 기반으로 하는 아이템에 매우 정확하고 대용량의 통신이 가능한 기술을 제공함으로써 지능형 로봇 등 위치기반 과 관련된 연구를 촉진시킬 수 있다고 판단된다. 또한 이 기술을 보유함으로써, 기업적으로는 여러 분야에 응용 가능한 기반 기술을 보유함으로써 여러 가지 이점을 얻을 수 있을 것으로 예상된다.

향후에는 이 결과를 더욱 발전시켜서 3차원 위치측정 시스템까지 구현하여 종합적인 성능 분석을 수행하

려 한다.

감사의 글

본 논문은 중소기업청의 2011 산학연 공동기술개발 국제사업 과제 결과의 일부이며, 지원에 감사드립니다. 특히 과제 참여연구원은 아니지만 과제수행에 많은 도움을 주신 고려대학교 한해숙, 임희석 교수님께 깊은 감사드립니다.

참고문헌

- [1] P. Cole & R. Vaughan, US Patent #s 3,704,094(1972); 3,755,803 (1974); and 3,707,711 (1974).
- [2] F. Schmidt & G. Scholl, "Wireless SAWIdentification and Sensor Systems", in Advances in Surface Acoustic Wave Technology, Systems and Applications, vol. 2, World Scientific Publishing Co., London, 2001, pp 277-325
- [3] D.L. Brock, "The Electronic Product Code Naming Scheme for Physical Objects," Jan 2001, <http://www.autoidcenter.org/research/MITautoid-WH-02.pdf> for 64 bit see ...WH-008.pdf
- [4] Clinton S. Hartmann, "A Global SAW ID Tag with Large Data Capacity", IEEE Ultrasonics Symposium, October 2002.
- [5] S. H`arm`a, V. P. Plessky. C. S. Hartmann, andW. Steichen, "Z-path SAW RFID tag," IEEE Trans.Ultrason.Ferroelectr. Freq. Contr., Vol. 55, No. 1, 2008, pp. 208-213.
- [6] Q.-L. Li, X.-J. Ji, T. Han, and W.-K. Shi, "Walsh threshold matched-filtering based anti-collision for surface acoustic wave tags," J. Shanghai Jiaotong Univ., Vol. 14, No. 6, 2009, pp. 681-685.

Real-time OS 기반의 Test Executor 개발 연구

*김경진, *정기현, **최경희

아주대학교 *전자공학과, **컴퓨터공학과

e-mail : *klm0012@ajou.ac.kr, khchung@ajou.ac.kr, khchoi@ajou.ac.kr*

Build study a Test Executor on Real-time OS

*Kyoung-Jin Kim, *Ki-Hyun Chung, **Kyung-Hee Choi

*Department of Electrical and Computer Engineering,

**Department of Computer Engineering

Ajou University

Abstract

This paper, we will introduce the implementation of the Test Executor to be used when you want to perform the testing of embedded systems. The proposed Test Executor Machine has the necessary real-time as the Test Executor. In addition, The suggested Test Executor Machine can be used on a variety of test target through the configuration file.

사)에서 배포하는 LabVIEW-Real time module을 사용하여 실시간성을 가지는 Test Executor를 구현한다. LabVIEW-Real time module을 사용함으로써 얻는 장점으로 제공해주는 Library를 사용해서 손쉽게 Real-time OS상에서 구동되는 프로그램을 작성할 수 있다는 점이다. 이를 통해서 다른 추가적인 작업 없이 실시간성을 확보할 수 있다. 또한 NI사에서 판매하는 모든 Interface 장비와 호환이 가능하다.[5] 본 논문에서는 구성한 Test Executor Machine의 기능적인 부분에 초점을 맞추어서 기술한다.

I. 서론

현대사회에서 임베디드 시스템의 중요성은 날로 높아져가고 있다. 사회 전반적인 활동의 기반이 되고 있는 임베디드 시스템의 신뢰성 및 안정성의 확보가 되지 않으면 사회 활동의 큰 문제를 발생시키고 더 나아가 심각한 인명사고 또한 유발할 수 있다.[1][2]

이러한 사회배경에 따라 소프트웨어와 임베디드 시스템의 신뢰성 및 안정성 확보가 중요한 기술로 부각되고 있다. 이러한 신뢰성 및 안정성을 확보하기 위해서는 충분한 테스트가 수행되어야 한다. 이를 위해서 필요한 것이 실시간 테스트 실행기이다.[3][4]

본 논문에서는 National Instrument사(이하 NI

II. 본론

2.1 Real-time OS

Real-time OS란 실시간 응용 프로그램을 위해 개발된 운영체제를 의미한다. 다른 운영체제와의 다른 점은 운영체제의 기능 중에서 CPU 시간 관리 부분에 초점을 맞추어 설계되었다는 점이다. 일반적으로 프로그래머가 우선순위에 더 많은 제어를 할 수 있게 하여 응용 프로그램의 처리 요청을 정해진 시간 안에 처리해 줄 수 있다.

Real-time OS의 핵심은 응용 프로그램의 테스크 처리에 걸리는 시간을 일관되게 유지할 수 있는 정도에 있다. 이러한 처리 시간의 변동 폭은 jitter라 부르며

jitter의 길이에 따라 Hard Real-time OS, Soft Real-time OS로 구분 할 수 있으며 Hard Real-time OS가 jitter가 더 짧다.[6]

본 논문에서 제안하는 Test Executor Machine은 LabVIEW Real-time module이라는 Real-time OS를 기반으로 구성하였다. 이는 NI사에서 배포하는 Real-time OS로 Pharlap사의 ETS라는 Real-time OS를 NI사에서 판매하는 여러 장비들과 호환시키기 위해서 재포팅하여 배포한 것이다.

LabVIEW Real-time module를 사용할 경우 NI사에서 판매하는 여러 장비들을 다른 추가 작업 없이 제공해주는 라이브러리만을 사용하여 구동시킬 수 있다는 장점이 있다. 또한 다른 하드웨어가 필요 없이 일반적인 PC부품을 사용하여 구성할 수 있어 확장성이 좋다는 장점이 있다.

2.2 Test Executor

Test Executor란 간단히 설명하자면 Test를 실행하는 장비를 일괄해서 부르는 말이다. 테스트를 진행할 때 테스트 대상에 원하는 입력 신호를 입력하고 원하는 출력 신호를 읽어오는 역할을 담당한다.

테스트를 진행할 때 가장 중요한 것이 실시간성을 가지는 Test Executor를 사용해야 한다는 것이다. 실시간성을 가지는 Test Executor란 쉽게 설명하면 원하는 시점에 원하는 입력 신호를 입력하고 원하는 시점에 출력 신호를 읽어오는 것이 가능한 Test Executor를 의미한다. Test Executor를 구성할 때 가장 기본적인 중요한 점은 얼마나 정확한 입력 신호 값을 원하는 시점에 입력할 수 있는 능력과 테스트 대상의 출력 값을 얼마나 정확히 원하는 시점에 읽어올 수 있는 능력이다. 정확한 입력 신호 값과 출력 값을 처리하는 것은 충분한 DAQ 장비를 갖추고 있다면 쉽게 해결할 수 있는 문제이다. 하지만 원하는 시점에 입력 값을 입력하거나 출력 값을 읽어오는 것은 상당히 어려운 문제이다. 이러한 실시간성을 확보하지 않고 테스트를 진행하게 되면 경우에 따라서 시스템의 기능 수행 결과를 확인하지 못하거나 결과의 값이 틀려질 수 있다. 간단한 예를 들면 입력 신호로 A를 입력하였을 때 출력 신호의 값이 B로 바뀐 후 50ms 후에 C로 바뀌는 기능을 가진 시스템이 있을 때 입력 신호 A를 입력하고 나서 50ms 이내로 출력 신호의 값을 읽고 50ms 이후에 출력 신호의 값을 읽어서 B에서 C로 값이 바뀌는 것을 확인해야만 해당 기능이 정상적으로 동작했음을 테스트를 통해서 확인했다 할 수 있다. 하지만 Test Executor가 실시간 Test Executor가 아니라면 테스트를 통해 얻은 값이 실제 시스템이 출력하는 출

력 신호의 값과 다를 수가 있다.

이러한 문제점을 해결하기 위해서는 Test Executor에 실시간성이 확보되어야 한다. 이를 확보하는 방법으로 Real-time OS 기반으로 Test Executor를 구성하는 방법과 실제로 Real-time 시스템을 직접 설계하는 방법이 있다. 이중 실제로 Real-time 시스템을 직접 설계하는 방법은 원하는 테스트에 알맞게 구성할 수 있다는 장점을 가지고 있지만 실제 개발 시간이 너무 오래 걸릴 수 있다는 단점이 있다. 반면에 이미 상용화된 Real-time OS를 기반으로 Test Executor를 구성한다면 직접 설계하는 방법보다 개발 시간을 단축시킬 수 있다는 장점이 있다. 직접 Real-time 시스템을 설계하는 방법에 비해서 시스템이 무거워질 수 있는 단점이 있지만 오히려 이점을 활용해서 하나의 테스트 대상에 대한 시스템으로 구성하는 것이 아니라 여러 다양한 테스트 대상에 사용가능한 테스트 시스템으로 구성이 가능하다.

III. 구현

구현한 Test Executor Machine은 Intel Core i7 (Sandy Bridge architecture), RAM 2GB, WD 1.0TB WD-10BALX Hard Driver, Interl PRO/100+ Network Adapter, GIGABYTE GA-PA65-UD3-B3 Mother Board, NI-PCI-CAN/XS2, NI_PCI-6733으로 구성되어 있다.

Test Executor Machine의 내부 소프트웨어는 NI사에서 제공하는 LabWindows/CVI라는 개발환경을 이용해서 작성하였다. 이를 통해서 LabVIEW Real-time module 상에서 실행되는 프로그램을 작성할 수 있다.

구현한 Test Executor Machine은 configuration file을 이용해서 원하는 기능을 선택적으로 사용할 수 있다.

Number	Function
1	Test Script Execute
2	Ad-hoc Test
3	Interactive Mode

표 1. Test Executor Machine Test 기능

Test Executor Machine에서 가능한 Test 기능은 표 1과 같다. 첫째로 excel file 형식의 test script를 읽어서 실행하는 기능이다. 이 기능을 통해서 다양한 방식으로 생성한 test case를 실행할 수 있다. 둘째로 Ad-hoc Test이다. 이를 위해서는 configuration에서 별도의 설정이 필요하다. 각 input signal의 범위를 입

력해서 해당 범위안의 값 중 random하게 하나의 값을 생성하여 입력에 사용한다. 셋째로 Interactive Mode이다. 이 기능은 테스트가 직접 원하는 입력 값을 입력하여 테스트를 진행하는 방식이다.

Configuration file을 통해서 Test 기능뿐만 아니라 입출력 신호를 선택할 수 있다.

Number	Function	Comment
1	CAN	CAN communication을 지원한다.
2	Analog Voltage	Analog Voltage Input / Output signal를 지원한다.
3	Digital	Digital Input / Output signal를 지원한다.
4	Counter	Pulse Output signal의 주기를 측정한다.

표 2. Test Executor Machine Interface 기능

표 2는 구현한 Test Executor Machine에서 configuration file을 통해서 선택 가능한 Interface 기능들이다. 이를 통해서 테스트 대상에 원하는 신호를 선택적으로 사용이 가능하다. 또한 하나의 기능을 반복해서 선택한다면 선택한 개수만큼의 서로 다른 채널이 생성되어 복수개의 신호 생성이 가능하다. 이를 통해서 단하나의 시스템에만 종속적인 Test Executor가 아닌 여러 다양한 시스템에 적용이 가능하다.

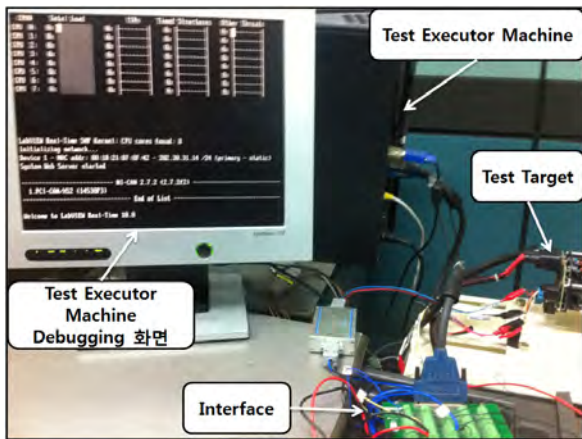


그림 1. 실제 테스트 환경

IV. 결론 및 향후 연구 방향

점차 임베디드 시스템에 요구사항이 높아지고 기능이 커짐에 따라서 임베디드 시스템에 올라가는 소프트웨어의 복잡성이 커지고 있다. 본 논문에서는 이러한

임베디드 시스템 및 소프트웨어 테스트에 필요한 실시간성이 확보된 Test Executor Machine을 개발하였다. 또한 하나의 시스템에 대해서만 테스트가 가능한 것이 아닌 인터페이스를 변경함에 따라서 다양한 시스템에 대해서 실험이 가능하다.

현재 구현한 Test Executor Machine은 하나의 테스트 대상에 대해서 테스트가 가능하다. 여러 개의 모듈이 유기적으로 연결되어 있는 시스템을 테스트하기에는 적합하지 않다. 이를 해결하기 위해서 복수개의 Test Executor Machine은 동기화하여 복수개의 테스트 대상에 대해서 테스트하는 환경에 대한 연구가 필요하다.

참고문헌

- [1] 이대영, 소프트웨어 테스트, 더 높은 곳을 향해 '진격' 와이즈와이어즈, 2007
- [2] 홍상균, 임베디드SW 테스트, 안전과 신뢰의 시작, 2008
- [3] 장영숙, 여기대, 이현동, "Manual과 Automated 테스트에 대한 사례 연구", 정보과학회 추계학술발표논문집(2), 2003.
- [4] J. Y. Seo, A. Y. Sung, B. J. Choi, S. B. Kang, "Automating Embedded software testing on an Emulated Target Board," Proc. of the Second International Workshop on Automation of Software test, pp. 9, August 2007.
- [5] <http://www.ni.com/>.
- [6] <http://ko.wikipedia.org/>.
- [7] Kelvin Rodd, "Practical Guide to Software System Testing", K.J.Ross & Associates Pty. Ltd, 1998.

Classification Tree Method를 이용한 BLDC 모터 제어기 테스트에 관한 연구

*신재혁, *정기현, **최경희
아주대학교 *전자공학과, **컴퓨터공학과
e-mail : *shinmre@ajou.ac.kr, khchung@ajou.ac.kr, khchoi@ajou.ac.kr*

Research on BLDC Motor Controller Test Using Classification Tree Method

*Jae-Hyuk Shin, *Ki-Hyun Chung, **Kyung-Hee Choi
*Department of Electrical and Computer Engineering
**Department of Computer Engineering
Ajou University

Abstract

It is essential to perform a systematic tests to validate the safety and reliability of embedded systems. In this paper, The Classification Tree Method, proven in a variety of fields for a long time, is introduced. And research how to test the controller for brushless DC motors used in a variety of field, by testing Motor Driven Power Steering system using brushless DC motor.

I. 서론

임베디드 시스템이 적용되는 분야는 무수히 많으며, 이 시간에도 관련 기술 및 응용 분야가 확대 되고 있다. 이 순간에도 하드웨어의 성능이 향상되고, 동시에 임베디드 시스템에 대한 요구사항 또한 많아지고 있다. 덕분에 요구사항 만족을 위해 임베디드 시스템에 탑재되는 소프트웨어의 중요성이 점차 대두되고 있다. 실제로 임베디드 시스템에서 소프트웨어가 차지하는 비율은 10~20%에 불과하지만 시스템에서 발생하는 오류의 80% 이상이 하드웨어가 아닌 소프트웨어에 의한 오류이다[1]. 따라서 충분한 테스트를 통해 임베디드

시스템의 품질과 신뢰성을 확보하는 것이 중요해 지고 있다.

본 논문에서는 테스트 케이스를 생성하기 위한 방법들 중 CTM(Classification Tree Method)을 이용해 테스트 케이스를 생성한다. 이후 BLDC 모터를 사용한 MDPS(Motor Driven Power Steering) 시스템을 테스트 한다. 자동차 핸들 조작과 관련된 MDPS에서의 오류는 운전자의 생명과 직결될 수 있는 문제이기 때문에 철저한 테스트가 필요하다. 최근 다양한 분야에서 BLDC 모터가 사용되는 만큼 이러한 연구를 통해 체계적인 BLDC 모터 테스트 방법을 구축해야 한다.

본 논문은 본론에서 CTM에 대해 설명한다. 또한 CTM을 이용해 트리를 생성하고 테스트케이스를 생성하는 방법에 대해 설명한다. 이후 MDPS를 테스트하기 위해 구현한 Classification Tree와 테스트 환경을 설명한다.

II. 본론

2.1 테스트의 종류

테스트를 커다란 기준으로 분류하면 프로그램 레벨에서 시스템을 분석하여 테스트를 수행하는 화이트박스 테스트, 시스템의 입출력만을 가지고 테스트를 수행하는 블랙박스 테스트로 구분 할 수 있다. 전자는

분석에 대한 어려움으로 작은 모듈 단위 테스트에 주로 사용되며, 후자는 전체 임베디드 시스템을 대상으로 할 때에 적합하다.

블랙박스 테스트 방법은 입력 도메인을 어떤 규칙을 이용하여 분할하는 파티션 테스트와 입력 도메인을 분할하지 않는 랜덤 테스트 방법이 있다. 랜덤 테스트의 경우 파티션 테스트의 신뢰성을 검증하기 위한 자료의 생성을 위해 사용한다. 일반적으로 파티션 테스트가 오류 발견에 더 유리하다[2]. 하지만 파티션 테스트는 성공적인 테스트 수행을 위해 파티션을 잘 설계해야 한다는 조건이 필요하다.

2.2 Classification Tree Method

좋은 파티션을 설계하기 위한 한 가지 테스트 방법은 CTM[3](Classification Tree Method)이다. CTM은 설계 명세를 기반으로 하여 체계적이고 효율적으로 파티션을 설계하기 위해 고안된 방법 중 하나인 CPM[4](Category-Partition Method)을 향상시킨 방법이다.

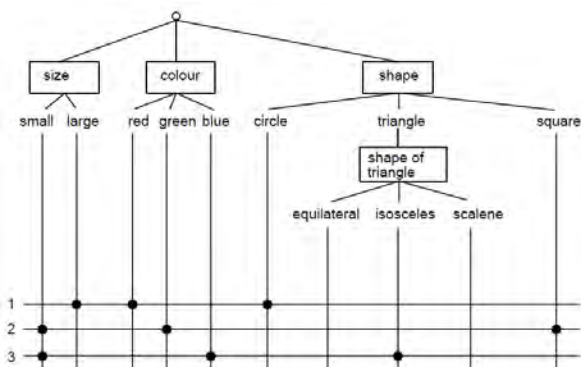


그림 1. Classification Tree 와 테스트 케이스

그림 1[3]은 들어오는 물품을 종류에 따라 분류하는 간단한 시스템을 CTM을 모델링 한 것이다. 시스템의 입력을 크기, 색상, 모양 등 특정 요소로 나눈 것이 classification이다. 그리고 빨강, 초록, 파랑 같은 각 classification이 가질 수 있는 특정한 값을 class라 한다. CTM은 체계적인 알고리즘을 이용해 classification마다 하나의 class를 선택하여 테스트 케이스를 생성한다. 이러한 CTM은 Daimler-Benz Group의 내부 조직들에서도 성공적으로 사용[5]되는 등 오랜 시간동안 다양한 분야에서 사용되고 있다.

2.3 CTM을 이용한 테스트 케이스 생성

CTM의 핵심은 SUT(System Under Test)를 모델링하여 Classification Tree로 표현하는 것이다. 이를 위

해서는 수행하고자 하는 테스트 목적에 따라 테스트 오브젝트를 선정해야 한다. 테스트 오브젝트란 테스트하고자 하는 측면에 따라 입력을 몇 가지 영역으로 선택한 것을 의미한다. 보통 state의 transition이 일어나기 위한 조건들이 테스트 오브젝트의 후보가 된다.

이렇게 선정한 테스트 오브젝트를 시스템에 대한 명세와 테스트의 경험을 바탕으로 Classification Tree를 설계한다. 이후 트리의 class를 조합하여 테스트 케이스를 생성한다. 이를 위해 입력에 대한 한 가지 구분이 필요하다. 각 class가 시스템의 정상적인 입력이면 valid type, 오류 처리되는 입력이면 invalid type이다. 이후 다음 규칙에 따라 class를 선택한다.

- invalid class를 조합하여 테스트 케이스를 생성할 때는 invalid class들을 개별적으로 조합해야한다. 하나의 classification에서 invalid class를 선택하면 class를 선택하지 않은 classification에서는 valid class를 선택한다.
- valid 테스트 케이스는 하나의 valid class를 선택한 다음에는 다른 classification의 valid class를 선택 할 때 아무것이나 선택해도 상관이 없다. 이때 사용 횟수가 적은 class 순으로 선택한다.

위와 같은 규칙을 따라 테스트 케이스를 생성한다. 이때 두 번째 규칙은 테스트 케이스를 작게 하여 테스트 시간을 줄이기 위한 목적이다. 따라서 테스트는 경우에 따라 테스트의 성능을 향상을 위해 valid class를 여러 번 사용하여 테스트 케이스의 양을 늘릴 수 있다.

III. 구현

3.1 Classification Tree 설계 및 케이스 생성

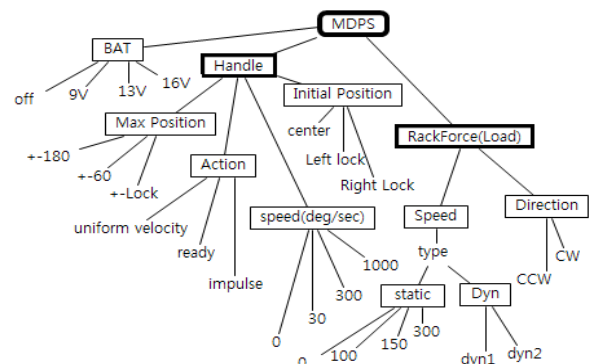


그림 2. SUT를 위한 Classification Tree

MDPS를 분석하여 Classification Tree를 설계한다. 이때 classification의 class는 명세서를 기반으로 적당한 값을 선택한다.

예를 들어 전원 공급의 경우 명세서에 의하면 가능한 입력은 다음과 같은 경우로 나눌 수 있다. 전원 공급이 전혀 되지 않거나, 정상적인 전원 공급(13V), 저전압 공급(9V), 고전압 공급(16V)으로 나누며 각 상황 따라 다른 동작을 한다. 따라서 전원 공급의 기준을 이들로 정해 class를 설정한다. 이후 CTM 알고리즘에 따라 테스트 케이스를 생성한다.

3.2 실험 환경 구성

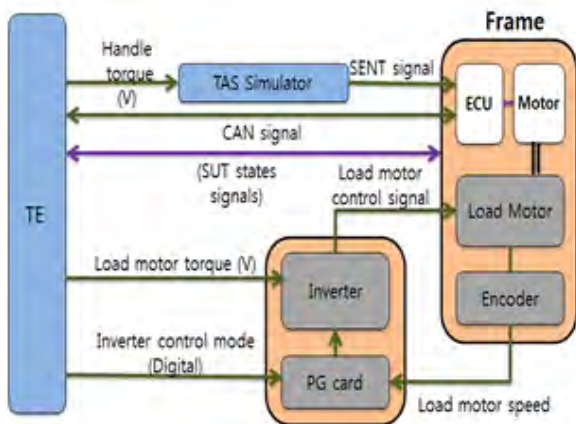


그림 3. 테스트 환경의 블록 다이어그램

실제 테스트를 수작업으로 일일이 수행하는 것은 비효율적인 일이다. 또한 수작업으로 진행 할 경우 SUT의 즉각적인 반응을 관측할 수 없다. 따라서 테스트를 자동으로 수행하는 TE(Test Executor)를 이용해 테스트를 수행한다. TE는 다양한 인터페이스를 통해 여러 가지 입력을 TAS 신호, CAN 통신, 아날로그 전압 값 등 SUT에 적합한 신호로 변환하여 SUT에 적용한다.

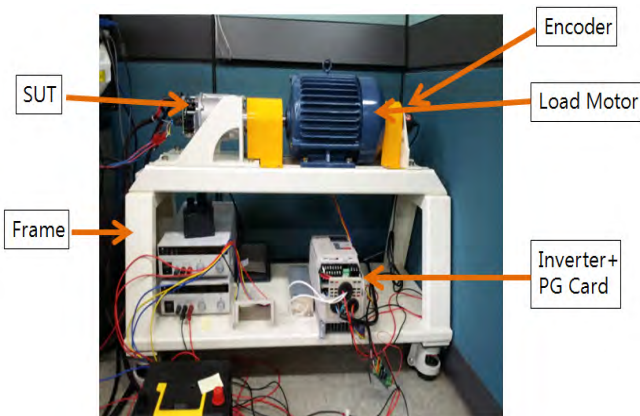


그림 4. 실제 테스트 환경

IV. 결론 및 향후 연구 방향

CTM이라는 체계적인 이론에 근거하여 테스트 케이스를 생성하고 MDPS 시스템을 테스트 해보았다. 생성한 테스트 케이스를 그대로 적용하거나 시나리오, 무작위 조합 등 재가공을 거쳐 테스트를 수행하여 SUT의 정상 동작을 확인하고 안전성을 검증하였다.

CTM이 오랜 시간동안 사용되면서 CTM이 가지는 한계를 극복하기 위한 연구도 있었다[6]. 이처럼 기존의 CTM에 몇 가지 절차를 추가하여 더욱 체계적이고, 파괴실험이나 특정 기능 테스트와 같이 특수한 목적으로 수행되는 테스트를 위한 향상된 CTM을 구현한다.

참고문헌

- [1] J. Y. Seo, A. Y. Sung, B. J. Choi, S. B. Kang, "Automating Embedded software Testing on an Emulated Target Board," Proc. of the Second International Workshop on Automation of Software Test, pp. 9, August 2007.
- [2] Gutjahr, Walter J. "Partition testing vs. random testing: The influence of uncertainty.", IEEE Trans, Software Engineering, vol. 25, pp. 661-674. September 1999.
- [3] Grochtmann, Matthias, and Klaus Grimm. "Classification trees for partition testing." Software Testing, Verification and Reliability Vol. 3, Number 2, pp. 63-82, June 1993.
- [4] Ostrand, T., Balcer, M., "The Category-Partition Method for Specifying and Generating Functional Tests," Communications of the ACM, Volume 31, pp. 676 - 686, Number 6, June 1988.
- [5] Grochtmann, M., "Test Case Design Using Classification Trees," Proceedings of STAR '94, 8-12, Washington, DC, pp. 93-117, May 1994.
- [6] T. Y. Chen, P. L. Poon, "Construction of classification trees via the classification-hierarchy table." Information and Software Technology 39.13 pp. 889-896, 1997.

동일 Instruction Set을 가진 이 기종 Micro controller간 Static Binary Translation

*서성민, *정기현, **최경희
아주대학교 *전자공학과, **컴퓨터공학과
e-mail : gamsungsm@ajou.ac.kr, khchung@ajou.ac.kr, khchoi@ajou.ac.kr

Trial of Static Binary Translation between Micro controllers with same Instruction Set

*Sung-Min Seo, *Ki-Hyun Chung, **Kyung-Hee Choi
*Department of Electrical and Computer Engineering,
**Department of Computer Engineering
Ajou University

Abstract

In this paper, we try the binary translation between two micro controller .By using a micro controller of the same family to use the same core as the experimental conditions, to reduce the uncertainty of the static method, and to verify the possibility of a small micro controller between the binary translation.

I. 서론

요즘 친환경적인 이슈가 대두 되면서, 자원순환에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 이중 자원 재활용을 높이기 위해 재제조 산업 활성화를 위한 관심이 늘어나고 있다. 재제조 산업 중 가장 활발한 분야는 자동차 부품으로 그 중 자동차용 전자 컨트롤장치(ECU)의 재제조는 전자공학적인 기술력을 필요로 한다. ECU에서 가장 중요한 부품인 PCB 부품의 고장원인을 살펴보면, 대부분 Capacitor나 Connector같은 간단한 부품이 차지하나, Micro controller도 10%를 차지한다

ECU의 Micro controller를 교체하는 식의 재제조를 수행 한다고 할 때, 동일 부품이 단종되어 없다면, 비슷한 부품으로 대체될 수 있는 기술이 연구 되어야 한다. 이 때 일반적으로 생각할 수 있는 방법은 Binary translation이다. Binary translation은 source machine의 binary code를 target machine에서 실행 가능한 형태의 binary code로 변환하는 과정으로, translation 되는 시점에 따라 Dynamic과 Static방식으로 나누어진다[2][3]. Dynamic 방식은 Run time에 Fetch - Decoce - Excute등 과정이 동적으로 실행 되므로 Translation 과정에 큰 오버헤드가 발생하므로, 소형 Micro controller에는 적용할 수 없으므로 Static 방식이 요구되나, 모든 Code가 제대로 변환되기 어려우므로 사용하기 어렵다.

본 논문에서는 translation 되는 두 Micro controller가 동일 회사에서 생산되어 같은 CPU Core를 사용하고(같은 Instruction Set을 가지고), Core 외부 IP(Intellectual Property)만 다른 경우 Static Binary Translation이 가능 할 지에 대한 분석을 기술한다.

II. 본론

2.1 Target과 Tool 선정

실험에 사용한 Micro Controller는 Atmel社의 AVR

시리즈인 Atmega16를 Source로 Atmega128를 Target으로 사용하였다. 두 기종 모두 8-bit AVR CPU를 사용하며, 사용할 수 있는 channel, I/O, Memory 등의 차이가 있다[4].

Translation 과정을 거치기 전 먼저 Binary(Hex)파일을 Disassemble 수준으로 분석하는 과정이 필요하다. 이 부분은 ReAVR 이라는 Disassemble Tool을 사용한다. ReAVR은 AVR binary(Intel hex 포맷)형식의 hex 파일을 Asm source 파일로 생성해 준다[5].

2.2 Translation 과정

Source에 해당하는 Micro Controller와 Target에 해당하는 Micro Controller가 같은 Core를 사용하므로, 동일한 Machine Assembly를 사용한다. 따라서 Source에 해당하는 Binary 파일을 Disassemble하여 얻은 Assembly Code를 Target에 맞게 Translation 한다면, Target에 적용할 수 있는 Assembly가 된다. 이를 위해 수정해야 하는 내용은 다음과 같다.

1. SRAM 메모리 영역에 대한 수정

보통 전역변수는 Stack에 의해 관리되지 않고, SRAM 메모리 영역에 메모리 연산을 통해 접근된다. 그림 1과 같이 같은 Core를 사용하더라도, I/O Register의 개수가 변경됨에 따라 SRAM의 주소가 변경된다.

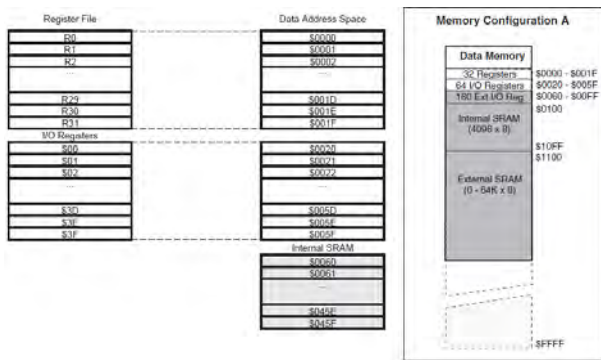


그림 1. 두 기종 간 Memory Map 차이

2. 인터럽트 벡터에 대한 수정

보통 Micro Controller에서 인터럽트가 수행되는 모습은 Code가 들어있는 Flash 메모리 영역의 앞 또는 뒤에 인터럽트 벡터가 존재하며, 해당 인터럽트에 매칭되는 ISR(Interrupt Service Routine)구문의 시작 주소가 인터럽트 벡터에 들어있다. 같은 Core를 사용하더라도, IP의 종류 또는 개수가 증가한다면, 인터럽트의 종류도 바뀌고, 인터럽트 벡터 또한 달라진다. 그림 2와 같이 같은 종류의 인터럽트지만 다른 인터럽트가 앞의 주소에 추가적으로 배치됨에 따라 인터럽트 벡터의 주소가 바뀌는 것을 볼 수 있다.

Vector No.	Program Address ¹⁾	Source	Interrupt Definition
1	\$0001 ¹⁾	RESET	External Pin, Power-on Reset, Brown-out Reset, Watchdog Reset, and JTAG AVR Reset
2	\$0002	INT0	External Interrupt Request 0
3	\$0004	INT1	External Interrupt Request 1
4	\$0008	TIMER2 COMP	Timer/Counter2 Compare Match
5	\$0009	TIMER2 OVF	Timer/Counter2 Overflow
6	\$000A	TIMER1 CAPT	Timer/Counter1 Capture Event
7	\$000C	TIMER1 COMPB	Timer/Counter1 Compare Match A
8	\$000E	TIMER1 COMPB	Timer/Counter1 Compare Match B
9	\$010	TIMER1 OVF	Timer/Counter1 Overflow
10	\$012	TIMER0 OVF	Timer/Counter0 Overflow
11	\$014	SPI STC	Serial Transfer Complete
12	\$016	USART_RXC	USART, Rx Complete
13	\$018	USART_LDRQ	USART Data Register Empty
14	\$01A	USART_TXC	USART, Tx Complete
15	\$01C	ADC	ADC Conversion Complete
16	\$01E	EE_RDY	EEPROM Ready
17	\$020	ANA_COMP	Analog Comparator
18	\$022	TIM	Two-wire Serial Interfacer
19	\$024	INT2	External Interrupt Request 2
20	\$026	TIMER0 COMP	Timer/Counter0 Compare Match
21	\$028	SPM_RDY	Store Program Memory Ready

그림 2. 두 기종 간 Interrupt Vector Map 차이

3. I/O Register Set 수정

Micro Controller의 Core를 제외한 Device Module들(IP)은 I/O Register를 통해 제어하거나, 외부 데이터를 Read/Write 한다. 보통 I/O Register는 그림1의 Memory Map처럼 Address가 부여되어 RAM과 같은 Address Bus에 연결된다. IP가 추가 되거나, channel의 수가 증가하면 I/O Register의 수가 증가하므로 같은 기능을 하는 Register 임에도 불구하고 Address Mapping이 다르게 될 수도 있다. 이를 Translation 과정 1과 비슷하게 수정할 수 있으나, 1Byte의 I/O Register는 각 Bit마다 의미하는 바가 다르며, 그림 3과 같은 문제가 생길 수 있다. 해당 IP의 channel의 수가 증가함에 따라 I/O Register의 Bit 구성이 달라진 것이다. Register 전체를 Read/Write 하는 경우에는 Bit Set을 고려하여 적절한 값이 Read/Write 될 수 있게 값을 변경하는 구문을 Assembly Code로 구성하고, Register를 Masking하여 간단한 비교를 하는 구문은 Masking Bit의 위치를 조정한다. 이때 Translation 4의 이유로 Instruction의 숫자는 바뀔 수 없으므로, 조정하는 구문이 긴 경우 Flash에 뒷 부분에 Subroutine을 구성한다.

\$7F (\$4F)	TCCR1A	COM1A1	COM1A0	COM1B1	COM1B0	FOC1A	FOC1B	WGM11	WGM10
\$7E (\$4E)	TCCR1B	ICNC1	ICES1	-	WGM13	WGM12	CS12	CS11	CS10
\$7A	TCCR0C	FOC0A	FOC0B	FOC0C	-	-	-	-	-
\$6F (\$4F)	TCCR0A	COM0A1	COM0A0	COM0B1	COM0B0	COM0C1	COM0C0	WGM01	WGM00
\$6E (\$4E)	TCCR0B	ICNC0	ICES0	-	WGM03	WGM02	CS02	CS01	CS00

그림 3. 두 기종 간 Register Set의 Bit의 Meaning

4. Flash 메모리 내의 Data 영역

보통 Const 변수 또는 Code 내에 사용되는 Const Value, String의 경우 SRAM 영역이 아닌 Flash에 Code와 함께 배치된다. 동일 Core를 사용하는 Micro Controller들은 Instruction Format, Byte Ordering 등이 같으므로, 이 구간을 1~3에 나오는 Translation을 적용하지 않고, 그대로 두면 Data영역으로 사용할 수 있다. 이 영역을 구분하는 방법은 Binary Code를 Trace하는 것이다. Interrupt Vector에 있는 ISR의 모든 구문으로 Jump하여, 가능한 모든 Branch와, Jump 연산을 따라 코드를 Trace하여 최대한의 Code영역을 찾아낸다. 이후 나머지 Trace되지 않은 영역은 Data영역

역으로 간주하고, 1~3의 과정을 따르지 않게 한다.

III. 구현

Static Binary Translation 과정은 그림 4와 같이 수행되었다. Source Micro Controller인 Atmega16으로부터 ISP장비를 이용해 hex 파일을 추출해 낸다. 이를 ReAVR Disassembler를 사용해 AVR 8bit Core의 Machine Assembly Code로 변환 시킨다.

이를 python으로 작성한 프로그램을 이용해 Trace 시키고, 코드 영역에 한해 2.2의 1~3의 과정을 거쳐 수정한다. 생성된 Assembly Code는 이런 주소값들이 심볼로 정의 되어 있으므로 1~2과정은 정의된 부분을 고치는 것으로 대체된다. 3의 과정에서는 Register Set의 Bit 구성에 따라 AVR Assembly Code를 작성한다.

변경된 Assembly Code를 AVR studio를 이용해 다시 재 컴파일 하면, Binary Translation 된 hex 파일이 생성되며, 이를 Target Micro Controller인 Atmega128에 넣는다. Timer, PWM, I/O를 이용한 비교적 간단한 프로그램을 작성한 뒤 위의 작업을 수행한 결과 같은 동작을 나타내었다.

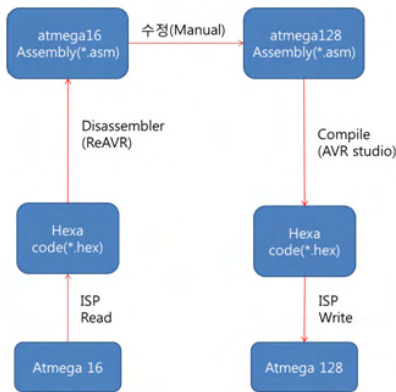


그림 4. Binary Translation의 과정

IV. 결론 및 향후 연구 방향

같은 Core를 사용하는 이 기종의 Binary Translation이 가능하다면, 재제조 하려는 Micro Controller과 동일 제품을 구할 수 없더라도, 같은 Core를 사용하는 같은 계열의 Micro Controller로 대체 가능할 것이다.

하지만 위의 실험에 사용된 Micro Controller는 시중에 판매되는 것 중 가장 간단한 Process로 실제 ECU 같은 제품에는 더 복잡한 Instruction Set을 가진 Micro Controller가 사용된다. 저가 ECU 모델에 주로 사용되는 Freescale社의 S12계열 Micro Controller는 가변 길이의 Instruction Set을 가지기 때문에 분석 과

정이 어려울 뿐만 아니라, 독특한 Addressing Mode도 존재한다. AVR은 Direct, Indirect, Relative 등의 비교적 간단한 Addressing 방식만이 존재하기 때문에 Trace과정이 비교적 간단했다. S12의 경우 General Register의 값을 이용하는 Index Addressing이라는 방식이 사용된다[7]. 이 경우 제대로 된 Simulation이 이루어 지지 않는 한 Jump, Branch 되는 주소를 예측하기 어려워 Trace 과정을 거치기 어렵다. 이에 경우 2.2의 4번의 측면에서 Translation 과정에서 오류를 범할 가능성이 있다.

위와 같은 문제를 해결하려면 Simulation 과정을 통해 보다 많은 Code를 정확하게 Trace 할 수 있어야 한다. 많은 Code를 Cover 하기 위해서는 Simulation 시 입력 될 Test Case의 품질이 좌우 할 것이므로 이에 대한 연구가 필요시 된다.

참고문헌

- [1] 목학수 외, “자동차용 전자컨트롤 부품의 재제조”, 한국자동차공학회, 한국자동차공학회논문집 21(2), 1-8, 2013.3
- [2] Marc Angelone, “Approaches for Universal Static Binary Translation“, Technical Report DU-CS-06-02 Department of Computer Science Drexel University Philadelphia, PA 19104 March, 2006
- [3] Wikipedia, http://en.wikipedia.org/wiki/Binary_translation
- [4] Atmel, megaAVR Micro controller, <http://www.atmel.com/products/microcontrollers/avr/megaavr.aspx>
- [5] AVR freaks, reavr + ascii coded hex utility, http://www.avrfreaks.net/index.php?module=Freaks%20Tools&func=viewItem&item_id=272
- [7] Motola, HC12 CPU Referene Manual

Diaphragm 에서 변위에 따른 Strain 분포 고찰

*이성재, 김창희

대림대학교 자동화시스템과, ㈜나이콤

e-mail : *sjlee@daelim.ac.kr, borajus@paran.com*

Study on Strain Distribution due to the Displacement of the Diaphragm

*Seong-Jae Lee, Chang-Hee Kim

Department of Automatic System Control Engineering
Daelim University College, Nicom Co .Ltd.

Abstract

This paper studies the recent development of a thick film strain gage type diaphragm sensors. It's computer simulation starts with an ANSYS program tool that using material parameters. Essentially, one of the device parameters comprises thick film resistor deposited into the corner and center areas of the ceramic diaphragm. In this case the diaphragm, having four conductor pads screen will be printing and firing onto the diaphragm surface is positioned over the material of resistors so that the electrodes make contact with the resistors(RuO_2).

I. 서론

대부분의 탄성물질은 힘을 받았을 때 물질 내부의 벌크에서 저항 값이 변화하는 특성을 갖고 있다. 이러한 특성은 피에조 저항률(piezoresistivity)로 언급되며 스트레인 게이지의 감도에 영향을 주는 중요한 요소로 작용한다. 또, 다이어프램으로 금속 대신 세라믹을 사용하면 스트레인 게이지와 다이어프램 사이에 접착제 및 절연체를 필요로 하지 않기 때문에 크리프 현상이 적고, 안정성이 우수한 특징을 가질 수 있으며, 부식성 가스 류 및 화학성분에 대해서 내성이 강하고 경시변화에 따른 변형과 공정의 단순화, 저가격화, 높은 수율 등 우수한 특성을 갖고 있는 것이 큰 장점이다.

이러한 내용을 중심으로 세라믹 다이어프램에 변위에 따른 Stress 분포는 프로그램 ANSYS를 이용한 시뮬레이션으로 예측할 수 있었으며 그 결과를 이용하여 다이어프램의 Strain 분포를 예측할 수 있으며 압력에 따른 변위까지 용이하게 관측할 수 있다. 두 개의 후막 저항은 가장자리에 위치시킴으로써 미소 변형에서도 저항의 변화를 읽을 수 있도록 한다는 것이다. 출력값을 알 수 있는 기본 회로에서는 휘스톤 브리지의 연결 도체부를 이용하여 도전 paste를 사용할 수 있다. 이렇게 변위를 측정할 수 있는 스트레인 게이지를 변위분포에 따라서 시뮬레이션으로 고찰하였다.[1][2]

II. 본론

일반적으로 기계 또는 건축 구조물이나 각종 검출 시스템을 구성하는 재료는 강체가 아니므로 하중에 대응해서 생기는 응력에 의해서 변형(strain)된다. 이 변형의 양은 응력의 크기가 동일하더라도 물체의 크기에 따라서 다르며 클수록 큰 변형이 생긴다.

그림 1에 보인 바와 같이 길이 l_0 인 시료에 인장하중 P 를 가하면 시료의 길이는 축방향으로 Δl 만큼 늘어나 $l = l_0 + \Delta l$ 로 된다. 이때 축방향의 변형은 다음과 같이 정의된다.

$$\varepsilon_1 = \pm \frac{\Delta l}{l_0}$$

변형의 단위는 mm/mm와 같이 되므로 ϵ 은 무차원의 양이다. ϵ_1 이 인장응력에 의해서 발생하면 인장변형(tensile strain)이라고 하고, 압축응력에 의해서 Δl 만큼 압축된 경우를 압축변형(compressive strain)이라고 한다. 일반적으로 인장변형을 정(+)으로 하고 압축된 변형을 부(-)로 표시한다. 인장변형과 압축변형을 총합하여 수직변형(normal strain) 또는 종변형(longitudinal strain)이라고 한다.[3][4]

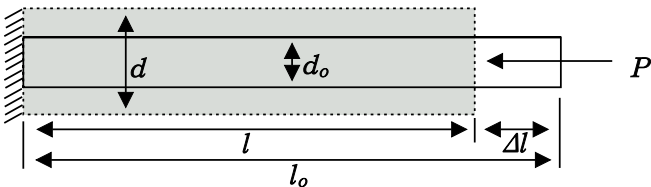


그림 1 인장변형과 압축변형
Fig. 1 Tensile strain and compressive strain

III. 컴퓨터 시뮬레이션

인장하중 P 를 증가하면 축방향의 길이가 늘어날 뿐만 아니라, 직경이 압축되어 횡방향으로도 변형이 발생한다. 지금 최초의 직경 d_0 가 Δd 만큼 압축되어 $d = d_0 - \Delta d$ 로 되면, 이 때의 변형 ϵ_2 [그림 2]는

$$\epsilon_2 = -\frac{\Delta d}{d_0} \quad \nu = \left| \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} \right|$$

로 정의되고, ϵ_2 를 횡변형(lateral strain)이라고 한다.

횡변형 ϵ_2 와 종변형 ϵ_1 비의 절대치를 포아손 비(poission's ratio)라고 한다. 이를 적용하여 파라미터를 변형시키면서 시뮬레이션 분포를 보면 다음과 같다.

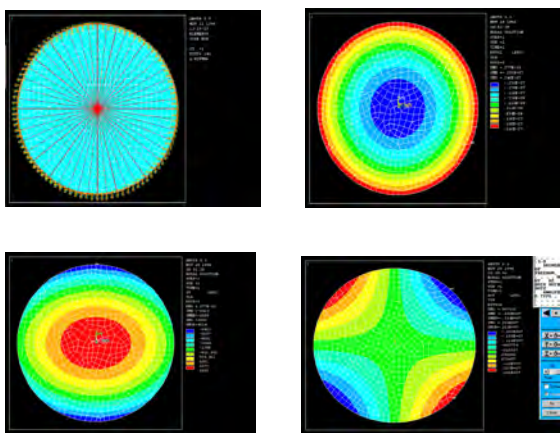


그림 2. 스트레인 분포의 시뮬레이션
(두께:150 μ m, 직경:10mm, Mesh:900)
Fig. 2 Simulation result of strain distribution

반경방향 응력 σ_r 와 접선방향 응력 σ_t 가 발생한다. 여기서 압력을 받는 부분의 크기는 10mm로 하였다.

$$\sigma_r = \frac{3P}{8t^2}[(1+\nu)r^2 - (3+\nu)x^2]$$

$$\sigma_t = \frac{3P}{8t^2}[(1+\nu)r^2 - (1+3\nu)x^2] \quad \text{[그림 3]}$$

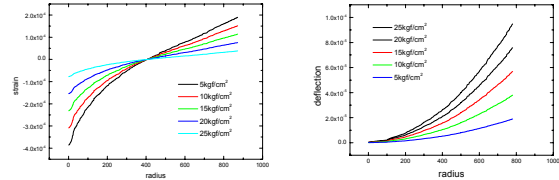


그림 3. 세라믹 다이어프램의 스트레인
Fig. 3 Comparison between theory and simulation value

IV. 결론 및 연구방향

후막 게이지를 압력 센서로 이용한 세라믹 다이어프램의 변위 특성을 시뮬레이션 한 것으로 압력에 대한 Strain 분포를 예측함으로써 여러 가지 변위 센서에 응용될 수 있다. 다이어프램에 인가되는 변위는 중심부와 변곡점 부근에서 가장자리 쪽으로 변위의 직선성을 보이고 있으며 여기에 위치한 후막 스트레인 게이지의 압력에 따른 저항 변화율($\Delta R/R$)이 직선성으로 됨을 간접적으로 알 수 있다. 따라서 다이어프램의 두께(100 μ m~300 μ m)와 크기(직경: 5mm~25mm) 등을 사용목적에 맞게 적용시키면 측정범위를 넓힐 수 있다.

압력 트랜스듀서는 시뮬레이션의 결과에서 보였듯이 압력에 대한 변위량이 직선성을 보이고 있으므로 후막 소자를 세라믹 다이어프램 위에 휘스톤 브리지 형태로 스크린 프린팅한 후 건조와 소성의 공정을 거친 후 압력에 대한 출력 특성 등 변위량 센서에 대한 제반 시험 결과 출력 특성은 향후 많은 산업전자에서 이용될 수 있다고 판단된다.

참고문헌

- [1] M.-H.Lefort, V.Djafari, B.Jouffery, Ch.Savary, "Thick film piezoresistive ink:effect of sintering under partial pressure of oxygen"Microelectronics journal 31, 2000, pp411~417
- [2] Yoshiaki Takashima, Tsuneco Adachi, Toshiyuki Yoshino, "A temperature compensation method for piezoresistive sensors"Technical Notes/JSAE Review 18, 1997, pp301~322
- [3] Andrzej Dziedzic, Artur Magiera, Roland Winsiewski, "Hydrostatic high pressure studies of polymer thick film resistors"Microelectronics Reliability 38, 1998, pp1893~1898
- [4] D.Vincenzi, M.A.Butturi, V.Guidi "Development of low power thick film gas sensor deposited by screen printing technique onto a micromachined hotplate"Sensors and Actuators R77, 2001, pp95~99

다중경로 업링크 환경에서의 WiBro 시스템 성능 연구

*안성수, **김민수

명지전문대학 정보통신과, 국방과학연구소 보병용 유도무기 체계단

e-mail : ssan@mjc.ac.kr, mskim1019@paran.com

A Research on the Performance of WiBro System in Multi-path Uplink Environment

*Sung-Soo Ahn, **Min-Soo Kim

*Dept. of Information Technology and Communication in Myongji College,

**Infantry Missile System in ADD

Abstract

This paper presents a new algorithm for performance improvement to the diversity and beamforming in MIMO technique of WiBro communication environments. Beamforming algorithm utilize characteristics of the lagrange multiplier method based on the multiple array antenna. In this paper, fading model applied for computer simulation that based on moving vehicular situation. From the various simulation, it is conformed that beamforming method include MIMO is better compare than conventional MIMO method.

I. 서론

2.3GHz를 사용하는 WiBro 시스템은 차세대 이동통신의 하나의 방식으로 자리잡고 있으나 2GHz 대역에는 다양한 무선통신 장비들이 사용되고 있어 간섭의 영향이 크다고 할 수 있다. 본 논문에서는 WiBro 시스템의 간섭을 최대한 줄이고 성능을 개선시킬 수 있는 신호처리 기술을 적용하고자 한다. 현재 다중 안테나를 통한 성능개선이 꾸준히 연구되고 있고, 이중 다이버시티(diversity) 기술[1]과 빔포밍(beamforming) 기술[2]이 대표적이라 할 수 있다. 다이버시티와 빔포밍 기술은 통신 방식과 신호환경에 따라 그 성능에 차이가

있기 때문에 다양한 환경에서의 성능 분석 연구가 필요하다. 본 논문에서는 WiBro 업링크 환경에서 실제 환경과 유사한 다중 경로 채널을 모델링하여 성능을 분석하였다. 이러한 성능 분석을 통해 환경에 따라 적응적으로 다이버시티 또는 빔포밍 기술을 접목하여 WiBro 시스템 성능을 개선하고자 한다.

II. 다중경로 채널 모델링

기지국에서 다중 경로[3]에 의한 수신 신호는 다음과 같이 정의한다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K R_k \left(\frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l}(t) \cdot s(t - \tau_k) \cdot e^{j2\pi[(f_c + f_d \cos \varphi_{k,l})t - f_c \tau_{k,l}]} \right) + n(t) \quad (1)$$

k 는 클러스터의 수이다. $n(t)$ 는 부수적인 백색 가우시안 잡음이다. 본 보고서의 채널 모델은 $\alpha(t)=1$ 로 가정하였다. 따라서 상기 (1)식을 간단히 쓰면 다음과 같다.

$$r(t) \approx \sum_{k=1}^K R_k \left(\frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{l=1}^L s(t - \tau_k) \cdot e^{j2\pi[(f_c + f_d \cos \varphi_{k,l})t - f_c \tau_{k,l}]} \right) + n(t) \quad (2)$$

이제 기지국이 M 개의 배열 안테나를 가지는 경우를 생각해 보자. m 번째 안테나의 수신 신호는 다음과 같

다.

$$r_m(t) = \sum_{k=1}^K R_k \left(\frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{l=1}^L s(t - \tau_k) \cdot e^{j2\pi(f_c + f_d \cos \theta_{k,l})t - f_c \tau_{k,l}} \cdot e^{-j(m - m_0)\pi \sin \theta_{k,l}} \right) + n_m(t) \quad (3)$$

m_0 는 배열 안테나 중 기준 안테나 인덱스이고, θ 는 도달각(DOA: Direction of Arrival)이다. 이러한 채널 모델링을 본 연구에서 적용하고자 한다.

본 논문에서 사용한 채널 모델은 ITU-R M.1225 권고 사항인 “Guidelines For Evaluation Of Radio Transmission Technologies For IMT-2000(p28)”을 참고하였다. 표 1과 표 2는 ITR-R M.1225에서 권고한 자동차의 채널 환경이다. 채널의 각 탭은 두가지 파라미터가 주어진다. 처음에는 첫번째 탭과의 상대적인 시간 지연을 나타내고, 두번째는 가장 강한 탭과의 상대적인 평균 전력을 나타낸다. 본 논문에서는 자동차 환경에서 채널 A를 각각 선택하여 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이터에 적용하기 위해서는 각 환경별 채널들을 TDL(tapped-delay-line) 필터를 이용하여 구현하였다. 보행자 환경에서의 TDL 파라미터는 다음과 같다.

표 1. 자동차 환경에서의 TDL 파라미터

탭	채널 A		채널 B	
	상대지연 (ns)	평균전력 (dB)	상대지연 (ns)	평균전력 (dB)
1	0	0	0	-2.5
2	310	-1.0	300	0
3	710	-9.0	8900	-12.8
4	1090	-10.0	12900	-10.0
5	1730	-15.0	17100	-25.2
6	2510	-20.0	20000	-16.0

III. 성능분석

본 성능분석은 기존의 단일안테나와 2x2 MIMO[4],[5] Diversity 방식과 빔포밍이 적용된 2x8 Beamforming+MIMO을 WiBro 환경에서 수행되었다. 컴퓨터 시뮬레이션은 SNR(Signal to Noise Ratio)에 따른 BER(Bit Error Rate) 성능 분석을 수행하였다. WiBro 업링크 환경에서 수행한 시뮬레이션 파라미터는 다음과 같다.

표 2. 업링크 시뮬레이션 파라미터

파라미터	값
반송파 주파수	2.3 GHz
채널 대역폭	8.75 MHz
반송파 순열 모드	PUSC
FFT 사이즈	1024
데이터 부반송파 개수	720
파일럿 부반송파 개수	120
프레임 구간	5ms
다운링크 프레임 심벌 수	26
CP time	12.8μs
채널 환경	레이리 페이딩
도플러 주파수	128Hz (1path)
변조 방식	OQPSK
채널 코딩	CTC
코딩 rate	1/2

상기 파라미터를 토대로 SNR 값에 따른 BER(Bit Error Rate) 값은 그림 1, 2에서 보여진다.

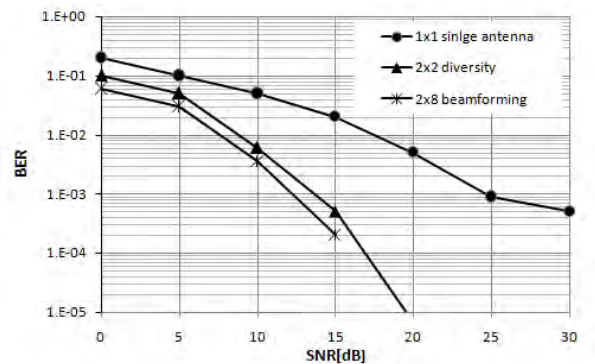


그림 1. 빔포밍 Vehicular 1Path 성능 그래프

그림 1은 업링크에서 다이버시티와 빔포밍 방법을 사용했을 때의 성능을 보여주고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 1x1 전송방식에 비해 다이버시티와 빔포밍 방식이 성능이 좋음을 확인할 수 있는데 이는 다이버시티 지수의 증가 때문이다. 단일경로인 경우 1x1 전송 방식에 의한 수신신호의 다이버시티 지수는 1이며, 2x2 전송방식에 의한 수신신호의 다이버시티 지수는 2이다. 2x2 MIMO방식에 빔포밍을 수행할 경우 추가적인 성능의 개선이 있음을 확인할 수 있다.

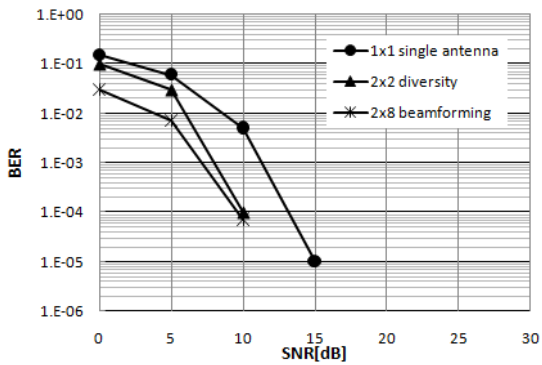


그림 2. 빔포밍 Vehicular 6Path 성능 그래프

그림 2는 다중경로 상황에서의 MIMO 방식의 성능을 보여주고 있다. 다중경로 상황에서는 1x1 전송방식의 경우 그림 1과 비교함으로써 다중경로에 의한 주파수 다이버시티 이득을 얻고 있음을 확인할 수 있다. 주파수 다이버시티 이득을 얻는 상황에서 2x2 MIMO 방식은 추가적인 다이버시티 이득을 얻고 있다. 단일경로 채널모델의 경우와 비교했을 때, 2x2 C.MIMO 방식에 의한 성능개선 정도는 줄어들음을 알 수 있다. 다중경로 채널모델의 경우 트래킹해야 할 방향성분의 개수에 비해 요소안테나의 개수가 적기 때문에 빔포밍이득이 단일경로 채널모델의 경우에 비해 적음을 알 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 기존의 MIMO 기술과 이러한 기술에 빔포밍 이득을 적용한 빔포밍+MIMO 기술을 비교분석하였고, 빔형성 알고리즘은 WiBro 환경에서 라그랑주 멀티플라이어 알고리즘을 적용하였다. 컴퓨터 시뮬레이션 결과 빔포밍 기술이 들어간 2x8 빔포밍+MIMO 방법이 다이버시티 효과만 있는 2x2 SM MIMO 방법보다 SNR 성능이 2~4dB 향상(BER=10⁻³, Throughput 최대치 도달시)되었음을 확인할 수 있었다. 결론적으로 기존의 MIMO 기술에 Beamforming 기술을 적용하면 차세대 이동통신의 업링크 시스템 성능을 향상시키는 것을 알 수 있게 되었다.

참고문헌

[1] Siavash M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451 - 1458, October 1998

[2] S. Choi and D. Shim, "A novel adaptive beamforming algorithm for a smart antenna system in a CDMA mobile communication environment," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 49, pp. 1793-1806, Sep. 2000.

[3] Sklar, B., "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems .I. Characterization," *Communications Magazine, IEEE*, vol.35, no.7, pp.90-100, Jul 1997

[4] D.Gesbert, M.Kountouris, R. W. Health, Jr., C.-B. Chae, and T. Salzer, "From single user to multiuser communications; Shifting the MIMO paradigm," *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 36 - 46, Sep. 2007

[5] R. Knopp and P.A. Humblet, "Information capacity and power control in single-cell multiuser communications," in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, vol.1, pp. 331 - 335, Jun. 1995

MLAC 시스템의 페루프 식별 및 제어기 설계

*김재진, **최선아

(주) 포스코 ICT 기술연구소

e-mail : wowlsl@poscoict.com, csa448@poscoict.com

Closed-loop Identification and Controller Design for MLAC

*Jae-Jin, Kim, **Sun-ah, Choi

The Department of R&D Center, POSCO ICT

Abstract

This paper presents a new method of designing digital controller based on closed-loop identification of a MLAC (Mold Level Auto Control) System. It consist of several components (Stopper, Motor, Inverter, etc) which are difficult to analysis mathematical model. Therefore, it is very difficult to design analytically a good MLAC Controller. To systematically design MLAC controller, we propose a method finding linear approximate model of the nonlinear part(Stopper, Motor, Inverter, etc) by closed-loop identification. Based on the identified model, we show that a simple digital MLAC system controller can be directly designed and it has good performance.

I. 서론

철강 공정은 제선, 제강, 연주, 압연 공정 등으로 나뉜다. 연주 공정은 액체 상태인 용강이 주형(Mold)에 주입되고 연속 주조기를 통과하면서 냉각, 응고되어 연속적으로 Slab, Bloom, Billet 등의 중간 소재를 만드는 공정이며, MLAC(Mold Level Auto Control)는 연주 공정의 주형(Mold) 내 용강의 높이를 일정하게 유지하기 위하여 용강탕면의 레벨을 제어하는 설비이다. MLAC는 Stopper, Motor, Inverter 등의 특성에서

비롯되는 비선형성에 의해 해석적인 방법으로 제어기를 설계하는 것은 어렵다. 일반적으로 비선형성을 갖는 시스템에 대해 선형 제어기를 설계하고자 할 때 선형근사화 모델을 이용할 수 있다.

본 논문에서는 이러한 MLAC 시스템의 제어기를 설계하기 위한 방법으로 Stopper, 모터, 인버터 등을 포함하는 MLAC 시스템을 새로운 플랜트로 정의하고 이 산시간 영역에서 페루프 추정기법을 이용하여 새로운 플랜트의 선형근사화 모델을 구한 후, 이 모델을 근거로 하여 해석적인 방법에 의해 전압제어기를 설계하는 문제를 다루었다.

II. 본론

2.1 MLAC 시스템의 구성

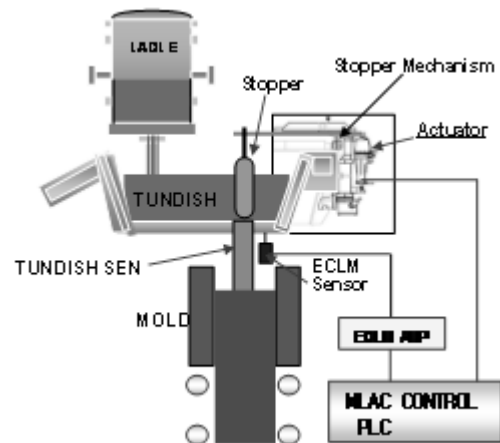


그림 1. MLAC 시스템

MLAC(Mold Level Auto Control)는 연주 공정의 주형(Mold) 내 용강의 레벨을 측정하여, 주형 내에서 용강을 일정한 레벨로 유지할 수 있도록, Tundish에서 주형으로 유입되는 용강의 량을 제어한다. MLAC 시스템은 주형레벨 측정 센서와 Tundish로부터 주형으로 유입되는 용강량을 제어 할 수 있는 Stopper 시스템 과 비상시 용강유입을 완전 차단할 수 있는 ECLM (Eddy Current Level Measurement)의 Installation을 돕는 ECLM manipulator, Stopper, Motor, Inverter 등으로 구성되어 있다.

2.2 페루프 추정기법을 이용한 전달함수 추정

MLAC 시스템의 페루프 블록선도는 그림 2와 같다. 여기서, $\bar{G}(s)$ 는 Stopper, 모터, 인버터 등을 포함하는 MLAC 시스템의 선형근사화 모델을 나타낸다.

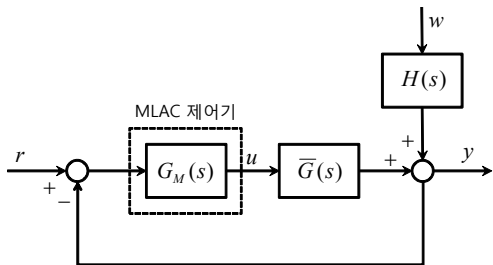


그림 2. 페루프 시스템 블록선도

먼저, 이산시간영역에서의 선형근사화 모델 $\bar{G}(z)$ 을 추정하기 위하여 그림 3과 같은 페루프 식별을 위한 시스템을 다루었다.

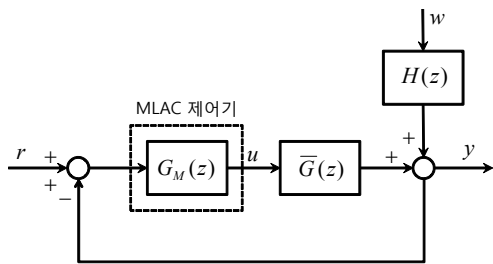


그림 3. 이산시간영역에서의 페루프 시스템 블록선도
여기서, MLAC 제어기는 Auto Tuning에 의해 설계된 기존의 제어기이다.

$$G_M(z) = \frac{4.564z - 2}{z - 1} \tag{1}$$

MLAC 시스템의 입력값 r 과 출력값 y 를 측정하여 Least-Square 방법으로 ARMAX 모델을 추정하였다. 추정된 전달함수는 다음과 같다.

$$T(z) = \frac{0.001428(z^3 + z^2 + z + 1)}{z^4 - 1.011z^3 - 0.5156z^2 + 0.2225z + 0.3101} \tag{2}$$

추정된 전달함수와 기존 MLAC 제어기의 관계식을 이

용하여 MLAC 플랜트 $\bar{G}(z)$ 를 구할 수 있다.

$$\bar{G}(z) = \frac{0.0003128z^2 + 0.0004499z + 0.00051}{z^3 - 0.01267z^2 - 0.5297z - 0.3087} \tag{3}$$

실제 MLAC 시스템과 추정된 페루프 시스템의 스텝 응답은 그림 4와 같다.

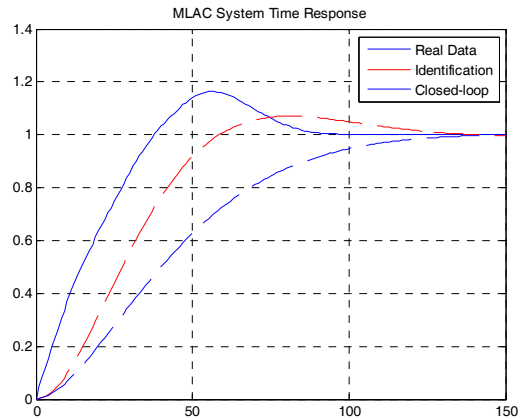


그림 4 실제 시스템과 추정된 시스템의 시간응답

2.3 극배치 방법을 이용한 제어기 설계

본 절에서는 2.2절에서 추정한 전달함수 $\bar{G}(z)$ 에 근거하여 그림 5와 같이 제어시스템을 구성하고 극배치 방법을 이용하여 제어기를 설계한다. 여기서, $T(z)$, $R(z)$, $S(z)$ 는 제어기 다항식을 나타낸다.

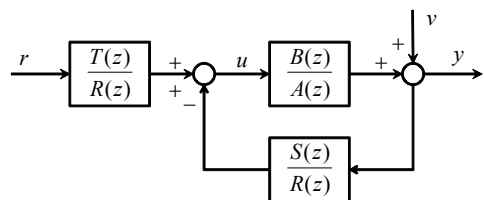


그림 5 이산시간영역에서의 페루프 제어시스템
원하는 응답성능을 만족하는 페루프 시스템의 특성 다항식 $A_d(z)$ 은 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$A(z)R(z) + B(z)S(z) = A_d(z), \tag{4}$$

$$A_d(z) = A_c(z)A_o(z),$$

$$T(z) = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{A_d(z)}{B(z)}$$

위 식에서 $A_c(z)$ 는 제어기 다항식이고, $A_o(z)$ 는 관측기(observer) 다항식이다. $A_d(z)$ 는 극배치 방식을 이용하여 원하는 시간응답성능을 갖도록 구성할 수 있다. 일반적으로 극점을 배치할 때에는 페루프 시스템의 안정도 및 성능을 고려하여 하게 되지만, 페루프 시스템이 internal stability조건을 만족하도록 하기 위해서는 $R(z)$ 의 근이 단위원 내에 위치하도록 배치하여야 한다는 제약조건을 갖게 된다. 극점을 단위원 내에서 원점에 근접하게 배치할 경우 시스템의 응답속도가 빨라지

는 장점이 있지만, 플랜트가 이러한 응답속도에 반응할 수 있도록 충분히 빠른 시스템이 아닐 경우 제어기의 출력 값이 발산하는 경우가 발생할 수 있다.

식 (3)의 개루프 전달함수를 갖는 플랜트에 대해 페루프 극점을 $0.9333, -0.4605 \pm 0.3438j, 0.1150 \pm 0.2164j$ 에 배치할 경우 페루프 전달함수의 특성다항식은 (5)와 같이 된다.

$$A_d(z) = z^5 - 0.2424z^4 - 0.4664z^3 - 0.1872z^2 + 0.03911z - 0.01851 \quad (5)$$

이 때 $R(z), S(z), T(z)$ 는 (4)의 관계들로 부터 (6)이 구해진다.

$$\begin{aligned} R(z) &= z^2 - 0.23z + 0.006, \\ S(z) &= z^2 - 0.2z + 0.02, \\ T(z) &= 97.9021 \end{aligned} \quad (6)$$

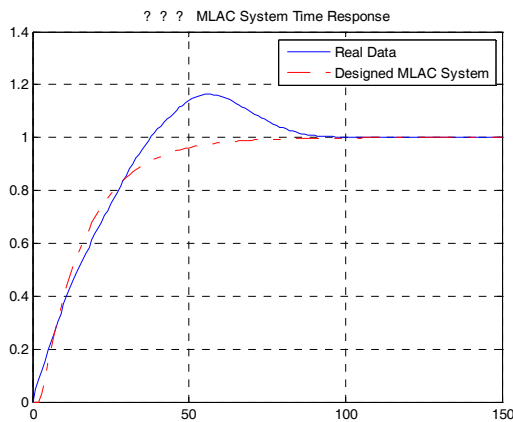


그림 6 제어기 성능 비교

표 1과 그림 6은 Try and error 방법으로 설계된 제어기와 제안된 방법에 의해서 설계된 제어기의 시간응답 성능을 보여준다.

<표 1> 시간응답 성능 비교

	Original PI	Designed Controller
Overshoot (%)	16.4 %	0 %
Settling Time (sec)	84 sec	59.3 sec

III. 결론

MLAC 시스템과 같이 비선형 특성을 갖는 플랜트의 경우 제어기를 해석적으로 설계하는 것은 어려운 일이다. 때문에 현재까지 대부분이 Try and error 방법을 이용하여 제어기를 설계하여 왔다. 이러한 Try and error 방법은 비록 쉽게 제어기를 설계할 수 있다는 장점을 갖지만, 제어시스템의 안정도를 보장할 수 없을 뿐만 아니라, 원하는 시간응답 성능을 만족하는 제어기를 설계할 수 없다는 단점을 갖는다. 반면에 제안된 방법은 페루프 추정기법을 이용하여 비선형 플랜트를 선형화하여 제어기를 설계하기 때문에, 해석적으로 제어기를 설계할 수 있으며, 디지털 제어기를 구현하여

식별 및 제어를 할 경우 초기에 플랜트를 안정화 시킬 수 있는 임의의 제어기만 설계된다면 다음 단계부터는 플랜트에 대한 어떠한 정보가 없어도 입출력 데이터만을 이용하여 플랜트를 식별하고, 제어기를 설계할 수 있다. MLAC 시스템에 대해 페루프 식별을 통해 추정된 전달함수를 근거로 이산영역의 제어기를 설계하고, 설계된 제어기를 적용한 예제를 통해 플랜트에 대한 정확한 정보 없이 원하는 성능을 만족하는 제어기를 해석적으로 설계할 수 있음을 보여주었다.

참고문헌

- [1] Pedro Albertos and Antonio Sala "Iterative Identification and Control", Springer, 2002.
- [2] Y.C. Kim, L.H. Keel, and S.P. Bhattacharyya, "Transient Response Control via Characteristic Ratio Assignment", IEEE Trans on Automatic Control, vol. 48, No. 12, pp.2238-2244, 2003.
- [3] S.Y. Han, T.S. Cho, Y.C. Kim, "Synthesis of transfer functions resulting in non-overshooting," Proc. Of 2003 CICS, pp. 127-130, Chuncheon, Korea
- [4] E. Emre and L.M. Silverman, "Partial Model Matching of Linear Systems," IEEE Trans. Automatic Control, vol. 25, no. 2, pp. 280-281, 1980.
- [5] Y.C. Kim, 'Design of Low-Order Cascade Controllers To Reduce the Effects of Their Zeros' Proc. Of 2006 ICEE, pp. 195-196, YongPyong Resort, Korea.
- [6] Rolf Johansson, "System Modeling and Identification", Prentice-Hall, 1993.
- [7] Ondrovicova Magdalena, 'PID Controllers of Industry System Simatic' Proc. Of 2006 ISTC, pp. R093a-1~R093a-9, Kouty nad Desnou, Czech Republic.
- [8] K.H Yun, "Closed-loop Identification and Controller Design for Converter

센서 네트워크에서 노드 할당에 따른 에너지 효율에 대한 연구

*정성민, **이동영, *정태명
*성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과
**명지전문대 정보통신과

e-mail : *smjung@imtl.skku.ac.kr, tmchung@ece.skku.ac.kr,
**dylee@mjc.ac.kr

A study on the Energy Efficiency of Node Allocation in Wireless Sensor Networks

*Sung-Min Jung, **Dong-Young Lee, *Tai-Myoung Chung
*Dept. of Electrical and Computer Engineering
Sungkyunkwan University
**Dept. of Information and Communication
Myongji College

Abstract

Wireless sensor networks consist of many small sensor nodes. It is very useful to detect and delivery the data to user by using the cooperation of sensor nodes. Since, it is impossible to recharge and replace of the battery, the decision of network efficiency is very important. In this paper, we propose the way to figure out the energy efficiency. We compare EDP values in case of the allocation of new sensor nodes.

I. 서론

센서 네트워크는 일반적으로 크기가 작은 센서 노드들로 구성되어 있다. 그림 1은 센서 네트워크의 구성요소를 보여준다. 각 노드들은 협업을 통해 네트워크 내의 이벤트에 대한 정보를 수집하고, 해당 데이터를 멀티홉 라우팅을 통하여 네트워크 외부의 베이스 스테이션으로 전달한다. 이렇게 전달된 데이터는 인터넷을 통해 사용자에게 보내어지게 된다. 센서 노드는 배터

리의 교체나 충전이 불가능하기 때문에 센서 노드에서 효율적인 에너지 소비는 중요하다[1]. 본 논문에서는 센서 네트워크 환경에서 센서 노드의 할당에 따른 에너지 효율을 EDP를 이용하여 간단히 비교해보도록 한다.

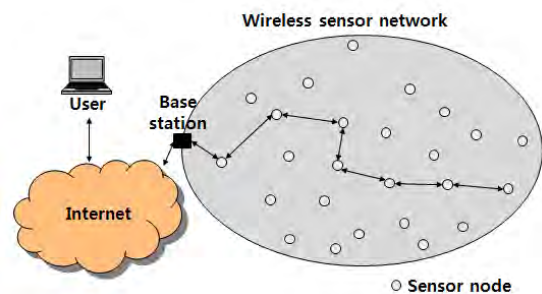


그림 1. 센서 네트워크

II. 에너지 소비 예측

센서 네트워크에서 에너지 효율을 비교하기 위해 [2]에서 제시한 모델을 이용하여 EDP를 구한다. 먼저, 센서 네트워크 내의 센서 노드들의 내부에서 발생된 이벤트를 처리할 때 각각의 처리 시간이 a부터 b까지 균등 분포(Uniform Distribution)를 이룬다고 가정한다. <그림 2>는 센서 네트워크 내의 노드들의 이벤트 처

리 시간에 대한 확률 분포 함수를 나타낸다.

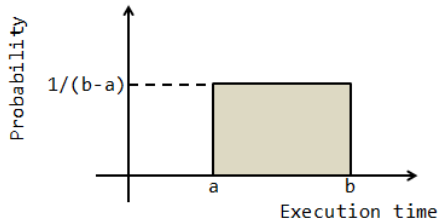


그림 2. 작업 처리 시간 분포

센서 노드들의 부하가 증가하여 이벤트의 처리 시간이 커질 경우에 새로운 센서 노드를 배치시켜 전체적인 센서 네트워크의 효율을 향상시킬 수 있다. 새로운 센서 노드를 추가시켰을 경우를 살펴보도록 하자. 이때, 초기에 주어진 노드를 n 이라고 하고 노드가 추가된 후 노드의 수를 p 라고 했을 때 <그림 3>과 같이 처리 시간에 대해 다음과 같이 새로운 확률 분포를 이루게 된다.

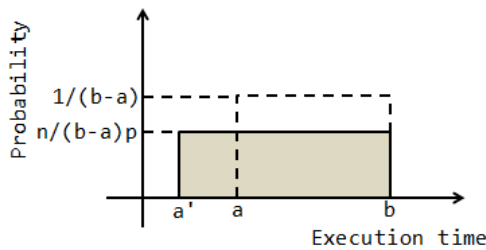


그림 3. 노드 추가의 경우

이때 p 개의 센서 노드에 대해 처리 시간에 대한 확률 분포 함수가 a' 부터 b 까지 균등 분포를 이루게 된다. 따라서, 새로운 분포 함수는 $U(a, b-(b-a)(p/n))$ 로 나타낼 수 있고 확률 분포 함수의 평균은 수식(1)과 같이 구할 수 있다.

$$\text{평균} = b - \frac{(b-a)}{2n}p \quad (1)$$

위의 경우에 대해 네트워크의 효율을 비교하기 위해 EDP(Energy Delay Product)를 계산하였다. EDP는 센서 노드들의 작업 처리 시간과 에너지 소비량의 곱한 값으로 나타낸다[3]. p 개의 장비에 m 개의 이벤트가 발생하고, 모든 노드가 네트워크내의 이벤트를 균등하게 처리한다고 가정한다. 또한 하나의 이벤트를 처리하기 위해 소비되는 에너지를 W 라고 가정한다. 이때 이전에 구한 수식(1)을 이용하여 새로운 센서 노드가

추가된 경우에는 다음과 같이 작업 수행 시간과 에너지 소비량을 구할 수 있다.

$$\text{작업 수행 시간} = \frac{m}{p} \left(b - \frac{(b-a)p}{2n} \right) \quad (2)$$

$$\text{에너지 소비량} = W \times m \left(b - \frac{(b-a)p}{2n} \right) \quad (3)$$

이 경우에 EDP는 수식(4)와 같이 계산된다.

$$\text{EDP} = \frac{W \times m^2}{p} \left(b - \frac{(b-a)p}{2n} \right)^2 \quad (4)$$

수식 (4)를 이용하여 현재 센서 네트워크내의 센서 노드에 대해 새로운 노드를 할당한 경우에 대해 에너지 소비에 대한 효율을 비교해 보고자 한다.

III. 네트워크 효율 비교

먼저 균등분포를 이루었을 때 가장 빠른 처리 시간은 a 를 0.1로 가정하고 가장 느린 처리 시간인 b 를 각각 0.3, 0.5, 그리고 0.7로 가정한다. 또한, 최초로 센서 네트워크의 노드의 수(n)는 100으로 가정하고, 이벤트의 개수(m)는 1,000개라고 가정한다. 이때 각각의 b 에 대해 수식(5)와 (8)를 이용하여 EDP를 계산할 수 있다. <그림 4>는 새로운 노드를 추가 했을 경우에 EDP의 변화를 보여준다. 가로축은 노드의 개수를 나타내고, 세로축은 EDP를 나타낸다.

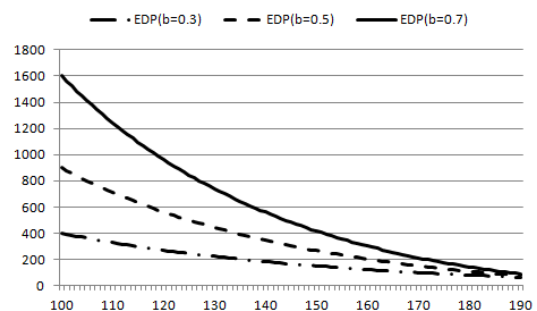


그림 4. 새로운 노드의 할당

EDP의 변화를 살펴보면 가장 빠른 처리 시간인 a 와 가장 느린 처리 시간인 b 의 차이에 따라 그래프는 많은 변화를 보이고 있다. 이 두 값의 차이가 클수록 새로운 노드의 할당에 따른 EDP의 변화가 커진다. 노드들의 작업 수행 시간이 차이가 많이 난다면 새로운 노

드를 할당하는 것은 네트워크 효율을 위해 중요하지만 새로운 노드를 할당하게 되면 네트워크의 재구성 작업이 이루어져야 하므로 그만큼 에너지 소비의 부담이 더 커지게 된다. 따라서 네트워크의 효율을 위해 이 작업시간의 차이를 최소한으로 유지하는 것이 중요하다.

IV. 결론

센서 네트워크는 많은 수의 센서 노드로 구성되어 있다. 센서 네트워크의 이벤트 처리에 대한 부하가 커지면, 센서 네트워크의 전체적인 효율이 낮아지게 된다. 이 경우에 새로운 노드를 재배치하여 전체적인 센서 네트워크의 효율을 높일 수 있다. 이때 새로운 처리 시간에 대한 확률 분포 함수를 구하여 작업 처리 시간과 에너지 소비량을 구할 수 있고 이 두 값을 곱한 EDP를 구하여 네트워크의 효율을 비교할 수 있다.

추후 연구계획으로는 작업 시간의 측정에 대한 방법과 센서 네트워크의 효율을 보다 정량적으로 측정할 수 있도록 다양한 요소에 대한 연구를 수행할 계획이다.

참고문헌

- [1] Sung-Min Jung, Young-Ju Han, and Tai-Myoung Chung, "The Concentric-Cluster Routing Scheme adapted to Large-Scale sensor networks", The 5th International Conference on Advances in Mobile Computing & Multimedia (MoMM), Dec. 2007.
- [2] Sungkap Yeo, Hsien-Hsin S. Lee: Using Mathematical Modeling in Provisioning a Heterogeneous Cloud Computing Environment. In: IEEE Computer, vol.44, no.8, pp. 55 - 62, 2011.
- [3] R. Gonzalez, M. Horowitz, "Energy Dissipation in General Purpose Processors," IEEE J. Solid-State Circuits, vol.31, no.9, 1996, pp. 1277-1284.

유·무선 통합 NAC(Network Access Control) 관리시스템 개발

*이동영, **이을석, ***김민수

명지전문대학 정보통신과, (주)이너버스, 국방과학연구소 항공전자체계부
e-mail : dylee@mjc.ac.kr, uslee@innerbus.com, mskim1019@paran.com,

A Development on the Integrated NAC(Network Access Control) Management System in Wire-wireless Network Environment

*Dong-Young Lee, **Eul-Suk Lee, ***Min-Soo Kim

*Dept. of Information Technology and Communication in Myongji College,

**Institute of Technology, Innerbus Company

***Division of Avionics System in ADD

Abstract

As the IT infrastructure change rapidly come to the need for new security technology. Many of elder security solution - firewall, IDS, and IPS no longer protect us from new security threat because threat also changed. Various security solutions were being developed to protect new threat. Among them, NAC(Network Access Control) was a good solution to guarantee uniform security level to all host that want to access managed network. In this paper, we show the structure of the wire-wired integrated NAC management system and implemented it as prototype.

I. 서론

IT환경이 급변하면서 기존의 보안체계로는 최근 새롭게 증가하는 보안위협을 효과적으로 대응할 수 없는 한계상황에 와있다. 이를 극복하기 위하여 새로운 보안기술의 필요성이 대두되고 있으며 그 가운데 네트워크접근(NAC : Network Access Control)시스템은 이에 대한 좋은 해결 방안으로 제시되고 있다.

NAC(Network Access Control)은 네트워크에 접근하는 접속단말의 보안성을 강제화 할 수 있는 보안 인

프라(하드웨어 및 소프트웨어)로써 다양한 IT환경의 변화에 따라 더욱 그 필요성이 커지고 있다. NAC 기술은 궁극적으로 확산되는 보안위협 경로를 미리 차단해 사전 방어적인 네트워크 보안체계를 구현하는 것을 목적으로 한다[1-3].

네트워크 위협요소는 취약한 사용자에게 있다. 그동안 외부로부터의 불법적인 침입과 웜, 그리고 바이러스 등을 막기 위하여 내·외부 네트워크 경계에 침입차단 시스템(Firewall)과 침입탐지시스템(IDS), 그리고 침입방지시스템(IPS) 등 다양한 네트워크 보안솔루션을 설치하였다. 그러나 유·무선 네트워크 기술과 다양한 무선 단말기의 개발 및 급속한 보급으로 인하여 기존의 보안시스템으로는 네트워크에 대한 침입을 대응하는데 한계가 생겼다.

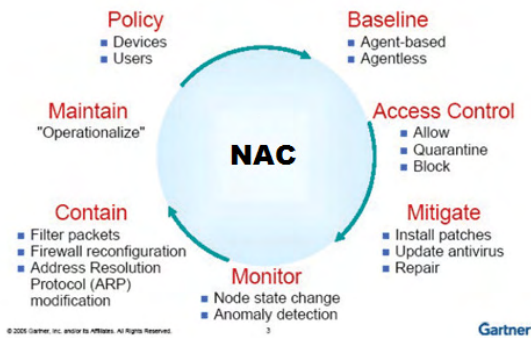
이에 NAC기술 네트워크 및 단말장치 기술 발전과 비즈니스 환경의 확장, 그리고 다양한 공격 유형 변화 등 복잡하고 다변화되는 유무선 환경에서 절실히 요구되는 기술이다.

본 논문에서는 유·무선 환경에서 NAC시스템의 효율적인 운영과 사용자 편의성을 제공하고, NAC 관련 시스템의 인증 오류 구간을 검색하고 원인을 추적하기 위한 업무처리 프로세스를 관리할 수 있는 유·무선 통합 NAC관리시스템을 설계 및 구현하였다.

II. 관련연구

IT환경에 따라 안티바이러스, PMS(Patch Management System), IPS(Intrusion Prevention System), 바이러스윌, 스패차단 등 각종 보안 솔루션에 대한 투자를 확대하는 대안으로 내부 사용자들을 효과적으로 제어할 수 있고 네트워크 관리와 보안, 나아가 자원관리까지 한번에 해결할 수 있는 NAC 시스템에 획기적으로 관심을 가지고 있으며, 이러한 네트워크의 진화와 환경의 변화에 따라 시스코, 마이크로소프트, TCG, 시만텍 및 일부 국내 기업들이 네트워크 접근 통제 솔루션을 개발하고 시장을 주도해 나가고 있다[4-5].

NAC보안기술에 있어 핵심은 엔드포인트(Endpoint)의 보안기술을 기존 네트워크 보안체계와 결합해 전체 네트워크에 통합보안 체계를 구현하는 것이다. 보안관리자가 보안정책을 적용 시 가장 기본이 되는 정책의 출발선(Baseline)이라고 할 수 있다. 우선 보안정책을 수립되고 나서 네트워크에 접속하려는 접속단말의 상태가 먼저 수립된 보안정책과의 비교/검토를 통해서 접근통제(Access Control)는 접속단말에 미리 정의된 수준의 접근권한을 부여한다. (그림 1)은 Gartner에서 제시한 NAC접근통제 흐름도를 나타낸 것이다[6].

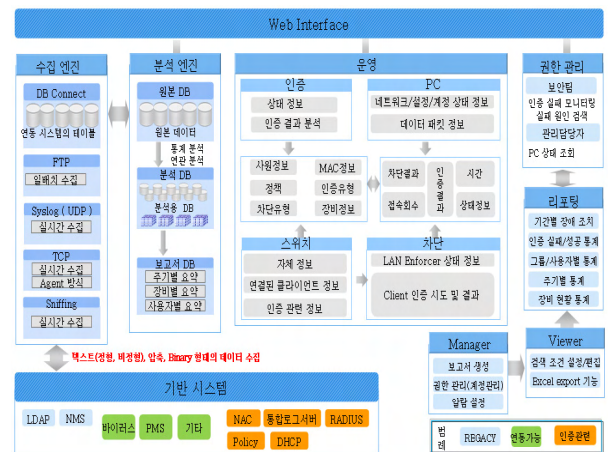


(그림 1) NAC 접근통제 과정

베이스라인(Baseline)을 따르는 접속단말의 경우 전체 네트워크에 대한 접근권한을 부여하고, 베이스라인을 따르지 않는 접속단말의 경우 네트워크 접근을 차단하거나, 치료(Mitigate)를 위한 특정 네트워크 영역의 접근만을 허용할 수 있다. 또한 접속단말이 NAC접근통제 과정을 거쳐 네트워크에 접속한 이후에도 지속적으로 보안정책 적용 여부에 모니터링이 필요하다. 모니터링 결과에 대한 적절한 대응을 위한 기술 및 절차를 검토하고 이를 정책에 반영한다.

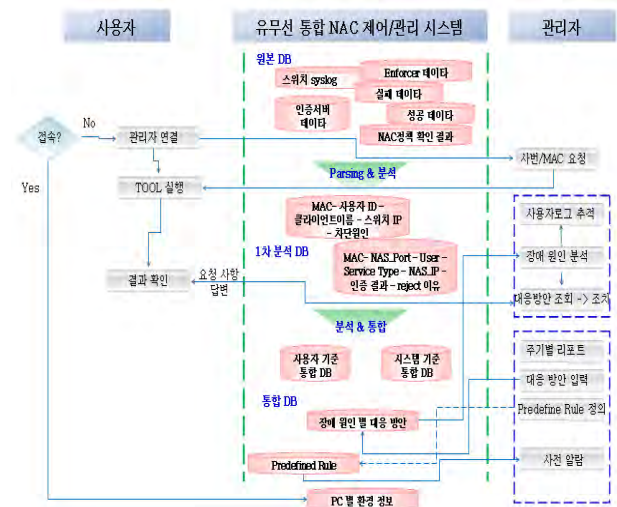
III. 연구내용

본 논문에서 제시한 유·무선 통합 NAC 관리시스템의 구조는 사용자 정보를 제공하는 웹 기반의 인터페이스와 인증관련 분석 내용을 리포팅 하기 위한 운영 부분과 유관 시스템으로 부터 데이터를 수집하는 수집 엔진 그리고 수집된 데이터를 분석하기 위한 분석 엔진으로 시스템을 구성되어있다. (그림 2)는 유·무선 통합 NAC관리시스템의 구성도를 나타낸 것이다.



(그림 2) 유·무선 통합 NAC관리시스템 구성도

그리고 신속한 장애대응을 위하여 인증 프로세스 단계별 상태로그를 수집하고 필요한 자료 획득을 위한 원본 파싱(parsing) 및 파싱된 데이터를 기반으로 통합 데이터베이스 구축하고 관리대상 네트워크로 접속하는 모든 사용자의 인증 통계에 대한 중앙관리 기능을 제공한다. (그림 3)은 장애대응 프로세스를 나타낸 것이다.



(그림 3) 장애대응 프로세스

또한, 유·무선 통합 NAC관리시스템 구현시 Hard Coding 방식이 아니라, 프레임워크에 따른 각 모듈별 기술개발 통합방식을 통한 유지·관리의 효율성과 확장성을 확보하였다.

IV. 결론 및 향후 계획

급변하는 IT환경에서 기존의 보안체계로는 최근 새롭게 증가하는 보안위협을 효과적으로 대응할 수 없는 한계상황에 와있다. 이를 극복하기 위하여 새로운 보안기술의 필요성이 대두되고 있으며 그 가운데 네트워크접근(NAC : Network Access Control)시스템은 이에 대한 좋은 해결 방안으로 제시되고 있다.

본 논문에서는 국내 비즈니스 환경을 고려한 웹 기반의 인터페이스와 인증관련 분석 내용을 리포팅 하기 위한 운영 부분과 유관 시스템으로부터 데이터를 수집하는 수집 엔진 그리고 수집된 데이터를 분석하기 위한 분석 엔진으로 시스템을 구성된 유·무선 통합 NAC관리시스템을 설계 및 구현하였다. 향후 계획으로는 프로토타입으로 개발된 연구결과물에 대한 실제 환경에서의 보안성 및 효율성에 대한 성능 평가 작업이 필요하다.

참고문헌

- [1] 네트워크장비 동향, 한국네트워크산업협회, 2012. 5.
- [2] 선종현, 김주혁, 한명목, “NAC의 Post-connect에서 상관관계 분석을 통한 악성코드 탐지시스템”, 한국인터넷정보학회 학술대회논문집, pp. 459-464, 2010.
- [3] 노철우, 강경태, 이지웅, 전재현, “NAC(Network Access Control)을 이용한 컴퓨터 네트워크 보안 플랫폼 구성”, 한국콘텐츠학회, Vol. 7. pp. 8-11, 2009.
- [4] Cisco NAC기술 백서, www.cisco.com/go/nac/
- [5] Microsoft NAC기술 백서, www.microsoft.com/nac
- [6] www.gartner.com, Gartner NAC의 접근통제 프로세스

다양한 규모의 산업 현장에 유연한 제어 플랫폼 구성

* 최선아, 김재진

POSCO ICT 기술 연구소

e-mail : *csa448@poscoict.com, wowlsl@poscoict.com*

Consist of Control Platform for various scale Industry Site

*Sun-Ah Choi, Jea-Jin Kim

R&D Center

POSCO ICT

Abstract

In this paper, we will propose control platform for various scale of industry site.

In the introduction, we will explain various kind of controllers and function, and in the body, we consider the several points to apply in the various scale industry site, for example, CPU board function, memory module, communication, etc. and also, we proposed basic control platform. Finally, we will plan future research direction.

스텝이다. DDC 또한 대형이고, 대용량 연속제어에 적합하며, DCS 보다 빠른 제어를 할 수 있다.

대개, DCS 는 하수처리장이나, 소각로, 폐기물 처리 등과 같이 응용 태스크의 처리 속도가 200ms 정도의 DDC보다 상대적으로 느린 빠른 제어를 요하지 않는 현장에 사용된다. 반면, DDC 는 제철소 내 선재공장이 나, 냉연, 열연등과 같이 100ms 이내의 빠른 처리 속도를 요하면서, 많은 I/O를 제어해야하는 현장에 적용된다. 참고로, 당사에서 개발했던 DDC의 경우, 최대 I/O 접점수는 약 65,000점 까지 가능하며, 최고20ms 이내의 태스크가 실행되도록 현장에 적용된바 있다.

I. 서론

일반적으로 석유, 화학, 제철, 제지등과 같은 다양한 산업현장에는 공정제어를 위한 제어 시스템이 필요하다.

공정제어 시스템은 PLC(Programmable Logic Controller), DDC(Direct Digital Controller), DCS (Distribution Control System) 등이 있다. 현장 상황이나 제어 특성에 맞게 알맞은 시스템을 선택하여 현장에 적용한다.

PLC 의 경우, 소형이고 속도가 빠르며, 제어양이 많지 않아 ON/OFF 와 같이 이산제어 적합한 시스템이고, DCS 의 경우, 대형이고 대용량 연속제어에 적합한 시

II. 본론

2.1 제어 플랫폼 설계 시 고려 사항

제어 플랫폼을 구성하기 위해서는, 먼저 어떠한 목적으로 본 시스템을 사용할 것인가를 정확하게 정의해야 한다. 더불어 현장 특성을 고려하여 설계해야 할 것이다.

먼저 제어 보드의 경우, RTOS를 사용할 것인가에 여부를 판단해야 한다. 제어 특성상 실시간성을 보장해야 할 경우라면, RTOS를 보드내 올리는 것을 고려해야 할 것이며, 보드 내 로딩 가능한 RTOS 종류가 있으므로, 이 부분을 검토해야 한다. 그리고, 보드마다 각 특성에 맞게 BSP가 있는데, 이 또한 응용 프로그램 특성이나 제어가 설계를 고려하여 수정해야 한다. 또한,

보드내 RTC(Real Time Clock)와 별도의 Timer와 I/O(RS-232 serial port, Ethernet, USB Interface, PMC I/O, etc)를 체크하는 것도 중요하다.

당사 제어기를 기준으로 얘기하면, VME 통신을 하고 있기 때문에 CPU 제어 보드 단 한 대가 마스터 보드가 되어 다른 CPU 보드나, 통신 보드를 접속해서 필요한 데이터를 읽어 왔다. 이때는 싱글 마스터 조건으로 설계를 한 것이다. 만약, 다른 CPU 보드가 동시에 마스터 권한을 가져서 VME 라인을 동시에 읽고, 쓰기를 가능한 것은 멀티 마스터 구조가 되는데, 이는 신중히 생각하고 써야할 부분으로 고려된다. 같은 데이터를 동시에 접속해서 써야 하는 상황에 A라는 제어 보드가 데이터를 업데이트 하고 B라는 제어보드가 업데이트 이전의 데이터를 이용하여 제어를 할 수도 있기 때문이다.

VME Backplane을 쓸 경우, CPU 제어 보드가 J1만 사용하는지, J1/J2를 모두 사용하는지 고려해야 하며, 물리적인 메모리맵을 체크하여, 사용자가 임의로 사용 가능한 어드레스가 어디인지 알아 두어야 한다. 추후, 다른 통신 보드나 기타 다른 보드를 사용하게 될 경우, 그에 할당 할수 있는 어드레스 영역을 확보해야 하기 때문이다.

만약, 현장에서 응용 프로그램 및 데이터를 지속적으로 유지해야 할 때, 극단적으로 현장 내 전기가 들어오지 않아 제어기의 전원공급이 끊겼을 경우, 재가동이 시작되면 이전 프로그램을 다시 로딩하여, 데이터를 읽어들일 수 있도록 해야 하는 경우는 별도의 배터리를 가진 메모리 보드를 사용해야 한다. 또한, 데이터 손실을 우려하여, 이중화가 필요하다면, 공유메모리가 이중화 기능을 가진 것으로 선택해야 할 것이다.

2.2 통신선택

산업 현장에서 사용하는 필드버스의 종류는 다양하다. 대표적으로, Device Net, Profibus, CAN(Controllor Area Netwo가), BACnet 등이 있다.

Device Net 경우, 산업 디바이스들 (리미트 스위치, 센서, 모터 스타터등)을 단일 네트워크를 통해 서로 연결하기 위한 신뢰성있는 CAN 통신을 바탕으로 한 공개형 저가 통신 네트워크이다.

Profibus는 서로 다른 제작사에서 만들어진 디바이스 간의 통신 시 특별한 인터페이스 없이도 통신이 가능하게 해준다.

CAN 통신은 여러 개의 ECU(Electronic Control Unit)를 병렬로 연결하여 데이터를 주고 받는 방식으로, 2개의 버스를 가진 통신선상에 데이터를 띄워놓고, 필요한 데이터를 가져다 사용하는 방식이다.

BACnet(Building Automation and Control network)

은 빌딩 자동화 및 제어 표준 프로토콜로 개방형 통신을 통한 빌딩 자동화 시스템 통합을 목적으로 한다.

산업현장에서 쓰이는 다양한 통신지원을 위해 현장 조사가 필요하다. 모든 통신을 지원을 하기에는 제어기의 비용이 커질 것이고, 성능 또한 보장 할 수 없기 때문이다.

2.3 산업 현장의 규모 고려

소규모 산업현장은 제어 대상과 제어 입출력 접점수가 대략 10,000개 이하의 규모를 말한다. 제어기가 직접 센서나 모터, 스위치등을 직접 제어해야 하기 때문에 빠른 것은 10~20 ms 이하로 동작되어야 하는것도 있고, 평균적으로 태스크 처리 속도는 50~100 ms 정도가 된다.

일반 PLC를 사용하기에는 빠른 처리 속도는 가능하나, 다량의 데이터를 제어하기에 어려움이 있기에 DDC 나 DCS를 사용해야하지만, DCS는 처리 속도가 평균 200 ms 정도로 상대적으로 느린 편이다. DDC 나 DCS 둘 다, 고가의 제어 장비이기에 현장에 도입하는 것은 사업장측에서 부담일 수밖에 없다.

III. 구현

본 논문에서 제시하고자 하는 소규모 산업현장에 적합한 제어기를 구성에 대해 소개하고자 한다.

실시간 제어가 가능하며, 멀티 태스킹이 가능한 소형화된 DDC를 구현하고자 한다. 처리속도는 PLC 급으로 빠르고, 다량의 입출력을 제어 가능하도록 한다.

당사에서 개발하고자 하는 제어기의 최소 태스크 처리속도는 5ms 이며, CPU 제어 보드를 1장을 줄여, 통신과 연산을 하나의 보드에서 해결하고자 한다. 데이터 백업을 위해 배터리가 내장된 공유메모리보드를 두고, 현장에서 필요로 하는 별도의 통신 보드를 설치하고자 한다.

본 논문에서 제시하는 바는 하위 디바이스들이 ModBus TCP/IP 통신을 하고 있기 때문에 이를 지원할 예정이다. 그리고, 통신 이외에 별도의 I/O를 직접 제어하기 위해 I/O 카드 제어를 위한 로컬 통신 보드를 둘 예정이다.

제어기 구성은 19인치 랙, 9슬롯안에 CPU 제어 보드와 통신보드, I/O 모두 하나의 서브랙안에 구성하여 제어기 크기를 소형화시키면서도, 꼭 필요한 요소만 구성토록한다. 구성도는 아래와 같다.



그림 1. 소사업장용 제어 플랫폼

상위 구성은 최소 I/O 제어 접점이 100여개 정도이고, 한 종류의 통신을 지원하는 것이다. I/O 제어 접점수가 많다면, 추가적으로 최대 16개의 I/O 카드를 장착할 수 있고, 로컬 통신 보드를 최대 4장까지 연결 가능하여 64장까지 확장할 수 있다.

지원해야하는 통신의 종류 및 제어 접점수에 따라 제어플랫폼의 구성은 확장 가능한 구조이며 구성에 따라 19 인치 랙 1단에서 5단까지 크기가 다양할 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

사업장 규모나, 현장 특성에 따라 제어기의 구성이나 규모는 달라져야 한다. 일괄적으로 획일화된 대형의 크고, 무거운 제어기는 적용처에서는 부담이 되며, 소형의 PLC 는 적합한 성능을 내기 어려운 부분이 있다. 이를 해결하기 위해, 본 논문에서는 당사에서 개발한 제어기인 DDC를 변형하여, 사전 조사 및 현장 특성에 따라 제어기 구성이 가능토록 설계했다. 향후, 다양한 사업장을 조사하여, 보다 정확한 데이터를 기준으로, 제어 레벨에 따라 단순 모니터링에서부터 산업 전반에 이르는 제어까지 다양한 제어기 구조를 제시할 수 있는 가이드 라인을 구축하고자 한다. 또한, 현장 특성에 따라, 실행되는 응용 프로그램에 대한 제어 알고리즘을 확보하여, 맞춤형 솔루션을 제공하는 것을 목표로 한다.

참고문헌

- [1] POSCON, POSTAR-7000 User Guide, 2005.
- [2] www.nestfield.co.kr
- [3] www.gts2000.co.kr
- [4] odva.or.kr

ECU 모니터링 시스템에 관한 연구

*최효섭, 강철준, 박상현, 고재진
전자부품연구원 소프트웨어디바이스연구센터
e-mail : hschoi@keti.re.kr

A Study on the ECU Monitoring System

*Choi Hyo Sub, Kang Chul Jun, Park Sang Hyun, Ko Jae Jin
Korea Electronic Technology Institute

Abstract

A study on the ECU(Electronic Control Unit) monitoring system for reducing sudden acceleration accidents has been investigated. By adding monitoring system to ECU's internal part, the system noise at input of ECU is monitored, and the malfunction of ECU is detected.

I. 서론

최근 자동차는 수동변속기 차량에서 자동변속기 차량 그리고 하이브리드 및 전기자동차로 진화함에 따라 ECU의 수가 증가하고 있다. ECU는 차 한 대에 10여 개에서 많게는 100개까지 장착된다. 최근 도요타의 급발진 사태에서 보듯이, ECU 오동작으로 인하여 피해 사례가 빈번히 발생하고 있다. 이러한 ECU 오동작은 수동변속기 혹은 자동변속기 차량을 비롯하여 하이브리드(HYBRID) 차량까지도 주행중 혹은 차량 출발시 운전자가 원하지 않는 차량 속도 증가와 차량의 제동 불가로 많은 피해와 사고를 발생시킨다. [1],[2]

본 논문은 ECU(Electronic Control Unit) 모니터링 시스템에 관한 것으로 특히, ECU의 입력단에서 시스템 노이즈(예; 클럭신호 또는 펄스 신호)를 모니터링하

여 ECU 오동작을 감시하고 방지하는 ECU 모니터링 시스템 및 방법에 관한 것이다.

II. 본론

2.1 ECU 오작동 원인

ECU 오동작 원인은 소프트웨어적인 문제와 하드웨어적인 문제로 나눌 수 있다. 소프트웨어적인 문제는 대부분 ECU를 구동하는 버그 문제이다. 소프트웨어 버그는 원인 규명이 쉽지 않고, 차량 메이커들은 보안상 ECU에 대한 정보를 꺼리고 있어 접근이 더욱 어렵다. 하드웨어적인 문제는 ECU 커넥터에서 발생하는 원인모를 시스템 노이즈이다. 시스템 노이즈는 ECU 입력 부분에서 원치 않는 신호를 발생시킴으로써 ECU 출력의 오동작을 일으킨다. 현재 다양한 방법으로 차량 내에서 발생하는 오동작을 판별하는 기술이 제시되어 있다. 예컨대, 종래에는 엔진(ENGINE)의 목표회전수와 실제 엔진 회전수를 비교하여 '급발진제어 조건'이 성립하는가를 판단하고, 그 판단 결과에 따라 엔진 회전수를 제어함으로써, 운전자가 원하지 않는 이상 현상을 제거하도록 한 기술이 제시되어 있다. 그리고, 차량의 속도, 엔진 회전수, 기어 위치값 등의 차량 정보를 기반으로 차량의 운행 상태를 판단하고 차량의 운행 상태에 따른 브레이크 위치를 파악하는 것

으로 오동작을 판단하는 기술이 제시되어 있다. 또한 엔진 오동작 진단을 위해 가속페달 또는 브레이크 페달의 상태를 센서를 통해 파악하여 오동작을 파악하는 기술이 제시되어 있다. 그러나 이러한 종래의 오동작 감시 또는 판별 기술은 OBD(On Board Diagnostics)를 통해 출력되는 정보를 분석하여 얻은 결과론적인 값이므로 ECU 문제에 대한 원인을 규명하는데 한계가 있거나, 가속페달 또는 브레이크 페달 이외의 상황에 대한 대비를 전혀 하지 못하는 문제가 있다.

2.2 ECU 모니터링 시스템 구성

본 연구에서 시스템 노이즈에 의한 ECU 오작동 해결책으로 ECU 모니터링 시스템을 제시한다. 이 시스템은 아래 그림1에서와 같이 입력 인터페이스부, 컴퓨터부, 출력 인터페이스부, 저장부, 비교부로 구성된다.

그림1

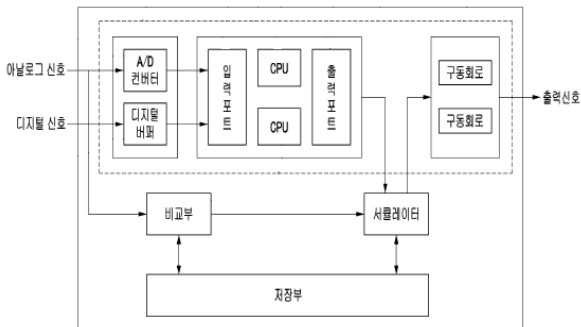


그림 1. ECU 모니터링 시스템 구성도

2.3 ECU 모니터링 시스템 기능

- 입력 인터페이스부 : 차량 내 센서로부터 출력되는 신호(즉, ECU에 입력되는 신호)를 컴퓨터부가 처리할 수 있는 값으로 변환한다.
- 컴퓨터부 : ECU의 심장부로서 CPU, 기억장치, 입력 포트와 출력 포트를 포함하여 산술 연산, 논리 연산 등을 수행한다.
- 출력 인터페이스부 : 컴퓨터부에서 출력된 신호를 증폭하여 액츄에이터를 작동시킨다.
- 저장부 : ECU의 입력 인터페이스부로 입력되는 각종 입력 신호를 신호 종류별로 구분하여 저장하고 있으며, 각 입력 신호에 대응하는 정상 출력 신호를 저장하고 있다. 이때 저장부에는 입력 인터페이스부에 입력되는 입력 신호 중 시스템 노이즈가 없는 입력 신호가 저장된다. 그리고 저장부에 저장되는 출력 신호는 노이즈가 없는 입력 신호에 대응하여 ECU의 컴퓨터부에서 출력되는 출력 신호를 저장한 신호이다.
- 비교부 : 입력 인터페이스부로 입력되는 입력 신호(즉, 현재 입력 신호)를 수신하고, 수신한 현재 입력

신호의 종류를 파악하며, 파악한 종류에 따라 저장부에 저장된 이전 입력 신호와 비교하여 차이값을 구한다. 비교부는 차이값이 설정범위 이내이면 정상 입력 신호라고 판단하고 저장부에 저장하며, 설정범위 밖이면 이상 입력 신호라고 이상 입력 신호를 알리는 알람 신호를 서클레이터에 제공한다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 ECU 입력단에서 시스템 노이즈를 검출하고 그에 대응하는 안정적인 출력을 발생시킴으로써, 예상치 못한 시스템 노이즈로 인한 ECU 오동작을 방지하는 방법에 관해 연구하였다. 본 시스템을 적용하게 되면 ECU 오동작으로 인한 급발진을 사전에 방지하여 재산 및 인명 피해를 방지할 수 있게 한다.

향후 연구에서는 ECU 모니터링 시스템을 기반으로 ECU 네트워크 관리자를 설계하여 업데이트 및 차량 멀티미디어 기기와의 연동을 테스트할 예정이다.

감사의글

본 논문은 지식경제부의 IT 산업 핵심 기술 개발 프로그램(10041705, 과제명: 차량용 AVN/ECU 소프트웨어 통합 업데이트 시스템 기술 개발)의 지원을 받아 수행하였습니다.

참고문헌

[1] 박현석 외, “하이브리드 전기자동차의 BMS ECU 개발 및 모니터링”, 한국자동차공학회, ITS 심포지엄, pp. 38-42

[2] 한계화, 위경수, 이창건, “다수의 ECU와 CAN의 실시간 시뮬레이션을 위한 구조 제안,”한국정보과학회 2011가을 학술발표논문집 제38권 2호, 143-146쪽, 한국, 2011년 11월

안드로이드 기반 차량용 네트워크 소프트웨어 시스템 모델

*박덕근, 민수영, 이상엽, 이재규
전자부품연구원, 전북임베디드시스템연구센터
e-mail : parkdk@keti.re.kr

System Model of Vehicular Network Software Based on Android Platform

*Duck-Keun Park, Soo-Young Min, Sang-Yub Lee, Jae-Kyu Lee
Jeonbuk Embedded System Research Center
Korea Electronics Technology Institute

Abstract

Nowdays, the one of the biggest issues in vehicle multimedia system is that Android system based on open source software stack is applied to in-vehicle network such as MOST(Media Oriented System Transport) system for automotive communication service. Based on Linux, operating system is needed to device driver linking MOST network software module. MOST Netservice only for MOST network interface, that is ANSI-C source code and has formal stack. In this paper, it is introduced the system model for interlocking Android system and MOST network with Java Native Interface

I. 서론

오늘날 차량 기술은 빠르게 진화하고 있으며, 기존의 기계적 특성 중심의 차량 연구 분야는 다양한 전자장치를 통한 차량 제어 및 운전자에게 편의를 제공하는 시스템 분야로 변해가고 있다. 특히 수많은 휴대장치 및 멀티미디어 장치들이 보급화 되면서 사용자들은 자신의 스마트 장치를 통해 이용하던 다양한 서비스들을

차량 안에서도 동일하게 제공 받기를 원하고 있다. 이러한 요구에 따라 네비게이션 및 스마트 뷰어 등의 장치에 안드로이드 OS를 탑재하여 소비자들에게 친숙한 멀티미디어 환경을 제공하려는 움직임이 많아지고 있으며 이러한 제품들을 기존의 차량용 네트워크 시스템과 연동하기위한 연구가 진행되고 있다.

본 논문에서는 안드로이드 OS가 탑재된 멀티미디어 기기를 차량용 멀티미디어 네트워크인 MOST 네트워크와 연동 방안을 설계하고 구현한 내용에 대해 전체적인 방향과 인터페이스 중심으로 소개한다.

II. 본론

2.1 Android

안드로이드는 자바언어로 응용프로그램을 작성할 수 있게 한 모바일 운영체제로 휴대전화를 비롯한 휴대용 장치를 사용하기 위한 목적으로 개발되었으나 휴대전화 뿐 아니라 다양한 멀티미디어 장치들에 이식되어 그 세력이 확장되고 있다. 안드로이드는 리눅스 커널 위에 달빅 가상머신을 구동시켜 동작하며 달빅 가상머신 상에서 자바로 작성된 응용 프로그램들을 실행하는 구조로 되어있다. 리눅스 커널 위에 libc를 포함한 C 라이브러리들로 구성되어 디바이스 운용이 쉽고 안정성

과 최적화된 성능을 보장한다.[1]

2.2 MOST Network Service

Network Service는 MSOT 네트워크의 표준 프로토콜 스택으로 OSI 레이어의 응용계층부터 데이터 링크 계층까지를 정의한다.

이 Network Service를 ANSI-C로 구현해 놓은 모듈을 MOST NetServices란 이름으로 SMSC에서 라이선스를 갖고 있으며 최근 이 MOST NetServices를 무료로 배포하여 MOST 네트워크의 확산에 원동력이 되고 있다. [2]

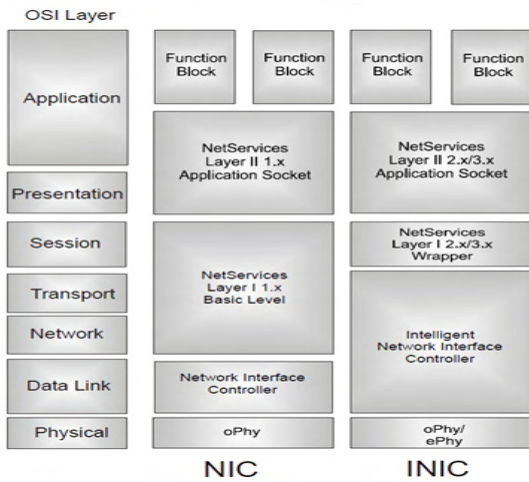


그림 1 OSI Layer와 NetServices Layer 비교

2.3 JNI와 LLD

JNI(Java Native Interface)는 C, C++와 같은 native 언어로 작성된 소스코드를 동적 라이브러리 형태로 불러와서 자바 가상머신에서 호출하거나 콜백함수를 호출하도록 정의한 인터페이스로 ANSI-C로 작성된 NetServices를 JNI 라이브러리 형태로 동작시킬 수 있다.

MOST NetServices LLD(LowLevelDriver)는 EHC(External Host Controller)와 INIC간의 통신 인터페이스(I2C, MediaLB)에 따라 작성되는 드라이버를 말한다. LLD를 플랫폼에 맞게 개발하여야 NetServices 스택 라이브러리를 구동할 수 있다.

III. 구현

타겟 시스템은 I2C와 MediaLB로 INIC 인터페이스를 지원하는 AMG(Automotive Media Gateway) 보드와 ARM cortex-A9계열의 코어를 사용하는 Samsung Exynos 4210 플랫폼을 사용하였다.

NetServices는 리눅스 커널에서 멀티 쓰레드로 동작하도록 구현하였다. INIC과 EHC와의 인터페이스는 I2C를 이용하도록 I2C드라이버와 NetServices LLD를 구현하였다. MOST TOOL 블록을 구현하여 MOST 데이터 중 Android 시스템에서 필요한 데이터를 콜백 형식으로 전달하도록 하였고, MOST 서비스의 시작 역시 JNI를 이용하여 시작할 수 있도록 구현하였다.

IV. 결론

Android 시스템은 리눅스 커널위에서 동작하며 C 라이브러리를 JNI로 사용할 수 있으므로 표준 C코드로 작성된 MOST Network Service를 호출하고 결과를 콜백으로 전달받을 수 있다. 본 논문에서는 Android 시스템에서 NetServices를 시작하는 인터페이스를 JNI로 작성하여 호출하고 콜백으로 데이터를 받는 내용을 구현하였다.

```
int Java_kr_re_keti_ethermostclient_EthertoMostReceiver_MostServiceStart(JNIEnv* env, jobject obj, jint inidNum, jint mode)
{
    LOG_CNT = 0;
    int ret;

    jclass cls;
    (*env)->GetJavaVM(env, &(jvafif.vm));
    jvafif.env = env;
    jvafif.obj = (*env)->NewGlobalRef(env, obj);
    cls = (*env)->GetObjectClass(env, jvafif.obj);

    jvafif.mid_disp_string = (*env)->GetMethodID(env, cls, FUNCTION_DISP_STRING, "(Ljava/lang/String;)V");
    if(jvafif.mid_disp_string == NULL) {
        LOG_ERR("callback function[set get fail]\n", FUNCTION_DISP_STRING);
        return -1;
    }
    jvafif.mid_disp_amp = (*env)->GetMethodID(env, cls, FUNCTION_DISP AMP, "(I)V");
    if(jvafif.mid_disp_amp == NULL) {
        LOG_ERR("callback function[set get fail]\n", FUNCTION_DISP AMP);
        return -1;
    }
}
```

그림 2 Netservices 구동을 위한 JNI 코드 일부

Acknowledgement

본 연구는 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 IT산업원천기술개발사업의 일환으로 수행하였음. [1004091, 고 신뢰성 차량용 1Gbps급 동기식 이더넷 통합통신 기반기술 및 안전제어 시스템 적용기술개발]

참고문헌

[1] 송형주 외 인사이트 안드로이드, 위키북스, 2010
 [2] Andreas Grzempa, "MOST Book from MOST25 to MOST150", MOST Cooperation, FRANZIS, 2011.

리모트 컨트롤 프레임을 이용한 차량용 광 네트워크 미디어 시스템 모델

*이상엽, 강철준, 박상현
전자부품연구원 전북임베디드시스템연구센터
e-mail : syublee@keti.re.kr

Automotive Optical Network System Model Using Remote Control Frame For Media Service

*Sang-Yub Lee, Choul-Jun Kang, Sang-Hyun Park
Jeonbuk Embedded Research Center
Korea Electronics Technology Institute

Abstract

Recently, automotive media service is focused on audio sound system in car. For mass-produced vehicle, the trend is that optical network system is adopting. In this paper, it is shown that when the media unit having specific processor has been made sound through the optical network, proposed media unit transfers required audio streaming data without signal processing using the remote control frame.

에 다양한 컨트롤러 부품이 추가되었다. 특히, 오디오시스템의 경우, 오디오코덱을 포함한, 앰프가 필요하며, 멀티채널 지원을 위한 앰프로부터 송출되는 다양한 아날로그 신호선이 요구된다. 사용자에 따라 차량용 오디오 시스템 변경이 필요한 경우, 복잡도를 간소화 시키는 방법이 필요하며, 광 네트워크 기반의 앰프를 적용하기 위한 저전력, 저가의 시스템이 요구된다. 본 논문에서는 리모트 컨트롤 프레임을 이용한 저전력, 저가격 광 네트워크 미디어 시스템 모델에 대해 소개한다.

I. 서론

차량용 광 네트워크 시스템은 차량 내 경량화 및 EMI/EMC 간섭을 줄이기 위해 적용되어왔다. 특히, 25Mbps급 데이터 전송에서 현재는 150Mbps급 고속 데이터 전송 네트워크로 발전해왔다. 150Mbps급 데이터 전송이 가능해지면서, 모바일 기기 연동, 고화질 디스플레이 등 다양한 인터페이스가 적용되기 시작하였다. 인포테인먼트 및 유무선 통합 인터페이스가 적용되면서, 차량용 데이터를 수집 및 처리, HMI(Human Machine Interface) 역할을 수행하는 헤드유닛 시스템

II. 본론

2.1 차량용 광 네트워크 시스템

차량용 광 네트워크 시스템은 그림1과 같은 프레임 구조를 통해, 오디오 데이터와 같은 스트리밍이 필요한 데이터는 동기식 프레임영역을 사용하여 전송하게 된다[1]. Dynamic Boundary를 통해, Header를 제외한 모든 데이터를 스트리밍서비스 용으로 사용할 수 있다. 이러한 미디어 서비스에 특화된 차량용 광 네트워크 방식을 오디오 전용 시스템으로 개발하기 위해서

는 리모트 컨트롤 프레임 을 이용한 저전력, 저가 오디오 애플 플랫폼이 요구된다[2].

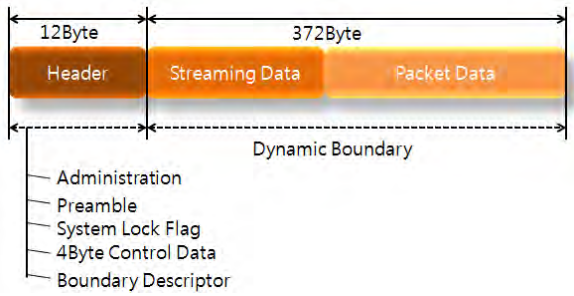


그림 1 차량용 광 네트워크 데이터 프레임

III. 리모트 프레임기반 시스템 모델

기존 차량용 광 네트워크 시스템의 구조는 그림2와 같다. 헤드유닛의 데이터 정보를 네트워크 인터페이스를 통해 광신호 변환 후 전송하게되며, 수신된 광신호는 미디어 유닛 네트워크 인터페이스를 통해 수신 후, 미디어 유닛의 프로세서와 프로세서에 접근하기위한 HBI 인터페이스 변환을 이용해 외부 스피커로 전달하게된다[3].

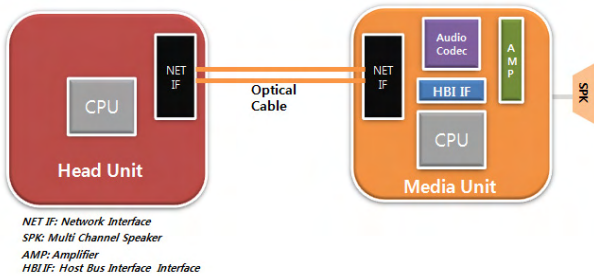


그림 2 기존 차량용 광 네트워크 오디오시스템

즉, 헤드유닛과 미디어 유닛이 각각의 프로세서를 통해 오디오 신호를 송수신해야하며, 각각의 프로세서에 접근하기위한 별도의 데이터 처리 방법이 요구된다. 본 논문에서는 그림3과 같이, 네트워크 인터페이스의 Remote Access Function Block을 할당하여 미디어 유닛의 해당 프로세서 없이 오디오 코덱에 전달하여 외부 스피커로 오디오 신호를 송출하는 방법을 개발하였다.

FBlockID	FktID	Otype	Parameters
NetIF	Remote Access	Set	AccessMode
		Get	-
		SetGet	AccessMode
		Status	AccessCode
		Error	ErrorCode

표 1 Remote Access FBlockID

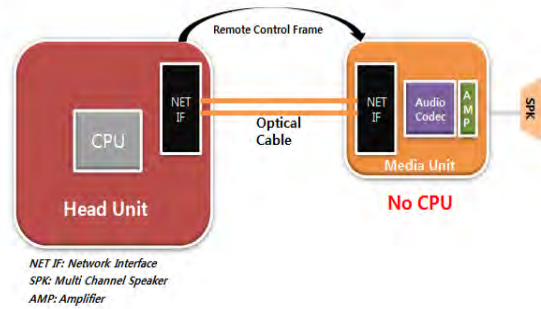


그림 3 리모트 프레임기반 개발 시스템

리모트 컨트롤 프레임을 통해 미디어 유닛의 네트워크 인터페이스로 오디오 코덱 제어 정보를 전달하고 동시에 스트리밍데이터를 송신하여 미디어 유닛에 연결된 외부 스피커로 오디오 신호를 전달하게 된다. 개발된 시스템 구조에 따르면, 미디어 유닛에는 해당 프로세서가 없으므로, 프로세서 접근 인터페이스 및 프로세서 전력, Peripheral 등 전력소모 및 플랫폼 가격 상승 요인이 없어진다. 즉, 저전력, 저가격으로 오디오 시스템 구축이 가능하게 된다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

리모트 컨트롤 프레임기반 광 네트워크 시스템 구현을 통해 차량용 광 네트워크 시스템의 연결 복잡도 감소와 저전력 저가격 오디오 시스템 구현 방법을 제안하였다. 향후, 타겟 플랫폼에 리모트 컨트롤 FBlock을 적용하여 헤드유닛의 운영체제와 관계없이 적용가능한 상용시스템을 구현할 예정이다.

참고문헌

- [1] Andreas Grzempa, MOST Book from MOST25 to MOST15, MOST Cooperation, 2012
- [2] Sang Yub Lee, Sang Hyun Park, Hyo Sub Choi and Chul Dong Lee, "MOST Network System Supporting Full-Duplexing Communication." IEEE ICAC, pp1272-1275, 2012, Korea
- [3] Sang Yub Lee, Sang Hyun Park and Hyo Sub Choi, "Implementation of Automotive Media Streaming Service Adapted to Vehicular Environment," Lecture Notes in Electrical Engineering, Vol. 240, pp 467-475, 2013.

차선 측정 영상 시스템 구조에 관한 연구

*김장권, **김지윤, ***김영선

*대림대학교 전자통신과, **광운대학교 컴퓨터과학과, ***대림대학교 세무회계과
e-mail : *jkkim@daelim.ac.kr, **techmr@naver.com, ***yskim306@daelim.ac.kr

A Study on the Structure of Traffic-Lane Measuring Imaging System

*Jang-Kwon Kim, **Ji-Yoon Kim, ***Young-Sun Kim

*Dept. of Electronic Communication Daelim College University,

**Dept. of Computer Science Kwangwoon University,

***Dept. of Tax & Accounting Daelim College University,

Abstract

The lanes measurement system has been gradually evolving with the development of image recognition technology and laser recognition technology. A variety of techniques to maintain smooth flow of road vehicles driving has been studied. Wear or abnormalities in the inspection lane, lane measured using the lane images taken with a digital video imaging system based on the structure of the system studied. Image processing module with digital image processing technology, wireless technology, image data, image compression technology, wireless transmission technology to identify the structure of the a longer lane detection system specifically to establish the specific structure of the data transmission technology is design.

현재 차선에 대한 측정 영상 시스템은 레이저를 이용하여 편위나 마모도 정도를 측정 영상을 위한 검출된 자료를 사람의 판단에 의하여 시스템의 정도를 판별하고 있는 실정이다. 또한 이러한 시스템은 그 연구가 설계자의 연구 시발점에 따라 기계적 접근 방법과 전기적 접근 방법, IT정보기술 접근 방법으로 각각의 연구 성과를 이루고 있는데 이에 본 논문에서는 디지털 영상으로 촬영된 차선 영상을 이용하여 차선의 마모나 이상 유무를 검출할 수 있는 차선 검출시스템을 기초로 하여 그 시스템의 구조에 대하여 연구한다.

영상에 대한 처리 기법으로는 전처리 작업 및 침식, 연산기법을 이용하여 차선의 소모도, 이상도를 처리할 수 있는 차선 검출 시스템에 기본 알고리즘으로 ALD(Abnormal Line Detection)를 기본으로 하고 이를 기반으로 처리한 데이터의 전송 향상성을 높이기 위하여 검출 이미지의 다양화를 연구하였다.

I. 서론

차선 측정 시스템은 영상인식기술 및 레이저 인식 기술 등의 발달로 점차 진화 되고 있다. 특히 도로를 주행하는 차량의 흐름을 원활하게 유지해 주는 기술은 다양하게 연구되어지고 있다. 이러한 연구 중 차선의 마모 정도를 영상으로 인식하여 유지보수에 도움을 주는 것이 본 연구의 목적이다.

II. 관련연구

2.1 차선 측정 시스템의 구성

차선검출시스템은 디지털 영상처리기술, 무선전송 영상 압축기술, 무선데이터 전송기술로 구성된다. 그리고 구현 알고리즘은 이미지 압축영상 필터기술, 무선 프로토콜 암호화 기술로 분류할 수 있다.

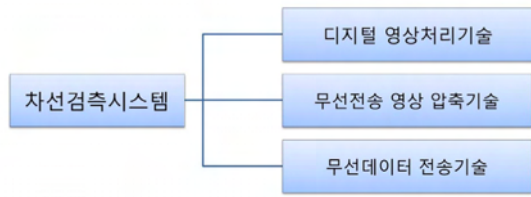


그림 1. 차선검측시스템의 구조

2.2 디지털 영상처리 기술

디지털 영상처리 기술은 영상 개선, 영상 복원, 영상 변환, 영상 분석, 영상 인식, 영상 압축으로 분류된다. 그리고 구현 알고리즘은 화소 점 처리, 영역 처리, 기하학적 처리, 프레임 처리로 분류할 수 있다.

(1) 디지털 영상 분석

컴퓨터를 이용해 디지털 영상을 분류하거나 판독할 수 있다. 이것을 하려면 디지털 영상이 지닌 속성을 수치화하거나 디지털 영상에서 특정 영역 등을 추출하는 작업이 필요한데, 이 작업을 디지털 영상 분석(Digital Image Analysis)이라고 한다. 디지털 영상을 분석하는 데는 디지털 영상의 크기나 특정 영역의 크기를 알아내는 과정과 디지털 영상의 형태를 파악하는 과정이 필요하다. 이 밖에 디지털 영상의 윤곽선을 찾고, 색상 및 무늬를 구별하며, 질감을 알아내는 작업도 해야 한다. 이렇듯 디지털 영상을 분석하는 방법은 여러 가지다.

(2) 디지털 영상 인식

디지털 영상 인식(Digital Image Understanding)은 인식하려는 객체나 형상에서 주요속성을 추출하여 식별할 수 있는 클래스나 카테고리로 분류하는 기술을 말한다. 디지털 영상 인식을 수행하려면 디지털 영상 입력, 전처리, 영상 분할, 특징 추출, 인식의 처리 단계 과정을 거쳐야 한다.

지문인식을 예로 들어보자. 첫 번째 단계에서 스캔한 지문의 디지털 영상은 지문인식기에 입력된다. 두 번째 단계에서는 입력한 디지털 영상에서 보이는 잡음 등의 데이터를 제거하려고 필터링 기술을 적용하는데, 이것이 전처리 과정에 해당한다. 세 번째 단계에서는 주요속성을 쉽게 추출하려고 디지털 영상을 분할한다. 분할한 영상에 각각 추출 알고리즘을 적용하면 처리 속도 및 저장 용량 면에서 유리하다. 네 번째 단계에서는 분할한 디지털 영상데이터에서 지문의 특징을 추출한다. 그리고 마지막 단계에서는 카테고리나 클래스

내에서 분류되었던 지문의 특징과 추출된 지문의 특징을 서로 비교하여 지문을 인식한다.

(3) HSV(High Speed Video)

고속 디지털 비디오 카메라는 엔지니어들이 연구자 고속 프로세스를 분석 진단 도구로 사용할 수 있다. 그것은 매우 높은 프레임 속도로 기록되고 관찰자가보고 측정하고 남의 도움이 없는 눈으로 봐서 너무 빠르게 일어날 사건을 이해할 수 있도록 슬로우 모션으로 재생되는 이미지의 연속 시리즈를 캡처할 수 있다. 고속 동영상은 단순히 높은 프레임 속도로 이벤트를 기록하고 훨씬 느린 속도로 다시 영상을 재생하고 실제로 무슨 일이 일어나는지 볼 수 있도록 함으로써 이벤트를 늦추는 기술이다.

고속 비디오는 고유의 모션 분석 응용 프로그램을 이해하는데 도움이 되고, 작품이 제품 디자인, 연구, 기계 유지 보수, 고속 동영상 등은 분석에 가장 중요한 도구 중 하나이다. 사물을 사람의 눈으로 모든 것을 잡으려고 하면 너무 빠르게 이동한다. 초당 프레임 수백 또는 수천의 동작 시퀀스를 캡처하는 대신 표준 캠코더 초소형 고속 비디오 카메라를 사용하는 경우 해당 고속 이벤트 내에서 발생하는 세부 사항을 볼 수 있다. 초당 500 프레임에서는 표준(30 프레임) 동영상에 잡힌 것이다. 초당 3,000 프레임은 각 표준의 비디오 프레임에 100의 이미지가 있다. 고속 비디오를 통해 의미있는 분석을 위해 허용하는 방식으로 중요한 고속 애플리케이션을 볼 수 있다. 500 프레임에 모션 시퀀스를 캡처하여 30 프레임에서 그것을 볼 수 있다면, 그것은 부드럽고 지속적인 운동을 참조하듯이 고속 동영상을 실제 움직임에 대한 이해를 제공한다.

2.3 검측 영상처리 알고리즘

급증하는 고속도로 및 자동차 전용 도로에서의 사고에 대한 파급효과로 안전사고 방지의 중요성 등 안전적 요인이 크게 증대되고 있다. 이에 도로교통 시스템에 적합하게 기술을 개발하고 시스템에 대한 검측시스템을 체계적으로 개발하여 독자적이고 독립적인 원천 기술을 개발하는 추세에 있다. 국내 차선 검측의 경우에도 실질적인 유지보수를 위해 독자적인 시스템 개발이 요구된다[8].

특히 차선에 대한 이론적인 검측 정확도 향상을 목적으로 한 검측 알고리즘으로는 침식 팽창기법을 활용한 ALD 시스템을 설계하였다.

Ⅲ. 차선 검측 시스템 구조

차선 검측시스템은 연구자의 학문적 시발점에 따라 다양한 연구가 이루어지고 있는 실정이다. 본 논문에서는 전산학적 출발점에서 영상인식과 이에 따른 압축 및 전송 알고리즘의 측면에서 연구하고자 한다.

3.1 ALD 시스템

도로상의 차선을 검출하기 위해 본 논문에서는 ALD 시스템을 제안 하고자 한다. 제안된 시스템은 이상 차선의 검출을 위해 HSV(High Speed Video) Camera로부터 영상을 획득하고 획득한 영상의 정확도 증가와 처리속도 향상을 위해 그레이 레벨로 변환한 뒤 콘트라스트 보정[1]과 노이즈 제거를 통해 차선의 이상 판별이 용이하도록 전처리를 수행한다. 그리고 전처리된 영상을 영상의 형태학적 처리 기법 중 하나인 Dilation(팽창)과 Erosion(침식)을 사용하여 최종구분 영상을 생성하며, 영상의 일부에 검지 영역을 설정하고 이상 선로를 구분해 낸다. 그림 1은 전체적인 시스템의 흐름도를 나타낸다.[1].

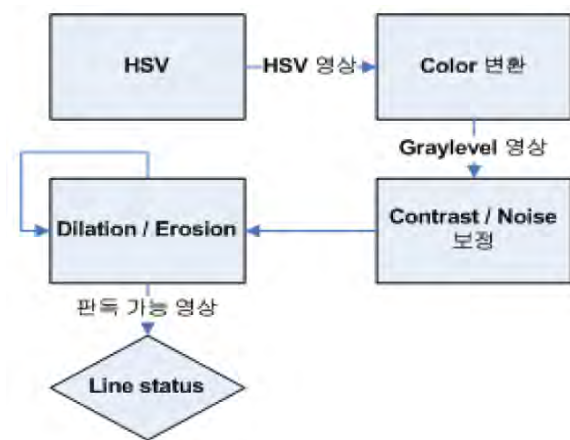


그림 2. ADL 시스템의 흐름도

3.2 무선전송 영상 압축기술

영상처리 기술기술 및 영상자료 저장 기술로는 무선통신 환경에 적합한 것이 전송효율이나 이미지 처리효율을 제고하는데 도움이 된다. 이에 차선 검측시스템에서는 Moving Picture Experts Group에서 제안하고 무선통신 환경에 적합한 MPEG-7 규약을 만족하는 이미지 파일 형식을 사용하도록 한다. MPEG-7은 내용기반 검색에 필요한 요소들을 표준화하여 제공하는 것을 목적으로 만들어지게 된 것으로 본 시스템의 구조에

적합하다. 또한 멀티미디어 검색 기능 중심인 차세대 인터넷 언어인 XML을 이용하여 콘텐츠를 구현하며, BiM이라 명명된 압축방법을 제어하는 특징을 가진다.

3.3 디지털 영상처리 기술

디지털 영상처리는 스캐너, 디지털 카메라 등으로 디지털 영상을 원하는 목적에따라 원래 영상보다 품질이 높은 영상으로 변환할 수 있다. 오래되거나 전송 중에 변질 또는 훼손된 영상을 복원할 수도 있다. 디지털 영상 내의 특징을 추출하여 활용할 수도 있고, 영상의 일부분만으로도 새로운 영상을 생성할 수 있다. 디지털 영상 데이터의 크기를 압축해 편리하게 저장과 전송을 할 수도 있다.



그림 3. 영상처리 알고리즘

디지털 영상의 기본 단위인 화소는 작은 점으로 화소 점이라고도 한다. 화소 점의 값이나 위치를 기준으로 화소 값을 변경하는 알고리즘을 활용한다. 화소 점 처리에서는 화소 값이나 위치를 이용해 화소 값 하나를 변경한다. 영역 처리는 화소의 값과 근접한 화소 값을 기준으로 값을 변경한다. 기하학적 처리는 영상 화소의 위치나 화소의 배열을 변화시키는 방법이다. 기하학적 처리 방법은 영상의 크기를 줄이거나 확대하는 스케일 처리가 있다. 프레임 처리는 서로 다른 영상으로 각종 연산 등을 조합하여 새로운 화소 값을 생성하는 것을 말한다. 영상 인식 알고리즘프레임 처리로 생성된 영상의 각 화소는 입력한 영상과 같은 위치에 있게 된다.

무선 데이터 전송 기술로는 미국 전기 전자 학회(IEEE)의 작업 그룹에서 개발한 규격인 802.11, 802.11a, 802.11b를 이용하며 특히 일반 개방공간에서의 무선데이터의 전송 보안을 위하여 WPA(Wi-Fi Protected Access)를 지원한다.

WPA는 무선랜 보안 표준의 하나. WEP(Wired Equivalent Privacy) 키 암호화를 보완하는 TKIP(Temporal Key Integrity Protocol)라는 IEEE 802.11i 표준을 기반으로 하고 있으며, 인증 부문에서도 802.1x 및 EAP(Extensible Authentication Protocol)를 도입해 성능을 높인 것이다. 특히 패킷당 키 할당

기능, 키값 재설정 등 다양한 기능이 있기 때문에 해킹이 불가능하고 네트워크에 접근시 인증 절차를 요구한다.

IV. 결론

본 논문에서는 ALD 시스템을 이용하여 소프트웨어적으로 완성한 기본을 바탕으로 하여 전체적인 차선검지 시스템의 구조를 제시하여 차선 이상영역 검측시스템의 세부 구조를 정립하였다.

본 논문에서 제시한 차선검측 시스템의 구조는 이전 연구에서 제안한 침식 팽창기법을 이용한 차선검측 시스템에서의 고속촬영 영상에 대한 이상영역의 검측 및 발견이라는 시스템의 기본 구성 설계와 핵심 알고리즘에 관한 연구에 이어서 영상처리 모듈인 디지털 영상처리기술과, 영상 데이터기술인 무선영상 압축기술, 전송기술인 무선데이터 전송기술의 구체적인 구조를 정립하여 구체적으로 이상 차선 검지가 가능한 시스템의 구조를 파악하고 설계를 이루는데 그 의의가 있다 하겠다.

향후에는 보다 신뢰성 있는 검측시스템의 발전과 급변하는 기후환경 및 도로교통 발전 속도에 맞는 검측 시스템의 연구가 이루어져야 할 것이다.

참고문헌

[1] Harley R. Myler(1993).“ContrastCorrection”,The Pocket Handbook of Image Processing Algorithms in C, pp.57-58, Prentice Hall.

[2] Fitch. J(1984).“Median filtering by threshold decomposition”,IEEE Transaction on Acustics, Speech, and Signal processing, Vol.32, No.1, pp.145-153.

[3] Su Chen(1995).“Recursive erosion, dilation, opening, and closing transforms”,IEEE Transaction on Image processing, Vol.4, No.3, pp.335-245.

[4] A.K. Forrest(2006).“Colour histogram equalisation of multi channel images”,IEE Proc.-Vis. Image Signal Processing, Vol.152, No.6, pp.677-686.

[5] Mohamed Moussa (2004).“Decision tree module within decision support simulation.

[6] 이평원(2000), “차량의 종류와 자동차번호판 인식을 위한 영상처리 알고리즘개발”, 서울시립대학교 대학원. 2000 석사논문, pp.7-11.

[7] 안영훈, 현충일(2006), “전철화된 호남선에서의 전기차량에 의한 전차선로 측정 및 평가”, 한국철도학회 2006 춘계학술대회논문집, pp.767-771.

[8] 임금광, 윤용한(2004), “전차선로 자동 장력 조정 장치의 개선방안” 한국철도학회 2004 추계학술대회 논문집, pp.1328-1333

[9] 박영, 조용현, 조철진, 김원하(2010), “고속카메라를 이용한 전차선 마모 검측 영상처리 알고리즘 개발” 전기전자재료학회 2010 전기전자재료학회논문지, pp.632-637

High Speed Memory Test를 위한 Hi-Fixture 개발

*김은원, 박종진
 대림대학교 전자통신과
 e-mail : ewkim@daelim.ac.kr, vlsistar@meritech.co.kr

Development of Hi-Fixture for High Speed Memory Test

*Eun-Won Kim, Jong-Jin Park
 Department of Electronic Communications
 Daelim University College

Abstract

In this paper, the proposed Hi-Fixture includes BOST (Built-Out Self Test) Board is testable to High Speed Device in existing low cost ATE device. Proposed Hi-Fixture is testable to uniform pattern as memory using lower ATE channel, and is able to high speed memory test independent of operating frequency of ATE. And proposed Hi-Fixture includes vector generator is adoptable to methode in memory and LDI test.

I. 반도체 검사 장비의 개요

반도체 검사 장비는 그림 1과 같이 Head, Handler 그리고 Head와 Handler를 연결해 주는 Hi-Fixture의 3 부분으로 구성된다. ATE는 HEAD와 Handler로 구성되며, ATE는 반도체 검사의 설비에 해당된다. Hi-Fixture는 검사하고자 하는 반도체 디바이스에 따라 회로가 구성되며, HEAD에서 출력되는 Test Vector을 디바이스로 전송하는 역할을 한다.

최근 고성능 디바이스가 개발되고 있는 상황에서 반도체 검사는 고속처리와 많은 IO를 요구하고 있다. 이에 따라 ATE장비는 High Speed와 많은 Channel을 요구하고 있다. 하지만 ATE 장비가 고가의 설비이므로 신규 투자가 쉽지 않은 상황이며, 기존 ATE 장비

의 활용 방안에 대한 연구가 지속적으로 이루어졌다. 반도체 검사에서 제한된 부분이지만 BIST와 같이 일정 패턴에 의해 Test되는 디바이스는 대표적으로 메모리나 LDI가 있으며, 이와 같은 디바이스의 ATE 검사는 Hi-Fixture에서 추가로 구성된 Test Board가 일정 부분 Test를 담당함으로써 Channel의 확장이나 처리 속도의 향상을 가져올 수 있다. Hi-Fixture에서 일정 부분 Test를 담당하는 보드에는 TOB(TestonBoard)또는 BOST(Built-outSelfTest)Solution이 있다.

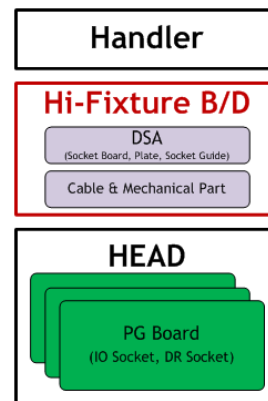


그림 1. 반도체 검사 장비의 구성도.

TOB(TestonBoard)또는 BOST(Built-outSelfTest)는 기존의 검사장비(Low Speed ATE)를 이용하여 고성능 디바이스를 검사 할 수 있는 최첨단 기술력이 적용된 방법이다. 이중에서 BOST Solution은 메모리 검사에 적합한 방법으로 Test Speed가 100Mbps인 검사 장비

에서 동작 Speed가 1Gbps이상인 DDR3의 High Speed 동작특성의 검사를 할 수 있으며, I/O Channel Resource가 부족한 검사 장비는 배수의 Para 확장이 가능하도록 하였다.

II. 반도체 검사 장비의 구성

2.1 Test 장비 구성

그림 2는 전통적인 반도체 검사 장비의 구성도이다. 전통적인 반도체 검사 장비는 Test Head와 Handler로 구성된 ATE 장비와 Test Head에서 출력 또는 입력되는 Test Vector를 Target로 전송하는 역할을 수행한다.

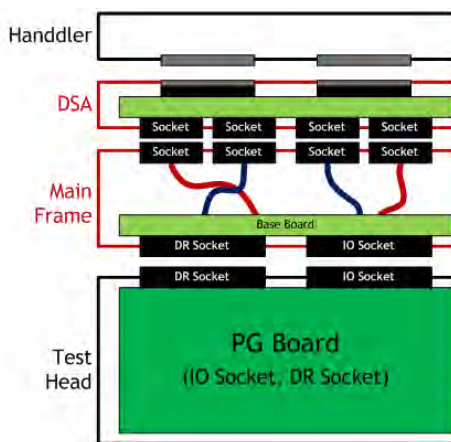


그림 2. 전통적인 Test 장비의 구성도

그림 3는 ATE 장비의 Channel 및 처리 속도의 한계를 극복하기 위한 새로운 Test 장비의 구성도이다. 새로운 Test 장비의 구성은 기존의 방법과는 달리 Hi-Fixture에 Test Vector를 처리 할 수 있는 BOST Board가 추가되었다. 따라서 기존 Hi-Fixture는 Test Vector를 전송하는 역할을 하지만, 새로운 Hi-fixture는 BOST Board에서 Test Vector에서 가공하여 전달한다. Test Vector의 가공하는 방법에 따라 사용 Channel을 증가 시킬 수도 있으며, 처리 속도를 증가 시킬 수도 있다.

2.2 Test Vector의 처리 방법

Test 장비에서 Test Vector의 처리 방법에 따라 처리 시간 및 Channel 크기가 달라진다. 그림 4는 Test Vector의 처리 방법에 따른 처리 시간 및 사용하는 Channel 크기를 보여 준다. 그림 4의 Test Method 1은 그림 2. 전통적인 Test 장비에서 Test Vector가 처리 되는 과정을 보여 주며, Memory와 같은 Device은 반복적인 Write와 Read의 반복적인 동작에 의해 기능

을 Test한다. 그림 4의 Test Method 2와 3은 그림 3의 새로운 Test 장비에서 Test Vector서 처리 할 수 있는 방법을 보여준다.

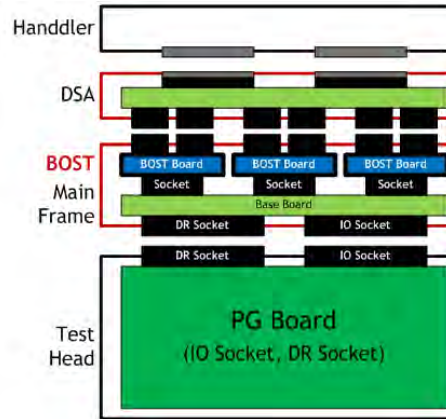


그림 3. 새로운 Test 장비의 구성도.

새로운 Test 장비의 Hi-Fixture에서 BOST Board는 Test Vector를 가공할 수 있으며, 그림 4의 Test Method 2는 입력된 CLK을 PLL을 통하여 2배의 주파수로 생성한 후 Memory의 CLK신호로 사용한다. 물론 ATE에서 출력되는 Test Vector Add와 Data의 출력도 조절해야 한다. 이로써 동일 Memory Test를 Test Method 1에 비하여 1/2의 처리시간에 수행 할 수 있다. 그림 4의 Test Method 3은 ATE 장비에서 출력되는 Test Vector의 Channel 크기를 늘려서 2개의 Address와 2개의 Data을 출력한다. 또한 Hi-Fixture의 BOST Board에서는 입력된 CLK를 그림과 같이 4배 PLL Clock을 생성하여 Memory의 Clock 신호로 사용하고, Buffer에 저장된 Address와 Data을 순차적으로 Test Device에 출력한다. 이로써 동일 Memory Test를 Test Method 1에 비하여 1/4의 처리시간에 수행 할 수 있다. 하지만 ATE에서 사용 해야 할 Channel 수가 증가하는 문제점이 있다.

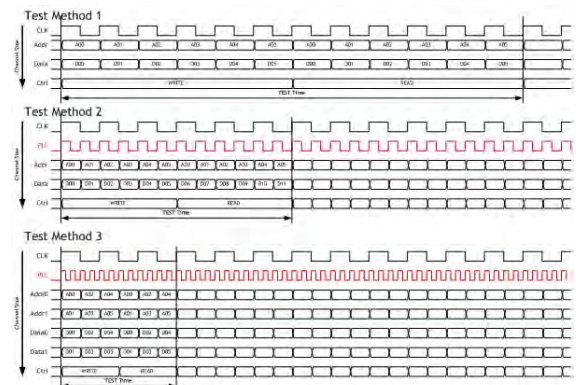


그림 4. Test Vector 처리 방법

2.3 BOST Board에서 Para 확장 방법

Hi-Fixture에서 BOST Board는 그림5와 같이 FPGA가 있으며, FPGA는 Test Vector의 가공이 이루어진다. 또한 FPGA는 많은 입출력 IO를 가지고 있다. Memory Test는 동일 Pattern에 의하여 Test되는 경우 그림 5와 같이 입력된 1개의 DUT Vector를 여러 개의 DUT Memory에 Test Vector으로 사용할 수 있다. 물론 ATE에서 출력된 Test Vector를 여러 개의 DUT Memory에 연결하여 사용할 수 있지만, Driver 능력의 한계로 부가적인 부품을 써야 한다.

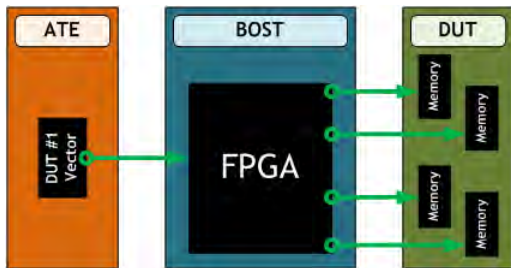


그림 5. BOST Board에서 DUT 확장 방법

BOST Board에서 DUT 확장은 기존 Low Cost ATE 장비에서 고기능 디바이스 검사에서 Channel의 부족한 문제를 해결 할 수 있다.

2.4 BOST Board가 포함된 Test 장비의 데이터 흐름도

그림 6은 Hi-Fixture에서 BOST Board가 포함된 구성도이다. BOST Board에는 FPGA 디바이스가 포함되어 있으며, FPGA는 BOST 기능에 따라 Clock Generator, Buffer, Comparator 등의 회로가 포함되어 있다. 또한 FPGA 디바이스는 다양한 회로를 구현 할 수 있으므로 Test Device에 따른 다양한 응용이 가능하다.

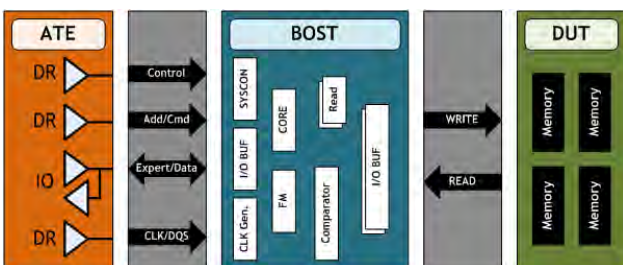


그림 6. BOST Board가 포함된 Test 장비의 데이터 흐름도

III. 제안된 Hi-Fixture의 BOST Board

3.1 제안된 Hi-Fixture의 BOST Board의 구성

제안된 Hi-Fixture의 구성은 그림 7과 같으며, 기존 BOST Board가 추가된 Test 장비의 구성과 동일하다. 하지만 Test Head에서 수행하는 Test Pattern Generation의 기능을 대부분 BOST Board에서 수행한다. 따라서 고성능의 Memory를 Test하기 위하여 ATE 장비의 Channel 이나 처리속도에 의존하지 않고 BOST Board의 FPGA에 의존함으로써 기존의 Low Cost ATE 장비를 사용할 수 있다. 또한 BOST Board를 사용한 기존의 방법은 ATE에서 출력되는 Test Vector 신호 중 2배 이상의 CLK 신호로 처리 할 수 없고, 2배 이상의 처리 속도로 처리를 원하면 Channel의 증가 시켜야 하는 문제점이 발생하는데, 제안된 방법의 Channel 수를 증가 시키지 않고, 원하는 Clock Rate에서 Memory를 Test할 수 있다.

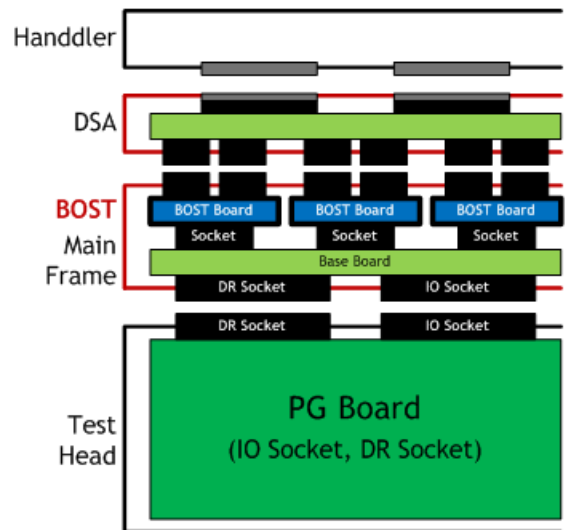


그림 7. 제안된 Test 장비의 구성도

3.2 BOST Board에서 FPGA의 기능

그림 8은 제안된 BOST Board가 포함된 Test 장비의 데이터 흐름도를 보여준다. ATE에서 전송 받는 Data은 이전 BOST Board가 포함된 Test 장비의 데이터 흐름과 다르게 Memory를 Test하기 위한 Test Vector는 전송하지 않고 CMD와 Test Result Data만을 전송한다. 물론 CLK는 Memory Test에서 사용하기 위한 CLK가 아니라, CMD를 처리 하기 위함이다. Memory에서 사용되는 CLK는 FPGA PLL에서 생성된 Real Clock이다. BOST Board에서 FPGA 기능은 Memory Test Vector를 생성하는 Pattern Generator와 Memory Test 결과를 판단할 Pass Decision Process으로 구성된다.

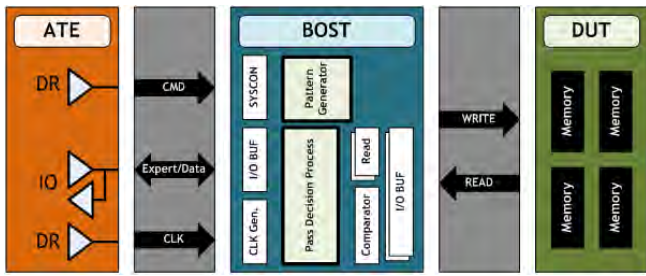


그림 8. 제안된 BOST Board가 포함된 Test 장비의 데이터 흐름도

3.3 제안된 Test Vector의 처리 방법

그림 9는 제안된 방법에 의한 Test Vector의 처리 방법이며, ATE Data Process는 Hi-Fixture와 ATE 사이의 전송되는 Data이다. Hi-Fixture의 BOST Board는 ATE에서 입력 받은 CMD에 따라 Pattern Generator와 Pass Decision Process를 제어한다. BOST Board의 Pattern Generator는 CMD에 의해 동작되며, 고속의 Clock으로 Memory Device의 Test를 수행하며, Test 결과는 Pass Decision Process에서 판단하여, ATE에 전송한다.

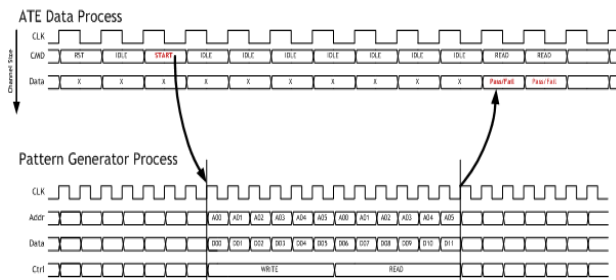


그림 9. Test Vector 처리 방법

IV. 결론

제안된 BOST Board가 포함된 Hi-Fixture는 기존 Low Cost의 ATE 장비에서 High Speed 디바이스의 검사가 가능하다. 제안된 Hi-Fixture는 적은 ATE Channel 사용하여 Memory와 같은 일정한 Pattern의 검사가 가능하며, ATE 동작 주파수에 무관하게 고속의 Memory 검사가 가능하다. 그리고 제안된 Hi-Fixture의 BOST Board는 FPGA의 I/O에 따라 다수의 DUT 처리 가능하다. 하지만 제안된 BOST Board가 포함된 Hi-Fixture는 Test 메모리에 따른 Pattern Generator의 RTL 설계가 필요하다. 본 논문에서 제안한 Vector Generator가 포함된 Hi-Fixture는 대량의 Test가 이루어지는 메모리나 LDI에 적합한 방법으로 생각한다.

참고문헌

- [1] Abromovici, Miron, Melvin A. Breuer, Arthur D. Friedman, *Digital Systems Testing and Testable Design*, Computer Science Press, 1990.
- [2] Alfred L. Crouch, *Design-for-Test for Digital IC's and Embedded Core Systems*, Prentice Hall, 2000.
- [3] Alexander Miczo, *Digital Logic Testing and Simulation*, John Wiley & Sons, 2003.
- [4] Daniel Milton, An Efficient Built-in Self Test (BIST) Methodology for Testing Configurable Embedded Memories in FPGAs: A Case Study
- [5] Allen C. Cheng, Digital System Testing Project Report - Comprehensive Study on Designing Memory BIST: Algorithms, Implementations and Trade-offs, 2002.

스마트폰을 이용한 스마트 OBD2 단말기 시스템 개발에 관한 연구

*박정일, 김은원, 박화세
대림대학교 전자통신과

e-mail : jipark@daelim.ac.kr, ewkim@daelim.ac.kr, hspark@daelim.ac.kr

Study of The Smart OBD2 Terminal System Development for The Smart Phone

*Jung-Il Park, Eun-Won Kim, Hwa-Se Park
Department of Electronic Communications
Daelim University College

Abstract

In this paper, developed on the OBD2 Terminal System to transfer smart phone from CAN in vehicle information. Controller Area Network(CAN) support for in-vehicle communication, most of vehicle is currently being commercialized. In this paper, Define the OBD2 Terminal Hardware system designed methods and data transfer method for transmission smartphones to Vehicle data obtained from the CAN communication.

I. 서론

차량용 OBD2 전송장비는 차량에서 수집되는 CAN 및 기타 OBD2 데이터를 수집하여 이를 Bluetooth를 통하여 전송하는 장비이다. 또한 OBD2 데이터는 OBD2 단말기를 이용하여 OBD2 데이터를 스마트 폰에 전송하여 스마트 폰에서 데이터를 수신하여 이를 이용한 다양한 서비스를 할 수 있는 시스템이다. 차량에서 발생하는 정보는 일반적인 통신방식으로 이루어져 있지 않고 차량에서 사용되는 별도의 통신 방식을 이용하여 구성되어 있어 일반 사용자가 쉽게 사용할 수 있는 것은 아니다. 이러한 차량용 데이터를 사용자가 볼 수 있도록 하는 시스템으로 현재 많이 사용하고 있는 방식이

OBD2 이며, OBD2 전송 시스템은 차량의 정보를 수집하여 전송하는 시스템으로 본 논문에서 제안한 시스템에서는 OBD2 전송 시스템에 Bluetooth 및 NFC를 장착하여 일반인들이 쉽게 사용할 수 있도록 NFC를 이용하여 자동 Pairing 기능을 가질 수 있도록 구성하였으며 Bluetooth 4.0을 적용함으로써 상대적으로 Bluetooth 장비에 대한 호환성이 좋도록 시스템을 구성 하도록 하였다. 아울러 차량의 단말기의 설계 중 가장 고려하여야 할 사항은 전력 소비에 대한 문제이다. 대부분의 차량 단말기는 차량에 장착되어 있는 배터리를 사용하여 동작을 하고 있기 때문이다. 따라서 OBD2 단말기 설계에 있어도 차량 방전을 방지하기 위하여 단말기의 대기 전력을 최소화 할 수 있도록 하는 시스템을 개발하는 것이다. 또한 OBD2 전송장비에서 송신된 데이터를 일반 앱 개발자들이 쉽게 이해하고 쉽게 앱을 개발 할 수 있도록 프로토콜을 정형화 한 프로토콜 및 데이터 송수신에 대한 프로그램용 API 형태로 제공함으로써 누구나 OBD2 전송시스템과 연계하여 앱을 개발 할수 있게함으로써 스마트폰의 하나의 부가 서비스로 활용하여 차량운행시 필요한 정보를 수집하여 스마트폰에 저장하여 차량운전자가 저장된 데이터를 이용하여 차량운전 및 안전에 활용할 수 있도록 하는 것이다.

기존에 나와 있는 OBD2 전송 단말기들은 일반적으로 소비 전력이 많고 또한 위치정보나 에코드라이빙, 고장진단등에 대한 정보만 제공하며 폐쇄적으로 운영되고 있다. 본 논문에서 개발하려는 장비는 OBD2기능을 이용한 차량 ECU의 정보를 사용자가 활용할 수 있도록하는 OBD2 에 Bluetooth를 연결하여 차량에서 발생하는 CAN 통신 데이터를 수신하여 일반적으로 산업체 표준으로 사용하고 있는 RS232C 규격으로 데

이터를 변환하여 변환된 데이터를 시리얼 데이터를 전송하는 Bluetooth의 기능을 이용하여 전송하는 OBD2 To Bluetooth 데이터 전송하는 하드웨어를 개발하는 것이다. 또한 현재 대부분의 노트북이나 데스크탑 PC 및 스마트 폰에 장착되어 있는 Bluetooth는 기본적으로 시리얼 통신을 지원하고 있다. 따라서 OBD2에서 Bluetooth로 데이터를 전송하는 경우 시리얼 통신 기능을 이용하여 Bluetooth에 데이터를 전송하는 경우 노트북, PC 및 스마트 폰에서 간단하게 환경만 설정하면 OBD2에서 데이터를 수신할 수 있다. 사용자가 활용하기 편하도록 차량에서 발생한 CAN 데이터를 Bluetooth에 전송하는 규격을 만들어 사용할 수 있는 API 또는 프로토콜 규격을 제공하여 원하는 데이터를 받아 볼수 있도록 하는 것이다 [1][2].

그림 1 은 개발 시스템의 동작 시스템 구성도를 보여 주고 있다.

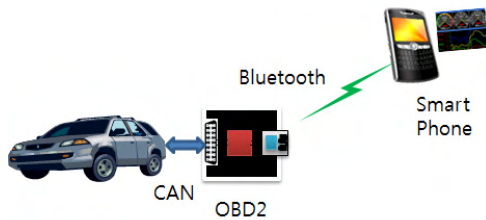


그림 1. OBD2 동작 시스템 구성도

II. 스마트 OBD2 단말기 하드웨어 구조

차량에서 사용되고 있는 대부분의 전장 제품들은 차량이 가지고 있는 배터리를 이용하여 동작을 한다. 따라서 얼마나 소비전력 및 대기전력을 줄일 수 있는가가 하드웨어 설계에 있어서 매우 중요한요소이다. 이러한 소비전력 및 대기전력에 대한 소모를 줄이는 것은 단순히 하드웨어에서 뿐만 아니라 소프트웨어를 개발하는 경우에서도 고려하여야 할 사항이다. 차량의 대기 전력을 줄일 수 있는 방법은 소비전력이 적은 하드웨어 소자를 사용하여야 하며 차량의 액서사리 및 ALT 신호를 활용하여 대기전력을 최소화하는 방법을 연구하여야 하며 스마트폰, PC 및 노트북과의 연결을 위하여 사용하는 Bluetooth 는 현재 4.0 표준이 발표되었으며 통신 및 대기시 전류를 최소화 할 수 있도록 구성되어 있다. 본 논문에서는 OBD2를 설계하는 데 있어 Bluetooth 4.0을 이용하여 하드웨어를 설계하였으며 차량에 있는 데이터를 입력 받기 위하여 INV(In Vehicvle Network) 의 대표적인 통신 방식인 CAN 통신을 이용하여 데이터를 수신하도록 시스템을 구성하였다.

그림 2 는 OBD2 데이터를 Bluetooth를 이용하여 데이터를 전송하는 하드웨어 시스템을 보여주고 있다.

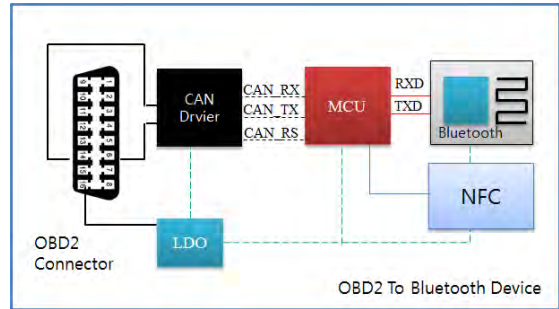


그림 2. OBD2 데이터 전송 시스템

기존에 사용되고 있는 OBD2 시스템은 일반적으로 OBD2 데이터를 Bluetooth로 데이터를 전송하는 시스템이다. 본 논문에서 제안한 시스템은 Bluetooth 모듈에 추가로 NFC(Near Field Communication)을 추가한 시스템으로 일반적인 많은 사람들이 Bluetooth를 스마트폰과 Bluetooth가 내장된 장비와의 연결하는 방법을 잘모르는 경우가 많다. 따라서 이러한 부담감을 줄이기 위하여 OBD2 전송장비에 NFC를 넣어 사용자가 사용자의 스마트폰을 전송장비에 터치를 하면 자동으로 스마트폰에서 전송장비의 Bluetooth에 대한 정보 즉 PIN code 및 기타 정보를 NFC를 이용하여 스마트폰에 전송함으로써 사용자가 OBD2 전송장비를 손쉽게 사용할 수 있도록 하는 기능을 가지고 있다[3][4].

III. OBD2 장비 연결 및 데이터 전송

본 논문에서는 OBD2와 Bluetooth를 가지고 있는 장비와의 연결에 있어서 NFC 가 있는 장비와의 연결시 NFC를 이용하여 연결을 하고 NFC가 없는 장비와의 연결시 NFC 일반적으로 Bluetooth 와 Pairing 하는 방법으로 연결한다. 연결시 NFC를 사용하는 경우 Bluetooth scan이나 검색없이 스마트폰을 기기에 가까이 접근 시키면 OBD2 전송장비에 있는 Bluetooth의 PIN Code 및 MAC 정보를 NFC를 이용하여 전송하여 자동으로 Pairing 하도록하는 시스템이다.

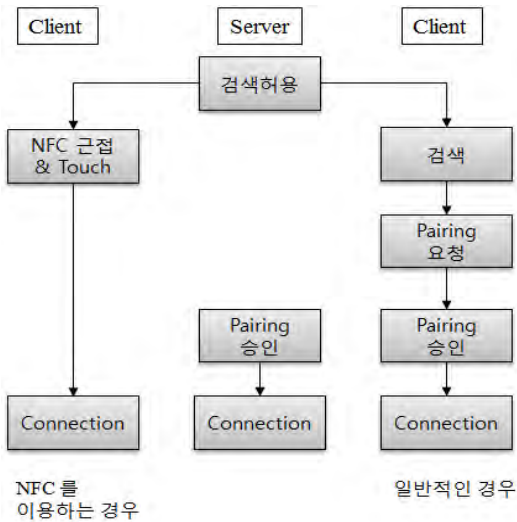


그림 3. OBD2 와 스마트폰과의 Pairing 방법

한번 Pairing된 기기는 자동으로 Pairing 됨으로 그 이후에는 NFC를 사용하지 않고 동작으로 한다. 그림 3은 Bluetooth 와 OBD2 장비와의 Pairing 방법을 보여주고 있다.

일반적인 사용자는 차량에서 사용하는 CAN 통신에 대한 데이터 구조를 잘 모른다. 하지만 많은 산업용 장비와 학교등에서는 시리얼 통신 방식에 대한 것은 손쉽게 자료를 구할 수 있고 많이 사용하는 통신 방식이다. 따라서 차량에서 사용되는 데이터를 시리얼통신 중 가장 많이 사용하는 RS232C 통신방식으로 변환하여 원격으로 전송하면 Bluetooth 가 설치되어 있는 장비와의 통신에서 별도의 디바이스 프로그램이 없이 시리얼통신으로 데이터를 수집할 수 있다. 현재 노트북, PC 및 스마트폰에서 상용화되고 있는 대부분의 Bluetooth 모듈은 모듈을 연결하게되면 기본적으로 시리얼 통신을 지원할 수 있도록 디바이스 드라이버를 제공하고 있다. 하지만 사용자가 OBD2에서 전송된 데이터를 스마트폰에서 보려면 별도의 앱을 제작하여야 한다. 또한 앱을 제작하기 위하여는 OBD2에서 전송하는 데이터 전송 프로토콜 구조 및 기타 개발에 필요한 요소들을 알아야 한다.

따라서 사용자가 손쉽게 스마트폰 앱을 제작할 수 있도록 제작하기 위하여 필요한 API 에 대한 표준을 만들고 이 표준을 제공함으로써 누구나 쉽게 원하는 기능을 구현할 수 있도록 하는 차량용 OBD2 API를 구현하는 것이다[5]. 또한 차량용 OBD2 전송 단말기에 대한 데이터 전송에 대한 표준을 만들어 제공하는 것이다. 또한 OBD2에서 데이터를 수신하기 위하여 통신에 필요한 기본적인 요소는 NFC 를 이용하여 초기에 전송하여 사용자가 사용할 수 있도록 시스템을 구

현하는 것이다.

IV. 결론

본 논문에서는 차량에서 발생하는 데이터를 사용자가 손쉽게 볼수 있도록 하는 OBD2 전송 단말기에 대한 하드웨어 및 소프트웨어 시스템을 제안하였다. OBD2 기능은 차량의 상태를 점검하기 위하여 만들어진 시스템이다.

차량의 보급이 증가하고 많은 사람들이 차량에서 생활하는 시간이 급증하고 있으며 미래의 자동차는 지금의 엔진을 가진 차가 아닌 모터로 움직이는 차가 될 것이다. 이러한 모터로 움직이는 차의 많은 부분이 전기전자로 이루어 질것이면 이에 따라 차량의 편의 및 안전 등 많은 부분에서 ECU를 하용하게 될 것이다. 따라서 이러한 차량의 운행에 따른 차량용데이터는 자중차 회사만의 것이 아니라 각각의 개인 고객 또한 차량의 데이터를 볼수 있어야 하며 또한 차량에서 발생한 데이터를 스마트폰에 저장하여 필요시 데이터를 활용할 수 있어야 한다. 따라서 본 논문에서는 이러한 이유로 차량용 데이터를 사용자가 손쉽게 볼수 있으며 활용할 수 있도록 하기의하여 OBD2 전송 단말기와 스마트폰과의 연결을 자동화하는 방법으로 기존의 차량용 OBD2 단말기에 NFC를 추가함으로써 별도의 동작 없이 스마트폰을 OBD2 단말기에 근접하거나 Touch함으로써 단말기와의 연결에 필요한 동작을 할 수 있는 시스템을 제안하였으며, 차량의 OFF 상태인지 ALT 상태를 파악하여 단말기의 상태를 조절할 수 있도록 하는 알고리즘을 제안하였으며 또한 스마트폰을 사용하여 앱을 개발하는 사용자에게 표준 API의 필요성을 제안하였다.

참고문헌

[1] 박정국 “북미 OBD2 법규”, 자동차공학회지, pp 39-43, 2000.8
 [2] 박효원, 이경득의 “OBD2 와 CDMA 모듈을 이용한 차량용 배터리 원격 자가관리 시스템 구현” 한국정보기술학회, pp 81-88, 2010.11
 [3] www.csr.com
 [4] Jorge Zaldivar, Carlos T. Calafate, Juan Carlos Cano, Pietro Manzoni “Providing Accident Detection in Vehicular Networking Through OBD-II Device and Android-based Smartphones” 5th IEEE Workshop On User MObility and VEhicular Networks, pp 819-823 , 2011
 [5] Interntional Organization for Standardization, “ISO 15765: Road Vehicle, Diagnostics on Controller Area Network(CAN),“ 2004.

건설현장 작업안전을 위한 안전모 구현

*홍석용, 이승현, 김보민, 장문석, 이웅혁
한국산업기술대학교 전자공학과

e-mail : syhong0804@nate.com, lsh@kpu.ac.kr, bmkim@kpu.ac.kr,
msjang@kpu.ac.kr ehlee@kpu.ac.kr

implementation of a hard hat for safety of construction site.

Seok-Yong Hong, Seung-Hyun Lee, Bo-Min Kim,
Mun-Suk-Jang, Eung-Hyuk Lee

Department of Electronic Engineering, Korea Polytechnic University

Abstract

This study is the thing about the system which manages the hard hat whether wearing or not of the operator of the construction site and prevents the safety-related accident. The system is consist of two parts. First, hard hat with magnetic proximity sensors, Second, The monitor program managing the location of the operator, connection time. The communication between Hard hat and monito system used the RF communication of 400 MHz bands

사안이다. 안전모의 턱끈을 착용하였을 경우 안전모가 물체의 충격을 흡수 하여 안전모 미 착용대비 충격을 1/10로 줄여주는 완충작용을 하게 된다[2]. 그러나 안전모의 턱끈을 착용하지 않을 경우 위험물체가 안전모에 부딪혔을 때 안전모가 근로자를 보호하지 못하고 근로자가 상해를 당할 확률이 높기 때문이다[3].

따라서 본 논문은 건설현장에서 안전모의 미착용으로 인한 빈번한 사고를 예방하고자 개개인의 안전모 착용 유/무를 관리하는 안전모를 구현하고자 한다.

I. 서론

건설현장의 산업재해 중 상해부위별 사망분석 결과 근로자들이 가장 많이 다치는 곳은 머리 부분이다[1]. 머리사고의 대부분은 근로자의 추락재해와 못, 쇠조각 및 돌조각이 얼굴부위에 맞는 비래사고, 벽돌 또는 각목등이 떨어져서 머리를 다치는 경우가 대부분이다[1]. 산업안전보건공단의 조사에 따르면, 건설현장에서 머리를 다치는 사고가 높은 이유는 대다수의 근로자가 안전모를 귀찮다고 착용하지 않는 것으로 조사 되었고 추락으로 인한 사망중 안전모를 착용한 사람은 약 6% 내외로 집계 되었다[2].

안전모 착용에서 턱끈의 착용 유/무는 중요시 되는

II. 본론

2.1 안전모의 착용 유/무를 확인하는 턱끈

본 논문에서는 안전모의 턱끈 체결 확인을 위해 마그네틱 근접 센서(magnetic Proximity Sensor)를 적용하고자 한다.

이는 마그네틱 근접센서의 선(wire)에 전류가 흐르고 있을 때 자석을 인접하면 전류가 흐르지 않는 특성을 활용하기 위함이다. 이 같은 특성을 바탕으로 턱끈 체결 고리의 한쪽에는 마그네틱 센서를, 다른 한쪽에는 자석을 부착하여 턱끈의 체결 유/ 무를 쉽게 판별 가능하다.

2.2 원격지 모니터링 시스템

안전모의 턱끈 체결 유/무를 원격지에서 관리 하기

위해 위해서는 무선 모듈 및 통합 관리 모니터링 프로그램이 필요하다.

2.2.1 무선모듈

본 논문에서 구현한 무선모듈의 구성도는 그림 1과 같다. 무선모듈은 다양한 외부 환경에서 사용하기 위해 400MHz 대역의 RF 통신을 채택한다. ZigBee 또는 Bluetooth 통신도 있지만 이 같은 통신 모듈은 2.4GHz 대역으로 고주파이기 때문에 저주파 대비 건물 외벽의 전파투과율이 떨어지기 때문이다.

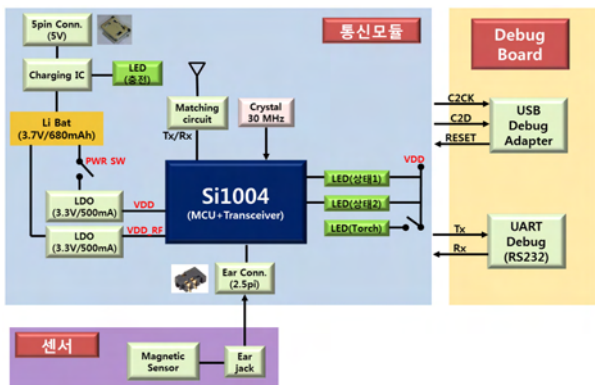


그림 1. 무선모듈 구성도

2.2.2 모니터링 시스템

무선 통신을 사용하면 송/수신 간의 전파 세기로 대략적인 위치를 유추 가능하며 이 같은 위치 추정을 위해서는 단말 노드간의 무선 센서 네트워크[4]가 필요하다. 본 논문에서는 다음과 같은 센서 네트워크를 구성한다. 구성은 안전모(End-Device)와 중계기 그리고 싱크노드(Sink Node)이다. 그림 2는 센서 네트워크 구성도이다.

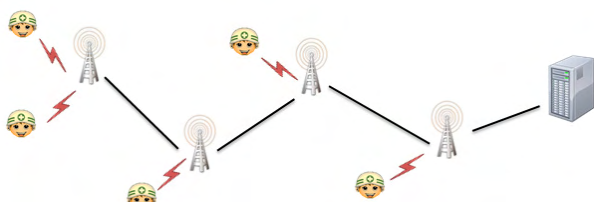


그림 2. 센서네트워크 구성도

안전모에 장착된 턱끈 감지 모듈은 턱끈의 착용 유/무를 가장 가까운 중계기에 전송한다. 중계기는 미리 정해진 루트를 따라 다음 중계기로 차례대로 다음 중계기로 전송하고 최종적으로는 안전관리 프로그램에 연결된 싱크노드에 전송되어 안전관리 프로그램에 모니터링 될 수 있도록 한다.

무선통신은 송/수신 세기에 따른 위치 추정이 가능하다. 통신모듈의 수신 시 중계기간의 수신 신호강도(RSSI)를 측정하여 가장 인접한 중계기를 파악하여 작업자의 대략적인 위치를 추정 하는 방법이다. 그림 3은 작업자의 RSSI가 가장 큰 A-1구역에 인접하다는 추정을 나타낸다.

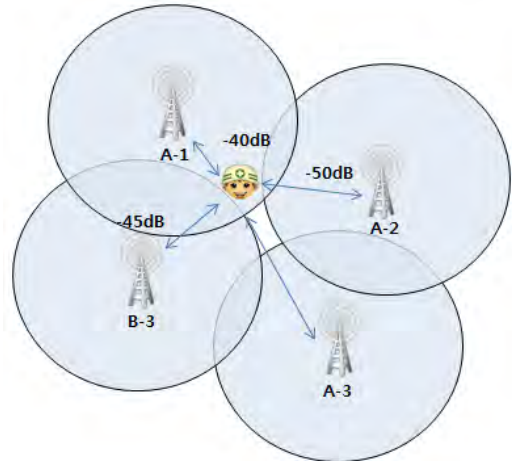


그림 3. RSSI를 활용한 위치 추정 구성도

III. 구현

본 논문에서 제안한 안전모의 외관은 그림 4와 같다. 안전모의 구성은 안전모, 턱끈의 체결 유/무를 확인 및 데이터 전송을 위한 모듈, 마그네틱 센서를 삽입한 턱끈으로 구성된다.

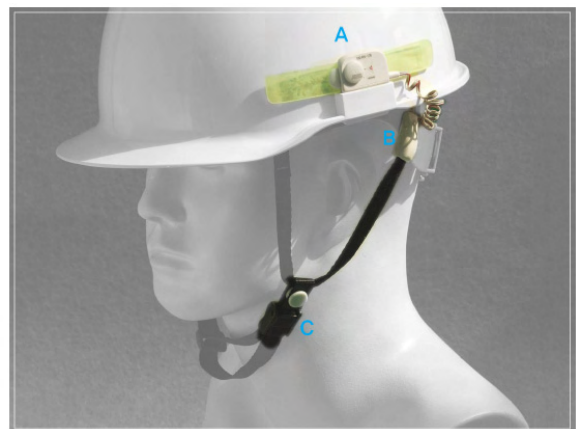


그림 4. 제안한 안전모 외관

본 논문에서 적용한 마그네틱 센서의 사양은 표 1과 같다. 마그네틱 센서를 삽입한 턱끈은 그림 5, 그림 6과 같다.

표 1. 마그네틱 센서 사양

Contact Arrange ment	Closed loop
Switching Voltage (max.)	100V AC/DC
Switching Current (max.)	0.5 A
Contact Capacity	10 VA
Initial Contact (max.)	0.15 Ohm
Carry Current	1 A
Insulation resistance (min.)	100 mohm
Switch Cycle	5 x 1,000,000 cycle at 30 V 0.1ADC
Vibration	20G (10 ~ 55 Hz)
Shock	30G (11 msec)

통신모듈의 PCB 크기는 40 mm x 30 mm 이다.



그림 7. 제작된 무선통신 모듈

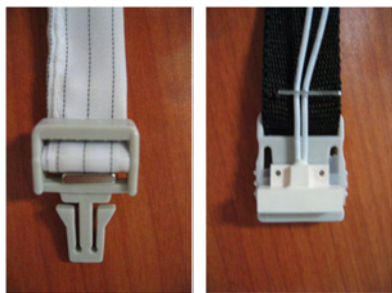


그림 5. 체결기구에 삽입된 마그네틱 센서



그림 6. 제작된 락끈

본 논문에서 구현한 무선 통신 모듈은 그림 7과 같다. 통신모듈은 Silicon Laboratory社[5]의 Si1004 chip을 사용하였다. Si1004는 MCU(Microcontroller Unit)과 400 MHz대역의 RF transceiver가 집적된 형태로 설계가 용이하고 모듈의 소형화에 유리하다. 전원공급은 충전에 용이한 Li-poly 전지를 사용하였고, 충전은 가장 일반적으로 사용하는 micro USB 단자를 사용하여 구현하였다. 안정적인 충전기능 구현을 위해 charging IC를 적용하였다. 락끈이 연결되는 단자는 크기 2.5 pi의 ear jack connector를 사용하였다. 추가적으로 전지의 충전상태를 확인하기 위한 LED 및 비상 버튼과 비상 LED를 추가하여 기능을 구현하였다.

제작한 무선 통신 모듈의 spec은 아래 표 2와 같다. 통신거리는 100m이며 건물 내부에 장애물이 많아도 70~80m의 충분한 통신 거리를 실험적으로 확인하였다. 사용 주파수 대역은 424.7 ~ 424.95 MHz로 대역폭 12.5 MHz의 총 21개 채널을 사용한다. 이때 Tx power는 10 dBm이다.

표 2. 무선통신 모듈 사양

General Spec		RF Spec	
통신속도	1.2 kbps	변조방식	GFSK
통신거리	100 m (LOS)	사용주파수	424.7~424.95 MHz
입력전원	3.7 V	사용채널	21개, step 12.5 MHz
입출력포트	JTAG	출력	10 dBm

그림 8은 본 논문에서 구현한 안전모 상태 모니터링 프로그램이다. 근로자 관리 모니터링 프로그램은 등록된 안전모의 현재 상태를 모니터링 하는 프로그램이다. 안전모로부터 들어오는 Low 데이터를 터미널에 표시해주며 이 값은 Log파일로 저장된다.

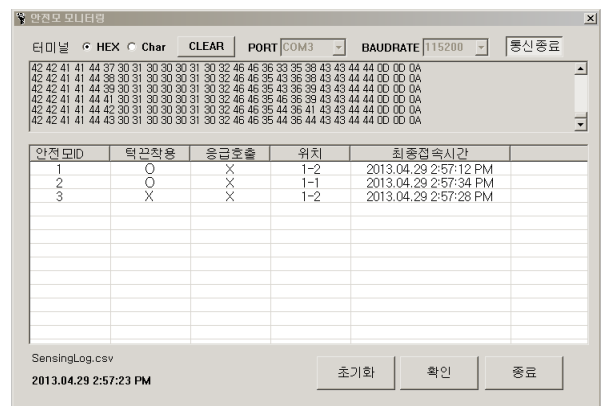


그림 8. 안전모 상태 모니터링 시스템

안전모 센서의 전원을 인가하게 되면 모니터링 프로그램 리스트에 자동적으로 추가가 되며, 턱끈의 착용 여부와 위치 그리고 최종 접속 시간을 화면에 표시해 준다. 안전모의 SOS키를 누를 경우 안전모 모니터링 프로그램에 이벤트 알림 동작을 하게 된다. 위치는 층과 구역으로 나뉘어지며, 안전모의 RSSI를 통해 근로자의 위치를 파악하게 된다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구는 건설현장 등에서 작업자의 안전모 착용 여부를 관리하여 안전사고를 방지하는 시스템에 관한 것이다. 안전모에는 각각의 ID가 부여되어 턱끈 결속 여부, 위치, 접속 시간 등의 사용자 정보를 무선 센서 네트워크를 통해 모니터 시스템과 공유하고, 비상 상황 발생 시 알릴 수 있도록 구성하였다. 본 시스템은 건축현장과 같이 위험에 노출된 곳에서 유용할 뿐만 아니라 추후 여러 센서시스템을 도입하여 다양한 작업환경에 응용될 것으로 보인다.

Acknowledgements

“본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 IT융합 고급인력과정 지원사업의 일부를 지원받아 수행되었음”(NIPA-2013-H0401-13-1006)

참고문헌

- [1] 사망재해원인분석, 한국산업안전보건공단, 2010
- [2] 소규모 건설현장의 추락재해예방을 위한 안전모텔 연구, 한국산업안전공단 산업안전보건연구원, 2008
- [3] 보호구 착용 및 사용방법, www.hosha.or.kr
- [4] Aaron Ault, Edward Coyle, and Xuan Zhong. K-nearest-neighbor analysis of received signal strength distance estimation across environments. Proceedings of the First Workshop on Wireless Network Measurements, April 2005.
- [5] <https://www.silabs.com>

전력정보를 이용한 전기화재 원인분석 퍼지 시스템

*조도현, **이보인, **이세인, ***함승용, ****남상엽
*인하공업대학, **㈜유투에스, ***㈜삼인전기, ****국제대학교
e-mail : dhcho@inhatc.ac.kr

Power electrical Fire cause analysis using fuzzy system

*Do-Hyeoun Cho, Bo-In Lee, Se-In Lee, Seong-Yung Ham,
*Inha Tech. College, U2S, Sam In Electric, Kookje College

Abstract

This paper presents a method for analyzing the causes of electrical fires using fuzzy algorithm. This system is the measuring electrical power states and analyzed the relation with heat generation for the overcurrent and the overload, which are the major causes of electrical fire. Analyzed using fuzzy algorithms for this relationship to determine the electrical fire.

I. 서론

전기화재는 최근 많은 화재의 주요 원인으로 전체 화재 발생건수에 대해 20~30%를 차지하고 있으며, 우리나라의 화재 발생원인의 1순위를 차지하고 있다.[1]

전기화재를 예방하기 위한 기본 요소는 전기설비에 서 전기화재를 발생시키는 원인과 정확한 상관관계가 있는 이상신호의 검출, 분석 및 판단이 필요하며, 이 이상신호의 규명을 통하여 예방시스템의 성능과 신뢰성을 가지게 된다.[2]

전기화재 예방시스템을 개발하려면 전기화재의 원인으로 예상되는 신호들을 검출 및 저장하고 전기화재와의 상관관계를 분석해야 된다.[3,4]

전기화재의 발화를 일으키는 열원은 전기적 아크(단락), 불꽃, 스파크, 정전기, 기기전도 · 복사열, 역화 등이며, 발화요인은 누전/지락, 접촉 불량에 의한 단락, 절연열화에 의한 단락, 과부하, 과전류, 압착손상에 의한 단락, 충전단락, 트래킹에 의한 단락, 반단선, 미확인 단락 등이다[5,6,7].

이러한 원인들은 전선피복, 전기전자기기 절연유, 전기와 전자기기 케이스, 기판, 전자기기 부속품, 콘센트, 스위치류 등을 최초 착화물로 전지화재가 발생한다.[8,9]

본 논문에서는 수배전반에서 과도한 누설전류나 지락 전류에 의하여 과전류, 과부하, 과열과 ARC발생 등의 상태가 되어 전기화재가 발생하는 것을 예측하기 위하여, 단락으로 인한 과전류와 과열에 대한 상관관계를 퍼지알고리즘을 적용하여 분석하고자 한다.

II. 본론

전기화재는 아크와 열 등이 주된 직접원인이 되어 발생하지만 단락, 과부하와 기기과열, 누전, 접촉불량 등은 전기선로의 이상 등의 화재원인들이 중복되는 작용하는 경우가 많아 정확히 화재 원인을 추론하는 것은 매우 힘들다. 그러므로 선간전압, 상전압, 선전류, 유효전력, 무효전력, 피상전력, 유효전력량, 무효전력량, 주파수, 총 역률(PF), 고조파량인 VTHD, ITHD 등의 전력 정보를 계측하여 전기화재 분석할 필요가 있다[4].

절연되어 있는 전기선로에서 발생할 수 있는 누설전류는

정상 상태에서는 매우 적지만 선로의 노후화 등으로 절연이 열화 되면 나타날 수 있다. 각 상의 전류 i_a, i_b, i_c 가 누설로 인하여 과도하게 증가하면 온도가 급격하게 증가되지는 않으나 부하전력이 증가하기 시작하는데 누설전류의 상황이 지속되면 ARC가 발생하며 화재에 이르게 된다. 그림 1(a)는 이러한 관계를 실험 데이터를 통하여 보여 준다.

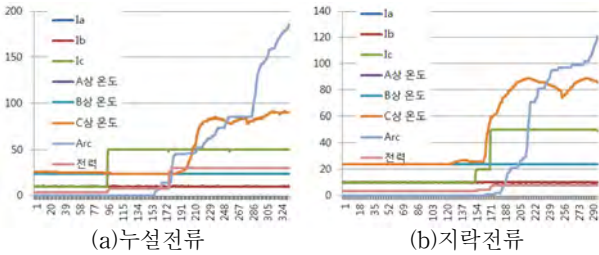


그림 1 누설전류와 지락전류에 의한 전기화재 요인
Fig. 1. Leakage current and ground fault current for electrical fire factors

지락전류는 전기선로와 접지사이에 절연성이 낮아져서 흐르게 되는데 그림 1(b)와 같이 초기에 상전류의 변화나 온도 변화를 일으키지 않고 전력의 이상 증가로만 나타나는 경향이 있다. 지락전류의 상황이 지속되면 상전류와 온도 및 전력이 급격히 증가하게 되고 ARC로 발생되며 화재로 이어지게 된다. 일반적으로 전기적 요인 없이 온도가 급격히 증가하여 화재가 발생하는 상황은 없다. 즉 전압이나 전류 등에서 발생한 문제로 온도 증가를 가져오게 되지만 전기적인 원인을 감지하기 전에 급격한 온도 증가를 보이는 경우가 많아 전력이상이나 전기화재를 감지하는 주요한 요소로 고려할 수 있다.

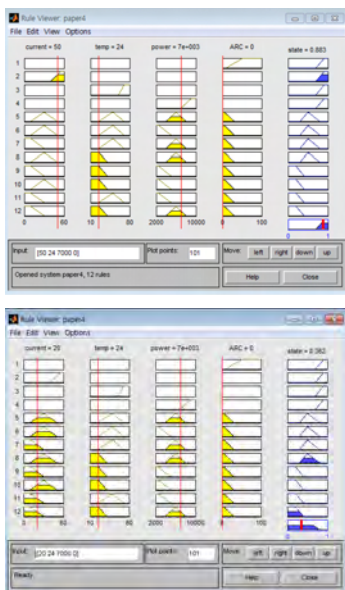


그림 2 퍼지 알고리즘을 이용한 분석
Fig. 2 Analysis using fuzzy algorithm

또한 ARC의 경우 선로의 노후화나 열화로 인하여 단락이 일어나면서 발생하는데 전기화재 발생의 가장 직접적인 원인이 된다.

Matlab의 Fuzzy Tool을 이용하여 상전류, 상온도, 전력과 ARC를 이용하여 적용한 퍼지규칙을 실험하였다. 각 상에 정상전류 10A를 가압하고, 1초 간격으로 전력정보를 계측하였다. 과전류 상태인 40A를 인가하면 과전류와 과부하가 동시에 발생하며, 그림 1과 같이 온도가 증가함을 알 수 있으며, 약 78℃ 이상으로 상승되었다. 이 정보를 이용하여 그림 2와 같이 퍼지 알고리즘을 사용하여 과전류와 측정된 온도 데이터의 관계를 분석하고, 전기화재의 가능성을 판단할 수 있었다.

III. 결론 및 향후 연구 방향

전기화재를 예측하기 위하여 수배전반과 같은 전력기기의 전압, 전류, 전력, 온도 등의 기본 상태를 계측하고 퍼지 알고리즘을 이용하여 상관관계를 분석하였다. 이렇게 분석된 정보를 이용하여 전기화재의 주요 원인 중 하나인 과전류와 과부하와 열발생을 이용하여 전기화재 분석을 위한 소속도함수 설계에 적용하면 전기화재 예방진단이 가능함을 알 수 있었다

참고문헌

- [1]장정태, “전기화재의 발생요인 분석과 경감대책”, 한국위기관리논집 제7권 제2호, pp.157~168, 2011.
- [2]유상욱, 김성철, “전기화재 전조신호 예측을 위한 전기화재방지시스템 개발”, 소방기술연구 소방연구논문, pp.152-161, 2009.
- [3] 김성철, 김두현, “과부하 및 물리적 손상(반단선)에 의한 전선의 열적특성 해석”, 한국산업안전학회, Vol22, No.4, 2007.
- [4] 조도현, 이보인, “전력정보 저장과 전기화재 예방 시스템”, 2012년 대한전자공학회 추계학술대회 논문집, pp 884-886, 2012
- [5]광주광역시소방학교, 화재조사 실무(하), pp. 3-340, 2008.
- [6]소방방재청, 2007-2009년 화재통계연감, 2010.
- [7]전기안전공사, 전기재해통계분석, pp. 7-160, 2010.
- [8]소방방재청, 2007-2009년 전국 화재발생 현황 분석, 2009.
- [9]이중호, 김두현, 김성철, “전기화재원인분류의 문제점 분석 및 개선안 제시”, 한국화재소방학회 논문지, 제23권 제1호, pp. 36-40. 2009년.

소독효율을 높이기 위한 관로형 소독기 자동세척장치

류지형, 유동현, 정길도, 박재병
전북대학교 전자공학부

e-mail : lovesure@hanmail.net, yupolone@naver.com
kitchong@jbnu.ac.kr, jbpark@jbnu.ac.kr

Automatic Cleaning Device of Pipeline type Sterilizer for Improving Disinfection rate

Jihyoung Ryu, Donghyun Yu, Kildo Chong, Jaebung Park
Division of Electronics Engineering
Chonbuk National University

Abstract

Water treated in sewage treatment plants terminal get through disinfection process before discharged into the river. Chlorine disinfection is used mainly in the disinfection process. However, there is a tendency that the UV sterilizer with a UV lamp is widely used due to increase in processing costs and toxicity of residual chlorine. Performance of the UV sterilizer is affected by the UV lamp used. In particular, the pipeline type UV sterilizer, since the UV lamp is located within the conduit, it must be kept clean the surface of the UV lamp guard surrounding the UV lamp. In this paper, introduced an automatic cleaning device for enhance the disinfection efficiency of the conduit type sterilizer by keeping clean the UV lamp guard automatically.

I. 서론

일반적으로 하수종말처리장에서 처리한 물을 하천에 방출하기 전에 염소소독과정을 거치게 된다. 하지만

염소소독제는 물이 방출되고서도 잔류독성이 남아 인체와 환경에 유해하며 염소저장과 탈염설비 등에 많은 비용이 필요하다. 이러한 문제점들을 극복하고자 최근에는 자외선(UV) 소독기가 많이 이용되고 있다.

이러한 자외선 소독기는 관로형과 개수로형으로 나누어지는데 마을단위 소규모 하수처리시설에는 비교적 설치 면적을 적게 차지하는 관로형 자외선 소독기가 많이 이용되고 있다.

관로형 자외선 소독기는 소독을 담당하는 UV램프가 관로안쪽에 위치하여 외부에서는 램프주변이 오염되어 있는지 파악하기 쉽지 않아 램프주변의 청결여부가 소독효율에 많은 영향을 미친다. 따라서 본 논문에서는 센서를 이용하여 관로내 UV램프의 청결상태를 파악하고 필요시 자동세척을 실행하는 관로형 소독기를 위한 자동세척장치를 제안한다.

II. 관로형 소독기 자동세척 장치

2.1 자외선과 소독효율

자외선은 100nm와 400nm 사이의 파장대의 전자기 에너지를 갖는 빛을 말한다. 이중에 약 250nm에서 270nm 사이의 파장 대에서 강력한 소독효율을 나타내고 있으며 일반적으로 하수처리 시에는 254nm 파장대의 램프를 많이 사용하고 있다.

자외선 소독의 소독효율은 자외선 주사량에 가장 큰 영향을 받는다. 자외선 주사량은 자외선 강도와 노출 시간의 곱으로 나타낼 수 있다. 일반적으로 자외선 소

독시 사용하는 램프에 따라 저압램프의 경우 7초에서 30초, 중압램프의 경우 1초 이하의 접촉시간만으로도 많이 양의 대장균을 박멸할 수 있다.

2.2 관로형 소독기 자동세척 장치

관로형 소독기 시스템 구성은 그림 1과 같다.

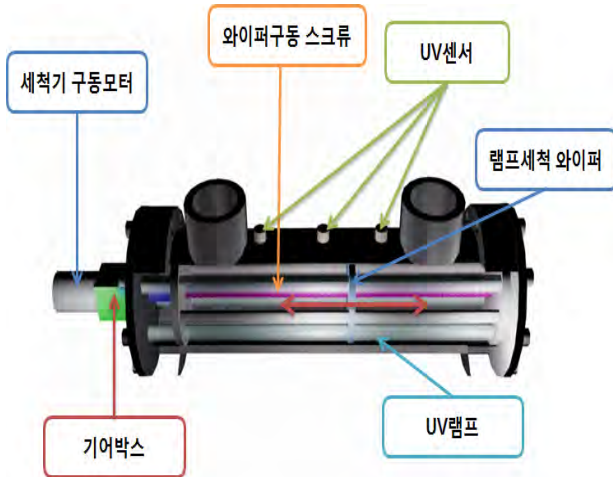


그림 1. 관로형 소독기 시스템 구성

관로 내에는 소독을 위한 UV램프와 UV램프가 오염되었을 때 세척을 위한 램프세척 와이퍼, 와이퍼를 좌우로 움직일 수 있게 설계된 와이퍼 구동 스크류가 있다. 와이퍼 구동 스크류를 동작시키기 위한 모터는 관로 밖에 위치하여 있고 회전속도와 토크를 적당히 맞추기 위한 기어박스가 관로와 모터 사이에 위치하고 있다.

UV센서를 활용하여 관로내의 UV램프의 세기를 측정하여 UV램프표면이 이물질에 덮히거나 오염되었을 때 세척용 와이퍼를 구동하여 이를 닦아내게 된다.

III. 시스템 구현

구현한 관로형 소독기는 그림 2와 같다. 모터는 AC 단상 200V/60Hz를 사용하였고 이를 제어하기위한 제어기는 8-bit 마이크로프로세서인 AVR2560을 사용하였다. UV램프는 필립스의 75W UV램프를 사용하였다. 램프의 평균수명은 약 9000시간으로 제어기에서 구동시간을 체크하여 알람을 울리게끔 설계하였다.

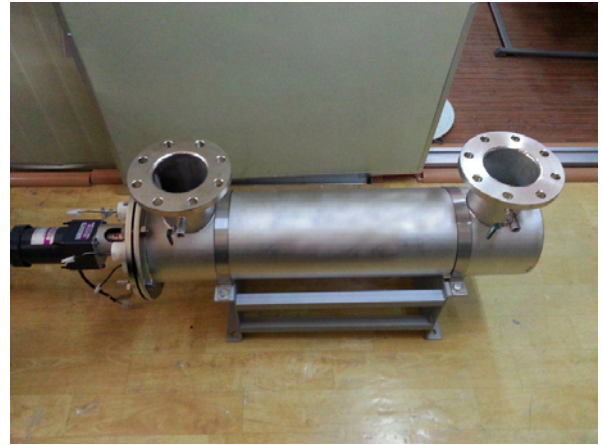


그림 2. 구현된 관로형 소독기

IV. 결론

마을단위의 소규모 하수종말처리장에서는 관로형 UV소독기의 이용이 확산되고 있다. 이러한 관로형 UV소독기는 관로내에 소독을 위한 UV램프가 존재하기 때문에 관로내의 UV램프를 세척하기 위해서는 추가적인 시스템이 필요하다. 본 논문에서 제안한 관로형 소독기를 위한 자동세척 장치는 관로내의 UV램프 표면이 이물질이나 기타요인으로 오염되었을 시에 이를 감지하여 자동으로 세척하여 관로형 소독기의 세척 효율을 유지할 수 있다.

참고문헌

- [1] Crites, R. and G. Tchobanoglous. 1998. Small and Decentralized Wastewater Management Systems. The McGraw-Hill Companies. New York, New York.
- [2] 박지혜, “K-water 하수도사업 운영현황”, K-water 하수도 운영현황, 7월, pp. 1-3, 2012.

중요 시설물 환경 관리용 실시간 유·무선 경보시스템

* 김현, 성홍석, 김덕영, 이종성, 원영진
부천대학교 전자공학부
e-mail : hyun3443@bc.ac.kr

Real-time Wireless and Wired Warning System for significant facilities
of Environmental management

*Hyun Kim, Hong-Seok Seong, Duc-Kyung Kim, Jong-Sung Lee,
Won-Young Jin
Dept of Electronic Engineering of
Bucheon University

Abstract

본 연구에서는 중요시설물에 대한 시스템의 이상 징후 발생 시 정보전달의 관리자에게 전달되는 설비장치의 비효율적인 방법을 개선시키고 사용자 위주의 유무선 경보시스템을 개발한다. 이 시스템은 경보 발생시 음성정보인 MP3를 통한 음성경보를 제공함은 물론 스마트폰을 사용하여 실시간으로 SNS정보를 제공하여 관련관리자에게 정보 확산과 조기 대응이 가능하게 한 시스템이다.

I. 서론

중요 시설물 환경 관리용 시스템은 중요 시설물들에 발생할 수 있는 위협 요인들을 실시간으로 센서 등으로 감시하고 이상 징후가 감지되면 감지된 정보를 관리자에게 신속하고 효율적으로 전달해주는 시스템을 말한다. 하지만 기존의 국내 제품들은 인터넷 망이나 전화선을 이용하는 방식으로 설계되어 있기 때문에 설치가 번거롭고 정보의 전달도 저장된 전화번호에 전화를 걸어서 사용자가 전화를 받으면 음성으로 정보를 출력하였기 때문에 정보의 전달이 효율적이지 못하였다. 또한 장치의 설정을 변경하는 방식이 제한적이고 복잡하여 사용자가 이용하기 불편하다는 단점이 있었다. 본 논문에서는 이러한 시스템 장치의 단점을 개선하기 위하여 유무선 경보시스템이 결합된 경보시스템을 제안한다. 이러한 시스템은 중요시설물의 관리체계를

를 강화하여 지역과 원격지의 위치한 관리자 모두에게 SNS를 사용하여 실시간 경보를 제공하여 문제해결 및 대응에 초기대응이 가능하도록 한 시스템이다.[1]

II. 제안된 유무선 시스템 구성

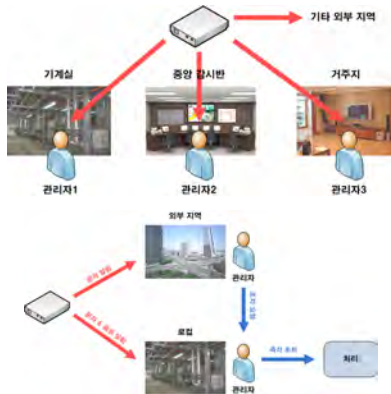


그림 1. 제안된 유무선경보시스템

시중에 상품화되어 있는 경보시스템은 고가이면서 전화 또는 인터넷망이 연결되어 있으며, 음성출력과 SNS서비스 부분이 제공되고 있지 않은 실정이다. 또한 사용자의 환경변화에 적응하기 위한 설정이 어려우며 특히 음성안내 메시지의 MP3를 다운 받아 사용할 수 있도록 개발 하였으며, 유선이 아닌 무선 스피커를 활용이 가능하도록 제안하였다. 이는 관리자가 시간에 따라서 관리지역 내에 존재하지 않고 원격지에서도 관리 대응이 가능하게 한다.



(a) 기존방법



(b)제안된 방법

그림 2. 기존의 경보시스템과의 비교

프로토콜의 설계는 시스템의 속도를 향상시키기 위하여 경보 시스템 내의 Data 인식속도의 최소화, 경보 알람 Process 최적화, 경보 History List 파일 생성 최적화되도록 설계하였다.

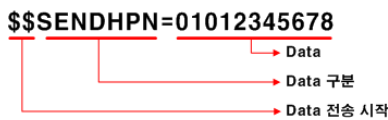


그림 3. 프로토콜 구성도

‘\$\$’ 부호 비트는 데이터 시작을 알리며, ‘=’ 부호 비트까지 어떠한 데이터를 저장 할지를 데이터 명령어로 구분한다. ‘=’ 부호 비트 이후는 실제 경보 시스템 장치에서 사용되어질 데이터가 나열된다. 사용 데이터의 구분은 ‘\$’ 부호 비트로 구분한다.

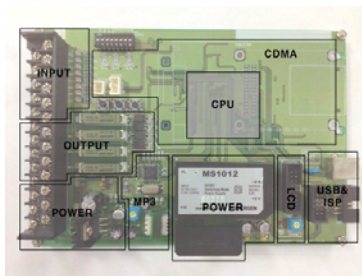


그림 3 완성된 하드웨어

하드웨어는 ATmega128 코어를 사용하였으며 SD카드 인터페이스의 회로를 설계하고 음성 디코더와 10W 증폭 회로의 설계를 통해 고출력의 음성신호를 내보낼 수 있도록 설계하였으며. PC와의 통신하기 위한 USB 포트 및 내부적 통신을 위한 RS-232, RS-485포트를 지원하도록 설계하여 편리한 통신환경을 구축하였다. 그 외 전원부 및 8입력포트와 4출력포트를 설계하여 외부의 환경요소를 감지하기 위한 외부단자를 설계하였다. 필요한 정보를 표시해 주기위한 LCD구동부와 무선으로 데이터를 전송해 주기위한 CDMA구동부 추가

되었다.



그림 4 프로그램 흐름도

실시간 경보 시스템은 최초 시스템 부팅시 SD 카드의 데이터를 CPU 내부 메모리에 저장을 한다. 이는 동작 중에 SD 카드에 이상이 생길 경우를 대비한 것이다. 데이터 저장 및 부팅 초기화가 완료되면 경보 유/무 감시 동작 상태로 전환 된다. 경보 발생이 감지되면 로컬 지역에 음성 알람 처리 과정을 거쳐 문자 메시지 전송 처리 및 기타 세부 처리 과정을 거치며 경보 해제 이전에는 음성 알람이 해제 되지 않는다. 경보가 발생 되고 있는 입력 점점 이외의 입력 Port는 경보 유/무 감시 동작 상태를 항상 유지하고 있다.



그림 5. 구현된 어플리케이션

어플리케이션 S/W 는 설정 데이터 불러오기 및 저장하기, 경보 점점 입력 감지 시 문자 메시지 내용 설정, 메시지 송신 번호 설정, 메시지 수신자 수와 각 수신자의 휴대폰 번호 설정, 로컬 지역에 재생할 Mp3 파일 설정, 음성 재생 사용 유/무 설정을 하도록 하였다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구에서는 상품화를 위한 중요시설물 환경관리용 실시간 유무선 경보시스템을 개발하였다. 이 시스템은 유선의 음성정보 전달 방법을 무선으로 변화시키면서 SNS를 활용하여 원격지의 관리자에게 정보를 제공할 수 있는 시스템이다.

참고문헌

- [1]김현, “중요 시설물 환경관리용 유무선 실시간 경보 시스템 개발”, 2012년도 부천시 산학관 공동기술개발 결과보고서 2013.5

퓨즈의 I-T 시험을 위한 알고리즘 설계

Algorithm design for testing the I-T characteristics of the Fuse

*반기종, 김진우, 원영진
부천대학교 전자과
e-mail : skylogo@bc.ac.kr

*Ban Gi Jong, Kim Jin Woo, Won Young Jin
Department of Electronics
Bucheon University

Abstract

Generally, blocks the dangers of electrical appliances as a way to use a circuit breaker main power blocking and uses the fuse on the PCB circuit protection mode.

Most of all, it can be mounted on the product itself, would be to use the fuse.

In this paper, a device for I-T attribute of a fuse to test the algorithm design.

있는 방법은 퓨즈를 사용하는 방식이다.

UL 등 국제 전자제품에 대한 인증을 취급하는 기관에서는 퓨즈에 대해서도 특성시험을 만족하도록 하고 있으며, 본 논문에서 설계하는 알고리즘은 설계 규격을 만족하도록 하였다.

본 논문에서는 전자, 전기제품의 위험을 제거하여 제품의 안전성을 확보하기 위한 부품인 퓨즈의 중요특성 중 I-T 특성을 시험하기 위한 장치의 자동화 부분을 위한 알고리즘을 설계하고자 한다.

I. 서론

전자, 전기제품의 사용이 일반화 된 이후 제품의 안전성에 대한 관심이 점점 커지고 있다.

최근 전기제품의 폭발사고등이 빈번하게 발생하고 있으며, 각 제품 개발 당사자들은 제품의 성능을 극대화하는 한편으로 제품의 안전성에 큰 비중을 두고 있다.

일반적으로 전자, 전기제품의 위험성을 차단하기 위한 방법으로는 회로 차단기등을 이용하여 주 전원 자체를 차단하는 방식과 PCB 부분에 퓨즈등의 부품을 사용하여 퓨즈 다음 회로부분에 대한 보호를 목적으로 하는 방식이 있다. 그중에서 제품 자체에 실장할 수

II. 본론

2.1 퓨즈의 I-T 특성

퓨즈는 전자, 전기 제품의 안정성에 기여하는 부품으로 기본 구성은 가용체와 소호체 그리고 이들을 보호하고 있는 캡등으로 구성된다. 그중에서도 가장 중요한 부분으로 가용체를 들 수 있으며, 가용체가 용단됨으로써 제품의 회로부분을 보호할 수 있다.

퓨즈 가용체의 용단 특성중 I-T 특성이 중요하다. 그림 1은 퓨즈의 I-T 특성을 규정짓는 UL/CSA의 규격에 대한 그림으로, 110%인 선을 불용단선이라고 하고 135%인 선을 최소 용단비 선이라고 한다.

퓨즈의 용단시간은 가용체의 재료에 따라 고유저항을 가지고 있으며 이 고유저항값에 의해 결정되며, 주위의 온도에 의해서도 퓨즈의 용단 시간이 영향을 받는다.

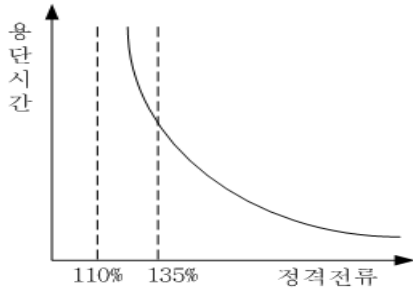


그림 1. UL/CSA 규격의 I-T 특성

정격전압은 퓨즈를 안전하게 사용할 수 있는 최대전압으로 정의한다. 퓨즈에서 중요한 정격전류는 퓨즈 종류별로 다르며, 퓨즈 용량과도 관련된다. 정격전류는 사용하고자 하는 부하에 따라 결정한다. Let-through 에너지는 전 $i^2t < \text{제품의 } i^2t$ 로 설정하고, 정격전류의 배율에 따라 용단 시간이 달라진다. 또한, IEC 규정과 UL 규정에서 적용하는 정격전류는 UL 정격=IEC 정격 x 1.3 ~ 1.4배 정도로 설정된다[1]-[4].

2.2 퓨즈의 용단 에너지

퓨즈의 I-T 특성은 용단 에너지와 관련이 있으며 용단 에너지의 계산에는 여러 가지 형태의 파형에 의해 식이 달라진다. 파형의 형태는 사인파, 삼각파, 구형파 등의 기본파형의 면적을 구함으로써 구해진다. 대표적인 파형의 형태인 사인파, 삼각파, 구형파의 용단에너지 식은 (1)번 식과 같다[5].

$$\begin{aligned}
 &\text{사인파 } i = I_p \sin \omega t \\
 &i^2 t = i_p \int_0^t \sin^2 \omega t dt = \frac{1}{2} i_p^2 t \\
 &\text{삼각파 } i = I_p \sin \omega t \quad \text{-----(1)} \\
 &i^2 t = \frac{1}{3} i_p^2 t \\
 &\text{구형파 } i = k \\
 &i^2 t = i_p^2 t
 \end{aligned}$$

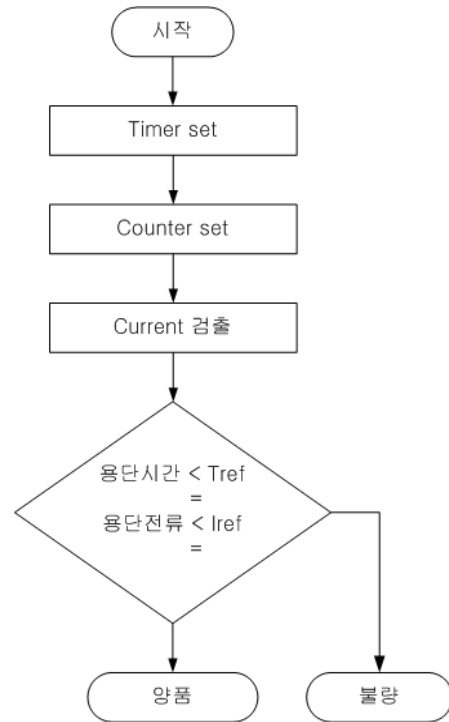
III. 알고리즘 설계

퓨즈의 용단전류와 용단시간에 관한 시험을 하기 위한 장치의 알고리즘은 그림 3과 같다. 그림 3(a)는 I-T의 특성을 검출하기 위한 알고리즘이며 그림 3(b)는 퓨즈의 내구성 시험을 위한 알고리즘으로 퓨즈의 용단특성을 시험하기 위해서 두가지 기능을 갖는 장치의 설계를 위한 알고리즘을 나타낸 것이다.

퓨즈의 I-T 특성 시험은 타이머와 카운터 값을 셋팅

하고 퓨즈의 양단에 시험 전류를 인가한다. 퓨즈의 용단시까지 전류 용량을 증가시켜서 용단시의 전류값과 용단시간과의 관계를 출력하도록 하였다.

출력된 용단시간과 용단전류값은 기준값과 비교하여 기준값을 벗어나는 경우 불량으로 판단하고 기준값 이내로 판단될 경우 양호한 제품으로 판단하도록 하였다.



IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 퓨즈의 용단특성인 I-T특성을 측정하기 위한 장치의 알고리즘을 설계하였다. 제안한 알고리즘을 이용하여 UL등 규격인증을 위한 성능 검사를 할 수 있으며, 퓨즈의 양/부를 판단할 수 있다. 출력특성인 전류값과 용단시간은 LCD 모니터에 표시되도록 하였다. 향후 출력특성을 그래프로 출력할 수 있도록 하는 부분을 추가에 대해 고려할 필요가 있다.

참고문헌

[1] "Fuse Handbook", Cooper Bussmann.
 [2] 반기중, 원영진, 임승하 "퓨즈 캡의 검사를 위한 알고리즘 설계", 전자공학회 논문지 TE4, 2010
 [3] "전기용품안전기준 K 60269-2-1 " KS C IEC 2002.
 [4] 다인휴즈, "퓨즈 선정방법 제안서"
 [5] 반기중, 김진우, 원영진, "퓨즈의 용단특성 측정장치 설계", 전자공학회 산업전자소사이어티 춘계학술세미나, 2013

User Interface for Web-based 3D Monitoring System

*고정환, **이원석

*인하공업전문대학, 메카트로닉스과

**동양미래대학교 전기전자통신공학부

e-mail : jhko@inhatic.ac.kr

Camera FOV Control for Autonomous Tracking System

*Jung-Hwan Ko

*Won-Seok Lee

*Dept. of Mechatronics, Inha Technical College

**Dongyang Mirae University

Abstract

In the proposed system, 2-view image is initially captured by using the IEEE 1394 stereo camera and then, this data is compressed through extraction of its disparity information in the Intel Xeon server computer and transmitted to the client system, in which multi-view images are generated through the intermediate views reconstruction method and finally display on the 3D display monitor. From some experiments it is found that the proposed system can display 8-view image having a grey level of 8 bits with a frame rate of 15fps.

I. 서론

In the proposed system, as the number of views increases, the system complexity in hardware and software also tends to increase at the same time, so that it makes practical implementation of the multi-view 3D image communication system so difficult until now[1]. A web-based 3D imaging and display system is largely composed of two parts; server and client system. In the server system, two-view image of the object is captured by a pair of web camera and compressed by extraction of the disparity data from them and transmitted to the client.

In the client system, for displaying 3D image more naturally multi-views for the object are generated by using the intermediate views reconstruction (IVR) method using the received two-view image and loaded on the 3D display system for the viewers to feel 3D feeling for the displayed image. In this paper, a server and client simulator for the web-based multi-view 3D image communication system for teleconferencing and telemedicine applications is designed and implemented by using the IEEE 1394 digital cameras, Intel Xeon server computer and Microsoft's DirectShow programming library and its performance is analysed in terms of image-grabbing frame rate, displayed image resolution and number of views. A feasibility test for the proposed system is also carried out by implementation of the 8-view 3D image communication system with a grey level of 8 bits and a frame rate of 15 fps.

II. Web-based 3D Monitoring system

As shown in Fig.1 the proposed web-based 3D communication system is composed of two parts such as the server and client parts. In the server part, two IEEE 1394 digital cameras are used for capturing two-view images of an object. These cameras can be controlled through the on-line computer system, so

that any other additional capturing device mostly required in the conventional camera system are not needed. The captured two-view image is processed in the Intel Xeon server computer system and then these processed data is grabbed by a graphic card having two ports for supporting 2-view stereoscopic display system in real-time. These outputs are transmitted to the client system through the communication network, in which the received 2-view data is reconstructed and basing on this data 8-view image is generated through the IVS method [2] for more natural 3D display in the client system and then, finally loaded on the practical 3D display system.

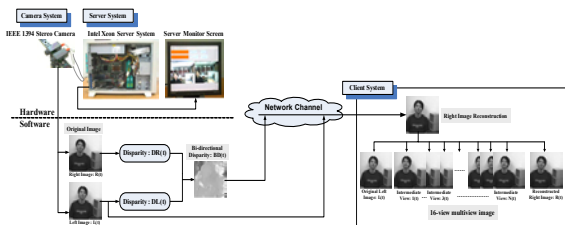


Fig. 1 Overall web-based 3D communication system

Generally, during the process of intermediate view reconstruction, some occluded regions might form where one of the stereo cameras sees while the other does not and some regions the allocation of the disparity vector is overlapped. Therefore, in this paper, the disparity vectors for these regions are substituted with the mean values of the disparity vectors of the nearby regions by a process of disparity regularization [2].

$$I_R = \begin{bmatrix} i_R \\ j_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_L + \hat{d}(i_L, j_L) \\ j_L \end{bmatrix} = I_L + \begin{bmatrix} \hat{d}(i_L, j_L) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Fig. 2 (a), (b) and (c) shows the disparity maps extracted from them by using the adaptive disparity estimation algorithm [5].

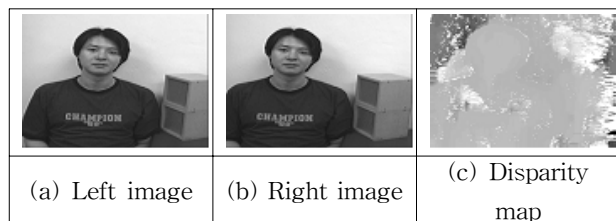


Fig. 2. 2-view images and its disparity map

Table 2 shows peak-signal-to-noise (PSNR) of the intermediate view synthesized by each algorithm for the images.

Table 1. PSNR results

Frame	Simulation result
1st	30.470494 dB
5th	30.347301 dB
10th	30.251242 dB
Total average	30.356345 dB

And number of views, frames per second and delay time per frame are displayed at the right top of the simulator screen. In addition, the generated intermediate 16-view images are displayed in the lower part of the simulator screen. Because the IEEE 1394 adapter can transmit 50MB/sec per a port and up to 200MB/sec per 4 ports, there is no problem in transmission of the camera data. The computer system has three kinds of PCI buses which bandwidths are 132 MB/sec, 800 MB/sec, and 1056 MB/sec, respectively. But the IEEE 1394a adapter and the graphic adapter can support only PCI bus, not PCI-X, so that the data rate is limited to 132 MB/sec for a PCI bus. So, in the proposed system, all PCI buses work as the general PCI devices.

III. Conclusions

In this paper, a user interface simulator for the web-based multi-view 3D monitoring system is implemented by using the IEEE 1394 digital cameras, Intel Xeon server computer and Microsoft's Direct Show programming library. From some experiments it is found that the proposed system can display 8-view image having a grey level of 8 bits with a frame rate of 15fps.

References

[1] J. H. Ko and E. S. Kim, "Stereoscopic Video Surveillance System for Detection of Target's 3D Location Coordinates and Moving
 [2] K. H. Bae, J. J. Kim, and E. S. Kim, "New disparity estimation scheme based on adaptive matching window for intermediate view reconstruction", Optical Engineering, vol.42, no.6, pp.1778-1786, 2003

타이링을 통한 EO/IR의 정지 영상 압축 성능 비교

*이정석, **이철, ***유재정

*인하공업전문대학 메카트로닉스과, **광운대학교 제어계측공학과, ***고려대학교 기술경영대학원
e-mail : *ungboleee@inhatc.ac.kr, clee@empal.com, jjryu@shinbo.kr*

Performance Comparison of Still EO/IR Compression Image by the Tiling Method

*Jung-Suk Lee

Department of Mechatronics
Inha Technical College

**Cheol-Lee

Control & Instrumentation Engineering
Kwangwoon University

***Jae-Jung Ryu

Korea University

Abstract

This paper is that the hardware module using JPEG2000 standard and the tiling is designed and made of the special application of a digital photograph, a remote explore, a moving detection image and a medical image system which is needed high resolution and high compression. The image process system using the software of the JPEG2000 standard than JPEG standard has a week point of a process speed, also when the DWT(Discrete wavelet transform) level in JPEG2000 standard is up, it happened that the image processing speed is downed on the image date compression. This paper is presented that the hardware module applying of JPEG2000 compression and the tiling is showed to improve of the process speed and the high compression on still image.

고 있다. 따라서 EO/IR의 정지 영상에 대한 표준인 JPEG압축은 고주파와 중간주파수에서는 명확한 성능을 나타낸 반면 저주파에서는 불가능하여 특정한 고해상도 고압축 디지털사진, 원격탐사, 이동 영상 등은 처리 불가능하다. 따라서 저 비트율(0.25bpp 이하) 환경에서 잡음으로 인한 화질열화의 문제를 해결하기 위해서는 효율적인 영상 엔코딩을 하는 표준안인 JPEG2000이 개발되었다.[1] JPEG2000은 좋은 영상 화질을 유지하면서 향상된 압축률을 제공하고, 동시에 낮은 비트율에서의 압축률, 비트에러에 대한 강건성이 좋은 전송을 갖고 있는 기술을 제공하고 있다. 다만 JPEG2000은 소프트웨어로 처리하면서 속도가 기존의 JPEG에 비해 느리다는 결점을 갖고 있다. 따라서 본 논문은 EO/IR의 정지 영상처리하는 하드웨어 모듈을 개발하여 빠른 연산속도와 더 나은 압축과 화질을 개선하고자 한다. JPEG2000 압축 기술의 가장 핵심이 되는 DWT(Discrete wavelet transform)과 타이링을 설계한 JPEG2000 하드웨어 실험을 통해 분석하였다.

I. 서론

멀티미디어의 문자, 음성, 이미지를 저장하거나, 유무선의 영상 사용 증가에 따른 고품질 고압축의 요구되

II. 본론

JPEG2000은 높은 압축 성능을 갖고 있으나 JPEG에서 제공하지 못하는 새로운 기능들을 제공한다. 즉 JPEG2000의 타이링과정은 이산웨이브렛변환(DWT)과

산술부호화(EBCOT)[1]를 사용하여 영상압축을 수행하였다. 또한 EO/IR 영상 데이터를 타일(tile)화하고, 각 타일을 이산 웨이브렛변환 한 후에 양자화를 처리하였다. 웨이브렛 계수로 구성된 양자화된 서브밴드 값들을 주어진 크기의 코드블록(code block)으로 나눈 후 각각의 코드블록에 대해서 독립적으로 이진 산술부호화를 수행한다.

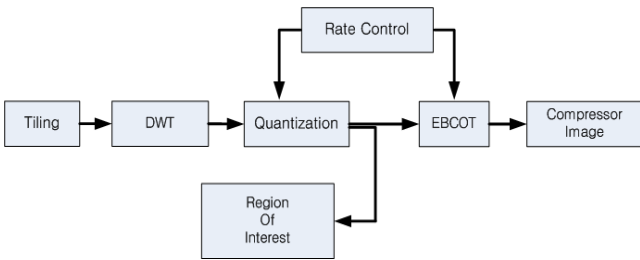


그림 1. JPEG2000의 엔코딩 블록도

타일(tile)처리 과정이 있는 입력 영상을 타일단위로 분할하고, 각각의 분할된 타일에 DC shifting과 component transform을 적용하고 그 입력 영상의 분석방법으로 DWT(Discrete wavelet transform)을 수행한 다음에 양자화를 적용하여 양자화된 계수를 코드블록으로 분해하고 엔트로피 코딩을 수행한다.

타일링(Tiling)과정에서 입력 EO/IR 영상을 최초 처리하는 과정으로 입력영상을 타일(tile)이라는 직사각형의 화소 단위로 겹치지 않도록 분리하는 과정이다. 타일들이 가질 수 있는 크기는 2의 지수 승으로 가로 세로가 최소 4에서 최대 1024의 크기를 갖는다.

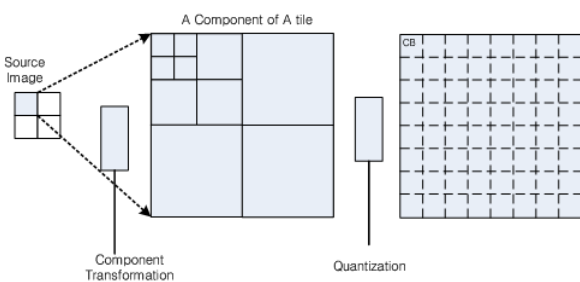


그림2. 타일링 블록도

이산 웨이브렛 변환(Discrete wavelet transform, DWT)의 일반적인 신호해석하는 방법은 식(1)과 같이 직교 기저함수(Basic function, ψ_i)를 이용하고 하중된 합(Weighted sum)으로 신호를 표현하는 직교변환을 사용하는 것이다.

$$f(x) = \sum_i c_i \psi_i$$

$$(1) \quad \text{if } \begin{cases} i = 0 & C(i) = 1/\sqrt{2} \\ i \neq 0 & C(i) = 1 \end{cases}$$

펄스함수(Impulse function)또는 정현함수(Sinusoidal function)를 기저함수로 사용시 각 주파수와 시간에서 손실을 나오며, 이는 다양한 신호표현을 특정시간에서 신호성분을 파악 할 수 있는 함수가 요구된다. 시간-주파수 국소화(Time-frequency Localization)를 하기 위해 푸리에 변화(Fourier transform, FT)을 적분변환으로 적용하였다.[2]

푸리에 변환은 주파수 영역에 가중치를 사용하여, 시간-주파수에 대해서는 일정하다. EO/IR 영상이 주파수에 따른 부대역(sub-band)으로 재구성하여, 부대역 별로 압축과정을 처리하였다.[1]. 웨이브렛(Mother wavelet)의 기본 함수는 확대/축소 및 이동으로 얻어지는 기저함수이다.

$$\psi^{a,b} = \frac{1}{|a|^{1/2}} \psi_i\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (6)$$

식(6)의 a와b의 변화에 대한 축소된 웨이브렛은 시간에서 빠른 간격으로 변하는 고주파 성분을 검출하며, 웨이브렛은 시간변화에서 저주파 성분을 검출하기 위한 기저함수로 사용할 수 있다.[9]

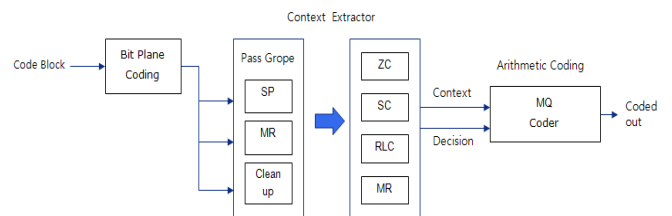


그림 3. EBCOT계통도(컨텍스트추출기/산술 부호화기)

EBCOT(Embedded Block coding with Optimized Truncation)방법은 JPEG2000의 웨이브렛 기반으로 임베디드 블록부호화(EBCOT)[11-13]를 부호화 하였다. EBCOT는 컨텍스트 기반의 산술부호화 과정을 담당하는 Tier-1(T1)과 코드스트림을 구성하는 Tier-2(T2)로 되어있으며, J2의 인코딩 과정은 기존의 JPEG보다 복잡하여 상대적으로 많은 수학적 계산이 필요하다.

III. 구현

하드웨어 설계는 그림 4와 같이 광학(Electro Optic) 영상 데이터 처리기는 EO(Electro Optic)카메라에서

촬영한 영상을 영상 처리 및 획득을 수행하고, 이 영상은 압축저장기와 IR적외선(Infrared) 영상 처리기로 보내진다. 그리고 IR 카메라에서 획득한 영상은 IR 영상처리기에서 IR(Infrared)과 EO의 영상을 정합 및 융합을 처리하고 이를 압축저장 한다.

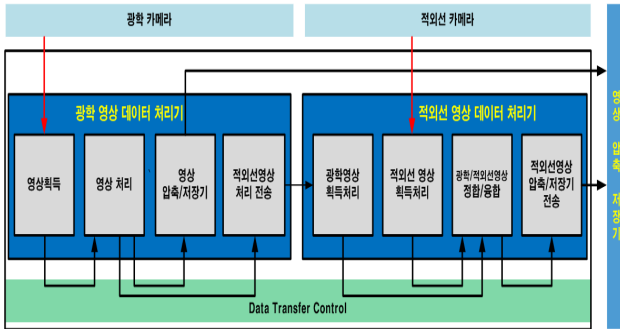


그림 4. EO영상과 IR상 데이터 처리 과정

이러한 영상 데이터는 JPEG2000 조건에 맞게 영상 데이터와 압축 기능을 수행하는 하드웨어 모듈을 그림 6 과 같이 설계하였다. JPEG2000 압축 하드웨어 모듈은 PMC, PCI/I/F, CPLD와 ADV212로 구성하였다.

주제어 보드의 PCI 인터페이스 기능은 그림 5와 같이 PMC 연결 커넥터를 통해 PCI 32bit 데이터버스로 송수신하고, PCI Bridge 디바이스는 PCI9056을 통해 하드웨어 JPEG2000 엔진 디바이스에서 데이터 송수신하도록 구성하였다.

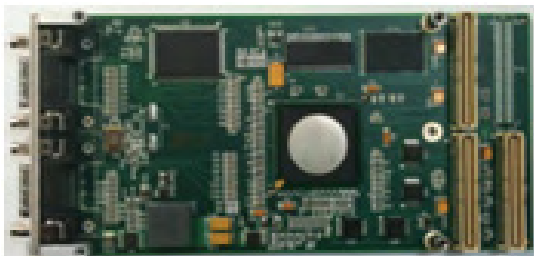


그림 5. JPEG2000 압축 카드 (PMC) 형상

또한 PCI Bridge 디바이스는 표준 통신 인터페이스이며, PCI 방식을 통해 데이터를 JPEG2000 하드웨어 모듈에서 압축 카드 내부의 Local Bus의 Data Bridge 역할을 한다. JPEG2000의 하드웨어 모듈은 하드웨어 엔진이 내장된 ADV212를 사용하였다. 주제어보드의 명령은 PCI Bridge를 통해 전달 받고, CPLD 디바이스에서 칩셋으로 제어하는 Logic을 구현하였고, 또한 Data Access 동기화와 실시간 제어로 처리하였다. JPEG2000 압축 영상 소스 처리의 해상도는 1024 x 1024 정지 영상 단일 컷을 ADV212 에서 단일 처리한다. 2개의 ADV212를 구성하여 EO(Electro Optic)영상/IR(Infrared)영상을 각각 독립하여 동시 처리하였다.

IV. 결 론

본 논문에서는 JPEG2000의 하드웨어 모듈을 설계하여 DWT(Discrete wavelet transform)와 타일링의 변화에 따른 영상품질의 변화를 분석 하였다. 웨이브렛 압축 영상의 부호화를 기본 DWT(Discrete wavelet transform)와 타일링(Tiling)으로 연산량과 압축율, 영상의 품질을 결정하였다. 이상의 실험을 통하여 영상의 압축성능은 전처리과정의 타일링의 개수에 따라 성능의 우수함을 보였다. 이 실험은 영상 256 × 256 8bit 영상을 사용하였다. DWT와 Tier-1과정의 블록 크기 제한을 고려하여 DWT 레벨은 3레벨 분해 타일링은 1에서 8개로 분리하였으며, 1에서 8개의 타일링시 압축의 성능을 비교 하였다. 그림 6은 각각의 압축(2:1, 20:1)시 영상의 성능을 표현하는 PSNR의 값을 보여주고 있다. 8개 타일링 시 PSNR의 성능이 고압축에서 타일링 1개에 비해 약 13dB 영상 품질의 상승으로 압축이 개선됨을 보인다.

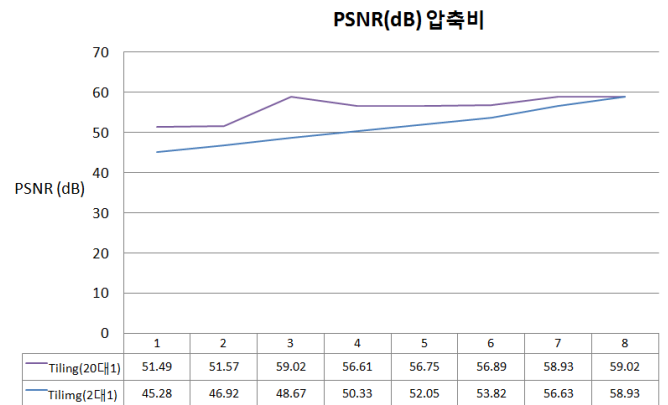


그림6 타일링 압축비

참고문헌

- [1] M. Boliek, C. Christopoulos, and E. Majani, JPEG2000 Part I : Final Publication Draft, ISO/IEC JTC1/SC20/WG1 N2678, Jul. 2002.
- [2] 강현배, 김대경, 서진근, “웨이브렛 이론과 응용”. 아카넷, 2001.
- [3] I. Daubechies and W. Sweldens, “Factoring wavelet transforms into lifting schemes,” J. Fourier Anal. Appl., vol.4, pp.247 - 269, 1998
- [4] T. Acharya and P. Tsai, JPEG2000 Standard for Image Compression : Concepts, Algorithms and VLSI Architectures, Wiley-Interscience, 2005.
- [5] W. Sweldens, “The lifting scheme: A new

philosophy in biorthogonal wavelet constructions,” in Proc. SPIE, vol. 2569, 1995, pp. 68-79.

- [6] M. Ferretti and D. Rizzo, “A parallel architecture for the 2-D discrete wavelet transform with integer lifting scheme,” J. VLSI Signal Processing, vol. 28, pp. 165-185, July 2001. K. Andra, C. Chakrabarti, and T. Acharya, “A VLSI
- [7] architecture for lifting-based forward and inverse wavelet transform”, IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 50, no. 4, April 2002.
- [8] G. Dillen, B. Georis, J. D. Legat, and O. Cantineau, “Combined Line-Based Architecture for the 5-3 and 9-7 Wavelet Transform of JPEG2000”, IEEE Transactions on Circuit Syst. Video Technol., vol. 13, no. 9, Sep. 2003.

특별세션

특별세션	1
특별세션	2
특별세션	3
특별세션	4
특별세션	5
특별세션	6
특별세션	7
특별세션	8
특별세션	9
특별세션	10
특별세션	11
특별세션	12
특별세션	13
특별세션	14
특별세션	15

SUMMER

텍스처 복잡도 예측을 이용한 HEVC 부호화기 고속화

안상수¹⁾, 박성모²⁾, 김문철¹⁾
 한국과학기술원 정보통신공학과¹⁾
 한국전자통신연구원²⁾

e-mail : ssa@kaist.ac.kr, smpark@etri.re.kr, mkim@ee.kaist.ac.kr,

Texture Complexity Based Fast Encoding Study for HEVC

*Sangsoo Ahn, Seongmo Park, Munchurl Kim

Department of Information and Communications Engineering,
 Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST)¹⁾

Electronics and Telecommunications Research Institute (ETRI)²⁾

Abstract

Since the standardization work of the-state-of-the-art video codec, HEVC (High Efficiency Video Coding), has been finished, the demand of real-time encoder is raised. For real-time implementation of HEVC, fast coding unit decision algorithm is main part to reduce computation complexity. In this paper, texture complexity prediction based fast encoding algorithm is proposed. The proposed algorithm reduces computation time by 33~41% with negligible R-D performance loss.

I. 서론

최근 표준화 작업이 마무리된 High Efficiency Video Coding (HEVC)는 최신 H.264/AVC에 비해서 동일 화질에서 약 두 배 정도의 압축률 향상을 보이고 있다.[1] HEVC의 이런 고성능으로 인해 시장의 요구가 증가할 것으로 보이며 이에 따라 HEVC의 조기 상용화를 위해 실시간 부호화기에 대한 연구가 시급한 시점이다. HEVC 부호화기에서 복잡도 증가의 주원인은 쿼드트리 형태를 갖는 부호화 구조이다. 그림 1

와 같이 HEVC 부호화기는 기본이 되는 CTU(Coding Tree Unit) 블록 내부가 쿼드트리 CU(Coding Unit) 형태로 분기되는 구조를 갖는다. 각 CU는 또한 내부에 움직임 예측의 기본 단위인 PU(Prediction Unit)와 변환 및 양자화의 기본 단위인 TU(Transform Unit)를 갖는다. 전술한 것과 같은 복잡한 구조로 인해 HEVC의 부호화 시간은 HEVC에 비해서 증가하였다.

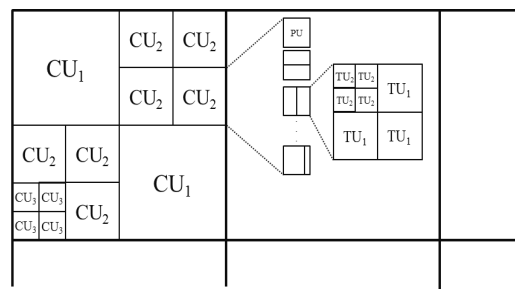


그림 1. HEVC의 부호화 구조

HEVC의 실시간 응용을 위한 복잡도 개선을 위해서는 앞서 설명된 코딩트리 블록의 조기 결정 알고리즘이 필수적이다. 본 논문에서는 MV 크기, PU와 TU의 크기 그리고 복잡도 예측을 통한 코딩트리 블록의 조기 결정 알고리즘을 제안한다.

II. 본론

2.1 복잡도 예측

비디오 영상은 잔차 신호의 양을 줄이기 위해 움직임 예측 및 변환/양자화를 수행한다. 이 때 움직임 예측을 통해 움직임 벡터 (MV)와 움직임예측 블록(PU)가 결정된다. 움직임이 크고 복잡할수록 MV의 크기는 커지고 PU의 구조는 복잡해진다. 또한 움직임 예측 이후 원본 영상과 움직임 예측 영상의 잔차 신호에 대하여 변환 및 양자화가 수행된다. 이 때 움직임이 크고 텍스처가 복잡한 영역은 복잡하고 세밀한 변환 블록(TU) 크기를 갖고 움직임이 작고 텍스처가 균일한 영역은 TU의 크기가 크고 CBF 값이 0을 갖을 확률이 증가한다.

$$CU\ split\ decision = \begin{cases} early\ decision, & if\ PU = 2N \times 2N, MV = (0, 0), \\ & Tr\ depth = 0, CBF = 0 \\ split\ to\ sub - CUs, & otherwise \end{cases} \quad (1)$$

따라서 수식 (1)과 같이 PU의 크기가 $2N \times 2N$ 이고 MV는 (0, 0), TU의 depth는 0, 그리고 CBF는 0의 값 일 때 CU 블록의 depth를 현재 depth로 조기 결정할 수 있다.

또한 HEVC의 in-loop filter 중 Sample Adaptive Offset 필터의 edge class는 CTU 내부의 texture 복잡도에 따라 상이한 분포를 갖는다. 수식 (2) 와 같이 edge class의 분포의 variance를 이미 부호화된 CU들의 평균 threshold 값과 비교하여 이 threshold 보다 작을 때 영상의 텍스처 복잡도가 낮다고 가정하고 조기 CU depth 결정을 수행한다.

$$\sigma_{edge\ class}^2 = \sum_{i=0}^3 (\mu_{edge\ class} - P_{edge\ class})^2$$

$$threshold = \frac{\sum_{n=0}^N (\sigma_{edge\ class}^2)}{N} \quad (2)$$

$$\sigma_{edge\ class}^2 \leq threshold$$

III. 실험 결과

제안된 알고리즘의 성능을 검증하기 위해 HEVC의 참조 SW codec인 HM9.0이 사용되었다. 실험 조건은 JCT-VC 공통 실험조건[3]을 따랐고 자세한 실험 조건은 표 1과 같다. 제안된 고속화 방법은 평균적으로 full HD 영상에 대하여 약 41%의 부호화 시간 향상을 보이고 720p 영상에 대하여 약 33%의 부호화 시간 향상을 보인다. 이 때 각 해상도별 R-D 성능 저하는 약 1.6%의 bitrate 증가와 0.048dB감소, 0.43%의 bitrate증가, 0.008dB의 감소를 보인다.

표 1. 실험 조건 및 환경

실험 플랫폼	Intel Core I7 3.33GHz 24GB RAM 64 bit Window 7
QP	22, 27, 32, 37
CU/TU Depth	4 / 3
Max CTU size	64
Fast Algorithm	FEN, FDM, TSK:ON
Encoding Frames	120 frames

표 2. 실험 결과

	BDBR-Y[3]	delta-dB	Encoding TimeSaving
BQTerrace	0.99 [%]	-0.018 [dB]	33.3 [%]
ParkScene	1.61	-0.050	36.3
Kimono	1.41	-0.048	46.2
Station	1.88	-0.047	47.9
SubTotal	1.63	-0.048	41.0
Johnny	0.61	-0.006	38.1
Kristen&	0.34	-0.009	29.3
Vidyo1	0.33	-0.008	34.2
SubTotal	0.43	-0.008	33.8

IV. 결론 및 향후 연구 방향

제안된 고속화 알고리즘은 HEVC의 코딩 파라미터들을 이용하여 CU의 복잡도를 예측하고 이를 이용하여 조기에 CU의 depth를 결정하는 방법이다. 제안 알고리즘을 통하여 코딩 파라미터들과 CU의 복잡도와 상관관계를 규명하였으며 이를 통해 적은 손실로 높은 부호화 시간 단축을 달성하였다. 향후 코딩 상관관계가 더 높은 파라미터를 규명하여 해상도가 낮은 영상들에 대하여도 고속화 연구를 진행하는 것이 과제로 남아있다.

감사의 글

본 연구는 본 연구는 미래창조과학부가 지원한 2013년 정보통신·방송(ICT) 연구개발사업 MSIP/KEIT [10039214, Video Codec SoC for Ultra High Definition]의 지원을 받아 수행한 결과입니다.

참고문헌

- [1] Gary J. Sullivan, Jens-Rainer Ohm, Woo-Jin Han, and Thomas Wiegand, "Overview of the High Efficiency Video Coding(HEVC) Standard", IEEE TCSVT., Dec. 2012.
- [2] F. Bossen, "Common test conditions and software referenceconfigurations, " JCTVC-I1100, Geneva, CH, Apr 2012.
- [3] G. Bjontegaard, "Calculation of average PSNR differences between RDCurves,"ITU-T SG16 Q.6 Document, VCEG-M33, Austin, April 2001.

고속 HEVC 부호화를 위한 보간 필터 최적화 연구

*황태진, 안용조, 심동규
광운대학교 컴퓨터공학과

e-mail : *legendary6@kw.ac.kr, madein1st@kw.ac.kr, dgsim@kw.ac.kr*

Study of interpolation filter optimization for fast HEVC encoding

*Taejin Hwang, Yongjo Ahn, Donggyu Sim
Computer Engineering Department
Kwangwoon University

Abstract

In this paper, a fast algorithm for interpolation filter in HEVC (high efficiency video coding) encoder is proposed. Computational complexity analysis based on HM7.1 shows that interpolation filter accounts for about 30% of encoder complexity. The proposed algorithm optimizes interpolation filter by applying SIMD (single instruction multiple data) instructions and frame-level interpolation on ANSI C-based private codec developed on the basis of HM10.0. Experimental results show that SIMD instructions and frame-level interpolation speed up interpolation filter by 2.6 and 26.24 times and reduces encoding time by 18% and 25%, respectively. Applying both SIMD instructions and frame-level interpolation accelerates interpolation filter by 109.18 times and reduces encoding time by 26%.

I. 서론

현대 사회는 스마트폰, 태블릿 PC 등 고성능 휴대용 장치가 보편화 되었으며, 또한 UHD 급 고화질 디스플레이 장치가 시장에 나타나고 있다. 따라서 Full-HD, 4K, 8K, UHD 급 고화질의 영상에 대한 사용자들의 요구가 늘어나면서 이를 처리할 수 있는 고성능 영상 처리가 필요하게 되었다. HEVC는 MPEG-2, MPEG-4, H.264/AVC 등의 기존 비디오 코덱들의 특징인 고정적인 압축 단위를 사용하지 않으며, CTB (coding tree block) 기반 64x64에서

8x8까지의 쿼드트리 구조를 갖는다 [1]. 또한, 세부적인 블록 파티션 기술을 적용하기 위해서 CU (coding unit), PU (prediction unit), TU (transform unit)를 정의하였으며, 부호화 효율 향상을 위해 34개의 방향성을 갖는 화면 내 예측[2], AMVP (advanced motion vector prediction)[3], 움직임 벡터 병합 (motion vector merge)[4], SAO (sample adaptive offset)[5] 등 다양한 기술들이 채택되었다. 반면, 복잡도의 증가로 인해 실시간 부호화에 많은 어려움이 있으며, 상용화를 위해서는 이러한 기술들에 대한 알고리즘 레벨 최적화 연구 및 코드 레벨 최적화가 필수적이게 되었다[6].

본 논문에서는 실시간 부호화 연구의 일환으로 부호화기 복잡도에서 약 30%를 차지하는 보간 필터에 대해 SIMD 명령어를 통한 코드 레벨 최적화 및 프레임 레벨 보간 필터링을 제안한다. SIMD 명령어 기반 코드 레벨 최적화를 위해선 메모리 접근에 대한 고려와 더불어 MMX, SSE, SSE2의 레지스터를 효율적으로 사용해야 한다. 특히 입력 데이터 및 출력 데이터에 대해 연산과정의 중간 값이 가지는 최대/최소 범위에 대한 고려가 중요하며 오버플로우나 언더플로우가 발생하는지에 대해 충분한 고려할 필요성이 있다. 본 논문에서는 SSE, SSE2 기반 인트린직 (intrinsic) 함수를 이용한 SIMD 최적화를 수행하였다.

본 논문의 전체적인 구성은 다음과 같다. 2장에서는 제안된 SIMD 명령어를 이용한 효율적인 보간 필터 구현 기술 및 개선된 보간필터 알고리즘을 소개하고, 3장에서는 제안된 구현 기술들에 대한 평가 및 분석을 한다. 마지막 4장에서는 본 논문에 대한 결론 및 향후 연구 진행 방향을 제시하도록 하겠다.

II. HEVC 부호화기 복잡도 분석 및 보간 필터 최적화

2.1. HEVC 부호화기 복잡도 분석

다음은 HEVC 참조 소프트웨어인 HM 7.1를 기반으로 복잡도를 분석하였으며, 사용된 영상은 아래 표 1에 기술하였다. 실행 시간에 대한 각 틀들에 대한 복잡도를 분석한 결과, 그림 1과 같이 보인다[7].

표 1. 복잡도 분석을 위한 실험 영상

Sequence		Number of frames	Frame rate(fps)
B Class (1920×1080)	BasketballDrive	100	50
	BQTerrace	100	60
C Class (832×768)	BasketballDrill	500	50
	BQMall	600	60

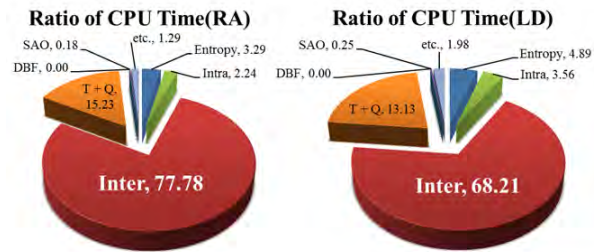


그림 1. HM 7.1 부호화기의 복잡도

HEVC 부호화기의 복잡도 분석 결과 화면 내 예측에서 약 2%, 화면 간 예측에서 약 80%, 변환 및 양자화에서 약 15%, 엔트로피 코딩에서 약 3%, 인트라 필터에서 약 0.1%, 기타 연산에서 약 1%의 비율로 나타났으며, 화면 간 예측에서 보간필터의 복잡도는 약 30%를 차지한다. HM 7.1 부호화기에서 화면 간 예측은 80%의 복잡도를 갖는 병목점이 된다. 특히, 보간 필터는 휘도 성분에 대해 8-tap(7tap)으로 필터 tap 크기의 증가에 따른 연산량 증가 및 메모리 읽기 / 쓰기에 대한 증가로 인해 HEVC 부호화기에서 30%로, 단일 연산에 대해서는 높은 복잡도를 차지한다.

2.2. SIMD 명령어 기반 보간 필터 최적화

HEVC 화면 간 예측에서는 좀 더 정확한 예측을 위해 보간 필터를 통해 정수 화소를 포함하여 부화소 단위까지 움직임 추정(motion estimation)을 수행한다. 그림 2에 4-tap 보간 필터링의 예를 나타내었다. a 위치(1/4 부화소 위치)에 대해 1/4 가로방향 보간 필터링이 수행될 것이며, h 위치(1/2 부화소 위치)에 대해 1/2 세로방향 보간 필터링이 수행 될 것이다. HEVC에서는 같은 방법으로 8tap(7tap) 보간 필터를 사용하며, 보간 필터가 적용된

블록은 정수 화소블록의 4배의 크기를 생성하며, 현재 블록과의 유사성 측정에 용이하도록 같은 크기에 대해 각 위치의 화소를 저장한다. 아래 표 2는 HEVC 보간 필터의 계수를 나타내었다.

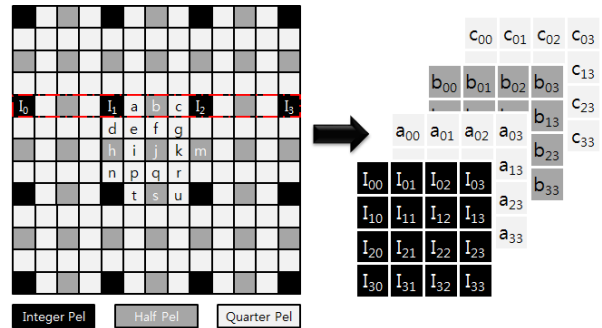


그림 2. 4-tap 보간 필터링의 예

표 2. HEVC 보간 필터 계수

Position		Filter coefficient
Luma	1/4	-1, 4, -10, 58, 17, -5, 1, 0
	2/4	-1, 4, -11, 40, 40, -11, 4, -1
	3/4	0, 1, -5, 17, 58, -10, 4, -1
Chroma	1/8	-2, 58, 10, -2
	2/8	-4, 54, 16, -2
	3/8	-6, 46, 28, -4
	4/8	-4, 36, 36, -4
	5/8	-4, 28, 46, -6
	6/8	-2, 16, 54, -4
	7/8	-2, 10, 58, -2

HEVC에서 보간 필터는 필터링에서의 복잡도를 고려하여 2차원 필터링을 사용하지 않고 수평 방향, 수직 방향에 대한 1차원 필터링을 사용한다. 또한, 반복적인 산술 연산을 수행하므로 SIMD 명령어를 이용한 코드 레벨 최적화에 적합하다. SIMD 명령어의 성능을 최대화하기 위해 보간 필터의 입/출력에 대해 8비트 / 16비트 입출력으로 분류를 수행하였다. 움직임 탐색에서는 먼저, 수평방향에 대해 8비트 입력, 16비트 결과가 출력된다. 실수연산을 정수연산으로 수행함에 따라 발생하는 오류를 더 보상하기 위하여 다음에 수행하는 수직방향에 대해 스케일링을 유지한다. 다음으로 수직방향에 대해 16비트 입력, 8비트 결과가 출력된다. 또한 움직임 보상에서도 단방향 예측 및 양방향 예측에 대해 스케일 유지를 위해 위와 같은 방식을 사용한다. 특히 양방향 예측에서는 L0, L1 방향에 대해 각각 보간 필터링을 수행하여 16비트의 최종 결과를 출력하고, 다시 L0, L1 방향에 대해 평균값을 구하는 과정을 통해 스케일을 유지를 한다. 따라서 아래와 같이 총

4가지의 조합이 나타나며, 각 조합에 대해 입출력을 고려하여 xmm 레지스터에 적합한 연산을 수행할 수 있다.

표 3. 보간필터에 대한 입/출력 조합

Input	Output	Input	Output
8bit	8bit	16bit	8bit
8bit	16bit	16bit	16bit

1차원 보간 필터링은 수평 방향에 대해 그림 3과 같이, 수직 방향에 대해 그림 4와 같이 연산을 수행한다. 이 때, 8비트 입력에 대해 수평 방향의 경우 128비트 레지스터를 사용하여 최대 8개의 입력에 대한 연산이 가능하며, 최대 내부 16비트 범위 내에서 연산을 수행한다. 따라서 부호 없는 8비트 입력에 대해 중간값의 범위를 고려하여 16비트 확장을 수행해야 하며 그림 5와 같이 `_mm_unpacklo_epi8()` 함수를 통해 각 데이터에 대해 상위 8비트를 0으로 패딩하는 과정을 통해 부호없는 16비트로 확장할 수 있다. 또한 부호 있는 16비트 입력에 대해 32비트 확장을 할 경우 `_mm_cmpltp_epi16()` 함수를 통해 각 데이터의 하위 16비트에 대해 음수 인지를 확인하고, `_mm_unpacklo_epi16()` 함수를 통해 상위 16비트에 대해 음수의 경우 0xffff를 양수의 경우 0을 패딩하여 부호있는 32비트 확장을 수행할 수 있다.

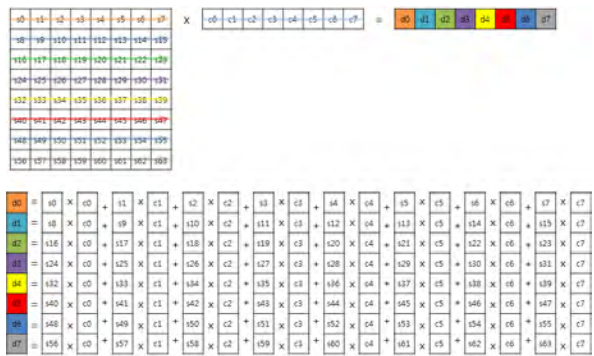


그림 3. 수평방향에 대한 보간 필터링



그림 4. 수직방향에 대한 보간 필터링



그림 5. `_mm_unpacklo_epi8()` 함수를 이용한 부호없는 16비트 확장

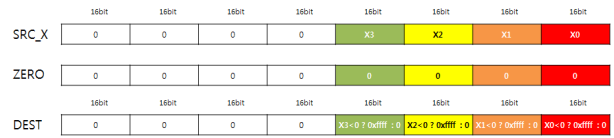


그림 6. `_mm_cmpltp_epi16()` 함수를 이용한 부호 확인

HEVC 움직임 추정 과정에서는 현재 PU에 대해 탐색 시작 위치로부터 탐색 영역내의 유사한 블록을 찾는 과정이다. 이 때, 탐색 영역은 시작 위치에 대해서로 중복되는 영역이 발생하고 중복된 1/2 부화소, 1/4 부화소에 대한 움직임 추정을 위해 보간 필터링이 중복적으로 수행되게 된다. 또한 움직임 보상 과정에서는 움직임 추정에서 선택된 영역에 대해 부화소의 경우 다시 보간 필터링을 통해 복원 영상을 구성하게 된다. 이에 본 논문에서는 중복된 영역의 보간 필터링 및 이를 재사용한 움직임 보상을 제안한다.

제안하는 알고리즘은 먼저, 참조 영상에 대한 프레임 레벨 보간 필터링을 통해 부화소의 참조 영상을 생성한다. 이를 통해 움직임 추정에서 필요한 부화소를 중복된 부분에 대해 다시 보간 필터링을 수행하지 않을 수 있다. 또한 움직임 보상의 경우 다시 필요한 부화소를 구하기 위해 보간 필터링을 거치지 않고 프레임 레벨 보간 필터링으로 저장된 부화소의 영역으로부터 데이터를 얻어올 수 있다. 제안 하는 알고리즘은 참조 프레임에 대해 프레임 레벨 보간 필터링을 수행하므로, 앞에서 사용한 SIMD 명령어 기반 보간 필터링이 적용가능하다. 따라서 본 논문에서는 프레임 레벨 보간 필터링 및 SIMD 명령어 기반 프레임 레벨 보간 필터링을 제안한다.

III. 실험 결과 및 분석

HEVC 참조 소프트웨어 HM 10.0에 기반을 둔 ANSI C기반 자체 개발 코덱을 기준으로 본 논문에서 제안하는 SIMD(single instruction multiple data) 명령어 기반 최적화 및 보간 필터링에 대한 알고리즘 개선을 통해 부호화기 수행속도를 향상시켰다. 실험에 사용된 영상은 HEVC 실험 조건에 있는 Class B,

Class C 영상에 대해 각각 4개의 영상을 선택하여 사용하였으며, 실험 영상 세트는 표 4에 기술하였다. 또한 실험에 사용된 PC의 환경은 표 5와 같다.

표 4. 성능 평가를 위한 실험 영상

Sequence		Number of frames	Frame rate(fps)
B Class (1920×1080)	BasketballDrive	128	50
	BQTerrace	128	60
	Cactus	128	50
	Kimono	128	24
C Class (832×768)	BasketballDrill	128	50
	BQMall	128	60
	RaceHorsesC	128	30
	PartyScene	128	50

표 5. 실험 PC 사양

Component	Description
CPU	Intel Core™ i7 3960X
Clock speed	3.3GHz
Memory	16.00GB(DDR3)
OS	MS Windows 7 64bit
Compiler	MS Visual studio 2012

본 논문에서는 최적화로 인한 부호화기 성능 향상 비율을 나타내기 위해 수식 1을 사용하였으며, 또한 보간 필터에 대한 성능을 비율로 표 6에서 표 8까지 각 성능을 나타내었다.

$$ATS(\%) = \frac{EncTime_{anchor} - EncTime_{optimi}}{EncTime_{anchor}} \times 100(\%) \quad \text{수식 1}$$

표 6. 제안 한 알고리즘을 사용한 보간 필터 성능

Algorithm	SIMD	ATS(%)	IF speed up
IF	On	18	2.60
Frame-level IF	Off	25	36.24
Frame-level IF	On	26	109.18

IV. 결론

본 논문에서는 실시간 HEVC 부호화기 연구의 일환으로 HEVC 부호화기에서 약 30%의 복잡도를 차지하는 보간 필터에 대한 최적화 방법을 제안한다. 먼저 SIMD 명령어 기반 코드 레벨 최적화를 통해 보간 필터의 성능을 화질의 저하 없이 약 2.6배 향상시켰으며 부호화기에서 평균 18%의 성능향상을 보였다. 프레임 레벨 보간 필터에 대한 성능은 약 36.24배 향상되었으며, 부호화기에서 평균 25%의 성능향상을 보였다. 또한 프레임 레벨 보간 필터에

SIMD 명령어를 적용하였을 경우 약 109.18배 향상되었으며, 부호화기에서 평균 26%의 성능향상을 보인다. SIMD 명령어를 사용하는데 있어 인트린직 함수를 사용하여 레지스터 개수에 대한 고려가 부족하고 이를 보충하면 추가적인 성능 향상이 있을 것으로 판단된다. 이후 연구 방향은 SIMD 명령어 기반 코드 레벨 최적화와 더불어, OpenMP와 CUDA를 활용한 공유 메모리 병렬 최적화를 수행하여, 실시간 HEVC 부호화기에 대한 연구를 진행 할 것이다.

감사의 글

본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 육성지원 사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2013-H0301-13-1011)

참고문헌

- [1] J.-R. Ohm, G. J. Sullivan, T. Wiegand, W.-J. Han, R. Joshi, T. K. Tan, and K. Ugur, "Special Section on the Joint Call for Proposals on High Efficiency Video Coding Standard," *IEEE Trans. Circuits Syst. Video Technol.*, vol. 20, no. 12, pp.1661-1668, Dec. 2010.
- [2] Frank Bossen, TK Tan, and Junya Takiue, "Simplified angular intra prediction," document JCTVC-B093, July 2010.
- [3] I-K. Kim and T. Lee, "Improved motion vector predictor selection in AMVP," document JCTVC-D337, Daegu, Korea, Jan. 2011.
- [4] Hiroya Nakamura, Shigeru Fukushima, and Masayoshi Nishitani, "Unification of derivation process for merge mode and MVP," document JCTVC-F419, July 2011.
- [5] Chih-Ming Fu, Ching-YehChen, Chia-YangTsai, Yu-WenHuang, and ShawminLei, "Sample Adaptive Offset with LCU-Independent Decoding," JCTVC-E049, Geneva, CH, March 2011.
- [6] 황태진, 안용조, 심동규, "SIMD 명령어 기반 HEVC 부호화기 최적화, " *IPIU 2013*, P-169, Feb. 2013.
- [7] 안용조, 황태진, 유성은, 한우진, 심동규, "HEVC 부호화기 소프트웨어의 통계적 특성 및 복잡도 분석," *방송공학회논문지*, vol. 17, no. 6, pp. 1091-1105, Dec. 2012.

HEVC를 위한 움직임 벡터 고속 결정 방법

*송승현, **원광현, ***박영현, ****전병우
성균관대학교 정보통신공학부

e-mail : *darkslimp@skku.edu, **wkh12345@skku.edu, ***neversky@skku.edu,
****bjeon@skku.edu

Fast Decision Method of Motion Vector for HEVC

*Sung-Hyun Song, **Kwanghyun Won, ***Younghyeon Park,
****Byeungwoo Jeon

School of Information and Communication Engineering
Sungkyunkwan University

Abstract

In this paper, a fast decision method for HEVC (high efficiency video coding) is proposed to reduce the complexity of the motion estimation. Proposed method works in the search process of PU (prediction unit). Experimental results show that the proposed method achieves on average 4.9% of total encoding time saving with 0.3% BDBR loss on random access condition, and 4.6% of total encoding time saving with 0.2% BDBR loss on low delay condition.

I. 서론

HEVC (high efficiency video coding)는 H.264/AVC에 비해 상당히 높은 압축률을 달성하였다. 해당 압축률을 실현할 수 있었던 이유는 CU(coding unit), PU(prediction unit), 그리고 TU(transform unit) 구조를 기준으로 매우 유연한 일반화된 블록 분할 방법을 제공하였기 때문이다. PU는 화면내 예측과 화면간 예측에 사용되는 예측 단위로써 화면내 예측은 $2N \times 2N$ 과 $N \times N$, 화면간 예측은 $2N \times 2N$, $N \times N$, $N \times 2N$, $2N \times N$ 과

비대칭 움직임 분할 구조($2N \times nU$, $2N \times nD$, $nL \times 2N$, $nR \times 2N$)를 제공하고 있다[1]. 특히 화면간 예측에서는 각각의 분할된 블록과 유사한 예측 블록을 찾기 위해 움직임 탐색 과정을 수행하여 높은 압축률을 실현시켰다. 그러나 모든 분할된 블록에 대해서 움직임 탐색 과정을 수행해야 하기 때문에 상당히 많은 계산량을 요구하게 되어 부호화기의 복잡도 상승을 야기한다.

II. HEVC의 움직임 탐색 과정

HEVC는 화면간 예측에서 사용 가능한 모든 PU에 대해 최적의 예측 블록을 선택하기 위해 움직임 탐색 과정을 실시하여 유효-왜곡 비용이 최소가 되는 블록을 현재 PU의 예측 블록으로 결정한다. 움직임 벡터 결정 순서는 단방향 예측에 필요한 움직임 벡터를 각각의 참조 영상에 대해서 탐색한 후, 양방향 예측에 필요한 움직임 벡터를 추가적으로 각각의 참조 영상에 대해서 탐색한다. 이와 같은 과정을 $2N \times 2N$ 한 개의 분할 블록, $N \times N$ 네 개의 분할 블록, $2N \times N$, $N \times 2N$, 그리고 비대칭 움직임 분할 구조에 대한 두 개의 분할 블록들에 대해서 움직임 탐색 과정을 실시한다. 이러한 과정을 거쳐 움직임 탐색을 실행할 경우 정확한 움직임 정보를 결정할 수 있지만, 현재 블록과 유사한 참조영상내 예측 블록을 찾기 위해 많은 연산량을 필요로 해서 복잡도를 증가시킬 수 있는 문제가 발생할 수 있다.

III. 움직임 벡터 고속 결정 제안방법

표 1. 제안 방법 실험 결과 (비교대상 : HM10.0)

IV. 실험 및 결과

제안하는 움직임 벡터 고속 결정 방법의 성능을 평가하기 위하여 HM10.0의 random access와 low delay 상에서 Class B, C, D 의 실험영상을 사용하였다. 제안방법의 성능을 평가하기 위해 BDBR(Bjontegaard Bit-rate), 그리고 시간절감률(Time-Saving)을 사용하였다[2]. 표 1의 결과를 살펴보면, 제안방법은 random access 구조에서 평균적으로 BDBR이 약 0.3% 증가하지만, 약 4.9%의 시간 절감률을 얻었고, low delay 구조에서는 평균적으로 BDBR이 약 0.2% 증가하지만 약 4.6%의 시간 절감률을 얻었다.

Sequence	Random Access		Low Delay	
	BDBR [%]	Time-Saving [%]	BDBR [%]	Time-Saving [%]
Class B	0.2	5.2	0.1	4.8
Class C	0.3	5.0	0.3	4.8
Class D	0.3	4.4	0.2	4.3
Average	0.3	4.9	0.2	4.6

V. 결론

실험 결과는 제안 방법이 움직임 탐색에 필요한 계산량을 효과적으로 감소시킬 수 있다는 것을 보여준다.

참고문헌

- [1] G. J. Sullivan, J.-R. Ohm, W.-J Han, and T. Wiegand, "Overview of the High Efficiency Video Coding(HEVC) Standard," *IEEE Trans. on Circuit and Systems for Video Technology*, Vol. 22, No. 12, pp. 1649-1668, Dec. 2012.
- [2] G. Bjontegaard, "Calulation of average PSNR differences between RD-curves," Doc. of ITU-T SG16/Q6 VCEG, VCEG-M13, Apr.2001.

HEVC 부호화기를 위한 화질 및 발생 비트량 제어

*이민호¹, 서찬원², 한종기¹

¹세종대학교 정보통신공학과, ²삼성전자

e-mail : *lmalone99@naver.com, sachonwon@gmail.com, hjk@sejong.edu*

Rate and Quality Control Scheme for HEVC encoder

*Min-Ho Lee¹, Chan-Won Seo², Jong-Ki Han¹

Department of Information and Communication Engineering

¹Sejong University, ²Samsung Electronics

Abstract

Since video quality fluctuation degrades the visual perception significantly in multimedia device, it is important to maintain a constant video quality over the entire video sequence. We propose a rate control algorithm to keep the constant video quality in High Efficiency Video Coding (HEVC), which is the latest standard video codec. In controlling the video quality, distortion-quantization and rate-quantization models are derived by using the Laplacian function. From the simulation results, it is shown that the proposed rate control algorithm outperforms the other conventional schemes.

I. 서론1)

최근 full-HD급 영상뿐 아니라 UHD(Ultra High

Definition)영상과 같은 고해상도 영상 서비스에 관심과 중요성이 증가 하고 있다. 이 때문에 영상 압축이 적용되기 전의 데이터 량이 매우 커, 기존 코덱으로는 압축에 어려움이 생겼다. 이러한 데이터 량의 증가에 대응하기 위해 ISO/IEC MPEG과 ITU-T VCEG이 공동으로 차세대 영상 압축 기술인 HEVC의 표준화를 진행했으며, 2013년 1월 FDIS(Final Draft International Standard)를 발표하였다. HEVC의 부호화 효율은 H.264 대비 주관적 화질에서 2배 이상의 성능을 보였다.[1][2]

기존 코덱들과 달리 HEVC에는 CU, PU, TU 등을 고려한 계층적 코딩 블록 구조, 34 가지 이상의 방향 모드들을 고려하는 인트라 예측 부호화, 32×32부터 8×8 까지 다양한 크기의 변환 부호화, SAO와 개선된 Deblocking filter 사용, 개선된 entropy coding 기법, 그리고 효율적인 DPB 관리를 통한 인트라 코딩 기법의 성능 개선 등 부호화 효율을 향상시키기 위한 여러 가지 기술들이 채택되었다.[3]

일정한 화질을 유지하며 비트할당 및 비트율을 제어하는 기술은 주관적 평가 및 비디오 코덱의 성능을 향상시킬 수 있는 주요한 요소로 이 논문에서는 HEVC에 영상 화질에 변화를 최소화하기 위한 효율적인 비트율 제어를 제안한다. 우리는 효율적인 비트율 제어를 위해 HEVC의 계층적 CU 구조를 고려한 왜곡-양자화 모델과 비트율-양자화 모델을 유도하였다.

본 논문에서는 II장에서 해결하려는 문제를 설명하

1) 연락처자: 한종기

이 논문은 2011년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (No.2011-0011401)

고, III장에서는 제안하는 왜곡율-양자화 모델과 비트율-양자화 모델을 설명한다. 그리고 IV장에서는 실험 결과를 보이고, 마지막 V장에서 결론을 도출한다.

II. 해결하려는 문제

I 장에서도 설명했듯이 일정한 화질을 유지하며 비트할당 및 비트율을 제어하는 기술은 주관적 평가 및 비디오 코덱의 성능을 향상시킬 수 있다. 비디오의 화질에 변화를 최소화하기 위해서는 부호화된 프레임들의 왜곡률의 변화가 작아야한다. 그래서 현재 프레임의 예측 왜곡률을 계산하기 위한 식은 (1)과 같다.

$$D_i = \frac{(\sigma-1)AD + D_{i-1}}{\sigma} \quad (1)$$

(1)에서 σ 는 가중치 파라미터, AD 는 이전에 코딩된 모든 프레임에 왜곡률 평균 그리고 D_{i-1} 는 바로이전에 코딩된 프레임에 왜곡률을 나타낸 것이다. 하지만 채널 상황과 멀티미디어 장치들에 성능이 다르므로 화질을 일정하게 제어하는 것은 비트율에 영향을 받게 된다. 그러므로 현재 프레임의 양자화 스텝 사이즈의 결정은 식 (2)를 고려해야 한다.

$$Q_{step} = \arg \min_{Q_{step}} |D_i - D(Q_{step})|, \quad \min R \leq R(Q_{step}) \leq \max R \quad (2)$$

(2)에서 Q_{step} 은 양자화 스텝 사이즈, $D(Q_{step})$ 는 양자화 스텝 사이즈에 따른 왜곡율, $R(Q_{step})$ 는 양자화 스텝 사이즈에 따른 비트율 그리고 $\min R$ 과 $\max R$ 은 채널과 장치 상황에 따른 가능 비트율에 최소, 최대값을 나타낸 것이다.

III. 화질왜곡 및 비트율 모델

(2)에서 사용할 왜곡율은 원본과 복원된 영상의 MSE (Mean Squared Error)를 사용하여 계산한다. HEVC는 계층적 CU 구조로 프레임에 깊이를 고려하여 식 (3)과 같이 왜곡율-양자화 모델을 결정하였다.

$$D(Q_{step}) = \delta \sum_{k=0}^{depth} \tau_k D_k(Q_{step}) \quad (3)$$

(3)에서 $D_k(Q_{step})$ 는 양자화 스텝 사이즈에 따른 CU에 k번째 깊이 평균 MSE, δ 는 모델 파라미터 그리고 τ_k 는 CU 구조 깊이에 따른 가중치 파라미터이다. $D_k(Q_{step})$ 는 파사발의 정리[4]를 이용하여 식 (4)와 같이 나타낸다.

$$D_k(Q_{step}) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{(l-q_0)Q_{step}}^{(l+1-q_0)Q_{step}} (c - c(Q_{step}))^2 f_k(c) dc \quad (4)$$

(4)에서 q_0 는 양자화 offset, c 는 원본에 계수, $c(Q_{step})$ 는 양자화 스텝 사이즈에 따른 복원된 계수 그리고 $f_k(c)$ 는 CU에 k번째 깊이에 데이터들에 대한 라플라시안 모델을 나타낸다.

비트의 양은 부호화된 신호의 엔트로피를 사용하여 예측할 수 있다. 식은 (5)에 나타낸다.

$$R = \mu H(Q_{step}) \quad (5)$$

(5)에서 R 은 생성된 비트량 그리고 $H(Q_{step})$ 는 양자화 스텝 사이즈에 따라 양자화 된 계수의 엔트로피를 나타내며, μ 는 그에 따른 스케일링 파라미터를 나타낸다. HEVC의 계층적인 CU 구조를 고려하여 $H(Q_{step})$ 를 나타낸 식은 (6)이다.

$$H(Q_{step}) = \varepsilon \sum_{k=0}^{depth} \tau_k H_k(Q_{step}) \quad (6)$$

(6)에서 $H_k(Q_{step})$ 는 양자화 스텝 사이즈에 따른 CU에 k번째 깊이의 엔트로피 그리고 ε 는 모델 파라미터이다. $H_k(Q_{step})$ 는 식 (7)과 같이 나타낸다.

$$H_k(Q_{step}) = -P_{k,0}(Q_{step}) \log_2 P_{k,0}(Q_{step}) - 2 \sum_{l=1}^{\infty} P_{k,l}(Q_{step}) \log_2 P_{k,l}(Q_{step}) \quad (7)$$

(7)에서 $P_{k,n}(Q_{step})$ 는 양자화 스텝 사이즈에 따른 n번째 양자화 레벨의 확률을 나타낸다.

최종적으로 앞에서 제안한 왜곡율-양자화 모델과 비트율-양자화 모델을 이용하여 식 (2)에 만족하는 양자화 스텝 사이즈를 결정하게 된다.

IV. 실험 결과

본 실험에서는 HEVC참조 소프트웨어인 HM 10.0[5]을 사용하였다. Random access의 main profile 환경에서 실험을 했으며, 테스트 시퀀스는 PeopleOnStreet (POS), BQTerrace (BQT), BasketballDrill (BD), BlowingBubbles (BB)를 사용하였다.

제안한 기술의 정확도를 측정하기 위해 PSNR 외에도 PSNR의 표준 편차(sdPSNR)를 계산하여 영상에 화질이 얼마나 더 일정하게 유지 되었는지 H.264/AVC의 비트율 제어 알고리즘[6]을 기준으로 평가 하였다. 실험결과는 표 1과 같다.

Sequence	Target bit rate	[6]		Proposed Scheme	
		PSNR	sdPSNR	PSNR	sdPSNR
POS	5000	31.67	1.31	31.67	1.06
BQT	1080	32.89	1.12	32.54	0.67
BD	1000	34.19	2.78	33.91	1.01
BB	500	34.41	1.48	33.06	1.10

표 1 제안하는 기술에 성능 평가

실험결과에서 볼 수 있듯이 제안하는 방법을 사용했을 경우, 기존 방법을 사용했을 경우 보다, PSNR의 변화량이 작다는 것을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 HEVC에서 프레임 간에 일정한 화질을 유지하며 효율적인 비트율 제어를 수행 할 수 있는 화질왜곡 및 발생 비트율 모델들을 제안하였다. 또한 실험을 통해 제안하는 기술이 PSNR에 변화는 거의 없이 프레임간에 일정한 화질을 유지 한다는 것을 보였다.

참고문헌

[1] J. Vanne, M. Viitanen, T. D. Hämäläinen, and A. Hallapuro, "Comparative Rate-Distortion-Complexity Analysis of HEVC and AVC Video Codecs," *IEEE Trans. Circuits Syst. Video Technol.*, vol. 22, no. 12, pp. 1885-1898, Dec. 2012.

[2] J. Seo, K. Seo, "Industry Trends around Video Coding," *MI5682*, July 2008, Hannover, Germany

[3] G. J. Sullivan, J.-R. Ohm, W.-J. Han, and T. Wiegand, "Overview of the Hogh Efficiency Video Coding (HEVC) standard," *IEEE Trans. Circuits Syst. Video Technol.*, vol. 22, no. 12, pp. 1648-1667, Dec. 2012.

[4] J. G. Proakis and D. G. Manolakis, *Digital Signal Processing: Principle, Algorithms, and Applications*, Englewood Cliffs, NJ, USA: Printice-Hall, 2007.

[5] HEVC reference software (HM5.0) [Online]. Available : <https://hevc.hhi.fraunhofer.de/trac/hevc/browser/tags/HM-10.0>

[6] Rate Control Reorganization in the Joint Model (JM) Reference Software, ISO/IEC Standard *JVT-W042*, Apr. 2007.

적응적 변환 쿼드트리 결정방법

강장병, 최해철

한밭대학교 멀티미디어공학

e-mail : *kjb11001@naver.com, choihc@hanbat.ac.kr*

ADAPTIVE TU QUADTREE CONSTRUCTION METHOD FOR HEVC

Jangbyung kang, Haechul choi

Multimedia Engineering

Hanbat University

Abstract

For the emerging High Efficiency Video Coding (HEVC) standard, an adaptive Transform Unit (TU) quadtree construction method is proposed. By using the TU quadtree, HEVC supports various transform block sizes from 4x4 to 32x32. These various transform block sizes can provide good coding efficiency, whereas they may increase dramatically encoding complexity. Assuming that a TU with highly compacted energy is unlikely to be split, the proposed method determines an appropriate TU size according to the position of the last non-zero transform coefficient. Experimental results show that this method reduces encoding run time by 18% with a negligible coding loss of 0.7% BD-rate.

I. 서론

최근 초고해상도 비디오의 보급과 디지털 방송기기의 발전으로 국제 표준화 단체에서는 2010년 1월 JCT-VC를 설립하여 차세대 비디오 표준인 HEVC(high efficiency video coding)[1]의 표준화 과정을 지난 2013년 4월 완료하였다. 현재 HEVC는

에서 약 40 ~ 50%의 높은 부호화 효율을 보이고 있다.[2]

HEVC의 가장 큰 특징은 계층적 재귀구조를 갖는 CTB(coding tree block)이다. 지난 표준인 H.264/AVC에서 사용되는 고정된 크기의 부호화 블록과는 달리 HEVC는 CTB를 사용하여 CU(coding unit; 코딩유닛), PU(prediction unit; 예측유닛), TU(transform unit; 변환유닛)를 정의하고 이에 따라 가변적인 블록크기로 부호화 과정을 수행한다. CU는 쿼드트리 구조로 계층에 따라 재귀적으로 분할하여 8x8 ~ 64x64의 가변적인 크기를 지원하며 PU는 각 CU의 크기에 따라 2Nx2N, 2NxN, Nx2N, 2NxnU, 2NxnD, 2NxnL, 2NxnR, NxN의 다양한 형태의 예측형태를 지원하고, TU는 각 CU의 크기에서 재귀적 쿼드트리 구조로 4x4 ~ 32x32의 변환크기를 지원한다.[3] 상기와 같은 CU, PU, TU에 대한 가변적인 블록크기의 지원은 다양한 형태의 블록조합이 가능하며 이로 인해 더욱 효율적인 부호화를 가능케 한다. 하지만 부호화 과정에서 허용하는 수많은 블록조합은 필연적으로 높은 복잡도를 수반한다.

위와 같은 과도한 복잡도 감소를 위해 Gweon은 CBF(coded block flag)의 값에 따른 고속 부호화 방법을 제안하였다[4]. CBF는 잔차신호의 유무를 알려주는 Flag이다. Gweon은 잔차신호가 없으면(즉 CBF 값이 0이면) 더 이상 CU를 조사하지 않음으로써 약 40% 정도의 복잡도 감소를 이루었으며 이는 HM-6.0(HEVC test model)에 포함되었다. 하지만

이 방식은 CBF가 0인 경우에서만 복잡도를 감소시킬 수 있으며, 양자화 파라미터 값이 작은 경우는 CBF가 1인 경우가 많기 때문에 복잡도를 감소시키는데 한계가 있다.

본 논문에서는 상기와 같은 단점을 극복하여 보다 광범위한 경우에서도 부호화 복잡도를 감소시키기 위해 잔차신호가 존재하는 경우에도 변환 계수의 분포에 따라 TU에 대한 조사과정을 적응적으로 조기 종료할 수 있는 방법을 제안한다.

II. 적응적 TU크기 결정방법

HEVC는 순차적으로 2Nx2N에서 NxN 크기까지 다양한 형태의 PU모양에 따라 비용조사를 하며, 각 PU의 잔차신호의 검출 후 재귀적인 트리구조를 사용하여 대응하는 CU 크기로부터 가장 작은 크기의 TU까지 쿼드트리 구조로 분할하며 비용조사를 하게 된다. 본 논문의 목적은 최적의 TU를 조사하는 과정에서의 복잡도 감소이다. 제안방법은 각 TU에 대한 조사과정에서 현재 블록의 에너지 집중도가 높다면 TU 측면에서 더 이상 분할되지 않을 가능성이 높은 사실을 이용한다. 본 논문에서는 에너지 집중도를 마지막 0이 아닌 변환계수(last non-zero transformed coefficient; LNTC)를 근거로 판단한다. 만일 임의의 잔차블록에서 LNTC의 위치가 저주파 영역이라면 고주파 성분이 없다는 뜻이므로 이 블록은 비교적 화소간 오차범위가 적은 블록이며 에너지 집중도가 높다고 미리 판단할 수 있다. 따라서 각 PU의 TU에 대한 비용조사 과정에서 LNTC의 위치에 기반 하여 에너지 집중도를 판별하고, 만일 이 블록에 대한 에너지 집중도가 매우 높다면 하위블록으로의 분할을 적응적으로 선택함으로써 부호화 복잡도를 개선할 수 있다. 다음의 표 1은 제안방법에 대한 통계적 분석으로써 LNTC의 위치에 따른 TU가 분할하지 않았을 경우에 대한 확률이다.

표 1 LNTC 위치에 따른 TU 분할 확률

Test sequence	TU가 분할되지 않을 확률		
	0 < T <= 5	6 < T <= 20	20 < T <= 40
Traffic	86.75	61.13	32.45
Kimono	84.64	65.27	42.17
BasketballDrill	79.45	57.24	37.80
BasketballPass	76.89	63.15	36.59

여기서 T는 양자화 과정 후 잔차블록의 LNTC에 대한 위치 값이며 실험결과 LNTC가 저주파 영역에 위치할수록 TU가 하위 TU로 분할하지 않을 확률이 가장 높게 나타났다. 상기와 같은 결과를 바탕으로 TU

결정을 적응적으로 선택하는 방법을 다음 그림 1과 같이 제안한다.

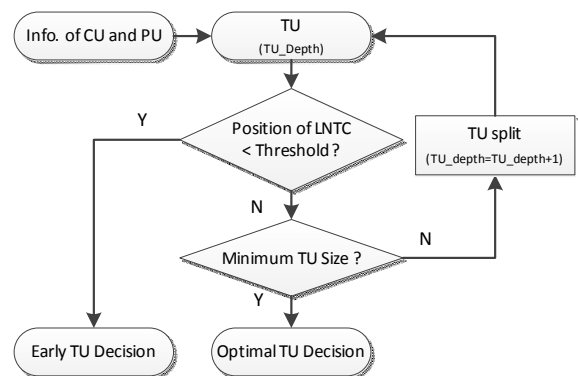


그림 1 고속 변환크기 결정 과정

현재 TU 크기에서 LNTC의 위치를 사전 조사하여 LNTC가 저주파 영역에 위치한다면 더 이상 비용조사를 하지 않고 현재 크기의 TU로 바로 결정하여 부호화 한다. 만일 LNTC가 고주파 영역에 위치한다면 기존 HEVC 방법대로 현재 크기가 가장 작은 TU 크기인지 확인하고 만일 가장 작은 크기이면 그동안 비용조사를 했던 모든 TU중 가장 적은 비용의 TU를 선택하여 부호화하며 현재 TU크기가 가장 작은 TU크기가 아니라면 하위 4개의 블록으로 분할하여 비용조사를 이어간다. 이와 같은 방법은 Inter 및 Intra모드 모두 적용할 수 있다. 다음의 그림 2는 다양한 영상에서 제안방법을 적용하였을 때 LNTC의 여러 임계치에 대한 BD-rate 증가율 이다.

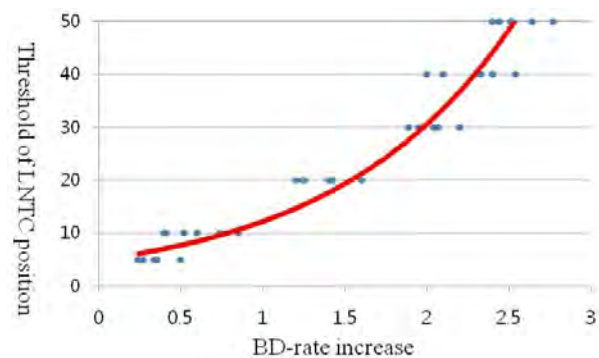


그림 2 LNTC의 위치에 따른 BD-rate 증가

위 그래프에서 세로축은 LNTC의 임계치 이며, 가로축은 이에 따른 BD-rate 증가율 이다. 위 그래프의 결과로 LNTC의 임계치를 고주파 영역으로 결정 할수록 BD-rate가 증가하는 것을 볼 수 있다. 이것은 TU 결정과정에서 하위 4블록으로의 분할을 강제적으

로 허용하지 않음으로써 얻어지는 결과이며 LNTC의 임계치가 고주파 영역에 위치할수록 하위블록으로 분할할 확률이 높아지기 때문이다. 본 논문은 LNTC의 위치가 저주파 영역에 위치할 때, 그리고 이에 따른 BD-rate 증가가 객관적 화질 측면에서 영향을 미치지 않는 선에서 임계치를 결정한다. 따라서 위 그래프를 다음과 같이 모델링하여 적절한 임계치를 계산한다.

$$Y = \alpha \times \exp(\beta \times BDR) \quad \text{식 (1)}$$

위 식(1)에서 Y는 LNTC의 위치에 대한 임계치이며 BDR은 BD-rate 증가율이다. α , β 는 위 그래프를 지수함수로 모델링했을 때 SSE(sum of square error)가 가장 적은 값을 갖게 하는 상수로써 각 3.233, 1.12이다. 제안방법은 LNTC의 위치에 대한 임계치를 BD-rate 증가에 따라 결정한다. 따라서 위 식(1)을 사용하여 BD-rate 적응적인 임계치 선택이 가능하다. 예를 들어 화질열화가 거의 없어야 하는 영상인 경우 BD-rate가 적게 증가하는 임계치를 선택한다. 반대로 어느 정도의 화질열화는 감수하더라도 복잡도를 대폭 감소시킬 필요가 있을시 BD-rate의 증가를 많이 허용하여 조절한다.

III. 실험 및 성능 분석

실험에 사용한 reference software는 HM-7.0[5]이며 테스트 영상은 A, B, C, D Class 영상을 전부 사용하였다. 부호화 모드는 Random_access, All_intra, 모드를 각각 사용하였으며, Gweon의 CBF에 의한 고속화 방법을 같이 적용하여 사용하였다. 이외 나머지는 공통실험조건에 따랐다[6]. 부호화 시간 변화량(time saving; TS)은 기존 HM-7.0과 제안방법의 시간적 차이를 나타낸다. 다음 표 2, 3은 제안방법에 대한 실험 결과이다.

표 2, 3에서 임계치 5는 위 식(1)에서 BDR을 0.5로 설정 후 계산한 결과를 정수화한 수치이며 LNTC의 위치가 임계치 5 이하일 때 강제로 하위블록으로의 분할을 허용하지 않음으로써 얻은 결과이다. 실험결과 All_intra 모드로 부호화했을 때 약 0.3% 정도의 BD-rate 증가만으로 약 9%정도의 복잡도 감소를 얻었으며, Random_access 모드로 부호화했을 시 약 0.7% BD-rate 증가만으로 약 18%의 복잡도 감소를 얻을 수 있었다. 따라서 제안방법은 미미한 객관적 화질손상으로 복잡도를 대폭 감소시킬 수 있으며 Gweon의 CBF에 따

른 고속부호화 방법 및 다른 고속부호화 방법들과 결합하여 사용하여도 충분히 복잡도를 개선시킬 수 있다.

표 2 Intra모드에서 제안방법 적용 결과

Threshold = 5			
Sequence		Intra_main	
		BDR(%)	TS(%)
Class A	Traffic	0.5%	8%
	PeopleOnStreet	0.4%	9%
	Nebuta	0.0%	9%
	SteamLocomotive	0.2%	6%
Class B	Kimono	0.2%	7%
	ParkScene	0.2%	8%
	Cactus	0.5%	8%
	BasketballDrive	0.6%	7%
	BQTerrace	0.5%	8%
Class C	BasketballDrill	0.7%	9%
	BQmall	0.4%	9%
	PartyScene	0.2%	12%
	RaceHorsesC	0.3%	8%
Class D	BasketballPass	0.4%	12%
	BlowingBubbles	0.2%	12%
	RaceHorses	0.3%	8%
	BQSquare	0.2%	12%
AVG		0.34%	9%

표 3 Random_access 모드에서 제안방법 적용 결과

Threshold = 5			
Sequence		Random_access	
		BDR(%)	TS(%)
Class A	Traffic	0.5%	18%
	PeopleOnStreet	0.6%	16%
	Nebuta	0.2%	17%
	SteamLocomotive	2.8%	16%
Class B	Kimono	1.0%	15%
	ParkScene	0.5%	17%
	Cactus	0.5%	18%
	BasketballDrive	1.0%	16%
	BQTerrace	0.5%	16%
Class C	BasketballDrill	0.4%	21%
	BQmall	0.5%	20%
	PartyScene	0.2%	20%
	RaceHorsesC	0.9%	20%
Class D	BasketballPass	0.6%	16%
	BlowingBubbles	0.3%	19%
	RaceHorses	0.7%	19%
	BQSquare	0.6%	21%
AVG		0.7%	18%

IV. 결론

본 논문은 0이 아닌 마지막 변환계수의 위치에 따른 통계적 분석을 바탕으로 TU의 조사과정 적응적으로

선택하여 복잡도를 감소 시키는 방법을 제안하였다. HM-7.0 의 환경에서 실험한 결과 최저 0.2% 정도의 BD-rate 증가로 최고 20%의 부호화 복잡도를 감소시킬 수 있었다. 또한 제안방법은 기존의 CBF에 의한 고속화 방법 등 다양한 복잡도 감소 알고리즘과 결합하여 사용할 수 있는 장점이 있으며, 양자화된 변환 계수의 저주파 및 고주파 특성에 따라 적응적인 임계치를 결정할 수 있다. 향후 양자화 파라미터 및 영상의 특성 등 다양한 방면에서 임계치를 결정하는 방법과 제안방법을 토대로 복잡도를 줄일 수 있는 다양한 방법에 대하여 연구 할 계획이다.

참고문헌

- [1] JCT-VC, "High Efficiency Video Coding (HEVC) text specification draft 8", JCTVC-J1003, Joint Collaborative Team on Video Coding (JCT-VC) 10th Meeting: Stockholm, SE, July 2012
- [2] B. Li, G. J. Sullivan, and J. Xu, "Comparison of compression performance of HEVC working draft 5 with AVC high profile," JCTVC-H0360, San Jose, CA, Feb. 2012
- [3] Gary J. Sullivan, Fellow, IEEE, Jens-Rainer Ohm, Member, IEEE, Woo-Jin Han, Member, IEEE, and Thomas Wiegand, Fellow, IEEE "Overview of the High Efficiency Video Coding (HEVC) Standard," Circuits and Systems for Video Technology, IEEE Transactions on Volume:22, Issue: 12 pp. 1649-1668 Dec. 2012
- [4] RyeongHee Gweon and Yung-Lyul Lee, "Early Termination of CU Encoding to Reduce HEVC Complexity," JCTVC-F405, Torino, July 201
- [5] High Efficiency Video Coding Test Model Software 7.0, Available:https://hevc.hhi.fraunhofer.de/svn/svn_HEVCSoftware
- [6] JCT-VC, "Common HM test conditions and software reference configurations," JCTVC-I1101, Joint Collaborative Team on Video Coding (JCT-VC) 9th Meeting: Geneva, CH, May 2012

HEVC 충실도 확장 표준화 현황

*김휘용, 임성창, 최진수
 한국전자통신연구원 영상미디어연구실
 e-mail : {hykim5, scim, jschoi}@etri.re.kr

Status of HEVC Range Extension Standardization

*Hui Yong Kim, Sung-Chang Lim, Jin Soo Choi
 Visual Media Research Section
 ETRI

Abstract

After the recent completion of developing the first version of HEVC (High Efficiency Video Coding) standard, so-called Range Extensions (RExt) standardization has been started to support higher-fidelity video material, e.g., with 4:2:2 and 4:4:4 chroma format and more than 8 bits per sample. This paper presents an overview of RExt standardization: the scope and the application area, current development status, and performance comparison to AVC FExt.

I. 서론

ITU-T와 ISO/IEC의 영상 부호화 공동 협력팀인 JCT-VC(Joint Collaborative Team on Video Coding)는 2013년 3월 차세대 영상 부호화 표준인 HEVC(High Efficiency Video Coding)[1]의 버전 1[2] 최종표준안(FDIS: Final Draft International Standard) 편집을 완료 하였다. 이러한 HEVC 버전 1 표준안에는 표 1과 같이 통상의 소비자용 응용에 적합한 Main, Main 10, 그리고 Main Still Picture의 3개 프로파일만 정의되어 있으며, 현재 고충실도 신호의 부호화를 위한 HEVC 충실도 확장(RExt: Range Extension) 표준화를 2014년 1월 최종추가안(FDAM: Final Draft Amendment) 승인을 목표로 한창 진행 중에 있다

<표 1 - HEVC 버전 1 프로파일>

프로파일	색차형식	비트 심도	비고
Main	YCbCr 4:2:0	8	통상의 응용 분야
Main 10	YCbCr 4:2:0	8,9,10	Main + "9/10비트 지원"
Main Still Picture	YCbCr 4:2:0	8	Main - "화면간 부호화 미지원"

본 논문에서는 이러한 HEVC RExt 표준화 현황을 살펴보고 RExt 표준화의 실험 조건 및 AVC FExt(Fidelity Range Extension: 충실도 확장) 표준 [3]과의 성능 비교 결과를 분석한다.

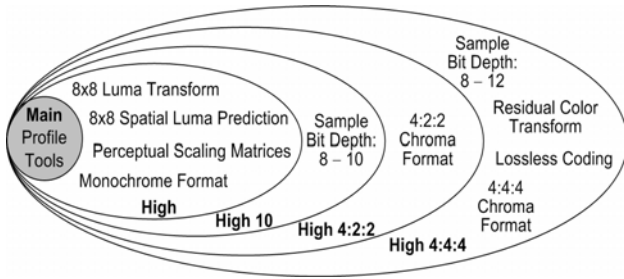
II. 표준화 목적 및 응용 분야

2.1 HEVC RExt 응용 분야

영상 압축 코덱의 응용 분야는 비단 소비자용 엔터테인먼트 제품에만 한정된 것이 아니며, 방송 카메라 및 스튜디오 편집이나 군용/의료용 영상의 부호화 등 더 높은 신호 충실도 및 부호화 품질을 요구하는 응용에 이르기 까지 다양하다. HEVC RExt 표준화는 HEVC 버전 1을 확장하여 Monochrome(단색), RGB 등 다양한 색차 형식 및 4:2:2, 4:4:4 등 버전 1보다 더 높은 색차 신호 표본화율, 그리고 9비트에서 14비트까지의 더 많은 샘플당 비트수(비트 심도), 더 높은 비트율 및 무손실 부호화 등을 지원함으로써 통상의 소비자용 제품에서 요구되는 것 보다 더 높은 신호 충실도(Fidelity) 및 더 높은 품질이 필요한 응용을 지원하는 것을 목표로 한다.

2.2 AVC FExt와의 비교

그림 1은 AVC FExt(Fidelity Range Extension) 표준[3]의 프로파일 체계를 나타낸다[4]. AVC의 High와 High 10 프로파일은 HEVC에서는 각각 Main과 Main 10 프로파일에 해당한다고 할 수 있으며, AVC의 High 4:2:2 및 High 4:4:4 프로파일이 대략적으로 HEVC RExt 표준화의 범위에 해당한다고 볼 수 있다. HEVC RExt는 아직 구체적인 프로파일 분할과 관련된 결정 사항은 없으나, AVC보다는 프로파일 수를 적게 유지하는 방향으로 결정될 가능성이 높다 하겠다.



<그림 1. AVC FRExt 프로파일 체계>

III. 표준화 내용 및 현황

2.1 색차 형식(chroma format)의 표현 및 지원

HEVC 버전 1 표준[2]에는 이미 다양한 색차 형식과 관련된 구문요소(Syntax Element)들이 정의되어 있으며 SPS(Sequence Parameter Set)를 통해 시그널링될 수 있다. 표 2는 SPS의 chroma_format_idc 값과 separate_colour_plane_flag 값에 따라 색차 형식이 어떻게 정의되는지를 나타낸다. 표를 통해 알 수 있듯이 chroma_format_idc 값 0, 1, 2, 3은 각각 Monochrome, 4:2:0, 4:2:2, 4:4:4에 대응하며, 4:4:4인 경우에는 separate_colour_plane_flag 값에 따라 각 색성분을 Monochrome 구문(Syntax)으로 독립적으로 부호화하거나 YCbCr 부호화처럼 세 색성분을 연계하여 부호화할 수 있다.

부호화 과정에서는 chroma_format_idc 값 및 separate_colour_plane_flag 값을 직접 사용하기 보다는 이 값들로부터 유도된 ChromaArrayType이라는 변수를 선언하여 사용하게 되는데, ChromaArrayType 값은 색성분 연계 부호화(즉, separate_colour_plane_flag == 0)인 경우 chroma_format_idc와 같은 값으로 설정되며, 색성분 독립 부호화(즉, separate_colour_plane_flag == 1)인 경우 0(즉, Monochrome)으로 설정된다.

주의할 점은 HEVC 버전 1 표준에 이러한 색차 형식이 표로 정의되어 있긴 하지만 4:2:0 형식을 제외한 나머지 형식들에 대해서는 지원하는 프로파일도 없고 적절한 구문(신택스) 및 부호화 과정도 제대로 구비되어 있지 않다는 것이다. 반면에 2013년 4월에 배포된 최신 버전의 REExt 표준안(PDAM)[5]에는 이러한 부분들이 대부분 반영되어 있다.

<표 2 - 색차 형식 결정을 위한 구문요소>

chroma_format_idc	separate_colour_plane_flag	색차 형식
0	0	Monochrome
1	0	4:2:0
2	0	4:2:2
3	0	4:4:4
3	1	4:4:4

2.2 비트 심도(bit-depth)의 표현 및 지원

HEVC 버전 1 표준[2]에는 이미 샘플당 8비트에서 14비트까지 다양한 비트 심도를 시그널링할 수 있도록 bit_depth_luma_minus8 bit_depth_chroma_minus8 구문요소들이 SPS에 정의되어 있으며, 이에 대한 복호과정도 이미 정의되어 있다. 다만 앞의 표 1에 나타내었듯이 프로파일에 따라 8에서 10비트까지만 지원하도록 허용되어 있다. 따라서 HEVC REExt에서는 관련하여 기술적으로 변경된 부분은 없으나, 최근 의료영상 응용 등을 위하여 16비트 지원에 대한 요구가 이루어지고 있어 향후 16비트 실험 영상이 확보될 경우 현 표준안의 내용을 수정할 가능성도 일부 존재한다.

2.3 이의 수정 사항

색차 형식 및 비트 심도의 지원 외에도 12차 JCT-VC 회의의 결과인 PDAM 버전의 REExt 표준안[5]에는 정방형 변환 및 화면내 예측 관련해서 4:2:2 및 4:4:4 컬러 포맷을 지원하기 위해 필요한 사항들이 표준에 포함되었으며, 특히 4:2:2 형식에서 Nx2N 색차 블록을 두 개의 정방형 블록으로 분할하여 변환하는 방식과, Nx2N 색차 블록에 대한 화면내 예측 참조 화소의 범위가 달라짐에 따라 예측 각도를 달리 적용하는 방식 등이 포함되었다.

이에 추가하여, 지난 4월 개최된 13차 JCT-VC 회의에서는 무손실 부호화를 위한 화소단위 화면내 예측 방법[6], 색차 신호의 화면내 예측 모드 매핑 방법[7], 샘플 적응적 오프셋의 성능 향상 방법[8] 기술이 채택되었으며, 차기(14차) JCT-VC 회의 전에 채택 기술이 포함된 표준안[9] 및 시험 모형이 공개될 예정이다.

2.3 부호화 성능 향상 이슈

REExt 표준화는 당초 다양한 색차 신호 형식 및 비트 심도 지원 등 기능적 추가가 목적이었으므로 부호화 성능 향상을 위해 HEVC 버전 1 대비 많은 변화를 주지는 않는 방향으로 추진되었었다. 이러한 표준화 기조는 현재까지 유지되고 있긴 하나, 고비트를 조건 및 무손실 부호화 조건에서의 성능 향상에 대한 요구가 지속 제기됨에 따라 최근에는 복잡도를 크게 증가시키지 않는 범위 내에서 성능 향상을 꾀하는 방향으로 많은 논의가 이루어지고 있으며 관련된 CE(Core Experiment)를 계속 진행 중에 있다.

지난 13차 JCT-VC 회의에서 셋업된 RCE(Range Extensions CE) 1[10]은 색 성분간 예측을 통한 부호화 성능 향상과 관련된 실험이고, RCE 2[11]는 변환 스킵 모드와 같이 주파수 변환이 적용되지 않을 경우에 대한 성능 향상과 관련된 실험이며, RCE 3[12]는 컴퓨터 화면 등과 같은 스크린 콘텐츠를 위한 화면내 부호화 성능 향상과 관련된 실험이다.

IV. 공통 실험 조건 및 성능 분석

4.1 RExt 실험 영상 및 공통 실험 조건

표 3에 RExt 표준화에 사용되는 실험 영상을 요약하여 보인다. 표에 나타내었듯이 색차 표본화 형식이 RGB 4:4:4 인지, YCbCr 4:4:4 인지, YCbCr 4:2:2 인지에 따라 사용되는 실험 영상이 다르다. 표에 나타낸 실험 영상들은 모두 샘플당 10비트이며, Traffic(12)와 VenueVu(8)만 각각 샘플당 12비트 및 8비트로 이루어져 있다. 부호화기 내부의 비트 심도(internal bit-depth)는 Traffic(12)만 12비트를 적용하며 나머지 영상들에 대해서는 모두 10비트를 사용한다. 실험 영상들은 아래 FTP 사이트에서 받을 수 있는데, 로그인 정보는 JCT-VC 의장단에게 요청해야 한다[13]: <ftp://hevc@ftp.tnt.uni-hannover.de/testsequences/FrExt-candidate-sequences/>

성능 평가를 위한 실험은 영상 하나에 대해 총 6종의 QP값(12, 17, 22, 27, 32, 37) 각각에 대해 총 3종의 예측설정(All-Intra, Random-Access, Low-delay B)으로 수행하며, 그 결과는 표 4와 같이 Main-Tier(MT), High-Tier(HT), Super-High Tier(SHT)의 3종류의 비트율 설정으로 나누어 평가 한다. 여기서 MT는 통상의 소비자용 비트율 영역, HT는 전문가용 비트율 영역, SHT는 전문 제작자용 비트율 영역으로 보면 된다. 예측 설정에서 All Intra는 영상을 모두 화면내 부호화하며, Random Access는 방송 환경 등에 요구되는 임의 접근을 위해 약 1초 주기로 화면내 부호화 픽처를 삽입하며, Low Delay B는 통신 환경 등에 요구되는 저지연 특성을 위해 역방향 참조 픽처 및 주기적 화면내 부호화 픽처 삽입을 허용하지 않고 부호화한다.

<표 3 - RExt 실험 영상>

Sequence name	Frame count	Frame rate(Hz)	RGB 4:4:4	YCbCr 4:4:4	YCbCr 4:2:2
Traffic(12)	150	30	0		
Traffic(10)	150	30		0	0
Kimono	240	24	0	0	0
EBULupoCandlelight	500	50	0	0	
EBURainFruits	500	50	0	0	
EBUHorse	500	50			0
EBUGraphics	500	50			0
EBUWaterRocksClose	500	50			0
EBUKidsSoccer	500	50			0
VenueVu(8)	300	30	0		
VenueVu(10)	300	30		0	
DucksAndLegs	300	30	0		
BirdsInCage	600	60		0	
OldTownCross	500	50	0		
CrowdRun	500	50		0	
Seeking	500	50			0
ParkScene	240	24	0		

<표 4 - RExt 실험의 3가지 비트율 설정>

설정	QP	응용 분야
Main-Tier (MT)	22, 27, 32, 37	소비자용 비트율
High-Tier (HT)	17, 22, 27, 32	전문가용 비트율
Super-High-Tier (SHT)	12, 17, 22, 27	고화질 전문 제작용

4.2 AVC와의 부호화 성능 비교 분석

표 5에 HM-10.0-rext-2.0과 JM 18.4의 RExt 실험 조건에서의 성능 비교 결과를 보인다[13]. 여기서 HM은 HEVC 시험 모형(test Model)을 지칭하며, HM-10.0-rext-2.0은 HM 10.0(HEVC V1 FDIS text에 대응) 소프트웨어를 기반으로 RExt 2.0(RExt PDAM text에 대응)을 위해 확장한 소프트웨어를 지칭한다. 또한 JM 18.4는 최신 버전의 AVC 시험 모형(Joint Model) 소프트웨어를 지칭한다.

(a) R'G'B'

	Main-tier			High-tier			Super-High-tier		
	Y	Cb	Cr	Y	Cb	Cr	Y	Cb	Cr
All Intra	-17.4%	-10.6%	-11.9%	-12.9%	-10.0%	-10.4%	-10.2%	-8.2%	-8.2%
Random Access	-24.8%	-25.8%	-20.6%	-15.7%	-24.4%	-15.9%			
Low Delay B	-25.6%	-28.1%	-24.5%	-17.1%	-26.6%	-19.6%			

(b) Y'CbCr 4:4:4

	Main-tier			High-tier			Super-High-tier		
	Y	Cb	Cr	Y	Cb	Cr	Y	Cb	Cr
All Intra	-21.3%	-13.2%	-15.0%	-17.5%	-14.4%	-15.5%	-13.1%	-13.6%	-14.0%
Random Access	-35.1%	-32.1%	-27.2%	-29.3%	-31.9%	-25.3%			
Low Delay B	-39.7%	-45.5%	-48.4%	-32.7%	-39.7%	-41.2%			

(c) Y'CbCr 4:2:2

	Main-tier			High-tier			Super-High-tier		
	Y	Cb	Cr	Y	Cb	Cr	Y	Cb	Cr
All Intra	-19.2%	-9.9%	-9.2%	-15.5%	-10.4%	-12.1%	-11.4%	-8.4%	-9.8%
Random Access	-29.4%	-14.5%	-9.9%	-27.5%	-19.0%	-13.7%			
Low Delay B	-34.3%	-19.1%	-15.8%	-30.8%	-22.0%	-18.9%			

<표 5 - HM-10.0-rext-2.0과 JM 18.4의 고충실 부호화 성능 비교>

표 5의 실험결과에 따르면, 현재 수준(PDAM 수준) RExt의 AVC 대비 All Intra 부호화 성능 향상(비트량 감축)은 휘도 신호 기준으로 MT에서 17~21%, HT에서 13~18%, SHT에서 10~13% 정도로 나타났다. 화면 간 예측 구조(Random Access 및 Low Delay B 부호화)에서는 RExt의 AVC 대비 비트량 감축이 더 큰 것으로 나타났는데, MT에서 25~40%, HT에서 24~40%로 나타났다. 색상 신호의 경우에는 4:4:4 샘플링의 경우 휘도 신호의 비트량 감축율과 유사한 감축 효과를 보였지만, 4:2:2 샘플링을 사용하면 휘도 신호의 경우에서 보다 대략 절반 가까이 비트량 감축 효과가 떨어지는 것으로 나타났다. 또 한 가지 특징은 QP 12~27을 사용하는 HT 조건에서는 All Intra 부호화 성능이 AVC에 비해 10~13% 정도 밖에 향상 되지 않아 고품질 스튜디오 편집 등 고화질 전문 제작 응용에서는 AVC 대비 차별화가 쉽지 않음을 알 수 있다.

V. 결론 및 향후 전망

통상의 소비자용 응용에 필요한 HEVC 버전 1 표준화가 마무리 되면서 전문 영상 제작 및 고화질/무손실 응용에 필요한 충실도 확장(Range Extension) 표준화가 2014년 1월 완성을 목표로 한창 진행 중에 있다. 특히 2013년 7월 말 개최 예정인 차기(14차) JCT-VC 회의에서는 DAM(Draft Amendment) 단계를 목표로 하고 있으므로, 지금까지 논의된 기술들 및 일부 불명확한 표준의 범위 및 프로파일 이슈들이 상당 부분 정리될 것으로 전망된다.

감사의 글

본 연구는 미래창조과학부가 지원한 2013년 정보통신·방송(ICT) 연구개발사업의 연구결과로 수행되었음.

참고문헌

[1] 김휘용 외, "HEVC 표준화 동향 및 요구사항," 전자공학회지 제38권 제8호, 2011년 8월.
 [2] JCT-VC of ITU-T and ISO/IEC: "HEVC text specification draft 10 (for FDIS & Last Call)," JCTVC-L1003, March 2013.
 [3] JVT of ITU-T and ISO/IEC: "Draft Text of H.264/AVC Fidelity Range Extensions Amendment," JVT-L047, Sept. 2004.
 [4] D. Marpe et. al., "H.264/MPEG4-AVC Fidelity Range Extensions: Tools, Profiles, Performance, and Application Areas," IEEE ICIP 2005

[5] JCT-VC: "HEVC Range Extensions text specification: Draft 2 (for PDAM)," JCTVC-L1005, April 2013.
 [6] M. Zhou, et. al., "RCE2: Experimental results on Test 3 and Test 4," JCTVC-M0056, April 2013.
 [7] H. Nakamura, et. al., "AHG5: Unified intra prediction angles for 4:2:2 chroma format," JCTVC-M0127, April 2013.
 [8] W.-S. Kim, et. al., "AhG5: Offset Scaling in SAO for High Bit-depth Video Coding," JCTVC-M0335, April 2013.
 [9] JCT-VC: "HEVC Range Extensions text specification: Draft 3," JCTVC-M1005, not yet published.
 [10] JCT-VC: "HEVC Range Extensions CE 1 (RCE 1): Inter-Component Decorrelation Methods," JCTVC-M1121, May 2013.
 [11] JCT-VC: "HEVC Range Extensions CE 2 (RCE 2): Prediction and coding techniques for transform-skip and transform-bypass blocks," JCTVC-M1122, May 2013.
 [12] JCT-VC: "HEVC Range Extensions CE 3 (RCE 3): Intra Coding Methods for Screen Content," JCTVC-M1123, May 2013.
 [13] D. Flynn et. al., "JCT-VC AHG report: Range extensions software (AHG7)," JCTVC-M0007, April 2013.

New Concept for Side Channel Attack Countermeasure

*최두호, 김태성

한국전자통신연구원

e-mail : {dhchoi,taesung}@etri.re.kr

*Doocho Choi, Taesung Kim

Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

Since Side Channel Attacks for Crypto modules were discovered, many countermeasures were studied in the field of the cryptographic engineering. The main concept of the countermeasure is based on the randomization of the intermediate values of the cryptographic algorithms. However, these data masking methods have an essential drawback, that is, the performance of the crypto module. Especially, in the case of the high-order DPA countermeasure, the time complexity increases 150~500 times compared to the original crypto algorithm.

In this paper, we introduce a novel concept for the high-order DPA countermeasures.

I. 서론

부채널분석공격(Side Channel Attacks)은 기존의 이론적인 블랙박스(Black-Box) 모델에 기반한 암호 분석법과는 달리 암호 모듈이 구동되는 동안 발생하는 각종 부가적인 정보를 수집할 수 있는 그레이박스(Grey-Box) 모델에 기반한 암호 분석기법으로 1996년

P.Kocher가 시차분석공격[1]을 발표한 이후 많은 연구가 진행되고 있는 분야이다[2, 3]. 이러한 부채널분석공격에 안전하도록 암호 알고리즘을 구현하기 위해서는 기본적으로 암호 연산을 위해 사용되는 모든 중간값들을 랜덤화할 필요가 있다. 이에, 대부분의 부채널 공격 대응 암호 알고리즘은 중간값 랜덤화를 위한 데이터 마스킹(Data Masking) 기법에 기인하고 있다. 이러한 데이터 마스킹 기법은 1차 차분전력분석 공격 대응을 위해서는 어느정도 성능 저하를 감안하면, 실제 사용이 가능할 정도의 성능을 가질 수 있다. 그러나, 고차 차분전력분석 공격까지 방지하도록 데이터 마스킹 기법을 적용할 경우에는 부채널 방지가 없는 표준 암호 알고리즘과 비교하여 그 성능 저하가 150배에서 심지어는 500배 정도까지 증가하게 되어 실제 시스템에서 사용하기는 불가능한 상태이다[4, 5].

본 논문에서는 고차 차분전력분석공격에 대응하기 위한 새로운 대응 기법을 제안하고자 한다. 기존의 대응법의 주요 관심은 암호 알고리즘 내부에서 처리되고 있는 중간값 데이터들의 랜덤화하는 것이었다. 이에 비해, 본 논문에서 제안하는 기법의 관심은 암호 알고리즘의 내부함수들을 예측 불가능하도록 하는 것이다.

본 논문에서는 이러한 개념은 우리는 함수 마스킹(Function Masking)이라 부르고, 이러한 함수 마스킹 개념이 기존의 대칭키 암호 알고리즘에 어떻게 적용될 수 있는지를 살펴본다.

II. 고차 차분전력분석 방지를 위한 함수 마스킹 기법

부채널분석공격에 대응하기 위한 기법은 크게, 이론적인 암호 알고리즘내의 중간값들과 실제 구현된 암호 알고리즘의 연산되는 중간값간의 상관관계를 없애는 마스킹기법과 실제 구현된 암호 알고리즘의 연산되는 중간값들과 실제 소모되는 전력소모량과의 상관관계를 없애는 하이디기법으로 나누어 볼 수 있다. 그 중, 마스킹 기법을 위해서 대부분은 암호 알고리즘의 중간값들을 랜덤화하는 기법인 데이터 마스킹기법을 주로 사용하고 있다. 예를 들어, 대칭키 암호 알고리즘의 S-박스의 입출력 $y = S(x \oplus k)$ 을 아래와 같이 진행되도록 하여, 대칭키 암호에서 S-박스 분석을 통한 부채널 공격을 방지할 수 있도록 한다.

$$y \oplus m' = \text{MaskedSbox}(x \oplus m \oplus k),$$

m, m' : random values(masking values)

그러나, 이러한 일차 마스킹 기법은 2차 차분전력분석 공격을 통해 공격이 될 수 있기 때문에, 2차 차분전력 분석공격을 방지하기 위해서는 입출력 마스킹값이 2개 이상 사용되어야 하며, 모든 암호화 과정 중에서 마스킹값이 없어지는 과정이 전혀 없도록 암호 알고리즘을 구성하여야 한다. 이에 따라, 전체적인 고차 부채널 방지 대칭키 암호 알고리즘은 성능이 현저하게 저하되어 실제로 사용하기 불가능한 상태가 될 수도 있다.

이에, 본 장에서는 이러한 데이터 마스킹기법의 한계를 극복할 수 있는 새로운 개념의 마스킹 기법을 제안하고자 한다. 본 개념은 이론적인 암호 알고리즘의 내부 구성함수들과 실제로 구현된 암호 알고리즘의 내부 함수 사이의 상관관계를 없애는 기법으로, 이러한 기법을 우리는 “함수 마스킹 기법”이라고 부르하고자 한다.

2.1 대칭키 암호에 대한 함수 마스킹 기법

대칭키 암호 알고리즘에 대한 함수 마스킹 기법 적용을 기본적인 전략은 아래와 같다.

- (1) 비선형 함수 $M, N: \{0,1\}^l \rightarrow \{0,1\}^l$,과 그 역함수 M^{-1}, N^{-1} 를 선택함
- (2) 암호 알고리즘의 라운드 구성 함수가 $H \circ G_k \circ F$ 로 이루어져 있다면, $N \circ F \circ M^{-1}$, $M \circ G_k \circ N^{-1}$, $N \circ H \circ M^{-1}$ 세 함수를 고려함
- (3) 상기 세 함수에 대한 Look-up Table을 구성함

(4) 실제 본 함수는

$$(M \circ H \circ N^{-1}) \circ (N \circ G_k \circ M^{-1}) \circ (M \circ N^{-1}) \circ (N \circ F \circ M^{-1})$$

$$= M \circ (H \circ G_k \circ F) \circ M^{-1}$$

와 같음. 1라운드와 마지막 라운드에서만, 함수 마스킹을 위한 마스킹 함수 M, M^{-1}, N, N^{-1} 을 붙이지 않는다면, 원래 암호 알고리즘과 동일한 알고리즘을 구성할 수 있음

사실, 상기의 함수 마스킹 전략은 화이트박스 AES 암호[6]를 구성하기 위한 기본적인 전략과 동일하다고 볼 수 있다. 차이점은 화이트박스 암호에서는 암호에 사용되는 암호키를 미리 입력한 후(보다 정확하게는 라운드키를 각 라운드함수의 치환단계에 입력한 후), 상기의 개념을 사용하여 Look-up 테이블을 구성하도록 하여, 암호키 누출이 불가능하도록 구성한다는 점이다.

III. 결론

본 논문에서는 부채널 공격을 방지하기 위한 기존의 데이터 마스킹 기법이 고차 차분전력분석공격 방지를 위해서는 실제 활용하기가 쉽지 않음을 지적하고, 이에 대한 해결책으로 암호 연산의 데이터를 마스킹하는 것이 아니라, 암호 연산의 내부 구성함수들을 마스킹하는 개념을 소개하였다. 이러한 함수 마스킹 기법을 적용할 경우, 고차 차분전력분석공격에도 자연스럽게 안전하게 될 수 있어 그 장점이 있다 할 수 있다. 본 함수 마스킹 기법을 통해 AES 등과 같은 대칭키 암호를 구성할 경우, 예측되는 성능 저하는 표준 구현된 AES에 비해 7~12배 정도 느려질 것으로 예측된다. 그러나, 기존의 데이터 마스킹 기법을 통한 고차 차분전력분석공격 방지 알고리즘의 경우, 대략 150배에서 심지어는 500배 정도 성능이 저하되는 것으로 생각하면, 함수 마스킹 기법이 고차 차분전력분석 공격 방지를 위한 훌륭한 대안이 될 수 있을 것으로 사료된다.

참고문헌

- [1] P. Kocher, Timing attack on implementation of Diffie-Hellman, RSA, DSS and other systems, Proc. Advanced Cryptology, 104-113, 1996.
- [2] P.Kocher, J.Jaffe, and B.Jun, Differential power analysis, Proc. CRYPTO, pp. 388-397, 1999.
- [3] J.Quisquater and D.Samyde, Electromagnetic

Analysis (EMA): Measures and countermeasures for smart cards, Proc. e-Smart, pp.200-210, 2001.

- [4] M. Rivain, E. Prouff, Provably Secure Higher-Order Masking of AES, Proc. of CHES 2010, LNCS 6225, pp. 413-427, 2010.
- [5] H. Kim, S. Hong, J. Lim, A Fast and Provably Secure Higher-Order Masking of AES S-Box, Proc. of CHES 2011, LNCS 6917, pp. 95-107, 2011.
- [6] S. Chow, P. Eisen, H. Johnson, P.C. van Oorschot, White-Box Cryptography and and AES Implementation, Proc. of SAC 2002, Aug., pp. 250-270, 2002

TrustZone의 Secure Booting에 대한 취약점 분석

최필주, 김동규*

한양대학교 융합전자공학부

e-mail : pjchoi@esslab.hanyang.ac.kr, DQKIM@hanyang.ac.kr

Vulnerability Analysis for Secure Booting of TrustZone

Piljoo Choi, Dong Kyue Kim*

Department of Electronic Engineering

Hanyang University

Abstract

TrustZone technology of ARM provides mobile devices such as smart phones with trusted computing environment; for example, its secure booting technology guarantees the integrity of the platform attaching a TrustZone-enabled processor from power-on. However, it is not perfectly secure, so we analyze the vulnerabilities of secure booting in this paper.

I. 서론

최근 네트워크 기술의 발전과 모바일 기기의 보급으로 정보 이용의 편의성이 증대되었으나 그만큼 정보에 대한 보안 위협성이 증가하였다. 이에 따라 안전하게 원하는 기능을 수행하고 정보를 보호할 수 있는 신뢰 컴퓨팅 환경 [1]에 대한 연구가 주목받고 있다.

모바일 기기를 대상으로 신뢰 컴퓨팅 환경을 제공하는 기술로는 ARM사가 제안한 TrustZone [2]이 있다. 이는 프로세서의 영역을 두 개의 실행 환경으로 분리하고 일반 실행환경으로부터 보안 자원을 격리하여 칩 수준의 보안 기술을 제공한다. 이 때 중요한 보안 자원은 on-SoC로 구성되어 격리되기 때문에 소프트웨어 공격 및 일부 물리적 공격에 강한 특성을 지닌다.

이러한 자원 중 on-SoC ROM과 One Time Programmable (OTP) 메모리는 부팅 단계에서부터 플랫폼의 무결성을 보장하는 secure booting의 보안 기반이 된다. 이를 공격하기 위해서는 역공학 등과 같은 강도 높은 물리적 공격이 필요하나 이에 새로운 프로세서로 교체하는 공격의 경우 새로 OTP 메모리에 값을 쓸 수 있어 secure booting이 보장될 수 없다.

본 논문에서는 ARM 사의 TrustZone과 secure booting에 대해 알아보고 그 취약성을 분석한다.

II. TrustZone과 Secure booting

2.1 TrustZone

ARM 사의 TrustZone은 일반 목적과 보안 목적에 따라 플랫폼의 영역을 secure world와 normal world로 분리한다. TrustZone의 구조는 그림 1과 같다.

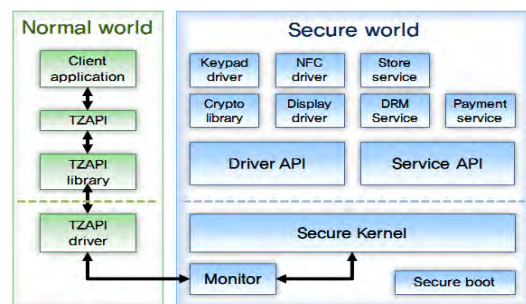


그림 1. TrustZone 소프트웨어 구조

그림 1에서 secure world는 normal world로부터 물리적으로 격리되며 normal world는 통신을 통해서만 간접적으로 secure world 내의 지불 결제나 DRM 등과 같은 보안 서비스를 수행할 수 있다.

2.2 Secure Booting

Secure booting은 TrustZone이 제공하는 중요 보안 기능 중의 하나로 부팅 과정에서부터 플랫폼의 무결성을 보장하기 위한 기술이다. 이 과정은 그림 2와 같다.

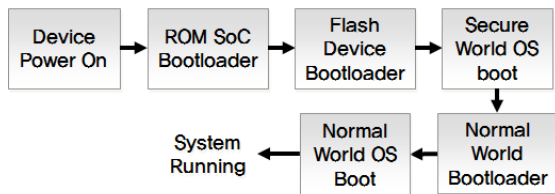


그림 2. Secure booting 프로세스

전원이 들어오면 ROM SoC Bootloader가 실행되고 차례로 Secure world OS와 normal world OS가 실행된다. 부팅이 진행되면서 각각의 bootloader와 OS 코드 이미지가 다음 실행되는 코드 이미지에 대한 무결성을 검증함으로써 신뢰 체인을 형성한다.

ROM SoC Bootloader는 신뢰 근원으로서 on-SoC 형태의 ROM으로 구현되어 secure world 내에서 보호된다. 이에 반해 OEM이나 vendor에 따라 코드 내용이 달라지고 용량이 큰 secure world OS와 normal world OS 등은 off-SoC 플래시 메모리에 저장되며 신뢰체인에 의해 무결성이 보장된다. 이들의 무결성을 검증하기 위하여 일반적으로 RSA 공개키 알고리즘이 사용되며 OEM이나 vendor는 코드 이미지와 함께 전자 서명을 플래시 메모리에 저장한다. 그리고 전자 서명을 검증할 때 사용할 공개키를 함께 저장하게 되는데 이 공개키는 공격자에 의해 교체되거나 수정되지 않음이 보장되어야 하므로 OTP 메모리를 사용하여 그 값을 저장한다. 그러나 보통 공개키의 크기가 크므로 공개키의 해쉬값만을 OTP 메모리에 저장하게 되며 OTP 메모리는 secure world 내에서 보호받는다.

III. 취약성 분석 및 공격 시나리오

부팅 시 읽혀지는 코드 이미지는 전자 서명과 공개키를 이용하여, 공개키는 OTP 메모리에 저장된 해쉬값을 이용하여 무결성이 검증된다. 따라서 공격자는 OTP 메모리의 내용을 수정하거나 교체할 수 있어야 한다.



그림 3. Secure booting 공격 시나리오

그림 3는 TrustZone의 secure booting에 대한 공격 시나리오를 나타낸다. 기존 프로세서를 OTP 값이 쓰여 있지 않은 새 프로세서로 교체한다면 물리적 공격을 수행할 필요 없이 공격자는 쉽게 자신의 악성코드가 담긴 코드 이미지와 새로운 서명을 공격자의 공개키와 함께 주입하고 이에 맞게 OTP 메모리 값을 쓸 수 있게 된다. 따라서 secure booting은 불완전해지며 플랫폼의 무결성은 보장받을 수 없게 된다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

TrustZone의 secure booting의 보안성은 OTP 메모리를 사용함으로써 코드 이미지의 무결성 검증에 사용되는 공개키의 해쉬값이 변경되지 않음에 근간을 두고 있다. OTP를 직접적으로 공격하는 물리적 공격은 많은 비용과 시간 등의 노력이 필요하나 새 프로세서로 교체하는 공격을 통해 OTP 메모리 값을 새로 쓸 경우 부팅에 사용되는 코드 이미지에 악성 코드를 포함시킬 수 있다는 취약점이 존재한다.

향후 이런 취약점을 방지할 수 있도록 인증 요소를 추가하거나 제한된 개체만이 OTP 값을 쓸 수 있도록 하는 프로토콜 등에 대한 연구가 필요하다.

참고문헌

- [1] 백광호 외, “SEE 분야의 연구 및 기술 동향”, 전자통신동향분석, 제22권, 제5호, 107호, pp. 152-158, 2007.
- [2] ARM Security Technology-Building a Secure System using TrustZone Technology, http://infocenter.arm.com/help/topic/com.arm.doc.prd29-genc-009492c/PRD29-GENC-009492C_trustzone_security_whitepaper.pdf
- [3] TEE System Architecture, <http://www.globalplatform.org>

내장형 곱셈 연산 로직 기반 효율적인 Squaring 연산기의 FPGA 구현

*김현진, 이연철, 박태환, 서화정, 김호원
부산대학교 정보컴퓨터공학부

e-mail : *kim94@lycos.co.kr*, *pjk@yurim.skku.ac.kr*

Implementation of Efficient Squaring based on DSP method

*Hyun-Jin Kim, Yeon-Chul Lee, Tae-Hwan Park,
Hwa-Jeong Seo, Ho-Won Kim
School of Computer Science and Engineering
Pusan National University

Abstract

In this paper, we propose an efficient squaring method based on the inherent Multiply and Add hardware block in FPGA(Xilinx Spartan-6 FPGA). Because squaring operation is one of the most time consuming operations in Public Key Cryptosystem(PKC) such as RSA and ECC(Elliptic Curve Crypto system), faster squaring operation is necessary for efficient PKC based security protocol operations for key establishment and authentication. Contrary to previous works based on the Look Up Table(LUT) based squaring operation in a FPGA, our proposed method is based on the Multiply and Add operation which is in the FPGA hardware multiplication block. Our proposed squaring method is optimized to the inherent Multiply and Add hardware block from the latency perspective. The functionality of the proposed squaring method is implemented with a HDL language (Verilog) and then verified for the target of Spartan-6 FPGA LX9 Microboard.

I. 서 론

일반적으로 squaring 연산은 타원 곡선 암호법(ECC: Elliptic Curve Cryptosystem)과 Paring암호에서 핵심 연산 요소이다. 하지만, 공개키 암호 알고리즘에서 곱셈에 대한 연구는 많이 진행되어 왔지만, squaring 연산에 대한 연구는 그다지 많은 연구가 수행되지 않았다. 예를 들어, [1]에서는 기본적인 squaring 알고리즘에 대한 연구 결과가 소개 되어 있고 [1]에서 squaring에 대한 분석과 좀 더 효율적인 알고리즘이 제시 되어 있다.

본 논문에서는 기존의 squaring기법[1]에 대해 DSP(Digital Signal Processing) 방식을 토대로 효율적인 squaring 연산을 제안한다. DSP를 사용하는 경우, 그 장점으로는 기존의 LUT(Look Up Table) 방식에 비해 동작 주파수를 높일 수 있다는 장점이 있으며 또한 LUT에 사용되는 memory 공간을 줄 일 수 있다는 장점을 가진다.

본 논문에서는 DSP구현 기법보다 기존의 squaring 기법과 비교하여 DSP을 이용한 구현의 장점에 초점을 맞추어서 기술한다. II 장에서는 비교 알고리즘 및 제안하는 알고리즘에 대해서 설명하고 III 장에서는 DSP 적용에 대해 구현 관점에서 언급한다. IV 장에서는 향후 일정에 대해서 소개한다.

II. 알고리즘

2.1 Squaring 기법

2.1.1 Integer Squaring

제공기는 single-precision multiplication의 절반을 무시해도 되는 특징을 가지고 있어 곱셈기에 비해 보다 쉬운 연산이다. 이러한 특징을 이용하여 기존의 standard multiplication 알고리즘을 수정하여 만든 알고리즘이다. 알고리즘은 아래와 같다.

ALGORITHM1

INPUT: Integer $a \in [0, p-1]$.

OUTPUT: $c = a^2$.

1. $R_0 \leftarrow 0, R_1 \leftarrow 0, R_2 \leftarrow 0$.
2. For k from 0 to $2t-2$ do
 - 2.1 For each element of $(i, j) | i + j = k, 0 \leq i \leq t-1$ do
 $(UV) \leftarrow A[i] \cdot A[j]$.
 If $(i < j)$ then do:
 $(\varepsilon, UV) \leftarrow (U, V) \cdot 2, R_2 \leftarrow R_2 + \varepsilon$.
 $(\varepsilon, R_0) \leftarrow R_0 + V$.
 $(\varepsilon, R_1) \leftarrow R_1 + U + \varepsilon$.
 - 2.2 $C[k] \leftarrow R_0, R_0 \leftarrow R_1, R_1 \leftarrow R_2, R_2 \leftarrow 0$.
3. $C[2t-1] \leftarrow R_0$.
4. Return(c).

2.1.2 Wu et.al[1]

Wu et.al은 $1*1, 1*2, \dots, 1*(b-1), 2*1, \dots, (b-1)(b-1)$ 에 해당하는 pre-compute table을 만들어 initial LUT에 넣어 계산효율을 높였다. 곱셈의 결과는 최대 $(b-1)^2$ 개다. 만약 진수 b가 피연산자의 비트수인 n보다 작을 경우, pre-computation table의 크기가 줄어들며, 속도 또한 향상되게 된다. 이 기법은 기존의 squaring 기법이 가지고 있던 문제점들을 해결하고, 연산 효율을 높인 기법이며, 알고리즘은 아래와 같다.

ALGORITHM2

INPUT: Integer $X = (x_n x_{n-1} x_{n-2} \dots x_2 x_1)_b$

OUTPUT:

Integer $S = X^2 = (S_{2n} S_{2n-1} S_{2n-2} \dots S_2 S_1)_b$

begin

compute the products of $1*2, \dots, 1*(b-1), 2*1, \dots, (b-1)(b-1)$, and store these results along with the

corresponding products $1, 2, 3, \dots, (b-1)^2$ in the initial LUT(Look-Up Table)

```

 $s_i = 0$  for  $i = 1$  to  $n$ 
for  $i = 1$  to  $n$ 
  for  $j = 1$  to  $n$ 
     $x_i * x_j$  from LUT(Look-Up Table)
     $(uv)_b = x_i * x_j$ 
     $S_{i+j} = S_{i+j} + u$ 
     $S_{i+j-1} = S_{i+j-1} + v$ 
    if  $S_{i+j-1} \geq b$ 
      then  $S_{i+j} = S_{i+j} + 1$ 
          $S_{i+j-1} = S_{i+j-1} - b$ 
    if  $S_{i+j} \geq b$ 
      then  $S_{i+j+1} = S_{i+j+1} + 1$ 
          $S_{i+j} = S_{i+j} - b$ 
    else  $S_{i+j} = S_{i+j}$ 
return  $S = (S_{2n} S_{2n-1} S_{2n-2} \dots S_2 S_1)_b$ 
end.
```

하지만 LUT를 사용하기 위해 추가적인 memory 구조를 설계해야 한다는 단점을 지니며 하드웨어로 구현시에 16비트 단위의 레지스터를 설계한다고 한다면, 512개의 플립플롭이 필요하다. 따라서 이러한 LUT를 쓰지 않고 보완하는 방식을 다음 절에서 제안한다.

2.2 DSP

DSP는 특정 FPGA보드에 DSP 블록으로 존재하며 신호처리에서 주로 사용하는 연산인, FFT와 산술 연산에 사용한다. FPGA와는 다른 고속의 클럭으로 동작하고, 내부 로직에 산술연산이 들어 있기 때문에 곱셈기 및 덧셈기의 고속 구현이 가능하다.

DSP48A1는 18비트 곱셈기와 48비트 덧셈기가 포함되어 있으며 기존의 DSP 블록에 비해 전력소모량이 적다는 장점을 가진다.

2.3 제안하는 방식

DSP의 하나의 블록이 가능한 연산중에서 squaring 연산을 위해 필요한 연산은 (1)과 같다. A, B 16비트 입력을 나타내며 C의 경우 48비트 입력을 나타낸다. CIN는 다른 slice에서 발생하는 캐리 값을 나타낸다.

$$R = C \pm (A \times B + CIN)$$

16비트*16비트 곱셈의 결과를 저장할 수 있는 32비트보다 16비트 큰 48비트 덧셈기를 지원하기 때문에

ALGORITHM2에서의 두 번째 루프의 연산이 하나의 DSP 블록을 내에서 처리 될 수 있다.

따라서 대부분의 연산이 DSP에서의 연산으로 처리 될 수 있기 때문에, LUT로 발생하는 복잡한 로직 설계를 피할 수 있고, 정수 덧셈기와 뺄셈기의 설계도 불필요하다는 장점을 가진다.

그리고 if 조건문으로 발생하게 되는 불가피한 병목 현상을 필요로 하지 않기 때문에, FPGA 내부 클럭으로 한 클럭 내에 두 번째 루프 연산이 빠르게 계산 될 수 있다.

III. 구 현

구현에 사용된 시스템은 Sparatn-6 FPGA LX9 MicroBoard로 45nm의 6개 입력의 LUT를 가진 저 전력 프로세서와 320Mz로 동작하는 블록 램을 내장하고 있다. 또한 DSP의 경우 390MHz로 동작하는 DSP48A1가 1개 칼럼이 있다. 1개의 DSP48A1 칼럼에는 DSP48A1가 16개가 포함 되어 있지만, 본 논문에서는 하나의 DSP48A1만을 사용하여 반복적인 시프트 연산을 통해 구현하였다.

DSP 블록을 사용한 구현에서는 DSP 연산속도가 빠르고 FPGA와는 다른 고속의 클럭이 사용되기 때문에 DSP의 입력 이전과 출력 이후의 연결이 단순한 독립적인 형태여야 병목현상을 일으키지 않는다.

그런 이유로, ALGORITHM2의 입력 값 x 는 외부의 입력으로 가정하고, 내부의 S 는 272비트의 레지스터로 설계하여 이중 하위 256비트만 출력 값으로 지정하였다.

이는 S 레지스터의 입력을 3비트 카운터로 구현된 i 와 j 비교기를 이용, 반복적인 시프트 연산만으로 전체적인 루프 연산을 할 수 있기 때문이다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

구현결과 1개의 DSP48A1의 블록을 이용하여, S 레지스터의 구현 시에 16비트를 더 사용하였으나 기존에 512개의 플립플롭을 대체하면서도, 동일한 연산속도를 보였다. 따라서 FPGA 내부에 DSP 블록이 있을 경우 이를 이용하는 편이 유리하다.

실제 암호화 연산에서는 squaring의 결과에 modular 연산이 필수적이다. modular 연산의 경우 암호화 연산에서의 사용 빈도는 높지 않지만, 기본적으로 나눗셈 연산이기 때문에 연산의 비용이 다른 연산에 비해 매우 크다. 따라서 전체적인 속도를 향상시키기 위해서는 modular 연산의 고속화가 필수적이다. 따라서 향

후 연구 방향으로는 modular 연산의 고속화를 위한 연구가 필요한 것으로 보인다.

참고문헌

[1] Wu, C. L., Lou, D. C. and Chang, T. J. . Fast modular squaring method for public key cryptosystems. Annual Conference on Taiwan INTERNET (2006TANET). November1 - 3, Hualien, Taiwan. November, pp.1 - 10. F51
 [2]Xilinx FPGA user's guide, available at the site: http://www.xilinx.com/support/documentation/user_guides/ug389.pdf
 [3] D. Hankerson, A. Menezes, and S. Vanstone. Guide to elliptic curve cryptography. Springer Professional Computing. Springer-Verlag, New York, 2004.

정보보호 시스템을 위한 FPGA 기반 하드웨어 가속기 설계

김창훈

대구대학교 컴퓨터·IT공학부

e-mail: kimch@daegu.ac.kr

(Design of FPGA Hardware Accelerator for Information
Security System)

요 약

Abstract

정보보호 시스템은 소프트웨어, 하드웨어, FPGA(Field Programmable Array) 디바이스를 이용하여 구현되었다. S/W의 구현은 다양한 정보보호 알고리즘에 대해 높은 유연성을 제공하나 속도, 전력, 안전성 측면에서 매우 취약하며, ASIC 구현은 속도, 전력 측면에서는 매우 우수하지만 구현의 특성상 다양한 보안 플랫폼을 지원할 수 없다. 이러한 문제점들의 상충관계를 개선하기 위해 최근 FPGA 디바이스 상에서의 구현이 많이 이루어 졌다. 본 논문에서는 다양한 환경에서의 정보보호 서비스를 제공하기 위한 정보보호 시스템을 위한 FPGA 기반 하드웨어 가속기를 설계한다. 개발한 정보보호 시스템은 비밀키 암호알고리즘(AES : Advanced Encryption Standard), 암호학적 해쉬(SHA-256 : Secure Hash Algorithm-256), 공개키 암호알고리즘(ECC : Elliptic Curve Cryptography)을 수행할 수 있으며, Integrated Interface에 의해 제어된다. 또한 기존의 시스템에 비해 다양한 정보보호 알고리즘을 지원하여 활용도를 높였으며, 파라미터에 따라 상충관계를 개선할 수 있기 때문에 저 비용 응용뿐만 아니라 고속의 통신장비에도 적용이 가능하다.

Information Security Systems are implemented by using software, hardware and FPGA devices. Implementation of S/W provides a high flexibility with respect to various information security algorithms, but it has very vulnerable aspect of speed, power, safety, and performing ASIC is really excellent aspect of speed and power but do not support various security platform because of feature's realization. To improve conflict of these problems, implementation of recent FPGA device is really performed. The goal of this paper is to design and develop a FPGA hardware accelerator for information security system. It performs as AES, SHA-256 and ECC and is controlled by integrated interface. Furthermore, since the proposed Security information system can satisfy various requirements and some constraints, it can be applied to numerous information security applications from low-cost applications and high-speed communication systems.

핵심주제어 : 정보보호, FPGA, AES, SHA-256, ECC

I. 서론

최근 정보보호는 매우 중요한 문제로 인식되어, 현재 국·내외에서 다양한 연구를 진행 중에 있으며, 연구 분야는 크게 보안 정책, 보안 프로토콜, 인증 기법, 키 관리 기법, 암호 및 해쉬 알고리즘 설계, 암호 알고리즘의 효율적인 소프트웨어 및 하드웨어 구현으로 구분 할 수 있다[1].

정보보호를 위한 핵심적인 부분은 암호 시스템이다. 즉, 노드들의 인증(Authentication), 데이터의 기밀성(Confidentiality), 데이터 무결성(Integrity), 비밀 키 교환 등 다양한 보안 서비스를 위해선 비밀키[2,3,4,5] 및 공개키[6,7,8,9] 암호 알고리즘, 해쉬함수, 난수 생성기의 구현이 요구된다.

그러나 기존의 정보보호 시스템은 하나의 정보보호 알고리즘을 설계하여 특정한 응용에만 활용이 가능하도록 되어있다. 현재의 정보보호의 목적이 정보보호 시스템에 의해 처리되는 정보의 무결성, 가용성, 기밀성을 확보함으로써 안전성과 신뢰를 확보할 수 있다. 제한한 시스템에서는 데이터의 기밀성을 제공하기 위한 블록 암호 모듈, 메시지 무결성과 메시지 인증을 위한 SHA-256 모듈과 키교환을 위한 ECC모듈이다.

본 논문에서는 정보보호 시스템을 위한 FPGA 기반 하드웨어 가속기를 개발한다. 개발한 정보보호 시스템은 32bit 기반 저면적 AES(Advanced Encryption Standard), 32 bit 기반 저면적 SHA(Secure Hash Algorithm)-256, ECC(Elliptic Curve Cryptographic)이다. 메인 CPU와의 통신 및 다양한 정보보호 알고리즘을 제어하고 통신을 하기위한 Integrated Interface 및 메모리를 설계한다.

기존의 논문[12,13,14,15,16,17,18]은 각각의 정보보호 알고리즘을 사용하여 구현이 되어서 특정 응용에만 활용이 가능하지만 본 논문에서는 설계한 하드웨어 가속기는 비밀키, 해쉬, 공개키 암호 알고리즘을 모두 구현함으로써 다양한 정보보호 서비스 응용에 활용이 가능하다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서는 정보보호 알고리즘을 사용한 저면적 정보보호 모듈을 설계하고 3절에서 각각의 정보보호 모듈을 제어하고 통신하기 위한 Integrated Interface를 설계한다. 4절에서는 본 논문에서 제안한 정보보호 시스템의 FPGA 구현결과 및 성능을 분석한 후 5절에서 결론을 맺는다.

II. 정보보호 모듈 설계

2.1 32bit 기반 저면적 AES 설계

AES 알고리즘은 송신자와 수신자 모두 암호화와 복호화하기 위해 동일한 키를 사용하는 대칭 블록 암호이다[3]. 아래 그림 1은 AES의 암호화와 복호화 순서를 나타낸다.

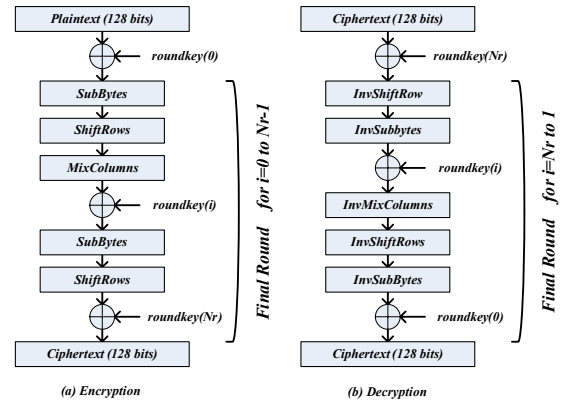


그림 1 AES 암호화 및 복호화

AES는 128, 196 또는 256bit 세 개의 키 길이 선택을 허용하지만 블록 길이는 128bit로 제한되어 있다. 본 논문에서는 128bit 키 사용을 다루도록 한다.

AES의 전반적인 구조는 다음과 같다. ① Rijndael 알고리즘은 Feistel 구조를 사용하지 않고 각 라운드에서 순열과 치환을 수행하는 동안 전체 데이터 블록이 병렬 처리 된다. ② 입력으로 주어지는 128비트의 키는 4개의 32비트 워드, $w[i]$ 로 확장되고 4개의 서로 다른 워드(128비트)는 각 라운드에서 라운드 키로 사용된다. ③ 1회의 순열과 3회의 치환으로 구성된 4단계(Substitute bytes, Shift row, Mix columns, Add round key)를 사용한다. ④ 암호화와 복호화 모두 라운드 키 추가 단계로 시작되고 4단계 모두를 포함하는 9회의 라운드가 이어지고, 3단계(열 혼합 제외)만을 포함하는 10번째 라운드가 이어진다. ⑤ 실제로 라운드 키 단계는 그 자체로는 강력하지 않으며 다른 3개의 단계와 연대하여 혼란, 확산 및 비선형성을 제공하지만, 키를 사용하지 않기 때문에 보안성을 제공하지는 못한다. AES 암호는 블록의 변형된 XOR 연산(라운드 키 추가), 블록의 혼합(바이트 치환, 행 이동, 열 혼합), XOR 연산 등의 순서로 진행되어 효율적이고 안전성이 높다. ⑥ 복호화의 경우 바이트 치환, 행 이동, 열 혼합 단계들은 역함수를 이용하며 라운드 키 추가 단계는 $A \oplus B \oplus B = A$ 를 이용한다. ⑦ 대부분의 블록 암호 알고리즘에서 복호화 알고리즘은 확장키의 역순을 사용하여 이루어지지만 복호화 알고리즘과 암호화 알고리즘은 동일하지 않으며

들 다 마지막 라운드는 3단계만으로 구성된다. 것이 AES의 특수한 구조이다[5,14].

기존의 AES 모듈들을 보면 128bit의 Data를 한 번에 처리 하도록 되어있어서 메모리 낭비 및 하드웨어 면적이 넓은 문제점을 가지고 있지만 본 논문에서는 32bit 씩 4번 수행하도록 되어있어서 메모리 및 하드웨어의 낭비를 감소시킨다. 그러나 수행 횟수가 늘어나기 때문에 처리속도는 기존의 방식에 비해 증가한다[14,15].

아래 그림 2는 저면적 AES의 전체 구조를 나타낸다.

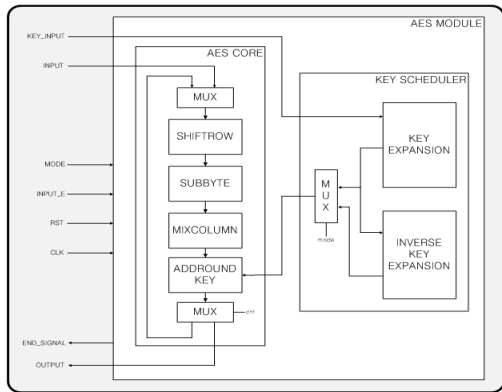


그림 2 저면적 AES 전체 구조

AES의 SubByte에 대한 S-box table 정보는 내부 ROM에 저장하도록 설계되어있다. 내부 ROM에 S-box table 정보를 저장함으로써 S-box의 값을 구하기 위한 연산을 수행하지 않아도 되는 이점이 있으며 연산을 하지 않아도 되기 때문에 향상된 높은 속도를 보여준다.

ShiftRow 연산에서는 128 bit의 데이터를 시프트 연산으로 처리한다. 그러나 본 논문의 AES 모듈은 32bit씩 연산이 이루어지기 때문에 ShiftRow연산을 하기 위해서는 128 bit 데이터를 저장해야 한다. 그래서 Shift-Register를 이용하여 한 클럭마다 32bit씩 데이터를 출력하도록 모듈을 구성한다.

본 논문에서의 Mixcolumn은 내부적으로 암호화에 사용되는 Forward Mixcolumn과 복호화에 사용되는 Inverse Mixcolumn으로 구성된다. 32bit 단위의 데이터 처리를 하기위해 각 모듈은 32bit 데이터를 입력으로 취하고 32bit Mixcolumn 값을 출력한다. 입력된 32bit 데이터는 8bit 씩 4개의 원소로 분리된 원소들은 4개의 32bit 레지스터에 8bit 단위로 쉬프트 되어 저장되고 이후 비트단위 쉬프트 연산과 XOR 연산을 통해 새로운 32bit 워드로 출력된다.

$GF(2^8)$ 에서의 덧셈은 비트단위 XOR 연산으로 간단하게 구해지며 곱셈은 좌측 쉬프트 연산으로 수행한다. 비트단위 쉬프트 연산에서 최상위 비트가 1이면 x^4 , x^3 , x , 1에 해당하는 비트에 최상위 비트를 더함으로써 곱셈 연산을 간단하게 구현하고 병렬적으로 32비트 데이

터를 처리함으로써 처리 속도를 향상시킨다.

본 논문에서의 Key Scheduler 모듈은 Key Expansion과 Inverse Key Expansion으로 구성된다. 32bit 기반 AES Core에 적합하도록 Key Scheduler 모듈도 32bit 단위로 키 값을 입력받고 32bit 키 값을 출력한다.

기존의 Key Scheduler 방식은 크게 두 가지로 나누어 볼 수 있다. 하나는 각 라운드 별로 사용되는 key 값을 AES 수행과 동시에 수행함으로써 key 생성을 위한 추가적인 수행시간을 줄여보고자 하는 on-the fly 방식이고 나머지는 key를 사전에 미리 계산하여 저장해놓은 뒤에 AES 수행 시에 이 값을 가져가는 방식이다. 미리 key를 계산하는 방식은 계산한 key값을 메모리에 저장하기 때문에 메모리 측면에서 비효율적이다. on-the-fly 방식은 encryption 연산 시에는 차례대로 key를 생성하면 되기 때문에 추가적인 수행시간을 줄일 수 있다. 그러나 기존의 저면적 AES의 경우 decryption 연산 시에는 key가 가장 마지막 연산 값부터 사용되기 때문에 key생성을 먼저 해 놓아야한다는 단점이 있지만 본 논문에서 제안한 Inverse Key Expansion의 경우 encryption 연산 시 수행되는 on-the-fly 방식과 동일하게 수행이 된다.

Key Scheduler 회로의 구조를 살펴보면 그림 3, 그림 4와 같다.

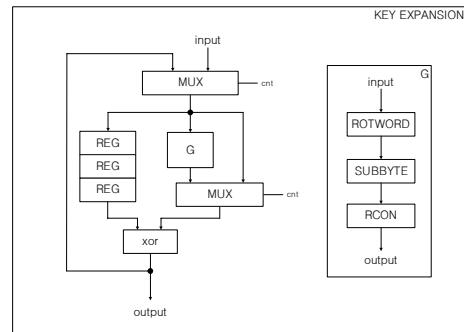


그림 3 Key Expansion

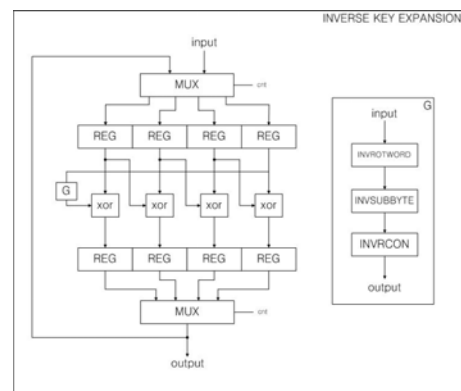


그림 4 Inverse Key Expansion

2.2 32bit 기반 저면적 SHA-256 설계

SHA(Secure Hash Algorithm)는 미 연방정부의 디지털 서명 표준인 DSA(Digital Signature Algorithm)를 위해서 NIST(National Institute of Standards and Technology)에서 개발되었다. MD5와 유사한 구조로 설계되었으나 보다 안전한 것으로 인정되고 있다. 256 비트 길이의 출력을 내는 SHA-256은 대부분의 인터넷 응용이나 국제/업계 표준들에서 기본 해쉬 함수로 사용되고 있다[16].

SHA-256은 2^{64} 비트 미만의 최대 길이를 갖는 메시지를 입력으로 취하고, 256비트 메시지 다이제스트를 출력으로 생성하는 암호학적 해쉬 알고리즘으로서 전체적인 처리는 아래의 그림 5와 같다[17].

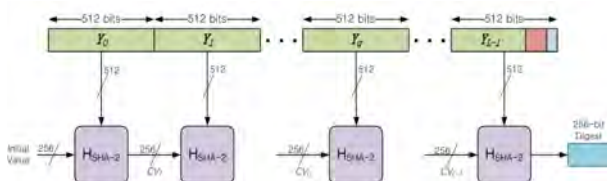


그림 5 SHA-256 전체 구조

아래 그림 6은 본 논문에서 설계한 SHA-256의 전체적인 구조를 나타낸다.

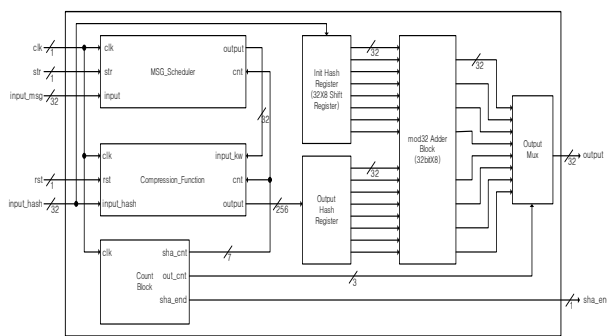


그림 6 SHA-256 하드웨어 구성도

본 논문에서 설계한 32bit 기반 저면적 SHA-256은 앞에서 설명한 32bit 기반 저면적 AES와 동일하게 32bit씩 데이터가 처리되도록 연산한다.

설계된 SHA-256은 크게 2개의 블록 Message Scheduler와 Compression Function 블록과 이들을 포함하는 IO Interface 블록으로 구성된다.

IO Interface는 SHA-256 연산에 필요한 512 비트의 메시지 블록, 한 블록의 메시지 처리를 위해 입력되는 초기 해쉬 값, 시작을 알리는 str 신호와 리셋을 알리는 rst 신호를 입력으로 받아 Message Scheduler 블록과 Compression Function 블록에 전달하는 역할을 한다. 또한, 연산이 완료된 256 비트의 해쉬 값을 매 clock 마다 32비트 씩 8번 출력하는 역할도 한다.

SHA-256의 처리 과정에서의 데이터는 32비트를 기본

단위로 연산이 이루어지며 하나의 Count Block을 사용하여 전체적인 데이터 및 연산의 동기를 맞추도록 설계한다.

모든 연산을 마친 결과는 최초 입력으로 사용되었던 초기 해쉬 값에 더해져 최종 결과로 출력된다. SHA-256에서 사용되는 덧셈은 mod 32에서 이루어지는 덧셈이므로 초기 값과 연산결과로 얻은 해쉬 값을 mod32 Adder 블록에 의해 각 32 비트씩 덧셈을 하여 Output Mux에 연결된다.

Message Scheduler는 512 비트 메시지 블록을 입력으로 64개의 32비트 워드를 출력한다. 0에서 15 clock 동안에 주어지는 입력은 블록의 쉬프트 레지스터에 연결되어 순차적으로 값이 채워지게 되며 이후 채워진 값들은 σ_0 , σ_1 , 논리 함수를 통과하여 mod 32 Adder에 의해 더해져서 확장된 워드를 생성하게 되고, 이렇게 생성된 워드들은 다시 쉬프트 레지스터의 입력으로 주어지게 된다. 다음 그림 7은 Message Scheduler의 내부 구성을 보여준다.

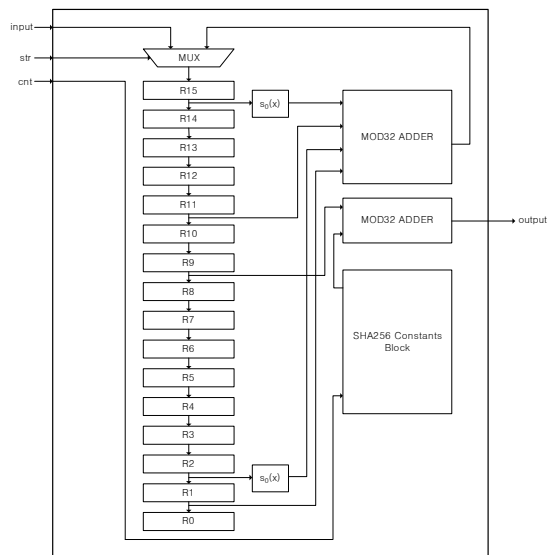


그림 7 Message Scheduler 내부 구성

Message Scheduler의 출력은 Compression Function의 입력으로 연결된다. 쉬프트 레지스터의 R0 레지스터에서 출력을 내보내지 않고 R9 레지스터에서 출력을 내보내는 것은 초기화 해쉬 값의 입력이 끝나는 타이밍과 맞추어 Compression Function의 연산을 수행하기 위함이며 이러한 설계는 R8 레지스터부터 R0 레지스터까지 데이터가 이동해서 출력되는 9 클럭을 줄여주기 위함이다.

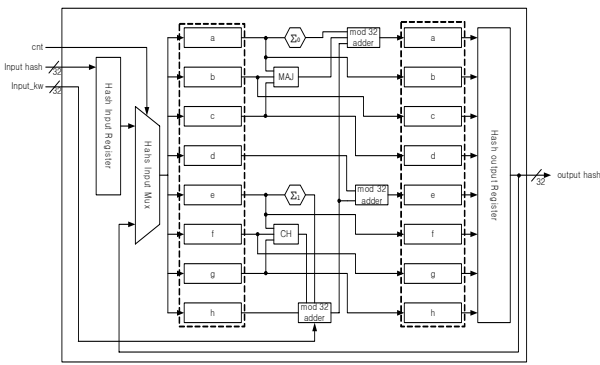


그림 8 SHA-256 Compression Function 구성도

SHA-256의 핵심은 압축 함수이다. 그림 8은 본 논문에서 설계한 SHA-256의 압축 함수의 구성도를 나타낸다. IO Interface에서 입력되는 값 중 Input_hash 값은 Compression Function에서 해쉬 연산의 초기 값으로 입력된다. 32비트 워드의 해쉬 값을 8번, 총 256비트를 입력으로 취한다. 입력이 끝나는 시점에서 Message Scheduler 블록에서 확장된 워드인 w와 SHA-256 상수인 k값이 더해져서 Compression Function의 입력으로 들어오게 된다. IO Interface에서 입력되는 카운트 값을 통해 초기 해쉬 값 256비트가 입력되는 동안에는 연산을 메인 루프에 값을 넣지 않게 되며 초기 해쉬 값의 입력이 끝나면 메인 루프에 값을 전달하는 구조로 설계한다. 이후 연산된 해쉬 값은 다시 메인루프로 전달되어지며 총 64번의 반복을 통해 최종 해쉬 값을 얻어낸다. 출력된 결과는 IO Interface에서 초기화 해쉬와 더해져 최종 결과를 출력한다.

2.3 Elliptic Curve Cryptosystem(ECC) 설계 [9,10]

타원곡선 암호 시스템은 RSA나 ElGamal과 같은 다른 암호 시스템에 비해 현저히 작은 키를 사용하면서 (약 1/6 정도) 동일한 안전도를 가진다. ECC는 소프트웨어로 쉽게 구현이 가능하며, 이 경우 높은 유연성을 제공하지만 낮은 속도로 실시간 응용에는 적합하지 않다. 즉, 작은 키를 사용한다는 것은 계산 시간, 전력 소모, 저장 공간의 감소를 의미한다.

그림 9는 본 논문에서 설계한 타원곡선 암호프로세서의 전체적인 구조를 나타낸다. 본 연구에서 개발된 타원곡선 암호 프로세서는 크게 5개의 블록 Host Interface, Data Memory, Instruction Memory, Control, ALU로 구성된다. Host Interface는 타원곡선의 베이스 포인트, 곡선 파라메타 b, 비밀키 k 그리고 연산의 시작을 알리는 start 신호를 Host 프로세서로부터 입력받아 타원곡선 암호프로세서로 전달한다. 타원곡선 프로세서의 데이터 전송 및 연산은 모두 163-비트로 이루어지며, Instruction Memory로부터 명령어 및 데이터 메모리의 주소를 전송받아 컨트롤 신호와 함께 연산을 수행한다.

Data Memory는 Dual Port 메모리로 구성하였으며, Port-A는 상승 에지에 Port-B는 하강 에지에 각각 동작한다. 그 외 모든 연산기 및 레지스터는 상승 에지에 동작한다. 따라서 데이터의 동기를 맞추기 위해 ALU의 Input-A와 Data Memory의 Port-B 사이에 Buffer 레지스터를 두었다. 따라서 모든 연산은 4사이클(명령어 패치 + 데이터 패치 + 데이터 로더 + 연산 수행 및 저

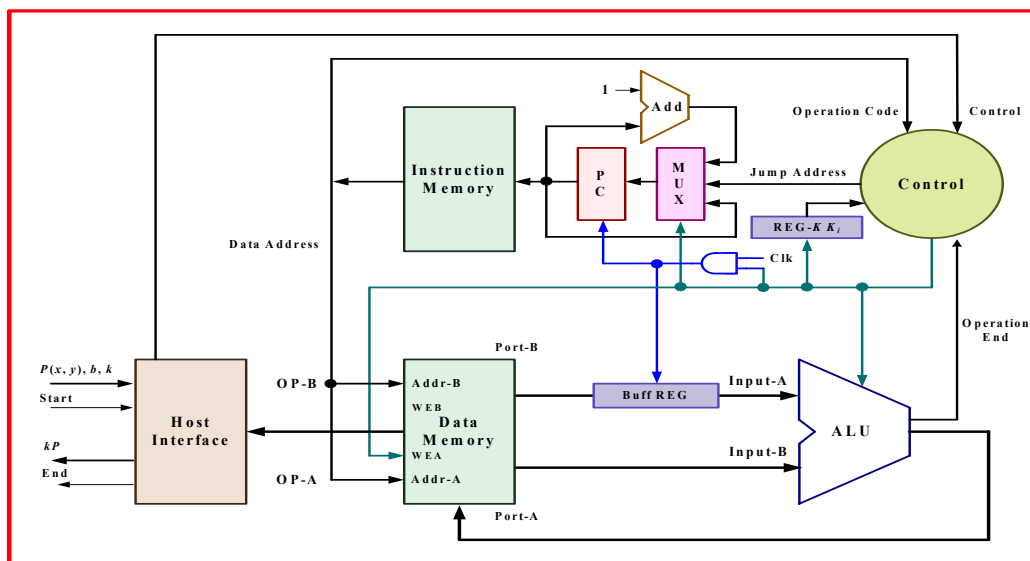


그림 9 GF(2¹⁶³)상의 타원곡선 암호 프로세서 구조

장) 만에 수행된다.

표 1 데이터 메모리의 구성

변수명	주소
x	0000
y	0001
b	0010
x_0	0011
y_0	0100
X_1	0101
X_2	0110
Z_1	0111
Z_2	1000
Z_3	1001

곱셈 연산의 경우 $[m/d+1]$ 사이클이 소요되며, 나눗셈 연산의 경우 Kim 등[10]이 제안한 확장 바이너리 GCD 알고리즘을 이용하여 2^m 사이클이 소요된다.

타원곡선 정수 곱셈 알고리즘을 수행하기 위해 총 10개의 데이터 메모리가 필요하며, 표 1에 그 기능을 요약하였다.

표 2의 López-Dahab 타원곡선 정수 곱셈 알고리즘과 PB의 특성을 이용하면 표 3과 같이 총 46개의 연산 시퀀스를 얻을 수 있다. 표 2에는 표 3로부터 얻어진 3가지의 명령어를 요약하였다.

표 2 López-Dahab 알고리즘에 기반한 명령어

명령어	기능	명령어 인코딩	클럭 사이클
Mult	$C \leftarrow A \times B$	01	$m/d + 1$
Div	$C \leftarrow A / B$	10	$2m$
Add	$C \leftarrow A + B$	11	1

표 3 López-Dahab 정수 곱셈 알고리즘에 기반한 연산 시퀀스

순번	연산	비고
0	$X_2 \leftarrow x \cdot x$	Initialize
1	$X_2 \leftarrow X_2 \cdot X_2$	
2	$X_2 \leftarrow X_2 + b$	
3	$Z_2 \leftarrow x \cdot x$	Main Loop
4	$x_0 \leftarrow X_1 \cdot Z_2$	
5	$y_0 \leftarrow X_2 \cdot Z_1$	
6	$Z_3 \leftarrow x_0 + y_0$	
7	$x_0 \leftarrow x_0 \cdot y_0$	Main Loop
8	$X_1 \leftarrow Z_3 \cdot Z_3$	
9	$X_1 \leftarrow X_1 \cdot x$	
10	$X_1 \leftarrow X_1 + x_0$	
11	$Z_1 \leftarrow Z_3 \cdot Z_3$	
12	$x_0 \leftarrow Z_2 \cdot Z_2$	
13	$x_0 \leftarrow x_0 \cdot x_0$	
14	$x_0 \leftarrow x_0 \cdot b$	
15	$y_0 \leftarrow X_2 \cdot X_2$	
16	$y_0 \leftarrow y_0 \cdot y_0$	
17	$Z_2 \leftarrow X_2 \cdot Z_2$	
18	$Z_2 \leftarrow Z_2 \cdot Z_2$	
19	$X_2 \leftarrow y_0 + x_0$	
20	$X_2 \leftarrow Z_3 \cdot Z_3$	if $k_i=0$
21	$X_2 \leftarrow X_2 \cdot x$	

22	$X_2 \leftarrow X_2 + x_0$	
23	$Z_2 \leftarrow Z_3 \cdot Z_3$	
24	$x_0 \leftarrow Z_1 \cdot Z_1$	
25	$x_0 \leftarrow x_0 \cdot x_0$	
26	$x_0 \leftarrow x_0 \cdot b$	
27	$y_0 \leftarrow X_1 \cdot X_1$	
28	$y_0 \leftarrow y_0 \cdot y_0$	
29	$Z_1 \leftarrow X_1 \cdot Z_1$	
30	$Z_1 \leftarrow Z_1 \cdot Z_1$	
31	$X_1 \leftarrow y_0 + x_0$	
32	$x_0 \leftarrow 1/Z_1$	Coordinate Conversion
33	$x_0 \leftarrow X_1 \cdot x_0$	
34	$X_1 \leftarrow x + x_0$	
35	$Z_1 \leftarrow 1/Z_2$	
36	$Z_1 \leftarrow X_2 \cdot Z_1$	
37	$Z_1 \leftarrow x + Z_1$	
38	$Z_1 \leftarrow Z_1 \cdot X_1$	
39	$Z_2 \leftarrow x \cdot x$	
40	$Z_2 \leftarrow Z_2 + y$	
41	$Z_1 \leftarrow Z_1 + Z_2$	
42	$Z_1 \leftarrow Z_1 \cdot X_1$	
43	$y_0 \leftarrow 1/x$	
44	$y_0 \leftarrow Z_1 \cdot y_0$	
45	$y_0 \leftarrow y_0 + y$	

López-Dahab 알고리즘은 대부분의 연산이 곱셈으로 구성되어있기 때문에 빠른 연산 결과를 위해서 디지털-시리얼 곱셈기와 적은 하드웨어 복잡성을 위해서 비트-시리얼 나눗셈기를 사용하였다.

본 논문에서는 $GF(2^m)$ 상의 곱셈기 및 나눗셈기 그리고 명령어로부터 그림 10과 같은 ALU를 설계하였다.

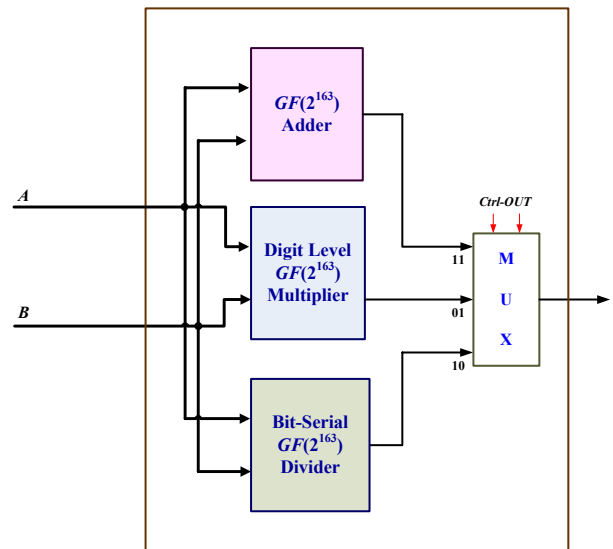


그림 10 $GF(2^{163})$ 상의 PB를 이용한 ALU

그림 10은 NIST와 IEEE 1363의 필드 크기 중 163을 선택하였다. 그림 10에 나타나듯이 곱셈 및 나눗셈 연산기에 덧셈기와 출력을 제어하기 위한 멀티플렉서를 추가하였다. 명령어에 따른 출력 제어 함수의 기능을 표 4에 요약하였다.

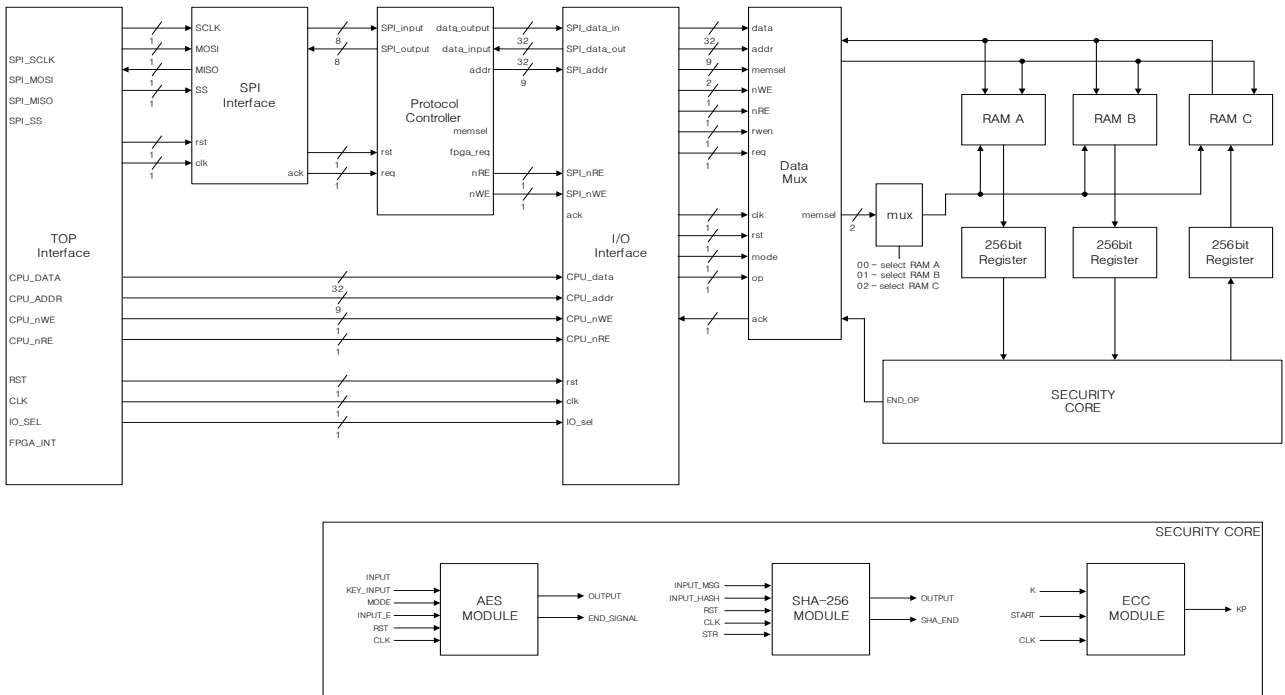


그림 11 통합 인터페이스의 전체 구조

표 4 명령어에 따른 Ctrl-Out 신호

비트-시퀀스	명령어
11	Add
01	Mult
10	Div

III. 통합 인터페이스의 전체 구조

본 논문에서 구현된 보안 모듈은 하나의 공통된 인터페이스를 공유함으로써 통합된 형태로 구현된다. Security Core는 구현된 보안 모듈인 AES와 SHA-256, ECC 모듈이 포함되며 각각의 모듈은 FPGA_IO 모듈을 통해 제어신호와 입력 값을 전달받게 된다. FPGA_IO 모듈은 보드상의 CPU인 PXA272로부터 데이터와 제어신호를 전달받게 되며 전달된 데이터는 각각의 보안 모듈에 따라 RAM_A와 RAM_B에 입력된다. 또한 전달된 제어신호는 Security Core에 입력되어 주어진 데이터가 어떠한 모듈을 사용할지 결정하게 된다. 보안 모듈의 수행을 거친 데이터는 RAM_B에 적재되고 이와 동시에 출력되는 end 신호에 의해 다시 CPU로 출력한다. 그림 11은 설계된 통합 인터페이스의 전체 구조를 나타낸다. Security Module과 내부 RAM 및 내부 ROM의 제어를 맡고 있고 내부 레지스터 맵의 정보에 따라 데이터를 각각의 모듈에 전송한다.

3.1. 저성능 MCU를 위한 SPI 통신 모듈

센서 네트워크와 같은 저성능의 MCU를 사용하는 경우에는 데이터 핀과 어드레스 핀에 할당할 수 있는 핀의 수가 부족하다. 그래서 본 논문에서 개발한 SoC 칩은 그 부분을 보완하기 위하여 SPI 통신을 이용한 통신방식을 지원한다[11].

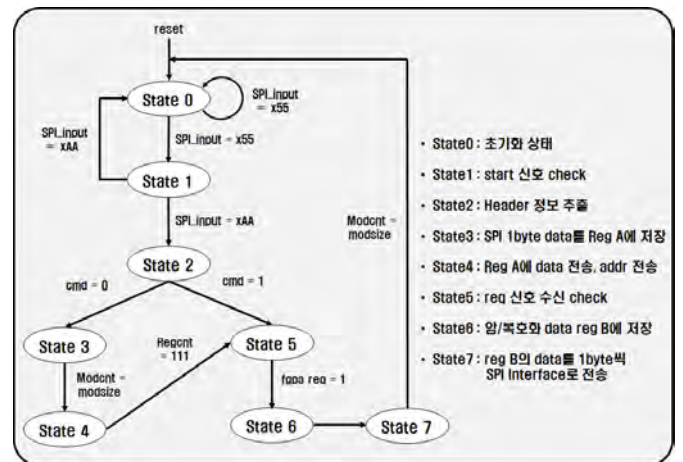


그림 12 SPI 통신 State Diagram

아래 그림 12는 통합 인터페이스의 내부 SPI 통신 모듈의 State Diagram이다. 총 7단계로 이루어져있으며 프로토콜 방식으로 데이터를 송수신한다.

3.1 내부 RAM

보안 모듈에서의 암호화 데이터 및 암호 키 값을 저장하기 위해서 설계되었다. 아래 그림 13은 eASIC社의 eRAM 구조를 나타내고 있다. eRAM은 Nextreme 구조의 ASIC 장치에서 사용하는 전용 메모리이다. 각각의 암호 모듈이 RAM의 주소를 참조하여 데이터를 송·수신 받는다.

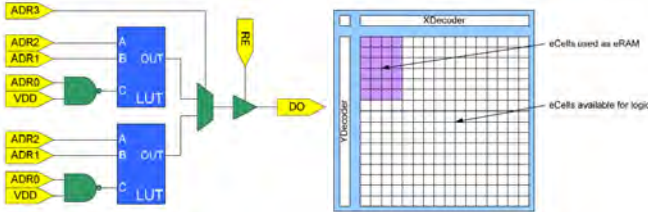


그림 13 eASIC社의 eRAM 구조

3.1 내부 ROM

각각의 보안 모듈에서의 미리 정의된 데이터에 대해서는 ROM에 저장하도록 설계가 되어있다. 예를 들어 AES의 S-Box, ECC 연산에 필요한 명령어 Set, SHA-256 연산에 필요한 상수 값은 암호 모듈 연산에 필수 데이터이고 연산을 하더라도 변하지 않는 값이므로 ROM에 저장하여 읽기만 수행하도록 설계하였다. 아래 그림 14는 eASIC社의 eROM 구조를 나타내고 있다.

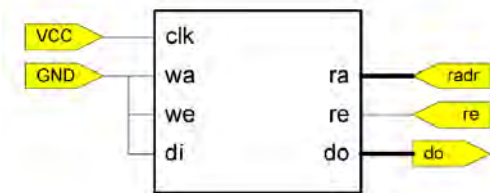


그림 14 eASIC社의 eROM 구조

IV. 성능 평가

본 장에서는 설계한 SoC의 성능을 평가하기 위해 정보보호 시스템을 위한 구현 환경을 설명하고, 그 결과를 바탕으로 본 논문에서 제안한 시스템의 성능을 분석한다.

4.1 성능 평가 환경

본 논문에 제안된 정보보호 시스템의 FPGA 구현 및 기능 검증을 위해 VHDL로 회로를 기술하였고, Xilinx사의 회로합성 툴(XST : Xilinx synthesis technology)을 사용하여 회로를 합성, Net-list 파일을 추출한 후, Mento Graphics사의 ModelSim SE 6.0을 이용하여 시

뮬레이션 하였다. 또한 Xilinx사의 ISE 10.0i를 이용하여 Place & Route 과정을 거친 후, 타이밍 및 칩 사용율에 대해 분석하였다. FPGA 칩은 Xilinx사의 Virtex4 시리즈인 XC4VLX60을 대상 디바이스로 선택하였다.

4.2 제안된 정보보호 시스템의 결과 분석

본 절에서는 본 논문에서 제안한 정보보호 시스템의 구현 결과를 분석한다. 제안된 정보보호 시스템은 기존의 한가지의 보안 표준만을 지원하는 정보보호 시스템에 비해 여러 가지 보안 표준을 선택적으로 사용할 수 있으며 사용자의 설정에 따라 여러 가지의 보안 표준을 결합하여 사용할 수 있도록 설계되어있다.



그림 15 AES 테스트 결과

<표 5> AES 구현 결과

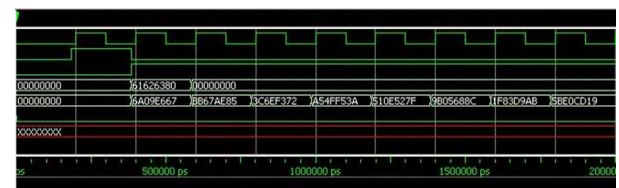
SLICE 개수	LUT	FF	최대 주파수
1898	3657	399	87MHz

아래 표 6은 AES의 SLICE 개수를 비교한 것이다. 본 논문에서는 저면적 AES를 설계함으로써 다른 AES설계 논문보다 SLICE 개수가 현저히 낮은 것을 볼 수 있다.

<표 6> AES의 비교 분석

구분	SLICE 개수	Throughput (Mbps)
Gaj 등[12]	2900	331
Dandalis 등[13]	5673	353
Elbirt 등[14]	9004	1940
Standaert 등[15]	2257	1563
본 논문	1898	121

SHA-256 모듈을 테스트하기 위해 표준 문서의 테스트 값인 "abc" 문자열을 사용하여 테스트 하였다. 본 논문에서 설계된 SHA-256 모듈은 메시지와 초기 해쉬 값을 입력으로 주어야하기 때문에 입력으로 해쉬값이 같이 주어진다.



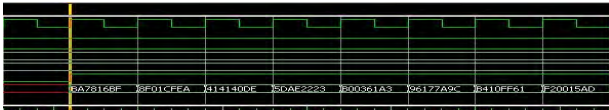


그림 16 SHA-256 테스트 결과
 <표 7> SHA-256 구현 결과

SLICE 개수	LUT	FF	최대 주파수
1994	3359	1320	43MHz

아래 표 8은 SHA-256의 SLICE 개수를 비교한 것이다. 본 논문에서는 저면적 SHA-256를 설계함으로써 동일한 출력값의 SHA-256설계 논문보다 SLICE 개수가 현저히 낮은 것을 볼 수 있다.

<표 8> SHA-256의 비교 분석

구분	SLICE 개수	Throughput (Mbps)
McEvoy 등[16]	2898	908
N. Sklavos 등[17]	1261	693
본 논문	1994	856

ECC 모듈의 입력 값으로는 키 값인 k와 두 좌표인 x, y 값을 넣어주었으며 그 결과는 그림 17과 같이 출력되었다.

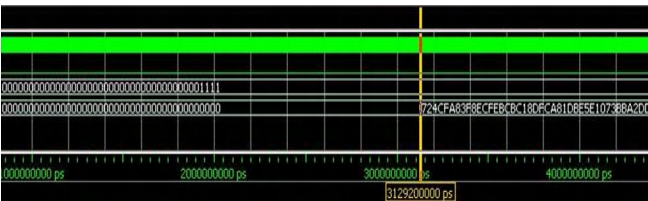


그림 17 ECC 테스트 결과

<표 9> ECC 구현 결과

SLICE 개수	LUT	FF	최대 주파수
5195	9640	2120	106MHz

아래 표 10은 다른 논문에서 제안된 프로세서를 비교 분석한 결과이다. 아래 표에서 나타나듯이 훨씬 낮은 하드웨어 복잡도와 지연시간을 보인다.

<표 10> ECC의 비교 분석

구분	LUT	FF	지연시간 (μs)
Gura 등[18]	19,508	6,442	143
본 논문	9640	2120	52

V. 결론

본 논문에서의 정보보호 시스템을 위한 FPGA 기반 하드웨어 가속기는 최신 정보보호 시스템의 다양한 요구사항인 속도, 면적, 전력, 유연성, 안전성을 만족시키기 위해서 저면적 32bit AES, SHA-256, ECC를 설계 및 정보보호 모듈에 최적화된 FPGA 통합 인터페이스를 개발하였다. 비밀키, 암호학적 해쉬, 공개키 암호알고리즘 탑재가 가능한 임베디드용 정보보호 시스템을 개발하기 위해서 비밀키 알고리즘(AES), 암호학적 해쉬함수(SHA), 공개키 암호시스템(ECC)의 모든 부분에 대해 자체 개발을 완료하고 연산레벨에서 시스템 개발까지 기존의 시스템과 다르게 개발하였다.

본 논문에서는 임베디드 시스템에 적용이 가능하도록 저면적으로 설계를 함으로써 다양한 정보보호 알고리즘을 추가하여도 시스템의 면적이 크게 늘어나지 않는 장점을 가진다. 기존의 시스템에서 단일의 정보보호 알고리즘만 지원하는 방식이 아닌 모듈형식의 다양한 정보보호 알고리즘을 지원하여 그 활용도를 높이고 RFID/USN 장비에도 적용이 가능하도록 SPI 통신으로 데이터 송수신이 가능하게 설계하여 저비용의 응용 뿐만 아니라 고속 통신 장비 시스템에도 적용이 가능하기 때문에 그 활용분야는 매우 높을 것으로 예상된다.

참고 문헌

- [1] 김신호, 강유성, 정병호, 정교일, “u-센서 네트워크 보안 기술 동향,” 전자통신동향 분석, Vol. 20, No. 1 pp. 93-99, 2005. 2월.
- [2] 주학수, 주홍돈, 김승주, “고속 암호연산 프로세서 개발 현황”, 정보보호학회지, 제 12권, 제 3호, pp. 48 - 56, 2002. 6.
- [3] NIST, Data Encryption Standard(DES), FIPS 46, 1977.
- [4] A.J. Menezes, P.C. vanOorschot, and S.A. Vanstone, Handbook of Applied Cryptography, CRC Press, 1997.
- [5] R.L. Rivest, M. Robshaw, R. Sidney, and

- Y. Yin, "The RC6 Block Cipher," First Advanced Encryption Standard (AES) Conference, 1998.
- [6] R.L. Rivest, The MD5 Message Digest Algorithm, RFC 1321.
- [7] J.R. Goodman, Energy Scalable Reconfigurable Cryptographic Hardware for Portable Applications, PhD thesis, MIT, 2000.
- [8] 김창훈, 김태호, 홍춘표, "GF(2^m)상의 고속 타원곡선 암호 프로세서", 한국정보과학회 논문지 A - 시스템 및 이론, Vol. 34, No. 3, pp. 113-123, April 2007
- [9] C.H. Kim, S. Kwon, and C.P. Hong, "FPGA implementation of high performance elliptic curve cryptographic processor over GF(2¹⁶³)", Journal of Systems Architecture, Vol. 54, pp. 893-900, August 27, 2008.
- [10] 김창훈, 이남곤, 권순학, 홍춘표, "유한체 GF(2^m)의 응용을 위한 새로운 나눗셈 회로," 한국정보처리학회 논문지 A, Vol.12-A, No.3, June. 2005.
- [11] 송영석, 박성모, 김영민, "저가형 시스템을 위한 소프트웨어 SPI 통신 프로토콜구현", 한국멀티미디어학회 춘계학술발표대회, Vol. 12, No. 1, pp. 260-262, 2009.
- [12] K. Gaj and P. Chodowicz, "Comparison of the Hardware Performance of the AES Candidates using Reconfigurable Hardware," The Third Advanced Encryption Standard (AES3) Candidate Conference, New York, USA, April 13-14, 2000.
- [13] A. Dandalis et al., "A Comparative Study of Performance of AES Candidates Using FPGA's," The Third Advanced Encryption Standard (AES3) Candidate Conference, New York, USA, April 13-14, 2000.
- [14] A.J. Elbirt et al., "An FPGA Implementation and Performance Evaluation of the AES Block Cipher Candidate Algorithm Finalists," The Third Advanced Encryption Standard (AES3) Candidate Conference, New York, USA, April 13-14, 2000.
- [15] F. X. Standaert et al., "A Methodology to Implement Block Ciphers in Reconfigurable Hardware and its Application to Fast and Compact AES Rijndael," The Field Programmable Logic Array Conference, Monterey, California, pp.216-224, 2003.
- [16] McEvoy R.P, Crowe F.M, Murphy C.C, Marnane W.P, "Optimisation of the SHA-2 family of hash functions on FPGAs", Emerging VLSI Technologies and Architectures, IEEE Computer Society Annual Symposium, Vol. 00, pp. 2-3, 2006.
- [17] K. K. Ting, S. C. L. Yuen, K.-H. Lee, and P. H. W. Leong, "An FPGA based SHA-256 processor", Springer in FPL, Vol. 2438, pp. 577-585, 2002.
- [18] N. Gura, S.C. Shantz, H.E. Sumit Gupta, V. Gupta, D. Finchelstein, E. Goupy, and D. Stebila, "An End-to-End Systems Approach to Elliptic Curve Cryptography," CHES '02, LNCS 2523, pp. 349-365, 2002.

문자 인식을 위한 랜덤 포레스트 기반 텍스트 영상 이진화 알고리즘

*곽인범, 한보형
POSTECH 컴퓨터공학과
e-mail : {klauski, bhhan} @postech.ac.kr

Text Image Binarization by Random Forest for Optical Character Recognition

*Inveom Kwak, Bohyung Han
Department of Computer Science and Engineering
POSTECH, Korea

Abstract

Optical Character Recognition (OCR) on low quality images typically shows poor performance due to various noises and artifacts. Simple thresholding methods based only on intensity distribution are often employed but still have many limitations. We propose an algorithm to enhance the degraded images obtained from mobile cameras by training structure and context of text areas. For the purpose, we design a degradation model for the construction of a training dataset, which is employed to learn a Random Forest classifier. Our classifier is evaluated in natural text images, and experiment demonstrates the improved accuracy in character recognition.

I. 서론

광학 문자 인식(OCR)은 일반적으로 이진 영상이나 스캔된 문서와 같은 높은 품질의 영상에서는 매우 정확한 성능을 보이지만 낮은 품질의 영상에서의 문자 인식률은 현저히 떨어진다. 그 이유는 낮은 품질의 영상에서 모션 블러(motion blur), 앨리어싱(aliasing), 아웃포커싱(out-focusing) 등과 같은 다양한 노이즈들이 발견되는 경우가 많기 때문이다.

일반적으로 문자에 해당하는 픽셀들의 값은 배경에 속하는 픽셀들의 값과 다른데, 노이즈가 섞인 낮은 품질의 영상에서는 그 값의 구분이 모호한 경우가 종종 발생한다. 일반적인 이진화 방법은 픽셀 값과 그 분포만을 고려하므로 이러한 모호함을 정확히 해결하지 못하는 경우가 많다. 예를 들어 앨리어싱되어 흐려진 가느다란 획의 패치는 보통의 이진화 방법으로는 올바르게 분류하기가 매우 어렵다.

본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위하여 카메라를 이용하여 얻은 낮은 품질의 영상 집합으로부터 문자 모양의 왜곡과 흐려짐의 정도에 따른 픽셀 값 분포를 랜덤 포레스트(Random Forest)를 이용하여 학습함으로써 문자를 정확히 세그멘테이션(segmentation)하는 이진 분류기를 제안한다. 또한, 이러한 분류기의 효과적인 학습을 위하여 적절한 학습 데이터셋(training dataset)의 생성이 필요한데, 이를 위한 품질 저하 모델(degradation model)을 제안한다.

II. 본론

2.1 품질저하 모델

수학적으로 이미지 품질저하 모델은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$g(x,y) = h(x,y) * f(x,y) + \eta(x,y)$$

- $g(x,y), f(x,y)$: 훼손된 이미지와 선명한 이미지
- $h(x,y)$: 품질 저하 함수, $\eta(x,y)$: 추가적인 노이즈

모션 블러는 모션 커널과 합성곱(convolution)을, 아웃포커싱 블러는 가우시안 커널과 합성곱을 수행하여 생성한다. 이러한 품질저하 함수를 적용한 뒤 추가적인 노이즈를 더한다. 이 때, 무작위로 매개변수를 조절하여 다양한 훼손된 이미지를 얻는다.

학습하기 전에 전처리 과정으로 픽셀 값의 최대값과 최소값을 매개변수로 정하여 유효한 픽셀의 범위를 결정한다. 이처럼 두 개의 임계값들을 이용하여 확실한 배경과 전경을 제외하면 의미 없는 데이터가 학습 데이터셋에 포함되는 것을 줄일 수 있다.

2.2 랜덤 포레스트

랜덤 포레스트는 학습 데이터셋의 부분 집합들로 각기 학습한 이진트리들의 집합이다. 루트부터 시작해서 각 노드에서 주어진 데이터셋을 분류하는데, 두 부분 집합의 전/배경 패치 비율에 의한 엔트로피의 합계가 최소가 되도록 하는 이진 검사기를 찾는다. 만약 노드의 깊이가 사전에 정해진 최대 깊이보다 커지거나 노드에 할당된 패치의 수가 최소 개수보다 적어지면 노드는 잎(leaf)으로 선언되고 패치의 클래스 투표를 통해 얻어지는 확률 값을 저장한다. 본 논문의 이진 검사기는 다음과 같은 두 가지 식으로 정의된다.

$$t_{1,a,\tau} = \begin{cases} 0, & \text{if } I^a(x_i) < \tau \\ 1, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (1)$$

$$t_{1,a,u,\tau} = \begin{cases} 0, & \text{if } (I^a(x_i+u) - I^a(x_i))(1 + \log(LC+k)) < \tau \\ 1, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

(1)을 통해 픽셀 x_i 의 값을, (2)를 통해 픽셀 x_i 과 다른 픽셀 x_i+u 과의 값의 차이를 임계값 τ 과 비교하여 노드에 주어진 데이터셋을 분류할 수 있다. a 를 통해 색상의 채널을 선택한다. LC 는 local contrast prior[1]로서 예지가 얼마나 부드러운지 측정하는 수단인데 k 를 이용하여 조절한다. 또한 LC 를 이용하여 블러의 정도에 따른 차이를 보정한다.

III. 실험

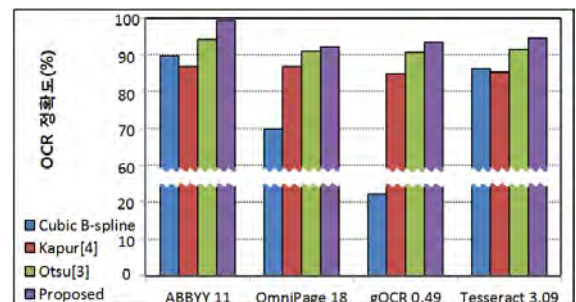
본 논문에서는 Chars74K에서 130 종류의 폰트를 선택하여 얻은 약 만개의 선명한 이미지들에 5번의 무작위로 선택된 커널 매개변수를 사용하여 약 5만개의 훼손된 문자 이미지 데이터셋을 생성하였다. 이진트리를 학습하기 위해 임의로 500개의 이미지에서 100개의 16x16 패치를 뽑아 50000개의 학습 데이터셋을 구성하여 사용하였다. 실험을 위한 테스트 데이터셋은 여러 환경에서 모바일 카메라로 찍어 구성하였다.

성능을 알아보기 위해 기존 이진화 방법들과 비교하

였다. [그림 1]와 같이 제안된 방법이 다른 방법보다 가는 획을 더 잘 구분하는 것을 볼 수 있다. 또한 제안된 분류기를 통해 얻은 결과를 문자인식 소프트웨어에 적용했을 때 다른 방법들에 비해 문자인식 정확도가 증가하는 것을 [그림 2]에서 확인할 수 있다.



[그림 1] 이진화 알고리즘 비교.



[그림 2] 네 개의 서로 다른 문자인식 소프트웨어들의 각 알고리즘 결과를 이용한 평균 인식 정확도.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 랜덤 포레스트를 이용하여 카메라로 찍은 텍스트 영상을 이진화함으로써 문자인식의 성능을 향상시키는 알고리즘을 제안하였다. 실제 상황에서 데이터셋을 얻는 대신 인공적인 품질저하 모델을 통해 만든 데이터셋으로도 유효한 결과를 얻을 수 있었다.

참고문헌

- [1] Y.-W. Tai and M. S. Brown. "Single image defocus map estimation using local contrast prior." *ICIP* 2009.
- [2] J. Kittler and J. Illingworth. "Minimum error thresholding." *Pattern recognition* 19.1 (1986).
- [3] N. Otsu, "A threshold selection method from gray-level histograms." *IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics*, 9.1 (1979).
- [4] J. N. Kapur, P. K. Sahoo, and A. K. C. Wong. "A new method for gray-level picture thresholding using the entropy of the histogram." *Computer vision, graphics, and image processing* 29.3 (1985).

그림자영역을 보존한 영상 리타겟팅

*이혁재, 김창익

한국과학기술원 전기 및 전자공학과

e-mail : djttounf@kaist.ac.kr, changick@kaist.ac.kr

A Shadow Region-Preserving Approach to Image Retargeting

*Hyukzae Lee, Changick Kim

Department of Electrical Engineering

Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST)

Abstract

Recently there have been studies to build an image importance model (IIM) for image retargeting. Most widely used IIMs are focused on salient regions, while relatively less focused on shadow regions. The result of retargeting may not be visually pleasing, because saliency detection methods often miss shadow regions. In this paper, we introduce a retargeting method that considers shadow regions. Our IIM is built by combining a foreground extraction method and a shadow detection method. Experimental results demonstrate that our proposed method gives more perceptually plausible results than previous methods.

I. 서론

최근 휴대용 영상 출력장치 (e.g., 핸드폰 그리고 테블릿 PC 등)가 다양해짐에 따라 주어진 영상을 영상 출력장치의 해상도에 맞도록 영상의 크기를 효과적으로 조절하고자 하는 연구가 활발히 진행되고 있다. 영상의 크기를 조절하는 전통적인 방법으로는 영상을 공간 범위에서 균등하게 축소/확대 하는 방법이 있다. 하

지만 공간 범위에서 영상을 균등하게 축소/확대 시키는 방법은 영상의 중요한 부분 (e.g., 관심 객체)을 왜곡시키는 문제점이 발생할 수 있다. 이러한 전통적인 방법이 갖는 문제점을 해결하기 위해 시각적 정보를 인지하고 이를 바탕으로 영상을 자동으로 리타겟팅하는 정교한 방법들이 제안되었다. Seam Carving [1] 기법은 영상의 각 화소가 가지는 중요도를 화소의 변화도 크기 (gradient magnitude)로 나타내어 중요하지 않은 seam (i.e., 수직 또는 수평으로 연결된 길)을 제거하거나 중요한 seam을 추가하는 리타겟팅 기법으로 가장 많이 알려진 리타겟팅 방법 중 하나이다. [1]의 성능을 향상시킨 리타겟팅 방법 [2]은 방법 [1]에서 사용하는 dynamic programming에 순방향 에너지를 제안함으로써 영상의 리타겟팅 성능을 향상시킬 수 있었다. 리타겟팅 방법 [1],[2]은 영상의 중요도를 측정하는 방법 (i.e., Image Importance Model (IIM))에 따라 성능이 다르게 나타나기 때문에 다양한 IIM이 제안 되어왔다. 이렇게 제안된 다양한 IIM은 영상의 관심 객체에 초점이 맞춰져 있으나, 객체와 깊은 상관관계를 가지는 객체의 그림자영역은 덜 중요하게 다루어졌다.

영상에 존재하는 객체의 그림자는 그림자를 만들어 낸 객체의 형태를 함축적으로 내포하고 있으며, 영상의 국부적 깊이를 알 수 있는 단서로 사용 될 수 있다. 따라서 영상의 리타겟팅 과정에서 관심 객체는 보

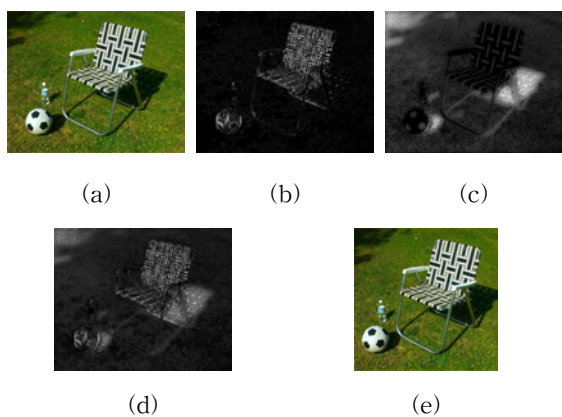


그림 1. 주요단계의 결과. (a) 입력영상, (b) 관심 객체 에너지 E_o , (c) 그림자영역 에너지 E_s , (d) (b)와 (c)를 결합한 에너지 E_h , (e) 결과영상

존 되더라도 객체의 그림자에 왜곡이 생기게 되면 기이한 형태의 영상이 생성되게 된다. 본 논문에서는 이러한 그림자를 보존할 수 있는 IIM을 기존의 관심 객체 분할 방법 [3]과 그림자 추출 방법 [4]을 사용하여 생성하고 방법 [2]의 최적화 기법을 적용하여 그림자를 보존한 리타겟팅 방법을 제안한다.

본 논문은 다음과 같은 순서로 구성되어 있다. 2장에서는 제안하는 알고리즘을 구체적으로 소개한다. 3장에서는 실험결과를 통해 그림자가 영상 리타겟팅에 미치는 영향을 주관적으로 평가하며, 마지막으로 4장에서는 본 논문에 대한 결론을 기술한다.

II. 제안하는 알고리즘

2.1 Seam Carving 리뷰

기존 리타겟팅 방법 [2]에서는 방법 [1]에서 제안한 최소 에너지를 갖는 seam을 제거하는 기법이 이웃하지 않은 화소가 이웃화소가 됨으로서 오히려 더 큰 에너지를 갖는 seam이 생성되는 문제점이 있다고 지적하고 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 최적의 seam을 이웃하지 않은 화소가 이웃화소가 되었을 때 생성되는 최소의 에너지로 정의하고, 새롭게 정의된 에너지를 사용하여 순방향 에너지를 다음과 같이 정의한다.

$$M(x,y) = E(x,y) + \min \begin{cases} C_L(x,y) + M(x-1,y-1) \\ C_U(x,y) + M(x,y-1) \\ C_R(x,y) + M(x+1,y-1) \end{cases} \quad (1)$$

$M(x,y)$ 은 dynamic programming의 누적된 결과 값이고, $E(x,y)$ 는 사용자로부터 입력받은 IIM이다. C_L , C_U , C_R 은 영상의 변화도로 저차원 에너지 (low-level energy)이며 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} C_U(x,y) &= |I(x+1,y) - I(x-1,y)| \\ C_L(x,y) &= |I(x,y-1) - I(x-1,y)| + C_U(x,y) \\ C_R(x,y) &= |I(x,y-1) - I(x+1,y)| + C_U(x,y) \end{aligned} \quad (2)$$

2.2 그림자영역을 고려한 IIM

관심 객체에 해당하는 영역에 높은 에너지를 할당하기 위해 관심 객체 추출 알고리즘 [3]의 방법을 사용하였다. [3]의 방법에서는 가역 그래프 컷으로부터 관심 객체를 추출하게 된다. 초기 시드는 돌출 영역 (saliency detection)을 사용하고, 전경 객체의 우도를 Gaussian Mixture Model (GMM)로 모델링하여 사용한다. 이때 최종적으로 사용된 전경 객체의 확률을 본 논문에서는 에너지 $E_o(x,y)$ 라고 정의한다 (그림 1.(b)).

그림자에 해당하는 영역에 높은 에너지를 할당하기 위해 그림자 검출 알고리즘 [4]의 방법을 사용하였다. [4]의 방법에서는 입력 데이터와 retinex 결과 사이의 고차 잔류 (higher order residual)를 사용하여 그림자 영역을 나타내고, 본 논문에서는 에너지 $E_s(x,y)$ 라고 정의한다 (그림 1.(c)).

위와 같이 구한 $E_o(x,y)$ 와 $E_s(x,y)$ 은 영상의 고차원 에너지 (high-level energy)라 할 수 있다. 이 두 가지 에너지를 $E_h(x,y)$ 로 결합한다 (그림 1.(d)). $E_h(x,y)$ 는

$$E_h(x,y) = \lambda_h E_o(x,y) + (1 - \lambda_h) E_s(x,y) \quad (3)$$

와 같이 구한다. λ_h 는 객체의 에너지와 그림자 에너지 사이의 가중치를 결정하는 파라미터이다. 관심 객체의 왜곡이 없을 때 그림자가 보존되는 것이 타당하므로 본 논문에서는 λ_h 의 값을 0.6으로 고정하였다.

기존 방법 [2]의 순방향 에너지에서 사용한 C_L , C_U , C_R 을 위에서 구한 $E_h(x,y)$ 와 결합하여 순방향 에너지를 새롭게 정의하면 다음과 같다.

$$M(x,y) = \min \begin{cases} E_L(x,y) + M(x-1,y-1) \\ E_U(x,y) + M(x,y-1) \\ E_R(x,y) + M(x+1,y-1) \end{cases} \quad (4)$$

E_L , E_U , E_R 은 E_h 와 C_L , C_U , C_R 을 각각 결합한 그림자를 고려한 IIM이며 다음과 같이 계산한다.



(a) (b) (c) (d)

그림 2. 실험 결과. (a) 입력영상, (b) [2]의 방법, (c) 돌출 영역 IIM, (d) 제안하는 방법

$$E_K(x,y) = \lambda_{IIM} E_n(x,y) + (1 - \lambda_{IIM}) C_K(x,y), \quad K \in L,U,R \quad (5)$$

λ_{IIM} 은 고차원 에너지와 저차원 에너지 사이의 가중치를 결정하는 파라미터로 본 논문에서는 0.6을 사용하였다.

III. 실험결과

본 논문에서 제안하는 알고리즘의 성능 확인을 위해 방법 [2]의 결과 그리고 돌출 영역을 IIM로 사용하였을 때의 결과와 주관적 평가 비교를 수행하였다. 성능 평가를 위해 LabelMe [5]와 Photos.com [6]에서 선택한 영상을 사용하였다. 그림 2는 주관적 평가의 결과이다. 그림 2(a)는 입력영상이고, 그림 2(b)는 [2]의 방법, 그림 2(c)는 제안하는 알고리즘의 고차원 에너지로 돌출 영역을 사용한 결과, 그리고 그림 2(d)는 제안하는 방법의 결과를 나타낸다. 방법 [2]의 결과는 관심

객체와 그림자에서 모두 왜곡이 발생하며, 그 왜곡의 형태가 다르기 때문에 리타겟팅 결과가 기이한 형태를 보인다. 돌출 영역 IIM의 경우는 돌출 영역에 대해서는 관심 객체가 보존이 되지만 그 이외의 부분에서는 왜곡이 발생하는 것을 알 수 있다. 반면 제안하는 그림자영역을 고려한 IIM을 사용하였을 경우, 관심 객체와 그림자에서 모두 왜곡이 상당히 줄어든 것을 알 수 있다. 또한, 관심 객체로 판단되지 않은 부분 (i.e., 객체내에 속한 그림자 부분)을 그림자영역의 에너지가 보완해주기 때문에 기존의 방법보다 우수한 성능의 결과를 보인다.

IV. 결론

본 논문에서는 그림자영역을 보존 할 수 있는 IIM을 제안하였고, improved seam carving의 순방향 에너지에 제안하는 고차원 에너지를 결합하여 순방향 에너지를 재정의하였다. 제안하는 IIM은 관심객체 분할에 사용되는 전경 객체 확률과 그림자영역 추출에 사용하는 고차 잔류를 에너지로 사용하여 관심 객체의 그림자를 고려한 IIM을 생성하였다. 본 논문에서는 LabelMe와 Photos.com에서 선택한 영상을 사용하여 그림자영역을 고려한 IIM이 영상 리타겟팅에 효과적으로 적용되는 것을 살펴보았으며, 제안하는 방법이 기존의 방법보다 우수한 성능을 보여주는 것을 확인하였다.

참고문헌

- [1] S. Avidan and A. Shamir, "Seam carving for content-aware image resizing," ACM Trans. Graph., vol. 26, pp. 10, 2007.
- [2] M. Rubinstein, A. Shamir, and S. Avidan, "Improved seam carving for video retargeting," ACM Trans. Graph., vol. 27, pp. 1-9, 2008.
- [3] C. Jung and C. Kim, "A Unified Spectral-Domain Approach for Saliency Detection and Its Application to Automatic Object Segmentation," Image Processing, IEEE Transactions on, vol. 21, pp. 1272-1283, 2012.
- [4] C. Jung, W. Kim, and C. Kim, "Detecting shadows from a single image," Optics letters, vol. 36, pp. 4428-4430, 2011.
- [5] B. C. Russell, A. Torralba, K. P. Murphy, and W. T. Freeman, Technical Report (Massachusetts Institute of Technology, 2005).
- [6] <http://www.photos.com/>

고밀도의 임펄스 잡음에 오염된 영상의 효율적인 잡음 제거를 위한 군집화 중간값 필터

백승인, 정수용, 최종수, 이상근
중앙대학교 첨단영상대학원

e-mail : {gabriel.baek, imgrecog@gmail.com}, {jschoi, sangkny}@cau.ac.kr

Clustering median filtering for efficiently noise reduction
of the extremely corrupted image by impulse noise

Seungin Baek, Soowoong Jeong, Jong-Soo Choi, and Sangkeun Lee
The Graduate School of Advanced Imaging Science, Multimedia and Film
Chung-Ang University

Abstract

We propose an efficient median filtering based on clustering for the extremely corrupted images with impulse noise. First, we estimate impulse noise using an existing noise detection method. Next, we perform the clustering with pixels in a mask. Finally, we sort the pixels in the mask and obtain an uncorrupted median value. Experimental results showed that the proposed method can efficiently remove the extreme impulse noise.

I. 서론

센서나 통신채널을 통해 획득, 전송되는 디지털 영상은 다양한 종류의 잡음에 의해 영향을 받아 화소를 오염시키며, 이렇게 발생된 잡음은 주위 픽셀들에 비해 상대적으로 낮거나 높은 밝기 수준을 가진다[1]. 그 중 임펄스 잡음(impulse noise)은 카메라 센서의 불량 화소와 하드웨어(메모리)에서의 결함에 의해서 발생하는 것이 원인이며, 임펄스 잡음에 열화 된 영상을 복

원하기 위해서는 일반적으로 SMF(Standard Median Filter)를 사용한다. 하지만 SMF는 영상의 전역에 필터링을 수행하므로 임펄스 잡음에 오염되지 않은 픽셀에 영향을 미쳐 임펄스 잡음에 오염되지 않은 화소를 손상시킬 수 있다. 이를 해결하기 위하여 잡음을 검출하여 잡음에 열화 된 픽셀에 대해서만 필터링을 수행하는 Switching Median Filter[2]가 제안되었다. 임펄스 잡음을 정확하게 검출하기 위해 임펄스 잡음의 발생범위를 추정하여 잡음을 검출하는 방법인 BDND[3], 주위 픽셀들과의 방향성을 고려하여 잡음을 검출하는 방법[4], BDND의 방법에 방향성까지 모두 고려하여 잡음을 검출하고 제거하는 방법인 HEIND[5]가 제안되었다. 본 논문에서는 임펄스 잡음에 극심하게 오염된 영상의 효율적인 잡음 제거를 위해 군집화(clustering) 중간값 필터를 이용하여 임펄스 잡음을 제거하는 방법을 제안한다.

II. 제안하는 방법

Switching Median Filter[2]는 기존의 임펄스 잡음 복원 방법의 단점을 개선하기 위해 잡음을 추정한 후 잡음으로 판단되는 경우에만 미디언 필터링을 수행하는 것으로서 영상 내의 경계선과 같은 디테일을 보존할 수 있다.

$$w_{5 \times 5} = \begin{pmatrix} 0 & 255 & 100 & 0 & 120 \\ 0 & 110 & 0 & 0 & 0 \\ 100 & 110 & 255 & 95 & 130 \\ 100 & 0 & 0 & 0 & 100 \\ 0 & 0 & 0 & 255 & 0 \end{pmatrix}$$

그림 1. 임펄스 잡음의 밀도가 높은 경우

그러나 그림 1과 같이 마스크 영역 내의 임펄스 잡음의 밀도가 높을 때, 기존의 SMF(Standard Median Filter)를 사용하면 대체할 중간 값이 잡음인 경우가 발생한다. 본 논문에서는 위와 같은 경우를 방지하기 위해 마스크안의 화소들을 군집화(clustering)한 후 중간 값을 구하는 방법을 제안한다. 그림 1의 마스크를 정렬하면 {0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 95, 100, 100, 100, 110, 110, 120, 130, 255, 255, 255}이 되며 중간 값은 0이 된다. 이를 같은 값끼리 군집화를 하여 정렬하면 {0, 95, 100, 110, 120, 130, 255}가 되며 중간 값은 110이 된다. 마스크안의 화소들은 식(1)을 통해 군집화 할 수 있다.

$$C_{i+1} = CDF\{p_1, \dots, p_N\}, i = 0, \dots, 255 \quad (1)$$

$$a_{i+1} = \begin{cases} 0, & 0 = |C_i - C_{i+1}| \\ 1, & otherwise \end{cases} \quad (2)$$

마스크안의 화소를 군집화 하기위해 마스크안의 화소들의 누적분포함수(Cumulative Distribution Function)를 식(1)을 이용해 구한다. 식(2)는 누적분포함수의 기울기를 이용해 같은 값을 갖는 화소를 없애는 역할을 하며, 식 (2)를 통해 얻은 a_{i+1} 의 값이 1인 경우의 화소 값만 이용하여 중간 값 필터를 수행한다. 만약 마스크 안에 화소 값들을 군집화 한 후에 2개 이하의 화소 값만 남는다면 마스크의 크기를 증가시켜 군집화 하는 과정을 반복하여 수행한다.

III. 실험 및 결과분석

본 논문에서 제안된 방법을 이용하여 임펄스 잡음을 제거하는 실험과 성능평가를 위하여 512×512 크기의 영상(Lena, Baboon, Bridge, Barbara, Peppers) 5장에 임펄스 잡음의 밀도를 각 10%, 30%, 50%, 70%, 90%로 오염시켜 실험에 사용하였다. 잡음을 추정하기 위해 BDND, 4-direction, HEIND의 방법을 사용하였다.

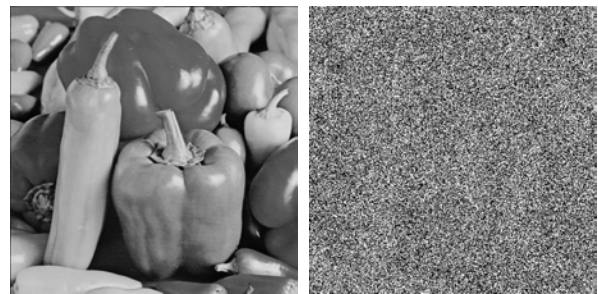


(a) (b)

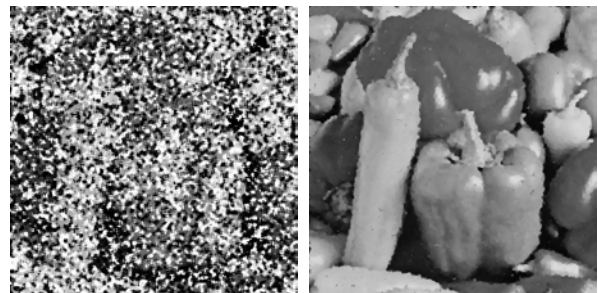


(c) (d)

그림 2. (a) 원본영상, (b) 임펄스 잡음 30% 오염된 영상, (c) HEIND+SMF의 결과, (d) HEIND+제안된 방법의 결과



(a) (b)



(c) (d)

그림 3. (a) 원본영상, (b) 임펄스 잡음 90% 오염된 영상, (c) HEIND+SMF의 결과, (d) HEIND+제안된 방법의 결과

그림 2와 그림 3은 각 30%, 90%로 임펄스 잡음에 오염된 영상과 HEIND로 임펄스 잡음을 추정 후 SMF와 제안된 방법으로 잡음을 제거한 결과 영상이다.

표 1. 잡음 밀도에 따른 PSNR 비교 (단위 : dB)
 (a) Lena, (b) Baboon, (c) Bridge,
 (d) Barbara, (e) Peppers

Noise Density	BDND		4-Direction		HEIND	
	SMF	proposed	SMF	proposed	SMF	proposed
10%	38.42	36.02	35.49	33.73	38.53	36.08
30%	28.80	28.03	28.82	27.90	32.90	31.14
50%	20.78	20.78	22.48	22.50	29.13	29.21
70%	14.66	15.51	16.04	17.64	20.11	27.63
90%	8.06	11.96	8.24	13.41	8.90	25.10

(a)

Noise Density	BDND		4-Direction		HEIND	
	SMF	proposed	SMF	proposed	SMF	proposed
10%	30.12	29.74	24.96	25.05	29.93	28.37
30%	24.10	24.15	22.64	22.83	25.20	24.87
50%	18.80	18.99	19.32	19.64	22.41	22.79
70%	13.59	14.41	14.70	16.12	17.59	21.25
90%	7.90	11.15	8.20	12.70	8.83	19.29

(b)

Noise Density	BDND		4-Direction		HEIND	
	SMF	proposed	SMF	proposed	SMF	proposed
10%	31.82	29.78	27.84	27.30	30.35	26.14
30%	25.83	25.02	24.55	23.98	26.62	24.31
50%	19.71	19.64	20.32	20.26	24.01	23.12
70%	14.26	15.23	15.08	16.48	18.22	22.12
90%	7.90	11.82	7.93	12.70	8.55	20.24

(c)

Noise Density	BDND		4-Direction		HEIND	
	SMF	proposed	SMF	proposed	SMF	proposed
10%	33.01	32.87	27.66	27.76	32.60	32.23
30%	26.69	26.80	24.73	24.96	27.84	27.94
50%	21.01	21.24	20.70	21.02	25.00	25.71
70%	15.46	16.88	15.23	16.78	18.69	23.97
90%	8.36	13.42	8.02	12.93	8.66	21.64

(d)

Noise Density	BDND		4-Direction		HEIND	
	SMF	proposed	SMF	proposed	SMF	proposed
10%	38.05	35.54	35.22	33.82	37.42	32.76
30%	28.12	27.76	28.11	27.84	32.08	30.62
50%	20.56	20.68	22.05	22.27	28.52	29.11
70%	14.47	15.41	15.70	17.31	19.67	27.60
90%	7.93	11.82	8.09	13.22	8.74	24.57

(e)

표 1은 SMF와 제안된 방법을 이용하여 PSNR을 측정
 한 결과이다. 제안된 방법이 잡음의 밀도가 50%이상인
 경우에 높은 PSNR을 나타내는 것을 확인 할 수 있다.

$$MSE = \frac{1}{MN} \sum_{x=1}^M \sum_{y=1}^N (R(x,y) - I(x,y))^2 \quad (3)$$

$$PSNR = 10 \log_{10} \left(\frac{255^2}{MSE} \right) dB \quad (4)$$

식(3)에서 R(x,y)은 잡음이 제거된 복원된 영상이고
 I(x,y)는 잡음에 오염되지 않은 원본 영상이며, 식 (4)
 를 통해 성능평가를 위한 PSNR을 구할 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 클러스터링 기반의 미디언 필터를 제
 안하였다. 실험결과 제안된 방법은 임펄스 잡음의 밀
 도가 높을수록 좋은 성능을 나타냈다. 향후의 연구에
 서는 밀도가 적은 경우에도 성능이 좋은 필터링에 관
 한 연구를 진행할 예정이다.

Acknowledgement

이 논문은 교육과학기술부 이공분야 기초연구사업
 (2013-029824,2011-0003496)에 의해 지원 되었습니다.

참고문헌

[1] H.-L. Eng and K.-K. Ma, "Noise adaptive soft-switching median filter," *IEEE Trans. Image Process.*, vol. 10, no. 2, pp. 242 - 251, Feb. 2001.

[2] Z. Wang and D. Zhang, "Progressive switching median filter for the removal of impulse noise from highly corrupted images," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 46, no. 1, pp. 78 - 80, Jan. 1999.

[3] P.-E. Ng and K.-K. Ma, "A switching median filter with boundary discriminative noise detection for extremely corrupted images," *IEEE Trans. Image Process.*, vol. 15, no. 6, pp. 1506-1516, Jun. 2006.

[4] S. Zhang and M. A. Karim, "A new impulse detector for switching median filters," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 9, no. 4, pp. 360-363, Nov. 2002.

[5] Fei Duan and Yu-Jin Zhang, "A Highly Effective Impulse Noise Detection Algorithm for Switching Median Filters," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 17, no. 7, July 2010.

문서영상을 위한 효율적인 적응적 이진화 알고리즘

*이기주¹, 정수웅¹, 황준용¹, 오정수², 최종수¹, 이상근¹

중앙대학교 첨단영상대학원

e-mail : {pb3keeper, imgrecog@gmail.com}, joon2kk@naver.com,
ojs@pknu.ac.kr, {jschoi, sangkny@cau.ac.kr}

Efficient and Adaptive Binarization Algorithm for Document Image

*Kiju Lee¹, Soowoong Jeong¹, Joonyoung Hwang¹,
Jeong-su Oh², Jong-Soo Choi¹, and Sangkeun Lee¹

The Graduate school of Advanced Imaging Science, Multimedia and Film
Chung-Ang University¹
Pukyong National University Dep. of Image Science & Engineering²

Abstract

In this paper, we propose an efficient and adaptive binarization for document images. To reduce the computational time, the proposed method employs a down-sampled integral image. Also, we calculate the vertical and horizontal means for the vertical and horizontal strokes, respectively. The experimental results showed that the proposed method can reduce the computational cost much more than existing methods.

I. 서론

문서 인식 시스템의 인식 대상은 주로 스캐너로 입력 받은 영상에 대한 것이었으나 최근 스마트폰과 태블릿 PC와 같은 모바일 기기의 사용이 증가함에 따라 모바일 기기 카메라를 이용한 문서 인식과 같은 프로그램들이 많이 소개 되고 있다. 하지만 모바일 카메라나 태블릿 PC의 카메라의 경우 일반적으로 화소수는 많지만 카메라의 렌즈가 작아서 충분한 광량을 얻지

못하고 촬영환경과 촬영기술, 카메라의 성능에 따라 쉽게 열화된 영상을 얻게 된다. 따라서 이러한 모바일 기기의 카메라에 의해 취득된 영상의 인식은 스캐너 영상의 인식에 비해 난이도가 높은 것으로 알려져 있다[1]. 이런 문서영상의 이진화 알고리즘은 문서전체에 하나의 임계값을 사용해서 배경과 글자를 분리하는 전역적 이진화 알고리즘[2]과 현재화소의 주변 화소들의 정보를 이용해 지역적으로 임계값을 결정하는 지역적 이진화 알고리즘[3-5]이 있다. 전역적 이진화 알고리즘으로는 히스토그램의 분산값을 이용해 임계값을 찾는 Otsu[2] 알고리즘이 있고, 지역적 알고리즘으로는 윈도우 내의 평균값과 분산값을 이용하는 Sauvola[3] 알고리즘, Sauvola의 단점을 보완하기 위해 윈도우 내의 평균값과 적분영상을 이용해 빠르게 결과를 처리하는 Bradley[4] 알고리즘, Bradley 알고리즘에서 한글, 한문의 가는 가로획을 검출하지 못하는 단점을 보완하기 위해 나온 Oh's[5] 알고리즘 등이 있다. 본 논문에서 제안하는 알고리즘은 기존 Oh's 알고리즘의 계산량을 줄이기 위해 적분영상(integral image)을 다운샘플링(down-sampling)하여 효율적으로 지역적 이진화를 수행하는 알고리즘을 제안한다. 본 논문의 구성은 II장에서 제안된 방법을 소개하고, III장에서는 실험 결과에 대해서 분석하고, IV장에서는 결론을 도출한다.

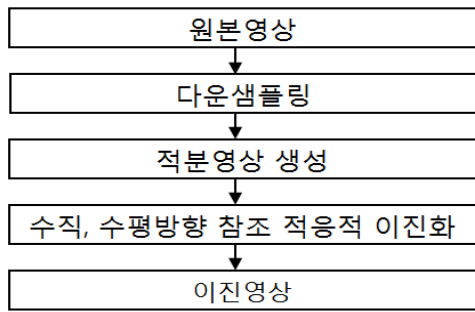


그림 1. 제안하는 알고리즘 블록도

II. 제안하는 방법

본 논문에서는 기존의 적응적 이진화 알고리즘의 계산량을 줄이기 위해 다운샘플링(down-sampling)한 후 적분영상을 생성한다. 그로 인해 화소 값이 손실되지만 적분영상은 평균값을 얻는 것을 목적으로 하기 때문에 감안할 수 있는 정도이다. 오히려 계산량을 줄이기 위해 효율적이기 때문에 다운샘플링하는 방법을 사용한다. 그림 1은 제안하는 방법의 블록도를 보여준다.

2.1 적분영상 생성

적분영상은 이진화를 수행하는 과정에서 수직방향과 수평방향의 평균 값을 고속으로 계산하기 위해 사용한다[4].

$$A(w-1, h-1) = \sum_{x=0}^{w-1} \sum_{y=0}^{h-1} I(x, y) \quad (1)$$

위의 식에서 $A(x, y)$ 는 누적영상(integral image)이며, $I(x, y)$ 는 입력영상이다. w, h 는 각각 입력영상의 가로크기와 높이를 의미한다.

$$M_h(x, y) = \frac{1}{n} (A(x + \frac{m}{2}, y) - A(x + \frac{m}{2}, y - 1) - A(x - \frac{m}{2} - 1, y) + A(x - \frac{m}{2} - 1, y - 1)) \quad (2)$$

$$M_v(x, y) = \frac{1}{n} (A(x, y + \frac{m}{2}) - A(x - 1, y + \frac{m}{2}) - A(x, y - \frac{m}{2} - 1) + A(x - 1, y - \frac{m}{2} - 1)) \quad (3)$$

식 (2)의 $M_h(x, y)$ 는 누적영상을 이용하여 얻은 수평방향의 평균값이고, 식 (3)의 $M_v(x, y)$ 는 수직방향의 평균값이며, m 은 참조영역의 크기이며, n 은 화소의 수이다.

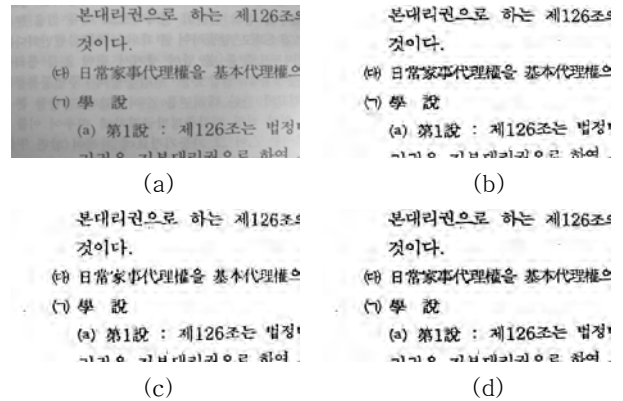


그림 2. (a) 입력영상, (b) 수직방향을 참조한 이진영상, (c) 수평방향을 참조한 이진영상, (d) 제안된 방법의 결과영상

2.2 수평, 수직방향 참조 적응적 이진화

영상 내 문자 획을 구분하기 위해 수평, 수직방향을 따로 참조하여 영상 이진화를 수행한다.

$$B_h(x, y) = \begin{cases} 1, & I(x, y) > M_h(x, y) \uparrow \times \alpha \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

$$B_w(x, y) = \begin{cases} 1, & I(x, y) > M_w(x, y) \uparrow \times \alpha \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

식 (4)와 식 (5)는 각각 수평 방향의 평균과 수직방향의 평균을 임계값으로 하여 지역적으로 적응적 이진화를 하기위한 수식이다. 본 논문에서 α 는 0.85로 고정하여 사용하였다.

$$B(x, y) = B_h(x, y) \cup B_w(x, y) \quad (6)$$

마지막으로 식 (6)을 이용하여 수평, 수직방향을 고려한 이진영상들을 이용해 합집합 영상을 구하여 최종 결과를 얻는다. 그림 2에서 수직, 수평방향을 참조한 이진영상과 최종영상을 확인 할 수 있다.

III. 실험결과

제안된 알고리즘의 성능 평가를 위해 스마트폰으로 촬영한 다양한 영상에 대해 3.30GHz Intel Core i5 CPU와 8GB RAM의 환경에서 실험하였다. 또한 수평, 수직의 평균값을 얻기 위한 참조영역은 10으로 설정하였으며, 다운샘플링을 위한 계수는 3으로 설정하였다.

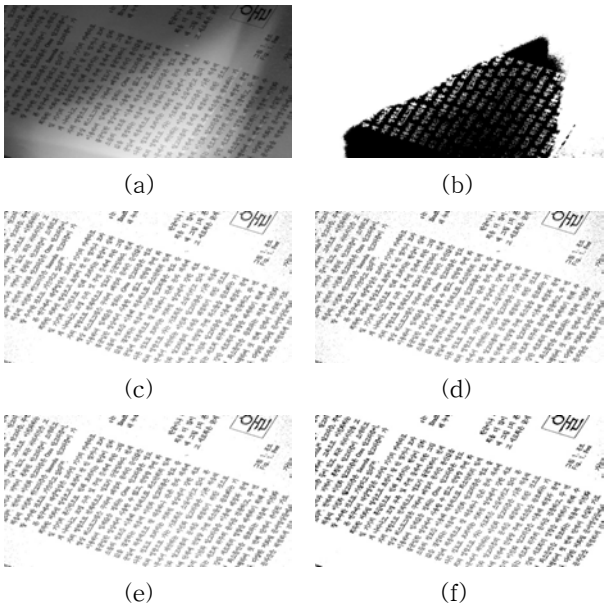


그림 3. (a) 입력영상, (b) Otsu 방법의 결과, (c) Sauvola 방법의 결과, (d) Bradley 방법의 결과, (e) Oh 방법의 결과, (f) 제안된 방법의 결과

그림 3은 입력영상과 전역적 이진화 알고리즘인 Otsu의 방법, 지역적 적응적 이진화 알고리즘인 Sauvola, Bradley, Oh방법의 결과와 제안된 방법의 결과를 확인 할 수 있다. 또한 각 알고리즘의 수행속도를 비교하기 위해 1560x2080의 고해상도 영상을 사용하였다.

표1. 알고리즘 수행속도 비교

(단위 : sec)

Otsu's method	0.14
Sauvola's method	228.73
Bradley's method	8.42
Oh's method	17.45
Proposed method	1.79

표 1은 기존의 방법들과 제안한 방법의 수행속도를 보여준다. 제안하는 방법은 Bradley의 방법에 비해 약 4 배 빠르며, Oh의 방법에 비해 약 9배 빠른 것을 확인할 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구방향

본 논문에서는 문서영상의 문자인식을 위한 전처리 단계인 이진화 알고리즘을 제안했다. 기존 적응적 이진화 알고리즘들이 저화질 문서영상에서도 우수한 성

능을 보이고 있지만 한글이나 한문의 특성인 가는 가로획을 잘 검출하지 못하는 문제점, 고해상도의 영상에서 알고리즘의 수행속도가 오래 걸린다는 문제점이 있었다. 이런 문제점을 해결하기 위해 본 논문에서는 영상을 다운샘플링한 영상을 이용하여 적분영상을 구한 후 수직, 수평방향을 고려한 이진영상을 생성하는 방법을 제안하였다. 실험결과 영상의 제안된 방법을 이용하여 적응적 이진화를 효율적으로 수행할 수 있었다. 추후 이진화후 발생하는 잡음 제거에 관한 연구가 필요하다.

Acknowledgement

이 논문은 교육과학기술부 이공분야 기초연구사업 (2013-029824, 2011-0003496)에 의해 지원 되었습니다.

참고문헌

- [1] I.J.Kim, "New chances and new challenges in camera-based document analysis and recognition," 1st Int. Workshop on CBDAR, Keynote speech, 2005.
- [2] N. Otsu, "A threshold selection method from grey level histogram," *IEEE Trans. SMC* Vol. 9, No. 12, pp. 62-66, 1979.
- [3] J. Sauvola, M Pietikainen, "Adaptive document image binarization," *Pattern Recognition*, Vol. 33, No. 2, pp. 225-236, 2000.
- [4] D. Bradley and G. Roth, "Adaptive thresholding using the integral image," *Journal of Graphics Tools*, Vol. 12, No. 2, pp. 13 - 21, 2007.
- [5] 주재현, 오정수, "저화질 문서영상들을 위한 적응적 이진화 알고리즘," *한국통신학회논문지*, Vol. 37A, No. 07, pp. 581-585. 2012.

공간 가변적 열화 제거를 위한 근사 제약적 최소 제곱 복원 필터 기반의 적응적 영상 복원

*정혜진, 이은성, 채은정, 강원석, 백준기
중앙대학교 첨단영상대학원

e-mail : *hejin87@cau.ac.kr, lessel7@wm.cau.ac.kr, nia38@cau.ac.kr,*
ipis.kang@gmail.com, paikj@cau.ac.kr

Adaptive Image Restoration for Spatially-Varying Blurred Image Based on Truncated Constrained Least-Squared (TCLS) Filter

*Hejin Cheong, Eunsung Lee, Eunjung Chae, Wonseok Kang,
and Joonki Paik

Image Processing and Intelligent Systems Laboratory, Graduate School of
Advanced Imaging Science, Multimedia, and Film, Chung-Ang University

Abstract

In this paper, we propose an adaptive image restoration method for reducing a spatially-varying blur using truncated constrained least-squared (TCLS) filter. To analyze spatially-varying blur, we estimate local blur values based on difference between a input image and re-blurred image. According to the local blur value, the TCLS filters are selected in the each region, and the spatially-varying blurred image is restored. Experimental results show that the proposed method can efficiently reduce the spatially-varying blur with small artifacts.

I. 서론

일반적으로 디지털 광학 시스템은 물체에 반사된 빛을 렌즈를 이용하여 집적하고 이를 센서에 저장한다. 이러한 빛 성분들은 획득 과정에서 대기의 열화, 광학 시스템의 구조적 한계 등으로 열화되고, 이는 최종적으로 획득된 영상의 화질을 저하를 발생시킨다. 이러한 영상의 열화 성분을 제거하기 위한 다양한 영상 복원 알고리즘이 제안되었다. 그러나 대부분의 영상 복원 알고리즘은 공간 불변의 열화 성분을 가정하거나 반복

적 방법의 사용으로 복원 성능 및 실시간 영상 처리에 한계를 가지고 있다. 본 논문에서는 공간 가변적 열화 성분을 지역적 열화 성분 분석 방법을 이용하여 추정하고 이를 기반으로 적응적으로 근사 제약적 최소 제곱 복원 (truncated constrained least-squared; TCLS) 필터 [1]를 적용함으로써 열화 성분을 제거하는 방법을 제안한다.

II. 본론

공간 가변의 열화 성분을 제거하기 위하여 우리는 영상의 열화 성분을 추정한다. 본 논문에서 영상의 열화 성분은 가우시안 형태를 가진다고 가정한다. 열화 성분 추정은 입력된 영상과 알려진 열화 성분으로 입력 영상을 재열화하였을 때의 변화율을 비교한다 [2]. 일반적으로 입력 영상의 열화 성분이 클수록 재열화하였을 때 열화 정도의 변화량이 적고, 반대로 열화 성분이 작을수록 재열화하였을 때 열화 정도의 변화율이 크게 된다. 이렇게 열화된 정도 $B(x,y)$ 는

$$B(x,y) = 1 - \max \left(\frac{\sum_{(x,y) \in N} \frac{\partial V_{ver}(x,y)}{\partial y}}{\sum_{(x,y) \in N} \frac{\partial g(x,y)}{\partial y}}, \frac{\sum_{(x,y) \in N} \frac{\partial V_{hor}(x,y)}{\partial x}}{\sum_{(x,y) \in N} \frac{\partial g(x,y)}{\partial x}} \right) \quad (1)$$

여기서 $g(x,y)$ 는 열화된 입력 영상이며, $V_{ver}(x,y)$ 와

$V_{hor}(x,y)$ 는 각각 입력된 영상과 재열화한 영상의 수직-수평의 변화량이다. N 은 변화율을 비교할 이웃 픽셀들의 집합이다.

공간 가변의 열화 성분의 제거는 적응적으로 근사 제약적 최소 제곱 복원 (truncated constrained least-squared; TCLS) 필터들을 이용한다. 주파수 영역에서 CLS 필터 $R_{CLS}(u,v)$ 는

$$R_{CLS}(u,v) = \frac{H^*(u,v)}{|H(u,v)|^2 + \lambda |C(u,v)|^2} \quad (2)$$

이며, $H(u,v)$ 는 열화함수, $C(u,v)$ 는 고역 필터 (highpass filter), λ 는 양의 실수 값을 갖는 조정 파라미터이다. TCLS 필터는 CLS 필터에 상승여현창 (raised cosine window)를 적용함으로써 생성된다. TCLS 필터는 공간 영역 (spatial domain)에서 처리 가능하고 유한 임펄스 필터(finite impulse filter; FIR)로 구현 가능하므로 우리는 열화 성분에 따라서 다양한 TCLS 필터를 사전에 생성한다.

최종적으로 우리는 추정된 공간 가변의 열화 성분의 정도 $B(x,y)$ 에 따라 최적의 TCLS 필터를 선택하여 각각의 영역을 적응적으로 복원함으로써 공간 가변의 열화 성분을 다음과 같이 제거한다.

$$\hat{f}(x,y) = (1-\alpha)f_k(x,y) + \alpha f_{k+1}(x,y) \quad (3)$$

여기서 $f_k(x,y)$ 와 $f_{k+1}(x,y)$ 는 $B(x,y)$ 에 따라 최적화된 두 개의 TCLS 필터를 선택하여 복원된 결과이고 α 는 가중치 값으로 추정된 $B(x,y)$ 와 TCLS 필터의 연관성을 분석하여 계산된다.

III. 실험 결과

본 연구에서 제안한 알고리즘의 성능을 보여주기 위하여, 우리는 영상의 중심 영역에 초점면이 존재하고 주변부에는 객체의 위치에 따라서 서로 다른 열화 성분을 가지는 영상을 이용하였다. 그림 1 (b)와 (c)에서 보듯이, 기존의 영상 복원 알고리즘은 링잉 등과 같은 아티팩트가 발생한다. 이에 반해 제안된 그림 (d)와 같이 제안된 방법은 공간 가변의 열화 성분을 효과적으로 제거할 수 있을 뿐만 아니라 영상 복원 시 아티팩트 발생을 최소화할 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 지역적 열화 성분 분석을 기반으로 근사 제약적 최소 제곱 복원 필터를 이용한 적응적 영상 복원 알고리즘을 제안하였다. 지역적 열화 성분은 입력 영상과 입력 영상을 재열화시킨 영상의 변화율을 분석하여 추정하였다. 그리고 공간 가변적 열화 성분을 제거하기 위하여 우리는 추정된 열화 성분을 기반

으로 각 영역에 최적의 TCLS 필터를 선택하여 영상을 복원한다. 제안된 방법은 공간 가변의 열화 성분을 분석하고 이를 기반으로 최적의 TCLS 필터를 생성함으로써 링잉 등과 같은 아티팩트를 최소화하면서 효과적으로 영상을 복원할 수 있다.

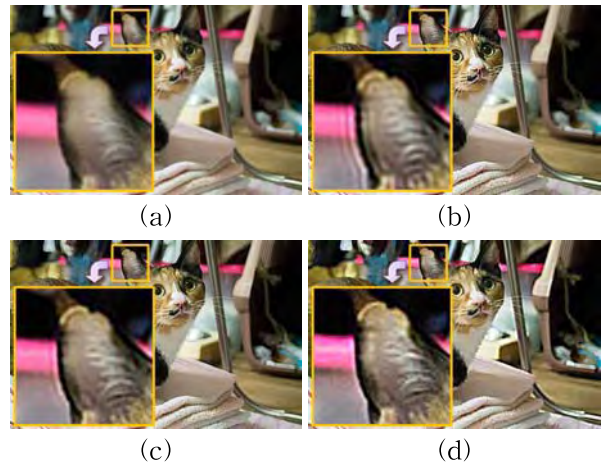


그림 1. 공간 가변적 열화 영상의 복원 결과: (a) 아웃 포커스된 영상, (b) CLS 필터의 결과, (c) Shen [3]의 방법의 결과, (d) 제안된 방법의 결과.

감사의 글

이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한 한국연구재단의 기초연구사업(2009-0081059)과 지식경제부 기술혁신사업 (산업융합원천기술개발사업 4K급 UHD를 지원하는 초고해상도(Super Resolution) 영상 스케일러 개발, K10041900)으로 지원으로 수행되었습니다.

참고문헌

[1] S. Kim, S. Jun, E. Lee, J. Shin, and J. Paik, "Real-Time Bayer-Domain Image Restoration for an Extended Depth of Field (EDoF) Camera," *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. 55, no. 4, pp. 1756-1764, November 2009.

[2] F. Roffet, T. Dolmiere, P. Ladret, and M. Nicolas, "The Blur Effect: Perception and Estimation with a New No-Reference Perceptual Blur Metric," *SPIE Electronic Imaging Symposium Conf. Human Vision and Electronic Imaging*, vol. 7, pp. EI 6492 - 16, 2007.

[3] C. Shen, W. Hwang, and S. Pei. "Spatially-varying Out-of-focus Image Deblurring With L1-2 Optimization And A Guided Blur Map," *IEEE International Conf. Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP) 2012*, pp. 1069-1072, March 2012.

스마트 RFID 태그를 이용한 발효식품의 유통기한 예측 시스템

*이창원, *박소영, *김주웅, **이용구, *엄기환
*동국대학교 전자전기공학부, **한림성심대학교

e-mail : *whitenight85@naver.com, ddanddara21@naver.com, joowoongkim@naver.com, yglee@hsc.ac.kr, kiwanum@dongguk.edu*

Fermented food shelf life prediction system using smart RFID tag

*Chang-Won Lee, *So Young Park, *Joo Woong Kim, **Yong Gu Lee,
*Ki-Hwan Eom

*Dongguk University Department of Electronics and Electrical
Engineering, **Hallym Polytechnic University

Abstract

The shelf life of food is not accurate, because the environment does not reflect a change in the distribution process. In this paper, we propose a system that provides shelf life using quality of food in accordance with environmental changes. The proposed system provides shelf life for food fermentation using smart RFID tags at real-time. The system consists of RFID tags, a temperature sensor, pH sensors, readers, servers. In order to confirm the usefulness of the proposed system, we tested the change in food state about a kimchi and a rice wine which is fermented food of Korea representative.

I. 서론

최근에는 식품에 생산지, 생산 날짜 등 식품의 많은 정보를 RFID 태그를 이용하여 제공하고 있으나, 식품에서 가장 중요한 유통기한은 식품이 출하될 때의 식품 상태에 따라 결정되어 포장지 외면에 표시될 뿐,

식품의 유통환경 변화에 따른 식품의 품질 지수나 실제적인 식품의 품질 가치를 반영한 유통기한을 소비자에게 제공하지 못하고 있다[1][2].

현재 유통기한 설정 방법은 품질 지표를 산정하고, 품질 지표의 반응 속도를 아레니우스식(Arrhenius equation)을 이용하여 분석하여 반응속도상수, 반응차수, 활성화에너지, 빈도상수, 온도계수 등을 구하여 결정된 반응속도상수 값으로부터 연평균 온도와 안전계수를 반영하여 유통기한을 설정하여 표기하고 있다. 그러나 실제 식품의 유통환경은 시간각각으로 변동하므로 출하될 때의 유통 기한은 식품의 가변적인 유통환경을 반영하고 있지 않으므로 정확하다고 볼 수 없다[1][2].

그러므로 본 논문에서는 유통 환경 변화에 따른 실제적인 식품의 품질 지수를 이용한 유통 기한을 제공하는 시스템을 제안한다. 제안하는 시스템은 스마트 RFID 태그를 이용하여 발효 식품에 대한 실시간 유통 기한을 제공하는 시스템이다. 제안하는 시스템은 RFID 태그, 발효식품의 유통 기한에 영향을 주는 온도와 pH를 측정하는 온도 센서, pH센서, 리더기, 서버 등으로 구성한다. 제안한 시스템의 유용성을 확인하기 위하여 발효 식품인 김치와 막걸리에 대하여 실험을 통하여 확인한다.

II. 제안하는 시스템

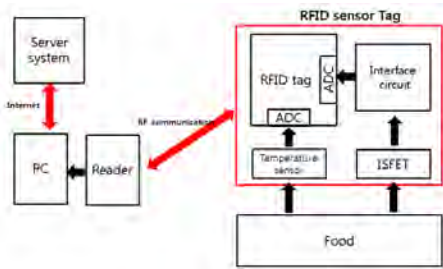


그림 1. 제안하는 시스템

제안된 시스템은 발효 음식의 상태를 측정할 수 있는 PH 센서 태그, 측정된 정보를 받아서 저장 또는 정보를 처리할 수 있는 리더기 및 서버 시스템으로 구성되어 있다. 제안하는 시스템의 블록선도는 그림 1과 같다. 센서 태그는 PH센서, 온도센서, 인터페이스회로, RFID 태그로 구성되어 있다.

2.1 제작된 센서 태그

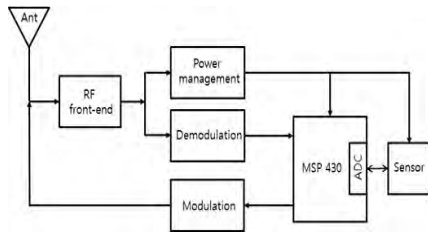


그림2. RFID 센서 태그 블록선도

제안하는 RFID 태그의 블록선도는 그림 2 와 같다. 제작된 pH 센서 태그는 900Mhz 안테나, RF front-end, Power management, Demodulation, Modulation, 마이크로프로세서(MSP 430)로 구성된다 [3].

2.2 온도센서



그림3. 온도센서

사용된 온도 센서의 경우 상용화된 제품을 사용하였으며, 그림 3 과 같다. 또한, 온도센서의 사양은 표 1 과 같다.

표1. 온도 센서 사양

항 목	내 용
Supply Voltage	1.5V to 5.5V
Supply Current	9 μ A (type)
Temperature Accuracy	20°C to 40°C $\pm 1.5^\circ\text{C}$
	-50°C to 70°C $\pm 1.8^\circ\text{C}$
	-50°C to 90°C $\pm 2.1^\circ\text{C}$
Operating Temperature	-50°C to 150°C $\pm 2.7^\circ\text{C}$
	-50°C to 150°C

2.3 PH 센서 (ISFET)



그림4. PH 센서

사용된 ISFET 센서의 경우 상용화된 제품을 사용하였으며, 그림 4 과 같다. 또한, PH 센서의 사양은 표 2 와 같다.

표2. PH 센서 사양

항 목	내 용
Sensitivity	55mV/PH
Range	PH1 ~ PH 12
Accuracy	0.05 pH
Operating temperature	-45°C ~ 120°C
Response time	10s

2.4 인터페이스 회로

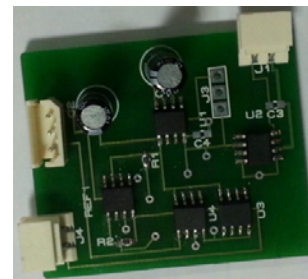


그림5. 인터페이스 회로

인터페이스 회로는 PCB Layout을 이용하여 제작하였으며, 제작된 회로는 그림 5와 같다.

Ⅲ. 실험 및 고찰



그림6. 실험 환경

실험 환경은 그림 6과 같으며, 상온(28°C) 또는 냉장 온도(4°C)에서 실험을 실시하였다.

우리는 스마트 RFID 태그를 이용하여 발효 식품인 김치 및 막걸리에 대한 실험을 하였다. 표 3은 김치에 대한 실험데이터이다.

표 3. 김치의 온도 시간에 따른 pH 변화

온도(°C) 시간(일)	4	28
1	5.2	5.2
2	5.0	4.7
3	4.8	4.2
4	4.8	4
5	4.7	3.8
6	4.7	3.8
7	4.6	3.7
8	4.6	3.5
9	4.7	3.5
10	4.5	3.4

표3 을 이용하여 김치의 모델식을 구하면 온도가 4°C 인 경우는 식(1), 온도가 28°C 인 경우는 식(2) 와 같다. 여기서 t는 시간(hour)이다.

$$y = 5.0966e^{-0.0005t} \quad (1)$$

$$y = 4.9876e^{-0.0018t} \quad (2)$$

온도가 4°C인 경우 t_0 시간에서의 최초 측정값인 A_0 의 값은 5.0966 이며, 반응속도상수 K는 -0.0005 이다.

온도가 28°C인 경우 A_0 의 값은 4.9876 이며, 반응속도상수 K는 -0.0018 이다. 유통기한은 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$t = \frac{\ln A_0 - \ln A_t}{K} \quad (3)$$

$$t = \frac{\ln A_0 - \ln A_e}{K} \quad (4)$$

여기서 A_t 는 품질지표의 t 시간 경과 후의 측정값이며, A_e 는 유통기한이 다되었을 때의 A 값이다.

유통기한이 다되었을 때의 pH를 3.0으로 정하고 온도를 4°C를 유지한 경우의 유통기한은 식(4)를 이용하여 구하면 45.8일 이며, 온도를 28°C를 유지한 경우에는 유통기한이 12.7일 이었다.

다음에는 온도를 4°C로 유지하다가 5일째 28°C로 변화를 주고 다시 4°C로 보관한 경우의 pH가 4.2 인 6일째 소비자가 구매를 한 경우의 유통기한을 구하기 위하여 측정된 변화 그래프는 그림 7과 같다.

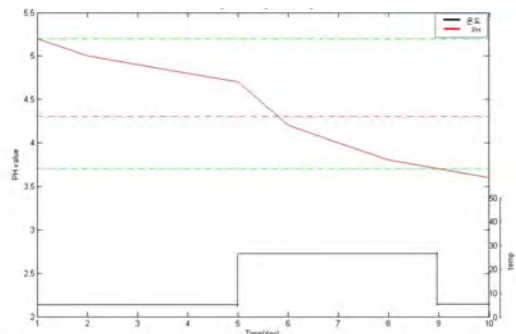


그림 7. 김치에 대한 pH 그래프

위의 그래프를 이용하여 유통기한을 구하면 14.04일 이다.

또한, 발효 식품인 막걸리에 대한 실험을 하였다. 표 4은 막걸리에 대한 실험데이터이다.

표 4. 막걸리의 온도 시간에 따른 pH 변화

온도(°C) 시간(일)	4	28
0	3.2	3.2
1	3.3	3.5
2	3.5	3.7
3	3.5	4
4	3.5	4
5	3.6	4.1
6	3.6	4.1
7	3.6	4.2
8	3.7	4.3
9	3.8	4.3
10	3.9	4.5
11	3.9	4.6
12	4.1	4.8
13	4.2	4.9
14	4.3	4.9
15	4.4	4.9

표4 을 이용하여 막걸리의 모델식을 구하면 온도가 4°C 인 경우는 식(5), 온도가 28°C 인 경우는 식(6) 와 같다. 여기서 t는 시간(hour)이다.

$$y = 3.2415e^{0.0008t} \quad (5)$$

$$y = 3.4774e^{0.0011t} \quad (6)$$

온도가 4°C인 경우 A0의 값은 3.2415 이며, 반응속도상수 K는 0.0008 이다.

온도가 28°C인 경우 A0의 값은 3.4774 이며, 반응속도상수 K는 0.0011 이다.

유통기한이 다 되었을 때의 pH를 5.0으로 정하고 온도를 4°C를 유지한 경우의 유통기한은 23.24일 이며, 온도를 28°C를 유지한 경우에는 유통기한이 16.9일 이었다. 다음에는 온도를 4°C로 유지하다가 28°C로 변화를 주고 다시 4°C로 보관한 경우의 pH가 3.8 인 6일째 소비자가 구매를 한 경우의 유통기한을 구하기 위하여 측정된 데이터와 변화 그래프는 그림 8과 같다.

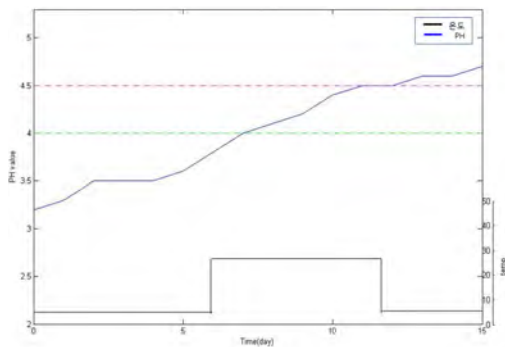


그림 8. 막걸리에 대한 pH 그래프

위의 그래프를 이용하여 유통기한을 구하면 12.84일 이다

IV. 결 론

유통 및 보관 환경 변화에 따른 실제적인 식품의 품질 지수를 이용한 유통 기한을 제공하는 시스템을 제안하였다. 제안하는 시스템은 스마트 RFID 태그를 이용하여 발효 식품에 대한 실시간 유통기한을 제공하는 시스템이다. 제안하는 시스템은 RFID 태그, 발효식품의 유통 기한에 영향을 주는 온도와 pH를 측정하는 온도 센서, pH센서, 리더기, 서버 등으로 구성한다. 제안한 시스템의 유용성을 확인하기 위하여 발효 식품인

김치와 막걸리에 대하여 실험을 통하여 확인한 결과는 다음과 같다.

- 김치의 유통기간이 다되었을 때의 pH를 3.0으로 정하고 김치 보관 온도를 4°C를 유지한 경우의 유통기한은 45.8일 이며, 온도를 28°C를 유지한 경우에는 유통기한이 12.7일 이다.
- 김치 보관 온도를 4°C로 유지하다가 5일째 28°C로 변화를 주고 다시 4°C로 보관한 경우 의 pH가 4.2 인 6일째 소비자가 구매를 한 경우의 유통기한을 구하면 14.04일 이다.
- 막걸리의 유통기한이 다 되었을 때의 pH를 5.0으로 정하고 보관 온도를 4°C를 유지한 경우의 유통기한은 23.24일 이며, 온도를 28°C를 유지한 경우에는 유통기한이 16.9일 이다.
- 다음에는 막걸리 보관 온도를 4°C로 유지하다가 28°C로 변화를 주고 다시 4°C로 보관한 경우의 pH가 3.8 인 6일째 소비자가 구매를 한 경우의 유통기한은 12.84일 이다.

감사의 글

This research was supported by the Agriculture Research Center (ARC, 710003-03-1-SB110) program of the Ministry for Food, Agriculture, Forestry and Fisheries, Korea.

참고문헌

[1] H. J. Bak, Food Preservation, Korea University Press, Korea (2012)

[2] D. K. Kim, S. Y. Kim, J. K. Lee, and B. S. Noh. Effects of xylose and xylitol on the organic acid fermentation of kimchi. Kor. J. Food Sci. Technol. 32:889-890. 2000

[3] Syed Ahson Mohammad Ilyas, RFID Handbook, Taylor & Francis Group, 2008

The design of smart fitting room with ultrasonic sensor and smart RFID hanger

*임삼, ***정경권, ****윤기방, **엄기환
*동국대학교 나노정보과학기술원, **동국대학교 전자전기공학부,
전자부품연구원, *인천대학교
e-mail : *lspoplove@naver.com, kwon@dongguk.edu, kbyun@incheon.ac.kr*
kihwanum@dongguk.edu

*LIN SEN, ***Kyung Kwon Jung, ****Ki Bang Yun, **Ki-Hwan Eom
*Dongguk University Nano Information Technology Academy, **Dongguk
University Department of Electronics and Electrical Engineering,
Korea Electronic Technology Institute, *Incheon University

Abstract

In this paper, we proposed the design of smart fitting room with ultrasonic sensor and smart RFID hanger. It consists of wireless communication module, smart RFID hanger, ultrasonic sensor, display devices. In order to verify the effectiveness of the proposed system, we performed the experiment. This smart system can be used for department stores. It can help increasing sales and make customers feel very convenient.

I. Introduction

In the 21 century, people like to use new technology to improve life quality. Radio Frequency Identification(RFID) technology has become the most influential technology[1-3]. At the same time we have a high requirement for shopping. When we buy clothes we always want to know more details about the merchandise[3]. In this paper, we use RFID technology and ultrasonic sensors to build a

smart fitting room.

In our fitting room, there is a ultrasonic sensor to detect your position, and measure your height. The system will recommend the suitable clothes for you. Usually we do not know the right size about ourself. This system will tell you the right size smartly. With touch display device, you can easily find the satisfied cloth.

II. Configuration of Proposed System

The whole system includes four parts: ultrasonic sensor, smart RFID hanger, wireless communication module and software.



Fig 1. Smart RFID hanger

Fig 1 shows the smart RFID hanger. This hanger consists of MCU, RF chip, display LED, RFID reader, RFID reader antenna. RFID reader reads tags at 13.56MHz and read range is about 180mm.



Fig 2 Wireless communication module

Fig 2 shows the wireless communication module. The wireless communication module use Msp430 and CC2420 to keep a communication with smart RFID hanger within 40m. We set one wireless communication module at the server computer. It can keep communication with hundreds of smart RFID hangers at the same time.

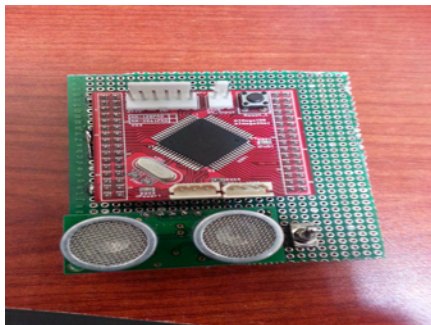


Fig 3 Ultrasonic sensor module

This module is used to detect the position and customer's height. This ultrasonic sensor consists of Atmega 128 , SRF04 sensor and 5V battery. It transfer data through RS232 line.

III. System Processing

Fig 4 shows the processing flow of the system. When customers come to the fitting room. Ultrasonic sensor will detect this event. Display device will show customers' height and display the recommended clothes. After customers click the clothes recommended on the

display computer. Display computer will transfer this command to smart RFID hanger. Smart RFID hanger receive this command and open RFID reader. When reading the right cloth, smart RFID reader will open the display LED. It is very convient for customers to find clothes.



Fig4. System processing flow

Fig 5 shows the smart fitting room. We design the room with a projector and a computer. After customers choose the clothes. They can go into our fitting room. In the room they can also see the new arrival clothes.

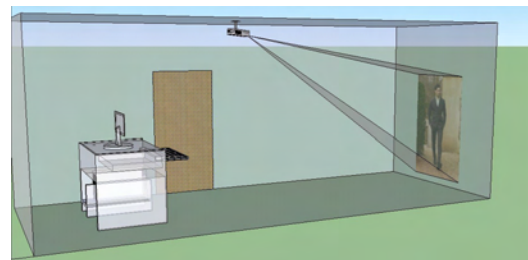


Fig5. Smart fitting room

IV. Experiment

First we test the accuracy of ultrasonic sensor like Fig 6. We set the ultrasonic at about 2m. Real height means the distance between object and sensor. So the real Height = 2m - The Real Height. Therefore the system judge this and give a right size. Then recommend the suitable clothes.

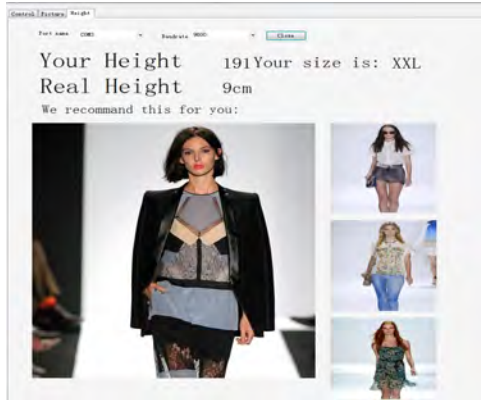


Fig 6. Experimental results

Fig 7 shows when we click the picture of the software, the smart RFID hanger compare the tag ID and open the display LED.

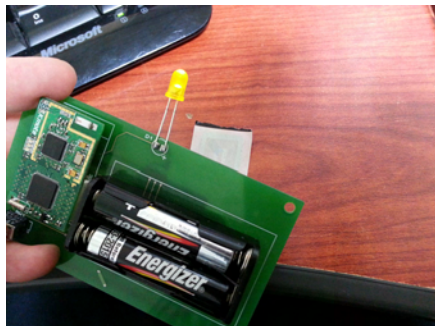


Fig 7. Smart RFID hanger LED test

We compare the result with the real distance and find that the ultrasonic sensor had about 1cm error. But this will not affect the customer to purchase clothes. The smart RFID hanger can keep communication with server

V. Conclusion

To increase customers' satisfaction we proposed the design of smart fitting room with ultrasonic sensor and smart RFID hangers. The proposed system consists of ultrasonic sensor, wireless communication module, smart RFID hanger, and software. In order to verify the proposed system, we performed the experiment. It achieved our target to sense customers' height and recommend clothes and make customers easily find the clothes. It is very convenient to use this smart fitting room to help increasing sales.

Acknowledgement

This work (Grants No.00047869-1) was supported by Business for Cooperative R&D between Industry, Academy, and Research Institute funded Korea Small and Medium Business Administration in 2012.

References

- [1]Klaus Finkenzeller, RFID HANDBOOK Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio Frequency Identification and Near-Field Communication, ISBN 978-0-470-69506-7.
- [2]IChristianNagel.,BilleVjen.JayGlynn.,”Professional C#2008”EISBN:978-0-470-19137-8.Copyright@2008 by Wiley Publishing, Inc.
- [3]RFID Based Laundry Management,T.F.
<http://www.idcubesystems.com>

Fruit freshness monitoring system using the smart RFID system

*트롱반니아, **임삼, ***손동철, *엄기환
*동국대학교 전자전기공학부, **동국대학교 나노정보과학기술원, ***유한대학
e-mail : *nghiahut@gmail.com, lspoplove@naver.com, dsson@yuhan.ac.kr,*
kihwanum@dongguk.edu

***Truong Van Nghia, **Lin Sen, ***Dong Sul Son, *Ki-Hwan Eom**
***Dongguk University Department of Electronics and Electrical**
Engineering, **Dongguk University Nano Information Technology
Academy, *Yuhan University Dept of Electronic Engineering**

Abstract

Fruit freshness is very important to human life, storage food in good condition to slow down poison process during transportation and store. The proposed system checks temperature and humidity condition around food store, and operator can easily make delivery plan for individual requirement consumptions. The proposed system consists of server, reader, RFID tag, sensor interface, temperature and humidity sensor. In order to verify the effectiveness of the proposed system, we performed experiments on the strawberry juice. Strawberry may be considered among the fruit most rich in Vitamin C. The temperature and humidity is taken by the sensor and reported through MFC software. The experimental results show that was confirmed the performance of the fruit quality monitoring system.

I. Introduction

Fruit is delivered to the end customer in an excellent and fresh condition is really important. The

required system should control and monitor the fruit conditions in order to ensure quality for consumers and to comply with all legal requirements. Each group of consumers requires different status such as in retail or institution, hospital, school, etc. Among environmental parameters during transport and storage, temperature and humidity are the most important factors in prolonging the shelf life of the fruit. RFID has resulted in a wide variety of applications in food industry [1-2].

In this paper, we propose the fruit freshness monitoring system using the smart RFID system, in order to consumer health. The proposed system, temperature and humidity are taken by sensor connect to RFID tag, it is read by Speedway Revolution UHF RFID reader. Kinetic modeling method is applied in order to verify status of vitamin C left, five fruit statuses are reported on server computer by MFC software. The real temperature and humidity are compared with freshness index, storage statuses are separated by 4 grades.

II. Proposed Fruit Monitoring System

2.1 The System Overview

The system consist of smart RFID tag and reader connected to server computer, each part of fruit is attached temperature and humidity sensor, it was read by reader 900Mhz Speedway R420. Four fruit statuses are bad, normal, good and very good reported on server computer through MFC software. Operator can know percentage vitamin C left and fruit status, therefore warehouse can make delivery plan to consumer. The system overview is shown in Fig. 1.

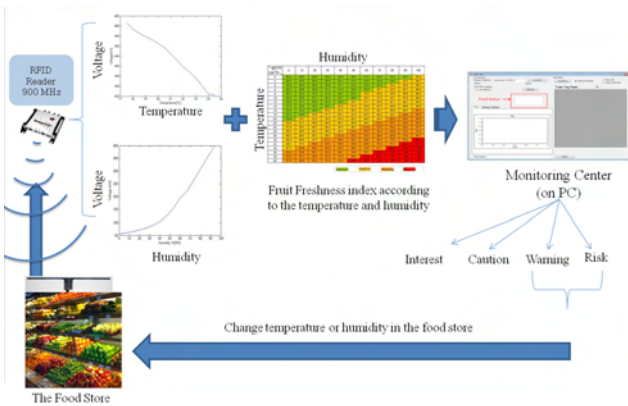


Fig 1. Fruit monitoring system overview

2.2 Built Sensor tag

The RFID sensor tag block diagram is shown Fig. 2. An antenna 900 MHz and impedance matching circuit precede the analog front end. The power harvester block rectifies incoming RF into DC voltage to supply for the system. The demodulator follows the envelope of the RF carrier wave to extract Amplitude Shift Keyed (ASK) [2]. It is read by MSP430 microcontroller (MCU) to receive downlink data from the reader. Uplink data is sent through modulator circuit (FSK) [3]. Detail fabricate sensor tag is shown in Fig 3.

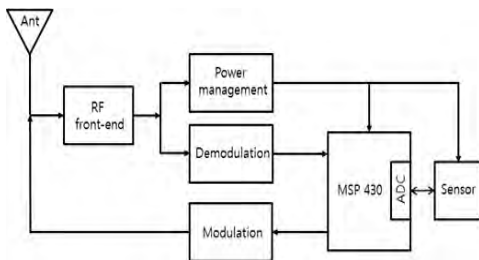


Fig. 2. RFID sensor tag block diagram

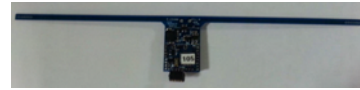


Fig 3. Fabricated sensor tad

2.2 Kinetic Modeling Method

The Kinetic modeling method is applied in order to verify Vitamin C left in food. Vitamin C loss was found to be described by the equation (1).

$$C = C_0 e^{-kt} \quad (1)$$

Where C and are the concentration of vitamin C at time t and zero. k is the apparent reaction rate of vitamin C loss.

There action rate is affected by temperature follow equation (2) below

$$k = k_{ref} \exp \left[\frac{-E_a}{R} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{ref}} \right) \right] \quad (2)$$

Where is the reaction rate of the vitamin C oxidation at a reference temperature, Ea is the activation energy of the chemical reaction and R is the universal gas constant.

In order to verify kinetic modeling method, data of strawberry juice stored at different temperature is referenced [4].

IV. Experiment

In order to verify proposed system, strawberry juice was used as fruit juice object, the system was set up Fig. 4. The experiment had been implemented for 15 days. Basic temperature was kept at 5°C, some other days, temperature changed to 25°C. Software in monitoring center is shown in Fig. 5. Fruit freshness index is shown in Fig. 6 and the Vitamin C left is shown in Fig. 7. The real temperature and humidity are compared with the freshness index, storage statuses are separated by 4 grades (very bad, bad, normal, good and very good).



Fig 4. System Impementation

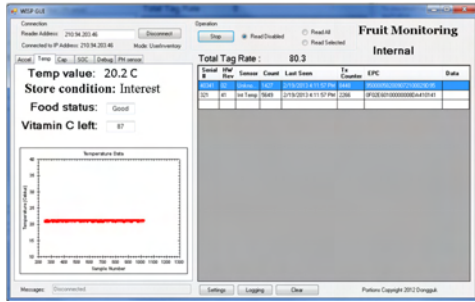


Fig 5. The monitoring HMI center

기온 및 습도에 따른 식중독 지수

기온(°C)	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
0	28.2	28.5	28.8	29.4	29.9	30.5	31.2	32.0	32.9	34.1	35.4
5	28.9	29.6	30.3	31.0	31.7	32.4	33.1	33.8	34.5	35.2	36.0
10	29.5	30.3	31.0	31.7	32.4	33.1	33.8	34.5	35.2	35.9	36.7
15	30.1	30.9	31.6	32.3	33.0	33.7	34.4	35.1	35.8	36.5	37.3
20	30.7	31.4	32.1	32.8	33.5	34.2	34.9	35.6	36.3	37.0	37.8
25	31.3	32.0	32.7	33.4	34.1	34.8	35.5	36.2	36.9	37.6	38.4
30	31.9	32.6	33.3	34.0	34.7	35.4	36.1	36.8	37.5	38.2	39.0
35	32.5	33.2	33.9	34.6	35.3	36.0	36.7	37.4	38.1	38.8	39.6
40	33.1	33.8	34.5	35.2	35.9	36.6	37.3	38.0	38.7	39.4	40.2
45	33.7	34.4	35.1	35.8	36.5	37.2	37.9	38.6	39.3	40.0	40.8
50	34.3	35.0	35.7	36.4	37.1	37.8	38.5	39.2	39.9	40.6	41.4
55	34.9	35.6	36.3	37.0	37.7	38.4	39.1	39.8	40.5	41.2	42.0
60	35.5	36.2	36.9	37.6	38.3	39.0	39.7	40.4	41.1	41.8	42.6
65	36.1	36.8	37.5	38.2	38.9	39.6	40.3	41.0	41.7	42.4	43.2
70	36.7	37.4	38.1	38.8	39.5	40.2	40.9	41.6	42.3	43.0	43.8
75	37.3	38.0	38.7	39.4	40.1	40.8	41.5	42.2	42.9	43.6	44.4
80	37.9	38.6	39.3	40.0	40.7	41.4	42.1	42.8	43.5	44.2	45.0
85	38.5	39.2	39.9	40.6	41.3	42.0	42.7	43.4	44.1	44.8	45.6
90	39.1	39.8	40.5	41.2	41.9	42.6	43.3	44.0	44.7	45.4	46.2
95	39.7	40.4	41.1	41.8	42.5	43.2	43.9	44.6	45.3	46.0	46.8
100	40.3	41.0	41.7	42.4	43.1	43.8	44.5	45.2	45.9	46.6	47.4

Legend: 0 (Green), 1 (Yellow), 2 (Orange), 3 (Red)

Fig 6. The fruit freshness index according to temperature and humidity

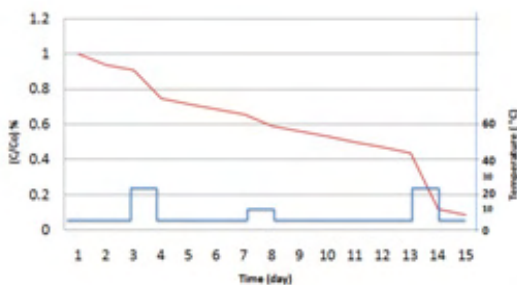


Fig 7. Vitamin C left depend on temperature and time

V. Conclusion

We proposed smart RFID fruit monitoring system in order to provide safe and high quality fruit. Current temperature, humidity, and fruit vitamin C left are measured and reported to monitoring center. Therefore, warehouse can control temperature and humidity suitably, and make delivery plan to reach individual customer requirements.

In order to verify effectiveness of the proposed system, we performed experiments on the strawberry juice. The strawberry juice had been

tested for 15 days in case of temperature changing from 5°C to 25°C. The real temperature and humidity are compared with freshness index, storage statuses are separated by 4 grades(bad, normal, good and very good). The temperature was transmitted to server well, percentage vitamin left was calculated by kinetic method, and the strawberry status was display on server PC. The proposed system confirmed usefulness through experiments. This system can apply for any fruit.

Acknowledgements

This research was supported by the Agriculture Research Center (ARC, 710003-03-1-SB110) program of the Ministry for Food, Agriculture, Forestry and Fisheries, Korea.

References

- [1] Kumar P, Reinitz HW, Simunovic J, Sandeep KP, Franzon PD.: Overview of RFID technology and its applications in the food industry, J Food Sci. 2009 Oct.
- [2] Klaus Finkenzerler: RFID Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio Frequency Identification and Near-Field Communication. Wiley, Third edition 2010
- [3] Alanson P. Sample, Daniel J. Yeager, Pauline S. Powledge, Alexander V. Mamishev and Joshua R. Smith:Design of an RFID-Based Battery-Free Programmable Sensing Platform. IEEE transaction on instrumentation and measurement, Vol. 57, No. 11, November 2008
- [4] A. Dereossi, T. De Pilli, A.G. Fiore: Vitamin C kinetic degradation of strawberry juice stored under non-isothermal conditions. LWT- Food Science and Technology 43 (2010) 590-595

증강현실 기반 산업현장 환경 모니터링 시스템 설계

이민구*, 박용국, 정경권*, 황성일**, 김영진**, 최중덕**, 남상엽***, 이원석****
*전자부품연구원, **(주)맥스포, ***국제대학교, ****동양미래대학교
e-mail : emingoo@keti.re.kr

Design of AR-Based Environment Monitoring System for Industrial Area

Min Goo Lee*, Yong Kuk Park*, Kyung Kwon Jung*,
Sung Il Hwang**, Young Jin Kim**, Joong Duck Choi**,
Sang Yep Nam***, Won Seok Yi****

*Korea Electronics Technology Institute, **Maxfor Technology Inc.,
Kookje College, *Dongyang Mirae University

Abstract

This paper presents a prototype augmented reality interface specifically designed for monitoring environmental information. Sensor measurements are represented with labels spatially registered at the geographical location of industrial area. Data is gathered on a gateway node within the network then passed to the visualization application on a mobile devices. The global positioning system (GPS) in mobile devices simultaneously recognizes the user location and sensor location, and calculates the distance between the two locations. Mobile devices overlay sensor data onto camera image of real world.

I. 서론

증강현실(Augmented Reality) 기술은 실제 환경의 객체에 가상으로 생성한 정보를 실시간으로 혼합하여 사용자와 상호작용하도록 함으로써, 정보의 사용성과 효용성을 극대화하는 정보처리 기술이다. 증강현실 기술은 최근 스마트폰의 열풍과 함께 다양한 모바일 증강현실 애플리케이션들이 출시되고 있다. 이에 따라 증강현실 기술은 산업 현장에서 산업구조를 개선하고 발전시키는 핵심도구로 새롭게 부상하고 있으며,

자동차, 조선, 항공 등 주요 제조업 분야부터 과학기술 연구 분야, 건설 및 건축업, 국방, 의료, 교육, 디자인, 마케팅 분야 등에 활발하게 적용되고 있다[1-3].

본 논문에서는 증강현실 기반의 산업현장 환경 모니터링 시스템을 제안한다. 악취 및 유해가스를 감지하기 위해 공장 등 산업현장 주변에 센서를 설치하고, 센서 정보를 모니터링을 위해 서버로 전송한다. 사용자는 자신의 스마트폰을 이용하여 현재 위치를 수집하고, 서버에 저장된 센서의 위치 정보와 비교하여 스마트폰 화면에 증강현실로 센서 정보를 표시한다. 테스트 사이트에 온도, 습도, 조도 센서를 설치하여 유용성을 확인한다.

II. 시스템 구성

제안한 시스템 구성은 그림 1과 같다.

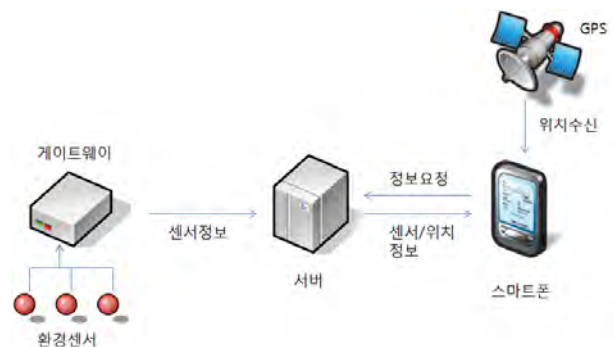


그림 1. 시스템 구성

환경 센서는 온도, 습도, 조도를 1분마다 측정하여 게이트웨이를 통해 서버로 저장된다. 그림 2는 환경 센서 노드와 게이트웨이이다. 환경 센서 노드는 Texas Instrument사의 MSP430과 CC2420을 적용하여 개발하였다. 송신 RF Power 개선을 위한 External Power Amplifier, 수신 Sensitivity 개선을 위한 External Low Noise Amplifier를 설계하였다. 게이트웨이는 무선랜 접속과 CDMA 접속이 가능하도록 설계하여 원격지에서 수도 환경 정보를 측정할 수 있다.



그림 2. 환경 센서 노드와 게이트웨이

서버는 환경 센서의 데이터를 저장하는 DB와 환경 센서가 설치된 위치 정보를 저장하는 DB로 구성된다. 환경 센서의 설치 시에 GPS 장치를 이용하여 위도와 경도를 측정한다.

스마트폰에는 증강현실 앱이 구동되며 내장 센서(가속도센서, 지자기센서)를 통해 카메라가 보는 방향을 계산한다. 스마트폰의 GPS가 활성화 되어있으면 GPS에서 정보를 수신하며, GPS가 비활성화 상태일 경우 Network 등 다른 provider에서 위치정보를 구하고, 서버에서 전송된 환경 센서 위치를 이용하여 카메라 영상에 정보를 표시한다.

그림 3은 제작된 증강현실 기반 환경 모니터링 앱으로 현재 위치에서 환경 센서가 설치된 위치까지의 거리 정보가 표시되며, 화면에 표시된 마커를 선택하면 환경 센서 정보가 나타난다.



그림 3. 증강현실 앱 화면

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 증강현실 기반 산업현장 환경 모니터링 시스템 설계를 제안하였다. 제안한 시스템은 온도, 습도, 조도의 환경 센서 정보를 측정하여 서버로 전송하고, 사용자는 자신의 스마트폰을 이용하여 화면에 증강현실로 센서 정보를 확인한다. 환경 센서 노드와 게이트웨이를 설계하였고, 테스트 사이트에 환경 센서를 설치하여 유용성을 확인하였다.

향후 테스트 사이트로 선정될 실제 산업단지에는 악취와 유해가스 센서가 추가되며, 실증을 통해 산업단지 주변 거주자에게 유익한 정보를 제공할 수 있다.

감사의 글

본 연구는 2012년도 지식경제부의 재원으로 한국산업기술진흥원(KIAT) 사업화연계기술개발사업의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. N0000608)

참고문헌

- [1] P.Milgram and F. A. Kishino, "Taxonomy of mixed reality visual display", IECE Trans. on Information and Systems, No. 12, pp.1321-1329, 1994.
- [2] Azuma, R., Bailiot, Y., et al, "Recent Advances in Augmented Reality," IEEE Computer Graphics and Applications, Vol. 21, No. 6, pp. 34-47, 2001.
- [3] 박화정, "증강현실 기반 E-Learning 기술동향," 한국인터넷정보학회, 제10권, 제2호, pp. 12-22, 2009.

산업 현장의 환경 관리 통합 솔루션 설계

이민구*, 박용국, 정경권*, 황성일**, 김영진**, 최중덕**, 이상희***, 김장권****
*전자부품연구원, **(주)맥스포, ***동서울대학교, ****대림대학교
e-mail : emingoo@keti.re.kr

Design of Environmental Total Management Solution for Industrial Field

Min Goo Lee*, Yong Kuk Park*, Kyung Kwon Jung*,
Sung Il Hwang**, Young Jin Kim**, Joong Duck Choi**,
Sang Hoi Yi***, Jang Kwon Kim****
*Korea Electronics Technology Institute, **Maxfor Technology Inc.,
Dong Seoul College, *Daelim University College

Abstract

In this paper, we proposed environmental total management solution for industrial field. Proposed system composed of multi sensor modules for gas detection, climate and weather sensor modules, IR image based gas detection modules, and control system.

를 중심으로 환경에 대한 인식 및 평가의 연구가 지속적으로 수행되고 있다. 대표적인 연구사례를 보면, 반월·시화공단은 서울의 과밀한 인구와 공장들을 적절히 분산시켜 오염물질의 배출과 풍향을 고려하여 공업단지를 조성하는 것이 목적이었지만 처음 의도와는 달리 주거지역이 산업단지와 인접해 있고 산업단지에 속하지 않은 중소기업이 밀집되어 있어 많은 환경오염 물질이 유발되고 있다[1].

I. 서론

경제성장을 목적으로 진행되어 온 급격한 산업화는 많은 사회변화를 가져왔으며 각 지방의 도시화를 촉진시키고, 인류에게 물질적 풍요와 편리성을 가져다 준 동시에 환경오염물질을 다량 배출하는 산업시설의 양적인 증가를 야기하였다. 우리나라에서도 경제 개발 정책에 따라 대규모 산업단지가 조성되기 시작하였다. 특히 지난 반세기간의 경제개발 정책에 따라 급격히 증가된 공업단지의 조성에 상응하지 못한 대기, 수질, 토양 등 오염관리 미흡으로 인해 환경오염이 인근 주민의 생활과 건강에 위협을 주게 되었으며, 이에 대한 관심이 고조되어 환경문제가 국가적인 차원에서의 문제로 대두되고 있다. 특히 대규모 공업단지의 조성이라는 경제개발위주의 정책추진과 그 과정에서의 환경문제에 대한 무관심은 점차적으로 환경오염에 대한 피해를 급증시켰다. 이러한 피해는 주로 대도시와 산업단지 인근 지역에서 주로 보고되고 있으며, 이는 심각한 지역문제로 부각되고 있다.

21세기 환경정책 패러다임의 변화에 따라 산업단지

본 논문에서는 산업 현장이나 산업단지에서 발생하는 악취와 유해가스를 모니터링하고 확산을 예측하는 시스템을 제안한다. 제안한 시스템은 유해 가스 감지용 복합 센서 모듈, 대기환경 감지용 센서 모듈, 영상 기반 가스 누출 감지 모듈, 관제 시스템으로 구성된다. 파일럿 사이트를 구축하여 제안한 시스템의 유용성을 확인한다.

II. 시스템 구현

제안한 시스템의 구성도는 그림 1과 같다. 제안한 시스템은 유해 가스 감지용 복합 센서 모듈, 대기환경 감지용 센서 모듈, 영상 기반 가스 누출 감지 모듈, 관제 시스템으로 구성된다. 그림 2는 유해 가스 감지용 복합 센서 모듈로 USN 기반 근거리 통신을 통해 VOC나 가연성 가스의 정보를 게이트웨이로 전송한다. 복합 센서 모듈은 Texas Instrument사의 MSP430과 CC2420을 적용하여 개발하였다. 송신 RF Power 개선을 위한 External Power Amplifier, 수신 Sensitivity 개선을 위한 External Low Noise Amplifier를 설계하였다.



그림 1. 시스템 구성



통신 모듈

센서 보드

USN 통신 노드

USN 게이트웨이

그림 2. 유해 가스 감지용 복합 센서 모듈

그림 3은 대기환경 감지용 센서 모듈로 기온, 습도, 풍향, 풍속의 정보를 센싱한다.



풍향/풍속 센서

온도/습도 센서

데이터로거

기상 게이트웨이

그림 3. 대기환경 감지용 센서 모듈

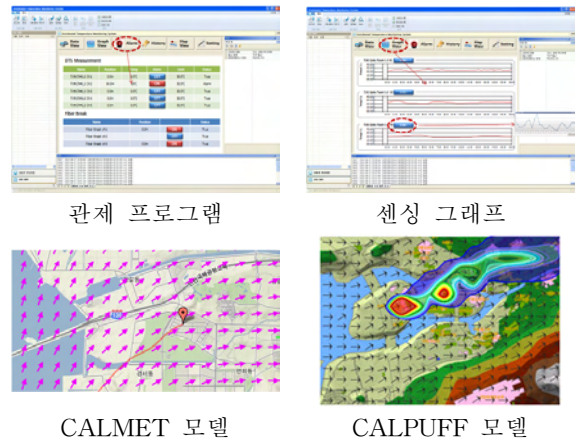
그림 4는 영상 기반 가스 누출 감지 모듈로 산업단지에서 발생하는 유해가스 4종(메탄, 에탄, 황화수소, 벤젠)에 대해서 적외선 스펙트럼을 분석하여 중과장파

장파장 대역에서 흡수가 일어나는 파장을 선택하고, 광학 대역통과 필터와 적외선 열화상 카메라를 이용하여 유해가스 유무를 판단한다.



그림 4. 영상 기반 가스 누출 감지 모듈

관제 센터에서는 SCADA 시스템을 기반으로 수집된 정보를 처리하고, 바람장 모델 (CALMET, CALPUFF) 을 적용하여 확산을 예측하고, 관리한다.



관제 프로그램

센싱 그래프

CALMET 모델

CALPUFF 모델

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 산업 현장이나 산업단지에서 발생하는 유해가스를 모니터링 하는 시스템을 제안하였다. 제안한 시스템은 유해 가스 감지용 복합 센서 모듈, 대기환경 감지용 센서 모듈, 영상 기반 가스 누출 감지 모듈, 관제 시스템으로 구성된다. 수집된 정보를 이용하여 확산 모델을 통해 관리하고 알람을 통보할 수 있다.

감사의 글

본 연구는 2012년도 지식경제부의 재원으로 한국산업기술진흥원 (KIAT) 사업화연계기술개발사업의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. N0000608)

참고문헌

- [1] 국립환경과학원 환경보건센터, 선진국의 환경관련 건강영향평가 사례 연구, 국립환경과학원, 2006.

지그비를 이용한 바이오닉 모니터링 시스템 설계

김용중*, 이재석*, 이성준*, 신형철**, 안재목**
*(주)아이엠바이오, **한림대학교
e-mail : kyj11111@hallym.ac.kr

Design of Bionic Monitoring System using ZigBee

Yong-Joong Kim*, Jae-Seok Lee*, Sung-Jun Lee*,
Hyung-Cheul Shin**, Jae-Mok Ahn**
*IEMBIO Co., Ltd., **Hallym Univ

Abstract

Neural interface (NI) system is a neural prosthesis capable of filtering, amplifying and transmitting the neural signals of the central nervous system (CNS) as well as delivering mild electrical pulses to specific sites. This system has revealed a great potential for the development of useful clinical applications and for the research of CNS. We have designed a portable NI system which enables presently 4-channel neural recording in CNS by converting neural signals to a digital stream and 2-channel electrical stimulating to a target tissue. And the developed system has been designed based on Zigbee communication module that is used in the USN(Ubiquitous Sensor Network). The use of this new portable NI system will upgrade the ability of neuroscientists to obtain neural in outdoor conditions and have the potential for wider diagnosis of neurological conditions.

I. 서론

울산의대 비뇨기과 주명수 교수팀은 05년 4월부터 6월까지 표본추출을 통해 선택된 전국 1만3345가구에 서 19세 이상 1만 3484명의 여성을 상대로 요실금 실험

태조사를 실시했으며, 조사는 훈련된 조사원이 직접 가정을 방문해 이뤄졌으며, 종류에 따라 복압성, 절박성, 혼합성 및 기타 요실금으로 분류하였다. 배뇨(排尿)를 컨트롤할 수 없는 요실금(尿失禁, Urinary incontinence) 증상이 나타나면 업무·쇼핑·드라이브·영화감상 등의 일상생활은 큰 도전이 되고 사회적 삶이 매우 어려워진다. 2,000만 명의 미국인이 방광조절 장애를 가지고 있으며 그 대부분은 여성으로 30~59세에 걸리는 것으로 보고 있음. 요폐는 미국에서 170만 명이 걸려 있고, 미국에서는 절박성요실금 및 요의축박 빈뇨증후군 등 2가지 질환에 1,700만 명이 걸려있는 것으로 보고되었다.

대표적인 치료 장치로는 Advanced Bionics Corporation에 의해 개발된 BION과 Medtronic社가 개발한 InterStim이란 장치가 있으며 이는 도입 후 전 세계에서 이 장치를 사용하고 있지만 전기 자극에 의한 치료는 통증, 전극선의 위치 이동, 감염등에 의한 재 시술의 비율이 30%이상으로 보고되고 있다.

본 논문에서는 지그비를 이용한 바이오닉 모니터링 시스템을 제안한다. 바이오닉 모니터링 시스템은 방광 주변의 근육에 전극을 연결하여 방광의 수축 팽창에 따른 생체신호를 모니터링하고 지그비를 이용하여 외부 장치에 신호를 전달함으로써 자극 신호의 발생을 가능하게 해준다. 4개의 생체신호 획득 채널과 2개의 자극신호 채널로 구성되었다.

II. 시스템 구성

제안한 시스템 구성은 그림 1과 같다.

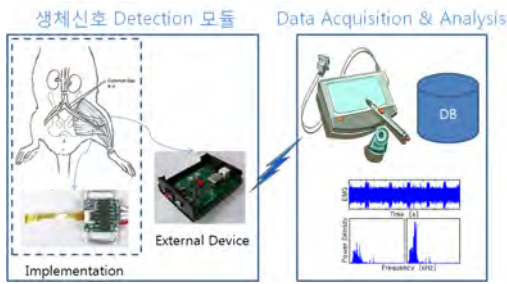


그림 1. 시스템 구성

생체신호 Detection 모듈은 생체에 이식하여 생체신호를 검출하는 기능을 수행하며, 추출된 신호 정보는 지그비 모듈을 통하여 외부 시스템(PC)을 이용하여 서버에 기록되고 분석되는 구조로 설계되었다.

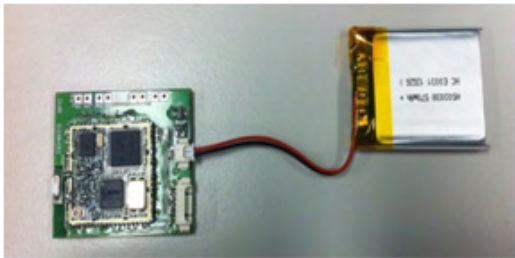


그림 2. 생체신호 Detection 디바이스

PC는 지그비의 Base 노드 역할을 수행하며 생체신호 Detection 디바이스에서 보내온 신호를 PC에 저장하고 서버로 보내주는 역할을 수행한다. PC 프로그램에서는 실시간으로 5ms 샘플링되어 검출되는 데이터를 100개 단위로 한 개의 데이터 패킷을 만들어 서버로 전달하는 기능을 수행한다. 그림 3은 지그비 Base 기능에 대한 프로그램 구조와 PC 프로그램의 화면을 나타낸다.

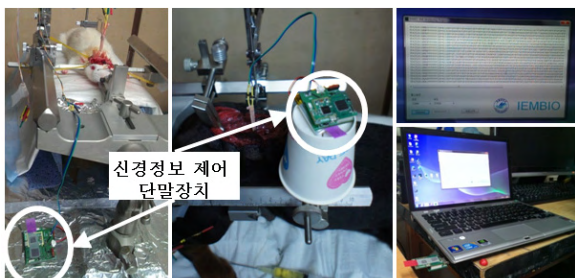


그림 3. 지그비 Base용 PC 프로그램

그림 4는 서버에 저장되는 패킷 구조와 서버의 웹 프로그램으로 측정된 생체신호의 실시간 모니터링 정보를 보여주고 있다.

ID	dataID	DeviceID	Channel	Timestamp	Data
이름	long	long	int	time	string
채널	채널 ID	장치 ID	채널 번호	Time Stamp	100개 데이터(adc7: 16부, adc8: 10진수로 표현하면 5738(100000 - 65535(범위)) = 주파수 100Hz)
패킷	가용으로 생	스프	번호 (1~4)		예 : "100122,65528,00000,000000, ..., 12245,"

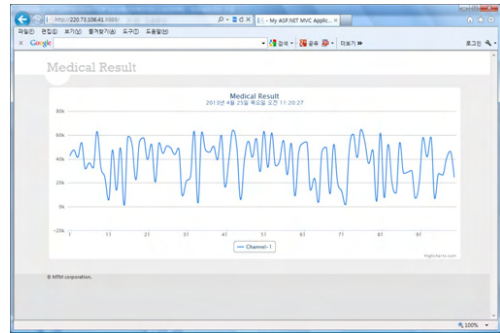


그림 4. 생체정보신호 패킷 구조 및 웹화면

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 지그비를 이용한 바이오닉 모니터링 시스템 설계를 제안하였다. 제안한 시스템은 방광에서 측정되는 생체정보 신호를 실시간으로 지그비 모듈을 이용하여 PC를 통해 서버로 저장 및 분석되는 시스템으로 설계하였고, 실제 실험을 통해 유용성을 확인하였다.

향후 앱 기반의 스마트 기기와 연동된다면 보다 편리하게 생체 정보를 획득할 수 있도록 편리성을 제공할 수 있다.

감사의 글

본 연구는 2012년도 지식경제부의 재원으로 산업원천기술개발사업의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다.(MKE, 10033634-2012).

참고문헌

- [1] http://cafe.naver.com/owomed.cafe?iframe_url=/ArticleRead.nhn%3Farticleid=173
- [2] Changkyun Im, et al, "Invention of closed-loop neural prosthesis for both recording and stimulation powered by a wireless energy transmission system," BRC Int'l Conference, 2012.
- [3] Hyung-Cheul Shin, et al, "Odorant discrimination by decoding many single units from main olfactory bulb," BRC Int'l Conference, 2012.

다축 동기화 제어를 위한 EPL의 입, 출력 특성 연구

*박장환, 현성훈

국립한경대학교 글로벌물류학과 석사과정

e-mail : jhpark@hknu.ac.kr, cefsh@gmail.com

A Study of Property on EPL for Coordination of Multiple Axis

*Jang-Hwan Park, Seong-Hoon Hyun

Dep. of Global Logistics The Graduate School of Electronic
Government Hankyong National University

Abstract

The motion control is the most important thing in the design of various automation equipment motion. The EPL, which is developed by the B&R Company in Austria as an industry solution, has been widely used to improve the performance of motion control. In this paper, the input and output characteristics of the automated-network EPL which is widely used in automation network were tested.

I. 서론

자동화 네트워크는 현재의 산업에서 많이 요구되는 분야로 현재 생산 및 설비 그리고 공정 분야에서 가장 핵심을 이루고 있는 분야중의 하나이다. 특히 포장기 및 사출기 그리고 공작기 등을 비롯한 정밀기기에서 모션제어는 가장 핵심적인 분야로 POWERLINK, Profinet, Ethernet/IP 등 여러 중요한 자동화 프로토콜이 많이 활용되고 있다.

현재의 자동화 트렌드는 필드버스 기술로부터 산업용 이더네트로 대체되면서 실시간 능력을 지닌 자동화 네트워크의 능력이 중요시됨에 따라 벤더들은 HRT (Hard Real Time)의 구현이 모션제어의 핵심을 이루게

되었다. 특히 오스트리아의 B&R(Bernecker & Rainer)사에서는 2000년대 초반부터 이미 실시간 HRT이 제공되는 개방형 산업 솔루션 EPL을 출시하여 산업 정밀기계 분야에서 널리 사용되어 그 우수성을 인정받았다. 본 논문에서는 물류라인과 연계되어 다양한 어플리케이션을 제공하는 EPL(Ethernet POWERLINK)의 주기시간 측정을 위한 입, 출력 특성을 시험한다.

II. 본론

2.1

AS(Automation Studio)는 B&R사에서 제공되는 강력한 모션제어 프로그래밍 툴로서 모션 프로그래밍을 가능하게 하고 또한 모션제어를 위한 여러 FB(Function Block)들과 모니터링 및 네트워크 배열을 포함한 통합 기능을 제공하고 있다. 인쇄기(Printing Machine), 사출기(Injection Molding Machine) 포장기계, 공작기계(CNC)의 축 제어(Axis Control)는 상태다이어그램(State Machine)을 기반으로 다중 축 제어 동기화가 필수적이다. 다중 축 제어 동기화는 위에 기술한 HRT가 중요한 역할을 한다. 분산 제어를 기반으로 네트워크를 배열하고 다축 동기화를 위한 FB의 활용과 더불어 모션 프로파일을 위한 적절한 제어 알고리즘의 구현에 따라 정확한 위치제어를 실행할 수 있다. 본 원

고에서는 주기의 변화에 따른 시스템의 입, 출력특성을 고찰함으로써 프로토콜의 정확성에 따른 정밀기계의 모션제어 적합성을 고찰한다.

참고문헌

- [1] EPSG, Ethernet Powerlink Profile Specification Version 1.1.0 2008
- [2] Alexander Bormann, Ingo Hilgenkamp. Industrielle Netze. Hüthig Verlag Heidelberg, 2006
- [3] Günter Wellenreuther, Dieter Zastrow, Automatisieren mit SPS -Theorie und Praxis, Vieweg+Teubner Verlag, 2011

III. 구현

본 시험을 위한 구축은 B & R사의 서보모터와 VFD(Variable Frequency Drive), PLC (Programmable Logic Controller), 입/출력 모듈, 함수발생기, 오실로스코프로 구성되어 있다. 이 시험의 플랫폼은 아래 그림.1.과 같이 구축하여 시험을 위한 프로그램 알고리즘을 개발하여 구성하고 이를 FB화 한다. 입출력의 분석을 위해 부하를 인가하여 오실로스코프를 통해 입, 출력 파형을 고찰한다.



그림1. 입력특성 연구를 위한 시험장치 .

IV. 결론

B&R사의 POWERLINK는 개방형 산업 솔루션으로 다 양한 정밀기계 산업에서 우수성을 인정받아 널리 사용되고 있다. 특히 위치 제어를 위한 다축 모션제어 분야 즉 포장 및 사출기, CNC, 그리고 반도체 산업 및, 자동차 분야 등에서 프로토콜의 우수성이 증명되었다.

본 논문에서는 POWERLINK의 입, 출력 특성을 알아 본다. 정밀 서보제어 프로그램을 개발하여 네트워크 및 PLC에 부하를 인가하여 입, 출력 관계를 추적하여 주파수 관계를 결정한다.

통합 체질/건강 진단 시스템 개발

전영주, 김장웅, 김영민, 이유정, 김재욱, 유하나, 김종열
한국한의학연구원, 의료연구본부

e-mail : jjy92@kiom.re.kr, jwkim@kiom.re.kr, irobo77@kiom.re.kr,
yjlee@kiom.re.kr, jaeukkim@kiom.re.kr, hanayu@kiom.re.kr, ssmed@kiom.re.kr

Development of an Integrated Constitutional and Health Diagnosis system

Young-Ju Jeon, Jang-Wung Kim, Young-Min Kim,
Yu-Jeong Lee, Jaek U. Kim, Ha-Na Yu, Jong-Yeol Kim
Korea Institute of Oriental Medicine,
Medical Research Division

Abstract

In this study, we developed an integrated constitutional diagnosis system. The system consists of 5 components which are face analyser, voice analyser, pulse analyser, skin analyser, and the computer-based questionnaire. The system conduct the constitutional diagnosis and sasang health index. Sasang health index means that health score of a different constitution. We will improve the system with enhanced the stability and the personalized treatment contents.

I. 서론

현대의학의 패러다임이 치료에서 예방으로 바뀌면서 예방의학에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다[1]. 한의학에서는 예로부터 병을 치료하는 것보다 예방하는 것을 더 중요하게 여겼다. 가장 오래된 한의서인 황제내경에도 질병이전 상태인 미병 상태를 치료하는 치미병을 강조하고 있다[2]. 미병은 질병으로 가기 이전 단계로 사람마다 차이가 많아 개인의 특성에 맞는 치료가 필요하다. 사상의학은 체질과 건강상태에 따라 개인 맞춤형 진단 및 치료가 가능한 우리만의 전통의학이다. 사상의학에서 제시하는 여러 이론들은 개인맞춤형 건강관리 시장의 요구에 부응할 수 있는 고유한

콘텐츠로 활용이 가능하다. 사상의학에 대한 연구는 한국한의학연구원을 중심으로 다양한 임상연구들이 활발히 이루어지고 있다[3-4].

사상의학이 예방의학의 주요한 콘텐츠로 활용되기 위해서는 체질진단이 객관성이 담보되어야 한다. 이러한 요구에 부응하기 위해 한의학연구원에서는 체질진단을 안면, 음성, 맥, 피부, 설문을 이용하여 진단할 수 있는 진단기기를 개발하였다[5-6]. 하지만, 체질진단만으로는 시장에서 활용성이 떨어지기 때문에 추가로 체질별 건강지수를 만들고 그 정보를 바탕으로 침, 뜸 자극을 레이저, 자기장, 고주파 자극기를 통해 구현할 수 있는 통합 체질/건강 진단 시스템을 개발하였다.

II. 본론

통합 시스템은 안면, 음성, 맥, 피부, 설문 정보를 이용하여 사용자의 체질을 진단하고 체질별 건강지수(SHI)를 도출한다. 도출된 정보에 따라 침, 뜸 자극을 모사한 레이저, 자기장, 고주파 자극기를 통해 자극을 인가한다. 그림 1은 개발한 통합 시스템의 개념도를 나타낸 것이고, 통합 시스템에서 체질과 건강지수를 도출하고 자극을 인가하는 일련의 순서가 표현된 블록도를 그림 2에 나타내었다. 그림 3은 통합 시스템의 3D 렌더링 이미지를 나타낸 것으로, 안면, 음성, 설문, 맥진기가 설치된 모듈과 의자 및 피부진단기가 설치된 모듈, 자극기가 설치된 모듈로 구성되어 있다.

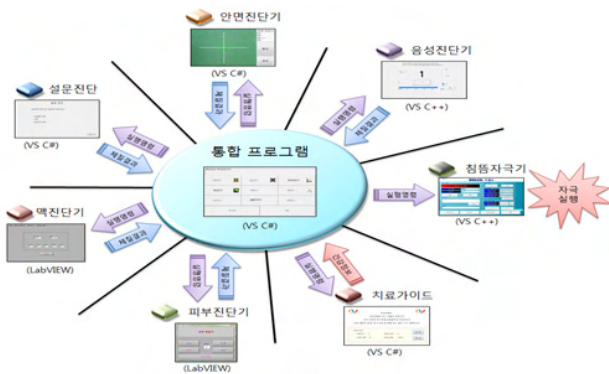


그림 1. 통합 시스템 개념도

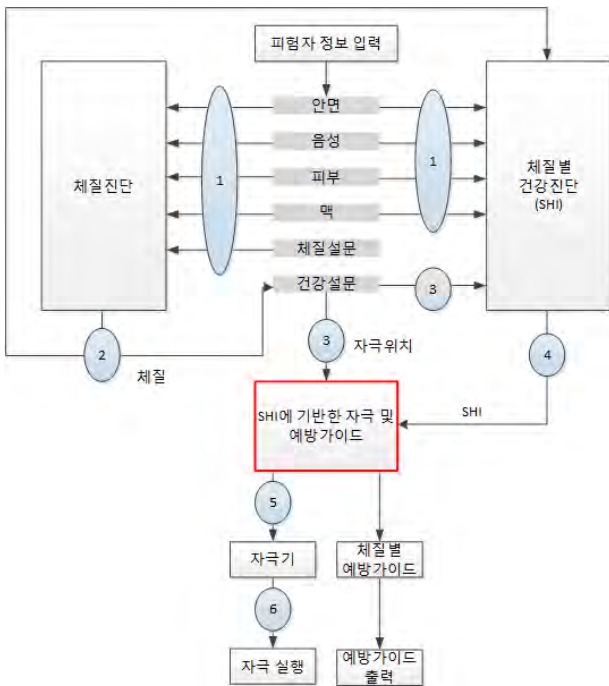


그림 2. 통합 시스템 건강관리 순서도

III. 결론 및 향후 연구 방향

통합 시스템은 체질 진단의 객관성을 확보하고 체질별 건강지수를 도출하도록 구성하였다. 또한, 통합 시스템의 활용도를 높이기 위해 침, 뜸 자극을 모사한 자극기를 이용하여 체질별 건강지수에 따라 맞춤 치료 콘텐츠를 구축하였다. 또한, 사용성 개선을 위해 각 개별 모듈과 GUI를 사용자 친화형으로 디자인하였다. 개발된 통합시스템은 전기·기계적 안전성 테스트 및 사용성 평가를 통한 보완을 통해 시스템의 완성도를 향상시킨 후 상용화를 진행할 예정이다.



그림 3. 개발된 통합 시스템

감사의 글

본 연구는 지식경제부 고령친화형 사상체질기반 진단/치료기 개발 과제 중 오감형 한방 진단/치료 콘텐츠 개발(10028438)의 지원을 받아 수행되었습니다.

참고문헌

- [1] 고령친화형 사상체질기반 진단/치료기 개발 2단계 결과보고서
- [2] 홍원식, 교감직역 황제내경소문, 서울, 전통문화연구회, 2000
- [3] 도준형, 김종열, “안면 정보를 이용한 사상 체질 진단 기술”, 대한전자공학회지, 37(7), 693-731, 2010
- [4] 이재철 외, “전문가 진단을 통한 체질별 건강수준과 설문결과의 연관성 연구”, 사상체질의학회지, 23(1), 108-114, 2011
- [5] 김근호 외, “손등피부 운동 마찰계수 측정기를 이용한 체질 판별 가능성 연구”, 사상체질의학회지, 22(4), 20-29, 2011
- [6] 전영주 외, “통합 체질진단 시스템 개발 및 반복성 평가”, 사상체질의학회지, 24(3), 34-41, 2012

머신러닝을 이용한 고혈압 진단모델

이범주, 도준형, 김종열*

한국한의학연구원 한의의료기술연구그룹

e-mail : jupiter-lee@hanmail.net, jhdo@kiom.re.kr, ssmmed@kiom.re.kr

Diagnostic Model of Hypertension Using Machine Learning

Bum Ju Lee, Jun-Hyeong Do, Jong Yeol Kim
KM Health Technology Research Group
Korea Institute of Oriental Medicine

Abstract

Anthropometric measures used to formulate human body shape were associated with hypertension, type 2 diabetes, and dyslipidemia. The present study aims to build a diagnostic model of hypertension by a combination of various measures among Korean women. Based on 608 subjects aged 20-50 years old, we built three models using combined measures based on three machine learning algorithms with wrapper-based variable selection technique, and compared predictions of hypertension. Our results showed that the values of the Matthews correlation coefficient and the area under the receiver operating characteristic curve in the predictions by *k*-nearest neighbor were 0.398 and 0.711, respectively. Also, we found a compact and reliable feature subset for building diagnostic model of hypertension.

I. 서론

인간의 체형은 질병과 밀접한 관계가 있으며, 고혈압, 당뇨, 심혈관질환, 비만, 이상지질혈증 등의 여러

만성적 질병들에 대한 정보를 제공한다 [1, 2, 3, 4]. 인간의 체형을 측정하여 수집된 정보를 인체측정정보 (anthropometry)라 하며, 허리둘레 (WC), 체질량지수 (BMI), 허리둘레와 고관절 둘레의 비율 (WHR), 허리둘레와 키와의 비율 (WHtR)과 같은 다양한 인덱스 또는 예측자들이 개발되었다 [5, 6, 7].

전 세계적으로 고혈압 예측을 위해 사용되는 인덱스들은 매우 다양하다. 예를 들어, Guagnano et al. [2]에 의한 연구에서는 WC가 고혈압의 위험요소와 매우 강한 연관성을 지닌다고 언급하였으며, Ho et al. [3]에 의한 연구에서는 심혈관질환 요인을 위한 예측자로, 남자에서는 BMI와 WC가 우수하며 여자에서는 WC와 WHR이 우수하다고 주장하였다. 또한 Kaur et al. [4]는 인도에서 고혈압 예측에 가장 좋은 인덱스는 WC와 BMI라고 주장하였으며, Wang et al. [5]는 오스트레리아 원주민을 위한 가장 좋은 고혈압 예측자는 WHtR 이라는 연구결과를 발표하였다.

기존의 연구들은 위의 내용에서 보아 알 수 있듯이 인체측정정보 중에서 가장 좋은 성능을 나타내는 고혈압 예측자는 각 인종별 및 나라별로 약간의 차이가 존재한다. 또한 인체측정정보를 이용한 고혈압 예측자에 대한 대부분의 연구들은 단지 몇 개의 인덱스들에 대하여 인덱스 각각에 대한 예측력 평가를 수행하고 AUC, accuracy, kappa, sensitivity 등을 기준으로 가장 우수한 예측자를 선별하는 연구들이 수행되어져 왔을 뿐, 많은 인덱스들의 조합을 이용한 고혈압 예측력

에 대한 연구는 거의 진행되지 않았다.

따라서, 본 논문에서는 한국인을 대상으로 많은 예측자들의 조합을 이용한 고혈압 진단 모델을 생성하고, 생성된 모델의 예측력을 테스트 한다. 이러한 진단 모델은 향후 u-healthcare 및 원격의료 시스템 개발에 도움을 줄 수 있다.

II. 실험환경

2.1 분석데이터

본 연구에서는 환자 또는 일반인을 대상으로 한국한 의학연구원 및 국내 여러 병원에서 수집된 정보를 활용하였다. 본 연구의 참여자로는 나이 20-50세의 여성들로써 총 608명이 참여하였다.

실험에 사용된 인체측정정보는 총 24개 로써, Height, Weight, AxillaryC (겨드랑이 둘레), ChestC (가슴둘레), RibC (늑골둘레), WaistC (배둘레), PelvicC (골반둘레), HipC (고관절둘레), Axillary_Hip (겨드랑이둘레와 고관절둘레의 비율정보), Chest_Hip (가슴과 고관절 둘레들의 비율, Rib_Hip (늑골과 고관절 둘레들의 비율), Waist_Hip (배와 고관절 둘레들의 비율), Pelvic_Hip (골반과 고관절 둘레들의 비율), Axillary_Pelvic (겨드랑이와 골반 둘레들의 비율), Chest_Pelvic (가슴과 골반 둘레들의 비율), Rib_Pelvic (늑골과 골반 둘레들의 비율), Waist_Pelvic (배와 골반 둘레들의 비율), Axillary_Waist (겨드랑이와 배 둘레들의 비율), Chest_Waist (가슴과 배 둘레들의 비율), Rib_Waist (늑골과 배 둘레들의 비율), Axillary_Rib (겨드랑이와 늑골 둘레들의 비율), Chest_Rib (가슴과 늑골 둘레들의 비율), Axillary_Chest (겨드랑이와 가슴 둘레들의 비율), WHtR (몸무게와 키와의 비율)로 구성되었다. 고혈압 기준으로는 systolic blood pressure (SBP) >139 (mmHg) 또는 diastolic blood pressure (DBP) >89 (mmHg)이며, 정상인의 SBP 범위는 90-140 또는 DBP 범위 60-90에 해당한다.

2.2 머신러닝 및 wrapper 기반 변수선택 방법

본 실험은 Waikato Environment for Knowledge Analysis 데이터 마이닝 툴(Weka)을 이용하여 수행하였다. 여러 모델들의 성능비교와 신뢰도를 높이기 위하여 k -nearest neighbor algorithm (k -NN), 트리기반의 C4.5 의사결정 트리 (J48), 및 Support Vector Machine (libSVM)을 이용하여 분류 실험을 수행하였다. 또한 진단모델에 대한 콤팩트화 및 최적화에 대한 기술을 적용하고 고혈압 진단 성능을 증가시키기 위하

여 wrapper 기반 변수선택 기술을 적용하였다. 3가지 머신러닝들에서 튜닝 파라미터들은 기본옵션을 선택하여 수행하였다.

III. 모델생성 및 평가

그림 1은 고혈압 진단모델의 생성 단계를 나타낸다. 진단모델은 크게 3단계로 구성된다. 첫째, 전처리 단계는 원시데이터를 정제하는 과정으로써, missing data, outlier 등을 걸러내고 데이터에 standardization 및 discretization을 적용한다. 두 번째 단계에서는 3개의 machine learning을 이용하여 wrapper 기반 변수 선택을 수행한 후, 각 machine learning별 선택된 변수들의 리스트를 제공한다. 마지막 단계에서는 이전 단계에서 제공된 각 리스트들을 이용하여 각 machine learning에서 최종 모델을 생성한 후 테스트를 거친다.

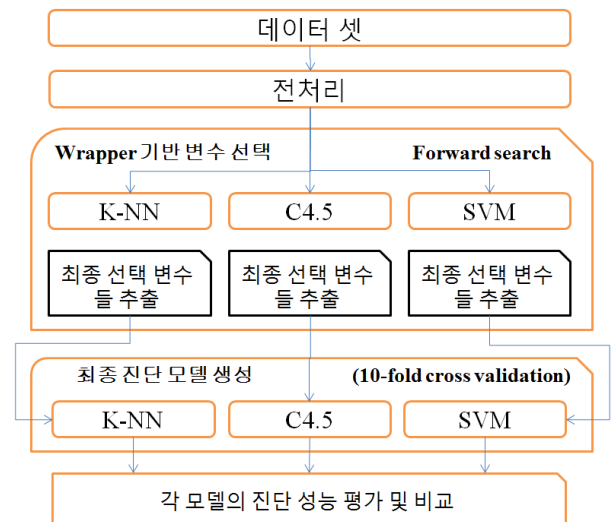


그림 1. 고혈압 진단모델의 생성 순서

그림 2는 Matthews correlation coefficient (MCC)와 area under the receiver operating characteristic curve (AUC)를 이용하여 각 machine learning에 의해 생성된 모델들의 진단 성능을 보여준다. 세 가지 machine learning들은 모두 유사한 정확도를 나타내었으나, k -NN을 이용한 진단모델이 약간 더 우수한 성능을 보였다 (MCC=0.398, AUC=0.711). 각 진단모델들의 세부적인 성능평가는 표 1에 나타내었다. 최종모델에 사용된 인덱스들로는 AxillaryC, WaistC, Chest_Rib, Axillary_Chest, 및 WHtR가 SVM에서 적용되었다. k -NN 모델에는 AxillaryC, PelvicC, HipC, Chest_Rib, Axillary_Chest, 및 WHtR이 적용되었으며,

C4.5 모델에는 AxillaryC, HipC, Chest_Waist, Chest_Rib, Axillary_Chest, 및 WHtR이 적용되었다.

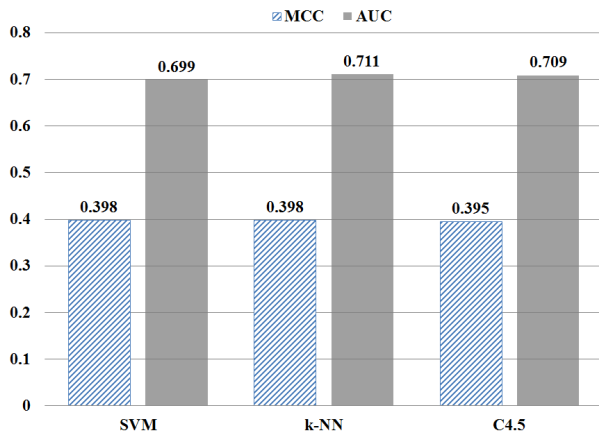


그림 2. MCC와 AUC를 이용한 각 모델들의 성능평가

표 1. 각 모델별 세부적인 진단 성능 (Sen.: sensitivity, 1-Spe.: 1-specificity, Pre.: precision, F-Me.: F-Measure)

	Class	Sen.	1-Spe.	Pre.	F-Me
SVM	고혈압	0.678	0.28	0.708	0.692
	정상	0.72	0.322	0.691	0.705
k-NN	고혈압	0.697	0.299	0.7	0.699
	정상	0.701	0.303	0.698	0.7
C4.5	고혈압	0.694	0.299	0.699	0.696
	정상	0.701	0.306	0.696	0.698

IV. 결론 및 향후 연구 방향

인간의 체형과 각종 질병과의 연성성에 대한 연구는 동서양 양쪽에서 매우 오랫동안 진행되어져 왔다. 본 연구에서는 다양한 질병들의 예측자 및 인덱스로 사용되고 있는 인체측정정보를 이용하여 고혈압을 진단할 수 있는 모델을 생성하고 진단성능을 평가하였다. 인덱스 각각에 대한 성능을 평가한 기존 연구들과는 다르게 본 연구에서는 많은 인덱스들에 대하여 wrapper 기반 변수 선택 기법을 이용하여 보다 정확하고 컴팩트한 모델을 생성하였다. 본 모델들의 진단 정확도는 의료용으로의 사용으로는 아직 부정확한 실정이다. 그러나 이러한 진단모델 생성에 대한 방법은 향후 원격 의료 및 u-healthcare 장비로의 적용에 대한 실마리를 제공할수 있다고 판단된다.

Acknowledgment

*교신저자. 이 논문은 2012년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 수행된 연구임(No.2006-2005173).

참고문헌

- [1] Berber A 외, "Anthropometric indexes in the prediction of type 2 diabetes mellitus, hypertension and dyslipidaemia in a Mexican population", International Journal of Obesity and Related Metabolic Disorders, 제25권, 제12호, pp. 1794-1799, 2001.
- [2] Guagnano MT 외, "Large waist circumference and risk of hypertension", International Journal of Obesity and Related Metabolic Disorders, 제25권, 제9호, pp. 1360-1364, 2001.
- [3] Ho SC 외, "Association between simple anthropometric indices and cardiovascular risk factors", International Journal of Obesity and Related Metabolic Disorders, 제25권, 제11호, pp. 1689-1697, 2001.
- [4] Kaur P 외, "A comparison of anthropometric indices for predicting hypertension and type 2 diabetes in a male industrial population of Chennai, South India", Ethnicity & disease, 제8권, 제1호, pp. 31-36, 2008.
- [5] Wang Z 외, "Anthropometric indices and their relationship with diabetes, hypertension and dyslipidemia in Australian Aboriginal people and Torres Strait Islanders", European Journal of Preventive Cardiology, 제14권, 제2호, pp. 172-178, 2007.
- [6] Tuan NT 외, "Prediction of hypertension by different anthropometric indices in adults: the change in estimate approach" Public Health Nutrition, 제13권, 제5호, pp. 639-646, 2009.
- [7] Mohan V 외, "Is central obesity a better discriminator of the risk of hypertension than body mass index in ethnically diverse populations?", Journal of Hypertension, 제26권, 제2호. pp. 169-177, 2008.
- [8] Ian H, Data Mining: Practical Machine Learning Tools and Techniques. 2nd ed. San Francisco: Morgan Kaufmann, 2005.

비만 위험군의 체형 특징에 따른 대사증후군에 대한 발병률 연구

*남지호, 구분초
한국한의학연구원 한의의료기술연구그룹
e-mail : jiho0803@kiom.re.kr, secondmoon@kiom.re.kr

Study for Prevalence of Metabolic Syndrome in the Obesity Risk Group in Accordance with
Body Characteristics

*Ji-Ho Nam, Boncho Ku
KM Health Technology Research Group
Korea Institute of Oriental Medicine

II. 본론

Abstract

In this study, cluster analysis and logistic regression analysis was performed to investigate prevalence of metabolic syndrome in the obesity risk group in accordance with body characteristics. As a result, there was difference in the prevalence of metabolic syndrome according to the clustering results.

I. 서론

일반적으로 체중이 증가하는 경우, 살이 찌는 부위는 사람마다 차이를 보인다. 이러한 체형의 형태로 인해 대사성 질환의 발병률의 차이가 나타날 것으로 보인다.

본 논문에서는 대한민국 중·장년층 가운데 비만 위험도가 높은 인구집단(비만군 제외)에 대해 체형과 심혈관계 질환(cardiovascular disease: CVD) 위험요인인 대사성 증후군(metabolic syndrome)과의 연관성[3,4]을 알아보려고 한다.

2.1 군집분석

한국한의학연구원 체질정보은행(Korea Constitutional Multicenter Bank)에 축적된 표본 중 코호트(Cohort) 연구기관에서 수집한 표본과 한방의료 기관에서 수집한 표본을 사용하였다. 남성 2,260명, 여성 2,637명이고 나이는 48세 이상이며 BMI는 23.0 이상 27.5 이하인 남녀의 8부위 [1](이마, 목, 겨드랑이, 가슴, 늑골, 허리, 골반, 둔부) 둘레변수와 이 둘레변수들로 조합한 28개의 비율변수, 총36개 체형관련 변수들로 남녀별 군집분석(k-means clustering)을 하였다. 이 분석을 통해 비만 위험군에서 나타나는 체형에 따른 군집의 특성을 파악하였다.

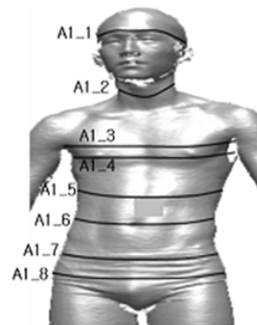


그림 1. 8부위 측정

표 1. 성별에 따른 군집 별 체형변수의 패턴

Body measures		Cluster 1	Cluster 2	Cluster 3
		Low	High	Medium
Body fat indicators	NC	Low	High	Medium
	WC	Medium	High	Low
	HC	Medium	High	Low
Lower/Upper ratio	87/83	High	Medium	Low
	87/84	High	Medium	Low
	87/85	High	Medium	Low
	88/83	High	Medium	Low
	88/84	High	Medium	Low
	88/85	High	Low	Low
Lower/Center ratio	87/86	High	Low	Medium
	88/86	High	Low	High
Center/Upper ratio	86/83	Medium	High	Low
	86/84	Medium	High	Low
	86/85	High	High	Low
Body fat indicators	NC	Medium	High	Low
	WC	High	Medium	Low
	HC	High	Low	Medium
Lower/Upper ratio	87/83	High	Low	Medium
	87/84	Medium	Low	High
	87/85	Medium	Low	High
	88/83	Medium	Low	High
	88/84	Medium	Low	High
	88/85	Medium	Low	High
Lower/Center ratio	87/86	Low	Low	High
	88/86	Low	Medium	High
Center/Upper ratio	86/83	High	Medium	Low
	86/84	High	Low	Medium
	86/85	High	Low	Medium

군집별 패턴을 보면 남성 cluster 1과 여성 cluster 3 (상체보다 하체가 발달한 집단), 남성 cluster 2와 여성 cluster 1(복부가 발달한 집단), 남성 cluster 3과 여성 cluster 2(하체에 비해 상체가 발달한 집단)가 유사한 특징을 보이므로 이들 군집을 동일한 집단으로 묶은 후 성별을 통제하여, 인구집단 전반에서 이러한 체형 특성과 대사증후군과의 연관성을 살펴볼 수 있겠다.

2.2 대사증후군과 군집변수 간 연관성 분석

위 군집분석의 결과로부터 정의한 군집과 대사증후군 간 연관성 분석을 실시한다. 획득한 자료에서 결측치가 포함되어 있는 경우와 CVD 위험요인 치료를 받거나 관련 약물을 복용하고 있는 대상자는 분석에서 제외 하였다. 최종적으로 남성 880명, 여성 846명을 분석에 사용하였다.

대사증후군의 기준은 다음과 같다.[2]
 ① 복부비만: 허리둘레 남성 102cm(동양인 90cm), 여성 88cm(동양인 80cm) 이상

- ② 중성지방: 150mg/dl 이상
- ③ 고밀도 콜레스테롤: 남성 40mg/dl, 여성 50mg/dl미만
- ④ 공복 혈당: 110mg/dl 이상 또는 당뇨병 치료 중
- ⑤ 혈압: 수축기 130mmHg 이상 또는 이완기 85 이상 가운데 3가지 이상이면 대사증후군이다.

표 2. 로지스틱 회귀모형을 이용한 성별에 따른 대사증후군 발병에 대한 군집변수의 odds ratio 추정 결과

		Male		
		OR(95% CI)	p-value	p(H-L)
Model 1	$\hat{\theta}_{21}$	3.23 (2.2-4.72)	<0.0001	1.000
	$\hat{\theta}_{31}$	1.06 (0.71-1.57)	0.7773	
Model 2	$\hat{\theta}_{21}$	2.71 (1.81-4.04)	<0.0001	0.085
	$\hat{\theta}_{31}$	0.95 (0.64-1.42)	0.8030	
Model 3	$\hat{\theta}_{21}$	2.59 (1.73-3.88)	<0.0001	0.950
	$\hat{\theta}_{31}$	0.88 (0.59-1.33)	0.5471	
Model 4	$\hat{\theta}_{21}$	1.67 (1.08-2.58)	<0.05	0.115
	$\hat{\theta}_{31}$	0.89 (0.58-1.36)	0.5871	

		Female		
		OR(95% CI)	p-value	p(H-L)
Model 1	$\hat{\theta}_{21}$	3.33 (2.34-4.72)	<0.0001	1.000
	$\hat{\theta}_{31}$	3.59 (2.5-5.14)	<0.0001	
Model 2	$\hat{\theta}_{21}$	2.95 (2.06-4.22)	<0.0001	0.782
	$\hat{\theta}_{31}$	3.11 (2.14-4.52)	<0.0001	
Model 3	$\hat{\theta}_{21}$	2.96 (2.06-4.24)	<0.0001	0.782
	$\hat{\theta}_{31}$	3.11 (2.14-4.52)	<0.0001	
Model 4	$\hat{\theta}_{21}$	2.8 (1.85-4.24)	<0.0001	0.359
	$\hat{\theta}_{31}$	3.04 (2.06-4.48)	<0.0001	

(reference : Cluster 1,
 Model 1: crude, Model 2: cluster+site,
 Model 3: cluster+site+smoking+drinking,
 Model 4: cluster+site+smoking+drinking+age
 BMI+BFM)

남성 crude 모형의 경우, Cluster 1에 대한 대사증후군 발병 odds에 비해 Cluster 2에 대한 발병 odds가 높게 나타났지만, Cluster 3과는 큰 차이를 보이지 않는다. 하지만 Cluster 2와의 차이 역시 혼란변수를 통제할 때 그 유의성이 점점 낮아지는 현상을 보이고 있다. 여성의 경우, 모든 모형에서 Cluster 1에 비해 대사증후군 발병에 대한 Cluster 2와 Cluster 3의 odds가 매우 유의하게 나타났다. 특히 Model 4에서 Cluster 2

에 비해 Cluster 3의 고지혈증 발병 odds가 더 높게 나타났는데, 이는 전체적인 비만 정도와는 무관하게 상체에 지방이 몰려 있는 경우 대사증후군의 발병비율이 높게 나타남을 의미한다. Model 4에서 추정된 odds ratio를 살펴보면 상체보다 하체가 발달한 집단인 Cluster 1의 고지혈증 발병 odds에 비해, 하체보다 상체가 발달한 집단인 Cluster 3의 발병 odds가 3.04배 높았다. 그리고 복부가 발달한 집단인 Cluster 2의 발병 odds 역시 Cluster 1에 비해 2.8배 높았다.

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문을 통해 비만 위험도가 높은 인구집단 내에서 체형의 형태에 따라 대사 증후군의 발병률의 차이가 있음을 알 수 있었고, 특히 여성에게서 그 특징이 뚜렷하게 나타났다. 본 논문의 결과는 향후 한국한의 학연구원에서 개발 중인 사상체질 진단 툴[5]의 건강 관련 표현형 연구에 활용될 수 있을 것으로 기대된다.

IV. 감사의 글

이 논문은 2012년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 수행된 연구임(No.2006-2005173).

참고문헌

- [1] 김종원, 전수형, 설유경, 김규곤, 이의주. 신체계측법을 이용한 사상체질별 성별 체형연구. 사상체질 의학회지 2006;18(1):54-61
- [2] The IDF consensus worldwide definition of the metabolic syndrome.
- [3] Park SH, Choi SJ, Lee KS, Park HY. Waist circumference and waist-to-height ratio as predictors of cardiovascular disease risk in Korean adults. *Circ J.* 2009;73(9):1643-50.
- [4] de Koning L, Merchant AT, Pogue J, Anand SS. Waist circumference and waist-to-hip ratio as predictors of cardiovascular events: meta-regression analysis of prospective studies. *Eur Heart J.* 2007;28(7):850-6.
- [5] Do JH, Jang E, Ku B, Jang JS, Kim H, Kim JY: Development of an Integrated Sasang Constitution Diagnosis Method using Face, Body Shape, Voice, and Questionnaire Information.

맥파 특성에 따른 건강 수준 평가 예비 연구: 고령 태음인 여성을 중심으로

김재욱*, 구본초, 김영민, 배장한, 전영주, 김근호, 김종열
한국한의학연구원

*correspondence : jaeukkim@kiom.re.kr

Feasibility study of health status evaluation by radial pulse characteristics: analysis on elderly Taeum females

Jaeuk U. Kim*, Boncho Ku, Young-Min Kim, Jang-Han Bae, Young Ju Jeon, Keun Ho Kim, Jong Yeol Kim
Korea Institute of Oriental Medicine

Abstract

Pulse diagnosis is an important diagnostic method in traditional medicine to examine a patient's health conditions. In this work, we investigate radial pulse characteristics which are effective in distinguishing health subjects from unhealthy subjects in Taeum type people in Sasang constitutional medicine. For this purpose, we measured tonometric pulse characteristics in the left Gwan location for 71 volunteering Taeum type subjects and compared the mean differences of the pulse variables. As a result, several pulse variables including pulse rate, pulse power, and pulse depth index were found significantly different between health and unhealthy Taeum groups. All these changes were indicative of enhanced cardiac load as the health status became worse.

I. 서론

맥진(脈診)은 한의학에서 환자의 건강상태를 판단하기 위해 사용하는 대표적인 진단 방법이다. 맥진을 현대화하기 위해서는 압맥파(壓脈波) 측정 센서, 환자의 팔을 거치하고 센서를 요골동맥에 위치시켜 가압하는 가압 기구부, 그리고 측정된 압맥파의 분석을 위한 압

맥파 분석 알고리즘의 개발이 필요하다 [1]. 압맥파 분석 알고리즘 개발을 위해 압맥파의 공학적인 해석이 필요하고, 이는 맥의 빠르기, 혈류 진행 방향의 길이, 혈관 너비 방향의 맥 너비, 맥의 세기, 맥의 깊이, 혈관 경직도, 맥 파형 등의 기초 물리 변수들에 기반될 수 있다 [2].

압맥파 분석을 위해, 위와 같은 기초 물리량들의 특성들을 조합하여 전통적인 맥파 분류 방법인 28 맥상(脈象)의 현대적 분류 알고리즘을 개발하는 방향과 [3-5], 특정 질환 또는 병증 시에 나타나는 기초 물리량들의 유의미한 변이의 해석에 기반한 질환별 또는 병증별 압맥파 패턴에 기반한 알고리즘의 개발이 고려될 수 있다.

본 논문에서는 타 전통의학과 차별화되는 한국 전통의 사상의학 체계 내에서, 압맥파의 유의미한 변이량의 가능성을 타진하고자 한다. 이를 위해, 고령의 태음인 여성들에 대해 건강(健康) 또는 불건강(不健康)으로 한 의사가 판단하고 건강군과 불건강군의 압맥파 추출 변수들의 평균 차이 검증을 하고자 한다.

II. 연구방법

본 연구를 위해 인지 장애가 없고 자가 생활이 가능한 50대 이상 고령 태음인 71명을 대상으로 건강수준을 판단하였다. 피험자의 체질 정보는 한국한의학연구원서 개발한 사상체질분석툴(SCAT ver 1.0)을 사용하여 획득하였다 [6]. 피험자의 건강수준 진단을 위해 임상경력 5년 이상의 임상경험이 있는 한의사 2인이

독립적으로 진단하여 그 평균을 취하였다.

맥과 측정을 위해 한국한의학연구원에서 자체 개발한 맥과 측정 장치를 이용하여, 피험자의 좌측 관(關)부위 압맥과 신호를 측정하였다 (그림 1) [7]. 분석에 사용된 압맥과 변수는 표 1과 같다. 여기서 PSD는 에너지 스펙트럼 밀도(power spectral density)를 나타낸다.



그림 1. 맥과 측정 장치 및 측정 모습

분석을 위해 SPSS 14.0(SPSS Inc., USA)를 활용하였으며, 건강군과 불건강군 압맥과의 차이를 보기위해, 분석변수가 정규분포를 따르는 경우 독립 두 표본 t-검정, 그렇지 않은 경우 비모수적인 검정인 Mann-Whitney U test을 수행하였다.

변수 특성	변수	설명
시계열 맥과형 변수	HR	맥박수
	PP	압맥과 크기
	h4	이완기 시작 맥과 높이
	t4	이완기 시작 시각
	As	수축기 맥과 면적
	Ad	이완기 맥과 면적
가압력 기반 변수	PDI	맥심 지수
	PVI	맥체 지수
	PPW_PV_avg	가압 변위에 대한 맥과 높이 평균
푸리에 공간 (FT) 변수	PSD(w2)	2 nd 배음 주파수에서 PSD
	PSD(w3)	3 rd 배음 주파수에서 PSD
	PSD(w4)	4 th 배음 주파수에서 PSD
	PSD(w5)	5 th 배음 주파수에서 PSD
	PSD(w6)	6 th 배음 주파수에서 PSD
	PSD(w7)	7 th 배음 주파수에서 PSD

표 1. 압맥과 변수

III. 결과 및 결론

참여 피험자의 건강수준 분석 결과 전체 71명의 분석 태음인 중 18명이 건강군, 그리고 53명이 불건강군으로 분류되었다. 그 결과, 불건강한 태음인 군이 건강한 태음인 군에 비해 맥박동수(HR), 수축기시간(t4), 맥의 깊이(R_PDI)가 유의미하게 증가하였으며, 맥체지수(PVI), 이완기 면적(Ad), 고배음 주파수에서의 에너지 밀도(PSD(w6), PSD(w7))가 유의미하게 감소하였다(표 2).

TE	unhealthy(n=53)	healthy(n=18)	p-value (t)	p-value (M-W)
HR*	69.547 (8.731)	64.917 (5.872)	0.040	
PP	3.298 (0.715)	3.045 (0.645)	0.187	
h4	0.42 (0.077)	0.448 (0.071)	0.169	
t4*	0.292 (0.030)	0.275 (0.021)	0.034	
PDI	5.081 (1.398)	4.737 (1.013)	0.341	
PVI*	3.096 (1.197)	3.544 (1.128)		0.046
PPW_PV_avg	2.202 (0.493)	1.983 (0.365)	0.090	
As	41.549 (3.696)	39.8 (3.906)	0.092	
Ad*	17.169 (3.405)	19.894 (2.215)	0.002	
PSD(w2)	0.261 (0.044)	0.258 (0.067)		0.413
PSD(w3)	0.097 (0.041)	0.114 (0.060)		0.459
PSD(w4)	0.015 (0.011)	0.022 (0.017)		0.146
PSD(w5)	0.012 (0.007)	0.014 (0.009)		0.602
PSD(w6)*	0.009 (0.006)	0.012 (0.006)		0.020
PSD(w7)*	0.003 (0.003)	0.005 (0.004)		0.024

표 2. 건강 피험자군과 불건강 피험자군에 대한 평균 차이 검증 결과 (평균(표준편차), *:p-value < 0.05).

맥박동수와 수축기 시간의 증가와 이완기 면적이 감소하는 경향은 공통적으로 혈순환계의 기능저하를 보상하기 위한 심부하 증가와 연관된 맥과 특성으로 보인다. 이 결과 맥이 유력해지면서 외부 압력에 저항하는 힘이 세지기 때문에 맥심지수의 증가(맥이 깊어짐)를 동반하는 것으로 추측된다. 고배음 주파수에서의 에너지 밀도가 유의미하게 증가하였는데, 이는 Huang 등의 결과와 같은 양상을 보인 것이다 [8]. Huang 등의 연구에서는 심계항진 환자군에 있어 고배음 주파수(4, 5, 6번째 배음 주파수)들에서 정상군에 비해 에너지밀도가 유의미하게 감소한 결과를 보였다.

결론적으로, 고령의 여성 태음인이 건강이 나빠진 경우, 압맥과의 유의미한 변화가 관찰되었는데, 공통적으로 혈순환계의 기능저하를 보상하기 위한 심부하 증가로 해석이 가능하다.

감사의 글

본 연구는 지식경제부 오감형 한방 진단/치료 콘텐츠 개발 과제(10028438)와 생체장·설 기반 기혈 상태 측정 장치 개발 과제(K13260)의 지원을 받아 수행된 연구임.

참고문헌

- [1] 김종열 외,, 맥진기의 문제점과 개선방안에 대한 연구, 대한한의진단학회지, 3, 28-36, 1998.
- [2] Z. F. Fei, Contemporary Sphygmology in Traditional Chinese Medicine, People's Medical Publishing House, Beijing, China, 2003.
- [3] 김재욱 외, 맥진 알고리즘 향상 및 임상연구 적용, 정보 및 제어 학술대회 논문집, 93, 2009.
- [4] J. U. Kim et al., Novel Diagnostic Model for the Deficient and Excess Pulse Qualities, Evidence-Based Complementary and Alternative Medicine, vol. 2012, Article ID 563958, 11 pages, 2012.
- [5] J. U. Kim et al., Novel diagnostic algorithm for the floating and sunken pulse qualities and its clinical test, Evidence-Based Complementary and Alternative Medicine, vol. 2011, Article ID 813427, 10 pages, 2011.
- [6] J.-H. Do, et al, Development of an integrated Sasang constitution diagnosis method using face, body shape, voice, and questionnaire information, BMC Complement Altern Med, vol. 12, no. 1, Article ID 85, 9 pages, 2012.
- [7] 배장한 외, 연속 가압방식의 맥파 측정방법을 위한 시작점 검출 알고리즘 개발, 전자공학회논문지, 49 권, 46-54, 2012.
- [8] Huang C-M, et al., Developing the Effective Method of Spectral Harmonic Energy Ratio to Analyze the Arterial Pulse Spectrum, Evidence-Based Complementary and Alternative Medicine. vol. 2011, Article ID 342462, 7 pages, 2011.

FastSLAM의 성능 향상을 위한 적응적 가중치 보정 기법

*이승환,**조영조,*이범희
*서울대학교 전기정보공학부
**한국 전자 통신 연구원

e-mail : *leeyiri1@snu.ac.kr, youngjo@etri.re.kr, bhlee@snu.ac.kr*

Adaptive Weight Compensation Technique for Improved FastSLAM

*Seung-Hwan Lee

Department of Electrical and Computer Engineering, Seoul National Univ.

**Young Jo Cho

Intelligent Robot Research Division, ETRI.

*Beom-Hee Lee

Department of Electrical and Computer Engineering, Seoul National Univ.

Abstract

This paper presents an improved FastSLAM using adaptive weight compensation technique while considering particles geometrically. Expectation and maximization, called EM, are iteratively operated for particles to form two groups. Also, particles to be compensated are selected in accordance with difference between the mean of all weights and their weight and characteristics of group that they involved. After that, their weights are adaptively compensated by taking the weighted mean of their weight and nearest one's weight. The proposed approach showed substantial improvement on the simulation while comparing to FastSLAM 2.0 and our previous work.

I. 서론

Simultaneous Localization and Mapping (SLAM)은 자신의 위치 인식 및 주변 환경 인식 기술로 이동 로봇이 지녀야 할 기본적이고 중요한 기술 중 하나이다

[1]. 확장형 칼만필터(extended Kalman filter)를 이용한 SLAM은 SLAM 문제를 풀기 위한 방법 중 가장 오래되고 유명한 방법이다. 하지만 이 방법은 칼만필터의 단일 가설 데이터 조합 (single hypothesis data association) 특성을 가지고, 특징점(feature) 개수에 따라 이차의 계산 복잡성(quadratic computational complexity)을 가지는 단점을 가진다[2]. 이를 극복하기 위해 Murphy[3] 는 Rao-Blackwellized particle filter(RBPF)를 SLAM 문제에 적용시켰다. Rao-Blackwellized particle filter의 각각의 파티클들은 단일 가설 데이터 조합 특성을 가지며, 그들이 모여 다중 가설 데이터 조합 특성을 가지게 되었다. 또한 특징점 개수에 선형적으로 비례하여 계산량적인 측면에서 향상을 가져왔다. Montemerlo[4]은 RBPF-SLAM을 개선하여 FastSLAM(Factored Solution to the SLAM)을 제안하였다. FastSLAM을 로봇의 이동과정이 주어졌을 경우, 로봇의 이동 부분과 지도부분을 독립적으로 추정한다. 하지만 시간이 흐름에 따라 파티클 고갈 문제(particle depletion problem)이 발생하고, 이를 해결하기 위한 노력이 필요하다.

Kim[5]과 Kwak[6]등은 문제 해결을 위해 FastSLAM의 리샘플링 파트에 기하학적 정보를 융합하였다. 하지만 파티클들의 가중치 할당에 있어서 생기는 문제는 완전히 해결 할 수 없었다. Giorgio Grisetti등[7]은 측정치(measurement)가 로봇움직임

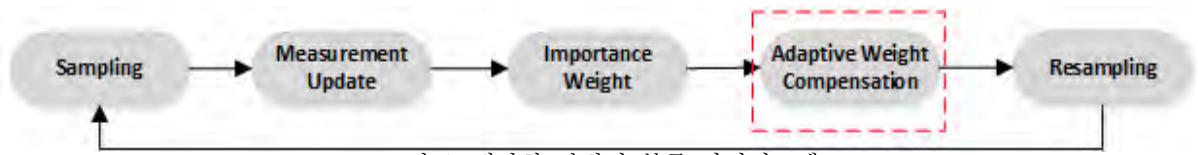


그림 1. 제안한 방법의 블록 다이어그램

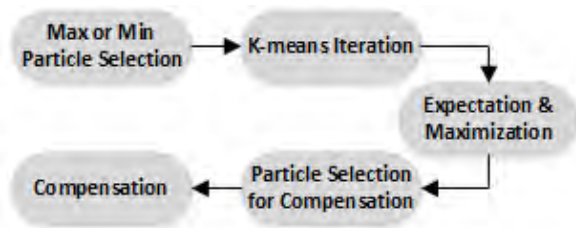


그림 2. 파티클 가중치 보상과정

(motion)에 비해 정확할 경우 측정치에 비중을 더 두어 가중치 연산을 더욱 정확히 계산하였다. 하지만 closed form으로 표현하기 위해 둔 가정(assumption)에 의해 발생하는 에러는 복구할 수 없었다. G. Zhu[8]와 W. Jiang[9]은 가중치를 더 정확히 연산하기 위해 파티클들 사이 기하학적 관계를 적용하였고, support vector regression(SVR)이 이용되었다. 하지만, SVR에 의해 추정되는 사후확률(posterior probability)이 회귀(regression)되면서 중요한 존재인 가장 높은 가중치와 가장 낮은 가중치를 가진 파티클이 노이즈로 인식되어 버리는 단점이 존재하였다.

본 논문의 이전연구[10]에서 FastSLAM 기본적인 틀을 유지하였고, 불완전하게 할당된 파티클들의 가중치를 파티클사이 기하학적인 측면을 고려하여 경험적으로(heuristically) 접근하여 보정하였다. 본 논문에서는 이전연구를 기반으로 불완전하게 할당된 가중치를 가장 가까운 파티클의 가중치와 가중평균을 취하여 적용적으로 보정하였다[그림 1]. 이를 통해 더욱 정확한 사후 확률 분포를 추정하고, 리샘플링동안 잘못된 파티클 제거를 막는 것을 목표로 한다.

2장에서는 문제점 및 해결을 위한 제안한 방법을 기술 하였고, 3장에서는 비교를 통한 성능 평가가 이루어졌다. 종합적인 결론은 4장에 기술된다.

II. 본론

2.1 파티클고갈 문제

FastSLAM의 다중 가설 기반 접근방식은 하나의 파

티클이 타겟 추정이 실패하여도 나머지 파티클에 의해 타겟 추정에 성공할 수 있음을 가정하고 있다. 이때 실패한 파티클은 리샘플링 과정에 제거되게 된다. 타겟 추정의 성공과 실패는 파티클이 가진 가중치에 의해 결정되고, 시간 t에서 m번째 파티클의 가중치는 다음과 같이 계산된다.

$$w_t^{[m]} = \frac{\exp\left\{-\frac{1}{2}(z - \hat{z}^{[m]})^T L_t^{-1}(z - \hat{z}^{[m]})\right\}}{\sqrt{|2\pi L_t|}} \quad (1)$$

L_t 는 파티클이 가진 불확실성을 의미하고, $z - \hat{z}^{[m]}$ 는 이노베이션(innovation)을 의미한다. 이 가중치에서 타겟의 분포는 제대로 추정되기 어렵고, closed form을 위한 가정이 포함되어 정확한 가중치를 추정하기 어렵다.

2.2 적응적 가중치 보정 기법

본 논문에서는 추가적인 가중치 보상을 위해 가중치를 다음과 같이 정의하였다.

$$w_t^{[m]} = \frac{\exp\left\{-\frac{1}{2}(z - \hat{z}^{[m]})^T L_t^{-1}(z - \hat{z}^{[m]})\right\}}{\sqrt{|2\pi L_t|}} + wc_t^{[m]} \quad (2)$$

$wc_t^{[m]}$ 은 파티클 보상과정 즉 후처리를 통해 얻어지며, 파티클들 사이 기하학적인 위치 및 파티클이 가진 가중치값을 통해 얻어진다. 파티클들의 가중치 보상과정은 [그림 2]와 같다. 먼저 FastSLAM의 가중치 연산 후, 최대 또는 최소 가중치를 가진 두 개의 파티클을 선택한다. 두 개의 파티클의 기하학적 위치는 추정될 파라미터의 초기값으로 이용되며, 파라미터 θ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\theta = \{\mu_1, \mu_2, \sigma_1, \sigma_2, \pi\} \quad (3)$$

이 파라미터는 기대화(expectation) 및 최대화(maximization)의 반복을 통해 수렴되며, k-means 방법은 이 반복의 수렴속도 향상을 위해 사용된다. 즉, 수렴된 파라미터 θ 는 최대 또는 최소 가중치를 가진 파티클과 나머지 파티클 사이 기하학적 관계를 통해 얻어진다. 이를 통해 $\{\mu_1, \sigma_1\}$ 는 타겟의 존재가능성이 아주 큰 영역을 의미하게 되고, $\{\mu_2, \sigma_2\}$ 는 타겟의 존재가능성이 희박한 영역을 의미한다. 이들 영역내에 파티클이

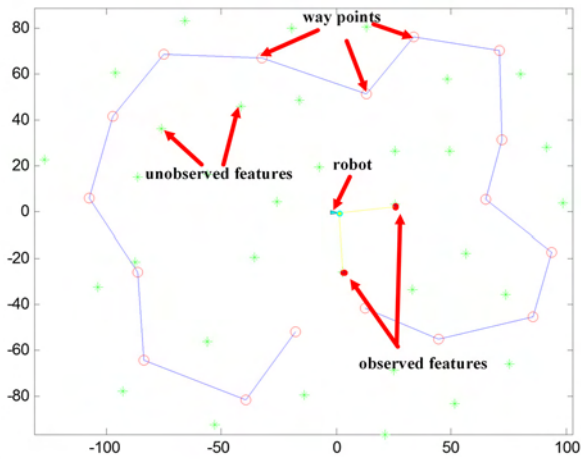


그림 3. 시뮬레이션 환경

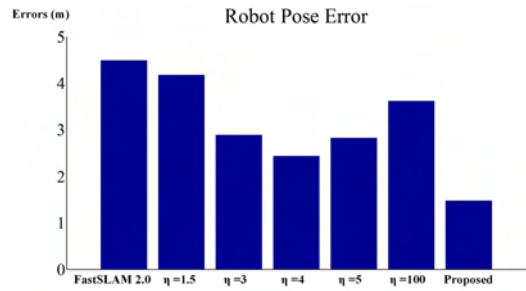
영역의 의미와 달리 각각 낮은 가중치를 가지며 존재하거나, 높은 가중치를 가지며 존재할 경우 그 파티클에 대한 보상 가중치 $wc_t^{[m]}$ 는 다음과 같이 업데이트된다.

$$wc_t^{[m]} = \left\{ \frac{w_t^{[m]} + 2w_t^{[n]}}{3} \right\} \quad (4)$$

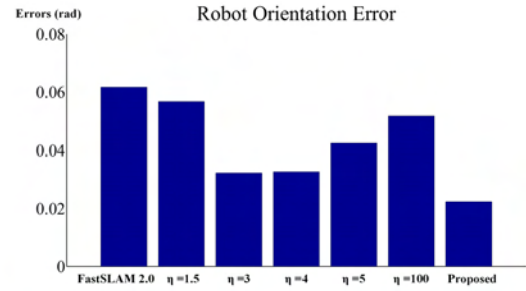
n 는 같은 영역 내에서 m 에 가장 가까운 파티클의 인덱스를 의미한다. 따라서 잘못된 영역 내에 존재하는 파티클들의 가중치는 (4)를 이용하여 적응적으로 보상되어 진다.

III. 성능 평가

성능 평가를 위해 FastSLAM 2.0 및 이전연구가 비교를 위한 방법으로 이용되었다. 시뮬레이션은 Tim Bailey에 의해 작성된 시뮬레이터[11]가 이용되었고 [그림 3]에 나타내었다. 시뮬레이션의 파티클은 100개가 사용되었고, 로봇은 3m/s의 속도로 이동함을 가정하였다. 비교를 위한 이전연구 방법에서 보상을 위한 요소 η 는 다양한 값이 적용되었다. [그림 4]의 실험 결과로부터 알 수 있듯이 로봇의 위치 및 각도 그리고 지도 작성 오차가 기존의 FastSLAM 2.0, 그리고 이전연구의 결과보다 줄어들었음을 알 수 있었다. 이는 파티클들의 가중치가 매 시간 적응적으로 적절히 보상되어지고 있는 증거이며, 이를 통해 리샘플링시 잘못된 파티클의 제거가 줄어들었음을 또한 유추할 수 있다. 이전연구에서 미리 정해둔 값, η 에 의한 보상에 비해 파티클 근처에서 비교적 정확히 할당된 파티클과의 가중 평균을 통해 값을 미리 선정해두지 않고도 훨씬 더 향상된 결과를 보였다.



(a) 로봇 위치 오차



(b) 로봇 각도 오차



(c) 지도 환경 오차

그림 4. 시뮬레이션 결과

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 Rao-Blackwellized 파티클 필터 기반 SLAM 중 FastSLAM 방법의 향상을 위해 파티클 적응적 가중치 보정 기법을 소개하였다. 이전 연구의 η 를 통한 일정한 파티클 가중치 보정 방법과 달리 그룹내 가장 가까운 파티클과의 가중평균을 통해 적응적으로 파티클의 가중치를 보정하였다. 시뮬레이션상에서 FastSLAM 2.0 그리고 이전 연구 방법과의 비교를 통해 본 논문에서 제안한 방법의 성능을 검증하였다. 향후, 이 검증된 결과를 토대로 빅토리아 공원 데이터셋과 같은 실제 환경에서 얻어진 데이터셋을 통해 검증할 예정이다.

Acknowledgements

본 연구는 BK21, 교육과학기술부 NRL 프로그램

(No.R0A-2008-000-20004-0), 지식경제부 산업원천기술개발사업(비정형 환경 대응 네트워크 기반 군집지능로봇기술 개발), 서울대학교 자동화시스템공동연구소(ASRI)의 지원으로 수행되었습니다.

봇학회 하계종합 학술대회, 2012.

[11] <http://www-personal.acfr.usyd.edu.au/tbailey/software/>

참고문헌

- [1] Thrun. S, Burgard. W, Fox. D, Probabilistic Robotics, Cambridge: The MIT Press, ISBN 0262201623, 2005.
- [2] U. Frese and G. Hirzinger, "Simultaneous localization and mapping - a discussion", In Proceeding of the International Conference on Artificial Intelligence (IJCAI), 2001.
- [3] K. Murphy, "Bayesian map learning in dynamic environments", Advanced in Neural Information Processing Systems, MIT Press, 1999.
- [4] M. Montemerlo, "FastSLAM: A factored solution to the simultaneous localization and mapping problem with unknown data association", Ph.D. dissertation, School of Computer Science, Carnegie Mellon University, Pittsburgh, PA, 2003.
- [5] I. Kim, N. Kwak, H. Lee and B. H. Lee, "Improved Particle Filter using Geometric Relation between Particles in FastSLAM", ROBOTICA, vol.27, no.6, pp.853-859, 959, 2009.
- [6] N. Kwak, G. W. Kim, and B. H. Lee, "A new compensation technique based on analysis of resampling process in FastSLAM", Robotica, vol.26, no.2, pp.205-217, 2008.
- [7] G. Grisetti, C. Stachniss, and W. Burgard, "Improved Techniques for Grid Mapping with Rao-Blackwellized Particle Filters", IEEE Transactions on Robotics 23 (1), pp. 34-46, 2007.
- [8] G. Zhu, D. Liang, Y. Liu, Q. Huang, and W. Gao, "Improving Particle Filter with Support Vector Regression for Efficient Visual Tracking", Proceedings of International Conference on Image Processing, 2005.
- [9] W. Jiang, G. Yi, Q. Zeng, "Application of proximal support vector regression to particle filter", Proceeding of IEEE International Conference on Intelligent Computing and Intelligent Systems, pp. 239-243, 2009.
- [10] 이승환 외, "Rao-Blackwellized 파티클 필터에서 SLAM을 위한 선별적 가중치 제어 기법", 한국로

군집지능로봇을 이용한 전파맵구축 방법

*임현자, 이창은, 조영조, 김성훈
한국전자통신연구원 로봇/인지융합연구부
e-mail : {rrrr27, celee, youngjo saint}@etri.re.kr

Radio Signal Mapping with Collective Intelligent Robots

*Hyun-ja Im, Chang-Eun Lee, Young-Jo Cho and Sung-Hoon Kim
Electronics Telecommunication Research Institute

Abstract

군집지능 기술의 대두와 함께 복수의 군집지능로봇 간의 통신기능의 중요성 또한 부각되고 있다. 특히, 통신 인프라가 구축되어 있지 않은 비정형 환경에서의 로봇간 통신을 구축하기 위한 연구가 활발하다. 비정형 환경에서 로봇간의 끊임없는 통신을 제공하기 위해 변화하는 전파환경의 예측이 필수적이다. 종래의 전파환경의 경우 사전작업을 통한 데이터베이스가 구축된 형태이거나 고정된 기준점과 로봇사이의 전파환경을 예측하는 것으로서 비정형 환경에서 이동하는 로봇간의 전파환경을 모델링하기 위한 방법으로 적용하기에 한계가 있었다. 본 논문에서는 실시간으로 변화하는 로봇사이의 환경을 예측하기 위하여 확장칼만필터 및 k-근접이웃 분류기를 사용한 전파맵 생성 방법을 제안한다.

I. 서론

건설, 국방, 보안, 재난, 방재 등의 분야는 복수의 군집지능 로봇을 활용하여 작업 효율성을 높일 수 있는 대표적인 분야이다. 이러한 분야는 비정형화된 작업 환경을 많이 포함하고 있어 이에 대응하기 위한 군집지능 기술의 탑재가 필수적이다. 이러한 환경에서는 기존의 통신 인프라를 사용하기 어려워 군집지능 네트워크 구축에 대한 필요성이 증가된다. 네트워크 구축을 위하여 환경의 변화에 따라 급격하게 변화하는 전파의 변화에 대응하기 위한 방안 또한 필수조건이다.

이를 해결하기 위하여 전파환경의 변화를 예측하고 로봇 간의 전파맵을 구축함으로써 로봇간의 통신단절을 미연에 예방할 수 있다. 기존의 전파신호를 이용하는 연구들은 사전작업을 통하여 전파맵을 보유하고 있거나[1] 인프라가 구비되어 있는 환경을 가정하였다. 이 경우 비정형 환경에 적용하기에 한계가 있어 펜실베니아 대학의 J.Fink[2]은 확률 기반의 신호 맵핑방법을 제안하였고 멕시코 대학의 N. Bezzo[3]은 SINR(Signal to Interference and Noise Ratio)을 고려한 로봇의 연결방안을 제안하였다. 기존에 제안된 방법은 단순히 신호가 일정 크기 이하로 떨어지지 않게 하거나 기준 위치로부터 로봇사이의 획득한 훈련데이터를 기반으로 환경을 인식하는 방법으로 이동하는 로봇간의 환경을 인식하고 전파맵을 생성하기에는 무리가 있었다.

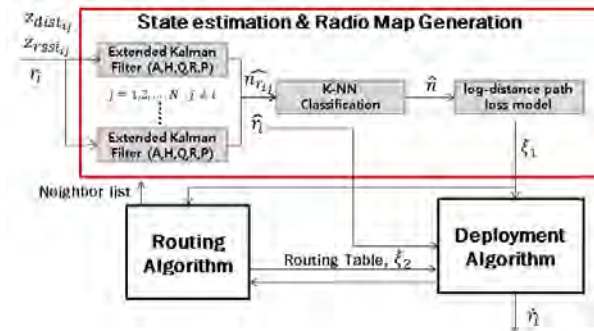
본 논문에서는 로봇간의 환경 변화를 실시간으로 예측할 수 있도록 다중 확장칼만필터를 사용한 시스템 설계 방안을 제안한다. 또한 이를 통하여 얻어진 환경 파라미터들을 기반으로 k-근접이웃 분류기를 이용하여 주변 환경을 분류하고 전파모델을 적용하여 전파맵을 생성하는 방법을 제안한다.

II. 본론

2.1 시스템 설계

군집지능 네트워크 시스템은 비정형 환경에서 군집지능 로봇간의 원활한 통신을 지원하는 것을 목표로 한다. 전체 시스템에 대한 시스템 구성도는 그림1과

같다. 시스템은 환경파라미터를 예측하기 위한 상태 추정부, 로봇간 통신가능한 범주를 나타내는 전파맵 생성부, 로봇의 배치를 통한 안정적인 통신 연결성을 제공하기 위한 로봇 배치부, 이웃노드를 선별하고 로봇간 통신의 경로를 결정하는 라우팅 알고리즘 생성부로 구성된다. 본 논문은 상태 추정부의 설계 방안과 전파맵 생성부에 대한 방법에 대하여 제안한다.



[그림 1] 시스템 구성도

2.1.1 전파 모델

전파모델은 log-distance path loss model을 사용하여 정의 한다.

$$P_{dBm} = L_0 - 10 \cdot n \cdot \log(r_i - r_j) + \epsilon$$

여기서, L_0 는 로봇간 1m 거리에서 수신된 파워, n 은 환경 파라미터, r 은 로봇의 위치, ϵ 는 Gaussian random variable의 잡음으로 정의한다.

본 논문에서는 전파환경을 분류하는 기준으로 환경 파라미터 n 을 지표로 한다. 전파환경에 따른 경로 손실 계수를 표1과 같이 분류한다.

표 1. 환경 지표

Environment	Slope Index n
Free Space	2
Urban Area	2.7 - 3.5
Shadowed Urban Area	3 - 5
Indoor LOS(Line Of Sight)	1.6-1.8
Indoor no LOS	4-6

2.1.2 상태추정부 설계

군집지능 로봇간의 상태방정식을 설계하기 위하여 상태 변수로 로봇의 위치, 속도, 그리고 환경파라미터를 정의하였다.

$$x_{k+1} = Ax_k + w_k^x$$

$$x = [r_{xi} \quad v_{xi} \quad r_{yi} \quad v_{yi} \quad r_{xj} \quad v_{xj} \quad r_{yj} \quad v_{yj} \quad n]^T$$

여기서, r 은 각 로봇의 x, y 위치, v 는 각 로봇의 x, y 속도, n 은 환경 파라미터, w 는 시스템 잡음이다.

측정치 모델은 로봇간의 상대거리와 RSSI (Received Signal Strength Indicator) 값을 입력 값으로 하여 전파모델을 기반으로 설계하였다

$$z_k = Hx_k + w_k^z, \quad z = \begin{bmatrix} dist \\ RSSI \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{(x_3^2 - x_1^2) + (x_7^2 - x_5^2)} \\ L_0 - 10 * x_9 \cdot \log\left(\frac{dist \cdot 4\pi f_c}{c}\right) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w^{z1} \\ w^{z2} \end{bmatrix}$$

여기서, $dist$ 는 로봇간의 거리를 나타내며, 로봇 사이의 RSSI값, x 는 상태변수, f_c 는 전파의 중심주파수, c 는 빛 속도, w 는 측정치 잡음을 나타낸다.

2.1.3 전파맵 생성부

비정형 환경의 경우 로봇 각각의 위치에서의 환경이 다르고, 이동하는 구간별로 환경이 수시로 변화할 수 있다. 따라서 기존의 확률 분포함수를 미리 가정하고 유추하는 접근방법은 좋은 성능을 기대하기 힘들다. 이러한 문제를 해결하기위하여 본 논문에서는 비모수적 밀도추정에 기반을 둔 K-근접이웃 분류기[4]를 이용하여 로봇 주변 환경을 정의한다.

본 논문에서는 k 가 1인 경우로 주어진 격자에 대하여 각 로봇별로 가장 가까운 데이터까지의 거리를 계산하여, 그 거리값이 가장 작은 로봇에 할당하는 분류 방법을 사용한다.이것을 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$x_{min} = \arg \min_{x_i \in X} \{d(x, x_i)\} \\ y(x) = y(x_{min})$$

여기서, x 는 지도의 격자값이고, x_i 는 추정된 로봇의 위치, d 는 격자와 로봇간의 거리를 나타낸다. 함수 y 의 출력은 해당 로봇에서 추정된 환경파라미터 값이 된다.

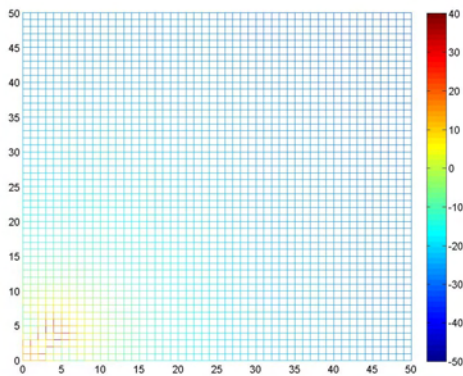
k -근접이웃 분류기를 통하여 결정된 환경파라미터 n 을 이용하여 각 격자에서의 전파세기를 유추할 수 있다. 각 격자는 자신이 속한 로봇과의 거리와 환경파라미터를 전파 모델에 매핑시킴으로써 전파세기를 구할 수 있다.

III. 시뮬레이션

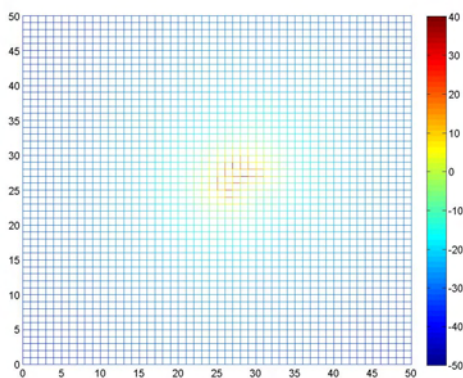
위의 방법에 의해 생성된 전파맵의 형태는 그림2와 같다. 각각의 격자는 EKF 시스템 모델을 통하여 예측한 환경파라미터와 k -근접이웃 분류기를 통하여 환경에 대하여 유추하였다. 전파모델을 통하여 예측된 각 셀에서의 전파세기는 로봇의 이동과 환경에 따라 변한다. 각 셀의 값은 통신 경로를 설정하고 로봇의 행동 제어를 위하여 가중치 값으로 사용 된다.

참고문헌

- [1] Bshara M., Orguner U., Gustafsson F., Van Biesen L.,” Fingerprinting Localization in Wireless Networks Based on Received-Signal-Strength Measurements: A Case Study on WiMAX Networks”, IEEE Transactions on, vol.59, pp.283 - 294, 2010
- [2] J.Fink and V.Kumar,”Online Methods for Radio Signal Mapping with Mobile Robots”, in ICRA, 2010
- [3] N. Bezzo, Mike S. Anderson, R. Fierro and John Wood, “A Real World Coordination Framework for Connected Heterogeneous Robotic System”, in DARS, 2012
- [4] 박혜영, 이관용, 기초부터 활용까지 패턴인식과 기계학습, 이한출판사, 2011.



(a) t = 0



(b) t = 25

[그림 2] 시뮬레이션 결과

III. 결론

본 고에서는 비정형 환경에서 군집지능로봇 간의 끊임 없는 통신을 위하여, 변화하는 전파환경을 예측할 수 있도록 확장칼만필터의 설계에 대하여 제시하였다. 또한, 이를 통하여 추정된 환경변수를 이용하여 k-근접이웃 분류기를 이용한 로봇 주변 환경을 분류하고 전파맵을 생성하는 방법에 대하여 제시하였다. 이렇게 생성된 전파맵은 단절지역을 예측하여 로봇간의 통신이 단절되는 상황을 미연에 방지할 수 있다.

미래 연구로써 전파맵을 통하여 단절을 예측하였을 때 로봇의 행동제어 방법 및 통신 경로 설정에 대한 방법에 대한 연구가 필요하다.

사 사

본 연구는 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 산업원천기술개발사업(정보통신)의 일환으로 수행하였음. [10037352, CIRT(Collective Intelligence Robot Technologies)]

실내외 군집로봇을 위한 협업 측위 시스템 설계

임정민, 이규진, 오정훈, 유상훈, *성태경
충남대학교 정보통신공학부
e-mail : likebasic@cnu.ac.kr, tk saint@cnu.ac.kr

Design of Cooperative Positioning System For Indoor/Outdoor Swarm Robots

*Jeong-Min Lim, Tae-Kyung Sung
Department of Information and Communication Engineering
Chungnam National University

Abstract

In order to control many swarm robots simultaneously in an indoor task, precise positioning method is necessary. Robots can localize in accuracy of decimeter level using two-way ranging estimation based on UWB(ultra-wideband) technology. For indoor positioning using two-way ranging measurements, more than three anchors should be installed at known positions to calculate a tag's position. However, setting anchors are not cost-efficient and are not able to alter the workspace of swarm robots. To solve this, this paper introduces mobile anchors which can transform itself into the tag and vice versa.

Since anchors occupy communication channel less than tags, a tag in idle is recommended to set to be an anchor to maximize communication efficiency. Then, the changes in tag lists in the base station and anchor lists in mobile anchors should be informed to recognize this changes. This enables the network flexible so that indoor positioning can be propagated from outdoor localization where

GPS(global positioning system) is available.

This paper suggests cooperative positioning system for indoor/outdoor seamless positioning using mobile anchors. And introduces LQI(location quality indicator) to measure the positioning accuracy.

I. 서론

복잡한 환경에서 한 대의 로봇으로 문제를 해결하기 위해서는 로봇에게 고도의 상황인지 능력과 판단 능력을 부여하여야 하며, 이는 로봇비용이 증가하고 로봇의 효율성이 낮아지는 문제가 있다. 이 때, 보다 단순한 다수의 군집지능로봇을 이용하여 임무를 수행하게 되면 문제 해결이 비정형 환경에서 훨씬 효율적이고 안정적인 경우가 많으며[1] 이를 위한 군집 행동 제어 기술에 대한 연구가 미국을 중심으로 연구가 진행되고 있다.

군집로봇에는 크게 단순하며 저가인 다수의 추종 로봇과 이를 제어하는 고가의 리더 로봇으로 나눌 수 있으며 리더 로봇은 다수의 추종 로봇들을 이용하여 임무를 수행하게 되며[2] 이를 위해서는 로봇의 위치인지가 중요하게 된다. 실외에서는 GPS(global positioning system)을 사용하면 지구상의 어느 곳에서도 15미터 이내로 단독측위가 가능하나[3] 관성항법을 제외한 실내 측위 기법은 사전에 설치되어 있는 인프라 및 사전 정보가 필수적이며, 전장 상황과 같은 인

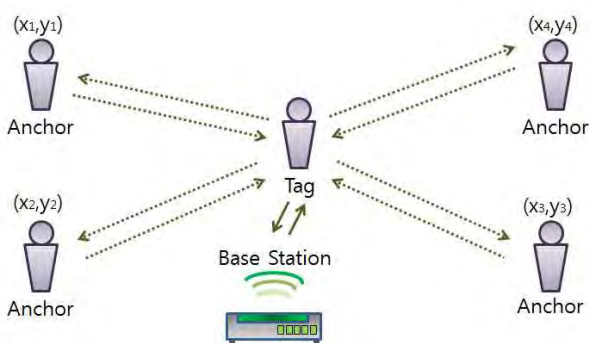
프라 부재 상황의 경우 실내항법을 수행하는 데에 어려움이 있다. 이를 해결하고 군집로봇의 실내외 연속 측위를 수행하기 위하여, 본 논문에서는 군집로봇을 위한 실내외 협업측위 시스템을 설계하였으며, 본 시스템을 이용하였을 시에 측위 정확도를 나타내는 요소들에 대하여 고찰하였다.

II. 본론

2.1 실내외 연속 측위 시스템의 구조

전술한 바와 같이 실외에서는 GPS를 이용하여 로봇의 위치를 계산할 수 있으며 반송파 측정치를 이용하면 보다 고정밀의 궤적 생성이 가능하게 된다[4]. 한편, 실내에서 UWB(ultra-wideband) 기반의 TWR(two-way ranging) 측정치를 획득하게 되면 측정치에 포함된 오차는 수십 cm로, 이를 이용하면 실내에서도 고정밀의 위치 추정이 가능하다. TWR 기반의 실내 측위 시스템의 구성 요소는 크게 기지국(base station), 태그(tag), 그리고 앵커(anchor)로 나눌 수 있다[5]. 기지국은 네트워크를 초기화하고 구성하며 이용 가능한 태그에게 TWR 시작 및 정지 명령을 보낸다. 이 때 태그에게 앵커 리스트를 전달하여 태그는 이를 기반으로 하여 주변의 앵커들과 통신을 수행하게 되며 각 앵커들과의 통신을 통하여 TWR 기반의 측정치를 획득하여 이를 기지국에 돌려주는 역할을 한다. 앵커는 사전에 미리 측지해 둔 위치에 고정적으로 설치되며 태그로부터의 메시지에 대한 응답만을 수행한다.

그림 1. TWR 기반의 실내 측위 시스템



태그와 앵커의 차이점은 첫 번째로 앵커는 자신의 위치를 사전에 알고 있다는 것이고 두 번째로 태그는 앵커에 비하여 처리하여야 할 메시지가 많다는 것이다. 한편, 실외에서는 GPS를 이용하여 단말의 위치를 구할 수 있으며 이러한 노드는 앵커로써 동작할 수 있다. 이 때 해당 노드 근처에서 위치를 구하지 못한 노드들이 태그로써 동작하게 된다면 자신의 위치를 구할

수 있어 실내외 연속 측위가 가능하게 된다.

2.2 태그/앵커 전환이 가능한 모바일 앵커 제안

앵커 단말은 임무 수행을 위하여 근처의 태그가 위치를 구한 후에 GPS 음영지역으로 이동할 수 있으며 자신이 태그가 되어 자신의 위치를 구할 수 있다. 이 경우 보다 소수의 노드들을 가지고도 임무 수행이 가능하다. 이를 위하여, 본 논문에서는 모바일 앵커 개념을 제안한다. 모바일 앵커는 자신의 위치를 알고 있을 시에는 앵커로 동작 가능하고 자신의 위치를 모를 시에는 태그로 동작하여 자신의 위치를 구할 수 있다. 모바일 앵커는 태그가 처리할 수 있는 모든 메시지들을 처리할 수 있는 능력을 가지고 있으며 자신의 위치를 계산한 후에 기지국으로부터 앵커로 전환해달라는 요청을 받았을 시에는 태그의 일부 메시지 처리 기능을 활성화함으로써 앵커로도 동작 가능하다. 일반적으로 태그보다 앵커의 경우 통신량이 적으므로 위치를 구한 정지상태의 노드들을 앵커로 전환함으로써 무선 채널 자원을 보다 효율적으로 사용할 수 있다.

한편, 모바일 앵커를 도입하는 경우 기지국에서 태그 리스트 및 앵커 리스트를 관리해야 한다. 기지국은 각 태그에게 주변에 어떤 앵커가 존재하는지에 대한 정보를 제공하는데 임의의 노드가 태그/앵커 전환을 수행한 경우 앵커 리스트를 갱신하게 되고 이를 태그에게 전달하여야 한다. 한편, 앵커 리스트는 모든 태그에 공통일 필요는 없다. 또한, 태그 리스트는 태그/앵커 전환할 경우 갱신되며 기지국에서 관리한다.

2.3 측위 성능 평가를 위한 지표 제안

제안하는 측위 시스템은 실외에서 GPS를 이용하여 구한 측위해를 초기 위치로 지정하여 군집로봇이 실내로 들어왔을 시에 이를 이용하여 위치를 갱신해 나간다. 한편, 이러한 실내외 연속 측위 시에 태그의 오차는 ranging 오차 및 앵커의 위치 오차를 포함하고 있다. 한편, 앵커의 위치 오차는 GPS의 도움이 없어졌을 시 태그의 위치를 구할 때마다 계속 증가하는 경향이 있다. 이를 표현하기 위하여, 본 논문에서는 LQI(location quality indicator)를 제안한다. 태그의 LQI는 위치 계산에 사용한 앵커의 LQI 중 가장 큰 숫자에 1을 더한 값이며, 앵커가 GPS 신호를 이용하여 위치를 결정했을 시에 앵커의 LQI는 0의 값을 가진다. 이를 이용하여 앵커의 위치 오차 누적을 수치화할 수 있는 장점이 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 실내외 군집로봇 협업 측위를 위한 협업 측위 시스템을 설계하였다. 우선 기지국, 태그, 그리고 앵커로 구성되는 실내 측위 시스템을 설명하였고 이에 GPS 측위 기능을 가지며 태그/앵커 전환이 가능한 모바일 앵커를 도입하여 실내외 연속 측위를 수행할 수 있도록 하였다. 그리고 LQI 지수를 도입함으로써 태그의 측위오차 요인중의 하나인 앵커의 오차 누적을 나타낼 수 있게 하였다.

참고문헌

- [1] K. Y. K. Leung, T. D. Barfoot, H. H. T. Liu, "Decentralized cooperative SLAM for sparsely-communicating robot networks : a centralized-equivalent approach," Journal of intelligent and robotic system, 2012.
- [2] H. J. Im, J. W. Park, J. M. Im, C. E. Lee, Y. J. Cho, S. H. Kim, T. K. Sung, "Performance analysis of carrier smoothed DGPS for swarm robots," International global navigation satellite systems society IGNSS symposium, 2011.
- [3] P. Misra, P. Enge, "Global positioning system signals, measurements, and performance second edition," Ganga-jamuna press, 2006.
- [4] E. D. Kaplan, C. J. Hegarty(Ed), "Understand GPS principles and applications second edition", Altech house, 2006.
- [5] www.nanotron.com

군집 로봇의 제한 시간 동기 대형 형성 제어

¹이영호, ²심정욱, ³국태용, ⁴지상훈, ⁵이재선, ⁶문용선

^{1,2,3}성균관대학교 정보통신공학부, ^{4,5}한국생산기술연구원, ⁶순천대학교 전자공학부
e-mail : ¹yhohoho@skku.edu, ³tykuc@skku.edu

A Constraint Formation Control of Multiple Mobile Robots

¹Young-Ho Lee, ²Jung-Wook Sim, ³Tae-Yong Kuc, ⁴Sang-Hoon Ji,
⁵Jae-Seon Lee, ⁶Yong-Seon Moon

^{1,2,3}School of Information and Communication Engineering
Sungkyunkwan University

^{4,5}Korea Institute of Industrial Technology

⁶Department of Electrical Engineering, Sunchon National University

Abstract

본 논문은 군집 로봇을 제어하기 위한 제한 시간 대형 형성 알고리즘을 제안한다. 제안된 방법은 군집을 이루는 이동로봇이 방문할 목표점에 제한된 최소 시간에 대형을 이루며 이동하는 게 목적이다. 본 논문은 대형의 가상 리더 로봇과, 로봇의 기구학 제어를 위한 최적의 속도 프로파일을 정의하고, 목표 선속도와 각속도를 현재 가상의 리더 로봇이 이동해야 할 거리와 각도를 이용하여 생성 한다. 제안된 방법을 탐색, 보안, 경계 등의 임무를 수행하는 다중 협조 로봇에 적용하여 성능을 확인한다.

I. 서론

최근 미션 수행을 위한 군집 로봇의 협조 제어 연구가 주목된다. 군집로봇은 단일 로봇과는 다르게 주어진 다양한 미션에 강인하고 유동적으로 적용할 수 있다.

일반적으로 군집 대형 협조 제어 시 각 로봇은 목표 위치 또는 리더 로봇이나 이웃 로봇의 위치를 참고한다. 참고하는 기준 좌표에 따라 대형 제어 기술이 나뉘고 대표적인 몇 가지 기술은 다음과 같다. 리더 로봇이 아닌 특정 기준 위치를 이용한 대형 제어 방법은 순

환추적 제어가 있으며 많은 연구가 이루어져 왔다 [2][3]. 이는 기준 위치 정보를 기준으로 상호 인접한 로봇으로부터 얻은 위치 정보를 참고하여 대형을 이룬다. 리더-팔로우 형태의 대형은 한 로봇이 리더의 역할을 맡고 다른 로봇이 리더와의 상대적인 위치를 일정하게 유지하며 대형을 이루는 방법이다[4][5]. 단점으로는 팔로우 로봇으로부터 리더로봇에게 전달되는 아무런 피드백이 없어 팔로우 로봇에 이상이 생길 경우 리더로봇이 이를 감지하여 대형을 유지하기 위한 행위가 어렵다. 이 밖에 가상 대형 구조를 이용한 대형 제어 방법이 있으며, 모든 로봇이 수평관계에서 가상 대형에 종속됨에 따라 대형의 유지 보수가 쉽다[6].

경계감시영역은 대표적인 군집 로봇의 수행 영역이며 로봇 간 협조가 필요하다. 주된 업무는 침입자를 추적하고 포위하는 행위로 이루어지는데 이 때 위에 언급한 대형 제어 기술이 사용된다. 하지만 침입자의 속도가 알려져 있기 않기 때문에 이를 추적하기가 쉽지 않아 군집 로봇의 이동거리 및 시간을 최소화해야 한다. 본 연구는 각 로봇에 해당되는 목표 위치와의 거리와 각도, 로봇의 현재 상태를 반영하여 도착 시간을 예측하고, 이동 시간이 가장 긴 로봇을 기준으로 각 로봇이 동시에 대형을 이루도록 최적의 속도 프로파일을 생성한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 2장에서는 대

형이동에 관련하여 로봇의 기구학 문제를 다루고 3장에서는 로봇 기구학을 기준으로 목표점까지의 최단시간 이동을 위한 프로파일 생성 및 이를 기준으로 군집 대형 이동 알고리즘을 제안한다. 4장에서는 이를 시뮬레이션으로 구현하고 마지막장에서 결론을 맺는다.

II. 군집 대형 제어

n개의 차동 구동 로봇을 다음과 같이 나타낸다.

$$R = \{R_i(V^{i_{\max}}, a^{i_{\max}})\}_{i=1,2,\dots,n} \quad (1)$$

$(V^{i_{\max}}, a^{i_{\max}})$ 는 로봇의 최대 속도와 최대 가속도이며, 이 값은 구동에 사용되는 모터의 최대 RPM과 토크에 의해 결정된다.

로봇의 기구학 모델은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\dot{p} = J_i v_i \quad (2)$$

where for $i = 1, 2, \dots, n$

$$\dot{p}_i = \begin{bmatrix} \dot{x}_i \\ \dot{y}_i \\ \dot{\theta}_i \end{bmatrix}, J_i = J(\theta_i) = \begin{bmatrix} \cos \theta_i & 0 \\ \sin \theta_i & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, v_i = \begin{bmatrix} \mu_i \\ \omega_i \end{bmatrix}$$

$$\text{and } \begin{bmatrix} m_i^l \\ m_i^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{D} & \frac{S}{D} \\ \frac{2}{D} & -\frac{S}{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mu_i \\ \omega_i \end{bmatrix} \quad (3)$$

$p_i = [x_i, y_i, \theta_i]^T$ 은 $X_o - Y_o$ 좌표계의 i번째 로봇의 절대 좌표와 방향각을 나타내며, (μ_i, ω_i) 은 로봇의 선속도와 각속도, (m_i^l, m_i^r) 은 좌우 바퀴의 속도, (D, S) 는 바퀴의 지름과 윤거를 나타낸다. 로봇에게 수색 및 구조 또는 감시 작업이 주어지면 그림 1.에서처럼 로봇은 현재 자신의 위치와 목표위치(LTV: Location To Visit)를 절대 좌표계로 정의하며, 대형은 n대의 로봇에 대해 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$F_d = \{(r_{d_1}, \phi_{d_1}), \dots, (r_{d_n}, \phi_{d_n})\} \quad (4)$$

(r_{d_i}, ϕ_{d_i}) 은 각 로봇의 목표 위치와의 거리와 각도를 나타낸다.

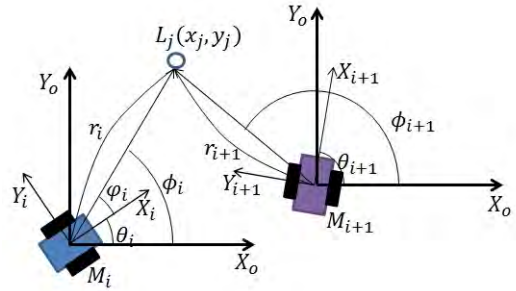


그림 1 LTV에 따른 이동로봇의 진형제어

효율적인 군집 제어를 위해 군집 대형이동의 제약 조건하에 로봇이 목표 위치로 최소 시간 안에 이동하기 위한 제어가 수반되어야 한다.

이 문제를 해결하기 위해 최단시간에 이동할 수 있는 속도 프로파일이 각 로봇에 적용 되어야 하며, 이는 대형 제어를 위한 가상 리더를 추종하기 위해 분산제어 구조를 가져야 한다.

가상 리더 로봇의 기구학을 다음과 같이 가정한다.

$$\dot{p}_j^i = J_j^i v_j^i \quad (5)$$

$$\dot{p}_j^i = \begin{bmatrix} \dot{x}_j^i \\ \dot{y}_j^i \\ \dot{\phi}_j^i \end{bmatrix}, J_j^i = \begin{bmatrix} \cos \phi_j^i & 0 \\ \sin \phi_j^i & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ and } v_j^i = \begin{bmatrix} \mu_j^i \\ \omega_j^i \end{bmatrix}$$

for $i = 1, 2, \dots, n$ and $j = 1, 2, \dots, m$

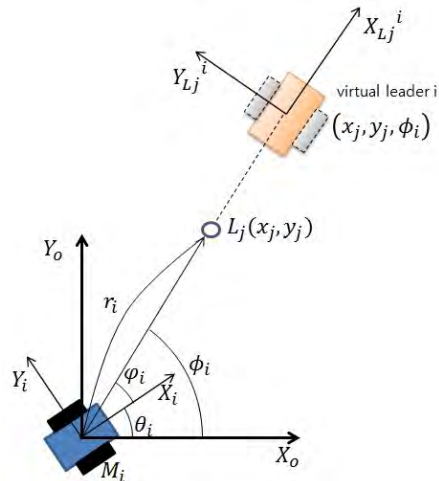


그림 2 이동 로봇 i와 가상의 리더 로봇

위 그림에서 가상의 리더가 LTV에 할당되고 해당되는 각 로봇에 지역 좌표계가 설정된다.

다음은 군집 대형을 유지하며 리더 로봇을 추종하기 위한 최단 시간 프로파일을 생성한다.

(r_i, ϕ_i) 와 θ_i 는 그림 2에서 설정되며, 이는 리더 로봇과의 거리와 로봇의 절대 방향과의 각도, 그리고 현재 로봇의 방향각이다.

III. 최소 시간 대형 제어

이 절에서는 원하는 곳으로 이동하도록 다 개체 로봇 제어 전략을 구성한다. 먼저 대형의 중심에 위치한 가상 리더를 위한 최적 시간 속도 프로파일을 디자인 한다.

로봇의 기능 중, 이동속도는 시간 동기화를 위해 첫 번째로 고려해야 하며, 속도 프로파일은 각 로봇이 로봇 그룹의 모션과 동기화 되도록 설계 되어야 한다. 각 로봇 R_i 의 이동시간을 두 지점의 거리를 이동하는 최소시간으로 표현하면 다음과 같다.

$$t_{\min}^i|_{jk} = \begin{cases} 2\sqrt{\frac{L_{jk}}{a_{\max}^i}} & \text{if } L_{jk} \leq L_{\max}^i \\ \frac{L_{jk}}{v_{\min}^i} + \frac{L_{\max}^i}{v_{\max}^i} & \text{if } L_{jk} > L_{\max}^i \end{cases} \quad (6)$$

$L_{jk} = |L_j - L_k|_{j=1,2,\dots,m-1(k=j+1)}$ 는 인접한 두 지점 간 이동 거리이고 L_{\max}^i 는 다음과 같다.

$$L_{\max}^i = \frac{(v_{\max}^i)^2}{a_{\max}^i}$$

그림 3은 (6)에 해당되는 최소시간 이동 속도를 위한 두 가지 프로파일이며, 이는 로봇의 최대 속도와 가속도가 반영된다.

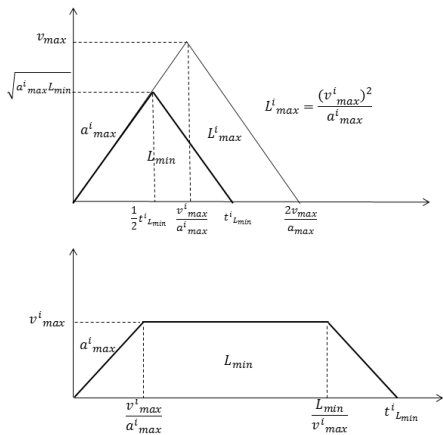


그림 3 최소 시간 속도 프로파일

각 L_{jk} 에 대한 최소 시간 중 가장 긴 시간을 결정하면

$$t_{jk}^o = \max\{t_{\min}^i|_{jk}\}_{j=1,2,\dots,n} \quad (7)$$

$$T^m = \{t_{jk}^o\}_{j=1,2,\dots,m-1(k=j+1)} \quad (8)$$

각 로봇의 최소 이동 시간 중에 가장 긴 이동 시간은 가상 리더의 이동 기준 시간이 된다.

가상 리더에 따른 각 로봇의 속도는 다음과 같다.

$$\mu_{jk}^i(t) = \begin{cases} a_{\max}^i t & \text{for } 0 < t \leq \frac{1}{2} t_{jk}^o \\ -a_{\max}^i (t - t_{jk}^o) & \text{for } \frac{1}{2} t_{jk}^o \leq t \leq t_{jk}^o \end{cases} \quad (9)$$

else if $(t_{jk}^o = t_{\min}^i|_{jk}) \wedge (L_{jk} > L_{\max}^i)$

$$\mu_{jk}^i(t) = \begin{cases} a_{\max}^i t & \text{for } 0 < t \leq t_1^o \\ v_{\max}^i & \text{for } t_1^o \leq t \leq t_2^o \\ -a_{\max}^i (t - t_{jk}^o) & \text{for } t_2^o \leq t \leq t_{jk}^o \end{cases}$$

else $t_{jk}^o > t_{\min}^i|_{jk}$

$$\mu_{jk}^i(t) = \begin{cases} a_{\max}^i t & \text{for } 0 < t \leq t_3^o \\ v_{jk}^o & \text{for } t_3^o \leq t \leq t_4^o \\ -a_{\max}^i (t - t_{jk}^o) & \text{for } t_4^o \leq t \leq t_{jk}^o \end{cases}$$

여기서

$$t_1^o = \frac{v_{\max}^i}{a_{\max}^i}, \quad t_2^o = \frac{L_{jk}}{v_{\max}^i},$$

$$t_3^o = \frac{1}{2} t_{jk}^o - \sqrt{\frac{1}{4} (t_{jk}^o)^2 - \frac{L_{jk}}{a_{\max}^i}},$$

$$t_4^o = t_{jk}^o - t_3^o \quad \text{and} \quad v_{jk}^o = a_{\max}^i t_3^o.$$

각속도는 다음과 같이 나타낸다.

$$\omega_{jk}^i(t) = \begin{cases} a_{jk}^i t & \text{for } 0 < t \leq \frac{1}{2} t_{jk}^o \\ -a_{jk}^i (t - t_{jk}^o) & \text{for } \frac{1}{2} t_{jk}^o \leq t \leq t_{jk}^o \end{cases} \quad (11)$$

여기서 a_{jk}^i 는 다음과 같다.

$$a_{jk}^i = \frac{4(\phi_{d_i} - \phi_i)}{(t_{jk}^o)^2}$$

따라서, 로봇 i에 대한 m개의 LTV에 대한 m-1 최소시간 프로파일이 생성된다.

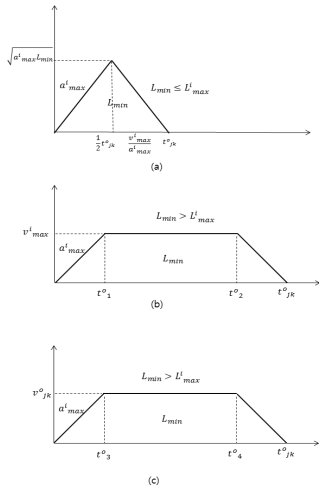


그림 4 최소 시간 대형 제어
를 위한 기준 속도 프로파일

그림 4는 최소 시간 대형 제어에 대한 기준 속도 프로파일을 보여준다.

기준 속도 프로파일이 주어지면 대형에 대한 리더 로봇을 추종하도록 각 로봇의 기구학을 반영한 모션 제어를 적용한다.

IV. 모의실험

이전 장에서 생성된 속도 프로파일을 반영하여 4대의 로봇을 Simulation 실험을 해보았다. 가장자리에 있는 로봇이 회전할 때 가장 많은 거리를 움직이므로 도착 예상 시간이 가장 길다. 이를 기준으로 대형의 리더 로봇의 속도 프로파일이 생성되며 실험을 통해 다음과 같은 결과를 보였다.

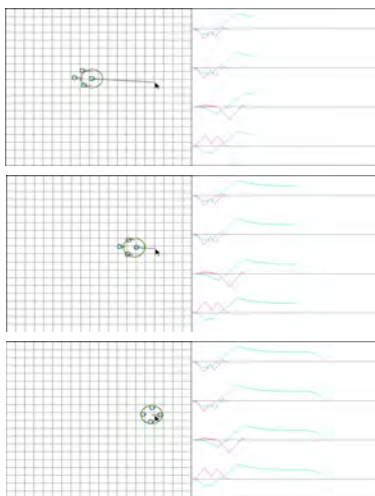


그림 5 대형 이동의 선속도, 각속도 프로파일

푸른선은 선속도, 붉은 선은 각속도를 나타내며 초기 선속도, 각속도의 크기와 시점은 다르나 도착 시점에서 거의 같은 시간대에 정지하는 것을 관찰 할 수 있다.

V. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문은 군집 로봇의 대형 이동을 위한 최소 시간 속도 프로파일을 생성하고 이를 적용하여 다수의 로봇이 협조하여 효과적으로 대형을 유지하였다. 비록 시뮬레이션이지만 실제 로봇에 적용할 경우에 대비하여 물리적 역학 모델링을 적용하여 실험함으로써 오차를 최소화하였다. 향후 실제 로봇에 적용함에 있어 시뮬레이션에서 고려하지 않았던 바퀴의 슬립과 위치인식 오차 등을 고려하여 평가할 필요가 있다.

VI. Acknowledgement

본 연구는 지식경제부의 군집지능로봇 산업원천기술 사업의 연구결과로 수행되었음

참고문헌

- [1] W. Ren, R.W. Beard, and E.M. Atkins, "A survey of Consensus Problem in Multi-agent Coordination" 2005 American Control Conferences, pp.1859-1864, June 8-10, 2005, Portland, OR, USA
- [2] T-H. Kim and T. Sugie, "Cooperative control for target-capturing task based on a cyclic pursuit strategy," Automatica, vol.43, pp.1426-1431, 2007.
- [3] S. Hara, T-H. Kim, and Y. Hori, "Distributed Formation Control for Target-enclosing Operations based on a Cyclic Pursuit Strategy," the 17th IFAC World Congress, pp.6602-6607, July 6-11, 2008, Seoul, Korea.
- [4] H.G. Tanner, G.J. Pappas, and V. Kumar, "Leader-to-Formation Stability", IEEE Trans Robotics and Automation, vol.20, no.3, June 2004.
- [5] B.D.O. Anderson, C. Yu, S. Dasgupta, and A.S. Morse, "Control of a three-coleader formation in the plane", Systems & Control Letters, Vol.56, no.9-10, pp.573-578, 2007.
- [6] T.H.A. van Den Broek, N. van de Wouw, H. Nijmeijer, "A Virtual structure Approach to Formation Control of Unicycle Mobile Robots" Department of Mechanical Engineering, Eindhoven University of Technology

기준 경로 및 동적 윈도우를 이용한 이동 로봇의 적응형 제어

¹심정욱, ²이영호, ³국태용, ⁴지상훈, ⁵이재선, ⁶문용선

^{1,2,3}성균관대학교 정보통신공학부, ^{4,5}한국생산기술연구원, ⁶순천대학교 전자공학부
e-mail : ¹simbbo4872@skku.edu, ³tykuc@skku.edu

Adaptive Control of Mobile Robot using Reference Path and Dynamic Window

¹Jung-Wook Sim, ² Young-Ho Lee, ³Tae-Yong Kuc, ⁴Sang-Hoon Ji,
⁵Jae-Seon Lee, ⁶Yong-Seon Moon

^{1,2,3}School of Information and Communication Engineering
Sungkyunkwan University

^{4,5}Korea Institute of Industrial Technology

⁶Department of Electrical Engineering, Sunchon National University

Abstract

이동로봇은 수행 목적에 맞게 주어진 영역을 이동해야 한다. 목표점에 최단거리로 이동하는 방법이 있는가 하면, 주어진 단계에 맞춰서 경로를 이동하는 경우도 있다. 수행할 미션이 복잡하고 고도화 될수록 주어진 경로를 이동해야 하는 경우가 많다. 하지만 경로 상에 상황에 따라 동적 또는 정적 장애물이 위치하여 로봇이 경로를 이탈하거나 주위를 돌며 교착상태에 빠질 수 있다. 그리고 경로가 매끄럽지 못할 경우 로봇 자세가 불안정 해 질 수 있다. 본 논문은 이러한 경로상의 장애물 및 경로의 이상으로 생겨지는 경로 추종 문제를 해결하기 위해 로봇 주위로 동적 윈도우와 기준 경로를 이용하는 방법을 제안한다.

I. 서론

경로 추종 문제는 이동로봇의 주행 기술 발전의 가장 큰 이슈로 다루어진다. 경로는 주어진 Task에 가장 의존적이기 때문이다. 로봇의 미션 수행 첫 번째 단계는 미션에 따라 최적의 경로 계획을 세우는 것이다[1][2].

이는 행위내지 이동 로봇의 목적에 있어서 가장 원초적인 단계이다. 이 과정에서 인식된 환경으로 하여금 장애물에 부딪히지 않고 가장 안전하게 또는 최단거리로 경로가 생성되며 로봇은 주어진 경로로 미션을 수행할 준비가 된다. 이렇게 주어진 경로로 로봇이 이동하는 방법은 과거부터 많은 방법들이 소개되어져 왔다. 초기는 고전 제어방법이 주류로 기구학 모델 기반의 제어기 설계가 중심으로 백 스텝핑 컨트롤(Back Stepping Control), 시변 제어(Time Varying Control), 이산 제어(Discontinuous control) 등이 있다 [3][4][5][6][7]. 하지만 이동 로봇의 제어기가 경로 추종에 최적화됨에 따라 다른 행위에 대한 제어기의 호환성이 떨어져 환경 조건이 바뀌었을 때 안정적이지 못한 결과를 초래한다. 그래서 21세기로 들어서면서 강인 하면서 적응형 제어 방법이 태동하여 다양한 환경에서 로봇의 물리적인 제약사항, 왜란 등이 반영되어 보다 안정적인 경로 추종이 가능하게 되었다. 하지만 인공적인 요소가 커짐에 따라 로봇의 판단 기준 및 조건이 복잡해져 수렴이 늦거나 어렵게 된다[8][9][10][11].

본 논문은 복잡한 환경 및 예상치 못한 조건하에 로봇이 안정적으로 경로를 추종 하도록 동적 윈도우를 이

용한 추종 방법을 제안한다. 먼저 로봇의 가장 기본적인 행위인 목표점까지 최적의 속도 제어를 이용한 모션 제어 기법을 2장에서 소개하고, 3장에서는 로봇의 목표점을 동적 윈도우를 이용하여 경로 상에 생성, 경로를 추종하는 방법과 Simulation로 검증하고, 4장에서 결론을 맺는다.

II. 이동 로봇의 모션 제어

2.1 이동 로봇의 기구학

먼저 차동 구동형 이동 로봇의 중심 선속도 V_c 와 중심 각속도 ω_c 를 양쪽 바퀴 속도 $[V_R, V_L]^T$ 를 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

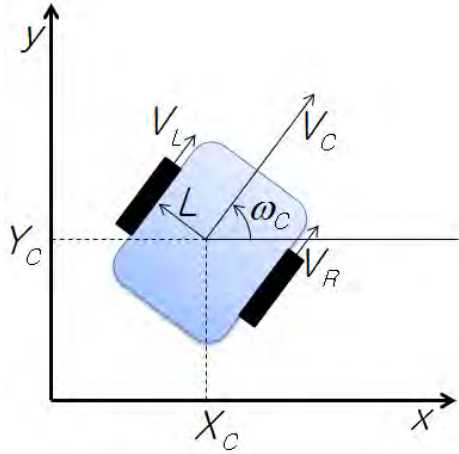


그림 1 이동 로봇 기구학

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2L} & -\frac{1}{2L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_R \\ V_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_c \\ \omega_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

결정된 중심 선,각속도로 이동할 경우 샘플 시간(Δt) 동안 이동한 위치는 다음과 같다.

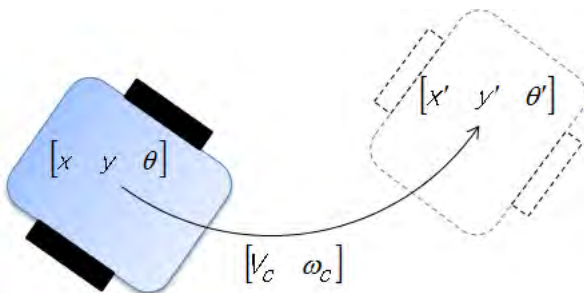


그림 2 선속도 가속도에 의한 위치 이동

$$\theta' = \theta + \omega_c \cdot \Delta t \quad (2)$$

$$x' = x + V_c \cdot \cos\left(\frac{\theta + \theta'}{2}\right) \cdot \Delta t$$

$$y' = y + V_c \cdot \sin\left(\frac{\theta + \theta'}{2}\right) \cdot \Delta t$$

따라서 현재 로봇의 상태와 이동해야할 위치를 다음과 같이 나타내고, 로봇의 중심 선속도와 각속도는 로봇의 물리적인 선가속도(a_v) 및 각가속도(a_ω)에 의해 다음과 같이 결정된다.

$$S_r(t) = [x_r(t), y_r(t), \theta_r(t), v_r(t), \omega_r(t)]$$

$$G(t) = [x_g(t), y_g(t)]$$

$$V_r(t + \Delta t) = V_r(t) + \Delta_v(t + \Delta t),$$

$$\text{for } |\Delta_v(t + \Delta t)| \leq a_v \cdot \Delta t$$

$$\omega_r(t + \Delta t) = \omega_r(t) + \Delta_\omega(t + \Delta t),$$

$$\text{for } |\Delta_\omega(t + \Delta t)| \leq a_\omega \cdot \Delta t \quad (3)$$

2.2 선속도 결정 방식

로봇의 현재 위치와 로봇이 이동해야할 목표위치와의 관계가 다음과 같다.

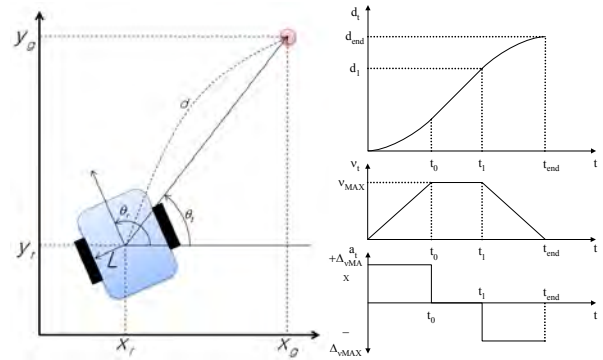


그림 3 이동로봇의 모션제어 파라미터

$$\theta_{rt} = \theta_r - \theta_t \quad (4)$$

$$d_{dec} = d_{end} - d_1 = \frac{V_{max}^2}{2 \cdot a_v}$$

따라서 목표 선속도 V_s 는 다음과 같다.

$$V_s = \begin{cases} \sqrt{2 \cdot d_{rt} \cdot a_v}, & \text{if } d_{rt} < d_{dec} \\ V_{max}, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

$$\Delta_v(t + \Delta t) = \begin{cases} a_v \cdot \Delta t, & \text{if } V_e > a_v \cdot \Delta t \\ -a_v \cdot \Delta t, & \text{if } V_e < -a_v \cdot \Delta t \\ V_e(t), & \text{otherwise} \end{cases}$$

where, $V_e(t) = V_s(t) - V_r(t)$

2.3 각속도 결정 방식

각속도는 선속도와 같은 방법으로 결정하나 음의 영역이 존재하기 때문에 이에 대한 경우의 수가 더 존재한다.

$$\theta_{dec+} = \frac{\omega_{max}^2}{2 \cdot a_\omega}, \theta_{dec-} = -\frac{\omega_{max}^2}{2 \cdot a_\omega} \quad (6)$$

$$\omega_s = \begin{cases} -\frac{\omega_{max}}{\sqrt{2 \cdot |\theta_{rt}| \cdot a_\omega}}, & \text{if } \theta_{rt} < \theta_{dec-} \\ -\frac{\omega_{max}}{\sqrt{2 \cdot |\theta_{rt}| \cdot a_\omega}}, & \text{if } \theta_{dec-} \leq \theta_{rt} < 0 \\ \frac{\omega_{max}}{\sqrt{2 \cdot |\theta_{rt}| \cdot a_\omega}}, & \text{if } 0 \leq \theta_{rt} < \theta_{dec+} \\ \omega_{max}, & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$\Delta_\omega(t + \Delta t) = \begin{cases} a_\omega \cdot \Delta t, & \text{if } \omega_e > a_\omega \cdot \Delta t \\ -a_\omega \cdot \Delta t, & \text{if } \omega_e < -a_\omega \cdot \Delta t \\ V_e(t), & \text{otherwise} \end{cases}$$

where, $\omega_e(t) = \omega_s(t) - \omega_r(t)$

여기서 기술된 모션제어기는 로봇의 목표점만 목적에 맞게 설정하면 다양한 용도로 로봇을 이동할 수 있다.

III. 동적 윈도우를 이용한 기준 경로 추종

로봇 주위에 로봇의 현재 속도에 대응하는 감속거리를 반경으로 하는 동적 윈도우를 생성한다. 이는 비상 상황에 대비하여 로봇이 안전하게 정지하는데 소요되는 거리를 확보하기 위함이다. 경로는 점과 점으로 이어진 연속된 직선으로 주어지고 로봇은 이 기준 경로를 따라 이동해야 한다.

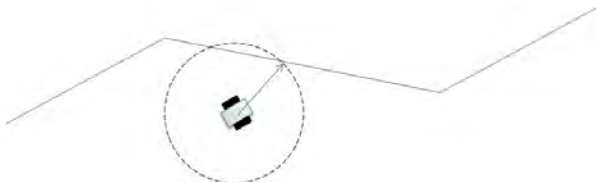


그림 4 경로 추종을 위한 기준 목표점 설정

이와 같은 방법으로 주어진 경로에서 과거 이루어졌던 경로 추종 방법은 경로점을 목표점으로 하고 일정 거리 이하로 접근 하였을 때 다음 경로점으로 목표위치

를 바꿔 이동하는 방법이다. 이는 경로점에 가까워졌을 때만 경로에 수렴되는 단점이 있다. 본 제안은 그림 4에서처럼 생성된 윈도우와 경로가 만나게 되는 교점을 임의의 목표점으로 설정하여 2장에서 소개된 모션제어기의 목표점으로 반영되어 경로를 추종하게 된다. 로봇이 이동하면서 윈도우도 같이 이동하여 경로선상에 지속적으로 목표점이 설정되어 일찍이 경로에 수렴되는 장점이 있다.

본 기술의 또 다른 장점은 그림 5와 같이 경로가 장애물을 가로지르거나 경로점이 장애물 내부에 위치한 경우 보다 유연하게 다음 경로로 로봇이 갈수 있는 점이다.

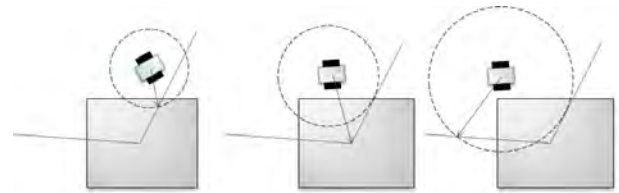


그림 5 경로가 장애물을 가로지르는 경우

로봇은 경로 추종보다 장애물 회피에 우선순위를 두고 있기 때문에 회피 동작 시 동적 윈도우가 경로를 벗어날 수 있다. 이 때 동적 윈도우는 현재 인덱스된 경로와 점점을 이루도록 반경을 증가한다. 윈도우가 다음 경로 선상과 만날 경우 이때 경로 인덱스를 증가하고 자연스럽게 다음 경로를 추종하며 이동할 수 있다. 본 동작을 그림 6에 시뮬레이션으로 나타내었다.

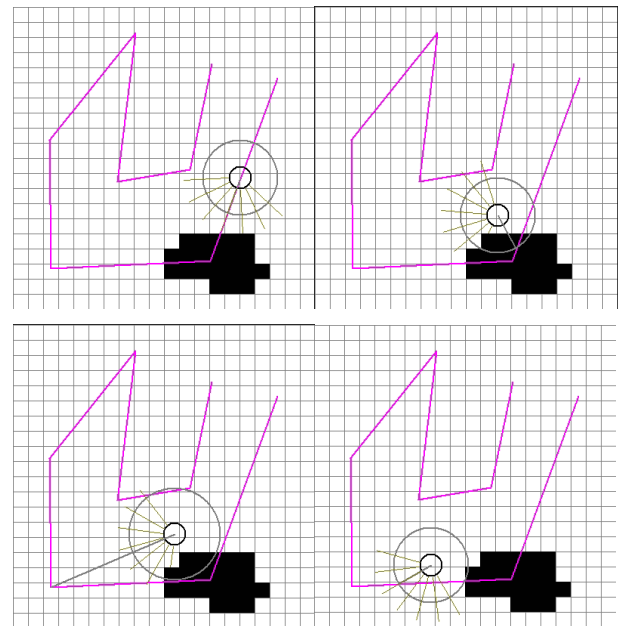


그림 6 적응형 경로 추종

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문은 이동로봇의 기본적인 목표점까지의 이동하는 모션 제어 알고리즘과 함께 이를 이용한 적응형 경로 추종을 제안하였다. 로봇 주위의 동적 윈도우 상에 목표점을 생성하여 경로 추종 실험을 실시한 결과, 상황에 따른 변수에도 효과적으로 장애물을 회피하며 경로를 추종하는 결과를 볼 수 있었다. 향후 다중 군집 로봇의 대형 이동 또는 미션에 따른 경로 추종과 모션 제어기의 호환성 여부를 테스트하고 광범위한 응용 분야를 모색해 본다.

V. Acknowledgement

본 연구는 지식경제부의 군집지능로봇 산업원천기술 사업의 연구결과로 수행되었음

참고문헌

- [1] O. Hanchour, "Path planning of Autonomous Mobile robot," International Journal of Systems Applications, Engineering & Development Issue 4, Volume 2, 2008.
- [2] J. Connors and G. Elkaim, "Analysis of a Spline Based, Obstacle Avoiding Path Planning Algorithm," IEEE Vehicle Technology Conference, IEEE VTC 2007, Dublin, Ireland, Apr. 22-25, 2007
- [3] Z.P. JIANG and H. Nijmeijer "Tracking Control of Mobile Robots: A Case Study in Backstepping", Automatica 1997.
- [4] Y. Kanayama, Y. Kimura, F. Miyazaki and T. Noguchi, " A Stable Tracking Control Method for an Autonomous Mobile Robot", IEEE Robotics and Automation, 1990
- [5] W.L. Nelson, " Continuous Steering-Function Control of Robot Carts," IEEE Transactions on industrial electronics. Vol.36, No.3, August, 1989.
- [6] S.J. Singh, D.H. Shin, "Position Based Path Tracking for Wheeled Mobile Robots," IEEE/RSJ International Workshop on Intelligent Robots and Systems'89, Sep 4-6, 1989, Tsukuba, Japan.
- [7] Y. Yi, "Control Methods of Mobile Robot Rough-Terrain Trajectory Tracking," IEEE International Conference on Control and Automation, Xiamen, China, June 9-11, 2010.
- [9] Y. Liang, "Adaptive Fuzzy Control for Trajectory Tracking of Mobile Robot," The 2010 IEEE/RJS International conference on Intelligent Robots and Systems, October 18-22, 2010, Taipei, Taiwan.
- [10] T.Y. Wang, C.C. Tsai, "Adaptive Trajectory Tracking Control of a Wheeled Mobile Robot via Lyapunov Techiques," The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Nov 2-6, 2004, Busan, Korea.
- [11] R. Fierro, F.L. Lewis, " Control of a Nonholonomic Mobile Robot Using Neural Networks," IEEE Transactions on Neural Networks, Vol.9, NO.4, July, 1998.
- [12] Z. Hendzel " Collision free path planning and control of wheeled mobile robot using Kohonen self-organising map", Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences, 2005
- [13] J. Borenstein and Y .Koren, "Real-time Obstacle Avoidance for Fast Mobile Robots", IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Vol.19 pp1179-1187, 1989
- [14] T-Y. Kuc, S-M. Baek, K-O. Sohn, and J-O. Kim, "Intelligent control of DC motor driven mechanical systems: a robust learning control approach", Int. J. of Robust and Nonlinear Control, v.13, pp.71-90, 2003

실내환경 서비스로봇의 주행성능평가척도 연구

*유원필, 최성록, 채희성, 정영숙
 한국전자통신연구원 융합기술연구부 로봇/인공지능융합연구부
 e-mail : ywp@etri.re.kr

A Study on Navigation Performance Metrics Indoor Service Robot
 *Wonpil Yu, Sunglok Choi, Heesung Chae, Youngsook Jeong
 Electronics and Telecommunications Research Institute(ETRI)

Abstract

To describe performance of a mobile robot requires non-trivial efforts since robot navigation itself comprises various kinds of sub-components and the performance thereof is highly influenced by the surrounding environment and a given task. In this paper, we focus on performance metrics for robot navigation which is intended for indoor service robots. More particularly, we propose a set of performance metrics that may be useful to describe various attributes of robot navigation intended for indoor educational robots. Localization, mapping, and path planning function are considered.

I. 서론

주행은 현재 지점으로부터 목표 지점까지의 경로를 결정하고 유지하는 프로세스로 정의된다 [1]. 주행기술은 내부적으로 위치인식, 맵핑 (mapping), 경로계획의 요소를 포함한다 [2]. 그림 1은 로봇주행기술의 구성요소를 나타낸다.

로봇주행 성능을 나타내기 위해서는 그림 1에 나타낸 바와 같이 주행기술을 구성하는 각 요소별 성능수준을 나타내는 것이 필요하다. 하지만, 위치인식, 맵핑, 경로계획은 상호 밀접하게 연동되어 있는 요소로서 어느 하나만을 별도로 분리하여 성능을 표현하기 어렵다.

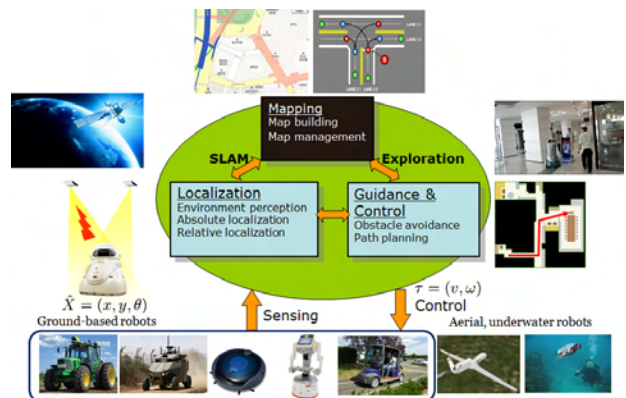


그림 1 로봇주행기술 구성도

특히, 로봇의 경로계획 (혹은 주행제어) 성능은 환경을 표현하는 주행용 지도의 특성에 따라 상이하게 표현이 된다. 또한 로봇의 주어진 작업, 작업환경에 따라 경로계획 및 지도의 요구성능수준이 달라지므로 일관된 기준으로 다양한 로봇의 주행성능을 표현하는 것은 논란의 여지가 많다고 하겠다.

유사하게 경로계획은 로봇에 탑재된 센서, 지도, 제어 불확실성에 밀접한 영향을 받게 되므로 신중하게 선택한 성능척도를 통해서 관심대상의 주행성능을 표현해야 한다 [3].

본 연구에서는 기존에 발표된 로봇주행 성능평가 척도에 대한 검토[2]를 바탕으로 교육용 로봇에 특화된 실내환경 서비스로봇의 주행성능척도를 제안한다. 본 연구에서는 교육용 로봇에 초점을 맞추었지만, 본 연구에서 제시된 성능척도는 유사한 분야, 예를 들어, 실

내 안내로봇, 청소로봇 등에도 광범위하게 적용이 가능할 것으로 기대한다.

II. 로봇주행 성능평가 환경

2.1 성능평가 테스트베드

그림 2는 로봇주행 성능을 측정하기 위해 구축된 테스트베드의 배치도이다. 시험환경은 평평한 바닥이며 가로, 세로, 높이가 각각 6.2m, 6.2m, 2.6m이다. 이 규격은 교과부에서 규정한 “학교시설.설비 기준령”권고안에 따라 시험장 설치공간의 규모를 감안하여 일괄 축소하여 구축한 것이다.

그림 2의 테스트베드에 사용된 교탁 등 집기류도 마찬가지로 KS G4016, KS G 2010표준안을 참고하여 준비하였다.

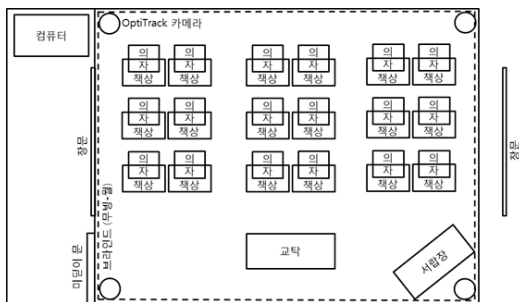


그림 2 로봇주행 성능평가를 위한 공간배치

2.2 로봇주행 성능평가를 위한 위치인식 시스템

기존의 연구에서는 위치인식, 맵핑, 경로계획을 별도의 모듈로 간주하여 각각에 대한 성능을 측정하는 방법이 주로 사용되었다[3]. 하지만, 실제 성능평가에 관심이 있는 로봇제조사 및 평가자의 입장에서는 개별 모듈에 대한 성능척도를 위해 개별 모듈과 평가시스템 간 인터페이스 등 별도 개발이 필요하게 되므로 번거로울 뿐 만 아니라 준비의 시간이 많이 걸리는 단점이 있다.

본 연구에서는 성능평가 대상시스템에서 추정된 위치 정보와 성능평가 테스트베드에 별도 설치된 위치인식 시스템만을 이용하여 로봇의 경로계획 및 위치인식 성능을 평가하도록 고안하였다. 로봇의 맵핑 성능도 고려가 가능하지만, 경로계획은 로봇의 맵핑 성능, 즉 결과적으로 얻게 되는 로봇주행용 지도의 품질에 영향을 받게 되므로 간접적으로 측정이 가능하다.

III. 로봇주행 성능평가방법

다음은 로봇주행의 요소기술의 성능을 평가하는 구체

적인 절차를 기술한다.

- 로봇위치정보 획득을 위한 파일 포맷: 텍스트 파일
- 로봇위치데이터 포맷: KOROS 1089:2011
- 로봇주행 시나리오: KOROS 1079-1:2010, KOROS 1079-2:2011

▪ 로봇을 사전에 정의된 A위치에서 B위치까지 N회 자율주행

▪ 테스트베드에 별도 설치된 위치인식 시스템에서 측정된 위치인식 데이터를 이용하여 로봇의 위치인식 성능 및 주행제어 성능을 평가. 이 때 사용한 위치인식 시스템은 OptiTrack을 이용하였다 (10m x 10m공간에서 위치획득, 100Hz 동작주기, mm수준의 정확도 제공).

본 연구에서는 위치인식 성능지표와 관련하여 이동위치정확도, 이동위치정밀도, 정지위치정확도, 정지위치정밀도, 위치인식빈도를 정의한다.

한편, 경로계획과 관련하여 경로계획시간, 경로의 길이, 경로의 유격, 경로의 곡률을 정의하며 경로추종성능과 관련하여 추종수렴도, 최대/평균 주행속도, 최대주행 가속도를 정의한다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구에서는 실내환경 서비스로봇, 구체적으로 교육용 로봇에 적용하기 위한 로봇주행시스템의 성능평가 방안에 대해 살펴보았다. 로봇시스템과 평가시스템 간은 위치정보만을 교환함으로써 로봇시스템을 준비하기 위한 번거로움과 시간을 절약할 수 있으며 간접적으로 로봇맵핑 성능을 파악하게 된다. 이를 통해 유사 종류의 실내 서비스로봇에 대한 주행성능을 간편하게 측정하게 되며 보다 객관적인 평가지표를 제시할 수 있다.

참고문헌

- [1] M. O. Franz and H. A. Mallot, "Biomimetic robot navigation," Robotics and Autonomous Systems 30, pp. 133-153, 2000.
- [2] 유원필 외, "로봇주행 성능평가 척도에 대한 연구," 제28회 제어로봇시스템학회(ICROS)학술대회 논문집, 2013.
- [3] D. Calisi and D. Nardi, "Performance evaluation of pure-motion tasks for mobile robots with respect to world models," Autonomous Robots, 27: 465-481, 2009.

임의로 발생하는 태스크에 대응하는 군집 로봇의 임무할당방법 문제 정의

*전서현, 장민수, 이창은, 조영조
로봇/인지융합연구부 한국전자통신연구원
e-mail : {happyseohyun, minsu, celee, youngjo}@etri.re.kr

Multi-Robot Coalition Formation for Random Task Problem Formulation

*Seohyun Jeon, Minsu Jang, Chang-Eun Lee, Young-Jo Cho
Robot/Cognitive Convergence Research Department
ETRI

Abstract

This paper describes the problem of multi-robot coalition formation for the task that has three characteristics: position, task-load, and reward. And, robots subject to this problem have different capabilities. Time and positions of tasks are initially unknown. Therefore, tasks have to be assigned to robot at each occurring time considering capabilities of robots and overall costs.

I. 서론

군집로봇은 경로계획, 대형유지, 전파중계 등 여러 대의 로봇들로 다양한 시도를 해볼 수 있으므로 그에 따라 다 방면으로 연구가 진행되어 왔다. 그 중 로봇 혼자서는 해결할 수 없는 임무가 주어졌을 때 로봇들이 자기와 연합할 수 있는 다른 로봇들을 찾아 협업하여 임무를 완수하는 문제를 군집로봇 임무할당 문제라 한다. 이처럼 임무를 완수하기 위해서는 로봇들의 능력과 소요비용 등을 고려하여 알맞은 로봇팀을(coalition) 만들고 해당 로봇에게 역할을 부여하여야 한다. 로봇에게 역할을 부여할 때는 전체 임무의 비용이(cost) 최소화

되도록 혹은 유틸리티(utility)가 최대가 되도록 하는데 이 때 market-based 혹은 auction-based 알고리즘이 대표적으로 사용되어 된다. [1]

만약 대면적의 산불이 난 경우 인근의 소방서가 총동원되어 몇 개의 지역으로 흩어져 산불을 진화하는 작업을 하게 되는데, 이 때 산불을 진압해야 할 위치와 진화강도, 그리고, 각 소방서마다 몇 대의 소방차가 있고, 투입할 수 있는 인력이 얼마나 있는지를 알면 소방능력을 요소요소에 적절히 배치하여 산불을 효과적으로 진화할 수 있게 된다. 물론, 이는 이상적인 상황을 가정한 것이지만, 이러한 문제를 군집로봇 임무할당 문제에 적용하여 최적의 해결책을 찾을 수 있다. 이와 같은 방법으로 우편물을 배달할 때, 우체국의 위치와 우편물이 도착할 곳, 우체부의 수송능력과 우편물이 도착해야 하는 시간을 알면, 우체부에게 우편물을 효율적으로 배정할 수 있다. Sung과 Chopra는 이와 같은 군집로봇의 임무할당문제를 연구했다. Sung은 순서가 정해진 작업(task)의 큐(queue)가 주어졌을 때 로봇간 작업을 교환하는 방법으로 전체적인 임무의 비용을 줄이고자 했다. 이는 로봇에게 처음 해야 할 작업이 미리 정해지는 우편물 배달과 같은 임무에 적용될 수 있으며, 로봇의 능력이 모두 같다고 가정하였다. [2] Chopra는 정해진 시간에 로봇들이 이동해야하는 위치의 집합이 주어질 경우, 어떤 로봇들을 해당 위치로 이동시킬 것인가에 관한 문제를 임무할당방법으로 풀었다. [3] 여기서도 역시 작업하는 로봇의 능력이 모두 같은 동종

(homogeneous)로봇에 대한 경우를 다루었다. 본 논문에서는 이러한 문제를 확장하여 로봇의 작업능력이 서로 다른 이종(heterogeneous)로봇의 경우에 대해 임무를 할당하는 문제를 해결하고자 한다. 로봇의 heterogeneity를 나타내기 위해서는 각 로봇의 능력(capability)을 다르게 표기하는 방법을 사용하였다. Guerrero는 로봇이 수행해야 하는 작업(task)에 3가지 특성을 부여하였다. [4] 작업량, 시한(deadline), utility function이다. 본 논문에서는 이와 같이 위치를 기반으로 작업량이 주어지고, 작업경과시간에 따라 받는 보상이 달라지는 경우에 대해 군집로봇의 임무할당문제를 해결하고자 한다.

II. 문제 정의

로봇 r_i 의 2차원 공간상의 $p_i = [x, y, \theta]^T$ 에 위치하며, 이러한 로봇이 n 대 있다. $R = \{r_1, \dots, r_n\}$. 로봇들의 종류는 서로 상이한 이종로봇이며, 로봇의 능력은 속도 v_i 와 단위시간당 작업능력 w_i 으로 나타낼 수 있다. 따라서, i 번째 로봇의 능력은 $c_i = \langle v_i, w_i \rangle$ 이다. 임의의 시간 t 에 로봇이 수행해야 할 작업을 $Q^t = \{q_1, \dots, q_m\}$ 라 하고, 부수작업 q_j 는 3가지 속성을 가진다. $q_j = \langle p_j, m, z(t) \rangle$ p_j 는 작업이 발생하는 공간상의 위치, m 은 작업량, $z(t)$ 는 태스크를 완수하면 로봇이 얻는 보상을 말하며, 이는 그림 1과 같이 시간에 관한 식으로 나타난다. (a)는 시간 T 안에만 해결하면 되는 작업, (b)는 시간 T 안에 완료하면 되지만 빨리 해결할수록 보상을 많이 받는 작업, (c)는 시간 T 안에 임무를 완수하지 못 하면 보상이 음수가 되는, 즉, 전체 임무에 손해를 끼치는 작업을 말한다. 예를 들면 소방작업이나 응급상황과 같은 촌각을 다투는 작업이 이에 해당될 수 있다.

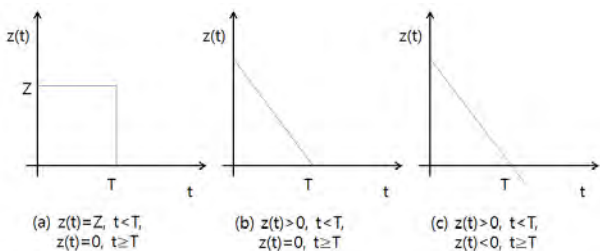


그림 1 작업에 대한 보상 $z(t)$ 의 예

작업량 m 은 태스크 q_j 를 완수하는데 필요한 로봇의 작업능력의 합을 말한다. m 이 한 대의 로봇으로 해결

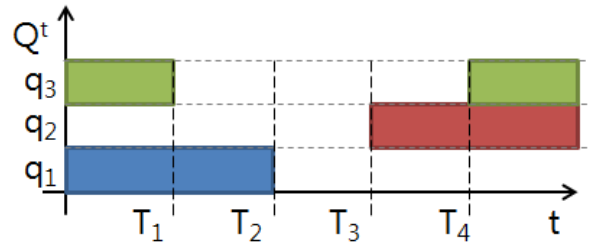


그림 2 시간에 따라 작업이 발생하는 것을 나타낸 그래프이다. $Q^{T_1} = \{q_1, q_3\}$ 이고, q_3 의 마감시한은 T_1 이고, q_1 의 마감시한은 T_2 이다.

할 수 없으면 작업량을 수행할 수 있는 로봇팀을 이루어야 한다.

$$m \leq \sum_{i=1}^{|R^*|} w_i \quad (1)$$

여기서, R^* 는 작업 q_j 를 완수하기 위해 모인 로봇팀의 집합 $R^* \in R$ 이고, $|R^*|$ 는 R^* 집합의 로봇의 갯수이다. 작업발생위치 p_j 와 로봇까지의 거리 p_i 를 유클리드 거리 $d_{ij} = \|p_i - p_j\|$ 라고 하면, 우리의 목적은 식(1)을 만족하면서, 비용($U(t)$)이 최소가 되도록 로봇팀 $R^*(q_j) = \{r_i | r_i \in R\}$ 을 만드는 것이다.

$$U(t) = \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^{|R^*|} d_{ij} \quad (2)$$

본 논문에서는 작업이 발생하는 시간이 미리 정해진 것이 아니라 임의의 시간에 발생한다고 가정한다. 그림 2는 작업이 발생하는 시간의 한 예이다. 로봇은 작업 수요가 발생하면 현재 위치에서 할당되는 작업 위치로 이동하게 된다.

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 임의의 위치에 작업량과 마감시한이 주어졌을 때 작업능력이 서로 다른 로봇들이 작업위치에 효율적으로 배정되도록 하는 군집로봇의 임무할당 문제에 대해 정의하였다. 본 문제 정의를 토대로 알고리즘을 개발하여 시뮬레이션과 로봇실험을 통해 검증하고자 한다. 향후 본 연구를 확장하여 로봇의 능력에 몇 가지 요소를 더 추가하고, 작업환경에 제한요소를 더 진행할 계획이다.

사사

이 논문은 지식경제 기술혁신사업(산업원천기술개발사업)의 일환으로 수행하였음.[10037352, 비정형 환경

대응 네트워크 기반 군집지능 로봇기술 개발]

참고문헌

- [1] M. B. Dias, R. Zlot, N. Kalra, A. Stentz, "Market-based multirobot coordination: A survey and analysis," *Proceedings of the IEEE*, 94(7), 1257-1270.
- [2] C. Sung, N. Ayanian, D. Rus, "Improving the Performance of Multi-Robot Systems by Task Switching," *IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, pp. 2984-2991, May, 2013.
- [3] S. Chopra, M. Egersted, "Multi-robot routing under connectivity constraints," *Proc. The 3rd IFAC Workshop on Distributed Estimation and Control in Networked Systems*, pp. 67-72, Sep. 2012
- [4] J. Guerrero, G. Oliver, "Multi-robot coalition formation in real-time scenarios," *Robotics and Autonomous Systems* 60 (2012), 1295 - 1307.

미미틱 알고리즘 기반의 군집로봇 협조제어 기법

이재선¹, 지상훈¹, 이상무¹, 장병탁²
한국생산기술연구원 실용로봇연구그룹¹, 서울대학교 바이오지능연구실²
e-mail : {*js.lee, robot91, lsm*}@kitech.re.kr¹, *btzhang@snu.ac.kr*²

Memetic Algorithm based Multi-Robot Cooperation

Jaeseon Lee¹, Sang-Hoon Ji¹, Sang-Moo Lee¹, Byoung-Tak Zhang²
Korea Institute of Industrial Technology¹, Seoul National University²

Abstract

The aim of this research is to investigate the potential of applying learning algorithm to the environmental adaptation system in multi-robot collaborations. According to the development of robotics technology, multi-robot application is also emerging rapidly. Multi-robot can perform given tasks efficiently in large and unknown environments, and even in dangerous environments. In this paper, we apply memetic algorithm for allocating the tasks to multiple robots. It will be tested and evaluated in the simulation environments.

I. 서론

단일로봇의 학습과는 달리 군집로봇의 경우 여러 가지 문제점들이 보고되고 있다. 예를 들어, 센싱 정보나 공유된 정보에 불확실성이 존재한다는 점과 학습된 정보에 대한 적절한 추상화가 어렵다는 점, 그리고 서로 다른 로봇들의 경험으로부터 획득한 정보를 통합하는 것이 어렵다는 점 등이 문제가 된다. 그러나, 이러한 문제점들이 존재함에도 불구하고 군집로봇의 활용이 주는 잠재적인 혜택으로 인해 지속적인 연구가 진행되고 있다[1].

군집로봇의 행동학습을 위한 방법으로 널리 사용되고 있는 것이 강화학습의 하나인 Q-learning이다. 이것은 특정한 상태에 놓여있을 때 취할 수 있는 행동들에 대한 효용(Q)값을 미리 계산하고 학습함으로써 모델의 정보가 필요하지 않으며 구현하기 간단하고 실제로 군집로봇의 협업업무 문제에서 좋은 결과를 보여주고 있다[4]. 일반적으로 강화학습 알고리즘은 주어진 상황에서 가장 유리한 것을 선택한다. 그러나, 학습 초기에 저장된 데이터가 적기 때문에 좋은 선택이 어려운 점이 있고, 학습에 많은 시간이 소요되기 때문에 시간이 제한적인 경우에 최적의 해를 찾을 확률이 낮아지게 된다. Ahn & Park은 오목의 인공지능을 위해 유전 알고리즘과 게임트리를 병합하여 제한된 시간 안에 최적의 해를 찾기 위해 전역적 탐색과 선별적 탐색을 수행하는 기법을 통해 시간제한이 있는 환경에서의 최적해를 찾는 방법을 제시하였다[2]. 그 외에도 로봇 축구에서의 경로계획이나 전략을 결정할 때, 그리고 군집로봇의 협업을 통한 수색이나 탐색 임무에서도 유전 알고리즘이 널리 사용되고 있다[5].

본 논문에서는 동적인 미지의 환경에서 군집로봇의 협업을 위한 학습 알고리즘으로 미미틱 유전 알고리즘을 사용한다. 일반적인 유전 알고리즘의 경우 방대한 문제공간에서의 탐색 능력이 뛰어나지만, 지역 최적점에서의 접근이 느린 단점이 있기 때문에 이를 보완하기 위해 지역 최적화 기법을 혼합한 것이 미미틱 알고리즘이다[3]. 이를 위하여 시뮬레이션 환경에서 여러 대의 모바일 로봇을 활용하여 탐색 및 포메이션 태스

크를 수행하며, 임무 수행 시간 및 로봇들의 평균 이동거리를 측정하여 알고리즘을 평가한다. 이어지는 섹션에서는 사용된 미미틱 알고리즘에 대한 설명과 수행할 군집협업 태스크, 그리고 알고리즘 검증을 위한 시뮬레이션 실험 방법을 기술한다.

II. 본론

2.1 Memetic algorithm

미미틱 알고리즘은 유전 알고리즘과 지역최적화기법이 혼합된 것으로 교차와 변이를 통해 해를 지역 최적점 근처에 갖다 놓고 이후에 지역최적화 알고리즘을 통해 해의 최적 점을 구하는 것으로 그림 1과 같은 순서로 진행이 된다.

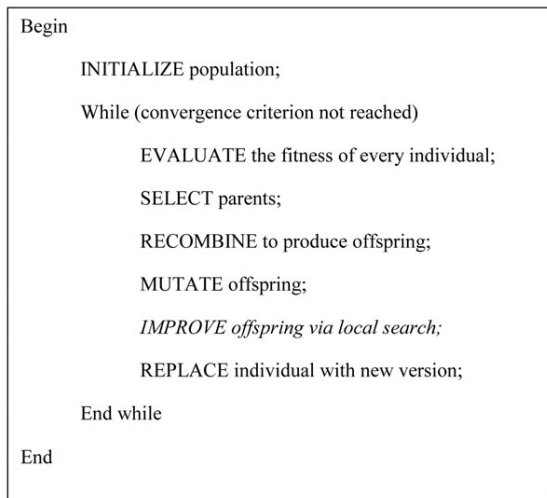


그림 1. 미미틱 알고리즘의 의사코드[6]

먼저, 임의의 생성된 해를 갖는 해집합을 만들고, 각각의 해에 대해서 적합도를 평가한다. 그리고 적합도에 따라 교차에 사용될 부모해를 선택하고 교차하여 자식해를 만들게 된다. 변이를 거친 자식해는 지역최적화 기법을 통해 최적화를 하고 부모해와 교체를 하게 된다. 이러한 과정은 수렴조건이 만족될 때까지 계속하여 반복하게 된다. 이것이 일반적인 미미틱 알고리즘의 수행과정을 말해주며 다음에 기술하는 군집협업 태스크와 환경정보에 따라 해의 적합도를 구하는 방법이 달라지게 된다. 또한, 각 단계에서의 유전 연산 방법은 주어진 태스크와 실험 결과에 따라 다양하게 적용될 수 있다.

2.2 군집협업 태스크

지금까지 연구된 사례를 바탕으로 군집로봇 학

습 애플리케이션의 유형을 살펴보면 air fleet control, predator/prey, box pushing, foraging, 그리고 multi-robot soccer 등이 있다[1].

본 연구에서는 다양한 군집로봇 협업 중에서 가장 기본이 되는 탐색과 포획을 태스크 대상으로 한다. 탐색은 여러 대의 모바일 로봇이 작업 공간에 흩어져서 특정 오브젝트를 찾아다니는 것으로 목표물을 얼마나 빠른 시간 내에 찾아낼 수 있느냐가 관건이다. 한편, 포획의 경우, 목표물을 발견했을 때 목표물 주위로 로봇들이 모여들어 진형을 형성하여 목표물이 더 이상 움직이지 못하도록 하는 것으로 최적의 포메이션 형성이 문제의 핵심이 된다. 또한, 각 로봇의 성능이나 지형적 요소가 환경적 요인으로 로봇들이 임무 수행을 할 때 영향을 주게 된다. 그림 2는 탐색과 포획을 기반으로 한 시나리오를 나타낸 것으로 본 연구에서는 목표물을 포획하는 것까지를 목표로 하며 향후 호송까지 하는 것이 최종 목표가 된다.

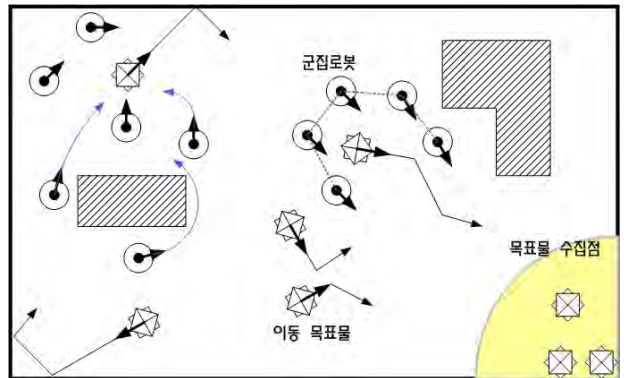


그림 2. 군집로봇 협업 시나리오

2.3 시뮬레이션

본 연구에서 구현하는 미미틱 알고리즘 기반의 군집로봇 협조제어 기법은 Cyberbotics사에서 개발한 Webots 시뮬레이션에서 구현하려고 한다. 그리고 향후에 E-PUCK 모바일 로봇을 사용하여 실제 로봇에 적용하여 실험할 예정이다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 연구에 사용되는 알고리즘과 구현 방법에 대한 소개를 하였다. 현재 진행 중인 연구이기 때문에 본문에 포함되지 않았던 실험 결과는 향후 실

험을 진행하면서 추가하려고 한다. 또한, 그림 2에서 기술한 시나리오에 나온 호송태스크를 향 후 추가할 예정이다.

감사의 글

본 연구는 산업통상자원부 산업원천기술과제 ‘비정형 환경 대응 네트워크기반 군집지능 로봇기술 개발’의 지원에 의하여 이루어진 연구로서 관계부처에 감사드립니다.

참고문헌

- [1] Parker, L. E., Touzet, C., & Fernandez, F. (2001). Techniques for learning in multi-robot teams. Robot Teams: From Diversity to Polymorphism. AK Peters.
- [2] 안일준, & 박인규. (2010). 유전 알고리즘과 게임 트리를 병합한 오목 인공지능 설계 및 GPU 기반 병렬 처리 기법. 정보과학회논문지: 시스템 및 이론, 37(2), 66-75.
- [3] 문병로. 『쉽게 배우는 유전 알고리즘: 진화적 접근법』. 서울: 한빛미디어(주), 2008.
- [4] 심귀보. "Harmony Search 알고리즘 기반 군집로봇의 행동학습 및 진화." 한국지능시스템학회 논문지 20.3 (2010): 441-446.
- [5] Xin Ma; Qin Zhang; Yibin Li, "Genetic Algorithm-based Multi-robot Cooperative Exploration," Control and Automation, 2007. ICCA 2007. IEEE International Conference on , vol., no., pp.1018,1023, May 30 2007-June 1 2007
- [6] Yu-ting Wang, Jun-qing Li, Kai-zhou Gao, Quan-ke Pan, Memetic Algorithm based on Improved Inver-over operator and Lin-Kernighan local search for the Euclidean traveling salesman problem, Computers & Mathematics with Applications, Volume 62, Issue 7, October 2011, Pages 2743-2754, ISSN 0898-1221, 10.1016/j.camwa.2011.06.063.

DU_RU 분리형 기지국 데이터절감 기술

*김승환, 이상수

한국전자통신연구원 광인터넷연구부

e-mail : sammy@etri.re.kr, soolee@etri.re.kr

Data weight reduction technology in DU-RU separated base station

*Seung-Hwan Kim, Sang-Soo Lee

Optical Internet Research Department

Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

In this paper, analysis of IQ data compression technology of Alcatel-Lucent Tech. and Samplify inc. of a leading role in the data compression technology market, and discuss the IQ data compression with Compressive Sensing techniques have been using in the video compression. Finally we suggest IQ data compression technology requirements and structure proposal.

을 이용하여 연결하는 분리형 기지국기술이 주로 사용되고 있다. 그러나, DU-RU간 인터페이스 규격인 CPRI 기술의 경우, 현재 표준화에서는 10Gbps이하로 정의된 규격으로 한정되어 있기 때문에 앞으로 상용화 될 LTE-Advanced 기술이나, MHN(Mobile Hot-Spot Network) 기술 등에 적용할 경우 구조적으로 많은 어려움이 있다.

본 논문에서는 알카텔-루슨트의 데이터 압축기술 및 데이터 압축 분야에서 선도적인 역할을 하고 있는 Samplify의 IQ 압축 기술을 분석한 뒤, 영상 압축에서 사용해 오던 Compressive Sensing기술을 IQ데이터 압축 분야에 적용하기 위한 요구사항 및 구조 제안을 한다.

I. 서론

최근 데이터 트래픽의 폭발적인 증가에 따른 모바일 트래픽 빅뱅 대비가 필요하게 되었고, 스마트 모바일 단말의 보편화 및 IoT(Internet of Things)세상이 도래할 2020년대에는 트래픽 증가율에 대한 예측이 불가능할 것으로 예측되고 있다. 이에 따라, 기존 유선 네트워크측면에서 생각하던 10G->100G->1T등과 같은 무조건적 확장만으로는 예측 불가능한 트래픽 빅뱅에 대비할 수 없게 되었다. 최근의 모바일 트래픽의 폭증은 기지국의 끊임없는 증설을 요구하게 되었고, 이를 해결하기 위해 기지국의 DU(Digital Unit)와 RU(Radio Unit)를 구분하고, 이를 CPRI 규격[1]

II. 무선기지국 관련 표준화 및 동향

유럽 표준화 기구인 ETSI 산하의 ORI(Open Radio equipment Interface)는 향후 차세대 이동통신 무선망의 구조가 소형화 및 분산화 된 형태의 기지국 시스템으로 발전할 것을 대비하여 기존 무선기지국의 제어부(REC: Radio Equipment Control)와 무선부(RE: Radio Equipment)간의 인터페이스를 표준화하고자 유럽에서 출범한 ETSI ISG(Industry Specification Group) 산하 표준화 그룹으로, 기존의 CPRI등의 표준규격 이외의 새로운 규격이 아닌 CPRI 규격을 근간으로 하면서 장비간 호환성에 문제가 없도록 표준으로서의 완성도를 높인 규격으로, 본

논문에서 논의하는 IQ데이터 압축에 대한 이슈에 대한 표준화도 고려하고 있다.[2]

2011년 7월 알카텔-루슨트는 분리형 기지국에 사용하는 CPRI에 압축 기능을 지원하면 무선 광백홀 구간에서 같은 양의 데이터를 전송할 때 보다, 대역폭을 절반으로 줄일 수 있게 되어 광백홀 구축비용을 대폭 줄일 수 있다고 발표하였고, 이후 2013년 3월 ORI 15차 회의에서 IQ 압축 방안에 대한 이론 제안을 하게 되었다.[3] 이와 같은 행보에 따라 여타 장비업체들도 광백홀 구간에서의 최대 고민인 백홀 투자비용을 절감하기 위해서 데이터 압축 기술을 위한 R&D를 적극적으로 검토하고 있으며, 우리나라에서도 SKT의 경우 2012년 10월 제시한 SCAN 분리형 기지국 망에서 CPRI 데이터 절감 기술 적용 가능성을 위한 다양한 압축 알고리즘 및 변조 방식을 개발하고 있다.

최근 개최된 ORI 15차 회의에서는 몇 가지의 요구사항을 결정하였는데, IQ 데이터의 압축률은 50% 이하로, EVM (Error Value Magnitude) loss는 1%에서 최대 3%까지 수용하자는 의견이 진행되었으며, LTE-FDD에 대한 압축 알고리즘 Latency 최대 허용치는 100us 이하로 정했다. 이외에 IQ데이터 압축 알고리즘을 표준화하자는 의견에 대해서는 알카텔-루슨트, Huawei 및 ZTE 등 알고리즘을 확보하고 있는 업체의 경우 특허의 제약이 없어야 한다는 조건 때문에 부정적으로 반응하고 있어 앞으로의 회의의 결과를 지켜봐야 보다 구체적인 내용이 다루어질 것으로 보인다. 그림1.에는 ORI의 프로토콜 구조를 기존 CPRI 프레임 구조와 같이 나타내었다. ORI에서는 DU-RU 분리제어를 하기 위한 프레임과 IQ 데이터 압축 관련 표준화를 진행중이다.

이외의 표준화 동향을 살펴보면, FSAN NG-PON2에서는 유선 가입자에 무선 분리형 기지국 광백홀을 포함하는 Ring형 구성에 대한 표준 기고가 Huawei, ZTE 등에서 시도 되고 있어, DU 1개에 다수개의 RU가 연결되는 형태가 앞으로의 주요 이슈로 부각되고 있다.

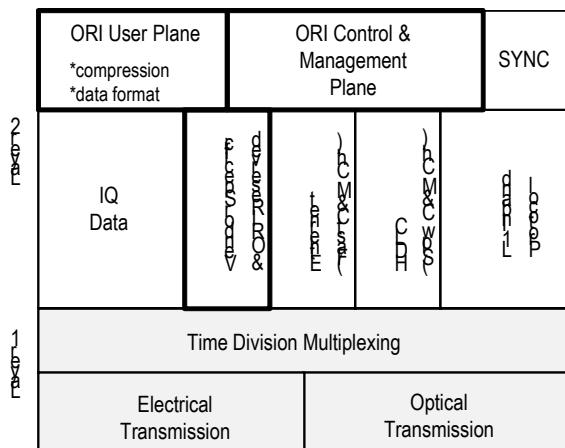


그림 1. ORI 프로토콜 구조

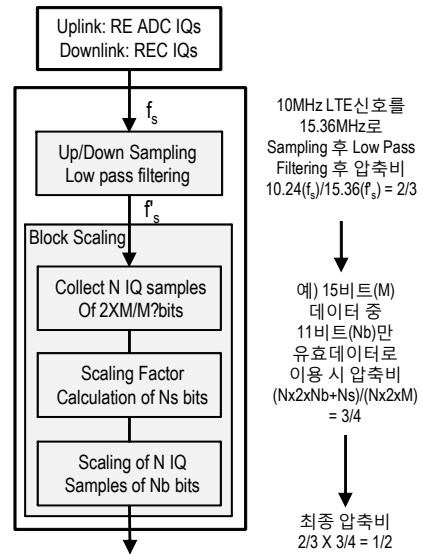


그림 2. ALU의 IQ 데이터 압축 개요

III. IQ 데이터 압축 알고리즘

그림2.에는 ORI 15차 회의에서 발표된 ALU의 IQ 데이터 압축 개요를 보여준다. 10MHz의 LTE 신호를 CPRI 규격에 맞추어 보내기 위해서는 15.36MHz 클럭을 이용하여 샘플링 하는데, 이에 대한 주파수 특성을 보면 10.24MHz 이상의 성분에는 주요 데이터 성분이 적게 분포되어 있다는 성질을 이용 전체의 2/3 영역만 취하고, 나머지는 잘라내는 1단계 과정을 마친 후, 2단계 Block Scaling 단계에서 15비트 IQ데이터에 대하여 유효비트를 11비트만 취하여 Scaling을 하는 경우 대략 3/4의 데이터만으로도 EVM 1% 이내로 전송이 가능하다는 내용을 발표 하였다. 따라서 상기 두 단계를 거쳐 나온 최종 압축비는 50%로 제시하고 있으나, 그림1의 CPRI단의 최종 송신부가 8b10b로 구성되어 있어 25%의 데이터 부가치가 추가됨을 감안할 때 압축률은 40% 수준이 가능한 것으로 보여진다. ALU는 이와 같은 압축 알고리즘에 의해 발생하는 Latency를 20us이하로 규정했다.

ALU와는 별도로 데이터 압축에 대하여 최고의 수준을 제공하는 회사로는 Samplify가 있다. Samplify의 압축의 원리는 LTE 이동통신 기술을 기준으로 할 때 IQ 데이터가 대략 15비트 정도인데, 이 데이터를 7.5비트 이하의 데이터만을 보내어 복원하는 기술을 제공한다. 원리는, 각 데이터 크기와 위상을 참조하여 360도의 전체 구간을 10도, 60도, 90도, 120도, 180도의 5구간으로 구분하여 각 데이터의 위치가 5단계와의 차이가 가장 적은 것을 골라, 5구간의 번호와 차이 정보만 보내도, 원 데이터 복구가 가능한 복원 기술을 제공하고 있다.[4]

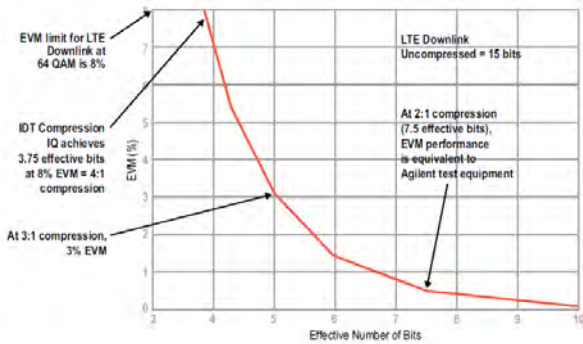


그림 3. Samplify사의 PRISM IQ 압축 결과

그림3.에는 이와 같은 데이터 처리방식을 LTE에 적용한 결과를 보여주고 있다. 그림에서는 EVM 3% 이내로 3:1 압축이 가능하다고 나타내고 있으나, 기지국 적용시 Low Latency를 위한 모드를 적용해야 하기 때문에 대략 50% 정도의 압축은 제공하는 것으로 보여 진다.

IV. 압축 센싱 기법을 이용한 IQ 압축 기술 제안

압축센싱 기법은 신호를 Nyquist rate 이상으로 샘플링하지 않고도 신호를 복원할 수 있는 기술로, 영상 및 의료 분야에서 주로 사용되어 왔으나, 최근 네트워크분야에서도 활용 가능한 기술로 알려지고 있다. 대부분의 신호의 특성이 zero이고, 아주 적은 수가 non-zero인 특성을 이용, 적은 수의 선형 측정만으로 원래신호를 복원할 수 있다는 원리에서 출발한다. 이를 네트워크 분야에 적용한 예는 아직 없으나, 본고의 목적인 데이터 압축의 소스인 IQ 데이터의 경우 대부분이 영상, 음성 등의 한정적인 특성을 가지고 있는 Sparse한 신호이기 때문에, 압축센싱 기법 적용이 가능하다고 판단되어 50% 이상의 압축률 구현을 위한 구조를 제안하게 되었고 이에 대한 내용은 그림4.에 간략히 나타내었다. 먼저 압축과정은 복원과정에 비하여 단순하게 구성되어 있는데, 그림4.의 상단에서와 같이 입력된 IQ 데이터를 2차원 FFT에 통과시켜 해당 신호의 스펙트럼 성분 분석을 하여 이에 대한 특성을 파악하고, 이후 저주파 신호만 필터링하여 해당 샘플을 광전송하는 단계로 구성되어 있다. 복원과정은 그림4.의 하단에서와 같이 이퀄라이징 과정을 통해 저주파 필터링 된 FFT 샘플데이터를 복원 후, 압축과정에서 파악된 데이터 특성을 이용한 기저벡터(Base Vector)를 생성하고 및 L1 최소화 과정을 통하여 복원하는 과정으로 이루어지는 형태를 갖는다. 여기에서의 L1최소화 과정은 압축센싱의 복원 방안 중 영상데이터 복원에 있어서 가장 효율성이 좋은 기술로 증명되어 있기 때문에[5] 동영상데이터가 무선의 주요 트래픽인 점을 감안하여 본 구조에 우선적으로 적용하게 되었다.

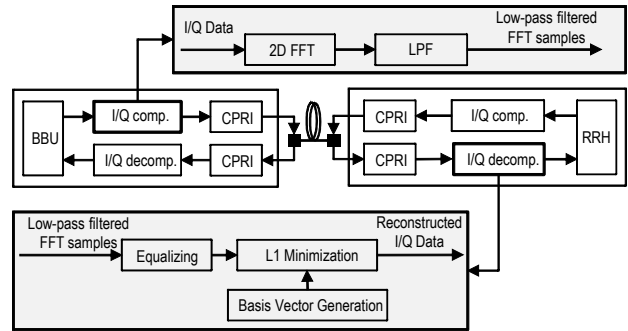


그림 4. 압축센싱기법을 이용한 IQ 압축 기술 제안

V. 결론 및 향후 연구 방향

본고에서는 최근 본격화되고 있는 DU_RU 분리형 기지국 데이터절감 기술의 핵심인 데이터 압축기법에 대하여, 알카텔-루슨트 및 Samplify사의 데이터 압축방법을 간략히 소개 한 후, 앞으로의 연구를 통하여 진행하려는 CS 기법을 이용한 데이터 압축방안과 기술적인 방법에 대하여 제시하였다.

제시된 CS기법을 이용한 압축알고리즘에 대한 소프트웨어 모델링과 성능 분석을 통하여 압축방안을 제시하고, 이를 DU-RU 분리형기지국에서 요구하는 Latency의 요구 조건을 수용할 수 있는가에 대한 연구를 진행하여 향후 광백홀 기반 무선기지국 시장에서, OPEX와 CAPEX를 획기적으로 줄일 수 있는 시스템 개발에 활용 예정이다.

참고문헌

- [1] <http://www.cpri.info/>, "Common Public Radio Interface (CPRI); Interface Specification" V 5.0
- [2] 조권도 외, "ORI 표준화 동향", 전자통신동향분석 제 28권 제3호, 2013.6
- [3] Olivier Klein(ALU)외, "IQ compression principles proposal", ORI(13)M15018, 2013.03
- [4] Albert W. Wegener, IDT, "Compression of Baseband Transceiver System Radio Units", US 8,331,461, 2012.12
- [5] D.L. Donoho 외, "Fast Solution of l1-norm Minimization Problems When the Solution May be Sparse", IEEE Transactions on Information Theory, vol.54, no. 11, pp. 4789-4812, Nov. 2008.

* 본 연구는 미래창조과학부의 정부출연금사업의 일환으로 수행하였음[13ZI1150, 트래픽 용량 증대를 위한 액세스 네트워크 원천기술 연구].

MPLS 기반 백홀 멀티미디어 서비스 적용 기술

*김보성, 남성용
LG유플러스 전달망개발팀
e-mail : kbs11966@lguplus.co.kr, sy.nam@lguplus.co.kr

MPLS-based Backhaul Technology for Multimedia Service Applications

*Bo-Sung Kim, Sung-Yong Nam
Transport Network Development Team
LGU+

Abstract

LGU+'s MPLS-based Metro Backhaul was developed as the first Multi Function Backhaul which can provide both LTE and IPTV services in Korea. This Backhaul provides two services without interfering each other from the same port and performance is less than 50ms protection switching and OAM functions fully implemented.

I. 서론

LGU+는 2011년 7월 1일 LTE 상용화 서비스를 국내 최초로 시작하였으며 이에 적용한 Backhaul은 MEF에서 제정한 Carrier Ethernet 기술의 정의를 최대한 만족시키도록 Metro망/Access망을 개발하였다. LGU+의 Backhaul에 적용된 Metro망은 MPLS 기반의 VPLS/H-VPLS 기술을 Access망에는 VLAN 기반의 PB 기술을 적용하였으며 이러한 적용 배경에는 당시 Backhaul 기술 후보로 화두가 되고 있던 모든 기술군(MPLS, MPLS-TP, MSPP, PBB, PB, PON)을 전체적으로 검토하여 당사에 가장 적합하다고 판단된 상기 기술을 최종적으로 Backhaul 기술로 선정하게

되었다. 후보 기술 중 MPLS-TP 기술은 ITU-T와 IETF의 의견 불일치에 의해 표준화가 지연되고 있었고(2012년 12월 표준화 완료), 나머지 후보 기술들도 당사에서 요구하는 Carrier Ethernet의 기능 및 성능에 조금씩 부합하지 않아 최종적으로 Backhaul 기술로 적용되지는 못하였다.

LGU+ 및 관련 벤더들은 Metro망에 중국 Huawei사의 NE40E-X3/X8 장비를, Access망에 국내 유비쿼스사의 CS3400과 다산 네트워크사의 M2200 장비를 MEF의 기준을 만족하도록 장비를 혁신적으로 개발하였으며 현재 상용화 운용중이다.

본 논문에서는 Backhaul Metro망에 적용된 기술인 Unicast VPLS/MPLS-TE 보호절체기술과 Multicast H-VPLS/E(Enhanced)-VRRP 보호절체기술에 대하여 기술하며 또한 Carrier Ethernet 상용화에 지대한 공헌을 한 Ethernet OAM에 대하여도 기술한다.

II. 본론

2.1 Unicast 전달 및 보호 절체 기술

LTE 서비스를 위해 사용된 기술은 Backhaul Aggregator인 L3 Router와 최하단 L3 eNB와의

Transparency Networking을 위해 L2 Backhaul 기술인 VPLS[그림1]기술을 적용하였으며 L2 통신의 기본인 MAC Learning과 Flushing을 기반으로 하고 있다.

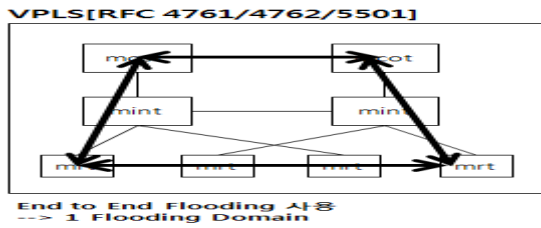


그림 1. VPLS Domain[1]

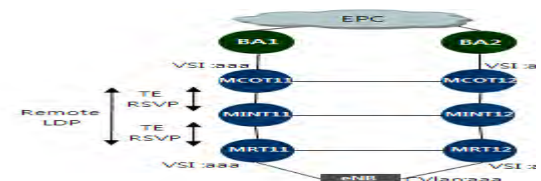


그림 2. Diagram for LTE Service

보호절체 기술은 MPLS의 Path Protection과 Local Protection을 모두 사용하였으며 성능은 BA 당 1K 이상의 eNB를 수용 했음에도 불구하고 Metro 망 내에서의 보호절체 시간을 50ms 이내로 구현하였다[그림 3][2][3][5].

서비스	조건	Link								Node																
		port(50ms)				card(50ms)				Node(50ms)																
		1Path	2Path	3Path	4Path	1Path	2Path	3Path	4Path	1Path	2Path	3Path	4Path													
Unicast (16G)	Metro	Ubi	13.6	13.2	29.4	27.9	14.3	14.4	35	26.5	4	11.4	14.4	21.6	26.3	45.7	33.9	31.2	0.04	3.4	18.2	27.9	25.4	30.6	22.2	5.8
		Desan	13.9	13.1	30.9	42.2	19.3	43.6	20	30	3.9	11.3	29.9	47	21.9	22.6	33.6	17.9	0.04	3.4	22.6	46.2	22.6	31	22.2	5.8
		Backgroud	13.9	13.1	25.7	32.8	13.1	39.7	23.2	10	3.6	11.3	25.9	36.6	23.9	19.8	21.6	24.7	0.04	3.4	15.3	19.8	20.7	27.4	19.1	5.8
연동	Ubi	17.3	22.9	16.1	20.9	16.8	20.5	21.6	46.8	15	15	12.9	38.8	32.8	22.9	14.4	44.5	15	44	13	10.8	16.3	32.6	15.1	24.4	
		Desan	11.3	23.9	7.8	20.9	9.5	19.5	9.5	15.4	7	11	17.1	26.1	24.4	39.9	7.9	47.5	6.5	7.5	8.5	9.6	17.5	42.3	5.7	6.6

그림 3. Unicast 보호 절체 시간

이러한 성능을 달성하기 위해 보호절체 기술은 Single Fault를 위해서는 Path Protection인 MPLS-TE HSB(Hot-Standby)를 Double Fault를 위해서는 Local Protection인 MPLS-TE FRR의 Link Protection과 Node Protection을 모두 적용하였다.[4]

Path Protection은 End-to-End Protection으로써 Master LSP를 Protection 하기 위해 Backup LSP를 Establish 하기위해 Explicit Path를 구현하는 방법이다. TE-Path Set-up을 위해 RFC 3209[1]에 정의된 Extension RSVP를 사용하였다. 그 결과 Metro망 내에서의 모든 경우의 수를(Link, Port, Card, Node, VPN 장애, 모든 구간의 Double Fault) 고려한 자동

및 수동 보호 절체 시 성능을 만족하였다. 또한 Path Protection에서의 Backup LSP 지원 방법인 Ordinary Backup LSP는 절체 시간이 1초~2초 사이로 실시간 LTE 서비스에는 적합하지 않아 고려하지 않았다.

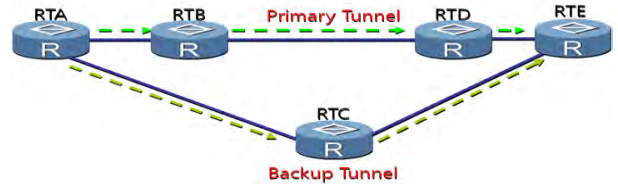


그림 4. MPLS-TE Path Protection

또한 Local Protection 기술인 Link Protection과 Node Protection의 차이점은 1) Backup Tunnel의 차이로 전자는 PLR(Point of Local Repair : Backup LSP의 Source)이 NHop 이며, 후자는 NNHop 이고 2) Protection 대상의 차이로 전자는 PLR과 NHop 사이의 Link이며, 후자는 NHop Node와 PLR과 NHop 사이의 Link이며 3) Label 할당의 차이로 전자는 NHop이 PLR로 전달한 Label이 필요하고 후자는 NNHop이 PLR로 전달한 Label이 필요하다.

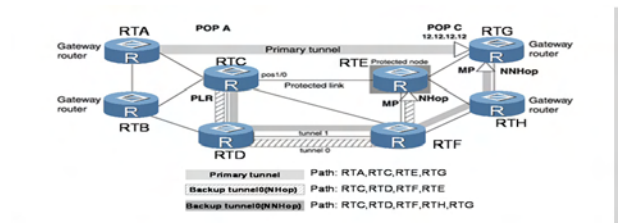


그림 5. MPLS-TE Local Protection

2.2 Multicast 전달 및 보호 절체 기술

LGU+의 Backhaul은 LTE 서비스만을 위한 전용 Backhaul이 아닌 Real Time Any Service를 지원할 수 있는 고기능의 Backhaul 이다. Unicast 기반의 LTE 뿐만 아니라 Multicast 기반의 IPTV 서비스를 지원할 수 있는 Backhaul로 동시 개발하여 국내 최초로 LTE Backhaul에서 IPTV 서비스까지 지원 가능하게 하였다.

그 결과 두 Protocol간의 상호 간섭을 배제하면서 시스템내 동일 Port에서 LTE와 IPTV 서비스를 동시에 제공 가능하게 되었다. IPTV 서비스를 위해 사용된 기술은 H(Hierarchical)-VPLS[그림 6]로 Unicast에 사용된 VPLS가 1 Domain 기술이라면 H-VPLS는 n Domain 기술이며 H-VPLS를 사용한 목적은 MPLS에서 Multicast 1:N Replication을 위해 사용하였다.

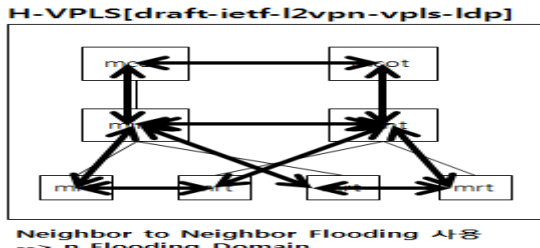


그림 6. H-VPLS Domain[1]

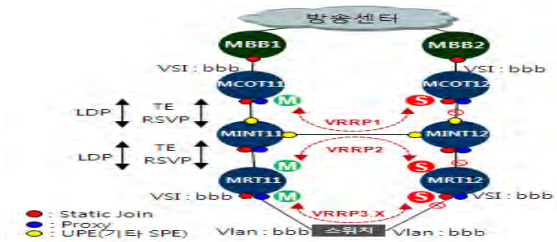


그림 7. Diagram for IPTV Service

또한 Looping 방지를 위해 표준의 VRRP 기술을 발전시켜 E-VRRP라는 기술을 국내 최초로 상용화 완료 하였으며 적용기술은 Standard VRRP + BFD (Bidirectional Forwarding Detection)를 결합하여 Fast Detection 및 Traffic Blocking 기능을 추가 하였다.[4]

E-VRRP는 BFD Message의 Detection 주기를 3.3ms로 하여 3회까지 Message Check 시 이상이 있으면 절체할 수 있도록 개발하였다. 최상단의 MBB(Multimedia Backbone) Router와 최하단의 광랜 기반의 Access Switch, HFC 기반의 Access Switch 들과의 Communication 시, E-VRRP를 활용하여 어떤 조건에서의 장애 발생시에도 50ms 이내의 생존성을 확보할 수 있게 개발 하였다[그림 8][5].

		7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
BG 3G	Up	2284	0.00	2248	0.00	1712	0.00	2248	0.00	0.00	0.00
	Down	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
UB 14G	Up	3261	0.00	3123	0.00	2142	0.00	3123	0.00	0.00	0.00
	Down	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
CG 8G	Up	2042	0.00	2015	0.00	1494	0.00	2015	0.00	0.00	0.00
	Down	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
UG 8G2	Up	2711	4.97	2424	3.42	2032	3.98	2424	3.42	0.00	0.00
	Down	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
UG 8G1	Up	2711	4.97	2424	3.42	2032	3.98	2424	3.42	0.00	0.00
	Down	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
UG 8G1	Up	2711	4.97	2424	3.42	2032	3.98	2424	3.42	0.00	0.00
	Down	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00

그림 8. Multicast 보호 절체 시간

IPTV 서비스를 위한 논리적인 망 구성은 [그림 9]와 같다. 그림에서는 Traffic Path와 사용된 기술들을 일목 요연하게 볼 수 있다. 또한 Metro 전 장비에서 최상위 Router와 Metro 장비의 IGMP Processing 부

하 경감을 위해 IGMP-Proxy를 적용했고 효율적인 Multicast Traffic 전달을 위해 IGMP Snooping 기능을 같이 적용 하였다.

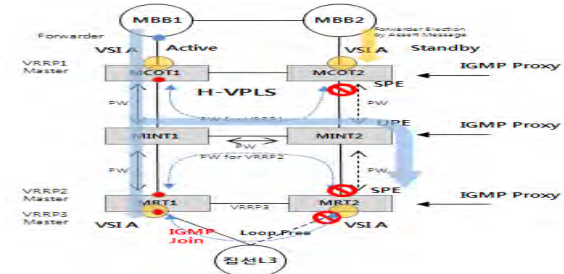


그림 9. IPTV 논리적 망 구성

2.3 Ethernet OAM 구현

당사에서 구현한 Backhaul Metro망과 Access망 장비의 EMS는 상이한 벤더 특성으로 인해 망별 EMS에서 Y.1731 진단 기능을 개별로 제공하며 개발된 LB/LT/LM/DM[2][3][5] 측정 값은 [그림10]과 같다. 이러한 개별망내에서의 OAM 진단기능의 한계를 극복하기 위해 당사는 Metro망의 EMS에서 Ethernet OAM을 이기종 장비간 E2E 진단을 할 수 있게 상용화 개발 완료하였으며 LGU+에서는 통합 OAM(E2E 품질 진단 Tool)이라 명칭하여 상용화 운용중에 있다.

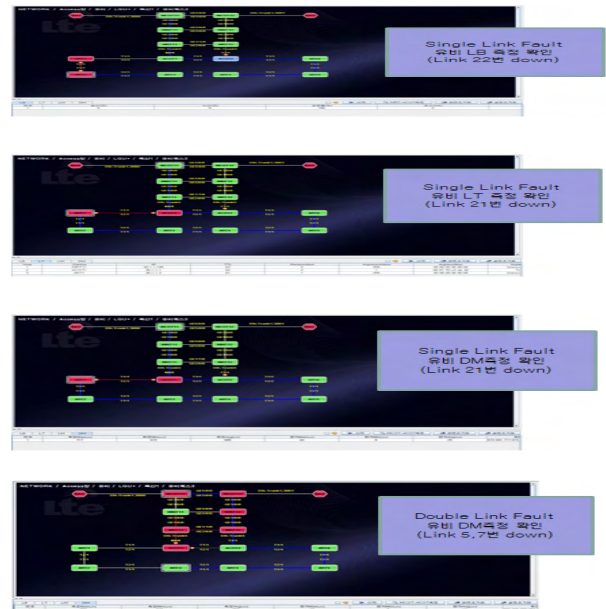


그림 10. E2E LB/LT/LM/DM 측정

Ⅲ. 결론 및 향후 발전 방향

LGU+의 MPLS 기반 Backhaul은 국내에서 최초로 LTE 서비스와 IPTV 서비스를 동시에 제공할 수 있는 명실 상부한 Multi Function Backhaul로 개발 되었으며 두 가지 서비스를 상호 간섭 없이 동일 Port에서 제공하여 Carrier Ethernet의 핵심인 50ms 이내 보호 절제와 OAM 기능을 온전히 구현한 사례이다.

LGU+는 향후 LTE-Advanced를 비롯하여 대용량의 Real Time Multimedia Traffic을 원활히 수용하기 위해 Backhaul 시스템을 더욱 정교하고 신뢰성 있게 진화해 나갈 계획이다.

참고문헌

- [1] <http://datatracker.ietf.org/doc/search/>
- [2] <http://metroethernetforum.org/>
- [3] Carrier Ethernet Workshop, MEF, 2010
- [4] Technical White Paper, Huawei, 2010~2013
- [5] LGU+ 모바일 백홀 메트로망 BMT/DVT/CVT/FT 시험 성적서, 2011~2012

고가용성 NodeOS 지원을 위한 TCP 세션 절체 기능

*김상일, **문성, **류호용, *김화성
*광운대학교 전자통신공학과, **한국전자통신연구원 NodeOS 연구팀
e-mail : rlatkd234@kw.ac.kr, seong@etri.re.kr,
hyryu@etri.re.kr, hwkim@kw.ac.kr

TCP Session Takeover for High Availability NodeOS

*SangIl Kim, **Sung Moon, **HoYoung Ryu, *HwaSung Kim,
*Dept. of Electronics & Communications Eng. KwangWoon Univ.
**NodeOS Team, ETRI

Abstract

High Availability System guarantees that the time-critical applications can provide the seamless services even in the case of system failure. If the service interruption is not avoidable, the recovery should be made within the minimal time interval. All of the above mentioned functionality is implemented in NodeOS. TCP Session Takeover is one of the NodeOS functions. In this paper, we present the basic issues for implementing the TCP Session Takeover.

I. 서론

고 가용성 (High Availability) 시스템은 중앙처리장치(CPU), 하드디스크, 네트워크와 같은 시스템 구성요소의 장애로부터 어플리케이션의 동작을 보호하여 운영환경이 유지되도록 함으로서, 미션 크리티컬한 어플리케이션들이 지속적으로 서비스하는것을 가능하도록 보장하는 시스템을 말하며, 또한 이 의미에는 서비스 중단 시 최소한의 시간 내에 원상회복이 가능해야 함이 포함된다. 이를 지원하는 시스템 소프트웨어를 고

가용성 Node OS라고 한다.

본 논문에서는 고 가용성 Node OS의 기능 구현에 필요한 기능들 중 TCP 세션 절체 기능에 대한 기본 설계 내용을 제시하고자 한다.

II. 본론

2.1 TCP 절체 기능

TCP 세션 절체 기능을 설계하기 위해서는 이중화 되어진 Active 노드와 Standby 노드 간의 TCP 세션 관련 정보의 동기화가 필요하다. 즉, [그림 1]에 보인 것 과 같이 Active 노드와 Standby 노드 사이에 동기화를 통해 양쪽으로 데이터를 전송 받으며 Active 노드의 오류로 인해 정상 동작이 불가능한 경우 절체를 통해 Standby 노드가 Active 노드로 동작하는 형태로 설계되어야 한다. 본 연구에서는 Active와 Standby 노드 이외에 별도의 하드웨어의 도움이 없이 TCP 세션 절체 기능을 구현하고자 한다.

한편 TCP 세션 절체 기능은 어플리케이션이 주도하는 의도적 TCP 세션 절체 (Deliberate TCP session takeover)와 노드 failure로 인한 TCP 세션 절체로 나누어 생각할 수 있다. 전자는 Active 노드가 서비스 제

공 중에 소프트웨어의 교체 (In Service Software Upgrade) 등의 이유로 어플리케이션 프로세스의 요구에 의해 절체가 일어난다. 후자는 Active 노드가 동작 중 오류가 발생하거나 통신을 할 수 없는 상황에서 통신하고 있던 세션을 Standby 노드로 절체 해 줌으로써 통신의 연속성을 유지할 수 있도록 하는 기능을 말한다. 기존의 연구에서는 클라이언트 쪽의 수정이 없이 서버 쪽의 기능만 수정함으로써 TCP 세션 절체를 수행하는 방법에 대해 기술하고 있다.[1],[2] 이는 클라이언트 사이트가 일반적으로 개인이 사용하는 단말이 되기 때문에 클라이언트 쪽의 수정은 바람직하지 않기 때문이다. 하지만 본 논문에서 기술하는 NodeOS는 일반 사용자 단말이 아니라 고가용성 망노드에서 동작하는 기능이기 때문에 서버 기능뿐만 아니라 클라이언트 기능을 수정하여도 크게 문제가 되지 않는다.

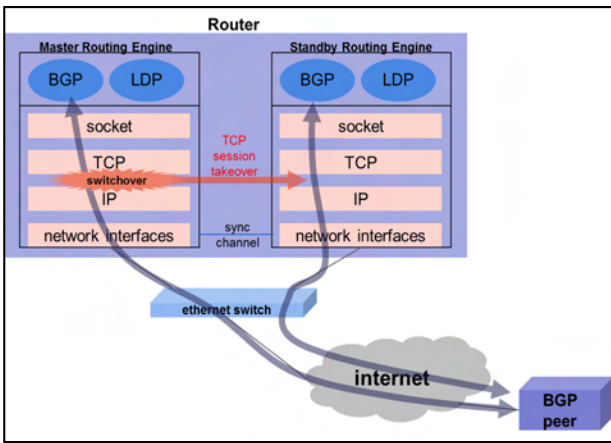


그림 1. 노드 이중화와 TCP 세션 절체

2.2 TCP 세션 관련 정보

TCP 세션 관련 정보로는 다음과 같은 정보가 있다. [3]. TCP 세션 관련 정보는 의도적 TCP 세션 절체 시에는 어플리케이션 프로세스의 요구를 받아 Standby 노드에게 전달해야 한다. 반면에 노드 Failure에 의한 세션 절체를 위해서는 TCP 세션 관련 정보를 주기적으로 Standby 노드에게 전달하게 된다.

- 소스 소켓 주소, 목적지 소켓 주소
- 연결 설정 시 결정되는 TCP 플래그. 예로서는 window scale factor, SACK 등이 있다
- 다음 전송 바이트의 sequence 번호 및 다음 수신 바이트의 sequence 번호
- window size 정보, 상대방으로부터 전달 받은 size 와 상대방으로 통보한 size 모두가 포함되어야 함
- TCP 출력 버퍼에서 전송 대기중이거나 ACK 수신

을 기다리고 있는 바이트 스트림과 입력 버퍼에서 어플리케이션에 전달되지 못한 바이트 스트림

2.3 의도적 TCP 세션 절체

의도적 TCP 세션 절체의 경우는 서비스 제공 중에 소프트웨어 교체 등의 이유로 응용 프로세스의 요구에 의해 절체가 일어난다. 어플리케이션 프로세스로부터 절체 요구가 발생하면 현재 “ESTABLISHED” 상태인 모든 TCP 세션 Snapshot 정보를 Standby 노드에게 전달하고, Standby 노드는 전달 받은 Snapshot 정보를 관련 자료구조에 복원한 후 정상적인 TCP 동작을 계속 진행하게 된다. 절체가 짧은 시간에 이루어질 수 있도록 어플리케이션 프로세스는 사전에 생성하는 것이 바람직하다.

2.4 노드 Failure에 의한 세션 절체

Checkpoint를 이용한 TCP 세션 절체는 통신에 필요한 정보들을 checkpoint 개념으로 주기적으로 동기화 시키는 기능으로써, 실제로 절체 시에 Checkpoint가 완료된 부분부터 Standby 노드가 동작하는 형태로 설계된다. Active 노드는 주기적으로 Checkpoint를 생성하여 Standby 노드에게 알려주고 Standby 노드는 Active 노드에서 절체가 발생하게 되면 전송 받은 Checkpoint부터 세션을 생성하여 동작한다.

Checkpoint를 이용한 TCP 세션 절체 기술의 장점은 Active 노드와 Standby 노드가 동기화 하여 같은 데이터를 저장할 필요가 없다는 점이다. 하지만 Checkpoint를 이용하여 세션을 절체 함으로써 Checkpoint가 저장되고 다음에 저장될 Checkpoint 사이의 데이터가 유실되어 롤백이 일어나는 문제점이 있다. 따라서 Checkpoint를 이용한 TCP 세션 절체 기능은 최적의 성능을 낼 수 있는 Checkpoint를 찾는 것을 목표로 설계되어야 한다.

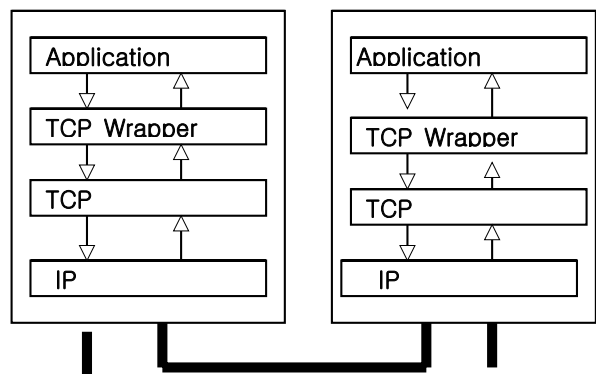


그림 2. 노드 이중화와 TCP 세션 절체

본 연구에서 다루고 있는 고가용성 NodeOS는 라우터와 같은 망 노드에 적용될 예정이다. 따라서 TCP 세션은 주로 라우팅 정보나 LDP 세션 설정 정보를 전달하는 용도로 사용될 것이기 때문에, 일반 TCP 세션과 같이 bulk 데이터를 수반하는 트래픽을 수용해야 하는 경우는 많지 않을 것으로 예상된다. 따라서 Checkpointing 주기를 적절하게 선택하면 Ccheckpoint 간에 발생하는 바이트 스트림의 복구가 가능할 것으로 예상된다. Checkpointing 및 절체는 [그림 2]와 같이 어플리케이션 프로세스와 TCP 사이에 구현되는 TCP Wrapper 모듈에 의해 수행되며 리눅스 Bottom Half로 동작하게 된다 [4].

2.4.1 Outbound 바이트 스트림의 버퍼링

노드 failure에 의해 TCP 세션 절체가 일어나는 경우 지난번 Checkpoint 이후에 어플리케이션 프로세스로부터 전송 요구를 받았으나 아직 전송되지 않았거나, 전송이 되었어도 Peer 노드로부터 ACK를 받지 못해 TCP 출력 버퍼에 남아있는 바이트 스트림은 가능한 Standby 노드에게 전달되어야 한다. 전달되어야 할 바이트 스트림은 다음 전송 바이트의 sequence 번호와 출력 버퍼의 write pointer 사이에 존재하는 스트림이 해당된다.

2.4.2 Inbound 바이트 스트림의 버퍼링

절체 시 어플리케이션 프로세스가 미처 처리하지 못하여 TCP 입력 버퍼에 남아 있는 바이트 스트림은 Standby 노드에게 전달되지 못하면 문제가 될 수 있다. 이는 Active 노드가 이미 Peer 노드에게 ACK를 발송한 경우 재전송 방법에 의해 스트림의 복구를 기대할 수 없기 때문이다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 TCP는 바로 ACK 세그먼트를 발송하지 않고 어플리케이션 프로세스가 수신 바이트 스트림을 읽어 간 이후에 ACK를 전송하는 방법을 사용할 수 있다. 이 경우 어플리케이션 프로세스가 바이트 스트림을 빨리 읽어가지 않으면 ACK 세그먼트의 전송이 지연되어 Peer 노드로부터의 재전송을 유발 할 수 있기 때문에 이에 대한 고려가 필요하다.

2.5 소켓 어드레스 유지

절체 시 시에 Master/Standby 노드는 동일한 IP 주소 및 포트 번호를 가진 노드로서 인식되어야만 한다. IP 주소는 NAT 등의 방법을 통하여 절체 이후에도 동일한 주소로 유지 될 수 있도록 하여야 한다. 포트

번호의 경우, 서버쪽 포트 번호는 Well-known 번호를 사용하기 때문에 문제가 되지 않으나 클라이언트 쪽은 동적 포트 번호를 부여 받기 때문에 절체 이후에도 동일한 번호의 포트 번호가 사용될 수 있도록 조치해야 한다. 이를 위한 방법으로서 Active 노드에서 TCP 연결 설정을 위한 bind 함수 호출시 리턴 받은 포트 번호를 Standby에 노드에 통보해주고, Standby 노드에서는 동일 번호의 포트를 미리 확보해 두는 방법을 사용할 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

라우터등과 같은 망 노드가 고가용성 시스템으로 구현되기 위해서는 고가용성 NodeOS는 라우팅 정보와 라우팅 프로토콜 세션 등이 절체 시에도 유지 될 수 있도록 이중화 기능을 제공하여야 한다. 이러한 라우팅 정보와 라우팅 프로토콜 세션의 이중화를 위해서는 TCP 세션이 이중화되어야 한다. 본 논문에서는 TCP 세션 절체 기능을 의도적 TCP 세션 절체와 Node Failure에 의한 세션 절체로 구분하고 각각의 경우에 필요 기능을 간략히 기술하였다. 본 연구의 자세한 설계 내용은 다른 논문을 통하여 추후 제공될 예정이다.

참고문헌

"

- [1] Almesberger. "TCP Connection Passing" <https://www.kernel.org/doc/ols/2004/ols2004v1-pages-9-22.pdf>
- [2] Lorenzo Alvisi, Thomas C. Bressoud et al., "www.cs.utexas.edu/~lorenzo/papers/fttcp.pswwww.trolltech.com"
- [3] Richard Stevens, TCP/IP Illustrated Volume 1, 2, Addison Wesley, 2008.
- [4] Daniel P. Bovett, Understanding the Linux Kernel, O'Reilly
- [5] The Linux-HA User's Guide, <http://www.linux-ha.org/doc/users-guide/users-guide.html>.

모바일 콘텐츠 전달 최적화 기술 동향 및 표준화

*이종민, 전승현, 이지철, 최준균

SK 텔레콤

삼성전자

한국과학기술원

e-mail : *jminlee@sk.com, creemur@kaist.ac.kr, jicheol.lee@samsung.com, jkchoi59@kaist.edu*

Mobile Contents Delivery Optimization Trend and Standardization

*Jongmin Lee, Seung Hyun Jeon, Jicheol Lee, Jun Kyun Choi

SK Telecom

Samsung Electronics

Korea Advanced Institute of Science and Technology

Abstract

As mobile traffic grows rapidly, network congestions has been deteriorated. Because of this problem, service revenue of mobile operators have been reduced and customer's experience is also affected. In order to solve this problem, Next Generation Mobile Networks (NGMN) Alliance has started to standardize mobile content delivery optimization in the mobile networks since end of 2012. They have plan to complete the standard at the early of 2014, and will collaborate with other standard organization (SDO) such as 3GPP, MPEG, and IETF.

비디오 트래픽을 분석한 자료에 의하면, 한번 이상 비디오 요청을 하는 경우가 전체 비디오 트래픽의 50% 이상이라고 한다 [2].

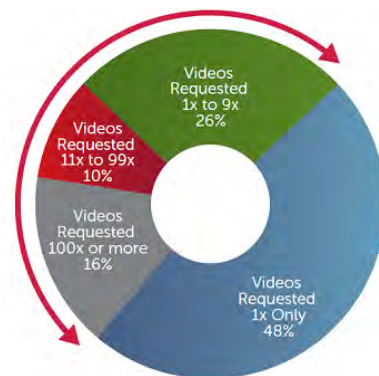
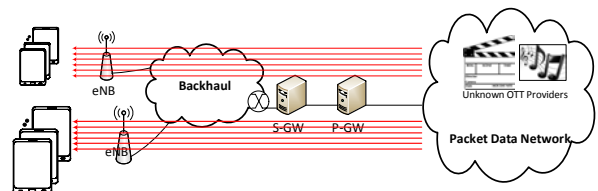


그림 1. 비디오 트래픽의 중복성

I. 서론

최근 모바일 데이터 트래픽의 급증에 따른 통신 사업자의 운용비용 (예, 사이트 임대비용, 시스템 구축비용, 전기료 등) 증가는 사업자의 수익 구조를 악화시켰으며, 이를 극복하기 위한 대안으로서 Mobile CDN 기술에 주목하기 시작하였다 [1][2]. 그림1의 모바일망의

또 다른 분석에 의하면 대부분의 사용자가 전체 비디오의 처음 10초 이내에 다른 비디오로 전환한다고 한다. 그림 2는 사용자가 45초 동안 콘텐츠를 봤더라도 이미 콘텐츠는 거의 다운로드가 완료되기 때문에 다른 비디오로 전환된다면 낭비가 될 수 있음을 보여 주고 있다.

이와 더불어 최근 대부분의 비디오 전달 프로토콜은 HTTP 기반 download & play 방식을 사용하기 때문에 다운로드 속도가 비디오를 재생하고 디코딩하는 것보다 빨라야 하는데, 그렇지 못할 경우 사용자는 비디오 버퍼링을 위해 재생을 잠시 멈춘다. 이와 같은 문제를 해결하고자 모바일 네트워크 사업자는 transparent caching나 미디어 가속장치 및 3rd 파티 사업자의 CDN의 de-facto 기술을 도입하지만 모바일 콘텐츠 전달을 최적화하기 위한 표준은 진행이 미비한 상황이다. 현재 Over-The-Top (OTT) 사업자는 HTTP 기반의 Progressive Downloading 및 Dynamic Adaptive Streaming on HTTP (DASH) 기술로 발전하고 있지만, 이런 트래픽 특성은 evolved packet system (EPS)에 알려지지 않았기 때문에 비디오 트래픽 전달을 최적화 하기 어려운 문제점을 안고있다.



그림 2. 비효율적인 비디오 전달 예시[3]

이를 해결하기 위해 Next Generation Mobile Networks (NGMN) Alliance는 2012년 11월부터 관련 Proposal을 제안하여 한국 SK텔레콤 및 삼성전자, 중국 China텔레콤과 같이 표준 문서를 만들고 있으며, 3GPP, MPEG 및 IETF에 제안기술을 제안 하려고 한다. 이후 본문에서는 모바일 콘텐츠 전달 최적화 (Mobile Contents Delivery Optimisation, MCDO) 표준화 기술에 대해 알아보도록 한다.

II. 본론

2.1 모바일 콘텐츠 전달 최적화 표준화

모바일 CDN은 다음과 같은 문제에 직면했다. 첫째, 수익 증가 모델을 개발할 수 있는가? 둘째, 콘텐츠 전

달을 위한 비용을 줄일 수 있는가? 마지막으로 사용자의 QoE 향상할 수 있는 가? 이다. 모바일 사업자는 그 근거를 본 문서에서 찾을 수 있다. 수익 증가 모델은 Walled Garden CDN, Wholesale CDN 및 Federated CDN으로 수익 증대를 기대할 수 있다. 다음으로 비용 절감 문제는 transparent caching 기술을 이용해서 중복된 전달 콘텐츠를 없애고 백본 전송 비용을 줄일 수 있으며, 마지막으로 QoE 향상은 미디어 변환이나 캐싱을 이용한 network aware media adaptation 기술을 이용하면 모바일 콘텐츠 전달 최적화를 이룰 수 있기 때문에 표준화의 필요성에 대해서는 모두 공감 하였다.

2.2 표준화 범위

MCDO 표준화는 다음 2단계로 나누어진다. 1단계는 모바일 Video를 위한 최적화 기술을 다루고 2단계는 Web 이나 기타 트래픽을 최적화 하기 위한 CDN 기술을 다룰 예정이다.

2.3 목적

MCDO 1차년도 표준화는 3개의 Work Stream과 그 하위의 Subtask들로 구성되어 있다. 표1은 MCDO 표준화에 대해 요약을 하였다. 자세한 논의 내용은 [2] draft 0.9를 참조하기 바란다.

표 1. MCDO의 Work Stream (WS)과 Subtasks

Work Stream	Subtask	논의 내용
WS1 (유즈케이스 및 요구사항)	-	Use Cases and Requirements
WS2 (구조 및 기능)	Subtask 1	Core based CD Architectures and Functionalities
	Subtask 2	Access based CD Arch. and Functionalities
	Subtask 3	EPS enhancements
WS3 (MCDO 표준화 협력을 위한 작업)	Subtask 1	3GPP 모니터링 및 참조 서신 전달
	Subtask 2	IETF 모니터링 및 참조 서신 전달
	Subtask 3	MPEG 모니터링 및 참조 서신 전달

2.4 Challenges and Issues

MCDO 표준화는 다음과 같은 도전적 이슈가 있을 수 있다.

- 모바일 망을 통해 전달되는 대부분의 콘텐츠는 3rd 파티 콘텐츠 사업자에 의해 야기되고 이런 서비스들은 모바일 사업자의 수익과 연계하기가 어렵다.
- 3rd 파티 사업자 솔루션은 모바일 망 entity들과 직접적으로 interact 하지 못하고 소유한 interface로만 interact 할 수 있다.
- 모바일 운용자들은 모바일 콘텐츠 전달에 대한 다른 비즈니스 전략을 갖고 있기 때문에 복잡하고 다양한 요구사항을 가질 수 있다.
- 모바일 운용자들은 각기 다른 행동이나 특성을 갖고 다른 비즈니스 요구사항을 갖기 때문에 표준화 솔루션을 결론내기 쉽지 않을 수 있다.
- 많은 모바일 운용자들은 모바일 CDN 도입 필요성에는 동의 하지만, 표준화 솔루션으로 결론짓기에 많은 시간이 소요 될 것으로 예상된다.
- 콘텐츠 전달 OTT 프로토콜이 다양하기 때문에 EPS의 공통적인 향상 기술을 정의하기가 쉽지 않다.

2.5 표준화 일정

MCDO 표준화는 다음과 같은 일정을 갖고 진행하고 있다.

표 2. CDO 표준화 계획 및 항목

항목	예상 연도	표준화 항목
Deliverable D1*	06/2013	Use Cases and Requirements
Deliverable D2*	12/2013	Architecture and Functionalities
Deliverable D3*	02/2014	SDO Coordination

III. 결론

현재 표준화 추진 중이 모바일 콘텐츠 전달 최적화 기술은 새로운 수익 증대를 위한 모바일 사업자에게 기회를 제공하고, 비디오 전달 최적화를 위한 운용비용을 줄일 수 있으며, 모바일 비디오 서비스 고객의 이탈을 막기 위한 QoE를 향상시킨다. 아울러, 계층적 캐싱의 더 효과적인 이용에 의해 코어나 액세스 망의 용량을 증대시키는 효과가 있을 것으로 기대한다.

IV. 감사의 글

본 연구는 미래창조과학부가 지원한 2013년 정보통신·방송(ICT) 연구개발사업의 연구결과로 수행 및 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 산업융합원천기술개발사업 (정보통신) [10039160, 에너지 소비 자율 제어가 가능한 유·무선 네트워크 기술 개발]의 일환으로 수행하였음.

참고문헌

- [1] 이종민, 권아름, 이경준, 심영재, 조성민, 강종렬, CDN과 Operator-CDN 기술 동향, 제22권, 5호, pp. 641-653, October 2012.
- [2] Project proposal (ver. 0.9), Mobile Content Delivery Optimisation by NGMN Alliance, January, 2013.

광대역 무선 광-패킷 통합 네트워크 기술

*유제훈, 조승현, 주범순
한국전자통신연구원 광인터넷연구부
e-mail : jh-yoo@etri.re.kr

Broadband Free Space Optic-Packet Integrated Transport Network

*Yu Jea-Hoon, Cho Seung-Hyun, Joo Beom-Soon
ETRI

Abstract

By adding FSO(Free Space Optic) interface to the POINTS(Packet-Optic Integrated Transport Network Switch), We presents a noble QoS guaranteed broadband wireless transport network architecture and functions. POINTS is a next generation network transport switching system which combines packet layer transport functions and optic layer transport functions into one switching system based on GMPLS control plane.

I. 서론

광 섬유가 아닌 자유 공간을 매체로 한 광 통신 기술은 1960년대부터 군사용으로 개발되었고, 2001년 9월 11일 미국 세계무역센터 테러는 FSO(Free Space Optics)의 필요성을 인식시키는 좋은 기회가 되었다. (유선 네트워크의 복구에 수개월 소요 기간을 FSO 도입으로 수일 내 해결) FSO의 장점은 무엇보다도 설치비용이 낮고, 광대역 전송이 가능하며, unlicensed 주파수 대역을 사용한다는 점이며, 특히 도청이 불가능하고, 유사시 전자파 교란에도 통신이 보장된다는 점이다. 그러나 현재까지 보고된 제품은 안개/강우 등 기후 환경 변화에 의해 FSO 전송 마진이 급격히 감소하여 대부분 수백m 이내 거리에 1Gbps 대역 전송이 대부분이며, 최악의 기후 조건에서는 통신 품질이 급격히 저하된다. 이밖에도 대기밀도 변화와 온도차에 의한 추가 손실이

있다. 국내의 경우 2000년 초반 FSO에 대한 연구개발 붐이 있었으나, 사업화에 성공하지 못하였고, 외국의 몇몇 기업이 단파장 1 Gbps 급 FSO 링크를 출시하고 있다. MRVfso, fSONA, Lightpointe 등이 이에 해당하며 MRVfso는 미국에만 400개의 링크를 설치 운영 중이고, 전 세계에 8,000개 FSO 링크를 설치 운영 중에 있다. 또한 최근 10Gbps급 FSO 링크를 출시하여 미국 캘리포니아에 field test 중에 있다. [1]

FSO 기술개발 동향은 국내 통신사업자가 last mile solution으로 단파장 2.5 Gbps급 FSO 기술 개발 중이며, 일부 대학에서 WDM (Wavelength Division Multiplexing) 방식을 적용한 FSO 기술 구현 가능성 (2.4 Km, 8*10 Gb/s)을 확인한 바 있고, 일본 NEC는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식을 적용하여 150 서브 캐리어로 10 Gbps급 전송 실험을 수행한 바 있다.[2][3]

이에 본 논문에서는 광대역 FSO 구현을 위해 극복해야 할 과제를 살펴보고, 이에 대한 대안을 검토한다. 그리고 차세대 전달장 장비인 패킷-광 통합 스위치에 FSO 기능을 탑재하여 안개 등 열악한 기후조건 및 전자파 교란 환경 하에서도 수십 Gbps급 대역폭 전송을 보장하며 동적 경로 제어가 가능한 광대역 무선 광-패킷 통합 네트워크 기술을 제안한다.

II. 본론

2.1 FSO 구현 과제

광대역 FSO 구현을 위해 해결해야 할 과제는 무엇보다도 기후변화에 따른 전송 손실 보상이다. 즉 안개,

눈, 비 등 기후 변화에 따른 전송로 손실 변화가 극심한 데 기후 변화에 따라 적어도 100 dB/km의 보상책이 필요하다.

- 0.5 dB/km: clear air
- 3 dB/km: thin fog
- 100 dB/km: thick fog
- 300 dB/km: impenetrable fog

다음은 Atmospheric turbulence 에 의한 추가적인 전송 손실 발생이다. 대기 밀도 변화에 의한 깜박임 효과(scintillation), 대기 밀도 변화에 의한 Beam wondering, 대기 온도 차에 의한 빛의 휨 현상(beam bending) 등이 이에 해당된다. 고정장치의 기계적 불안정성도 해결해야 할 과제이다. 즉 진동, 음향, 바람 등 환경 잡음과 기계부의 온도 gradient(주로 햇빛에 의한 영향)도 큰 영향을 끼친다. Eye Safety 문제 또한 고려해야 할 과제이며, 특히 FSO 링크 장에서 백업 방안이 수립되어야 한다. 이밖에도 독립적인 네트워크 구성과 효율적인 네트워크 구축 및 운용관리를 위해 전용회선급 패킷 품질 보장 및 동적 네트워크 구성도 함께 고려되어야 한다.

이에 대한 극복기술로 다음의 사항을 고려할 수 있다.

- 기후 변화에 따른 다양한 손실 보상 기술 채택
 - 전송 방식(WDM/OFDM)
 - 변조 방식, 수신 방식, 광학계
- 초고속 빔 정렬 기술 채택
 - 송신 Beam divergence 제어
 - 송신 Beam direction 제어
 - 수신 Beam 초고속 위치 탐지
- Eye Safety 완화
 - C-band 파장 사용
 - Multi Beam 방식 사용
- 백업 기술 고려 사항
 - FSO와 마이크로웨이브 하이브리드 구조
 - Link aggregation
- 전용회선급 패킷 품질 보장 및 동적 네트워크 구성
 - 연결형 패킷 전달 기술
 - 자동 최적 경로 제어
 - 동적 네트워크 구성

2.2 패킷-광 통합 스위치

패킷-광 통합 스위치(POINTS : Packet Optic Integrated Network Transport switching System)는 광전송장비와 패킷전송장비를 하나의 장비로 통합하여 네트워크 구축 및 운용비용을 현재보다 1/3로 절감하며 최적의 광전송 경로와 패킷 전송 경로를 자동으로 설정

및 제어하여 네트워크 구조의 단순화, 제어의 지능화, 용량의 광대역화가 가능한 차세대 네트워크 장비이다.

즉 패킷 전달계층과 회선/광 전달계층을 데이터평면/제어평면/관리평면에서 하나로 통합 제어하는 개념으로 사용자가 원하는 대역폭과 출발지/목적지 주소만 제공하면 최적의 end-to-end 경로를 자동으로 계산하여 설정하는 저비용/저전력/고품질 차세대 지능형 전달망 기술로 POINTS는 ETRI가 2008년부터 4년간 개발하여 2011년 6월 KOREN(KOREA Advanced Research Network)이라는 국가 연구개발망에 시스템을 구축하여, 11월까지 기능시험, 성능시험, 연동시험 등을 성공적으로 마무리하였고, 2011년 12월부터 본격적인 시스템 운용을 시작하여 현재까지 KOREN 전달망 장비로 활용되고 있다.

POINTS는 480G 용량의 패킷 스위칭 및 40과장 용량의 광 스위칭 기능을 갖는 단일 시스템으로, GMPLS(Genealized Multi Protocol Lable Switchg)라는 지능형 네트워크 제어 신호로 네트워크 자원을 파악하여 최적의 광 경로뿐만 아니라 패킷 경로를 자동으로 설정 및 제어하는 기능을 세계최초로 구현하였다. 또한 전용회선 수준의 고품질 패킷 전달서비스가 가능한 MPLS-TP(Multi Protocol Lable Switchg - Transport Profile) 및 PBB-TE(Provide Backbone Bridge - Traffic Engineering) 라는 패킷전달 국제표준을 모두 구현함으로써 국내 산업체의 다양한 영역에서의 글로벌 마케팅이 가능하다.[4][5]

POINTS의 구조는 그림 1과 같이 OTN 신호 인터페이스 및 과장스위치로 구성된 광전달 모듈, STM 신호를 TDM 스위치를 전달하는 TDM 전달 모듈(option), IP/MPLS/이더넷 신호 그리고 STM-1 신호를 circuit emulation하여 MPLS-TP로 전달하는 패킷전달 모듈, GMPLS 모듈, 시스템 관리/제어 모듈, MONCP(Multilayer Optical Network Control Platform)라고 하여 전체 망 노드를 관리하여 최적 경로를 자동 계산하여 경로 관리를 하는 일종의 NMC가 있는데, 이와 정합하는 모듈 등으로 구성된다.

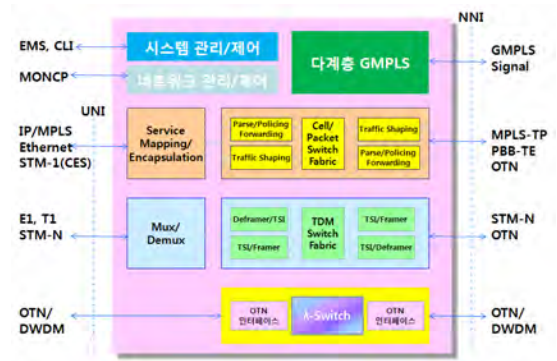


그림 1. POINTS 구조

2.3 광대역 무선 광-패킷 전달망 구조

본 논문에서 제안하는 FSO 기반 광대역 무선 광-패킷 네트워크 기본 개념은 그림 2와 같다. WDM 기술을 적용하여 광대역 전송이 가능하게 하고, OFDM 및 다양한 전송 손실 보상 기술을 적용하여 기후 환경 변화에도 장거리 전송이 가능하게 하며, FSO 링크 장애에 대비하여 마이크로웨이브가 듀얼 모드로 동작하게 한다. 또한 연결형 패킷처리 기술(캐리어이더넷)을 적용하여 전용회선급 품질을 보장하며, 실시간 동적 경로제어가 가능하고, 유사시(통신 시설 파괴 시) 독립적인 망 구성이 가능하도록 한다.[6]

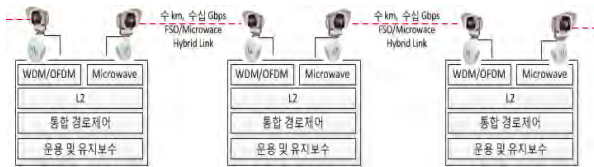


그림 2. 광대역 무선 광-패킷 통합 네트워크 개념

한편 독립적인 망 구성 및 망의 단순화와 고속의 패킷전달을 위해 COT(Central Office Terminal)/RT(Remote Terminal) 개념의 링 망 구조를 그림 3과 같이 제안한다.

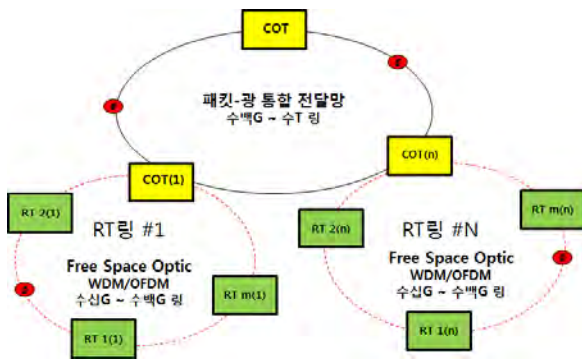


그림 3. COT/RT 개념의 무선 광-패킷 통합 네트워크

RT는 고유 파장 λ_i 로 구분된다. 여기서 고유 파장 λ_i 는 트래픽 상황에 따라 복수개의 파장을 할당할 수 있다. 파장 λ_i 는 복수개의 서브캐리어로 구성되며, 특정 서브캐리어를 RT의 자원 정보 및 FSO 빔 정보용으로 할당한다. COT는 각각의 RT로부터 서브캐리어를 통해 수신된 RT 자원 및 통계데이터를 분석하여 최적의 경로 정보를 결정하여 이를 RT로 전송하며, RT는 이에 따른 경로 설정/해제/변경 등을 수행하게 된다.

COT/RT로 구성된 FSO 링 망 구조에서 광 신호는 무선 광 링을 따라 단방향으로 전송되는데, 각각의 RT는 무선 광 수신부에서 해당 RT의 고유 파장만을 추출(drop)하며, 나머지 파장은 송신부로 전달한다. Drop된

파장은 O(Optical)/E(Electrical)변환 후 OFDM처리부로 보내진다. OFDM처리부에서는 ADC(Analog Digital Conversion)에서 analog 신호를 digital 신호로 변환하고 FFT(Fast Fourier Transform)를 통해 시간영역 신호를 주파수 영역신호로 변환하며 서브캐리어별 패킷데이터로 매핑한다. RT에서 무선 광 송신처리 과정은 광 수신처리의 역 과정을 취한다. 즉 송신할 패킷데이터는 서브캐리어별로 매핑되고 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)를 통해 각각의 주파수 영역의 신호를 시간영역으로 변환 후 DAC(Digital analog Convert) 변환 및 E(Electrical)/O(Optical)변환 후 송신부에서 WDM 무선 광 파장에 삽입(add)되어 링을 따라 전송한다.

COT는 수신된 WDM 무선 광에서 DMUX를 통해 RT 별로 파장을 구분하고 OFDM처리부, 패킷처리부 및 스위치를 거쳐 타 망 또는 RT로의 패킷 착신 처리한다. 역으로 패킷 발신 처리는 스위치 및 패킷처리부로 부터의 패킷데이터가 OFDM 및 E/O 변환 후 MUX를 통해 WDM 무선 광 신호를 RT로 전송한다.

조류나 기타 장애물이 무선 광 신호 전달을 차단하여 무선 광 전달망에 장애가 발생하는 경우에도 무선 광 신호 경로가 끊김 없이 자동 절체가 이루어지도록 하기 위해 다음과 같이 제안한다.

COT/RT 모두 무선 광 송수신부는 이중화되어 있으며, 무선 광 신호를 링을 따라 양방향으로 전송한다. 따라서 특정 구간에 광신호가 검출되지 않는 경우에도 반대 방향에서 수신한 WDM 무선 광신호로부터 해당 파장을 drop하여 패킷착신 처리하며, 패킷발신도 해당 파장을 add하여 WDM 무선 광신호를 전달함으로써 무선 광 링에서 패킷 데이터의 손실 없이 바로 자동 절체가 이루어진다.

2.4 POINTS 기반 무선 광-패킷 통합 전달망 스위치

POINTS 기반 무선 광-패킷 통합 전달망 스위치의 기능 구조는 그림 4와 같다. FSO 송수신 기능은 FSO 송수신 블록과 마이크로웨이브 송수신 블록으로 구분되며, FSO 송수신 블록은 WDM/OFDM 링크 기능, 변복조 기능, FEC 기능 등 무선 광 링크 모듈과, 멀티빔 송수신 및 대구경 렌즈 등 광학계등으로 이루어진다. 마이크로웨이브 송수신 블록은 변복조 기능, FEC 기능 및 어레이안테나로 구성되고, FSO 링크 장애시 백업용으로 뿐만 아니라 선택적으로 빔 튜닝 및 특정 경로로의 트래픽을 link aggregation 기능을 적용하여 효율적인 경로 관리를 가능하게 해준다. 초소속 빔 정렬 기능은 송신 Beam divergence 제어, 송신 Beam direction 제

어 및 수신 Beam 초고속 위치 탐지 기능으로 구분되는 데 목표치는 1도 이하의 변위 각도, 1ms 이하의 자동 빔 추적 기능을 고려하고 있다

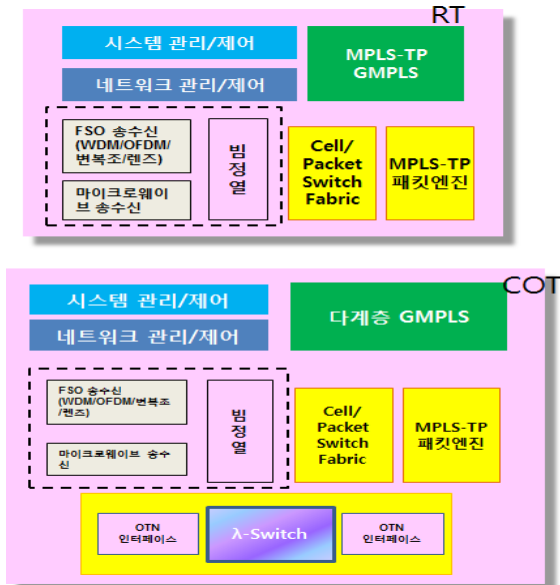


그림 4. POINTS 기반 무선 광-패킷 통합 스위치 구조

POINTS의 MPLS-TP 패킷 전달과 실시간 네트워크 자원 감시 기능, 최적 경로 자동 계산 및 경로 자동 설정 기능, 링크 자동 보호복구 기능, 실시간 동적 네트워킹 기능, 다 망간 연동 기능 등은 동일하며, 시스템 상용화를 위해서는 FSO 송수신 모듈 및 마이크로웨이브 시스템 운용 관리 및 유지보수 기능이 추가된다.

2.5 활용 범위

기후 환경 변화에도 수 km의 전송거리 및 수십 Gbps의 전송 대역폭을 보장하고, 전자파 교란에도 통신 품질이 보장되는 고 가용성 무선 광-패킷 통합 네트워크 장비로군사용으로는 전자파 교란 극복용 군 통신 네트워크 장비 등으로 적용 가능하고, 민수용으로는 광케이블 포설이 어려운 지역의 last-mile solution, 재난 통신 네트워크 장비 등으로 적용 될 수 있다.

구체적 민수용으로 캠퍼스/빌딩 네트워크 장비, 재난통신 장비, 선박 및 항만 통신 장비, 광 포설이 어려운 last mile solution, 4G/LTE Small Cells/Picocells for mobile backhaul 장비, Remote storage access 장비, 운동장 및 특별 이벤트 행사장의 임시 네트워크 장비, Mesh and Multipoint 인프라 장비, LAN/MAN 장비 등에 적용될 수 있다.

군사용으로는 함정 및 군항 통신 장비, 전자파 교란 대비 통신 장비, 전투부대 간 통신 장비, 실시간 고품질 전투 상황 및 작전 전송 장비, 광대역 동적 네트워크 구

성 장비 등에 적용 될 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 차세대 전달망 장비인 패킷-광 통합 스위치에 FSO(Free Space Optic) 기능을 탑재하여 수십 Gbps의 전송 대역폭을 보장하는 COT/RT 개념의 링 구조의 고 가용성 무선 패킷-광 통합 네트워크 전달 구조 및 방식을 제안하였다. 무선 광 기술로는 WDM 및 OFDM 기술을 FSO에 적용하고, 네트워크 구조는 COT/RT 개념의 링 구조로 FSO 링크 장애에 대비하여 마이크로웨이브가 듀얼 모드로 동작하게 한다. 또한 연결형 패킷처리 기술(캐리어이더넷)을 적용하여 전용회선 급 품질을 보장하며, 실시간 동적 경로제어가 가능하고, 유사시(통신 시설 파괴 시) 독립적인 네트워크 구성이 가능하도록 한다.

Acknowledgment

본 논문은 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 지식경제 기술 혁신사업 연구과제(차세대 광전달망 구축을 위한 테라급 광-회선-패킷 통합 스위칭 시스템 기술 개발, 과제번호 : 10041414)의 연구 결과물입니다.

참고문헌

- [1] <http://www.mrvfso.com>,
- [2] Yoon-Suk Hurh, Kyung-Woon Shin, Sang-Hoon Lee, and Jae-Seung Lee, "Weather-Insensitive Optical Free-Space Communication Using Gain-Saturated Optical Fiber Amplifiers," JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 23, NO. 12, 2005.9
- [3] Neda Cvijetic, Dayou Qian, Ting Wang, "10Gb/s Free-Space Optical Transmission using OFDM,"OFC/NFOEC 2008.3
- [4] 유제훈. "패킷-광 통합 전달망 기술," KOREN Newsletter, Vol.13, 2011.8
- [5] 유제훈, 권정국, 김태일, 조은영, 김대업, 김선미, 김홍주, 주범순, 이종현, 조일권, 정희창, "패킷-광 통합 스위치의 KOREN Field Trial Test," 대한전자공학회 하계종합학술대회, 2012.6
- [6] 유제훈, 조승현, 김태일, 유태환, 주범순, 이종현, "FSO 기반 패킷-광 통합 네트워크," CEIC2012, 2012.12

패킷-광 통합 스위치 시스템의 패킷 전송 성능 시험

권정국*, 유제훈*, 김선미*, 주범순*, 이종현*, 조일권

*한국전자통신연구원 **한국정보화진흥원
e-mail : jgk@etri.re.kr

The Packet Transfer Performance test of Packet-Optic Integrated Transport Network Switch System

Jeong-Gook Kwon

ETRI

Abstract

Explosion of IP and multimedia traffic motivates more simple and cost-effective transport network switching system. POINTS is a next generation network transport switching system which combines packet layer transport functions and optic layer transport layer functions into one switching system based on GMPLS control plane. To verify the system functions and performance on real network environments, two POINTS systems were deployed in SEOUL and Daejeon KOREN sites on July 2011. In this paper, we proposed the packet transfer performance test of POINTS system results and it's application functions.

I. 서론

스마트폰, 태블릿 PC 등 모바일 기기와 IPTV 등의 서비스 확산으로 인터넷 트래픽이 폭발적인(매년 40% 이상) 증가하여 현재의 네트워크로는 더 이상의 새로운 서비스의 수용이 어렵게 될 것이다. 통신 사업자는 이러한 트래픽이 증가함에 따라 네트워크 확장 및 신규 투자를 계속해야 하나 수익에 한계가 있어 어떻게 하면 네트워크 비용을 절감할 수 있는가가 현재 최대 현안으로 되어 있다[1,2,3]. 이에 정부는 2007년 지식경제부 주관으로 산학연 전문가로 구성된 네트워크 고도화 기획 전담반을 운용하여 “패킷-광 통합 스위치(POINTS: Packet Optic Integrated Network Transport switching System)”라는 차세대 네트워크 핵심 노드 기술 개발 과제를 발굴하였고, 이를 ETRI가 주관하여 2008년부터 4년간 수행하였다.

패킷-광 통합 스위치는 광전송장비와 패킷전송장비를 하나의 장비로 통합하여 네트워크 구축 및 운용비용을 현재 보다 1/3로 절감하며 최적의 광전송 경로와 패킷경로를 자동으로 설정 및 제어하여 네트워크 구조의 단순화, 제어의 지능화, 용량의 광대역화가 가능한 차세대 네트워크 장비이다.

그림1은 POINTS를 적용한 패킷-광 통합 전달망의 개념을 나타낸다. POINTS는 480G 용량의 패킷 스위칭 및 40파장 용량의 광 스위칭 기능을 갖는 단일 시스템으로, GMPLS(Genealized Multi Protocol Lable Switchg)라는 지능형 네트워크 제어 신호로 네트워크

자원을 파악하여 최적의 광 경로뿐만 아니라 패킷 경로로 자동으로 설정 및 제어하는 기능을 세계 최초로 구현하였다. 또한 전용회선 수준의 고품질 패킷 전달서비스가 가능한 MPLS-TP(Multi Protocol Lable Switchg - Transport Profile) 및 PBB-TE(Provide Backbone Bridge - Traffic Engineering) 라는 패킷전달 국제표준 모두가 구현되어 국내 산업체 등 다양한 영역으로 확산이 가능하다[1].

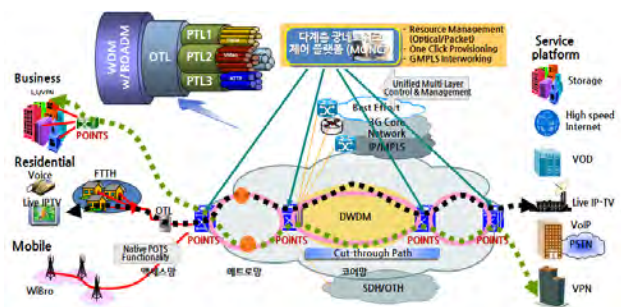


그림 1. 패킷-광 통합 전달망 개념

POINTS의 사업화 확산을 위해서는 시스템의 기능 검증과 안정성 확보가 필수적이다. 2011년 6월 국가 연구개발망인 KOREN(KOREA Advanced Research Network)에 POINTS을 구축하여, 11월까지 기능시험, 성능시험, 연동시험 등을 마무리하였고, 12월부터 시스템 운용을 시행하였다. 본 논문에서는 패킷-광 통합 전달 스위치의 End-to-End 패킷 전송 성능 시험 결과를 제시한다.

II. 패킷-광 통합 스위치

패킷-광 통합 스위치(POINTS)는 패킷전달계층 기능으로 PBB-TE 및 MPLS-TP 기능을 모두 수용하며, 직접 OTN 정합(OTU2)이 가능한 광트랜스폰더를 내장하여 패킷-광의 데이터 평면 통합에 따른 상면적 및 소비전력 감소, GMPLS 분산 제어를 통한 계층간 자원 관리를 용이하게 할 수 있다[1].

PBB-TE는 이더넷 기술에서 출발한 패킷전달 기술로 2007년부터 IEEE 802.1Qay로 표준화가 진행되어 2009년에 완료되었다. PBB-TE에서는 MAC(Medium Access Control) 주소 학습과 플러딩 기능 및 스페닝 트리 프로토콜(STP) 대신 외부의 프로비저닝 시스템과 같은 분산형 제어 평면 또는 집중형 관리 평면을 통해 점-대-점, 점-대-다중점 터널링 경로를 정적으로 설정한다. 또한 패킷 전달 경로에 대한 회선 교환 수준의 OAM(Operation Administration Maintenance) 및 경로 보호절체를 제공한다[1].

한편 IP라우터에서는 MPLS(Multi Protocol Label Switch) 프로코콜로 전달 서비스의 품질을 고도화하나 MPLS-TP는 MPLS 기능을 단순화하고, 회선 교환 수준으로 OAM과 경로 보호절체 기능을 강화하였다. MPLS-TP는 2008년부터 ITU-T와 IETF가 협력하여 표준화를 추진하고 있고 기존 라우터의 IP/MPLS 기능과 호환이 가능해 대부분의 통신사업자가 선호하는 방식이다.

GMPLS는 광 전송망의 지능화 추세에 따라 MPLS를 확장하여 광과장/타임슬롯/포트/패킷 등 다계층 제어관리가 가능한 제어평면 기술로 ITU-T와 IETF 사이의 활발한 liaisons을 통해 표준화 대부분 완료되었다. GMPLS의 동작방식은 크게 3단계로 이루어진다. 즉 링크관리 프로코콜(LMP)를 통한 인접 노드 자동 검출 및 정보 교환을 수행하는 1단계, 수집된 링크 정보를 기반으로 라우팅 프로토콜(OSPF-TE, ISIS-TE)을 통한 자원 정보 교환 및 Traffic Engineering DB를 생성하는 2단계, 생성된 Traffic Engineering DB를 기반으로 경로를 계산하고 시그널링 프로토콜(RSVP-TE)로 LSP(Label Switched Path)를 설정/해제하는 3단계가 있다[1].

POINTS의 구조는 그림 2와 같이 크게 데이터평면, 제어평면과 관리평면으로 구분되는데, 데이터평면은 파장스위치, 패킷스위치, TDM스위치, 이더넷 신호를 OTN신호로 변환하는 패킷-광채널 매핑과 MPLS-TP/PBB-TE/캐리어이더넷/Circuit 에뮬레이션 기능 모듈로 이루어진다. 제어 평면은 GMPLS 기반의 경로제어 기능, 시그널링과 path computation engine 연동 기능 모듈로 이루어지고, 관리평면은 광계층/패킷계층에 대

한 전체적인 관리 기능, 시스템 관리/제어 기능 모듈, 전체 망 노드를 관리하여 최적 경로를 자동 계산하여 경로 관리를 하는 MONCP(Multilayer Optical Network Control Platform)정합 모듈 등으로 이루어진다[1,4,5].

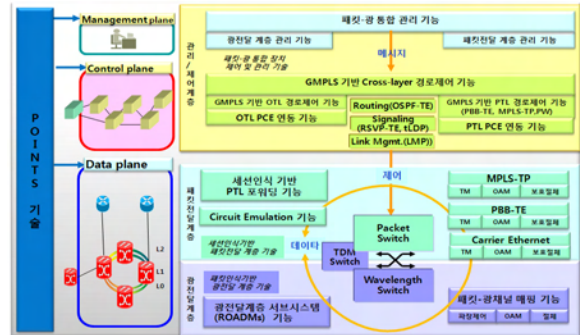


그림 2. POINTS 시스템 구조

POINTS의 물리적 형상은 그림 3와 같이 PTS 서버 시스템과 OTS 서브시스템으로 구분되는데, 시스템 응용에 따라 PTS와 OTS가 독립적으로 사용될 수 있다. POINTS의 주요 사양은 표1과 같다[1].

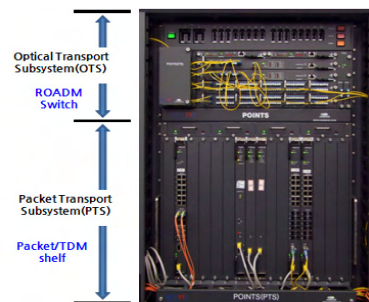


그림 3. POINTS 시스템 형상

표1. POINTS 주요 기능

구분	기능
서브랙 구조	<ul style="list-style-type: none"> 패킷전달서브시스템(POINTS-PTS) 광전달서브시스템(POINTS- OTS) 이중화(MP, 스위치, 전원, 클럭)
광 전송 기능	<ul style="list-style-type: none"> 2-degree ROADM (WSS, 40ch) ROADM Transponder 내장형
패킷 전달 기능	<ul style="list-style-type: none"> MPLS-TP Carrier Ethernet Service
패킷 스위치 기능	<ul style="list-style-type: none"> Packet+TDM hybrid switch Packet switch capacity : 480G TDM switch capacity : 120G
패킷 라인카드	<ul style="list-style-type: none"> 100B Tx, Fx I/F 1/10/40 Gigabit Ethernet I/F
패킷 OAM	<ul style="list-style-type: none"> MPLS-TP OAM Protection : 50ms 이내
TDM 라인카드	<ul style="list-style-type: none"> 4 x STM-1 Ckt Emulation SDH 인터페이스 (plan)
동기	<ul style="list-style-type: none"> Clock module Ethernet sync (SyncE, IEEE1588)
제어 /관리	<ul style="list-style-type: none"> GMPLS 프로토콜에 의한 다계층망 분산제어 EMS, 중앙집중식 다계층 통합망 관리(MONCP)

III. POINTS 패킷 전송 성능 시험

KOREN은 미래 네트워크 기술의 시험검증과 관련 응용기술 개발을 위한 연구시험망으로 현재 전국 6개 대도시 지역(서울, 수원, 대전, 광주, 대구, 부산)을 10Gbps~20Gbps로 연결하는 백본망을 구축 운영하고 있으며, 학교, 연구기관, 공공기관, 의료기관 등 46개 지역센터가 연결되어 있다[6]. POINTS의 기능 및 성능 검증을 위해 서울과 대전 간 dark fiber를 확보하여 그림4와 같이 망을 구성하였다[1].



그림 4. KOREN의 POINTS 구성도

2011년 6월말까지 서울 NIA 및 대전 KAIST에 POINTS 시스템을 각기 설치하고 이천 및 진천에 광증폭기를 설치하였다. 설치된 시스템의 주요 사양은 표 2와 같다.

표2. POINTS 시스템의 주요 사양

구분	주요 사양
Packet Transport Subsystem	- 서브시스템 사양 • 23"/14U 쉘프, 팬 • 제어기2, 스위치2, 10Gx1포트LC4, 1Gx10포트LC4,
	- MPLS-TP 패킷전달기능 • Transport LSP별 Bandwidth 보장(shaping) • Service LSP별 Policing, Network 계층 adaption • PseudoWire adaption
	- UNI 서비스 지원단위 • Port/CVLAN, IP 버전(IPv4, IPv6) • Ethernet PseudoWire (Port-based, VLAN-based)
	- MPLS-TP OAM 기능 • Continuity Check, RDI, AIS, Loopback, Link Trace, performance measurement
	- MPLS-TP protection 기능 • 1:1 protection • 절제제어 : automatic, manual, forced, lockout
	- GMPLS 제어기능 • P2P LSP 경로제어 • Single-Segment PseudoWire 설정
	- 시스템관리기능 • CLI, EMS
Optical Transport Subsystem	- 서브시스템 사양 • 23"/4U 쉘프, 팬 • 제어기2, D/MUX2, 증폭기2, 색분산보상기2 • 광스위치 용량 : 채널당 10G 일때 400G 용량
	- Optical 기능 • 증폭기 Span Power 자동 설정기능 • 채널별 광파워 자동 조정 기능 • 채널별 가변 감쇄기능 (VOA) • 채널별 광파워 감시 기능 (OPM)
	- 망 구성 • Point-to-Point, Degree : 2 Degree • Span 노드&거리 : 8 스패 640Km (80Km/스팬)
광증폭기	- 시스템 사양 • 19" 광증폭기 쉘프, 팬 • 제어기2, 증폭기4, 색분산보상기4, 감시채널기2
	• 가변 감쇄기능 (VOA)을 가진 선로 증폭 기능 • 거리별 색분산 보상

시험은 표3과 같이 시스템 기능시험, 성능시험, 연동 시험 등 3단계로 진행되었다. 2011년 7월부터 11월까지 4개월 동안 NIA 및 KT 시험 주관하에 MPLS-TP Protection 등 총 65개의 시스템 기능, MPLS-TP 10G forwarding throughput 등 31개의 성능, MONCP 경로 관리 기능 등 총 17개의 연동 기능에 대한 시험이 진행되었고, 시험결과 모든 기능이 적합함을 확인하였다.

표3. POINTS 시스템의 시험 일정

구분	일정	내용	결과
시스템 시험	7.18~7.22	POINTS-PTS 시험	37항목 모두 적합
	7.25~7.26	POINTS-OTS 시험	28항목 모두 적합
성능 시험	9.19~9.21	POINTS 성능 시험	31항목 모두 적합
연동 시험	11.16~11.18	MONCP 연동 시험	17항목 모두 적합

POINTS에서 경로 설정은 GMPLS 시그널링에 의해 자동으로 설정된다. 그림.5와 그림.6는 시스템의 기능을 시험하기 위해 POINTS 시스템에 설정된 MPLS-TP Transport PW(Pseudo Wire)와 GMPLS 일부 기능의 동작 상태 조회에 대한 출력정보이다.

```

Daejeon-PTS> show mpls-tp transport pw 100
=====
pw : index = 100
pwName : pw100
pwType : Raw
Out Interface (slot : 2 port : 0) Out Label 1000
Inbound Tunnel 100 Ingress Lsr Id 116.89.89.201 Egress Lsr Id 116.89.89.201
Inbound Virtual Interface 30100 In Label 1000
Admin Status : UP
Oper Status : UP

Daejeon-PTS> show mpls-tp transport pw 200
=====
pw : index = 200
pwName : pw200
pwType : Raw
Out Interface (slot : 3 port : 0) Out Label 2000
Inbound Tunnel 200 Ingress Lsr Id 116.89.89.71 Egress Lsr Id 116.89.89.201
Inbound Virtual Interface 30200 In Label 2000
Admin Status : UP
Oper Status : UP

Daejeon-PTS> show mpls-tp transport pw 300
=====
pw : index = 300
pwName : pw300
pwType : Raw
Out Interface (slot : 2 port : 1) Out Label 3000
Inbound Tunnel 100 Ingress Lsr Id 116.89.89.71 Egress Lsr Id 116.89.89.201
Inbound Virtual Interface 30100 In Label 3000
Admin Status : UP
Oper Status : UP
    
```

그림 5. MPLS-TP Transport PW 동작상태 출력정보

```

PAPA# run show protocols gmpls gmpls-t-tunnel 15010 egress-lsr 116.89.162.71 lsp second
ndary
tnnl-oper-status : up
arhop-list : 5
chop-list : 2
is-if : true
if-index : 45001
out-ifindex : 1025
outsegment-label : 4096

PAPA# run show protocols gmpls gmpls-s-tunnel 45010 egress-lsr 116.89.162.71
tnnl-oper-status : up
arhop-list : 6
chop-list : 3
is-if : false
if-index : 0
out-ifindex : 45001
outsegment-label : 16
    
```

그림 6. MPLS-TP GMPLS 동작상태 출력정보

MPLS-TP LP(line protection) 기능은 LSP(Label Switch Path)를 기반으로 Ingress에 Working/Protection용으로 2개 LSP와 Egress에 Working/Protection용 2개의 LSP를 하나의 MTPG(MPLS-TP Tunnel Protection Group)로 구성하여 보호절체 과정의 기본단위로 사용하며, 전체 라인카드의 경로 테이블에 절체 명령 전달한다. 그림.7은 이러한 MPLS-TP LP에 대한 설정 정보와 동작 상태를 출력한 것이다. MPLS-TP LP은 전달망에서 매우 중요한 기능으로 SONET/SDH 급 보다 우수하게 절체함을 확인하였다.

```

PAPA# show mpls-tp linear-protection protection-group 100
  outgoing {
    transport-tunnel: 100
  }
  incoming {
    transport-tunnel: 100
    remote-lsr-id: 116.89.162.72
  }
  aps-channel: "set-aps"
  direction: "bi-direction"
  architecture: "ltol"
  operation-mode: "revertive"
  hold-off: 0
  request-command: "clear"

[edit]
PAPA# run show mpls-tp linear-protection protection-group 100 state-all
Path:WorkingPath(1)
NearEnd:noRequest(1)
FarEnd:noRequest(1)
    
```

그림 7. MPLS-TP LP 설정 및 상태 출력 정보

시스템 성능과 연동 시험은 서울 NIA 국사와 대전 KAIST 운용 국사에 그림.11과 같이 POINTS 시스템을 설치하고, 두 시스템 간의 포워딩 성능과 연동성을 시험하였다. 서울-대전 시스템 간의 10GbE 광선로 거리는 약 260KM이다. 서울의 POINTS 10GbE 포트에 계측기의 Tx와 Rx 포트를 연결하고 대전의 POINTS에는 외부 광링크를 사용하여 그림.8과 같이 loop 시켰다. 따라서 시험에 사용된 데이터의 실제 전송 거리는 약 520KM 정도가 된다.

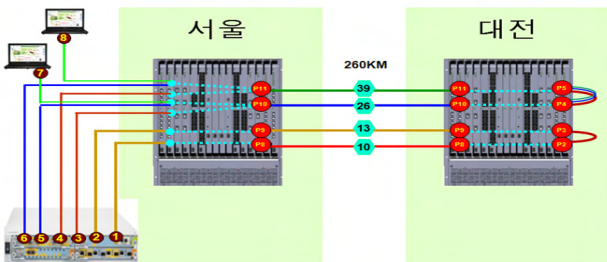


그림 8. 서울-대전 POINTS 시스템간의 성능 시험 환경

서울의 POINTS 시스템에 연결된 계측기에서 TPS 기반의 다양한 트래픽과 다양한 사이즈의 패킷을 인가하고 그 결과 값을 확인하였다. 그림.9는 512Bytes 패킷에 대한 시험 결과로서 전송 패킷의 무손실 수신 지연 시간이 2,400us이다.

Port	Tx Test Packets	Rx Test Packets	Tx Test Throughput (Mb/s)	Rx Test Throughput (Mb/s)	Rx Packet Loss	Average Latency (us)	Maximum Sampled Latency (us)	Maximum Sampled Latency Variation (us)	Sequence Errors	Tx Ethernet Tput (Mb/s)	Rx Ethernet Tput (Mb/s)
101/1	1174812	1174811	4812.030	4812.026	n/a	2398.50	n/a	n/a	n/a	4812.030	4812.026
102/1	1174812	1174808	4812.030	4812.014	n/a	2398.49	n/a	n/a	n/a	4812.030	4812.034

그림 9. 서울-대전 POINTS 시스템간의 전송 성능 결과

IV. 결론

차세대 전달망 장비인 POINTS를 2011년 6월말 POINTS의 KOREN 연구개발망 구축하여, 11월까지 기능시험, 성능시험, 연동시험 등을 성공적으로 마무리하였고, 12월부터 시스템 운용 중에 있다.

본 시험을 통해 POINTS의 안정성이 객관적으로 확인되었고, 국내외 시장 활성화의 reference site로 활용되고 있다. POINTS는 LTE 등 무선 백홀장비, 기업 전용회선장비로 적용되며, 장기적으로는 유무선 통합 네트워크 인프라, 클라우드 컴퓨팅, 미래인터넷 인프라 장비 등에 적용될 수 있다.

POINTS 시스템의 기능과 성능 평가는 다양한 방법으로 수행할 수 있으나 본 논문에서는 KOREAN에 적용되는 실제 시료를 사용해 시스템의 기능과 성능을 평가하였다. 시험 결과에서 알 수 있듯이 두 POINTS 시스템간의 전송 지연에 약간의 오차가 있다. 앞으로는 이와 관련된 더 많은 연구와 분석이 요구된다.

참고문헌

- [1] 유제훈, 권정국, 김태일, 조은영, 김대업, 김선미, 김홍주, 주범순, 이종현, 조일권, 정희창, "패킷-광 통합 스위치의 KOREN Field Trial Test", 대한전자공학회 하계종합학술대회, 2012.06.27~29..
- [2] IDC 2011
- [3] Cisco Visual Networking Index : Forecast and Methodology, 2010 - 2015, June

G2-타입 대면적 터치스크린패널 개발

*¹정우석, ¹신재현, ¹홍찬화, ¹박래만, ¹김경현, ¹송창우, ²김광현, ³강동호
¹ETRI 부품소재연구부, ²멜파스, ³노바테크인더스트리
 *e-mail : cws@etri.re.kr

Development of G2-type large area touch screen panel

*¹Woo-Seok Cheong, ¹Jae-Heon Shin, ¹Chan-Hwa Hong, ¹Nae-Man Park,
¹Kyung-Hyung Kim, ¹Chan-Woo Song, ²Kwang-Hyun Kim, ³Dong-Ho Kang
¹ETRI, ²Melfas Inc, ³Novatech Industry Ltd.

Abstract

In this study, window-unified (G2-type) capacitive-type touch screen panel could be fabricated directly on the chemically strengthened glass by using thin-film deposition, photo-lithography, and wet-chemical etching. Specially, the high quality ITO films could be achieved by IPVD system, which be used for 15" & 17" G2-type TSP electrodes.

I. 서론

최근 스마트폰을 비롯한 모바일기기에 기본으로 장착되고 있는 터치스크린패널(TSP)과 관련된 산업은 연평균 30%에 육박하는 고성장을 보여주고 있다. 특히, 윈도우 글라스 일체형 정전용량방식 터치스크린패널(G2-type TSP) 제품은 가장 많은 관심을 끌고 있으며, 얇아진 두께와 투과도 증가 및 대면적 공정이 가능하여 대량생산도 유리한 장점이 있지만, 투자 비용이 크고, TSP 공정이 다소 어려운 단점도 있다.

본 연구에서는 G2 방식 TSP의 대형화의 주요기술인 저저항 투명전극 형성 기술 및 패터닝 기술에 대해 고찰하였다. 특히, 강화유리에 직접 투명전극을 형성시키기 위해 자체 개발한 IPVD (ionized physical vapor deposition) 장치를 적용하여 윈도우 일체형 15인치와 17인치급 터치패널을 제작하였다.

II. 본론

2.1 터치패널 크기와 면저항

센싱전극에 존재하는 기생갭(Cp)과 저항(R)에 의해 결정되는 시정수(Time Constant)가 구동 전극에 입력하는 펄스의 주파수를 제한하게 된다. 이때, Cp와 R은 전극의 길이에 비례하는 관계가 있어, 만일 동일 구동 주파수를 사용할 경우, 그림1에서처럼 30인치 패널은 10인치에 비해 1/10의 면저항이 필요하게 된다.

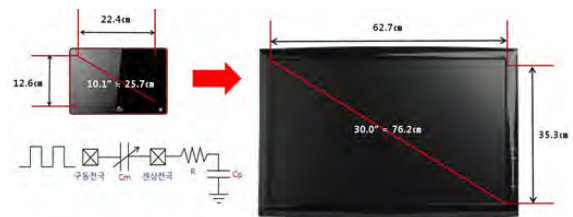


그림 1. 터치패널 대형화와 회로도

예를 들어, 10인치급 태블릿 PC에 150Ω/□의 투명전극을 사용할 경우, 30인치급 All-In-One(AIO) PC는 ~20 Ω/□ 이하의 투명전극을 사용해야 같은 터치스피드를 얻을 수 있는 것이다.

2.2 고품위 투명전극 개발

정전용량방식(pro-cap type) 대면적 TSP용 투명전

극의 최종 목표는 투과도 90% 이상에서 면저항 10 Ω/□ 이하이다. 이러한 스펙을 달성할 가능성이 높은 소재는 Hybrid 또는 Metal Mesh > Oxide > Ag nanowire 순이다. 그런데, Metal mesh는 미세 패턴 형성기술과 광학적으로 모아레 현상을 극복하는 것이 쉽지 않으며, Ag nanowire는 저항 한계 극복 및, Haze 발생을 줄여야 하는 문제가 있다. 한편, 진공방식으로 증착되는 ITO 및 OMO(oxide/metal/oxide)는 무기재료라는 환경 안정성과 우수한 광학적 특성으로, 본 연구에서는 15~17" TSP 투명전극에 ITO로 적용하였다. 그림2에 ETRI가 자체 개발한 IPVD 장치를 나타내었는데, 현재, IPVD를 활용하여, ITO 특성은 투과도 87%에 면저항 75 Ω/□ 이하를 확보하였고, OMO는 투과도 90%에 면저항 ~ 5Ω/□을 확보하였다.



그림 2. G2-type TSP 투명전극 형성을 위한 IPVD장치

2.3 G2-타입 대면적 TSP 패턴 개발

G2-type TSP 핵심패턴 개발에서 크게 3가지의 Bridge 전극 개념을 적용하였다. 그림 3에서 기본 TSP, 간단TSP, 초간단TSP 라고 정하였는데, 기본 TSP는 Bridge 전극 형태가 세라믹 전극일 경우이고, 간단TSP는 Metal 전극이며, 초간단 TSP는 절연막을 유기 소재로 적용한 경우이다.

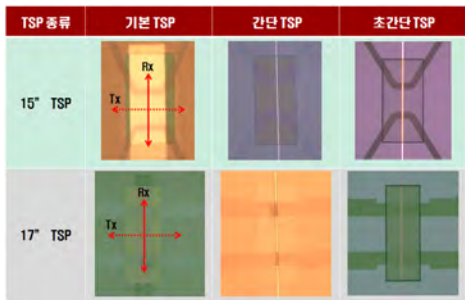


그림 3. 3가지 유형의 G2-type TSP 핵심 패턴

III. 구현

멜파스에서 개발한 8BK040 터치칩 2개를 연결하여, FPCB 회로를 설계하였고, 이를 15인치 G2 패널에 연결하였다. G2-type 15인치급 TSP 멀티터치 모드가 그림 4에 구현되었다. ETRI가 개발한 대면적 G2-type TSP의 핵심은 저가격과 고수율을 지향하는 소재 및 공정 개발에 있다.

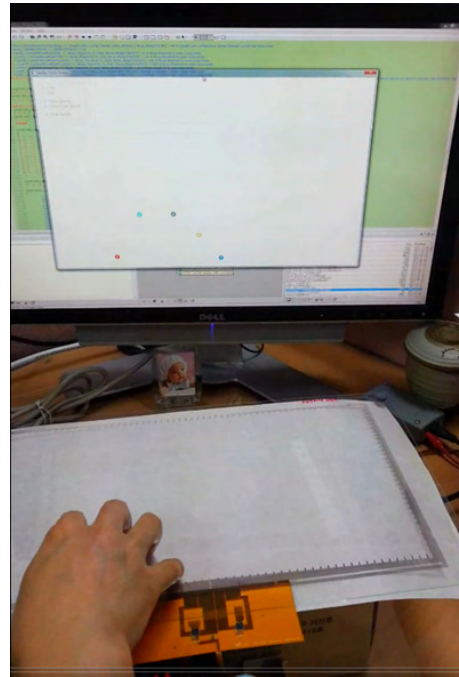


그림 4. 15인치급 G2-type TSP 멀티터치 모드

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구에서, ETRI가 자체 개발한 IPVD 장치를 활용하여 저저항 고투과 ITO 박막을 성막할 수 있었고, 이를 바탕으로 15인치급과 17인치급 G2형 TSP를 성공적으로 제작하였다. 향후, 지속적으로 저저항 투명전극 기술을 개발하여 30인치급 G2형 TSP를 제작할 것이다. 만약, 대면적에서 빠른 속도로 동작할 수 있는 터치 알고리즘과 터치칩이 개발되고, 투과도 90% 와 면저항 10 Ω/□ 이하의 투명전극이 적용된다면, 70인치급 이상의 크기에서도 동작 가능한 G2형 TSP를 제작할 수 있을 것이다.

A 3.4Gbps/lane Clock Embedded Intra-panel Interface with Low Protocol overhead for TV application.

오운택, 김진호, 장영환, 김태진, 이재열, 나경석, 황규철

삼성전자 System LSI

Abstract

This paper proposes a 3.4Gbps/lane intra-panel interface with 11.1% of the protocol overhead for the raw data to be transmitted. The proposed intra-panel interface uses a point-to-point interface architecture with embedded clock. To reduce the EMI radiation, the scrambling scheme was adopted. The protocol of the proposed intra-panel interface provides a PLL based clock and data recovery (CDR) scheme for the receiver. Timing controller (TCON) and source driver (SD) are implemented using 45nm/1.1V and 0.18um/1.8V CMOS processes, respectively. The proposed interface is verified on a 55-inch Full-HD TFT-LCD panel with 8bit RGB and 120-Hz frame rates. The maximum data rate per lane was measured as up to 3.4Gbps/lane

Keywords : Intra-Panel Interface, High-Speed, Low Overhead, Gbps/lane, Clock embedded.

I. 서 론

TFT-LCD 분야의 산업은 High resolution, High color depth, High frame rate, Large panel size에 대한 요구가 커지고 있으며 Narrow bezel LCD TV와 같은 Slim한 Type에 대한 요구도 커져가고 있다. 이러한 요구 사항을 충족시키기 위해서는 가장 먼저 Timing Controller (TCON)과 Source Driver (SD) 사이의 신호 전송 속도의 비약적인 증가를 요구하며 이러한 신호 전송 속도의 증가가 선행되어야만 신호선의 개수를 줄일 수 있으며 Slim type의 TFT_LCD system의 구현이 가능하게 된다. TCON과 SD 사이의 신호 전송 속도를 향상시키기 위한 방법으로 TCON과 SD 사이의 신호선의 연결 방식을 Multi-Drop 방식에서 Point-to-Point 방식으로 변경하여 하나의 전송선에 연결되는 Load 줄여 속도를 향상시킬 수 있다. 또한 Clock-embedded 방식을 사용하여 Data와 Clock을 하나의 신호선으로 전송하여 Clock과 Data간의 skew 문제를 제거하여 속도를 증가시키는 방법이 있다. 근래의 TFT_LCD에서 사용되는 High speed intra-panel interface들은 Point-to-Point 방식을 채택하고 있으며 intra-panel interface를 크게 분류하면 Clock embedded 방식의 사용 여부에 따라 분류 할 수 있다. 첫 번째 그룹은

Clock-embedded 방식을 사용하지 않는 그룹이다. 즉, Data를 전송하기 위한 전송선과 Clock을 전송하기 위한 전송선을 분리하여 사용하는 구조를 가진 intra-panel interface이다. 이 그룹에 속하는 interface로는 CalDriCon, CSDS, PLS, PPDS [5-8]들이 있다. 이러한 interface들의 장점은 비교적 간단한 구조로 수신단(Receiver)을 만들 수 있다는 것이다. 하지만 Data와 Clock의 전송선 분리에 따른 Skew 문제를 가지고 있다. 이 Skew문제를 해결하기 위하여 De-skew회로를 사용하고 있으나 전송 속도가 증가 될수록 De-skew 회로의 구성의 어려움도 커지고 있다. 두 번째 그룹으로는 Clock-embedded 방식을 채택한 interface들이다. 즉, 전송하는 Data에 Clock 정보를 포함시켜 전송하는 방식이다. 이 그룹은 전송되어지는 Data와 Clock 간의 Skew 문제는 가지고 있지 않지만 전송되는 Data에서 Clock을 복원을 해야 하기 때문에 비교적 복잡한 구조이며 Noise에 민감한 Clock and Data Recovery(CDR) 회로를 가져야만 한다. 이 두 번째 그룹을 세분화 하자면 CDR의 Type에 의해서 구분되어 질 수 있다. 즉, DLL를 사용하는 것과 PLL을 사용하는 것으로 구분이 가능하다. 먼저 DLL을 사용하는 DLL based CDR 구조의 Interface들을 보자면 AiPi, CEDS가 있다 [2][3]. DLL based CDR구조의 Interface들은 PLL을 사용하는

PLL based CDR구조의 Interface보다 복잡성이나 Stability 측면에서 유리한 부분을 가지고 있다. 하지만 전송되는 Data stream에서 Clock 정보를 복원을 해야 하기 때문에 반듯이 특정 주기마다 Clock 정보를 실어 주어야하며 복원의 용이성을 위하여 2Bit 이상의 Clock 정보 bit를 할당하여야만 한다. 이러한 Clock 정보 Bit 은 Data 전송에 Overhead가 되어 Clock 정보 bit이 늘어날수록 Clock 복원은 용이해지지만 Data 전송의 Overhead가 증가하게 된다. Overhead의 증가는 동일한 Display data를 전송함에 있어 Data의 양을 증가시켜 결론적으로 전송 속도의 증가를 야기 시킨다. 이에 반해 PLL based CDR 구조의 Interface는 특정 주기의 Clock 정보가 필요 없이 전송되는 Data의 천이 (Transition) 정보를 가지고 Clock을 복원하기 때문에 DLL based CDR 구조의 Interface보다 Overhead를 줄일 수 있는 장점을 가질 수 있다. PLL based CDR 구조의 Interface에서는 전송되는 Data의 천이 정보가 있어야 하기 때문에 주로 Data encoding 방식인 8B/10B 또는 4B/5B의 balance code를 사용하고 있다. 이러한 code는 25%의 overhead를 가져와 실제적인 전송속도의 증가를 가져온다[4].

본 논문에서는 TCON과 SD 사이의 전송 속도를 증가시키기 위하여 Point-to-Point 방식과 Clock embedded 방식을 채용하였고 전송하는 Data의 Overhead를 줄이기 위하여 8B/10B 또는 4B/5B의 data encoding 방식을 사용하지 않았다. 또한 EMI를 줄이기 위한 방안으로 Scramble /descramble 방식을 채용하였다.

II. 3.4Gbps/lane Low Overhead Intra-Panel Interface

1. TFT-LCD System Architecture

그림 1은 본 논문에서 제안하는 Intra-panel interface 로 구성된 TFT-LCD System이다. 이 TFT-LCD system은 하나의 TCON과 6개의 SD로 구성되어 있으며 각 SD는 한 쌍의 Differential data 신호선과 하나의 COM 신호선과 연결되어 있다. 한 쌍의 Differential data 신호선은 Point-to-Point 방식으로 연결되어 있으며 COM 신호선은 Multi-drop 방식으로 6개의 SD에 함께 연결되어 있다. 각각의 SD는 PLL based CDR을 사용하고 있다.

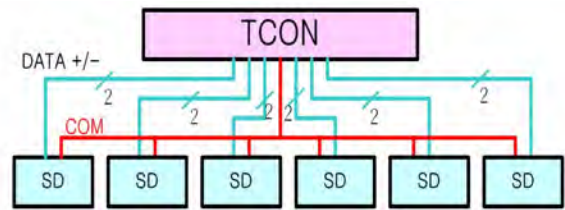


Fig. 1. Block Diagram of Proposed Intra-Panel Interface

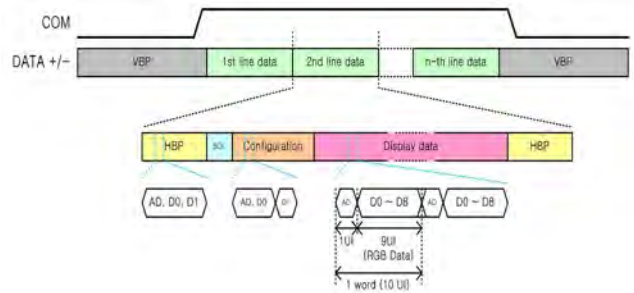


Fig. 2. Protocol of Proposed Intra-Panel Interface

2. Low Overhead Protocol

그림 2는 본 논문에서 제안하는 Intra-Panel Interface의 protocol을 나타낸 것이다. 제안된 Interface에서는 Protocol의 Overhead를 줄이기 위하여 8B/10B 또는 4B/5B encoding/decoding 방식을 사용하지 않았다. 이 Protocol의 최대 Run length를 10bit으로 한정하고 이 10bit 동안 최소한 한번의 Data 천이를 만들기 위하여 1bit의 dummy를 삽입하였다. 즉, 10bit 중 1bit은 dummy이고 9Bit은 전송해야하는 Data이다. 기존의 Encoding data를 사용하지 않는 Interface들은 Color depth에 따라 Run length가 변경되어 지지만 제안된 Interface에서는 Color depth의 변경과 무관하게 동일한 Rung length를 가진다. 식 (1)은 동작 주파수를 계산한 식이며 표 1은 현재 발표된 Interface의 Protocol overhead를 정리한 표이다.

$$f_{op} = f_{pixel_clock} \times \frac{3 \times color_depth}{number_of_SDs} \times 1.11 \quad \text{식 (1)}$$

Protocol overhead가 작을수록 Data의 전송효율은 높아지고 Protocol의 Run length가 작을수록 CDR 회로에서 만들어 지는 지연 Jitter의 양은 줄어들게 되어 CDR의 phase error 확률이 줄어들게 된다. [9]

Table 1. Protocol overhead and run length each interfaces.

Feature	Color depth	Proposed	Ref.[2]	Ref.[3]	Ref.[4]
Protocol overhead	6bit	11.1%	16.7%	22.2%	25%
	8bit		12.5%	16.7%	
	10bit		10.0%	13.3%	
	12bit		8.3%	11.1%	

Run length	6bit	10UI	21UI	22UI	5UI
	8bit		27UI	28UI	
	10bit		33UI	34UI	
	12bit		39UI	40UI	

본 논문에서 제안하는 intra-panel interface는 여러 단계의 구간을 거쳐 입력되는 Data를 복원하여 최종적으로 SD에서 영상을 표현하는 신호로 출력하게 된다. 그 단계는 VBP(Vertical Blank Period), HBP(Horizontal Blank Period), SOL(Start Of Line), Configuration period, Display data period의 단계를 거치게 되는데 각각의 단계의 구분은 입력되는 Data의 AD, D0, D1의 3bit과 COM 신호의 조합으로 구분되어진다. 표 2는 각각의 단계를 구분하는 Data의 3Bit과 COM 신호의 조합을 도식화 한 것이다.

Table 2. Combination of AD, D0, D1 and COM at etch states

State	AD, D0, D1	COM
VBP	-	'L'
HBP	AD=D0=D1	'H'
SOL	Special code	'H'
Configuration	AD=D0≠D1	'H'
Display data	AD≠D0	'H'

가. VBP(Vertical Blank Period)

이 VBP 구간에서는 SD에서 System clock을 복원하는 구간으로 TCON에서는 SD에서 정확한 System clock의 복원을 할 수 있는 Training pattern을 전송하게 된다. 이 VBP 구간의 정의는 COM 신호에 의해 결정되어진다. 이 구간에서 SD는 TCON으로부터 전송되어진 Training pattern에서 Clock을 복원하고 phase를 정렬하며 이 작업이 완료되면 FLOCK 신호를 출력하게 된다. 이때의 복원된 clock의 Phase 정렬은 그림 3과 같다.

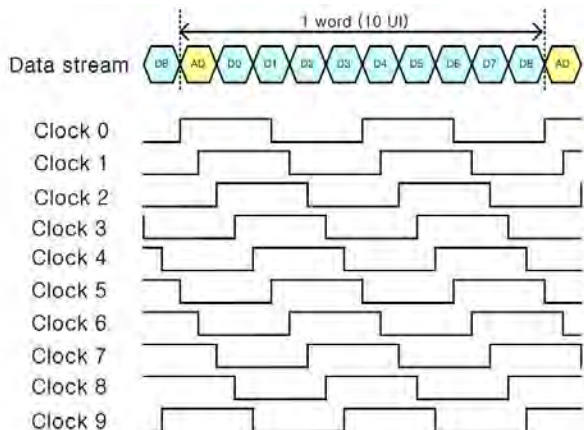


Fig. 3. Alignment of recovery clocks at FLOCK state

나. HBP, SOL and Configuration Period

HBP(Horizontal Blank Period) pattern은 VBP 구간에서 보내지는 Trainin pattern이 끝나면 바로 전송되어지며 이때 수신단은 전송되는 신호의 천이(Transition)를 검출하여 Clock의 Phase를 Data의 phase에 동기시키는 동작을 하게 된다. 각각의 Line data stream은 SOL(Start Of Line)이라는 special code를 포함하고 있다. 이 SOL은 다른 구간에서 나올 수 없는 Special code를 사용하여야만 한다. Configuration 구간에서는 SD가 구동하는데 필요한 Control 신호들과 Setting 값을 전달받아 이를 복원하여 Register에 보관하는 일련의 작업을 진행하는 구간이다. 이렇게 control 신호들과 setting 값을 Data stream에 실어 보내게 되면 외부의 추가적인 신호선들을 제거 할 수 있는 장점이 있다. Configuration packet은 configuration 구간임을 알려주는 3bit의 Header와 Configuration 값을 가지는 6Bit, 그리고 1bit의 dummy로 하나의 Word를 구성하게 된다.

나. Display data Period

TCON은 Configuration data를 전송 후 실제 영상신호인 RGB image data를 전송하게 된다. 이때 전송되는 RGB image data Word는 1bit의 AD와 9bit의 RGB image data로 구성되어 있으며 반듯이 AD는 D0와 틀린 값을 가져야만 한다. 이 구간의 Data stream은 10bit을 전송하는 시간동안 최소한 한 번의 천이를 가지게 된다.

3. Receiver Design

그림 4는 수신단을 간략히 도식화한 것이다. 수신단은 크게 Comparator, PLL based CDR, Link Logic으로 구성되어 있으며 PLL은 Multi-Phase PLL을 사용하였다. PLL based CDR의 동작은 VBP 구간에서 TCON으로부터 전송되는 Training pattern에서 System Clock을 복원하고 Display data 구간에서 복원된 clock을 이용하여 TCON으로부터 전송되는 Data stream을 Sampling하여 RGB data를 복원을 하게 된다. 또한 VBP 구간에서 FLOCK을 출력한 이후부터 입력되는 Data stream의 천이를 검출하여 Clock phase를 data와 동기시키는 동작을 한다. State detector는 CDR에서 복원한 AD, D0, D1의 값과 COM 신호의 값의 조합으로 각각의 구간을 결정하고 이에 맞는 동작을 하도록 Control 신호를 생성하는 일련의 동작을 한다. 마지막으로 Link Logic은 CDR에서 복원한 Data를 재 정렬하여

SD의 DAC으로 전달하는 일련의 동작을 한다. 그림 5는 각각의 구간에 따른 Enable 신호의 타이밍도이다.

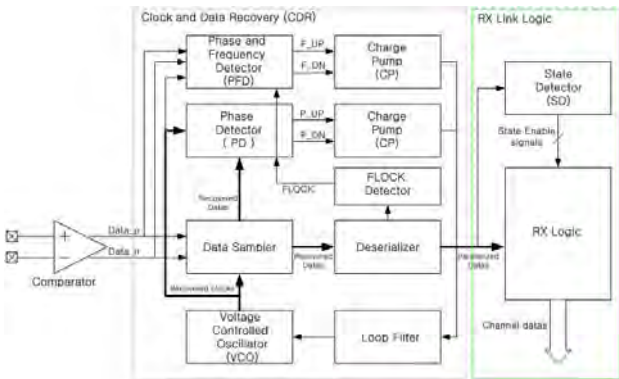


Fig. 4. RX block diagram

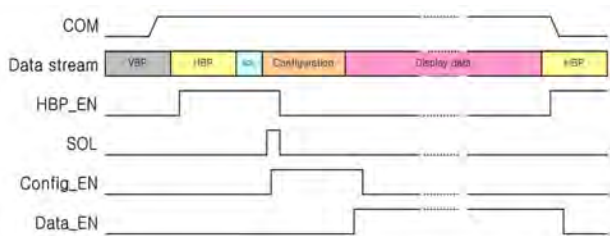


Fig. 5. Timing diagram of state enable signals.

III. Implementation and Measurement

본 논문에서 제안한 Low overhead protocol을 적용한 Intra-panel interface를 검증하기 위해서 TCON은 65nm/1.2V 공정을 사용하였으며 SD(Source Driver)는 0.18um/1.8V 공정을 사용하였다. TFT-LCD system은 8-bit color depth와 120-Hz frame rate를 지원하는 55-inch Full-HD TFT-LCD panel을 사용하여 구성하였다. SD는 8-bit color depth를 지원하고 966 출력 channel을 가진다. 그림 6은 Prototype TFT-LCD system이다. TCON에서 전송되는 Data의 속도를 증가시키기 위해 HBP 구간을 증가시키는 방법을 사용하였으며 이 방법으로 3.4Gbps/lane 이상의 전송 속도를 확보 할 수 있다. 실험결과 3.4Gbps/lane의 속도에서 영상에 문제가 없음을 확인 하였으며 이때의 전송되어지는 Data의 Eye diagram이 그림 7이다.

IV. 결론

본 논문에서 제안한 3.4Gbps/lane low overhead intra-panel interface는 11.1%의 protocol overhead를 가지고 있으며 최대 run length는 10UI 이다. 이 interface는 High resolution, High frame rate, High

color depth, Large sized TFT-LCD panel 및 slim type의 system을 구성하는데 있어 전송 속도, 전송선의 개수 및 EMI 등에 있어서 다른 interface보다 장점을 가지고 있다.

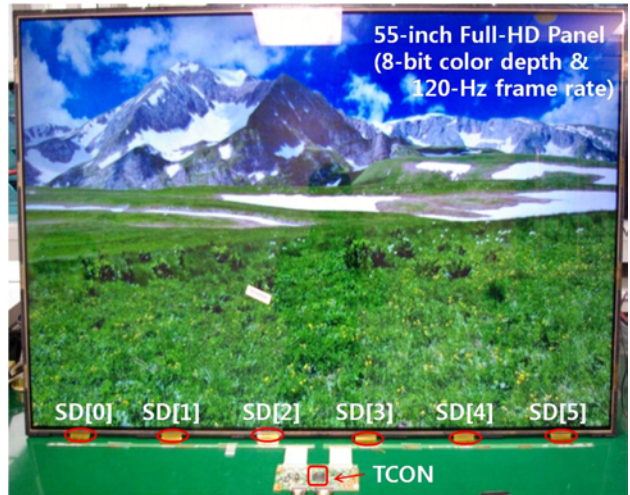


Fig. 6. Prototype system for proposed 3.4Gbps/lane low overhead intra-panel interface and demonstration result.

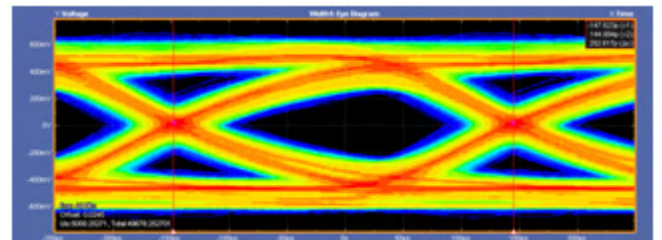


Fig.7. Eye diagram at RX input stage(3.4Gbps/lane)

Table 3. Comparison between the proposed interface and other interfaces (@ 8bit color depth)

Feature	Proposed	Ref[2]	Ref[3]	Ref[4]
Clock Scheme	Embedded Clock	Embedded clock with Multi-level	Embedded Clock	Embedded Clock
EMI Reduction	Scramble/Descramble	-	-	-
CDR Type	PLL	DLL	DLL	PLL
Protocol Overhead	11.1 %	12.5 %	16.7%	25 %
Max. Data Run Length	10 UI	27 UI	28 UI	5 UI
Max. Data rate	3.4Gbps	800Mbps	1.4Gbps	2.0Gbps

참고 문헌

- [1] J. -H. Kim, W. -T. Oh, T.v-J. Kim, J. -Y. Ihm, Y. Chang, Y. Choi, N. Kim, Y. Lee, S. Lee, J. -Y. Lee and M. Lee "LCD-TV System with 2.8Gbps/Lane Intra-Panel Interface for 3D TV Applications" in Dig. Soc. Inf. Display'12, pp.572-573
- [2] M. Park, Y. Lee, J. Lim, B. Hong, T. Kim, H. Nam, H. Song, D. -K. Jeong, and W. Kim. "An Advanced Intra-Panel Interface (AiPi) with Clock Embedded Multi-Level Point-to-Point Differential Signaling for Large-Sized TFT-LCD Applications." in Dig. Soc. Inf. Display '06, pp.1502-1505
- [3] H. -K. Jeon, Y. -W. Moon, J. -I. Seo, J. -H. Na, H. -S. Oh, D. -K. Han, P. -S. Kang, Y. -S. Jeong, M. -G. Park, S. -C. O, J. -C. Hong, and L. -S. Kim, "A Clock Embedded Differential Signaling (CEDSTM) for tne Next Generation TFT-LCD Applications," in Dig. Soc. Inf. Display '09, pp.976-978.
- [4] K. Yamaguchi, Y. Hori, K. Nakajima, K. Suzuki, M. Mizuni, and H. Hayama, "A 2.0Gb/s Clock-Embedded Interface for Full-HD 10Bit 120Hz LCD Drivers With 1/5-Rate Noise-Tolerant Phase and Frequency Recovery," IEEEJ. Solid-State Circuits, vol. 44, no. 12, pp. 3560-3567, Dec. 2009
- [5] S. Ozawa, H. Akita, S. Suzuki, H. Miura, S. Hachiya, T. Murakami, K. Sasaki, and M. Kato, "A 2Gbps/lane Source Synchronous Intra-Panel Interface for Large Size and High Refresh Rate Panel with Automatic Calibration, " in dif. Soc. Inf. Display'11, pp.559-562
- [6] N. Kim, K. -H. Koo, S. -H. Kang, J. Park, J. Jung, W. -G. Jung, D. Park, J. -H. Kim, T. Kim, Y. Choi, J. -Y. Lee, Y. -K. Choi, J. -S. Kim, B. -H. Park, and M. Lee, "1Gbps/lane Low Overhead Clock-Shared Differential Signaling (CSDS) - An Efficient Interface for Large-Size TFT-LCDs," in Dig. Soc. Inf. Display'09, pp. 1234-1236.
- [7] C. -S. Jang, J. -C. Choi, J. -H. Park, I. -J. Chung, and O. -K. Kwon, "An Intra Interface of Flat Panel Displays for High-End TV Applications" IEEE Trans. Consum. Electron, vol.54, no.3, Aug.2008,pp.1447-1452
- [8] C. Zajac, S. Poniatoski, "A New Intra-Panel Interface for Large Size/High Resolution TFT-LCD Applications" in dig. Soc.Inf.Display'04, pp.382-387.
- [9] R. C. Walker, "Designing Bang-Bang PLLs for Clock and Data Recovery in serial Data Transmission Systems," a chapter appearing in "Phase-Locking in High-Performance Systems-From Device to Architectures", dited by B. Razabi, IEEE Press,pp.34-45, 2003
- [10] J. Lee, K. S, Kuner, B. Razavi, "Analysis and Modeling of Bang-Bang Clock and Data Recovery Circuits" IEEE J. Solid-State circuits, Vol39, no 9, pp. 1571-1580, Set. 2004
- [11] W. -T. Oh, J. -H. Kim, Y. Chang, T. -J. Kim, J. -Y. Lee, K. -S. Nah, and G. Hwang, "A 3.4Gbps/lane Low Overhead clock Embedded Intra-panel Interface for High Resolution and Large-sized TFT-LCDs." in dig. Soc. Inf. Display'13.

높은 노이즈 둔감성을 가지는 10.1인치 정전용량 방식 터치스크린용 컨트롤러

*양준혁, 박상휘, 조규형
한국과학기술원 전자 및 전기공학과
e-mail : ajumma@kaist.ac.kr, pshui789@kaist.ac.kr, ghcho@ee.kaist.ac.kr

A Highly Noise-Immune Touch Controller for 10.1-inch Capacitive Touch-Screen Panels

*Jun-Hyeok Yang, Sang-Hui Park, Gyu-Hyeong Cho
Department of EECS
Korea Advanced Institute of Science and Technology

Abstract

The proposed Filtered-Delta-Integration scheme incorporated with a charge-interpolation technique provides solutions for all kinds of noise in capacitive touch-screen panels including the charger noise. The proposed controller for 10.1-inch touch-screen panels demonstrates state-of-art SNR of 39dB at 120Hz scan frequency with excellent multi-touch performance.

I. 서론

정전용량 방식 터치스크린은 뛰어난 가독성과 내구성 등으로 인해 최근 고급 모바일 제품군에 널리 사용되고 있다 [1-5]. 정전용량 방식 터치스크린은 검출 원리에 따라 크게 자기용량(Self-capacitance) 방식 [1,2]과 상호용량(Mutual-capacitance) 방식 [3-5]으로 나눌 수 있다. 간단한 라인(Line) 센싱 방식을 이용해 낮은 제조원가와 높은 스캔 주파수를 제공하는 자기용량 방식에 비해, 전체 센서 픽셀을 읽어내는 상호용량 방식은 멀티터치가 가능하여 최근 널리 선호되고 있다. 그러나, 이 방식의 경우 각 센서 픽셀을 읽어내는데 필요한 검출시간이 짧아지고, 이로 인해 높은 신호 대 잡음

비(SNR)를 얻는 것이 힘들어진다. 그러므로 정전용량 방식 터치스크린에서는 컨트롤러의 아날로그 프론트 엔드(Analog front-end)에서의 높은 노이즈 제거 특성이 필수라고 할 수 있다.

II. 본론

2.1 정전용량 터치스크린에서의 노이즈

정전용량 방식 터치스크린은 일반적으로 디스플레이(Display) 노이즈와 셀프(Self) 노이즈에 노출된다. 뿐만 아니라, 저품질 배터리 충전(Charger)에 의한 충전 노이즈는 최근들어 업계에서 최고의 난제로 떠오르고 있다. 디스플레이 노이즈는 디스플레이 패널 내부 V_{com} 판에서의 전압 스파이크가 터치 패널로 커플링(Coupling) 되면서 생긴다 [2]. 이 노이즈의 경우 터치 패널 전 영역에 걸쳐 공통 노이즈로 볼수 있으므로 차동 센싱 방법으로써 해결 될 수 있다 [2,4]. 한편, 셀프 노이즈는 파워라인(60Hz) 또는 램프(50kHz)로부터 생기며, 터치했을 때 사람의 몸을 타고 커플링된다. 즉, 셀프 노이즈는 전 영역이 아니라, 터치된 부분의 센싱 채널에만 영향을 끼치므로 차동 센싱 방법으로 해결 될 수 없다. 반복 적분을 통한 이동 평균 방법 [3,4]의 경우, 이를 조금 완화시킬 수는 있으나 높은 SNR을 얻기

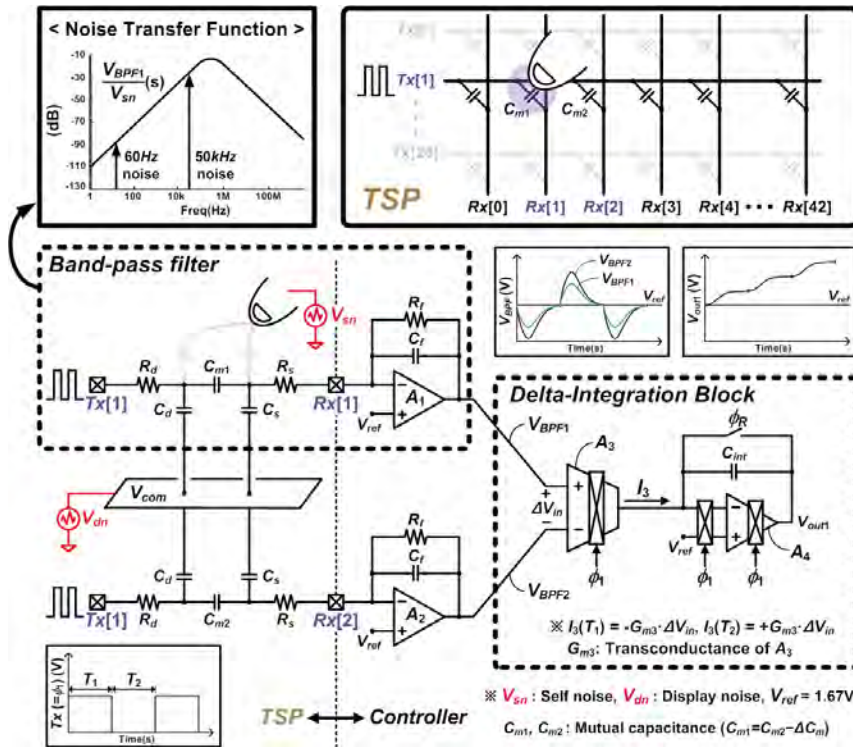


그림 1. Filtered-Delta-Integration (FDI) 기법

위해서는 충분한 적분 횟수와 시간을 필요로 한다. 이 논문에서 우리는 차동센싱과 이동평균 뿐만 아니라, Band-pass filter(BPF)를 통해 셀프노이즈를 선감쇄시키는 Filtered-Delta-Integration(FDI) 기법을 소개할 것이다. 또한, 차저 노이즈를 없애기 위한 전하 보간법이 소개된다.

2.2 Filtered-Delta-Integration (FDI) 기법

그림 1은 손가락이 정전용량 방식 터치스크린에 닿았을 때, 두 인접한 센싱 채널 Rx[1]과 Rx[2]에 대한 FDI 기법의 동작을 설명한다. 그림에 표시된 전압 파형은 어떤 노이즈도 없는 경우의 회로 동작을 나타낸다. 터치 패널 부하와 전하증폭기로 구성된 [1,2]의 기본 구조가 BPF로 사용된다. 드라이빙 채널 Tx[1]로 부터의 펄스전압이 터치스크린 패널에 가해지면 각 센싱 채널의 BPF가 셀프 노이즈를 감쇄시킨다. 디스플레이 노이즈는 차동 센싱 구조에 의해 상쇄되고 두 BPF 출력 전압간의 차이만이 OTA(A₃)에 의해 전류로 변환된다. 이후의 잔류 노이즈는 최종 적분기의 반복 적분을 통한 이동 평균 [3,4] 원리에 의해 더욱 감쇄된다. 각 채널의 오프셋(Offset) 문제는 차핑(Chopping) 기법에 의해 해결된다.

2.3 전하 보간법

차저 노이즈는 오직 터치된 센싱 채널에만 영향을

미치기 때문에, 실제로 큰 펄스에 의한 셀프 노이즈로 모델링 될 수 있다. 강한 전하 주입(Charge injection)에 의한 BPF 출력의 큰 노이즈 스파이크는 FDI 기법만으로는 없애기가 충분치 않다. 이 강력한 노이즈에 대한 완전한 해결방법은 아직 보고된 바 없고, 단지 몇몇 디지털 보간법이 기존 터치 컨트롤러에 사용되어 왔다. 그러나 디지털 보간법은 다소 복잡하고 많은 시간이 소요된다. 게다가 적분기 최종 출력에서 노이즈 정보가 추출될 수 없기 때문에 적분 방식 회로 [3,4]에 적용하기가 어려운 문제점이 있다.

차저 노이즈를 효과적으로 제거하기 위해 FDI에 전하보간법을 적용한 Charge-interpolation FDI (CI-FDI)가 그림 2에 소개된다. 이 회로에 대한 전체 타이밍도는 그림 3에 설명되어 있다. 큰 노이즈 탐지와 전하보간법의 구현을 위해 음영으로 표현된 3개의 셀(Cell)이 추가되었다. 그것들은 phase-delay cell (PDC), noise-detecting cell (NDC), charge-memory cell (CMC)과 같다. NDC는 차저 노이즈를 탐지하고 노이즈가 최종 적분기로 전달되는 것을 막는다. PDC는 NDC가 노이즈 탐지를 수행하고 있는 동안 모든 전하들을 잡아놓고 있다. 한편, 만약 노이즈 구간이 단순히 스킵(Skip) 되기만 한다면 최종 적분기 출력에서 정보손실이 일어나므로, 이 문제를 막기 위해 전하 보간을 위한 CMC가 사용된다.

즉, 차저 노이즈에 의해 BPF 출력에서 큰 스파이크

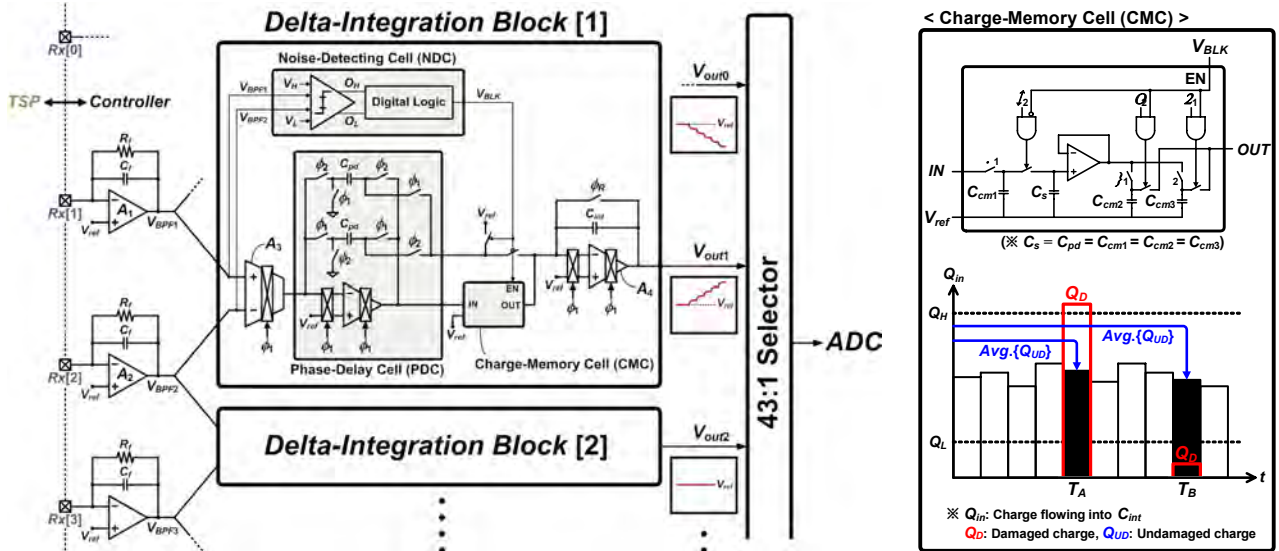


그림 2. Charge-interpolation FDI (CI-FDI)와 Charge-memory cell(CMC)

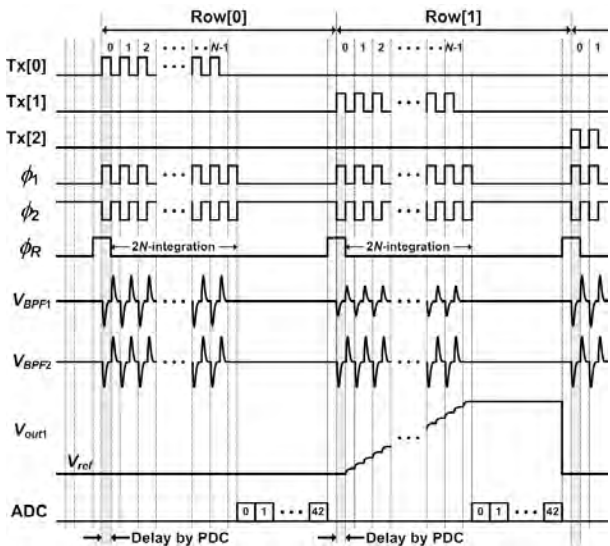


그림 3. CI-FDI 구조에 대한 타이밍도

가 발생하게 되면 NDC는 이를 탐지하여 V_{BLK} 펄스를 내보낸다. PDC는 A_3 로부터의 전하들을 각 C_{pd} 에 차례로 보관하고, NDC로부터 V_{BLK} 신호를 기다린다. 만약, V_{BLK} 가 low 이면 PDC는 C_{pd} 의 전하를 C_{int} 로 전달하고, V_{BLK} 가 high 이면 차저 노이즈가 탐지되었다는 신호이므로 C_{pd} 의 전하 대신 CMC로부터의 대체 전하를 C_{int} 로 전달한다.

그림 2 오른쪽 박스 안의 회로는 CMC의 동작을 보여준다. CMC는 PDC 내부 C_{pd} 에 저장된 전하를 복사하여 ϕ_1 동안 C_{cm1} 에 저장한다. ϕ_2 동안 V_{BLK} 가 low이면 C_s 의 전하는 C_{cm1} 에 저장된 전하와 공유되고, 이 전하는 복사되어 C_{cm2} 와 C_{cm3} 에 각각 저장된다. 이 과정은 큰 노이즈가 탐지되지 않는한 계속해서 이루어진다. 그러나 V_{BLK} 가 high이면 전하 공유는 중단되고, C_{pd} 대신 C_{cm2} 와 C_{cm3} 에 저장되었던 전하가 C_{int} 로 전달된다. T_A

와 T_B 에서 노이즈에 오염된 전하는, 오염되지 않은 이전 전하들의 평균으로 대체된다. 모든 센싱 채널에서의 적분은 동시에 수행되고, 적분이 모두 끝나면 ADC는 그림 3에서와 같이 각 채널의 V_{out} 을 차례로 변환한다.

2.4 다입력 윈도우 비교기

NDC의 윈도우 비교기는 BPF 출력이 정상 신호 범위($V_L \sim V_H$)를 벗어나는지를 탐지한다. 이 윈도우($V_L \sim V_H$)를 벗어나는 입력에 대해서 O_H 또는 O_L 이 high가 되고 이는 큰 노이즈가 발생되었다는 것을 뜻한다. 만약 모든 입력이 윈도우 범위 내에 있으면 O_H 와 O_L 은 둘다 low가 된다.

III. 구현 및 측정 결과

그림 4(a)-(c)는 제안된 터치 컨트롤러(Tx: 300kHz)에 대한 측정 파형을 보여준다. 그림 4(a)는 오직 60Hz 노이즈 하에서의 결과 파형이고, 그림 4(b)는 60Hz 노이즈에 램프 노이즈와 디스플레이 노이즈가 함께 영향을 끼칠 때의 파형이다. 두 그림에서 확인할 수 있듯이 FDI 기법에 의해 대부분의 노이즈가 효과적으로 제거되어 $V_{out(touched)}$ 은 훌륭한 선형성을 보여준다. 한편, 그림 4(c)는 기인급된 노이즈에 차저 노이즈까지 더해졌을 때의 결과를 보여준다. 전하 보간법을 사용하지 않을 시 $V_{out(touched)}$ 의 단조성은 차저 노이즈에 의해 심각하게 훼손되지만, 전하 보간법을 사용하게 되면 차저 노이즈는 효과적으로 제거된다. 그림 4(d)는 손가락이 멀티터치 되었을 때의 3차원 검출 이미지를 보여준다.

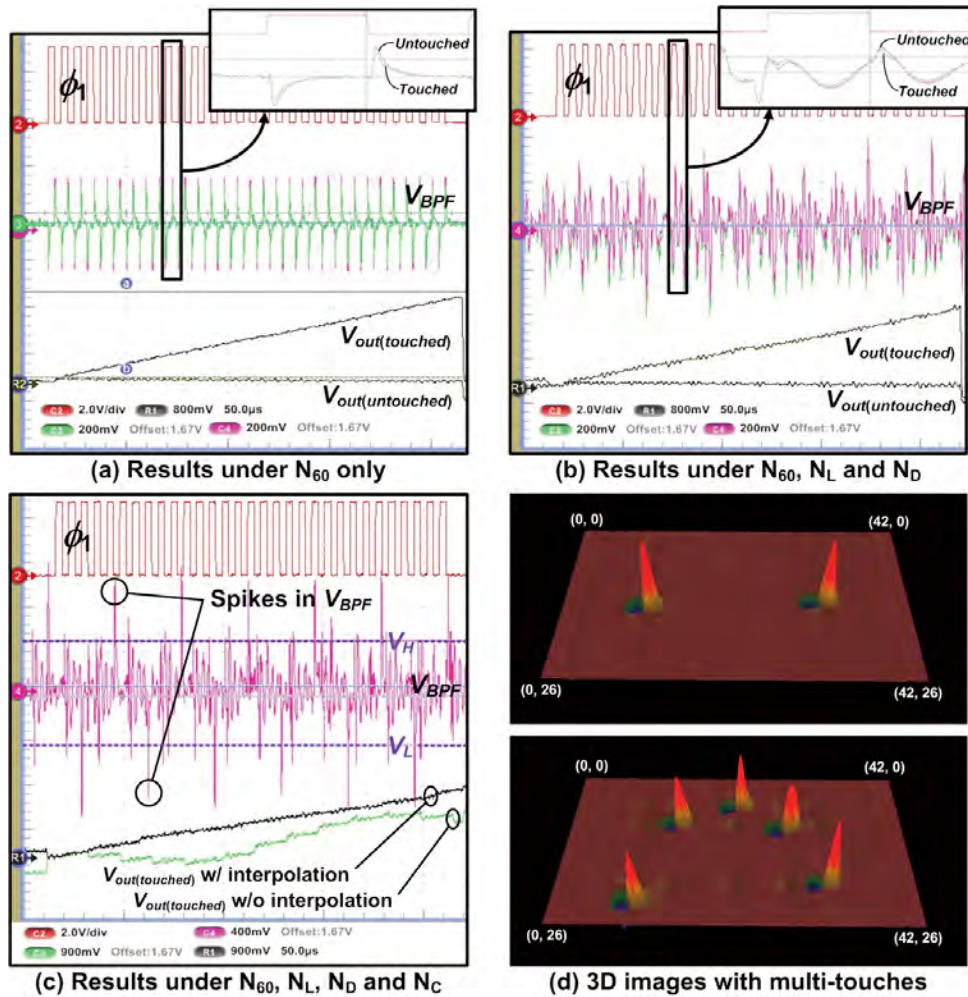


그림 4. 각 노이즈 환경에서의 측정 파형과 3차원 멀티터치 검출 이미지

IV. 성능 및 결론

제안된 터치 컨트롤러는 10.1인치(Tx:27, Rx:43) 정전 용량 방식 터치스크린 패널에 대해 120Hz의 스캔 주파수와 39dB의 SNR를 달성하였다. 이는 기존 기술들에 비해 월등히 커진 터치스크린 사이즈와 많아진 채널수에도 불구하고 매우 높은 성능이다. 따라서 제안된 회로는 소형 뿐만 아니라, 중형 터치스크린용 컨트롤러로서 매우 적합하다.

참고문헌

[1] H.-R. Kim, et al., "A Mobile-Display-Driver IC Embedding a Capacitive Touch-Screen Controller System," IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Dig. Tech. Papers, pp. 114-116, Feb. 2010.

[2] K.-D. Kim, et al., "A Capacitive Touch Controller Robust to Display Noise for Ultrathin Touch Screen Displays," IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Dig. Tech. Papers, pp. 116-117, Feb. 2012.

[3] S.-H. Ko, et al., "Low noise capacitive sensor for multi-touch mobile handset's applications," IEEE Asian Solid-State Circuits Conf. (ASSCC), pp. 1-4, Nov. 2010.

[4] J.-H. Yang, et al., "A High-SNR Area-Efficient Readout Circuit using a Delta-Integration Method for Capacitive Touch Screen Panels," Soc.Inf. Display(SID) Symp. Digest, pp. 1570-1573, June 2012.

[5] T.-H. Hwang, et al., "A Highly Area-Efficient Controller for Capacitive Touch Screen Panel Systems," IEEE Trans. Consumer Electronics, vol. 56, pp. 1115-1122, May 2010.

A True Differential Dynamic Flip-Flop based Touch Signal Sensing Architecture

*Masashi Hashimoto, Jin Ho Choi

SIC R&D Lab.

LG Electronics

e-mail : hashimoto.masashi@lge.com, jean.choi@lge.com

Abstract

The proposed architecture has been developed for a cost competitive touch sensor. A dynamic flip-flop (dFF) was employed as the primary element for sensing a touch signal. The dFF works as a 1b ADC. Neither Op-amp nor high resolution reference are required for the 1b ADC. Any complexity and adjustment came from analog circuit operation has been completely removed in this architecture. A differential sensing method was taken to make the system immune from various noises and chip manufacturing process variation.

I. Introduction

Display noise couples to capacitive touch panel reduces signal-to-noise ratio (SNR) substantially. It made a touch extraction difficult. In order to make touch sensing system immune from the display noise, differential sensing method based several attempts have been made [1]- [3]. In this paper, a novel differential signal sensing architecture is introduced.

II. Touch Screen Panel

One row dummy pixel array was placed beside the ordinary pixel array in order to achieve differential sensing. The dummy pixel array serves

as a reference voltage generator needed for 1b ADC operation and the differential sensing. Fig. 1 shows a top view of a touch panel, where, TD is the dummy pixel driving signal. The reference level is generated by controlling TD swing.

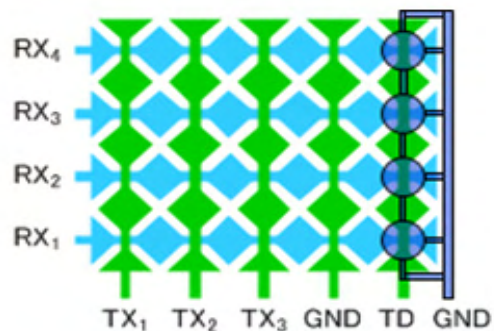


Figure 1. Toch Panel Pixel Pattern

The grounded metal is placed over the dummy pixel to produce a touch equivalent effect. Hence the dummy pixel capacitance C_{MD} is composed with the preformed projected capacitance and mutual capacitance formed between TD and RX. A part of charge induced by dummy pixel mutual capacitance is removed by activating another dummy pixel (not shown here) in negative direction at the same time to cancel out charge. Because the paper space is limited, explanation of the charge canceling operation is skipped in this paper.

Needless to say, the dummy pixel array can be implemented to a sensor chip. Choice will be made from a view of panel manufacturing economy.

III. Touch Location Extraction

Touch object X location is extracted first, Y location is extracted next separately. Fig. 2 (a) shows a dFF array which functions as a comparator for the 1b ADC for both X and Y extraction. Fig. 2 (b) shows the transistor level dFF configuration.

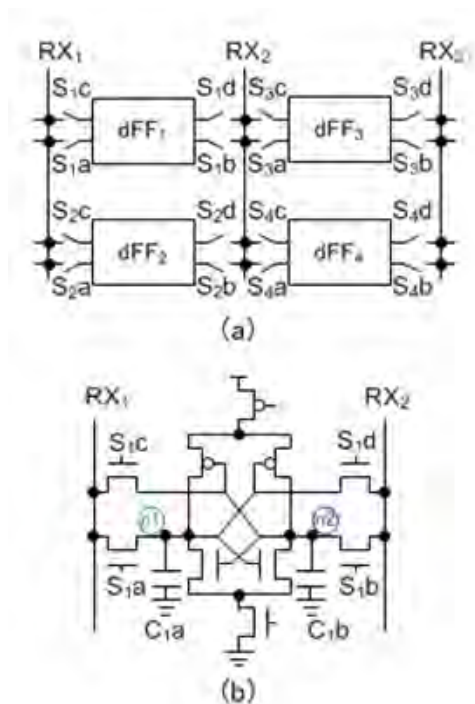


Figure 2. (a) dFF array Block Diagram and (b) dFF Circuit

From early on in DRAM arena, dFF has been used as a dynamic sense amplifier [4]. A small voltage difference developed on a bit line pair is compared by the dFF. Since operation environment of the 1b ADC is similar to DRAM, dFF has been chosen as the comparator for the 1b ADC.

A touch location X is extracted by examining the voltage difference between adjacent two RX lines. dFF₁ and dFF₂, are allocated for RX₁ and RX₂ pair. dFF₁ and dFF₂ take RX₁ as the signal and as the reference, and RX₂ as the reference and the signal,

respectively. As a nature of 1b ADC, finer resolution can be obtained by repeating the 1b ADC operation cycle explained in below.

Fig. 3 shows the timing diagram of major signals for X extraction. The X extraction sequence is explained by referring RX₁-RX₂ pair only for simplicity.

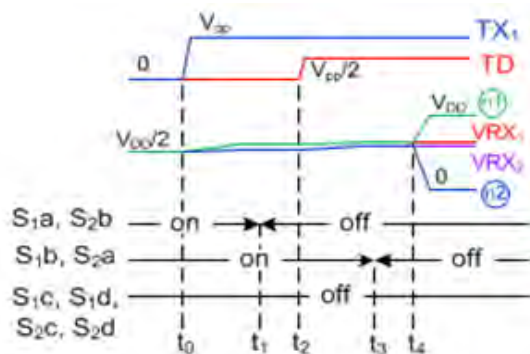


Figure 3. Timing Diagram of Major Signals for X Location Extraction

Prior to driving TX line, RX₁, RX₂, and all the signal sensing nodes of dFFs were driven to precharge level V_{DD}/2. dFFs are disabled from power and ground in the precharge(standby) period. TX₁ is driven to V_{pp} at t₀ for inducing charge on RX₁ and RX₂ depending on amount coupling capacitance, where, an object touch caused projected capacitance C_{prj} is apart of it. VRX₁ and VRX₂ converge gradually with RC delay toward their equilibrium levels as a result.

S_{1a} of dFF₁ and S_{2b} of dFF₂, are turned off at t₁ to hold VRX₁(t₁,X) at C_{1a} and VRX₂(t₁,X) at C_{2b}, respectively. The voltages at t₁ are calculated as the following.

$$\begin{aligned} VRX_1(t_1, X) &\cong \frac{V_{DD}}{2} + \frac{C_M - C_{prj1}(X)}{C_S} V_{PP} \\ &= \frac{V_{DD}}{2} + \frac{C_M}{C_S} V_{PP} - \Delta V_1(X) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} VRX_2(t_1, X) &\cong \frac{V_{DD}}{2} + \frac{C_M - C_{prj2}(X)}{C_S} V_{PP} \\ &= \frac{V_{DD}}{2} + \frac{C_M}{C_S} V_{PP} - \Delta V_2(X) \end{aligned}$$

where, C_M and C_{DM} are mutual capacitance formed between TX-RX and TD-RX respectively, C_S is capacitance of RX observed at standby. The projected capacitances are expressed as function of X, $C_{prj1}(X)$ and $C_{prj2}(X)$. Touch pixel is made ΔV_1 and ΔV_2 to have a linear response to X (and to Y as well) as shown in Fig.4.

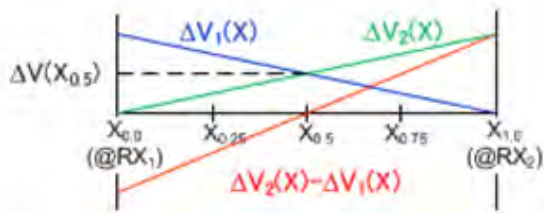


Figure 4. $\Delta V_1(X)$, $\Delta V_2(X)$ and Their Difference X Dependency

TD is driven to $V_{PP}/2$ for inducing ΔV_{DM} , add on voltage, on RX_1 and RX_2 . Amount ΔV_{DM} equals to $\Delta V_1(X_{0.5})$ which equals to $\Delta V_2(X_{0.5})$, in here, $\Delta V_1(X_{0.5})$ is the equivalent voltage induced at object touching at the midpoint of RX_1 and RX_2 . At t_3 , S_{1b} of dFF_1 and S_{2a} of dFF_2 are turned off to hold $VRX_2(t_3)$ at C_{1b} and $VRX_1(t_3)$ at C_{2a} , respectively. $VRX_1(t_3)$ is given as the following.

$$\begin{aligned} VRX_1(t_3) &\cong VRX_1(t_1) + \frac{C_{MD} V_{PP}}{C_S} \frac{1}{2} \\ &= VRX_1(t_1) + \frac{C_M V_{PP}}{C_S} \frac{1}{2} - \Delta V(X_{0.5}) \end{aligned}$$

As mentioned earlier, charge induced by the dummy pixel mutual capacitance is removed. The second term in above equation is canceled out as a result. $VRX_1(t_3)$ and $VRX_2(t_3)$ are now expressed as the following.

$$\begin{aligned} VRX_1(t_3) &\cong VRX_1(t_1) - \Delta V(X_{0.5}) \\ VRX_2(t_3) &\cong VRX_2(t_1) - \Delta V(X_{0.5}) \end{aligned}$$

Subsequently, dFF_1 and dFF_2 are activated at t_4 . They output digital 0/1 on the voltage differences developed on dFF_1 and dFF_2 .

Above operation is interpreted as the touch object projected capacitance induced voltage difference, and

$$\begin{aligned} \Delta V_{dFF1} &= VRX_1(t_1) - VRX_2(t_3) \\ &= (\Delta V_2(X) - \Delta V_1(X)) - (-\Delta V(X_{0.5})) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta V_{dFF2} &= VRX_1(t_3) - VRX_2(t_1) \\ &= (\Delta V_2(X) - \Delta V_1(X)) - \Delta V(X_{0.5}) \end{aligned}$$

it is compared to $\Delta V(X_{0.5})$, the voltage being induced as if it touches at the midpoint. The obtained results can be interpreted as the touch locates between $X_{0.0}$ and $X_{0.25}$ increase dFF_1 outputs "1", between $X_{0.75}$ and $X_{1.0}$ increase dFF_2 outputs "1". Touch location with finer resolution can be obtained by iterating above 1b ADC operation cycle with changing TD swing.

For touch location Y extraction, a small change on timing control sequence is required since the necessary input pair is induced on the same RX line in different timing. One pair of signal and the reference is given through RX_1 to dFF_1 and dFF_2 , one of another pair is given through RX_2 to dFF_3 and dFF_4 and soon. The voltage induced on RX_1 can be found by the same way described in above X extraction. A step by step voltage calculation, therefore, is not shown in below Y extraction.

$V_{TX1}(t_1)$, the signal voltage induced on RX_1 by driving TX_1 , is held on C_{1a} of dFF_1 through S_{1a} . Needless to say, the signal voltage induced on RX_2 is held on C_{3a} of dFF_3 through S_{3a} .

Subsequently, $V_{TX1}(t_3)$, the reference voltage induced on RX_1 by driving TD, is held on C_{2b} of dFF_2 through S_{2c} . Then, TX_1 is pulled down to GND so that charge induced by TX_1 is removed but charge induced by TD is still on RX_1 . At the same timing of TX_1 pulling down, TX_2 is pulling up to V_{pp} . $V_{TX2}(t_5)$, charge induced by TX_2 and TD equivalent charge, the other reference voltage, is built on RX_1 . $V_{TX2}(t_5)$ is held on C_{2a} of dFF_2 through S_{2a} . After that, TD is pulling down to remove TD contributed charge. As a result, $V_{TX2}(t_7)$, the other signal voltage, appears on RX_1 which is held on C_{1b} of dFF_1 through S_{1c} . The voltage differences developed on dFF_1 and dFF_2 are the following.

$$\begin{aligned} \Delta V_{dFF1} &= V_{TX1}(t_1) - V_{TX2}(t_5) \\ &= (\Delta V_2(Y) - \Delta V_1(Y)) - (-\Delta V(Y_{0.5})) \\ \Delta V_{dFF2} &= V_{TX1}(t_3) - V_{TX2}(t_7) \\ &= (\Delta V_2(Y) - \Delta V_1(Y)) - \Delta V(Y_{0.5}) \end{aligned}$$

Their timing diagram is shown in Fig. 5.

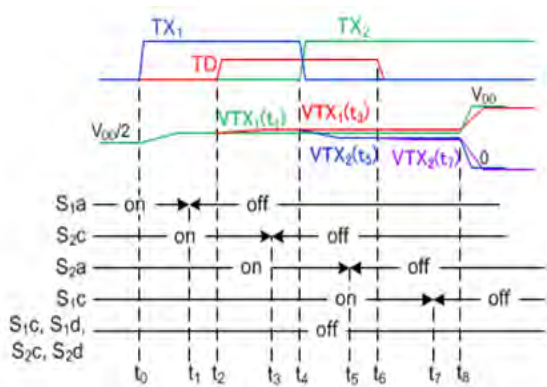


Figure 5. Timing Diagram of Major Signals for Location Y Extraction

The XY extraction sequence introduced here may seem time consuming but it is on the contrary. Since dFFs consume little power and silicon, 1b ADC operation for all RXs are performed in parallel. Repeating same operation many times for SNR is not necessary.

IV. Conclusion

A dynamic Flip-Flop (dFF) based touch signal sensing architecture was introduced.

The dFFs work as 1b ADC. The dFFs consume little active power and no standby power (because they operate dynamically), and require little silicon space (small gate count). Thus, a parallel ADC approach can be taken with little overhead penalty. The little overhead parallel ADC is suitable for a large size touch panel.

Since neither Op-amp nor high resolution reference are required for the 1b ADC, analog circuit specific silicon process sensitivity does not exist in this architecture. Thus, the architecture can be integrated to any process (good process portability).

References

- [1] Ik-Seok Yang and Oh-Kyong Kwon, "A touch controller using differential sensing method for on-cell capacitive touch screen panel system," *IEEE Trans. Consumer Electron.*, vol. 57, no. 3, pp.1027-1032, 2011.
- [2] Ki-Duk Kim, et al., "A capacitive touch controller robust to display noise for ultrathin touch screen display," in *ISSCC Dig. Tech. Papers*, pp.116-117, 2012.
- [3] Siwei Zhan, et al., "A touch sensor controller IC adopting differential measurement for projected capacitive touch panel system," *IEEE Int. Conference on Computer and Information Technology*, pp. 477-481, 2012.
- [4] Nobuaki Ieda, Et al., "A 64K MOS RAM design," in *Proc. 9th conf. Solid-State Devices*, vol. 17, pp. 57-63, 1977.

오실로메트릭 방식을 활용한 한방 진단 맥진 측정 장치 개발

*김홍엽, *김경하, **유성기, **이태범, **신기영, *신재호

*(주)휴비딕 연구소

**한국전기연구원 안산분원

e-mail : rbd1, cto{@hubdic.com}, sky10, metode27, kyshin{@jeri.re.kr}

Development of Oriental Medicine Diagnosis Pulse Measure Device Using the Oscillometric Method

*Hong-Yeop Kim, *Gyoung-Ha Kim, **Seong-Ki Yoo, **Tae-Bum Lee, **Ki-Young Shin, *Jae-Ho Shin

*Technical Research Center, HuBDIC CO., LTD

**Korea Electrotechnology Research Institute, Ansan, Korea.

Abstract

If the device is fail to detect correct measuring wave in the radial artery under repeat measurement via pulse wave signal, expected to get wrong result.

In order to get repeatability and improved & reliable test result, we measure a wave pulse signal using the oscillometric in this paper. We develop a portable measuring device of the wave pulse.

This device calculates 부침/지삭/허실 index and a sampling process of specific point about the wave pulse signal.

I. 서론

요골동맥에서 측정하는 맥파 신호에 대하여 반복적인 측정에서 정확하게 측정부위를 찾지 못하면, 그 진단 결과가 다르게 나타날 수 있다. 이것은 심장 활동에 의한 심장박동과 혈액에 의해 나타나는 맥파는 측정 부위에 따라 파의 형태가 다양하게 나타나기 때문

이다[1][2][4][5]. 즉 연속적이며, 주기적인 반복 측정에서 재연성이 보장되지 않는다. 그러므로 재연성이 보장되는 안정한 맥파 신호의 측정은 맥진 진단에서 중요한 부분이다[1][2][3][4][5].

본 논문에서는 재연성이 보장되고 맥파 신호에 대하여 보다 성능이 향상된 결과를 얻기 위하여 공기가압을 통하여 맥파 신호를 측정하고 이 신호에 대하여 특징점 추출 방법과 부침/지삭/허실 지수를 계산하는 휴대가 용이한 맥진기를 개발하였다[3][4][5].

II. 본론

2.1 오실로메트릭 방식의 활용

일반적인 간접적 혈압 측정에 사용되는 오실로메트릭 방식은 사람의 동맥 위에 공기 가압 주머니를 감싸고 팽창된 주머니에 의해 만들어진 폐색을 뚫고 나올 때 즉, 압력이 수축혈압 이하로 떨어질 때 발생하는 동맥의 벽에 의한 진동을 이용하여 혈압을 측정하는 방식이다[6].

이때 혈관의 진동에 의해 발생하는 파형을 이용하여 맥파를 측정하게 된다.

혈관의 진동에 의해 발생된 맥파를 이용하여 각각의 일정 단계에 해당하는 압력을 가하게 되고 가해진 압력에 해당하는 맥파를 검출하였다.

2.2 신호처리

검출된 맥파 데이터의 분석은 특징점 추출을 통하여 수행된다. 신호에 대하여 침두치, 변곡점, 주기, 그리고 신호의 시작점에서 변곡점까지의 거리와 간격을 계산하여 특징점을 추출한다. 이 특징점에 대하여 맥상 판단을 수행하여 그 결과로 한의학에서 사용하는 부침, 지삭, 그리고 허실 지수를 계산하게 된다[1][2][3][4][5].

III. 맥진기의 개발

개발한 맥진기는 환자의 요골동맥에서 발생하는 맥파 신호를 측정하기 위하여 환자의 요골동맥에 압력을 가할 수 있도록 하는 공기가압주머니로 구성된 가압부와 신호처리 결과를 표시하여 주는 디스플레이부로 구분하여 개발하였다. 그림 1은 개발된 맥진기의 전체 외형이다. 디스플레이부는 가압부에서 전달된 맥파 신호에 대하여 신호처리를 수행하고 깨끗한 신호를 LCD에 표시하여 준다.

공기 가압 주머니는 맥신호를 측정하는 센서의 역할을 수행한다. 가압에 따른 맥 신호가 공기주머니를 통하여 압력센서에 전달되고 압력센서는 전달되는 신호에 대한 파형 정보를 전압의 형태로 출력한다. 이 전압 신호는 ADC를 거쳐 CPU에 전달된다. CPU는 공기주머니로부터 수집된 맥파 데이터를 분석한다. 사용한 LCD는 2.2인치 칼라 TFT LCD를 사용하였으며, 내부에 공기를 가압하고 배출하기 위한 모터, 펌퍼, 솔레노이드 밸브 등을 구성하였다. 그리고 충분한 전압 공급을 위하여 충전식 배터리를 구성하였다.



그림 1. 개발된 맥진기의 전체 외형



그림 2. 개발된 맥진기에 대한 사용 예

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구에서는 오실로메트릭 방식을 활용한 한방 진단 맥파 측정 장치를 개발하였다. 맥신호에 대한 정확한 측정을 위해서는 센서가 환자의 요골동맥에 위치하는 것이 중요하다. 또한 연속 측정에 대한 재연성도 중요하다. 이에 개발된 맥파 측정장치는 간편하게 손목에 차는 구조이며, 요골동맥부분을 공기압주머니로 감싸기 때문에 재연성의 특성을 강조하도록 개발하였다.

하지만 손목에 착용하는 혈압계의 단점이 드러나 착용자의 주의나 사용방법에 대한 숙지가 필요할 것으로 예상되어지며 한방 진단에 대한 지속적인 연구가 필요할 것으로 예상되어 진다.

Acknowledgements

이 연구는 산업통상자원부(구 지식경제부) 산업원천기술개발사업 과제의 지원을 받아 수행하였습니다. (과제번호: 10028436)

참고문헌

[1] Sean Walsh and Emma King, "Pulse Diagnosis: A Clinical Guide", Elsevier Health Sciences, 2007.
 [2] Eun-Guen Kim, Ki-Chang Nam, Hyun Huh, and Young Huh, "Development of an arterial tonometer sensor", 31st Annual International Conference of the IEEE EMBS, September 2009.
 [3] Ki-Young Shin, Sung Chae Jeon, Ki Chang Nam, and Young Huh, "Implementation of array sensor module for a radial artery tonometry", 32nd Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, September 2010.
 [4] 김경하, 김홍엽, 유성기, 이태범, 신기영, "맥파신호에 대한 인터리빙방식의 특징점 추출을 적용한 맥진기 개발", 대한전자공학회 하계종합학술대회, 2012.
 [5] 김재욱, 배장한, 전영주, 김영민, 김종열, 신기영, 김경하, "압맥파 측정 장치에서의 맥박, 맥력, 부침지수 반복성 검증", 대한전자공학회 하계종합학술대회, 2012.
 [6] Joseph J. Carr, Jone M. Brown 저, 이명호 역 의용 계측 설계, 경문사, 2001.

원격 맥진 시스템 개발 및 구현

*지형탁, **신기영, **유성기, **이태범, **진승오, ***이수지
*한양대학교 컴퓨터공학과, **한국전기연구원, ***중앙대학교 연극영화학부
e-mail : *jht0114@gmail.com, kyshin@keri.re.kr, sky10@keri.re.kr, metode@keri.re.kr, sojin@keri.re.kr, fldid@cau.ac.kr*

Implementation of Tele-Pulse Diagnosis System

*Hyung-Tak Ji, **Ki-Young Shin, **Seong-Ki Yoo, **Tae-Bum Lee,
***Soo-Ji Lee
*School of Computer Science Engineering Hanyang University
**Korea Electrotechnology Research Institute
***Department of Theatre and film design Chung-ang University

Abstract

Pulse diagnosis, one of the major vital signals, has been widely used in the oriental medicine. In tele-pulse diagnosis system, if the pulse wave signal could be acquired at the patient's home and sent to the server via telecommunication line, the number of visit to the hospital and medical expenses can be reduced dramatically. Patient, at home, uses a smart phone to control pulse diagnosis device via bluetooth communication and then sends pulse data to server. Doctor can check patient's condition in the homepage by pulse graph and pulse distinction.

U-Healthcare는 IT기술을 의료기술에 접목 시켜 환자, 일반인 등을 대상으로 시간이나 장소에 구애받지 않고 자유롭게 건강상태를 체크하고 변화가 생겼을 시에 그에 맞는 적절한 대처가 이루어질 수 있는 시스템을 말한다. 현대 의학뿐만 아니라 한의학계에서도 U-Healthcare 기술과 서비스를 접목시켜 사용자에게 편리성을 증대 시키고 있다 [5-7].

이러한 요구에 부응하고자 본 연구는 가정에서 맥진기를 통하여 맥진을 함으로써 언제든지 정확한 맥파 데이터들을 획득하여 원격으로 객관적인 진단을 내릴 수 있고, 가정으로 기기를 보급하여 환자가 병원에 가는 수고를 덜어주는 맥진 U-Healthcare 서비스를 구현하여 환자의 편의성을 높이는데 있다. 본 논문에서는 원격 맥진 시스템의 구성과 구현에 초점을 맞추어 기술하였다.

I. 서론

맥진은 동양의학의 사진법 중 중요한 구성부분으로 고대로부터 오랜 기간에 걸쳐 동일한 질병과 투쟁하는 과정 중에 반복 실천하여 얻어진 한의학 진단 방법이다. 맥진은 예전부터 사람의 변화를 아는데 있어 객관적인 근거가 되어왔고, 많은 의사들이 중요하게 여기고 폭넓게 운용되었다 [1, 2]. 하지만 맥진은 한의사의 주관적인 생각, 느낌, 경험 등이 의존되어 운용되므로 동일한 환자에 대한 맥진 결과가 한의사마다 다를 수 있다. 뿐만 아니라, 한의사의 당일 컨디션에 따라 감각이 틀리기 때문에 맥진 결과가 다르기도 하다 [3, 4].

II. 원격 맥진 시스템 구성

원격 맥진 시스템은 그림 1과 같이 크게 측정부, 제어부, 진단부로 나눌 수 있다. 측정부는 맥진기, 블루투스어댑터와 Labview로 구성된다. 맥진기는 6개의 압력센서, 1개의 온도센서로 구성된 맥진센서와 DAQ보드로 구성된다 [8]. 맥진기는 시간에 따라 가압력을 달리 하여 환자의 맥파를 측정한 후 Matlab을 이용하여 특징점 추출 및 맥상을 판별한다. 블루투스 어댑터는 맥진기와 시리얼통신으로 연결되고, 스마트폰과 블루투스 통신을 한다. 제어부는 환자가 사용하는 스마트폰으로 구성된다. 스마트폰에서 실행되는 안드로이드

앱의 주요기능은 서버로의 데이터 전송과 블루투스 통신을 이용한 맥진기 제어와 맥파 데이터 수신이다. 스마트폰은 측정시작 명령을 맥진기에 전송하여 맥파측정을 실행한다. 측정이 완료되면 추출된 특징점과 맥상판별 결과는 스마트폰으로 전송된다. 수신된 데이터는 3G, 4G, Wifi 등을 이용해 서버의 데이터베이스로 전송한다. 진단부는 서버와 홈페이지로 구성된다. 서버는 리눅스 기반의 Apache서버를 사용하였고 서버의 데이터베이스는 MySQL을 사용했다. 그림 2는 서버 데이터베이스의 설계를 보여준다.

원격 맥진 시스템

patient(환자) p_no(환자번호:1xxxx남자,2xxxx;여자) p_id(환자아이디) p_passwd(환자비밀번호) p_name(환자이름) p_sex(환자성별) p_age(환자나이) p_bloodtype(환자혈액형) p_say(환자문의사항)	diagnosis(맥진) diag_time(제출시간) diag_no(맥진번호) p_id(환자아이디) p_name(환자이름) heart_beat(맥박) step1(가압단계1값) step2(가압단계2값) step3(가압단계3값) step4(가압단계4값) step5(가압단계5값) examine(의사진단) b_p_high(최고혈압) b_p_low(최저혈압) position(진맥위치) distinct_bu(부/침 판별) distinct_ji(지/삭 판별) distinct_de(대/새 판별) distinct_heo(하/실 판별) device_kind(기계종류,턱상/휴대용)
doctor(의사) d_id(의사아이디) d_passwd(의사비밀번호) d_name(의사이름)	

그림 2 데이터베이스 설계도



그림 1 원격 맥진 시스템 구성

원격 맥진을 위해 사용되는 주요 테이블은 patient, diagnosis 테이블이다. 환자가 앱을 이용해 회원가입하면 patient 테이블에 데이터가 실시간으로 저장되고 저장된 환자 아이디, 비밀번호로 로그인 후 맥진을 하면 맥진데이터가 diagnosis 테이블로 삽입된다. doctor 테이블은 의사가 홈페이지에 접속하기 위한 권한을 갖고 있다. 맥진 홈페이지는 서버에 저장된 데이터베이스를 바탕으로 환자검색, 환자리스트, 신규데이터, 의사 로그인 페이지 등을 통하여 원격 맥진을 구현했다. 홈페이지는 php파일을 이용해 데이터베이스와 연동하고 SQL 쿼리문을 사용해 원하는 데이터를 읽는다. 안드로이드 앱을 통해 특징점, 맥상판별 결과를 서버로 전송하면 홈페이지는 이 데이터를 2차 가우시안 함수식을 이용하여 각 가압별 특징점 그래프를 그린다. 그래프는 open source library인 'pChart2.1'을 이용하여 맥진 결과 값 마다 그래프이미지 파일을 만든다. 또한, 홈페이지에서 특정 환자 또는 전체 환자의 데이터를 엑셀 파일로 저장할 수 있다.

III. 자료의 흐름

환자는 안드로이드 앱을 통해 맥진기 제어를 하고 맥파 데이터를 획득한 후, 인터넷 웹 서버에 실시간으로 측정 데이터를 보낸다. 의사는 홈페이지에서 서버에 저장된 환자 맥진데이터를 보고 진단을 내린다. 환자와 의사의 자세한 프로세스는 그림 3과 같이 나타낼 수 있다.

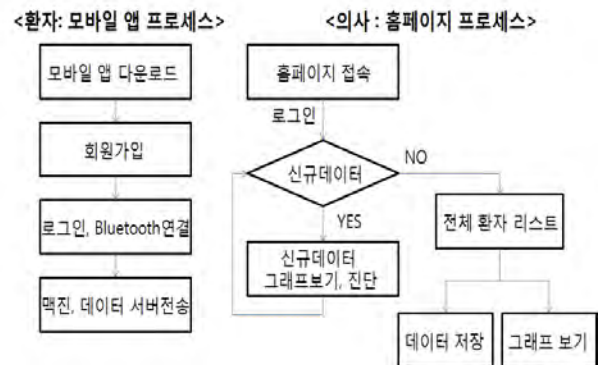


그림 3 환자, 의사의 순서도

3.1 환자

환자회원가입을 누르고 회원정보를 입력 후 입력완료 버튼을 누르면 회원정보가 서버 데이터베이스로 삽입된다. 이 과정은 Java의 URL 객체 생성 후 GET방식으로 데이터를 보내 서버의 php파일을 통해 환자정보를 추가한다. 가입한 회원 아이디와 비밀번호를 가지고 로그인 한다. 로그인 후 이동 되는 맥진Activity에서 진맥하기 버튼을 누르고 스마트폰의 메뉴 키를 누른 후 옵션메뉴에서 Connect a device 버튼을 누른 후 리스트 중에 있는 블루투스어댑터 이름을 눌러 페어링을 한다. 페어링이 되면 우측 상단에 Connected로 바뀐다. 페어링이 완료되면 앱에서 측정시작 버튼을 눌러 맥진기의 압력에 따른 맥파 측정 후 스마트폰으로

측정값들을 전송한다. 그림 4는 스마트폰에서 수신한 데이터를 보여준다. 데이터가 화면에 세팅이 되면 제출하기 버튼을 눌러 서버 데이터베이스에 전송한다.

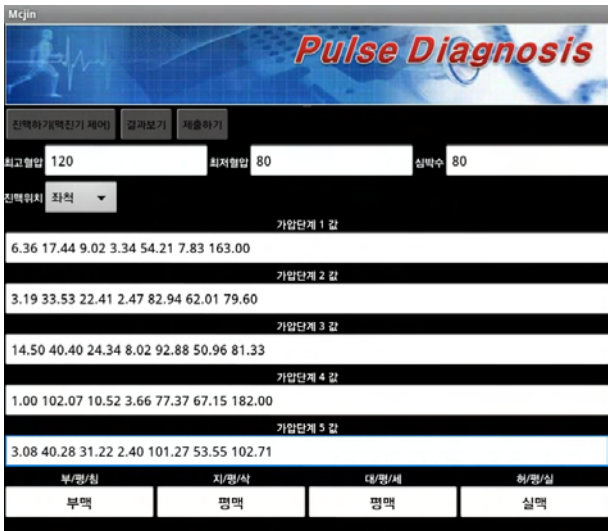


그림 4 블루투스 통신을 통해 스마트폰에서 받은 맥진 데이터

3.2 의사

의사 계정으로 로그인을 하고 데이터베이스의 맥진기록(diagnosis 테이블의 진단 속성)이 없는 환자가 존재하면 그림 5(a)와 같이 신규데이터페이지로 이동하고 존재하지 않으면 그림 5(b)와 같이 환자 리스트 페이지로 이동한다. 신규데이터 페이지는 맥진이 기록된 시간이 빠른 순으로 아이디와 환자이름 등의 정보를 가진 표 형식으로 출력한다. 환자리스트 페이지는 서버에 저장된 모든 환자의 아이디, 이름, 성별, 나이 등의 정보를 가진 표 형식으로 출력한다.

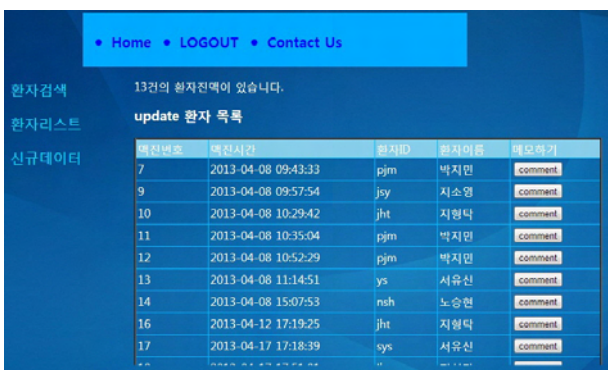


그림 5(a) 신규데이터 페이지



그림 5(b) 환자리스트 페이지

환자검색 페이지는 그림 6(a)와 같이 검색창에 환자 이름을 입력 후 저장된 맥진기록을 볼 수 있다. 만일 동명이인일 경우 그림 6(b)와 같이 동명이인 검색이 가능하고 선택이 가능하다.



그림 6(a) 환자검색 페이지



그림 6(b) 동명이인 환자의 검색

환자리스트, 환자검색 페이지 등을 통해 환자정보와 환자맥진 기록을 볼 수 있다. 각 페이지에서 그래프보기 버튼을 눌러 그림 7과 같이 결과로 나온 그래프와 맥 판별법을 기반으로 의사가 소견을 남긴다.

참고문헌

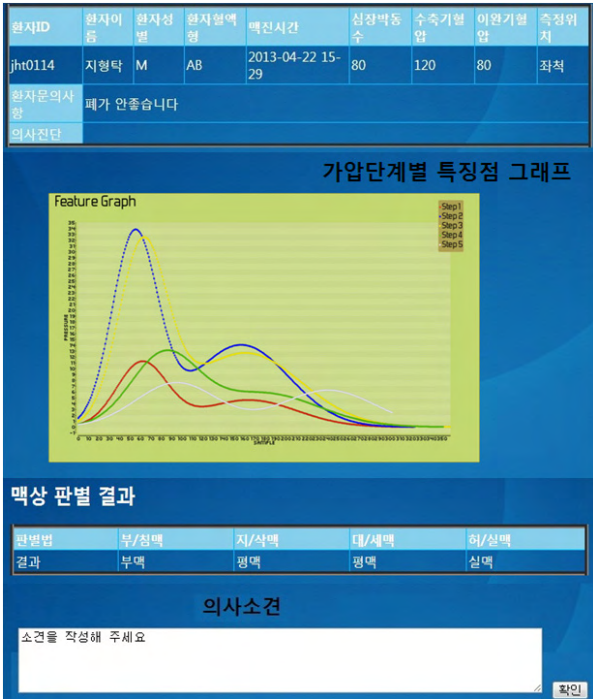


그림 7 맥진 결과 페이지: 환자정보, 특징점 그래프, 맥상 판별, 의사소견

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구에서는 맥진기를 가정에 보급하여 환자의 편의성을 증대시키고 맥진 U-Healthcare를 구현을 위해 원격 맥진 시스템을 제안하였다. 본 연구를 통해 환자는 가정에서 측정한 맥파데이터를 안드로이드 앱을 통해 쉽고 빠르게 전송할 수 있고, 전문의는 홈페이지를 통해서 환자에 대한 정보를 알 수 있고, 전송된 맥파데이터를 통해 환자의 건강상태를 진단한다.

현재 맥진기는 Labview를 통해 동작되고, 블루투스 모듈이 장착되지 않아 블루투스 어댑터를 통해 통신을 한다. 따라서 Labview를 실행 후 안드로이드 앱이 블루투스 어댑터와 통신을 해야 하는 번거로움이 있다. 하지만 향후 맥진기에 블루투스 모듈과 임베디드 시스템으로 구현되면 맥진기 제어와 서버로의 데이터 전송을 더 빠르고 편리하게 할 수 있다. 그러나 현재 서버로의 데이터 전송 중 개인정보가 유출될 위험이 있기 때문에 권한설정 및 암호화를 통해서 정보 보안문제를 해결해야한다. 이 문제점을 해결한다면 신뢰할 수 있는 원격 진단 시스템이 완성될 것이다.

감사의 글

본 연구는 지식경제부의 산업원천기술개발사업 지원으로 수행되었습니다. (과제번호: 10028436)

[1] 유관군, 맥진, 침코리아, 2002.
 [2] 백정의, “맥진의 기원과 내경의 맥진에 대한 연구”, 대한한의학학회지, 제2권 제1호 pp.225-248, 1998.
 [3] 유현희, 이시우, 이진, 이유정, 김종열, “문헌을 통한 맥상의 물리적 요소 분석”, 동의생리병리학회지, Vol. 21(6), pp.1381-1387, 2007.
 [4] 김종열, 김경요, 고기덕, “맥진기의 문제점과 개선방안에 대한 연구”, 대한한의원학회지, Vol. 3(1), pp. 28- 36, 1999.
 [5] 정유석, 신진아, 채혁기, 조위덕 “u-시티에서의u-홈건강관리서비스기술”, 정보과학회지 제26권 제8호 pp. 42-51, 2008.
 [6] 송태민, 장상현, “u-Healthcare 이슈및연구동향”, 보건복지포럼 pp. 70-86, 2011.
 [7] 김봉현, 조동욱 “실제적 U-Healthcare 구현을 위한 한방진단기기 동향 및 서비스 플랫폼의 제안”, 한국통신학회논문지, 제37권, 제3호 pp.115-121, 2012.
 [8] Seong-Ki Yoo, Ki-Young-Shin, Tae-Bum Lee, Seung-Oh Jin, Jaek U. Kim, "Development of a Radial Pulse Tonometric (RPT) Sensor with a Temperature Compensation Mechanism", Sensors, Vol. 13(1), pp.611-625, 2013.

부침맥 판단을 위한 맥심지수 반복성 평가

배장한, 김재욱, 전영주
한국한의학연구원

e-mail : fcbest11@kiom.re.kr, jaeukkim@kiom.re.kr, jyj92@kiom.re.kr

Evaluation of the Repeatability of the Pulse Depth Index for Determining the Floating and Sunken Pulses

Jang-Han Bae, Jaeuk U. Kim, Young Ju Jeon
Korea Institute of Oriental Medicine

Abstract

In this work, we proposed a novel index based on pulse-depth for determining the Floating and Sunken pulses. We acquired the tonometric pulse signals at three palpation locations, Chon, Gwan and Check, on the left wrist twice for 18 volunteer subjects. After calculating the Pulse Depth Index(PDI) proposed in this work and previous index, Coefficient of Floating and Sunken pulses(CFS), the PDI showed a smaller coefficient of variation than the CFS.

I. 서론

맥진은 한의학에서 사용하는 대표적인 진단방법으로 요골동맥의 촌, 관, 척 세 부위의 맥박으로부터 환자의 건강상태를 파악하거나 병리적 진단을 하는 방법이다. 맥상은 보통 28맥[의학입문]이나 27맥[빈호맥학]으로 나눌 수 있는데 정확한 맥진을 위해서는 각 맥상의 의미를 파악하고 올바르게 구분하는 것이 필수적이다. 특히 10대 맥(부/침, 지/삭, 허/실, 대/세, 장/단)이라 불리는 대표 맥상 중 부맥과 침맥은 각종 문헌에서 한의학 변증을 결정짓는 기본적인 맥상으로 인식하고 있기 때문에 이에 대한 과학적인 고찰이 필요하다. [1-3]

부침맥을 판단하는 방법이나 기준은 한의계 내에서

도 아직 확실하게 정립되어있지 않으나 크게 두 가지의 견해가 있다. 첫번째는 “안압(按壓)에 대한 반응을 기준으로 한다.”는 견해이다.[4-6] 이 견해에서는 약한 힘으로 누를 때 맥이 잘 잡히고 강한 힘으로 누를 때 맥이 약하게 잡히는 맥을 부맥으로 판단한다. 부침맥을 판단하는 두번째 견해는 “맥위(脈位)의 천심(淺深)을 기준으로 한다.”는 견해이다. 이 견해는 천부에서 맥박이 촉진되는 맥을 부맥으로 판단한다. 즉, 최초로 맥이 감지되는 위치를 기준으로 부침의 정도를 판단하며 혈관이 위에 있을 경우 부맥, 혈관이 상대적으로 아래에 있을 경우는 침맥으로 판단하는 방법이다.

맥위의 천심을 기준으로 부침을 판단하는 방법은 안압에 대한 반응을 기준으로 하는 방법과는 다른 물리적 의미를 가지고 있기에 연구되어야 할 필요성이 있다. 하지만 이 견해를 따르는 맥의 부침 판단 알고리즘은 아직까지 개발되지 않고 있다. 따라서 본 연구에서는 맥위의 천심을 기준으로 하는 맥의 부침 판단 지수를 제안하고 안압을 기준으로 하는 기존 부침지수와 비교를 통해 반복성을 평가하고자 한다.

II. 본론

2.1 실험방법

본 연구를 위해 한국한의학연구원에서 자체 개발한

맥파 측정 장치를 이용해 맥파 신호를 측정하였다. 이 측정 장치는 팔을 거치할 수 있는 본체부와 맥파 측정을 위한 센서가 부착된 액츄에이터로 구성되어 있다. 맥파 신호 측정 시 모터가 약 0.09mm/s의 속도로 내려오는 연속 가압방식을 이용했는데, 이러한 가압 방식은 측정 시간을 이용해 모터의 이동거리, 즉 얼마나 깊이 눌렀는지를 알 수 있기 때문에 혈관의 깊이도 유추할 수 있다.[7] 성인 남녀 피험자 18명을 선별하고 손, 관, 척의 위치에 맞추어 피험자의 왼손 맥파 신호를 각각 2번씩 측정했다. 이 때 손, 관, 척의 위치는 <그림 1>과 같이 고골 바로 옆 부분에 중지를 놓고 그 옆으로 검지와 약지를 나란히 놓은 곳을 손, 척으로 하였다. <그림 2>는 맥파 측정 장치를 사용하여 맥파 신호를 측정하는 모습이며 샘플링 주파수는 200Hz로 하였다.

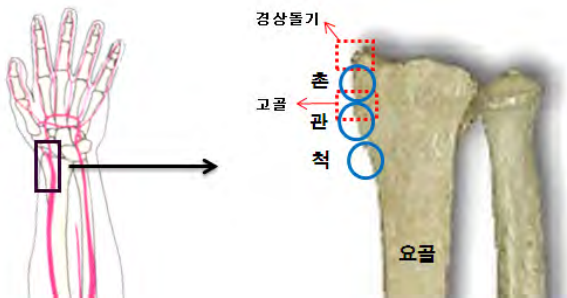


그림 1. 손, 관, 척의 위치

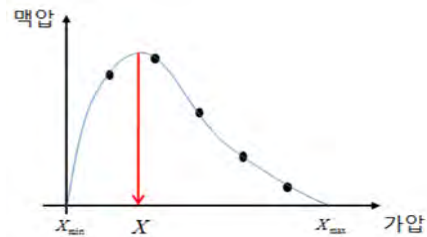


그림 2. 맥파 신호 측정

2.2 부침지수

Lee 등은 최대 압맥파가 나타나는 가압의 크기에 따라 맥의 부침 정도를 판단하였는데 이를 <그림 3>에 나타내었다.[4] 가압에 따른 최대 압맥파의 상대위치를 0~10 사이의 수로 표시해 이를 부침계수(Coefficient of Floating and Sunken Pulses, CFS)라 하였으며 5보다

작으면 부맥, 5보다 크면 침맥으로 판단하였다. 하지만 이 방법은 5개의 너무 적은 데이터를 기준으로 보간법을 사용하므로 부침맥 판단에 큰 오차가 발생할 수 있는 단점이 있다. 본 논문에서는 CFS를 대변할 수 있는 변수로 최대 압맥파가 나타나는 시점에서의 가압 크기(Optimal Contact Pressure, OCP)를 계산했다. CFS는 5단계의 가압으로 맥파 신호를 측정하는 방식에 적용된 알고리즘이기 때문에 연속 가압방식으로 측정된 맥파 신호에 그대로 적용하기에는 제약이 있기 때문이다.



$$CFS = \frac{X - X_{min}}{X_{max} - X_{min}} \times 10$$

그림 3. 부침지수의 정의

2.3 맥심지수

본 연구에서는 맥위의 천심을 기준으로 하는 맥의 부침 지수를 제안한다. 먼저 가압신호를 이용해 맥진 센서와 피부가 접촉하는 시점(contact point)을 찾는다. 그리고 맥압 신호에서 최대 압맥파가 나타나는 시점을 찾는데 이 시점은 센서가 혈관의 위치까지 충분히 눌렀음을 의미한다. 혈관이 얇으면 최대 압맥파가 나타나는 시점이 빠르게 나타나고, 혈관이 깊으면 최대 압맥파가 나타나는 시점이 느리게 나타난다. 최종적으로 맥진센서와 피부가 접촉하는 시점과 최대 압맥파가 나타날 때의 시점 사이의 시간 차이를 이용해 모터의 이동거리, 즉 피부에서 혈관까지의 거리를 계산하고 이를 맥심지수(脈深指數, Pulse Depth Index, PDI)로 정의한다. <그림 4>는 연속 가압방식으로 측정된 맥파 신호에서의 PDI 정의를 나타낸다.

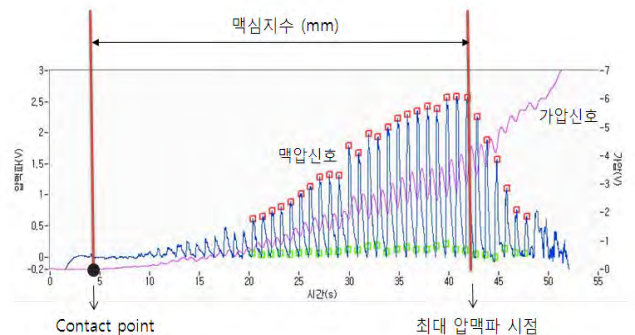


그림 4. 맥심지수(PDI)의 정의

2.4 맥심지수 반복성 평가

피험자 18명의 촌, 관, 척 각각에 대한 분석 결과는 <표 1>과 같다. HR(심박수), OCP, PDI에 대해 평균과 표준편차, 변동계수(CV)를 계산하였다. 심박수는 촌, 관, 척 모두 67회로 통계적 차이가 없었으며 반복성이 우수한 것으로 나타났는데 2% 내외의 변동계수는 생체신호의 시간적인 변화를 반영한 것으로 해석된다.

OCP는 촌 134.03mmHg, 관 96.03mmHg, 척 134.61mmHg로 나타났는데 관의 경우 약하게 가압해도 최대 압맥파가 나타나지만 척의 경우는 강하게 가압해야 최대 압맥파가 나타나는 결과를 보였다. 반면 PDI는 촌 3.76mm, 관 3.60mm, 척 5.01mm로 척 위치에서 가장 길고 촌과 관에서 비슷하게 나타났다. 이는 두 지수가 서로 다른 한의학적 의미를 가지고 있음을 내포한다. 또한 PDI의 변동계수(촌:6.55%, 관:6.08%, 척:10.24%)가 OCP의 변동계수(촌:12.57%, 관:11.31%, 척:13.12%)보다 더 좋았는데 이는 PDI가 기존 방법보다 더 안정적인 반복성을 보여준다는 것을 나타낸다.

표 1. 촌, 관, 척에 대한 지수별 반복성 평가

지수 부위	HR(beats/min)		OCP(mmHg)		PDI(mm)	
	mean±sd	CV(%)	mean±sd	CV(%)	mean±sd	CV(%)
촌	67.42±6.48	2.32	134.03±43.57	12.57	3.76±0.59	6.55
관	67.51±6.73	1.62	96.03±24.61	11.31	3.60±0.95	6.08
척	67.07±6.04	1.71	134.61±50.01	13.12	5.01±1.13	10.24

III. 결론

본 연구에서는 부침맥 판단을 위해 맥위의 천심을 기준으로 하는 맥심지수를 제안하고 그 반복성을 평가하였다. 이를 위해 성인남녀 18명을 대상으로 촌, 관, 척 각각의 맥파 신호를 측정하고, 안압에 대한 반응을 기준으로 하는 기존의 부침지수(OCP)와 본 논문에서 제안한 맥심지수(PDI)를 계산하였다. 그 결과 OCP는 관 위치에서 가장 부하게, PDI는 척 위치에서 가장 깊게 나타났으며, PDI가 OCP보다 더 안정적인 반복성을 나타냈다.

추후에는 심화분석을 통해 OCP와 PDI의 촌, 관, 척 부위가 각각 어느 정도의 통계적 차이를 가지는지 확인하고, 두 지수사이의 상관성 분석을 할 예정이다. 또

한 초음파 장비 등을 이용해 맥심지수의 임상적 효용성을 입증한다면 부침맥을 판단하는 새로운 기준이 될 수 있을 것이다.

감사의 글

본 연구는 2013년 지식경제부 차세대기술개발사업 중 오감형 진단/치료 콘텐츠 개발(10028438) 과제와 한국한의학연구원 주요사업(K13260)의 지원을 받아 수행된 연구임.

참고문헌

[1] G. C. Kim, J. H. Kim, W. J. Shin, et. al., "The statistical analysis for cognizance on the Chinese oriental medical doctor of the pulse meter-analyzer", The Journal Of The Korea Institute Of Oriental Medical Diagnostics, vol. 13, pp. 88-116, 2009.

[2] H. H. Ryu, S. W. Lee, J. Lee, Y. J. Lee, and J. Y. Kim, "Analysis of Physical Quantification of Pulse Types by Pulse Diagnosis Literatures," Korean J Oriental Physiology & Pathology, vol. 21, no. 6, pp. 1381-1387, 2007.

[3] 맥결, 최가인, 서울: 대성문화사, 1983.

[4] 이시우, 이유정, 이해정, 강희정, 김종열, "압저항 센서와 가압조절 로봇을 이용한 부침맥 검출에 관한 임상연구", 동의생리병리학회지, 제 19권, 6호, 1673-1675쪽, 2005

[5] J. U. Kim, Y. J. Jeon, Y. J. Lee, K. H. Kim, and J. Y. Kim, "Novel diagnostic algorithm for the floating and sunken pulse qualities and its clinical test," Evidence-Based Complementary and Alternative Medicine, vol. 2011, Article ID 813427, 10 pages, 2011.

[6] 김성훈, 김재욱, 이유정, 김근호, 김종열, "맥진기를 이용한 새로운 부침맥 판단 방법", 동의생리병리학회지, 제23권, 제6호, 1221-1225쪽, 2009

[7] 배장한, 전영주, 김종열, 김재욱, "연속 가압방식의 맥파 측정방법을 위한 시작점 검출 알고리즘 개발", 전자공학회 논문지, 제49권 SC편 제2호, 148-156쪽, 2012

혀 영상의 색상 히스토그램 분석을 통한 설태 진단 지표 추출

정창진, 김근호
한국한의학연구원

e-mail : traviswas@kiom.re.kr, rkim70@kiom.re.kr

Study of Parameter Extraction for Tongue Coating Diagnosis using Color Histogram of Tongue Image

Chang Jin Jung, Keun Ho Kim
Korea Institute of Oriental Medicine

Abstract

Color and shape features of a tongue reflect the condition of the body in korea oriental medicine. In particular, a thickness of the tongue coating is important feature for the tongue diagnosis. In this study, we proposed a tongue color feature extraction method for determining the thickness of the tongue coating. From a 2D histogram, which is based on CIE L^* and a^* , a color distribution matrix was extracted. Using the matrix, the thick tongue coating was classified by a support vector machine and its accuracy was over 85%. It is expected to provide a quantitative standard for the tongue coating diagnosis

I. 서론

한의학에서 혀의 색상 및 형태는 몸의 건강 상태를 반영하는 중요한 진단 지표이다[1]. 특히, 혀바닥에 이끼처럼 덮인 물질인 설태의 두께는 소화 기능화 관련된 지표로 혀 진단에 있어 중요한 비중을 차지한다 [2].

한의사는 설태의 두께를 판단하는데 혀의 색상정보를 종합적으로 활용하는데, 전형적인 설태와 설질 색상 특성을 기준으로 설태의 두께를 유추하게 된다. 이때, 설태의 분류의 색상 기준은 한의사의 경험에 의한 것으로 설태 두께 판단의 정확성 향상을 위해서는 정량적 기준이 필요하다.

본 논문에서는 설태 두께 판단의 정량적 기준을 제시하기 위해 한의사가 진단한 설태 두께 정보와 정량적으로 획득된 혀 영상의 색상 분포를 분석하여 유의한 설태 두께 진단 지표를 추출하였다. 이 과정에서 기존에 시도하지 않았던 혀 색상 특성 추출 방법을 사용하여 의미 있는 결과를 획득할 수 있었다.

II. 본론

2.1 데이터 획득

대전대학교 천안한방병원에서 355명을 대상으로 데이터를 획득하였으며, 혀 영상은 일정한 조명과 제한된 환경에서 디지털 영상을 획득할 수 있도록 개발된 설진기를 통해 획득하였다[3]. 영상획득 후 30분 이내에 두 명의 한의사가 피험자의 두꺼운 설태 유무와 소화기능 이상 유무를 판별하는 진단을 수행하였다. 두 한의사 간 두꺼운 설태 유무가 일치한 경우는 319명이었고, 소화기능 이상 유무가 일치한 경우는 312명으로 나타났다. 분석에는 두 한의사의 진단이 불일치하

는 경우는 제외하였고, 그 결과 설태가 두꺼운 피험자는 31명, 소화기능이 이상 있는 피험자는 11명이 분포하였다.

획득한 혀 영상은 혀와 동시에 획득된 12 개의 색상 샘플을 기준으로 색상보정이 수행되었다[4].보정된 영상으로부터 snake 알고리즘을 통해 자동으로 대략적인 혀 영역 검출을 수행하였고, 수동으로 혀 경계 보정 작업을 거쳐 최종적으로 혀 영역 영상을 획득하였다[5].혀 영상에서 칩 반사에 의해 지나치게 밝은 영역과 입안에 위치하여 조명이 미치지 않아 어둡게 나타나는 영역은 분석에서 제외하였다.

2.2 혀 색상 특성 추출

설질과 설태의 색상의 차이를 명확히 하기위해 혀 영역의 sRGB 색 공간 픽셀 값을 CIE L*a*b* 색 공간으로 변환하였다. 색상 분포를 추출하는 방법으로 혀의 색상이 주로 분포하는 붉은 색 정도를 반영하는 a*값과 밝기를 반영하는 L*값을 활용하여 두 값을 축으로 하는 이차원 히스토그램 분석을 수행하였다. 히스토그램의 L*축과 a*축의 범위는 획득한 355개의 혀 영상의 L* 값과 a*값이 분포하는 범위로 제한하였고, 이차원 히스토그램의 결과가 5x5 matrix를 가지도록 히스토그램 단위의 개수를 조절하였다.

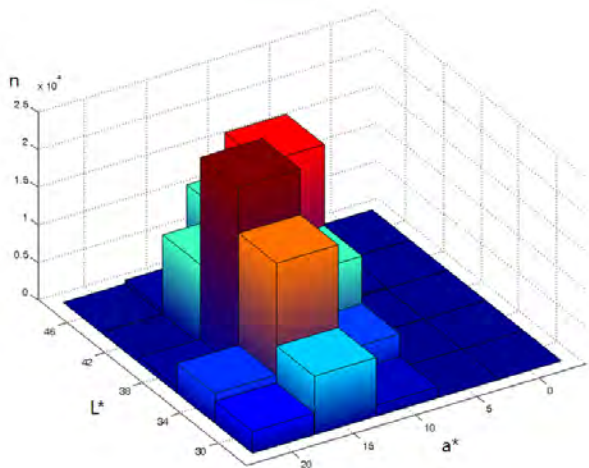


그림 1. 혀 색상의 이차원 히스토그램 예

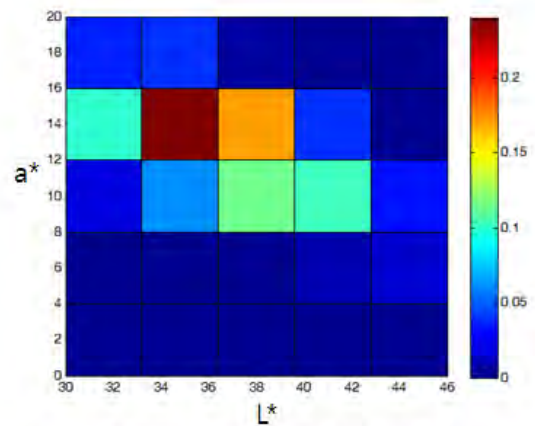
혀 영상으로부터 획득한 5x5 matrix는 전체 혀 픽셀수로 나누어 정규화하고, 25x1의 혀 색상 분포 벡터로 변환하였다.

총 319개 영상으로부터 획득한 혀 색상 분포 벡터로부터 Support Vector Machine (SVM)을 통해 한의사가 진단한 두꺼운 설태를 분류하였다[6]. 10-묶음 교차 검증법 (10-fold cross-validation)을 적용하여 혀 색상 분포 벡터가 두꺼운 설태를 분류하는 정확도를 검증하

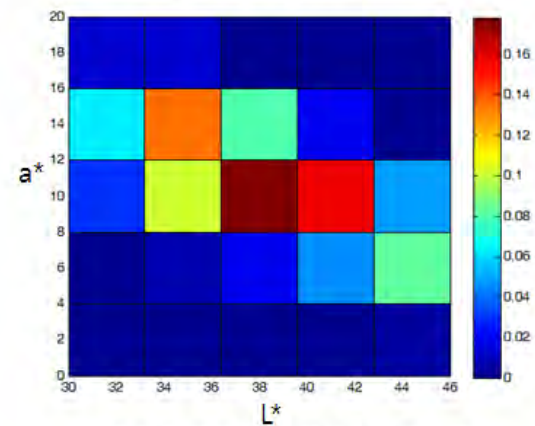
였다. 같은 방법으로 312개의 혀 색상 분포 벡터로부터 소화이상 피험자를 분류하고 정확도를 계산하였다.

III. 결과

두꺼운 설태와 얇은 설태 혀 영상의 평균 혀 색상 히스토그램은 서로 다른 경향을 보였다. 얇은 설태의 혀는 평균 혀에 비해 어둡고 붉은 정도가 강한 색상에 집중되어 분포한 반면, 두꺼운 설태 혀의 색상은 넓은 범위의 밝기에 분포되어있으며, 붉은 정도가 비교적 낮은 색상에 많이 분포되어있음을 보였다.



<얇은 설태 혀의 평균 히스토그램>



<두꺼운 설태 혀의 평균 히스토그램>

그림 2. 얇은 설태와 두꺼운 설태의 평균 색상 히스토그램 비교

혀 색상 분포 벡터로 한의사가 진단한 두꺼운 설태와 얇은 설태를 분류한 결과 85.61%의 정확도를 보였다. 분류 과정에서 민감도(sensitivity)는 85.42%이었고, 특이도(specificity)는 67.74%로 분석되었다.

한의사가 진단한 소화이상 피험자 분류에 대한 혀 색상 분포 벡터의 정확도는 73.83%이었고, 민감도와 특

이도는 각각 73.42%, 27.27%로 나타났다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

이차원 히스토그램 분석을 통해 새로운 혀 색상 분포 특성 추출 방법을 제시하였고, 한의사의 두꺼운 설태 진단 결과를 통해 제시한 특성 추출 방법이 유의함을 검증하였다. 본 연구를 바탕으로 두꺼운 설태 진단의 정량적 기준을 마련할 수 있을 것으로 기대되며, 앞으로 한의학적 이론에 근거하여 다양한 증상에 대한 실험을 수행할 예정이다.

감사의 글

본 연구는 한국한의학연구원 주요사업(K13260)의 지원을 받아 수행된 연구임.

참고문헌

- [1] C. C. Chiu, "A novel approach based on computerized image analysis for traditional Chinese medical diagnosis of the tongue", Computer Methods and Programs in Biomedicine, vol 61, pp. 77 - 89, 2000.
- [2] 팽청화, 망진, 서울:칭홍, 2007.
- [3] 전영주 외, "설진 시스템 개발 및 재현성 평가", 한국한의학연구원논문집, 제14권, 제24호, pp. 97-102, 2008.
- [4] C. S. McCamy, et al., "A color-rendition chart", Journal of Applied Photographic Engineering, vol. 2(3),pp.95 - 99,1976.
- [5] S. Yu, et al., "Color active contour models based tongue segmentation in traditional Chinese medicine", IEEE Int. conference on Bioinformatics and Biomedical Engineering, pp.1065 - 1068, 2007.
- [6] Suykens, J.A.K., et al., "Least Squares Support Vector Machines", World Scientific, Singapore, 2002.

가우시안혼합모델을 활용한 혀 영상의 설태 분류

김근호, 정창진
한국한의학연구원

e-mail : rkim70@kiom.re.kr, traviswas@kiom.re.kr

Study of Tongue Coating Classification Method by Using Gaussian Mixture Model

Keun Ho Kim, Chang Jin Jung
Korea Institute of Oriental Medicine

Abstract

A color and thickness of the tongue coating is important feature for the tongue diagnosis in korea oriental medicine. Because a distribution of the tongue color differs according to the state of the patient, it is difficult to determine the standard for the tongue coating classification. In this study, we proposed a tongue coating classification method by using Gaussian mixture model. From a^* values in CIE $L^*a^*b^*$ color space, Gaussian mixture parameters were estimated and an initial component parameters were determined on classification results based on the threshold value of a^* , which is calculated from Gaussian mixture parameters of whole acquired images. It is expected to possible to quantitative diagnosis of the tongue coating.

I. 서론

혀 위에 이끼처럼 덮인 물질인 설태의 양과 색상 정보는 한의학에서 환자를 진단하는데 중요한 지표로 사용된다[1].

최근, 객관적이고 정량적인 혀 진단을 위해 개발된 설진기 활용하여 다양한 혀 색상 진단 방법이 연구되고 있는 가운데[2-4], 설태 분류 방법에 대한 명확한 방법은 아직 제시하지 못하고 있다.

절대적인 색상 기준을 통해 설태를 분류할 경우에는 설질과 설태의 색상분포가 측정 대상과 혀의 상태에 따라 다르게 나타나므로, 다양한 환자에 대한 분류의 정확성이 보장되기 어렵다. 한편, 개별 혀 영상의 색상 분포로부터 상대적인 기준으로 설태를 분류할 경우에는 진단의 재현성을 보장하기 힘들다.

본 연구에서는 가우시안혼합모델을 활용하여 개별 혀의 색상 분포를 고려하되, 모델의 초기 파라미터 값을 절대적인 값으로 설정하여 설태를 분류하였고, 반복측정한 동일한 혀 영상을 통해 분류의 재현성을 검증하였다.

II. 본론

2.1 혀 영상 획득

혀 영상은 외부의 조명이 최대한 차폐된 상태의 백색 LED 조명 환경에서 6백만 화소의 3CCD 카메라를 통해 획득하였다. 혀의 색상분포와 설태량이 다른 3명의 피험자에 대해 각각 3번의 반복 측정을 수행하여 총 9개의 혀 영상을 통해 설태 분류 방법 검증에 사용하였다.

혀 영상과 같이 획득한 12 개의 색상 샘플의 RGB 색

상을 통해 색상보정을 수행하였고, snake 알고리즘과 경계수정 툴을 사용하여 혀 영역을 검출하였다[5-6]. 혀 영상에서 침 반사에 의해 지나치게 밝은 영역과 입 안에 위치하여 조명이 미치지 않아 어둡게 나타나는 영역은 분석에서 제외하였다.

2.2 설태 분류

혀 영상의 RGB 색상좌표의 색상 값을 CIE L*a*b* 색상좌표의 값으로 변환하였고, 설태와 설질의 색상 특성과 밀접한 관계가 있는 CIE a* 값을 설태 분류의 색상 파라미터로 사용하였다. 설태가 두드러진 경우의 혀의 CIE a* 값의 분포는 그림 1과 같이 설질과 설태의 두 개의 가우시안 분포를 가지는 것으로 나타나므로 Expectation Maximization (EM) 알고리즘을 통해 두 개의 가우시안모델의 파라미터를 예측하였다[7]. 이를 위하여 획득한 전체 영상을 대상으로 파라미터 예측을 수행하여 평균 설태의 CIE a* 역치를 계산하였다. 평균 역치 값을 개별 혀 영상에 적용하여 일차적으로 설태를 분류를 수행하였고, 그 결과를 EM 초기값으로 설정하여 최종적으로 설태를 분류하였다. 분류된 영상에 morphology 작업을 수행하여 무리지어 있지 않고, 따로 떨어져 있는 픽셀은 제거하였다.

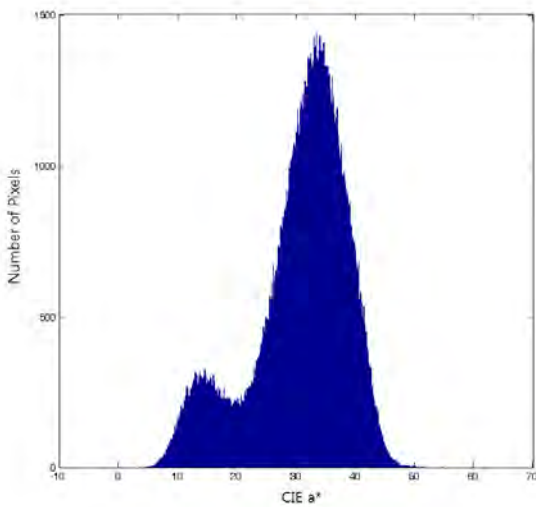


그림 1. 혀 색상의 CIE a* 히스토그램 예

설태 분류의 재현성 평가를 위해 각 피험자의 설태 비율과 설태의 평균 CIE L*, b* 값의 표준오차를 계산하였다. 같은 방법으로 단순히 CIE a* 값의 역치를 사용한 설태 분류 결과의 표준오차를 계산하여 두 방법의 재현성을 비교하였다.

III. 결과

가우시안혼합모델을 사용한 경우 단순 역치를 사용한 경우 보다 설태 비율 재현성의 결과가 우수했다. 설태의 평균 L*과 b*에 대해서도 가우시안혼합모델의 재현성이 더 우수했다. 설태의 평균 a* 값은 단순 역치로 분류했을 경우에 재현성이 더 좋았는데, 이는 역치의 기준이 a* 값이기 때문으로 사료된다. 반면에 단순 역치로 분류했을 경우에는 설태가 아닌 것으로 보이는 영역도 설태로 분류하는 경우가 있었다.

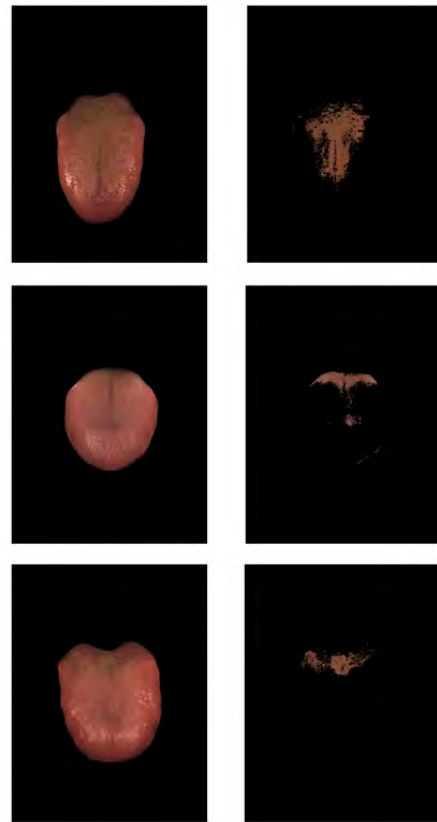


그림 2. 설태 검출 결과 예

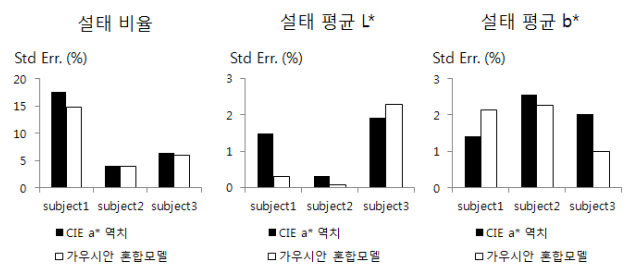


그림 3. 가우시안혼합모델과 단순 역치 분류 방법의 설태 검출의 재현성 비교

IV. 결론 및 향후 연구 방향

가우시안혼합모델을 활용하여 혀 영상에서 설태를 분류하였고, 그 결과 제안된 방법은 색상의 역치 값을 통한 방법보다 분류의 재현성이 높게 나타났다. 본 연구를 바탕으로 임상실험을 통해 설태의 특성과 한의학 적 증상과의 연구를 수행할 예정이다.

감사의 글

본 연구는 한국한의학연구원 주요사업(K13260)의 지원을 받아 수행된 연구임.

참고문헌

- [1] 팽칭화, 망진, 서울:청흥, 2007.
- [2] B. Pang, et al., "Computerized tongue diagnosis based on Bayesian networks", IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. 51(10), pp.1803 - 1810, 2004.
- [3] Z. Gao, et al., "A novel computerized method based on support vector machine for tongue diagnosis", Third International IEEE Conference on Signal-Image Technologies and Internet-Based System, pp.849 - 854, 2007.
- [4] S. C. Hui, et al., "Machine learning for tongue diagnosis", 6th International Conference on Information Communications & Signal Processing, pp.1-5, 2007.
- [5] C. S. McCamy, et al., "A color-rendition chart", Journal of Applied Photographic Engineering, vol. 2(3),pp.95 - 99,1976.
- [6] S. Yu, et al., "Color active contour models based tongue segmentation in traditional Chinese medicine", IEEE Int. conference on Bioinformatics and Biomedical Engineering, pp.1065 - 1068, 2007.
- [7] McLachlan, et al., "Finite Mixture Models". Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc., 2000.

통합된 제어/석션부를 갖는 모듈 확장형 경혈 자극기 개발

*허현, 최효준, 김상호
솔고 백세건강연구소

e-mail : gjgus1@nate.com, marchje83@naver.com, shkim@solco.co.kr

Developments in Module Extended Stimulator of Meridian Points Having United Control/Suction

*Hyun Heo, Hyo-joon Choi, Sang-Ho Kim
Solco Health Institute

Abstract

Traditionally, meridian stimulation using acupuncture and moxibustion was widely used as therapy to treat and improve the nature of disease. However, The traditional acupuncture / moxibustion procedure remedy is like the endoscope and there is a big danger of burns because it is difficult to control the temperature. In order to overcome such weaknesses, laser, radio frequency, and magnetic stimulators implementing acupuncture and moxibustion therapy have been researched and developed in recent studies. But, in the current research, since we use only one unique stimulus in order to reproduce the Chinese medicine's needle and moxibustion method, the reproduction of various needle and moxibustion methods has its limitations. In order to complement these facts, in this research, we have developed the system that can aggregate the magnetic stimulus, laser stimulus, and high frequency stimulus and control them, and for each stimulus protocols to be interlocked. It is possible that each stimulator shares suction function through united controlling module, and also add or remove completely different module.

I. 서론

한의학적 치료 방법 중 침/뜸은 환부가 아닌 경혈 점을 자극하여 치료효과 일으키며[1], 이러한 치료효과를 전기적 자극으로 대체하는 기술이 개발 되었다. 개발된 전기 자극기류(레이저, 고주파, 자기장)는 분리되어 독립적인 자극을 환자에게 제공된다. 하지만 단일 자극만으로 환자에게서 치료효과를 보기에 부족한 점이 있다. 이러한 이유로 독립적인 자극기류가 통합되어 유기적이고 체계적으로 환부를 자극 할 수 있는 시스템이 필요하며, 통합된 시스템에 사용되는 자극 프로브는 자극부위의 경혈 점을 효과적으로 자극 할 수 있어야 한다. 경혈점을 효과 적으로 자극하기 위해서는 경혈자극에 특화된 자극 프로브가 필요 한다. 한의학적 치료효과를 얻기 위해서는 이러한 경혈자극용 프로브를 유기적이고 통합적으로 사용할 수 있는 시스템이 필요하다.[2] 이러한 이유로 본 연구에서는 경혈을 효과적으로 자극할 수 있는 프로브를 이용해 다양한 전기자극기를 통합/제어 할 수 있고 새로운 자극기에 대한 호환성을 증대 시킨 통합 제어 석션 시스템을 개발 하였다.

II. 본론

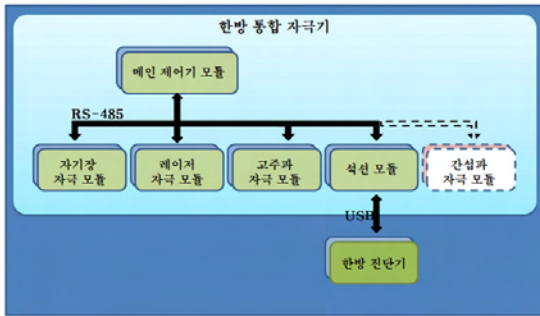


그림 1 통합자극 플랫폼 개념도

한방 침/뜸 융합형 자극시스템을 통합 제어 할 수 있는 메인컨트롤러를 개발하기 위해 메인컨트롤러에서 통합제어가 가능하도록 외부 디바이스와 통신이 가능하도록 USB(호스트용 2개, 디바이스용 1개), RS-232(2개), RS-485, CAN, LAN의 통신부품을 배치 설계하였으며, 또한 추후 메인제어기 기능 확장을 고려해 메인 제어기의 MCU모듈을 개발 하였다.

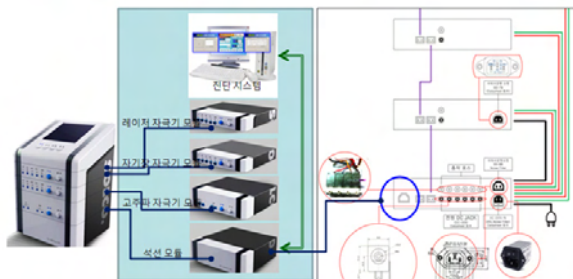


그림 2 통합 자극기 커넥팅 노드연결

각각의 자극기(레이저, 고주파, 자기장 자극기)를 부착할 수 있는 통합형 커넥팅 노드를 개발하였고 제작된 통합자극시스템은 적층형 구조로 사용자의 특성 또는 필요에 따라 선택하고 추후 확장 가능하도록 개발 하였다.

표 1 모듈별 연결 및 적층된 통합자극기

모듈별 연결 그림	적층된 통합 자극기

III. 구현



그림 3 통합 제어/석선부를 갖는 한방용 통합자극기

본 연구를 통해 추가 모듈을 삽입해 치료효과를 향상시킬 수 있는 통합 플랫폼을 개발 하였다. 개발된 통합 자극기는 적층 구조를 가짐으로 각 모듈 간 분리 및 새로운 모듈 추가가 가능하며, 통합된 석선/메인제어기를 이용해 다양한 순차 자극 구현으로, 침/뜸 효과 재현에 있어 다양한 자극프로토콜 사용 할 수 있게 되었다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

개발된 통합 제어/석선부를 갖는 한방용 통합자극기가 한의학적 치료 기법인 침/뜸 치료를 얼마만큼 대체할 수 있는지에 대한 연구자 임상시험을 진행 할 것이며, 기기의 사용자(한의사 혹은 개인)에 따른 시스템 보완 및 사용 친화적인 디자인 설계가 이루어 져야 할 것이다.

참고문헌

- [1] J.R.Peterson, "Acupuncture in the 1990s", Arch Fam Med., vol. 5, pp. 237-240, 1996.
- [2] 최효준 외, "침/뜸 자극 구현을 위한 프로브 개발", 대한전자공학회, 2012. Apr.

다른 녹음환경에서의 사상체질 음성진단 시스템의 강인성 평가

김영수, 남지호, 김종열, *장준수
한국한의학연구원 한의의료기술연구그룹

e-mail: *ys001@kiom.re.kr, jiho0803@kiom.re.kr, ssmmed@kiom.re.kr, junsu.jang@kiom.re.kr*

Robustness Evaluation of Sasang Constitutional Voice Diagnosis System in Different Recording Environments

Young-Su Kim, Jiho Nam, Jong Yeol Kim, and *Jun-Su Jang
KM Health Technology Research Group
Korea Institute of Oriental Medicine

Abstract

Vocal features are used to classify Sasang constitution in traditional Korean medicine. A robust diagnosis system is needed to obtain consistent classification results for the same individual in different recording environments. In this study, we collect voice data for the same individual in two different environments and evaluate the rate of agreement. Experimental results in 523 females shows 78% rate of agreement between two recordings.

I. 서론

한의학에서 음성은 사람의 체질을 알아보는 요소로 사용되고 있다. 사상임해지남 사성론(四聲論)에서 “태양인은 호흡기가 크므로 소리가 높다. 성음이 맑고 원만하니 상음(商音)과 화합한다. 태음인은 성량이 풍부하여 소리가 무겁다. 성음이 탁하고 방정하다. 음은 양을 이기므로 음량이 풍성하다. 소양인은 호흡기가 작아서 소리가 가볍고 낮다. 성음이 급하고 멀리 전파된다. 소음인은 성량이 넓으므로 소리가 활발하다. 성음

은 느리고 평안하다. 또한 음은 양을 이기므로 음량이 풍성하다”라고 쓰고 있다[1]. 이와 같은 음성의 정성적인 표현은 음성연구의 객관화에 어려움을 주고 있다. 현대 들어서 정성적인 표현을 정량화하기 위해 여러 연구가 있었고, 정량화 할 수 있는 음성특징을 만들었다. 음성 분석에 컴퓨터가 도입되면서 국내외적으로 활발한 음성 연구가 이루어지고 있다.

음성 연구에 있어서 녹음 환경은 음성 특징값에 많은 영향을 준다. 그래서 반복적으로 원하는 결과를 얻기 위해 안정적인 변수 추출에 대한 많은 연구가 있어왔다. 음성 반복 녹음을 통해 안정적인 변수를 찾으려는 연구가 있었고[2], 음성 녹음 표준운영절차를 개발하여 안정적인 녹음을 한 연구도 있었다[3]. 전화와 같은 악조건에서 안정적인 변수를 찾는 연구가 있었고[4], 마이크 어레이를 이용하여 화자의 위치변화에 강인한 변수를 추출하는 연구도 있었다[5].

본 논문에서는 사상체질 음성진단이 녹음환경 변화에 얼마나 강인한지 알아보기 위해서 2개의 녹음환경을 만들고 두 녹음환경에서 사상체질진단의 율을 알아 보았다.

II. 본론

2.1 음성 데이터 및 특징

피험자는 50~70대 여성 523명을 대상으로 하였다.

피험자는 평상시 음성으로 오퍼레이터(operator)의 지시에 따라 5개모음(‘아’, ‘에’, ‘이’, ‘오’, ‘우’)과 문장(“우리는 높은 산에 올라가 맑은 공기를 마시고 왔습니다.”)2번을 각 녹음환경에서 녹음하였다. 모음은 기존 연구에서는 활용되었으나 본 연구에서는 문장만 활용하였다[2][3].

음성 변수는 2회 녹음된 문장에서 추출하여 사용하였다. 아래 [표 1]은 본 논문에서 사용한 변수들을 설명하고 있다.

표 1. 사용된 음성변수

변수	설명
sF10	기본 주파수 분포에서 10백분위값
sF50	기본 주파수 분포에서 50백분위값
sF90	기본 주파수 분포에서 90백분위값
sFHL	(sF90-sF50)/(sF50-sF10)
sF0	기본 주파수 평균
sFSTD	기본주파수 표준편차
sDT	발음시간
sMFCC1~12	문장의 MFCC 1~12번항

MFCC는 소리의 단 구간 파워 스펙트럼값을 비선형 멜 스케일을 적용한 후 로그 파워 스펙트럼의 선형 코사인 변환을 하여 만들어진 계수값으로 음성분석에 널리 사용되는 특징이다[6].

2.2 취득 환경

본 논문에서는 두 녹음환경간의 체질 진단의 강인성을 보기위해서 같은 장소에 두 녹음환경을 꾸몄다. 표준운영절차를 만들고 동일한 표준운영절차에 따라 녹음을 실시하였다[3]. 아래 [표 2]은 두 녹음환경을 보여주고 있다.

표 2. 녹음환경

	녹음환경1	녹음환경2
PC	데스크탑 PC	노트북
사운드카드	MAYA EX5 QE V2 GOLD	SB X-Fi Surround 5.1 Pro
마이크	GRACE AT-507	Sennheiser e-835s

III. 실험 결과

사상체질 그룹에 대한 분류모델을 만들기 위해서, 19개 음성 특징을 이용하여 LASSO에 기반 한 로지스틱 회귀방법을 사용하였다[8]. 구현은 R 소프트웨어의

VGAM 패키지를 사용하였다[9].

각 체질별 점수 η_k 는 (1)처럼 표현된다.

$$\eta_k = \hat{\beta}_{k0} + x^T \hat{\beta}_{k,lasso}(\lambda) \quad (1)$$

여기서 x^T 벡터는 [표 1]에 정리한 음성특징벡터이다. 음성특징벡터는 비슷한 연령대 특징값들의 평균과 표준편차로 정규화 하여 사용하였다. $k = \{1,2,3\}$ 는 각각, 태음, 소음, 소양 그룹을 나타내고, $\{\hat{\beta}_{k0}, \hat{\beta}_{k,lasso}(\lambda)\}$ 는 각 그룹에 대해 회귀 계수를 추정하는 것이다. [표 2]에 계수값을 정리하였다.

표 2. 체질그룹별 점수 η_k 계산을 위한 계수값

	태음	소음	소양
(Intercept)	-0.05	-0.04	0.09
AGE_real	0.00	0.00	0.00
sF10	0.18	-0.09	0.00
sF50	0.48	0.00	-0.83
sF90	0.23	-0.33	0.00
sFHL	0.07	0.00	-0.05
sF0	-1.41	0.00	0.24
sFSTD	0.00	-0.05	0.00
sDT	-0.05	0.03	0.00
sMFCC1	0.00	-0.20	0.11
sMFCC2	-0.03	0.96	0.00
sMFCC3	-0.49	0.00	0.04
sMFCC4	0.00	0.18	-0.02
sMFCC5	0.66	0.00	-0.84
sMFCC6	0.11	0.00	-0.06
sMFCC7	-0.99	0.22	0.00
sMFCC8	0.64	0.00	-0.11
sMFCC9	2.07	-0.57	0.00
sMFCC10	0.63	-0.27	0.00
sMFCC11	-1.24	0.17	0.00
sMFCC12	-0.82	0.00	0.78

η_k 을 얻은 후, 또 다른 로지스틱 회귀모형을 통해서 최종 체질 그룹 분류를 수행하였다. 최종모델은 연령과 η 를 사용하여 식 (2)와 같이 표현 할 수 있다.

$$\log\left(\frac{\pi_l}{\pi_k^*}\right) = \gamma_{l0} + c^T \gamma_l, \quad (2)$$

여기서 c^T 는 η 와 나이를 포함하는 벡터이다. [표 3]에 최종 회귀모델의 계수값을 정리하였다. $\{\gamma_{l0}, \gamma_l\}$ 는 최종 회귀모델의 계수이다. 각 체질그룹일 확률 π_k 는 식 (3)과 같이 구한다.

$$\pi_k = \frac{\exp(\gamma_{k0} + c^T \gamma_k)}{\sum_{k=1}^3 \exp(\gamma_{k0} + c^T \gamma_k)} \quad (3)$$

마지막으로, 사상체질 진단은 각 체질 확률값 π_k 가 가장 큰 것을 택하면 된다.

표 3. 사상체질 진단 최종모델의 계수값

Variable	태음	소음	소양
Intercept	-0.00028	-0.00155	0
AGE_real	7.50E-06	5.34E-05	0
η_1	1.033993	0.005622	0
η_2	0.006752	1.023052	0
η_3	-1.04177	-1.02639	0

*Reference: 소양

위의 방법을 적용하여 두 녹음환경에서 모아진 데이터의 체질을 진단하였다. 진단된 체질을 바탕으로 같은 사람이 두 녹음환경에서 녹음한 진단결과의 일치율을 보았다. 진단 결과가 한 사람은 총 523명중 412명으로 78.78%였고, 불합사람은 111명으로 21.22%였다. [표 4]는 피험자 523명에 대한 체질진단 일치율을 보여주고 있다.

표 4. 두 녹음환경에서의 체질진단 일치율

	명수(명)	비율(%)
일치	412	78.78
불일치	111	21.22

불일치한 111개의 데이터에 대해서 체질 확률값의 차이를 [표 5]에 정리하였다. [표 5]는 녹음환경1과 녹음환경2 사이에 진단이 불일치한 샘플들의 각 체질 그룹 확률값의 차이로, 차이 절대값의 평균 및 표준편차를 보여주고 있다. 불일치한 데이터의 확률값 차이를 각 그룹별로 보면 태음인에서 평균 3.28% 표준편차 2.35%, 소음인에서 평균 4.14% 표준편차 2.30%였고, 소양인에서 평균 2.79% 표준편차 2.38%를 보였다.

표 5. 불일치한 데이터의 각 체질 확률값의 차이

	평균(%)	표준편차(%)
태음	3.28	2.35
소음	4.14	2.30
소양	2.79	2.38

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 서로 다른 두 녹음환경에서 얻어진 동일한 음성 정보를 이용하여 체질 진단 결과에 대한 반복성을 알아보았다. 두 녹음환경의 진단 일치율은 78.78%로 반복성이 있다고 보여진다. 각 체질 그룹일 확률이 33% 근처에서 변할 경우, 최종 분류결과가 쉽게 변할 수 있기 때문에, 진단이 일치하지 않은 결과에 대해서 확률값 변화를 살펴보았다. 각 그룹별로 평균 확률값의 차이를 보면, 태음인에서 3.28%, 소음인에서 4.14%, 소양인에서 2.79% 차이를 보였다.

다양한 녹음환경에서 동일인의 진단결과가 더욱 높은 일치율을 보일 수 있도록 환경에 강인한 변수 및 진단 알고리즘 개선이 계속 진행되어야 할 것이다.

감사의 글

이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. 20120009001 (2006-2005173)).

참고문헌

- [1] 이제마, 동의수세보원초고 (김달래 역), 청담, 1999.
- [2] 김근호 외, “음성의 안정적 변수 추출 및 변수의 의미 연구”, 한국한의학연구원논문집, 제17권, 제3호, pp. 97-104, 2011.
- [3] 김근호 외, “음성의 안정적 변수 추출을 위한 SOP 개발 연구”, 동의생리병리학회지, 제25권, 제6호, pp. 1-5, 2011.
- [4] 윤상호 외, “전화음성 인식을 위한 특징추출 방법의 비교 연구”, 한국정보과학회 논문집, 제21권, 제1호, pp. 279-282, 2005.
- [5] 함명규 외, “양자화 오차를 이용한 고저로 대역 분리된 마이크 어레이 음성입력에 관한 연구”, 한국통신학회 종합 학술 발표회 논문집 (하계), 제17권, 제7호, pp. 1089-1092, 1998.
- [6] http://en.wikipedia.org/wiki/Mel-frequency_cepstrum
- [7] J. Friedman, T. Hastie, and R.J. Tibshirani, “Regularization Paths for Generalized Linear Models via Coordinate Descent,” *Journal of Statistical Software*, 33(1), 2010.
- [8] Robert Tibshirani, “Regression Shrinkage and Selection via the Lasso”, *Journal of the Royal Statistical Society. Series B (Methodological)*, 58(1), pp. 267-288, 1996.
- [9] www.r-project.org/

Optical Tissue Clearing Laser Probe System 개발

박지훈, 강희성, 손태윤, 장원혁, 전은권, Edalat Radfar, 명현석, 이경중, 정병조
연세대학교 의공학과

Development of an Optical Tissue Clearing Laser Probe System

Jihoon Park, Heesung Kang, Taeyoon Son, Won Hyuk Jang, Eunkwon Jun, Edalat Radfar, Hyoun-Seok Myoung, Kyoung-Joung Lee and Byungjo Jung
Department of Biomedical Engineering, Yonsei University, Wonju 220-710, Korea

Abstract

This study developed a OTCLP system which can utilize four different OTC methods: 1) tissue temperature control from 40 to 10 °C; 2) laser pulse frequency from 5 to 30 Hz; 3) glycerol injection at a local region; and 4) a combination of the aforementioned three methods. The efficacy of the OTC methods was evaluated and compared by investigating laser beam profiles in *ex-vivo* porcine skin samples. Results demonstrated that total (peak) intensity at full width at half maximum of laser beam profile when compared to control data was increased

I. 서론

Optical tissue clearing(OTC)은 생체 조직의 탁도(turbidity)를 최소화시킴으로써 조직 내로의 광 투과 및 광 밀도를 향상시키는 기법을 말하며, 저출력 레이저 치료(Low level laser therapy)분야에서 치료 효과를 향상시키기 위해 사용되어지고 있다[1].

기계적, 화학적 또는 열을 이용한 방법 등 생체 연조

직 내의 산란을 감소시키기 위한 다양한 OTC 기법들이 연구되고 있지만[2], 지금까지 임상을 대상으로 한 연구는 충분히 진행되지 않고 있다.

열을 이용한 OTC 기법은 피하의 콜라겐 및 피하조직의 구조적, 기계적 특징을 변형시켜 피하 조직 내 산란을 감소시키는 방법을 말하며, Khalil 등[3]은 연구를 통해 생체 조직을 냉각시킴으로써 광 투과 깊이를 증가시킬 수 있음을 보였다.

Tuchin 등[4]에 의해 처음 화학물질을 이용한 OTC가 소개된 이후 피부 탈수화, 간질액의 대체 등 화학적 OTC 기전을 이해하기 위한 연구가 진행되어왔다. 화학적 OTC에 사용되는 화학물질을 optical clearing agent(OCA)라고 부르며 OCA는 조직 내의 인덱스 매칭을 통해 광 산란을 감소시킨다. 대표적인 OCA로 글리세롤, 포도당액, 프로필렌 글라이콜 등이 있다.

저출력 레이저 치료분야에서 laser pulse frequency(LPF)에 대한 많은 연구가 진행되어져 왔지만[5], 아직까지 주파수에 따른 레이저 치료의 효과에 대한 논의는 계속되고 있다. 일반적으로 pulse wave(PW)가 continuous wave(CW)에 비해 조직 내로 더 깊게 투과된다는 사실은 인정되어지고 있으며, 보다 효과적인 광 전달을 위해 2.5~10,000Hz의 PW가 임상에서 빈번하게 사용되어지고 있다[5].

본 연구에서는 온도, LPF, OCA를 개별적 또는 복합적으로 적용이 가능한 optical tissue clearing laser probe (OTCLP) 시스템을 개발하고 돼지 피부 샘플을 이용하여 *ex-vivo*에서의 OTC 효과를 정량적으로 평가, 비교하였다.

II. 실험방법

2.1 샘플

OTCLP의 정량적 평가를 위해 인간 피부와 구조적 면역조직학적으로 유사한 성질을 갖는 돼지 복부 피부 (abdominal porcine skin)를 사용하였다. 샘플은 20 × 20 mm²의 크기로 준비하였으며 지방층을 제거한 샘플의 평균 두께는 1.89mm이었다. 실험실 온도는 19℃로 유지한채 진행되었다.

2.2 Tissue Optical Clearing Laser Probe (OTCLP)

연조직내의 레이저 광 밀도를 증가시키기 위하여 OTCLP 시스템이 개발되었다. OTCLP는 개별 혹은 동시에 온도, 레이저 펄스 및 음압을 샘플에 인가할 수 있으며 실시간으로 조절이 가능하다.

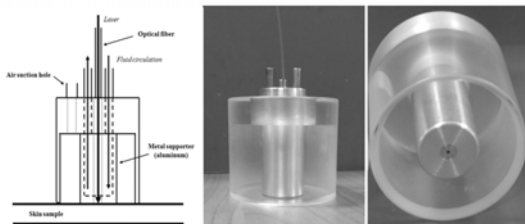


그림 1. 온도, 음압, 광 인가 가능한 OTCLP

2.3 시스템 구성

그림 2는 샘플을 통과한 레이저 빔 프로파일(LP) 영상 획득을 위한 시스템 구성이다.

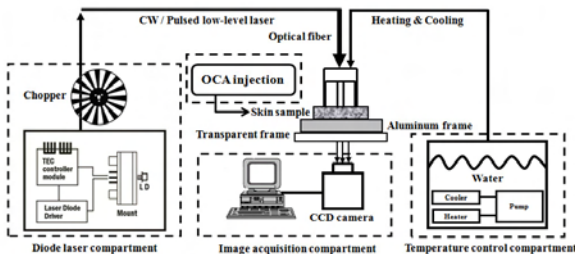


그림 2. TOCLP 시스템 구성

온도 조절 부분은 항온수조(RW-0540G, 제이오텍, 한국)로 구성되어 있으며 호스 내부 물의 냉각, 가열을 반복하여 온도를 유지한다.

다이오드 레이저 부분은 660nm AlGaInP 다이오드 레이저와 마운트, 비구면 렌즈로 구성되어 있으며 초퍼를 이용하여 레이저 모드를 조절한다. 레이저 빔은 멀티모드 광섬유를 통해 샘플까지 전달되며 최고 출력은 10mW로 고정하였다.

2.4 실험 과정

각 OTC에 따른 최적의 파라미터를 도출하기 위하여 실험(2.4.1부터 2.4.3까지)이 진행되었으며 도출된 파라미터를 이용한 최적의 OTC기법을 개별적으로 적용한 결과와 복합적으로 적용한 결과를 비교 분석하였다. 대조군으로 40℃의 돼지피부의 CW레이저 LPF영상을 획득한 후 1) 최적의 LPF를 적용한 LBP 영상, 2) 95%의 글리세롤 주사 후 CW 레이저 LPB 영상, 3) 시스템을 최적의 온도로 냉각한 후 CW LPB 영상을 획득한 후 마지막으로 모든 방법을 복합적으로 적용한 LPB 영상을 획득한 후 세기(intensity)를 수치화 하였다.

2.3.1 온도

40℃의 돼지피부샘플을 10℃까지 냉각시키면서 10℃마다 돼지 샘플을 통과한 레이저 빔의 LPB 영상을 획득하였으며, 이중적분구 시스템과 inverse adding doubling 기법을 이용하여 샘플의 온도별 감쇠산란계수 (μ'_s)를 측정하였다.

2.3.2 레이저 펄스 주파수(LP)

LPB 영상은 CW모드를 대조군으로 하여 펄스 주파수 10Hz부터 30Hz까지 5Hz단위로 증가시키면서 50프레임/초의 CCD를 이용하여 획득하였다.

LPB의 정량적 분석을 위해 각 펄스 주파수 별로 최대 피크 값을 갖는 LBP영상들이 선정되었다.

2.3.3 95% 글리세롤 주사

산란감소물질로 95%의 글리세롤 (5%의 증류수)을 주사기를 이용하여 레이저가 조사될 돼지피부샘플 중앙에 주사한 후 LPB 영상을 획득하였다.

LBP 영상을 토대로 투과한 레이저의 전체 세기(TI: total intensity)와 최대 세기(PI: peak intensity)를 측정하였다.

III. 결과

3.1 샘플온도

샘플을 투과한 레이저의 TI는 돼지피부의 온도가 감소할수록 증가하며 최대, 최소 PI 역시 각각 10°C, 40°C에서 관측되었다. 감쇠산란계수 역시 온도가 감소함에 따라 감소함을 볼 수 있다.

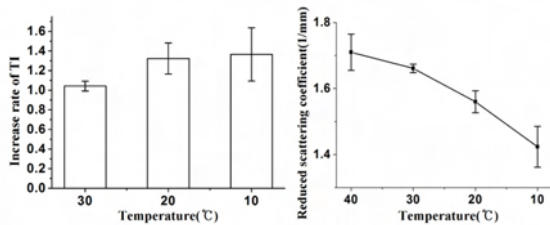


그림 3. 온도에 따른 TI 증가비율에 대한 그래프 (좌)와 감쇠산란계수(우) 그래프

3.2 LPF

그림 4에서 보이듯 LPF에 따른 TI 증가율은 5Hz에서 1.22배로 가장 높으며 그 외의 주파수에서는 무지할만한 작은 증가율을 보였다.

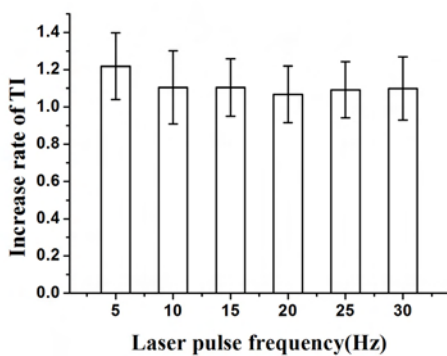


그림 4. 주파수 별 CW 대비 TI 증가율

3.3 글리세롤 주사

그림 5는 95% 글리세롤 주사 시 TI와 PI의 증가율을 나타낸다. LBP를 통해 레이저 투과율이 눈에 띄게 증가했음을 알 수 있으며 TI와 PI가 각각 2.13배, 1.81배로 증가했음을 알 수 있다.

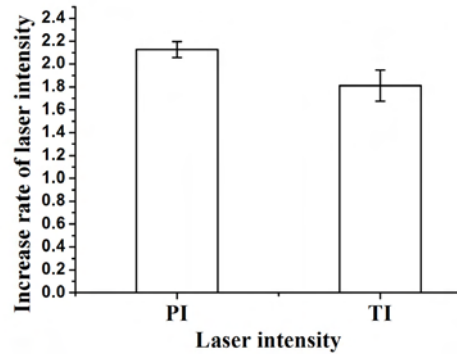


그림 5. 글리세롤 95% 주사 후 PI와 TI 증가율

3.4 OTC의 개별적 적용과 복합적 적용의 비교

그림 6은 OTC의 개별적 적용과 복합적 적용의 투과된 레이저의 세기를 나타낸다. OTC를 복합적으로 적용했을 때 PI 증가율은 3.40배, TI 증가율은 1.86배로 개별적으로 OTC를 적용했을 때 보다 큰 증가율을 보인다.

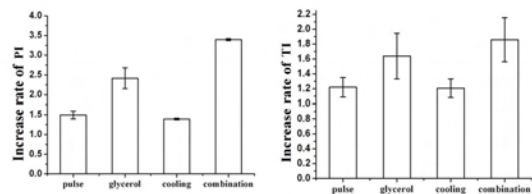


그림 6. 개별적 적용과 복합적 적용의 PI와 TI 증가율의 비교

그림 7은 OTC에 따른 2차원, 3차원 LPB를 나타낸다. 2D LBP의 경우 복합적 적용을 포함한 개별 OTC이 대조군보다 효과적임을 보여주며, 3D LBP의 경우 복합적 적용이 대조군보다 크게 효과 있음을 시각적으로 나타낸다.

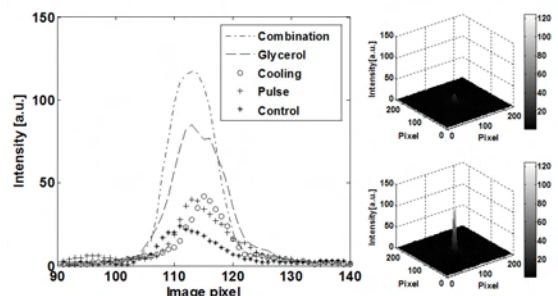


그림 7. 개별적 적용과 복합적 적용의 2D LBP (좌)와 대조군과 복합적 OTC의 3D LBP 비교(우)

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구는 OTCLP 시스템을 개발하여 OTC의 효과를 정량적으로 분석하고 OTC간의 효과를 비교하였다. 온도, LPF, OCA를 개별적으로 적용하여 OCT의 효과를 확인하고 최적의 파라미터를 도출하였으며 이를 복합적으로 적용함으로써 레이저의 투과율을 크게 향상시킬 수 있음을 보였다. 이를 통해 OTCLP가 피하 심층부까지 효과적으로 광을 전달함으로써 비침습적 저출력 레이저 치료분야에서, 적극적으로 활용될 수 있음을 기대해본다,

V. 사사

본 연구는 지식경제부 차세대신기술개발사업의 지원에 의하여 이루어진 것임 (10028424).

참고문헌

- [1] L. Carroll and T. R. Humphreys, "LASER-tissue interactions," *Clin. Dermatol.* 24, 2-7, 2006.
- [2] H. Kang, T. Son, J. Yoon, K. Kwon, J. S. Nelson, and B. Jung, "Evaluation of laser beam profile in soft tissue due to compression, glycerol, and micro-Needling," *Lasers Surg. Med.* 40, 570-575, 2008.
- [3] O. S. Khalil, S. J. Yeh, M. G. Lowery, X. Wu, C. F. Hanna, S. Kantor, T. W. Jeng, J. S. Kanger, R. A. Bolt, and F. F. de Mul, "Temperature modulation of the visible and near infrared absorption and scattering coefficients of human skin," *J. Biomed. Opt.* 8, 191-205, 2003.
- [4] V. V. Tuchin, I. L. Maksimova, D. A. Zimnyakov, I. L. Kon, A. H. Mavlutov, and A. A. Mishin, "Light propagation in tissues with controlled optical properties," *J. Biomed. Opt.* 2, 401-417, 1997.
- [5] D. Barolet, "Light-emitting diodes (LEDs) in dermatology," *Semin. Cutan. Med. Surg.* 27, 227-238, 2008.

실리콘 나노선 어레이 열전소자

*장문규^{1,2}, 김수정^{1,2}, 전효진^{1,2}, 최원철^{1,3}, 정태형^{1,2}

1. 한국전자통신연구원 부품소재연구부
2. 과학기술연합대학원대학교 차세대소자공학과
3. 한국과학기술원 전기및전자공학과

* e-mail : jangmg@etri.re.kr

Silicon Nanowire Array Thermoelectric Device

Moongyu Jang^{1,2}, Soojung Kim^{1,2}, Hyojin Jeon^{1,2}, Wonchul Choi^{1,3}, Taehyoung Zyung^{1,2}

1. Components & Materials Research Laboratory, Electronics and Telecommunications Research Institute (ETRI)
2. Department of Advanced Device Technology, University of Science and Technology
3. Dept. of Electrical engineering, Korean Advance Institute of Science and Technology

Abstract

Silicon manufacturing process based top-down approach is adopted to implement the n-/p-leg included silicon thermoelectric device. The 50 nm width n- and p-type silicon nanowires (SiNWs) are manufactured using a conventional photolithography and ion implantation methods on 8-inch silicon wafer. For the evaluation of the Seebeck coefficients of the silicon nanowires, heaters and temperature sensors embedded test pattern is fabricated. The highest Seebeck coefficients are -170 V/K and 153 V/K and the highest power factors are 2.77 mW/mK² and 0.65 mW/mK² for n-and p-type SiNWs, respectively, in the temperature range from 200 to 300K. The larger power factor value for n-type SiNW is

due to the higher electrical conductivity. The total Seebeck coefficient and total power factor for the n-/p-leg included unit device are 158 V/K and 9.30 mW/mK² at 300K, respectively.

I. 서론

열전효과는 두 개의 서로 다른 물질간의 접합부의 온도 차에 의하여 기전력이 발생하는 현상 (Seebeck effect) 혹은 서로 다른 물질간의 접합부를 통하여 전류를 공급할때에 전류의 방향에 따라 그 접합부가 뜨거워지거나 또는 냉각되는 현상 (Peltier effect)를 통칭하여 부르는 현상이다. 열전효과는 1821년 Thomas Seebeck에 의하여 발견된 이후 1950년대에 들어서 반도체 재료의 발견과 함께 급속히 발전하여 산업에 널리 적용되고 있는 기술로 발전되어 왔다. 하지만 최근 들어서는 기존에 널리 열전재료로 사용하여 왔던 Bi₂Te₃ 재료의 한계로 인하여 새로운 열전재료의 연구가 활발히 진행되고 있다. 본 논문에서는, 매장량이 풍

부하며, 반도체 공정에 의하여 가공 기술이 잘 개발된 실리콘을 이용한 열전재료 및 열전소자의 특성에 대하여 논의하고자 한다.

II. 본론

실리콘은 벌크의 경우 열전도도가 상온에서 약 150 W/mK의 높은 값을 가지므로, 낮은 열전도도 특성을 필요로 하는 열전재료로는 적합하지 못하다. 그러나, 최근의 연구에 의하면, 약 100 nm 이하의 선폭을 가지는 실리콘 나노선의 경우에는 열전도도가 벌크의 특성과 비교하여 약 1/100 정도로 감소되어, 열전재료의 특성을 가짐이 알려졌다.

그림 1.은 실리콘 나노선을 이용한 열전소자를 제작하기 위한 공정이다. 반도체 공정을 이용한 실리콘 나노선 형성 이후 이온 주입법을 이용하여 n- 및 p-leg을 형성하고, 이를 금속배선을 이용하여 연결하면, 열전소자로서 동작하게 된다.

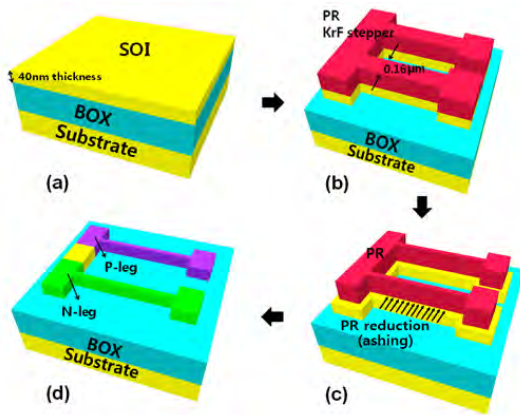


그림 1. 실리콘 나노선 열전소자 제작 공정.

그림 2.는 KrF 노광법과 PR ashing법을 이용하여 제작된 선폭 50 nm의 실리콘 나노선 및 열전 특성을 측정하기 위하여 함께 제작한 test pattern 이다. 실리콘 나노선의 미세 온도 변화 및 지백전압을 측정하기 위하여서는 백금선을 이용한 온도센서 및 히터 등의 마이크로 패턴을 제작하여 측정하게 된다.

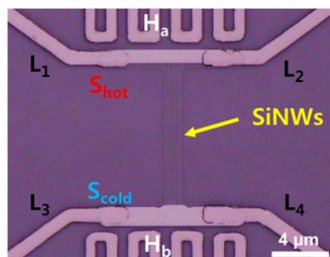


그림 2. 열전특성 측정 패턴.

그림 3.은 제작된 n- 및 p-leg의 지백전압 출력 특성을 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 n- 및 p-leg의 최대 지백전압은 각각 -170 uV/K 및 153 uV/K 이다.

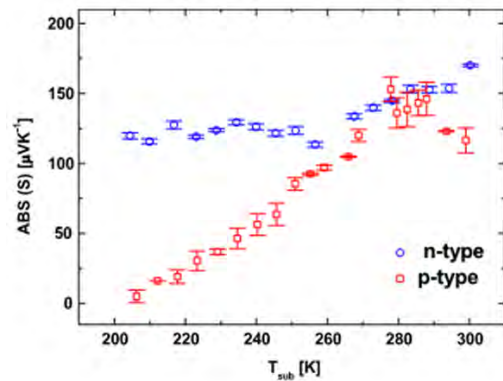


그림 3. 50 nm 선폭 n- 및 p-leg의 지백전압 특성

그림 4.는 n- 및 p-leg의 파워팩터를 나타내며, 측정된 값은 각각 최대 2.77 mW/mK² 및 0.65 mW/mK² 이다.

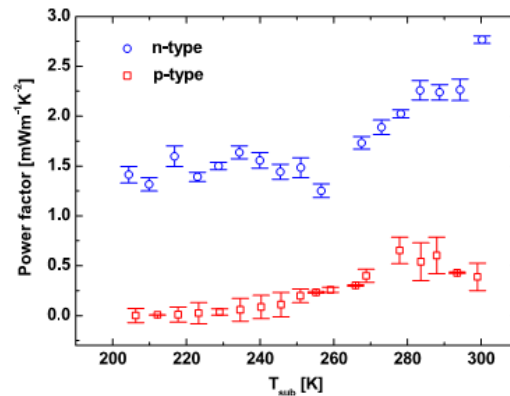


그림 4. 50 nm 선폭 n- 및 p-leg의 파워팩터 특성

III. 결론

반도체 공정을 이용하여 50 nm의 선폭의 실리콘 나노선을 이용하여 n- 및 p-leg을 제작하고, 특성을 분석하였다. 측정된 지백전압 및 파워팩터는 n- 및 p-leg에 대하여 각각 -170 uV/K 및 153 uV/K, 2.77 mW/mK² 및 0.65 mW/mK² 이다.

감사의 글

본 연구는 한국전자통신연구원 출연금 연구사업 (정보통신 미래 신기술 사업)의 일환으로 수행되었습니다.

참고문헌

[1] Y. Hyun et.al., Nanotechnology, **23**, 405707, 2012..

PECVD를 이용한 비정질/미세결정질 SiGe 박막의 증착 및 특성 연구

*윤선진, 이성현, 임정욱
한국전자통신연구원, 태양광기술연구실
e-mail : sjyun@etri.re.kr

Characterization of Amorphous/Microcrystalline SiGe Thin Films Deposited by Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition

*Sun Jin Yun, Seong Hyun Lee, and Jung Wook Lim
Solar Cell Technology Research Section, Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

Hydrogenated Si and SiGe films have been widely utilized for thin film solar cells and thin film transistors. In this work, the dependence of deposition rate, Ge content, and crystalline phase transition of SiGe films were investigated on H₂ dilution ratio (R) and the flow rate of source gases using plasma enhanced chemical vapor deposition method. Ge content of SiGe films was increased with R as well as GeH₄ flow rate. The phase transition was also strongly dependent on Ge content and R value.

I. 서론

실리콘 (Si) 은 지구상에 가장 많이 존재하는 무기 소재로서, 원소재가 저렴하며, 독성이 없고 안정성이 우수한 고유한 장점을 가지고 있다. Si 반도체는 수십 년 이상 다양한 종류의 반도체 소자에 매우 유용하게 이용되어 왔는데, 그 중에서 특히 화학기상증착법 (CVD)으로 제조한 비정질(a-) Si 박막과 Si에 게르마늄(Ge)을 첨가한 a-SiGe 박막은 박막 트랜지스터, 박막 태양전지 등에 많이 이용되고 있다 [1,2]. CVD 방법으로 증착하면 수소 원자가 비정질 막 내의 dangling bond와 같은 결함을 passivation 함으로써 소자에 적합한 박막 특성을 얻을 수 있기 때문이다.

특히 최근에는 비정질 박막 뿐 만 아니라 보다 밀도가 높고, 결함이 적은 미세결정질 박막도 많은 관심을 끌고 있다. 수소화된 a-Si (a-Si:H) 박막은 밴드갭 에너지(Eg)가 1.7 ~ 1.8 eV 정도여서 미세결정질(μ c-) Si:H (Eg = 1.12eV) 보다 매우 높은 값을 가진다. a-SiGe:H이 중요하게 이용되는 이유는 Ge 첨가량을 조절함으로써 Eg 값을 1.8 eV에서부터 a-Ge:H의 Eg 값 (약 1 eV) 까지 조절할 수 있기 때문이다 [3,4]. 이 외에도 SiGe:H 박막은 여러 가지 유리한 점들을 가지고 있다.

박막 Si 태양전지의 경우, a-Si:H 박막의 광흡수계수가 작고 광변환효율이 상대적으로 낮으므로 고효율을 얻기 위해 이중접합 및 삼중접합 태양전지가 개발되고 있다. 이 구조에서는 통상 top cell 에는 Eg가 큰 소재를, middle 및 bottom cell 에는 Eg 값이 작은 μ c-Si:H, a-SiGe:H, μ c-SiGe:H 소재들을 광흡수층으로 배치한다. 그 중에서, 현재 bottom cell의 광흡수층으로 가장 많이 사용되고 있는 소재는 μ c-Si:H 이지만, 광흡수계수가 작아서 두꺼운 막이 필요한 동시에 CVD 증착속도가 매우 느려서 생산성 면에서 매우 불리하다. 이 단점을 극복할 수 있는 방법이 상대적으로 광흡수계수가 크며, CVD 증착속도가 빠른 SiGe:H 박막을 이용하는 것이다. 본 논문에서는 플라즈마 화학기상증착 (PECVD) 공정을 이용하여 Si:H과 SiGe:H 박막을 증착하고, 비정질상과 미세결정질 상간의 상변환이 일어나는 조건과 SiGe:H 박막증착 시 Ge과 Si의 상대적인 incorporation probability 등에 대해 연구한 결과를 종합 정리하였다.

II. 실험 방법

본 연구에서 Si:H과 SiGe:H 박막은 PECVD 방법으로 온도 250 °C, 압력 1.2 Torr, RF-power 30 - 35 W 범위의 조건에서 증착하였으며, SiO₂ 박막이 증착된 Si 웨이퍼와 glass를 기판으로 사용하였다. 소스 기체로 SiH₄ 와 GeH₄를, 희석 기체로는 H₂를 이용하였다. 결정성, 미세구조, 투과도, 조성 등의 박막 특성은 Raman spectroscopy, TEM, UV-Vis spectroscopy, Auger electron spectroscopy를 이용하여 분석하였다.

III. 결과 및 고찰

Si:H, SiGe:H 박막은 소스 기체의 수소 희석비를 증가시키기에 따라 증착속도가 크게 감소한다. 그 결과는 이전 연구에서 상세히 소개 한 바 있는데 [5,6], 대략적인 경향을 아래 그림 1에 도시하였다. 수소 희석비(R)는 수소기체의 유량([H₂])을 소스기체의 유량([SiH₄]+ [GeH₄])의 합으로 나눈 값으로 정의한다. 희석비가 낮은 비정질 박막 증착 영역(영역-I)에서는 R 값 증가에 따라 증착속도가 급격히 감소하며, 중간 영역 (영역-II)에서는 아직 비정질 상을 유지하지만, 비교적 밀도가 높은 박막이 증착된다.

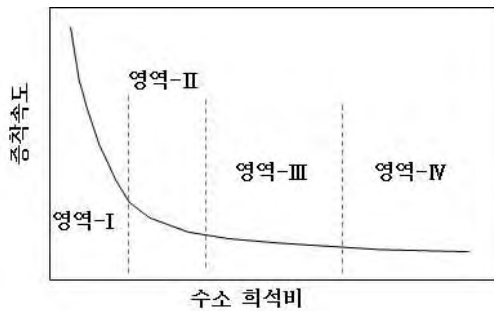


그림 1. 수소 희석비에 따른 박막 증착속도와 박막 상태의 변화

비정질에서 미세결정질로의 상변환은 증착속도가 매우 감소한 영역(영역-III)에서 비로소 나타난다. Si:H 박막은 R=19~24 조건에서 상변환이 일어나며, SiGe:H(Ge=9%) 박막의 경우, 훨씬 큰 R 값인 R=35~39.4 범위에서 상변환이 일어난다 [5,6]. 영역-III은 비정질과 미세결정질상이 혼재하고, 영역-IV에서는 미세결정질상만 증착된다. 이러한 박막의 상태는 Eg 값과 광열화 특성 등에 영향을 미치므로 증착 조건의 조절이 매우 중요하다.

또한 그림 2에서 보는 바와 같이 일정한 SiH₄ 유량 조건에서 GeH₄의 유량을 증가시키면 Ge의 첨가량이 증가하지만, GeH₄의 유량이 일정해도 R 값이 증가함에 따라 박막내 Ge 농도가 증가한다. 본 논문에서는 Si과 Ge의 상대적인 incorporation probability에 대해서도 논의한다.

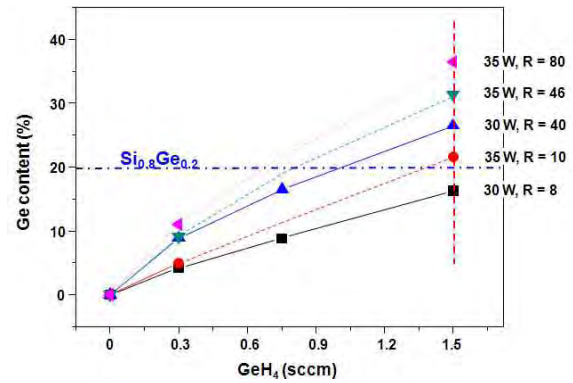


그림 2. GeH₄ 유량과 수소희석비(R)에 따른 Ge 조성의 변화

IV. 결론

박막 태양전지, 박막트랜지스터 등에서 유용하게 이용되고 있는 a-Si:H, a-SiGe:H, μ c-Si:H, μ c-SiGe:H 박막들의 PECVD조건에 따른 박막 특성, 상변환, Ge 첨가량의 변화 등에 대해 연구하였다. 소자의 동작 특성, 거동을 결정짓는 박막 상태의 조절이 매우 중요하므로, 본 연구 결과가 적절한 특성의 박막을 제조하는 데에 중요하게 활용될 수 있을 것이다.

참고문헌

- [1] M. Stutzmann, R. A. Street, C. C. Tsai, J. B. Boyce, and S. E. Ready, J. Appl. Phys. **66** (1989) 569.
- [2] S. J. Yun, J. K. Kim, and J. W. Lim, Electrochem. Solid-State Lett. **15** (2012) B9.
- [3] S. B. White, D. R. Mckenzie, Appl. Optics **27** (1988) 3344.
- [4] T. Matsu, H. Jia, M. Kondo, Prog. Photovolt.: Res. Appl. **18** (2010) 48.
- [5] S. J. Yun, J. K. Kim, S. H. Lee, Y. J. Lee, J. W. Lim, Thin Solid Films,(2013) in press (<http://dx.doi.org/10.1016/j.tsf.2013.04.071>).
- [6] J. K. Kim, S. J. Yun, J. W. Lim, and S. H. Lee, J. Electrochem. Soc. **158** (2011) D430.

그래핀 투명전극을 이용한 OLED 소자

문제현¹, 황주현¹, 한준한¹, 조남성¹, 신진욱¹, 주철웅¹, 조두희¹, 허진우¹, 박승구¹, 임종태¹,
유병곤¹, 최홍규², 최성울³, 서재원⁴, 박용섭⁴, *이정익¹

1. 한국전자통신연구원 차세대 디스플레이단 OLED 연구실

2. 과학기술연합대학원대학교

3. 한국과학기술원 전기전자학부

4. 경희대학교 물리학과

* e-mail : jiklee@etri.re.kr

Graphene as a Transparent Electrode for OLED Applications

Jaehyun Moon¹, Joohyun Hwang¹, Jun-Han Han¹, Nam Sung Cho¹, Jin-Wook Shin¹, Chul
Woong Joo¹, Doo-Hee Cho¹, Jin Woo Huh¹, Seung Koo Park¹, Jong Tae Lim¹, Byung-Gon
Yu¹, Hong Kyw Choi², Sung-Yool Choi³, Jaewon Seo⁴, Yongsup Park⁴, *Jeong-Ik Lee¹

1.OLED Research Center, Electronics and Telecommunications Research Institute (ETRI)

2.University of Science and Technology

3.Dept. of Electrical engineering, Korean Advance Institute of Science and Technology

4. Dept. of Physics, Kyung Hee University

Abstract

We have investigated multi layered graphene film as a transparent electrode for organic light emitting device (OLED) applications. Processing issues involved in the graphene anode OLEDs fabrications were discussed. As an effort to compensate the current drop, we have used auxiliary metal bus lines. The device characteristics of graphene and ITO anode OLEDs were compared and discussed.

I. 서론

유기발광소자(OLED)의 발광원리는 유기발광층에서의 정공-전자의 재결합, 엑시톤 에너지 방출, 발광층 여기-기저 천이, 광자 생성에 근거하고 있다. 생성된

광자가 외부에서 시각적으로 인식되기 위해서는 기관, 전극 및 관련 유기물이 가시광역대역에서 투과도를 보유해야 한다. 현재까지 투명전극으로는 인듐주석산화물(ITO)이 가장 널리 사용되어 왔다. ITO 관련 재료 및 공정의 기술적 성숙으로 ITO는 투과도, 전기전도도, 정공주입층(HTL)과의 에너지정열 적합성 및 우수한 표면 평탄도를 보유하게 되었다. 최근에는 투명전극으로써 그래핀이 ITO의 대체물로 다각적으로 고찰되고 있다. 그래핀은 이차원 탄소 벌집구조로 되어 있다. ITO와 비교하여 그래핀은 투과도 및 면저항이 각각 ~90% 및 ~200 Ω/□ 수준이다. 또한 일함수가 ~4.6 eV로 ITO일함수 ~4.8 eV와 유사하다. 그래핀은 기계적 유연성을 보유하고 있으므로 유연소자 응용에 커다란 잠재력을 가지고 있다. 본고에서는 OLED용 투명전극으로써 그래핀의 적용에 대하여 실험적으로 고찰하고자 한다. 마지막 부분에서는 그래핀양극 OLED를 상용화수준으로 개발하기 위해서 극복해야

할 장벽들에 대하여 논의하고자 한다.

II. 본론

본 연구에 사용된 다층 그래핀 박막은 화학기상증착법을 사용하여 제조되었다. 촉매층으로는 Ni를 사용했으며 습식법으로 Ni층을 제거하여 그래핀을 기판에 전사하였다. 본 연구에 사용된 기판의 발광면적이 10mmX7mm 이다. 그래핀 면저항은 200 Ω/□ 수준이므로 상기의 발광면적을 갖는 소자의 경우 발광 불균일도가 발생한다. 이를 방지하기 위하여 기판상에 Mo/Al/Mo의 보조전극 배선을 형성하였다. 그래핀막은 다층막으로 약 7개의 그래핀 단일층으로 구성되어 있다. 유기층 및 음극 형성에는 증착공정을 활용하였다. 발광층과 음극으로는 각각 형광청색과 LiF/Al을 사용하였다. 이에 관련된 공정 진행을 그림 1. 에 도시하였다.

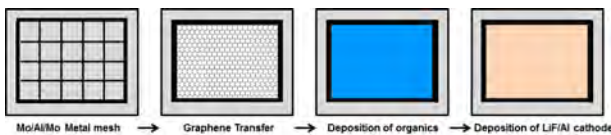


그림 1. 그래핀 양극 OLED 공정 진행도.

그림 2에는 공정에 사용된 실재 기판과 OLED의 소자의 단면 주사현미경 사진을 도시하였다. 소자의 단면구조에서 볼수 있듯이 그래핀과 유기물사이의 접합은 연속적이며 박리가 관찰되지 않는다.

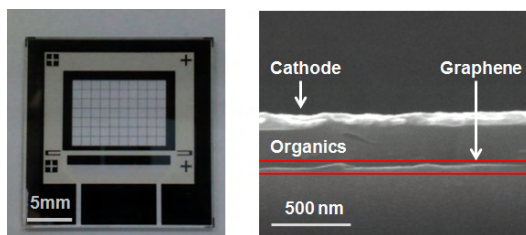


그림 2. 금속보조배선이 구비된 기판 (좌). 그래핀 양극 OLED 소자의 단면 사진 (우).

그림 3에는 제작된 OLED 소자의 전류/휘도 특성과 스펙트럼 결과를 도시하였다. 비교를 위하여 ITO 양극 OLED 소자 특성을 함께 도시하였다. 금속배선을 구비한 그래핀 양극 OLED소자의 경우 ITO와 거의 동등 수준의 휘도 특성을 확보할 수 있었다. 전류 특성은 ITO대비 향상된 특성이 측정되었다. 휘도 1000cd/m² 기준 구동전압은 5.1V로 거의 동등하였다. 스펙트럼의 경우 주피크 (470 nm)와 부피크의 위치 (497 nm)에

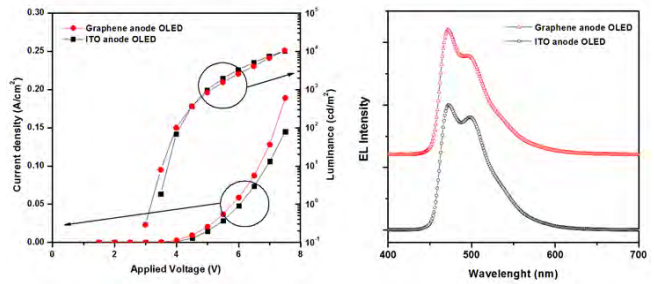


그림 3. 그래핀 양극의 전류/휘도 특성 (좌), 그래핀 양극 OLED의 스펙트럼 (우). ITO 양극 OLED를 함께 도시하였다.

는 변화가 없었으나 그래핀 양극 OLED의 경우 470 nm의 스펙트럼 강도가 상대적으로 강했다. 이는 OLED소자 구조내의 미소공진 구조가 상이하기 때문에 나타나는 현상이다.

III. 결론 및 향후 연구 방향

그래핀은 양극 재료로 활용하여 발광면적 10mmX7mm OLED를 제작할 수 있음을 실험적으로 검증하였다. 향후에 그래핀이 OLED에 활용되기 위해서는 저저항 (<50Ω/□) 그래핀 개발이 필요하다. 현재까지는 그래핀의 전사가 수작업으로 이루어지고 있다. 그래핀 상용화를 위해서는 그래핀 전사 기술이 자동화되는 수준까지 이루어져야 한다. 향후에는 유연 기판상에 그래핀 양극 OLED를 제작할 계획이다.

감사의 글

본 연구는 한국전자통신연구원 출연금 연구사업 (교감형 스마트 OLED 면광원 기술)의 일환으로 수행되었습니다. OLED 소자 제작 및 평가를 지원해 준 ETRI 송기임, 이수진 연구원께 감사드립니다.

참고문헌

- [1] J. Moon, J. Hwang, H.K. Choi et al. Proc. SPIE., **8476**, 84760U1 (2012).
- [2] J. Hwang, H.K. Choi, J. Moon et al. Appl. Phys. Lett. **96**, 133301 (2010).
- [3] J. Lee, J.-I. Lee, J.-W. Lee and H.Y. Chu, ETRI J, **33**, 32 (2011).
- [4] J. W. Huh, J. Moon, J. W. Lee et al. IEEE Photonics J. **4**, 39 (2012).
- [5] J.-H. Han, J. Moon, J-W Shin et al. J. Info. Display **13** 119 (2012).

지능형 자동차용 파노라마 영상 정합 엔진의 효율적인 구현

석정희, 여준기, 노태문
한국전자통신연구원 혼성신호처리연구실
e-mail : jhsuk@etri.re.kr, cglyuh@etri.re.kr, tmroh@etri.re.kr

An Efficient Implementation of Panoramic Image Stitching Engine for Smart Vehicle

Jung-Hee Suk, Chun-Gi Lyuh, Tae Moon Roh
Mixed Signal Processing Research Lab, ETRI

Abstract

Single camera based conventional vision SoC cannot cover long distance and wide area object detection simultaneously. In order to enhance the safety of the pedestrians and drivers by enlarging detection area, we adopt panoramic images obtained from multiple cameras. The proposed engine is based on HW/SW co-design and linear transform of pixel positions to reduce hardware complexity by more than 90%. The proposed image stitcher can make panoramic images from three VGA images within 1/30 second on real-time

I. 서론

최근들어 지능형 자동차에 적용되는 안전시스템은 보다 능동적인 안전 기능을 제공하기 위하여 eyeQ1, eyeQ2 [1]와 같은 비전 SoC를 사용하는 추세이다. 이러한 비전 SoC는 영상을 기반으로 차선, 보행자, 자동차 및 표지판 인식 기능 등을 제공한다.

안전도를 높이기 위해서는 원거리 및 광역에 대하여 객체를 인식할 수 있어야 한다. 이를 위하여 카메라의 선택 및 구성에 대한 고려가 중요하다. 단일 카메라를

이용하는 경우 원거리 및 광역에 대한 인식 성능을 모두 제공하기 어렵다. 따라서 본 논문에서는 원거리 및 광역에 대한 인식 성능을 모두 높이기 위하여 그림 1과 같이 망원 카메라 3개를 구성하여 광역의 파노라마 영상을 정합한다. 이를 실시간으로 구현하기 위한 효율적인 구조에 대해 논한다.

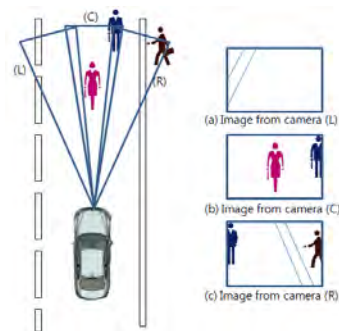


그림 1. 멀티 카메라를 이용한 파노라마 영상 생성 [2]

II. 본론

2.1 적용 조건 및 환경

3개의 카메라는 차량의 몸체에 고정되어 있고 영상은 동기화 되어 입력되는 것으로 가정한다. 따라서 고정된 카메라에서 초기에 한번 추출된 변환 행렬(H matrix)은 시간에 따른 변화가 미세하다고 가정한다.

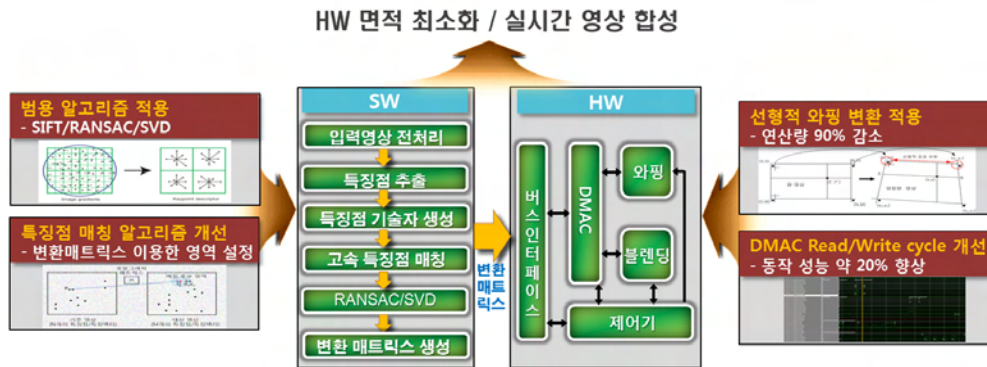


그림 2. 파노라마 영상 정합 엔진 구조

2.2 S/W와 H/W Co-design

2.1절의 가정하에 변환 행렬을 초기에 한번만 추출하고, 추출된 변환 행렬을 이용하여 입력 영상의 매 프레임에 와핑 및 블렌딩하여 정합 한다. 이러한 관점에서 초기에 한번만 추출이 필요한 변환 행렬 연산 부분은 S/W로 처리하며, 영상을 실시간으로 정합하기 위한 와핑 및 블렌딩 연산부는 H/W로 처리한다. 즉, H/W 면적은 최소화 하면서 실시간으로 영상을 정합할 수 있으며 변환 행렬 추출 알고리즘을 유동적으로 업데이트 가능한 이점이 있다. 그림 2는 파노라마 영상 정합 엔진의 S/W와 H/W 처리 구조 및 적용된 최적화 내용을 보여준다 [2].

2.3 선형 와핑 및 블렌딩

식 (1)에서 a 와 b 는 원영상과 와핑된 영상을 나타내고 P_a 와 P_b 는 영상의 픽셀 좌표를 나타낸다. H_{ab} 는 영상 a 에서 영상 b 로 와핑하기 위한 변환 행렬이다. 식 (2)에서 x_b 와 y_b 는 변환된 영상의 x , y 좌표이고, 식 (3)과 같이 구할 수 있다 [3].

$$p_b = H_{ab} p_a \quad (1)$$

$$p_a = \begin{bmatrix} x_a \\ y_a \\ 1 \end{bmatrix}, p_b = \begin{bmatrix} x_b \\ y_b \\ 1 \end{bmatrix}, H_{ab} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} x_b &= h_{11}x_a + h_{12}y_a + h_{13} \\ y_b &= h_{21}x_a + h_{22}y_a + h_{23} \end{aligned} \quad (3)$$

$$I_{blend} = \alpha I_{left} + (1 - \alpha) I_{right} \quad (4)$$

식 (3)에서 선형성을 이용하여 곱셈기 대신 덧셈기만으로 좌표연산을 고속으로 수행하여 와핑한 후 자연스러운 파노라마 영상을 만들기 위해 식 (4)와 같이 알파 블렌딩을 적용한다 [2].

III. 실험결과 및 결론

표 1. 설계 결과

공정	65nm (GF)
동작주파수/면적	최대 333MHz / 181,972 um ²
성능 분석	VGA 30x3 fps @ 200MHz

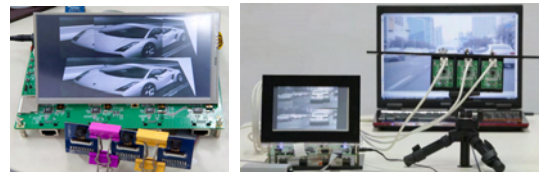


그림 3. 파노라마 영상 정합 동작 실험

표 1은 Global Foundry 65nm 공정으로 H/W 엔진을 합성한 결과 및 시뮬레이션을 통한 성능 분석을 나타내고, 그림 3은 제작된 칩을 이용한 파노라마 영상 정합 동작 실험을 나타낸다.

본 논문에서는 변환 행렬을 추출하는 연산은 S/W로 초기에 한번만 수행하고, 매 프레임에 대한 와핑 및 블렌딩 연산은 H/W로 처리하는 방법 및 선형적인 와핑 연산기로 3개의 입력 VGA 영상을 30fps로 실시간 정합할 수 있는 효율적인 구현 방법을 제안한다.

참고문헌

- [1] <http://www.mobileye.com>
- [2] 석정희 외, "An Efficient Architecture of Image Stitching Engine for Vision SoC", 제24회 영상처리 및 이해에 관한 워크샵, 2012, 색인 O-006
- [3] C. Linqiang, W. Xiaoqiang and L. Xu, An effective video stitching method," ICCDA, 2010, pp. V1-297-V1-301

고품질 삼차원 영상을 위한 레이저 레이다 시스템

민봉기

한국전자통신연구원 부품소재연구부문 광무선융합부품연구부
e-mail : bkmheen@etri.re.kr

Laser Radar System for High-Quality Three-Dimensional Images

Bongki Mheen

Photonic/Wireless Convergence Research Section
Electronics and Telecommunications Research Institute (ETRI)

Abstract

A newly proposed three-dimensional laser radar (3D LADAR) systems architecture utilizing STUD (STational Unitary Detector) is proposed and compared with traditional 3D LADAR systems based on rotational motion or separated plural detectors on focal-plane-array. The proposed architecture was proven to be efficient to have high spatial resolution through an implemented system, where the maximum resolution of QVGA (320x240) was demonstrated.

I. 서론

짧은 레이저 펄스를 보낸 후에 반사되어서 돌아오는 시간차이 및 반사세기를 이용하는 TOF (Time of Flight) 방식의 레이저 레이다 시스템은, 1938년 처음으로 펄스 레이저를 이용하여 구름의 높이를 측정 한 이후로, 수많은 방식으로 변형이 되어 이용되어 왔다 [1]. 특히 음파 또는 마이크로웨이브파를 이용하는 방식과 비교할 때, 상대적으로 우수한 분해능을 제공할 수 있는 고유한 특징으로 인하여 최근 구글사의 무인 자동차 및 경전투용 무인로봇 등에서 활발하게 이용되고 있다[2].

본 논문에서는 먼저 기존의 레이저 레이다 시스템의 동작 방식을 간략하게 소개한 뒤에, 한국전자통신연구원에서 보유하고 있는 독자적인 삼차원 영상센서인 스타드 레이저 레이다 방식에 대하여 소개하고, 기존 시스템과의 장단점에 대하여 설명한다.

II. 기존 삼차원 레이저 레이다 시스템 및 제안된 시스템 구조의 비교

2.1 회전 기반의 검출 시스템

회전 방식으로 삼차원 영상을 얻는 레이저 레이다 시스템은 펄스레이저의 송광부 및 수광부가 쌍으로 배치되어 있는 구조를 채택하고, 이 센서모듈을 회전하는 방식으로 주변의 삼차원 영상을 획득하는 방식이다. 이러한 방식은 기본적으로 복수 개의 송수광부 쌍의 각각 채널에 대한 정렬이나 후 보정과정이 필요하며, 쌍으로 배치된 송수광부의 전체를 회전해야 하므로, 상당히 부피가 큰 모듈이 회전해야 되는 단점이 있다. 하지만, 본 방식의 가장 큰 장점은 360도 영상을 손쉽게 확보함으로써 로봇 등의 어플리케이션에서 registration 기법에 효율적으로 사용되는 점이다.

2.2 초점면 배열검출소자 기반의 검출시스템

초점면 배열검출소자(FPA, Focal Plane Array)의 각각의 검출기를 통하여 동시에 반사된 레이저 신호를 검출하는 방식은 회전 등의 구동부가 전혀 없다는 장점이 있다. 더불어 대부분 수 nsec 수준의 짧은 레이저 펄스를 사용하기 때문에 고속으로 움직이는 미사일이나 비행체에 대하여도 image lag 등의 이미지 왜곡없이 목표물의 검출 및 인식이 가능하여 군사적으로 매우 중요한 기술로 인식되고 있다. 하지만 이 방법은 거리에 따라 빛을 넓게 퍼트려 보내야 하기 때문에 상대적으로 높은 레이저 펄스 파워가 필요하고, 이로 인하여 프레임 반복율을 높이는데 한계가 있다. 또한 고가의 FPA 및 각 픽셀의 데이터를 처리하기 위한 readout IC도 개발 및 응용에 제약을 주는 요소이다.

2.3 스테드 기반의 검출시스템

이러한 기존 구도의 문제점을 해결하고자 한국전자통신연구원에서는 고정형 통합 검출기(STUD, STational Unitary Detector) 방식을 적용하여 스테드 레이저 레이더 시스템 구조를 제안하고(그림 1), 그 시험시스템을 제작하였다(그림 2). 이 방식은 기본적으로 송광빔을 미리 정해진 방식으로 스캔하여 보내고, 반사되는 레이저 신호는 특별하게 설계된 수광광학계 및 수광소자에 의하여 통합하여 검출되는 방식을 채택하였다.

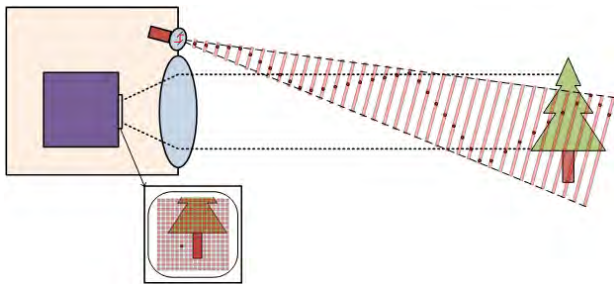


그림 1. 스테드 레이저 레이더 구동 아키텍처



그림 2. 개발된 시스템 프로토타입 외관

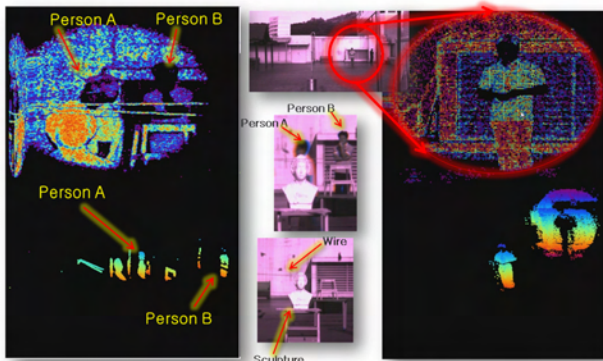


그림 3. 구현된 스테드 레이저 레이더 시스템을 통하여 확보한 삼차원 영상 예제들

이와 같은 방식의 가장 큰 장점은, 그림 3에서 확인할 수 있는 바와 같이, 고해상도 삼차원 영상(현재 기준 320x240 해상도)을 얻는데 매우 유리한 구도이며, 확보하는 해상도 수준에 따라서 삼차원 영상의 프레임레이트, 펄스레이저 동작주파수 등의 동작 파라미터를 변경하여 시스템을 가변적으로 구동할 수 있다는 독특한 장점이 있다. 또한 송광부 및 수광부를 픽셀 수준에서 정렬할 필요가 없어 다양한 송수신구조를 가능하며, 이를 이용하여 다양한 어플리케이션의 요구에 따라 기술적 변형 및 응용성이 매우 높다.

제안된 레이저 레이더 시스템 구조의 특징을 기존의 레이저 레이더 시스템의 특징들과 함께 표 1에 요약하였다.

표 1. 레이저 레이더 시스템간 특성 비교

시스템 종류	회전체 기반	FPA 기반	STUD기반
검출기 특성	단일 검출기의복수 배열 이용	어레이의 복수 검출기 이용	고정된 위치에서 하나로 모아진 (STUD)검출기
센서헤드 동적 특성	회전체 반드시 필요	고정	고정
픽셀 균일도 (이미지품질)	불리	매우 불리	매우 유리
공간분해능 주제약요소	헤드회전속도	FPA의 피치간격	고속스캐너 구동속도
레이저 파워	낮은 파워	높은 파워	낮은 파워
광정렬 필요성 (고비용 유발)	매우 중요	불필요	불필요. 필요하더라도 간단.
360도 관찰능력	가능	불가	해결가능
순간 캡처(capture) 가능성	불가	가능	불가

III. 결론 및 향후 연구 방향

제안된 삼차원 레이저 레이더 영상시스템은, 1) 기본적으로 고해상도의 삼차원 영상을 얻는데 유리한 구조를 가지고 있으며, 2) 삼차원 영상의 품질을 가변적으로 제어할 수 있는 있으며, 3) 송수광부의 구성에 있어 상대적으로 유연하여 다양한 형태로 변경할 수 있는 장점이 있는데, 이러한 장점들은 새롭게 부각되는 자동차 및 로봇의 주요 시각센서 응용에 있어 중요한 기술적인 요소가 될 것으로 추측된다.

참고문헌

[1] W. C. Stone, M. Juberts, N. Dagalakis, J. Stone, and J. Gorman (Eds.), *Performance Analysis of Next-Generation LADAR for Manufacturing, Construction, and Mobility*, NISTIR 7117, National Institute of Standards and TEchnology, Gaithersburg, MD (2004).

[2] Montemerlo, M.; Becker, J.; Bhat, S.; Dahlkamp, H.; Dolgov, D.; Ettinger, S.; Haehnel, D.; Hilden, T. et al., "Junior: The Stanford Entry in the Urban Challenge", *The DARPA Urban Challenge*. Springer Tracts in Advanced Robotics 56. p. 91. (2009).

삽입형 신경접속 마이크로 시스템의 전력 공급 및 데이터 전송을 위한 광전 소자에 관한 연구

*송윤규, 장정우, 강민규
서울대학교 융합과학부
e-mail : *songyk@snu.ac.kr*

A Study on the Photovoltaic Devices for Power Delivery and Data Transmission in the Implantable Neural Interfacing Microsystems

*Yoon-Kyu Song, Jungwoo Jang, Mingyu Kang
Department of Transdisciplinary Studies
Seoul National University

Abstract

We have developed a prototype brain implantable neural interface microsystem using a low power CMOS mixed signal IC integrated with a silicon neural probe array on a flexible polymer substrate. In particular, the microsystem is equipped with a novel photovoltaic device for delivery of power and transmitting data optically via polymer optical fibers. We present an in depth analysis as well as a few pending issues in the photovoltaic devices.

I. 서론

최근 뇌에서 직접 신호를 측정함으로써 인간의 의도를 파악하여 외부 기기들을 제어하는 뇌-기계 접속(Brain-Machine Interface, BMI) 혹은 뇌-컴퓨터 접속(Brain-Computer Interface, BCI) 기술이 많은 주목을 받고 있다[1]. 이러한 기술 중 가장 앞선 결과를 보여주고 있는 기술로 뇌 삽입형 신경접속 마이크로시스템 기술이 있는데, 이는 여러 개의 신경 세포로부터 신경 신호를 동시에 감지하는 센서인 신경 전극 어레이(neural probe array)와 감지된 미세 신호를 증폭하는 신경신호

증폭기(neural amplifier), 증폭된 신호를 처리하는 신경 신호 처리기(neural signal processor), 신경 신호 데이터를 외부로 전송하는 무선 데이터 전송기(wireless data transmitter) 등으로 구성되어 있다. 근래의 반도체 IC 기술의 획기적인 발달은 마이크로 시스템의 전자 회로를 모두 집적하여 하나의 시스템-온-칩(System-on-Chip, SoC) 솔루션으로 제공하는 것을 가능하게 하였고, 이에 대한 다양한 설계 기술과 동물 실험 결과가 보고되고 있다.

본 논문에서는 이러한 뇌 삽입형 신경접속 마이크로 시스템을 구현하는데 필요한 부품 기술, 특히 전력 전달과 신경 데이터의 전송을 광학적으로 구현 가능하게 하는 광전 소자(Photovoltaic Device)에 대해 소개하고 이와 관련된 몇가지 이슈에 대해서 논의하고자 한다.

II. 본론

2.1 신경접속 마이크로 시스템 구성

그림 1은 뇌 삽입형 신경접속 마이크로 시스템의 구조 및 구성 요소를 보여주고 있다. 핵심 요소 부품으로는 신경 세포로부터 전위 신호를 감지하는 실리콘 기반의 신경 프로브 어레이와 감지된 미세 신호를 증폭하는 저전력 아날로그 증폭기, 다채널 신호의 전송

을 위한 아날로그 MUX, 아날로그 신호를 디지털로 변환하는 저전력 ADC, 이를 광학 신호로 바꾸어 외부로 전송하는 초소형 레이저, 그리고 동기 신호와 전력을 외부로부터 공급 받아 전체 마이크로 시스템에 분배해주는 광전 소자 등이 있다[2]. 이 중 본 논문의 초점이 되는 것은 광전 소자로 시스템 전원인 3V, 5-10mA를 공급함과 동시에 15.36 MHz의 클락 동기화 신호를 마이크로 시스템에 제공하게 된다[3].

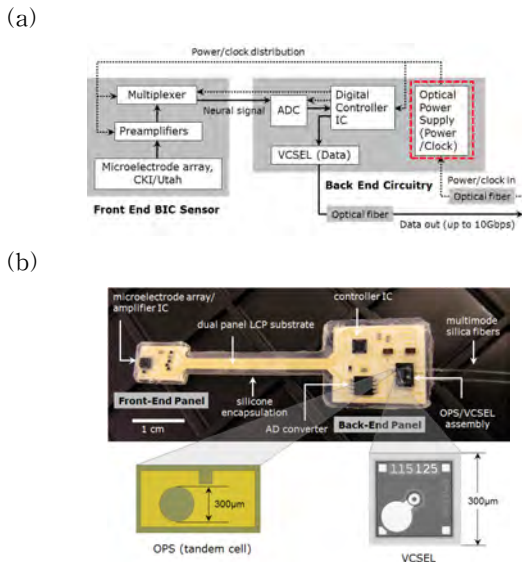


그림 1. 마이크로 시스템 구성 (a) 구성 요소 (붉은 점선 박스: 광전 소자) (b) 완성된 프로토타입의 사진

2.2 광전 소자 디자인 및 특성

마이크로 시스템의 안정적인 동작을 위한 전원 요구 조건을 만족시키기 위해 GaAs/AlGaAs heterojunction solar cell 구조를 사용하였다. 단일 junction이 약 1V 정도를 제공할 수 있도록 삼중 junction 구조를 도입하였고, 이는 그림 2와 같이 수평형과 수직형 두 개의 소자로 구현되었다. 수평형은 세 개의 소자가 수평으로 연결되어 있는 구조로서 소자 공정이 복잡하고 광전류의 균형을 맞추기가 쉽지 않다는 단점이 있으나, Saturation 전류가 크다는 장점이 있어서 초소형 소자를 만드는 데 유리하다. 반면에 수직형 소자는 에피층의 구조가 복잡하고 전류 균형을 맞추기 위해 각 층의 두께를 매우 정밀하게 조절해야 한다는 단점이 있으나, 소자의 공정이 매우 간단하고 전류의 균형을 맞추기 쉽다는 장점이 있다 (에피 구조가 잘 성장되었을 경우). 그러나, 최상층 셀의 에너지 밀도가 매우 클 수 밖에 없는 구조이므로 높은 전력 변환 시 Saturation 효과에 의한 성능 저하가 예상되고 이를 해결하기 위해 필연적으로 매우 큰 면적의 소자를 사용하게 된다.

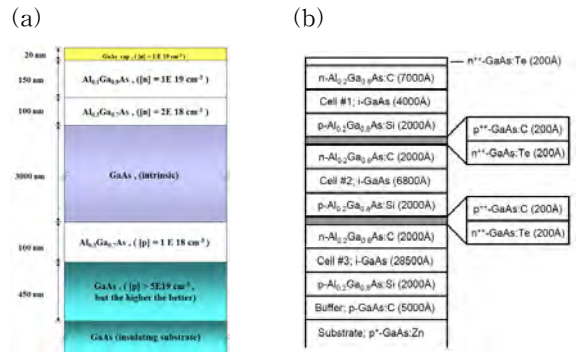


그림 2. 광전 소자 구조 (a) 수평형 (b) 수직형

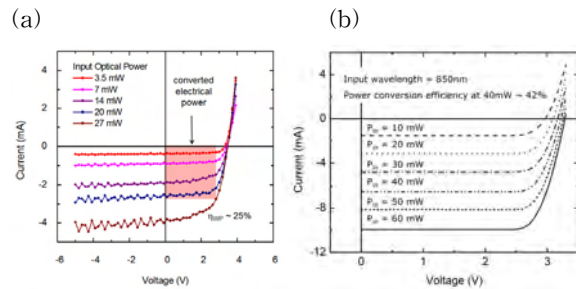


그림 3. 광전 소자의 특성 (a) 수평형 ($\phi = 62.5\mu\text{m}$) (b) 수직형 ($\phi = 300\mu\text{m}$)

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문은 뇌 삽입형 마이크로 시스템에 전력과 신호를 광학적으로 공급하기 위한 핵심 부품으로서의 광전 소자의 구조와 특성에 대해 고찰하였다. 광전 소자의 구조는 수평형과 수직형으로 나눌 수 있는데, 이는 마이크로 시스템의 요구조건을 충족할 수 있도록 선택되고 디자인 되어야 함을 알 수 있었다. 광전 소자를 이용한 전력 및 신호 전송기술은 단지 뇌 삽입형 신경 접속 시스템뿐만 아니라 모든 인체 삽입형 능동 전자 시스템에 유용하게 적용될 수 있을 것으로 기대된다.

참고문헌

[1] 이상민, "BMI 시스템 기술 현황," 전자공학회지, 제34권, 제9호, 1035-1044쪽, 2007년 9월
 [2] Y.-K. Song et al., "Active microelectronic neurosensor arrays for implantable brain communication interfaces," *IEEE T. Neural Sys. Rehab. Eng.*, Vol. 17, no. 4, pp. 339-345, 2009.
 [3] Y.-K. Song et al., "A microscale photovoltaic neurostimulator for fiber optic delivery of functional electrical stimulation," *J. Neural Eng.* Vol. 4, pp. 213 - 218, 2007.

Electrical property variations of Trench type Super Barrier Rectifier (tSBR) with fabrication processes

*나경일, 박건식, 원종일, 박종문, 유성욱, 구진근, 김상기
한국전자통신연구원, IT융합부품연구실
e-mail : kina@etri.re.kr

*Kyoung il Na, Kun sik Park, Jong il Won, Jong moon Park,
Seong wook Yoo, Jin gun Koo, and Sang gi Kim
ETRI, IT Convergence Components Technology Research Section

Abstract

We investigated the trench-type super-barrier rectifier (which named 'tSBR') with various p-body implantation doses and trench depth by using TCAD simulation methods. This device has the electrical properties of MOSFET at low anode voltage (V_{Anode}) region and pn junction diode at high V_{Anode} region, simultaneously. These characteristics might depend on the p-body doping concentration. In the case of the low p-body implantation condition, the tSBR has the MOSFET-like property, such as low forward voltage drop (V_F) and high reverse leakage current. However, as the increase of p-body doping concentration, the tSBR shows the pn junction diode properties with high V_F and low reverse leakage current. Moreover, as increase of silicon trench depth, not only V_F but also breakdown voltage (BV) become lower because of the modification of electrical field and current flow density.

I. 서론

pn 접합 다이오드는 낮은 역방향 누설전류, 높은 열적 안전성 등의 장점을 가지고 있으나, 높은 동작 전압이라는 단점을 가지고 있다. 반면, schottky 다이오드의 경우, 낮은 동작 전압, 높은 동작 주파수의 장점을 가지고 있으나, 높은 역방향 누설 전류 등의 단점을 가지고 있다. 고효율 고전력 시스템에 pn 접합과 schottky 다이오드가 사용되기 위해서는 이러한 단점

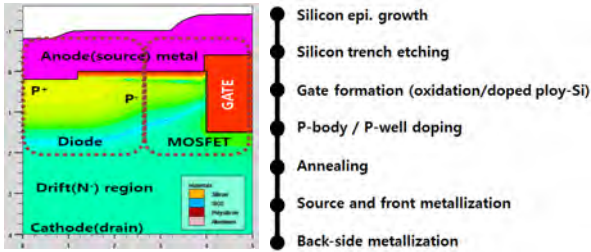
의 극복이 필요하다. 그래서 현재 이러한 pn 접합 다이오드와 schottky 다이오드의 단점을 극복하고 장점을 최적화할 수 있는 super barrier rectifier (SBR)의 연구가 활발하게 이루어지고 있다. SBR의 장점은 낮은 동작 전압, 낮은 온저항, 낮은 역방향 누설 전류, 낮은 에너지 손실 그리고 높은 항복 전압 등을 들 수 있다 [1-3].

본 논문에서는 실리콘 식각각 방법을 이용하여 기존 평면 구조의 게이트 구조를 수직하게 제작함으로써 전류 밀도를 증가 시켜 낮은 온저항과 낮은 동작 전압을 확보하기 위한 trench SBR (tSBR)에 관한 연구이다. 실리콘 식각 깊이, p-body 이온 주입량 등 tSBR의 제작 공정의 변화에 따른, tSBR의 온 전압과 항복 전압의 특성 변화를 TCAD 시뮬레이션을 이용하여 연구하였다.

II. 본론

그림 1 (가)와 (나)는 tSBR의 단면 개략도와 공정 순서를 나타낸 것이다. 그림 1 (가)에서 보는 것과 같이, tSBR은 pn junction 다이오드와 MOSFET으로 구성되어 있으며, 특히, MOSFET은 소스 전극과 게이트 전극이 함께 구성되어 있는 형태를 가지고 있다. tSBR의 공정은 높은 항복 전압을 확보하기 위하여 낮은 기판을 저항을 가진 실리콘 웨이퍼를 이용하여, 저농도로 도핑된 실리콘 성장이 이루어진다. 본 연구에서는 n^{++} 기판 위에 $4 \text{ um}/0.6 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$ 으로 실리콘 성장된 기판을 사용하였다. 이후, 실리콘 식각 공정을 이용하여 수직형 게이트 구조를 형성하고, p-body/p-well 이온 주입 공정 이후, 한 번의 열처리를 통하여 다이

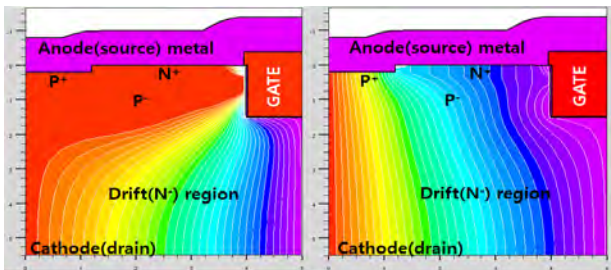
오드의 접합과 MOSFET의 채널을 형성한다. 소스와 전면 금속 배선 공정을 이행하고, 마지막으로 후면 금속 배선 공정을 이용하여 tSBR을 제작한다. 시물레이션 또한, 본 공정 순서에 따라 진행 되었다.



(가) (나)

그림 1. (가) 실리콘 식각 공정을 이용한 tSBR의 단면 구조, (나) tSBR 공정 순서

그림 2 (가)와 (나)는 각각 tSBR의 MOSFET ($V_{anode} = 0.6\text{ V}$) 구동과 다이오드 구동 ($V_{anode} = 1.0\text{ V}$)을 시물레이션을 이용하여 구현한 것이다. 이는 하나의 소자에서 V_{anode} 에 따른 MOSFET 구동과 다이오드 구동의 특성을 가지고 있음을 의미한다. 이러한 tSBR의 MOSFET 구동과 다이오드 구동을 결정하는 것은 p-body의 도핑 농도에 의해 결정된다.



(가) (나)

그림 2. tSBR의 MOSFET 구동 (가), 다이오드 구동 (나).

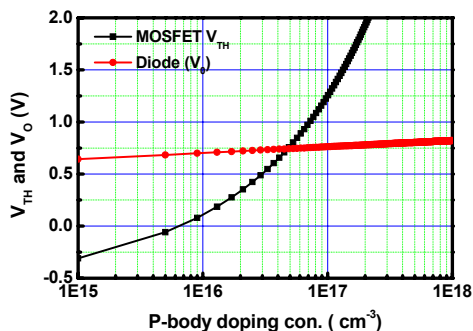


그림 3. p-body 농도에 MOSFET의 V_{TH} 과 다이오드의 V_0 의 변화

그림 3은 p-body 농도에 따른 MOSFET의 문턱전압과 다이오드 동작 전압의 변화를 나타낸 것이다. p-body 농도가 $4 \times 10^{16} / \text{cm}^3$ 이하일 경우, 다이오드의 동작 전압이 MOSFET의 문턱 전압보다 높음을 알 수 있다. 이는 tSBR의 구동 시 에노드 전압이 증가함에 따라, MOSFET 구동 후, 다이오드가 구동됨을 의미 한다. 반대로 p-body 농도가 $4 \times 10^{16} / \text{cm}^3$ 보다 클 경우에는, MOSFET과 다이오드의 구동 순서는 반대가 된다.

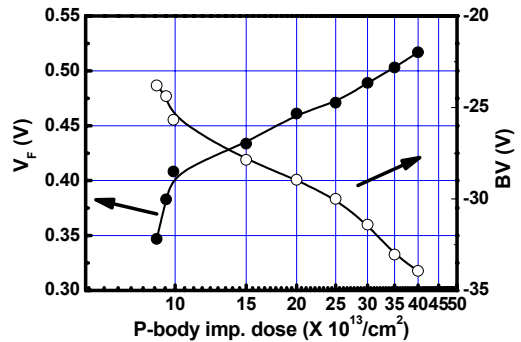


그림 4. p-body 이온 주입량에 따른 tSBR의 동작 전압과 항복 전압의 변화

그림 4은 p-body 이온 주입량에 따른 tSBR의 동작 전압과 항복전압의 변화를 타낸 것이다. p-body 농도가 높아짐에 따라 tSBR의 동작 전압과 항복 전압이 높아짐을 알 수 있다. p-body 이온 주입량이 MOSFET의 문턱 전압을 결정하고 다이오드에 역방향 누설 전류와 항복 전압에 영향을 주기 때문이다.

그림 5는 tSBR의 실리콘 식각 깊이의 변화 따른 tSBR의 동작 전압과 항복 전압의 변화를 확인 한 것이다. 이 때 다른 공정은 동일하게 시물레이션이 이루어 졌다. 실리콘 식각 깊이가 깊어질수록 tSBR의 동작 전압과 항복 전압이 낮아짐을 알 수 있다. 이는 그림 6에서 보는 것과 같이, 전기장은 실리콘 식각의 끝점에서 가장 높은 값을 가짐을 알 수 있다. 따라서 실리콘 식각 깊이가 깊어질수록 실리콘의 깊은 곳에서 최고 전기장을 가지고, 따라서 낮은 항복 전압을 가짐을 알 수 있다. 하지만 실리콘 식각 깊이가 상대적으로 낮으면 실리콘의 위쪽 부분에서 전기장의 최고점을 가지는 전기장 분포를 확인할 수 있다. 이는 보다 높은 항복 전압을 의미한다. tSBR의 동작 전압의 경우 그림 7에서 보는 것과 같이 실리콘 식각 계면을 따라 높은 전류 밀도를 가짐을 확인할 수 있다. 이는 낮은 온 저항을 가짐을 의미하고, 결국 낮은 동작전압을 의미 한다.

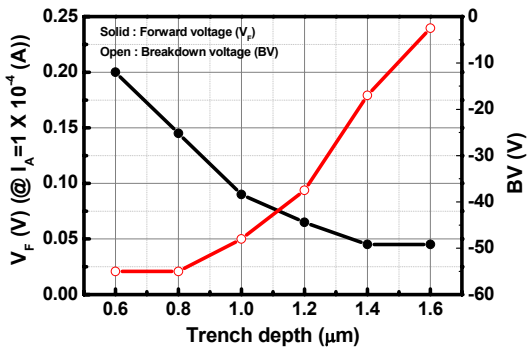


그림 5. p-body 농도에 tSBR의 동작 전압과 항복 전압의 변화

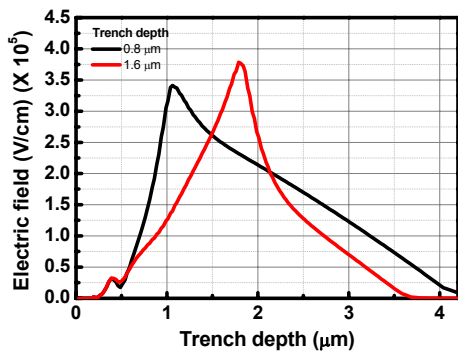


그림 6. 실리콘을 0.8과 1.6 μm 식각한 tSBR의 전기장 분포

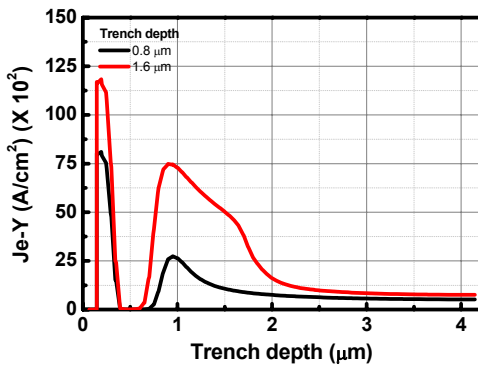


그림 7. 실리콘을 0.8과 1.6 μm 식각한 tSBR의 Y 방향의 전류 밀도 분포

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 연구에서는 고효율 전력 시스템 응용을 위한 실리콘 식각 공정을 이용한 수직형 super-barrier rectifier (tSBR)의 p-body 이온 주입량과 실리콘 식각 깊이에 따른 순방향 동작 전압과 역방향 전압의 변화를 확인하였다. p-body 이온 주입량이 증가할수록 동

작 전압과 항복 전압이 증가함을 확인하였다. 또한, 실리콘 식각 깊이가 깊어질수록 항복전압과 순방향 동작 전압이 낮아짐을 확인하였다. 이러한 공정을 변화를 통하여 최적된 tSBR 소자는 기존의 pn 접합 다이오드보다 낮은 순방향 동작 전압과 schottky 다이오드보다 우수한 역방향 전류 특성을 가진다.

참고문헌

- [1] V. Rodov, A.L. Ankudinove and P. Ghosh, "High injection regime of the super barrierTM rectifier", *Solid-State Electronics*, vol 51, 2007, pp. 714-718.
- [2] Vladimir Rodov, Alexei L. Ankudinove, and Taufik, "Super Barrier Rectifier-A New Generation of Power Diode", *IEEE Tras. On Industry and Application*, vol. 44, no. 1, 2008, pp. 234-237.
- [3] Qin Huang and G. A. J. Amaratunga, "MOS Contolled Diodes-A New Power Diode", *Solid-State Electronics*, vol 38, no. 5, 1995, pp.977-980.

산화물 박막 트랜지스터의 공핍모드 특성을 보상하는 시프트 레지스터 회로의 구현

¹피재은, 박상희, 황치선
한국전자통신연구원 산화물TFT연구실
e-mail : jepi@etri.re.kr, shkp@etri.re.kr, hwang-cs@etri.re.kr

²박기찬, 임홍균
건국대학교 전자공학부
e-mail : keechan@konkuk.ac.kr, kinglkh@nate.com

Shift Register Circuits compensating depletion-mode Oxide TFTs

¹Jae-Eun Pi, Sang-Hee Ko Park, Chi-Sun Hwang
Oxide Thin Film Transistor Research Team, ETRI, Daejeon 305-700, Korea

²Department of Electronic Engineering, Konkuk University, Seoul 143-701, Republic of Korea

Abstract

Oxide TFT shows high current operation performance better than conventional a-Si:H TFT, but due to innate depletion-mode characteristic of Oxide TFTs, compensation circuit scheme is material to operating display circuit, especially shift register circuit. In this paper we propose two type of shift registers can compensate depletion-mode Oxide TFTs. The Simulated and fabricated circuit worked successfully even though Oxide TFT has wide range of V_T .

I. 서론

최근 디스플레이 산업이 대화면, 고해상도로 발전해 가면서 기존의 a-Si:H TFT와 같은 공정 라인을 쓰면서도 이동도가 10배 이상 높아서 높은 전류 구동 능력을 가지고 있는 Oxide TFT (a-IGZO, ZnO 등) 가 디스플레이 소자로서 더욱 부각되고 있다. 하지만 Oxide TFT의 캐리어로 작용하는 Oxygen Vacancy로 인해

기본적인 문턱전압(V_T)이 (-) 전압인 경우가 있고, 외부 자극(전압, 빛, 온도)에 의해서도 문턱전압이 변하므로 이를 보상하는 회로가 필수적이다. 따라서 본 논문에서는 AMLCD 및 AMOLED 디스플레이의 게이트 라인을 구동하는 SR(shift register) 회로를 소개하고 공핍모드(depletion-mode)로 동작하는 Oxide TFT의 특성을 보상하여 오동작을 방지하는 회로를 기술하고자 한다.

II. 본론

2.1 Single Pull-Down shift register

SPD(Single Pull-Down) 은 게이트 라인이 low 전압을 유지할 때에 한 개의 TFT가 켜져서 low 전압을 전달하는 방법을 말한다. 이때 해당 Pull-Down TFT가 반주기 (clock pulse width) 만 켜지므로 나머지 반주기 동안에는 게이트 라인이 floating 되게 된다. 이런 경우 오버랩 되어 있는 다른 clock 또는 게이트 라인의 전압이 변할 때 coupling이 발생하여 오동작이 발생할 수 있지만 가장 단순한 구조라는 장점이 있다. 그림 1은 시뮬레이션을 위한 구조도(a)와 타이밍 다이어그램 (b) 이다.

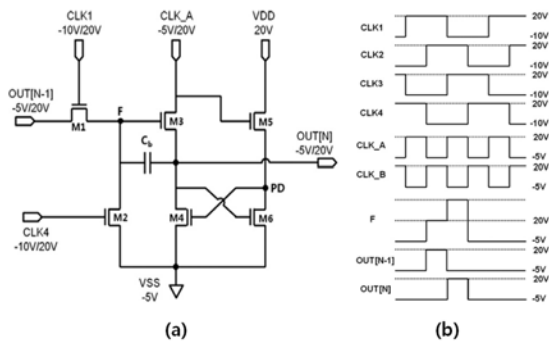


그림 1 Single Pull-Down SR

2.2 Dual Pull-Down shift register

DPD(Dual Pull-Down) 은 SPD의 단점을 보완하여 클럭 주기 동안에 두 개의 TFT가 번갈아 켜지므로 게이트 라인이 floating 되는 경우가 없고 coupling 의 영향도 감소시키는 장점이 있다. 또한 DPD 구성이므로 Pull Down TFT 1개가 열화 되더라도 다른 한 개가 동작하므로 수명도 더 길다. 그림 2 는 시뮬레이션을 위한 구조도(a)와 타이밍 다이어그램(b)이다.

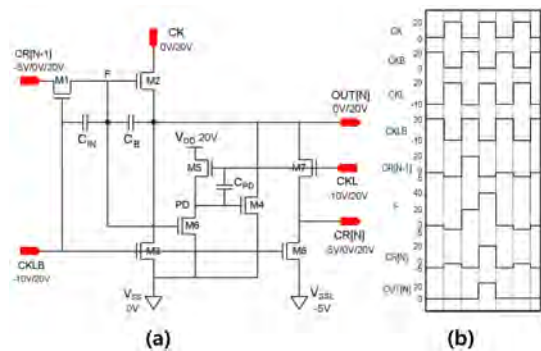


그림 2 Dual Pull-Down SR

III. 구현

제작된 Oxide TFT SR은 Top Gate (Inverted Staggered) 구조이며 Source/Drain 전극은 ITO, Active 는 a-IGZO 로 이동도 10, 문턱전압 -3V의 특성을 보였다. 또한 TFT가 turn off 되기 위해 문턱전압보다 낮은 전압이 게이트 단자에 인가되도록 설계되었는데, SPD SR은 2개의 low전압(0V, -5V) 과 $V_{pp}=30V$ 인 4개의 clock, $V_{pp}=25V$ 인 2개의 clock을 필요로 하고, DPD SR은 3개의 low 전압(-10V, -5V, 0V)과 $V_{pp}=30V$ 인 2개의 clock, $V_{pp}=20V$ 인 2개의 clock을 필요로 한다. 소비전력을 보면 DPD SR이 더 우수한 성능을 나타내었는데 $V_T=-5V$ 일때 SPD의 경

우 770.5mW이며 DPD의 경우 34.7mW 의 계산 결과가 나왔다. 이를 통해 DPD 구성에 적용된 보상 기법이 소비 전력 면에서도 더 우수하다는 것을 알 수 있다.

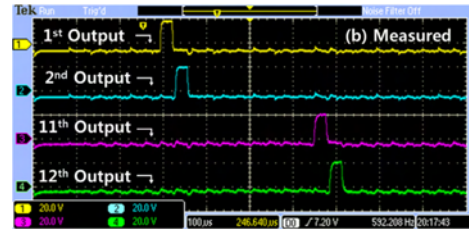


그림 3 Single Pull-Down shift register의 동작 결과 (12stage의 출력 모습)

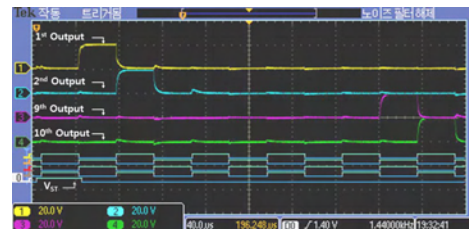


그림 4 Dual Pull-Down shift register의 동작 결과 (10stage의 출력 모습)

IV. 결론 및 향후 연구 방향

Depletion-mode로 동작하는 Oxide TFT SR 보상회로는 문턱 전압 측면에서는 $SPD = -5V \sim +9V$, $DPD = -5V \sim +5V$ 로 동작되어 넓은 문턱전압 커버리지를 갖는다. 기존의 a-Si:H TFT 용으로 설계된 회로는 depletion-mode로 동작하는 Oxide TFT에 알맞지 않으므로 현 공정을 그대로 적용 가능한 보상회로가 계속해서 보완 및 개발 되어야 할 것이다.

본 논문은 산업통상자원부가 지원한 고품위 Plastic AMOLED 백플레인 개발 과제 [Project No. 10035225, Development of Core Technology for High Performance AMOLED on Plastic]의 연구 결과로 수행되었음.

참고문헌

[1] Hayashi R, Ofuji M, Kaji N, Takahashi K, Abe K, Yabuta H, et al. J Soc Inform Display 2007;15(11):915 - 21.
 [2] Kim B, Ryoo CI, Kim SJ, Bae JU, Seo HS, Kim CD, et al. IEEE Electron Dev Lett 2011;32(2):158 - 60.

DC 반응 스퍼터링 공정을 이용한 $WO_3/Ta_2O_5/NiO$ 전기변색 소자의 제조 및 특성분석

*조성목, 김태엽, 박정옥, 류호준
한국전자통신연구원 융합부품소재연구부문 차세대디스플레이연구단 반사형표시소자연구실
e-mail : smcho@etri.re.kr

Fabrication and Characterization of $WO_3/Ta_2O_5/NiO$ electrochromic devices by DC reactive sputtering

*Seong M. Cho, Tae-Youb Kim, Jeong Ok Park, Hojun Ryu
Reflective Display Research Section, Next Generation Display Research
Department, Convergence Components & Materials Research Laboratory,
Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

DC sputtering processes of WO_3 and NiO electrochromic materials were optimized by monitoring plasma discharge voltage as a function of oxygen flow rate. Proton-based full solid state electrochromic devices were fabricated by the sequential depositions of NiO, Ta_2O_5 and WO_3 films. The electrochromic properties of the fabricated devices were strongly influenced by the process pressure of WO_3 film.

I. 서론

전기변색 물질은 전기장의 인가에 따라 H^+ 또는 Li^+ 이온이 재료내로 주입되거나(환원) 이탈되어(산화) 재료의 색상 및 투과도가 변화하는 물질이다[1]. 이러한 전기변색 물질은 자동차용 전기변색 거울 또는 스마트 윈도우 등으로 응용되어질 수 있다. 전기변색물질의 스퍼터링 공정으로 산화물 타겟을 이용한 RF 스퍼터링과 금속 타겟을 이용한 DC 반응 스퍼터링 공정이 고려되어질 수 있는데, RF 스퍼터링 공정은 공정 제어가 복잡하고 산화물 타겟의 낮은 증착 속도로 인하여 현실적인 적용이 매우 어려운 편이다. 따라서 증착속도 및 공정 안정성 측면에서 DC 스퍼터링 공정이 유망하다. DC 스퍼터링의 경우 산소의 유량에 따라

증착 공정이 매우 민감하게 변화하기 때문에 이에 대한 제어가 중요하며, 최근의 연구들에 따르면 플라즈마의 방전전압을 이용하여 이러한 공정의 변화를 관찰할 수 있다[2]. 그러나 WO_3 , NiO 등 주요 전기변색물질들의 경우 플라즈마의 방전전압에 대한 연구는 아직 이루어지지 않고 있다.

본 논문에서는 플라즈마 방전전압을 이용하여 WO_3 및 NiO 전기변색 물질의 DC 반응 스퍼터링 공정을 최적화하고, NiO/ Ta_2O_5 / WO_3 적층구조의 전기변색 소자를 제작하였다. 그리고, 제작된 소자의 특성에 미치는 공정변수의 영향을 분석하였다.

II. 본론

2.1 W 금속 타겟의 플라즈마 방전전압

그림 1에서 볼 수 있는 것처럼 방전전압은 특정 산소 유량에서 급격한 변화를 보이는데, 이 조건은 W 타겟의 표면이 산화되어 스퍼터링 모드가 변화하는 조건에 해당한다. 이 산소 유량을 기준으로 낮은 영역에서는 금속 타겟 모드로 스퍼터링이 진행되며 이 산소 유량 이상에서는 산화물 타겟 모드로 스퍼터링이 진행된다. 금속 타겟모드와 전이영역에서 증착한 경우 증착된 박막이 짙은 색상을 띄었으며, 후속 전기화학적 탈색에 의해 완전한 탈색이 이루어지지 않았다. 반면 산화물 타겟 모드에서 증착할 경우 박막이 투명하여 전기변색 소자의 응용에 적합하였다.

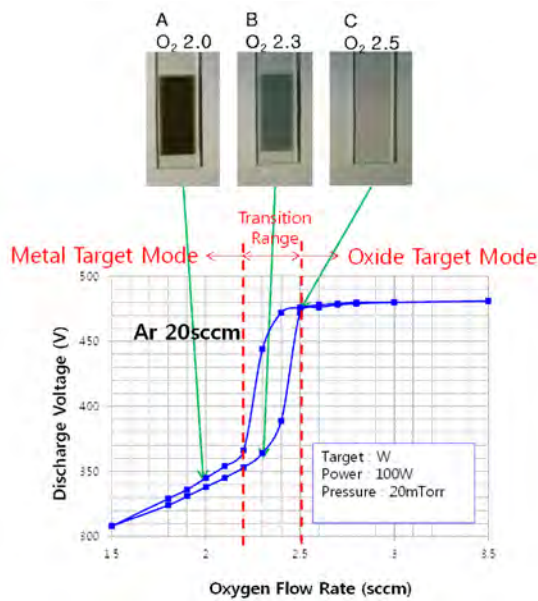


그림 1. W 타겟의 플라즈마 방전전압과 각 해당 조건에서 증착된 박막들의 사진

2.2 Ni 금속 타겟의 플라즈마 방전전압

그림 2에서 볼 수 있는 것처럼 Ni 타겟의 플라즈마 방전전압은 W과는 매우 다른 양상을 보인다. NiO 박막의 경우 증착후 박막의 상태는 투명하지 않았으나 전기화학적 방법에 의해 탈색이 가능하였다. 전기화학적 탈색 후에 투과도 평가시 전이영역에서 증착된 박막이 투명도가 가장 우수하였다.

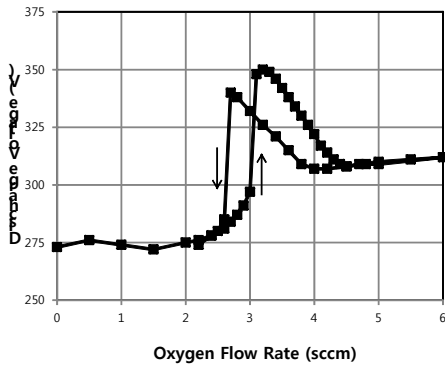


그림 2. Ni 타겟의 플라즈마 방전전압

2.3 전기변색 소자

전기변색 소자는 ITO 기판위에 산화변색재료인 NiO, 고체전해질인 Ta₂O₅, 환원변색재료인 WO₃를 DC 스퍼터링을 이용하여 순차적으로 증착하여 제작하였다. 제작된 소자의 변색폭은 10mTorr WO₃를 적용한 경우 ~56% 이었으며, 20mTorr WO₃를 적용한 경우는 ~18% 이었다. 이러한 변색 특성의 차이는 WO₃의 밀도차이 때문으로 해석된다. 증착된 WO₃ 박막의 밀도

는 10mTorr의 경우 5.4g/cm³, 20mTorr의 경우 4.8g/cm³ 이었다. 미세구조 관찰시 20mTorr에서 증착한 WO₃ 박막은 낮은 밀도로 인하여 미세한 균열이 다수 관찰되었다. 이러한 미세한 균열은 소자에서 누설전류의 원인이 되고, 소자의 동작 특성을 나쁘게 만든다. 그림 3은 제작된 전기변색 소자의 반복 변색 특성을 보여주고 있다. 10mTorr에서 증착한 WO₃를 적용한 소자의 경우 150cycle까지 변색폭에 큰 열화를 보이지 않았으나 소자의 변색 속도가 느려지는 현상이 관찰되었다.

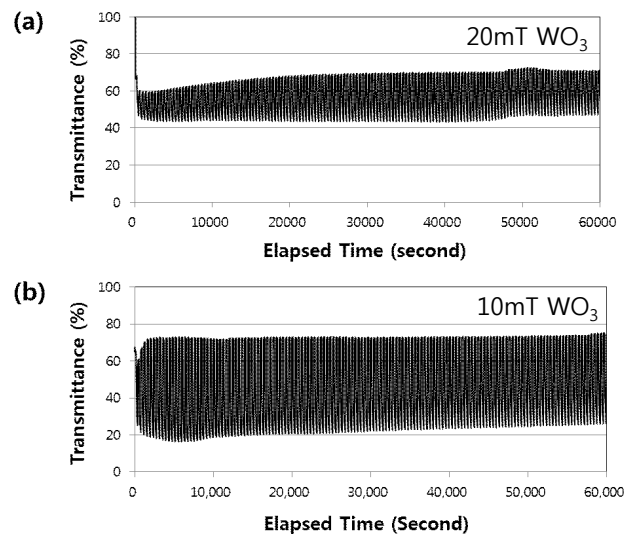


그림 3. 제작된 전기변색 소자의 반복 변색 특성 (1.5V 구동)

III. 결론

플라즈마 방전전압을 이용하여 WO₃와 NiO의 DC 반응 스퍼터링 공정을 최적화하였다. DC 반응 스퍼터링 공정을 이용하여 제작한 소자의 경우 WO₃의 증착 압력에 의한 영향을 크게 받았으며 20mTorr 이상의 높은 압력에서 증착한 WO₃ 박막을 적용한 경우 전기변색 특성의 열화가 관찰되었다. 이러한 특성 열화는 WO₃ 박막의 밀도 감소에 따른 미세 균열 발생과 연관이 있는 것으로 보인다.

참고문헌

[1] C.G. Granqvist, Solar Energy Materials and Solar Cells 60, 201-262, 2000
 [2] D. Delpe *et al*, J. Appl. Phys. 101 013301/1-9. 2001

Gate-connected Field Plate를 포함하는 Normally-off AlGaN/AlN/GaN MISFET 특성 연구

*안호균, 배성범, 장우진, 강동민, 김성일, 이종민, 김해천, 민병규, 윤형섭, 임종원, 권용환, 남은수

한국전자통신연구원 부품소재연구부문 광무선융합부품연구부 RF융합부품연구실
e-mail : hkahn@etri.re.kr

Performance of Normally-off AlGaN/AlN/GaN MISFET including a Gate-connected Field Plate

*Ho-Kyun Ahn, Sung-Bum Bae, Woo-Jin Chang, Dong-Min Kang, Seong-Il Kim, Jong-Min Lee, Hae-Cheon Kim, Byoung-Gue Min, Hyoung-Sup Yoon, Jong-Won Lim, Yong-Hwan Kwon, Eun-Soo Nam
Components and Materials Research Laboratory
Electronics and Telecommunication Research Institute

Abstract

This paper demonstrates normally-off GaN MISFETs with a gate-connected field plate fabricated on an AlGaN/GaN-based wafer with an AlN insertion layer. The fabricated device exhibits a threshold voltage of 2.5V, a high I_{ON}/I_{OFF} Ratio(10^8) at a drain voltage of 10V, a max. transconductance of 82mS/mm, a drain current density of 419mA/mm at a drain voltage of 10V and a gate voltage of 10V. The fabricated device also shows a break down voltage of 600V.

I. 서론

AlGaN/GaN FET 소자는 낮은 온저항, 높은 스위칭 속도, 높은 파괴전압 특성과 높은 2-DEG(Dimensional Electron Gas) 농도 등의 우수한 특성을 나타내고 있다. 그러나, power electronics 분야에서는 power loss의 문제 때문에 normally-on FET 소자는 적용되지 않고 있으며, p-type AlGaN, F^- plasma treatment, MIS(Metal-Insulator-Semiconductor)-type의 게이트

구조 등의 적용을 통한 normally-off 구동이 가능한 소자가 연구되고 있다.^[1] 이와함께, normally-off FET 소자의 blocking capability를 향상시키기 위해 field plate를 구비한 소자가 활발히 적용되고 있다.^[2]

본 논문에서는 게이트 recess 식각공정과 원자층 증착공정(Atomic Layer Deposition)에 의해 형성된 Al_2O_3 층을 gate dielectric으로 적용한 normally-off MISFET 소자에 대해서 gate-connected field plate를 적용하였을 때의 소자 특성에 대해서 기술하였다.

II. 실험방법

본 실험에서 사용된 웨이퍼의 에피구조는 Sapphire substrate에 MOCVD(Metal Organic chemical Vapor Deposition)방식으로 2.7 μ m intrinsic GaN buffer layer, 0.1 μ m GaN channel layer, 1nm AlN insertion layer와 20 nm undoped AlGaN barrier layer를 성장시킴으로써 형성되었다.(그림 1) 소자 사이의 전기적 분리는 ICP(Inductively Coupled Plasma) 방식의 건식식각 공정을 이용한 mesa-isolation 을 적용하였고, 그 후 게이트 영역에 대해서 BCl_3/Cl_2 혼합 gas를 이용한 ICP 방식의 건식식각 공정을 통하여 AlGaN barrier 층을 식각하는 게이트 recess 공정을 수행하고, 이어서 원자

층 증착 공정을 이용하여 30nm Al₂O₃층을 기판 전면
에 증착하였다. 그 후, Ti/Al/Ni/Au 금속층을 오믹금속
층으로 적용하고, 850°C N₂ 분위기에서 RTA처리를 통
하여 소스 및 드레인 전극을 형성하였고, 게이트 전극
및 field plate는 Ni/Au 금속층을 적용하였다.

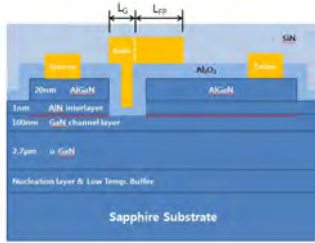
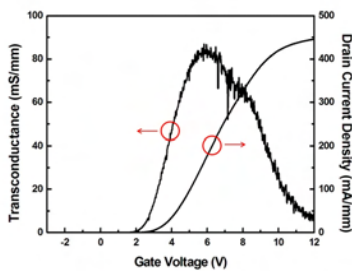


그림 1. 제작된 field plate를 구비한 normally-off GaN MISFET 소자의 단면도

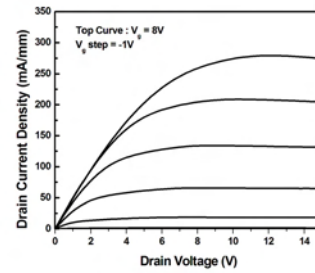
III. 결과

제작된 normally-off GaN MISFET 소자는 단위 게
이트 폭이 50µm이고, 게이트 길이는 1µm인 2 finger 소
자이며, recess 식각된 게이트 영역의 edge에서 1µm 확
장된 field plate 구조를 가지는 gate-connected field
plate를 구비한 소자에 대해서 DC 특성을 측정하였다.

그림 2는 드레인 전압(V_{ds}) 10 V에서 GaN MISFET
소자의 게이트 전압의 변화에 대한 transconductance
(gm) 및 드레인 전류값의 변화 특성과 I-V curve를
보여주는 그래프로써, V_{th}는 2.5 V이고, maximum
transconductance는 게이트 전압 5.3 V에서 82
mS/mm로 측정되었으며, 게이트 전압 10V에서 드레인
전류밀도는 419mA/mm 이었고, I_{ON}/I_{OFF} Ratio는 드레
인 전압 10V에서 10⁸ 을 나타내었다. 그림 3은 파괴
전압 특성을 나타내는 그래프로써, gate-connected
field plate가 제작되어 있는 경우 600V, field plate가
없는 경우는 430V의 파괴전압 값을 나타내어,
gate-connected field plate에 의해 170V 정도의 파괴
전압 향상을 확인할 수 있었다. 또한, 소자 구조의
simulation 결과와 실제 소자 특성과도 비교되었다.



(上)



(下)

그림 2. 제작된 소자의 (上) transfer curve 및 (下) I-V curve

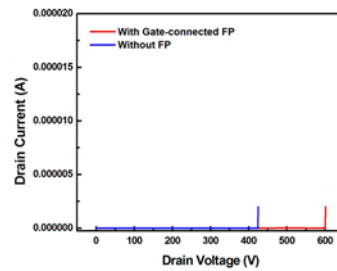


그림 3. Field plate를 구비하지 않은 소자와 gate-connected field plate를 구비한 소자의 파괴전압 특성 비교

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 gate connected field plate를 구비한
normally-off GaN MISFET 소자에 대해서 파괴전압
을 포함한 DC 특성을 기술하였고, gate-connected
field plate에 의한 파괴전압특성의 향상을 확인하였고,
gate-connected field plate에 대한 simulation 결과와
도 비교 분석되었다.

참고문헌

- [1] A. L. Corrión et al, “Normally-off Gate-Recessed AlGaN/GaN-on-Si Hybrid MOS-HFET with Al₂O₃GateDielectric”, Proc. Device Research Conf., pp. 213-214, 2011.
- [2] Rongming Chu et al, “1200V Normally-off GaN-on-Si Field-Effect Transistors with Low dynamic On-Resistance”, *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 32, No. 5, pp. 632-634 May 2011.

저잡음 MEMS 마이크로폰 ROIC

김이경, 조민형, 전영득, 노태문
 한국전자통신연구원 혼성신호처리연구실
 e-mail : kimyig@etri.re.kr

Low Noise MEMS Microphone ROIC

Yi-Gyeong Kim, Min-Hyung Cho, Young-Deuk Jeon,
 and Tae Moon Roh
 Mixed-Signal Processing Research Section
 Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

Low noise ROIC (read-out integrated circuit) for MEMS microphone is presented in this paper. Capacitive coupling technique reduces loss of signal caused by parasitic capacitance of MEMS sensor. Noise filter decreases amplifier noise due to bias current from band-gap reference generator. The chip is implemented in a 0.18 um CMOS technology and occupies a chip area of 0.43 mm². The microphone achieves a SNR of 60 dB.

I. 서론

MEMS 마이크로폰은 기존의 ECM (electret condenser microphone)보다 소형화가 가능하다는 장점이 있다. 또한 내열성 및 기계적 내구성이 우수하여 전자기기 제조공정에서 표면실장 및 자동 조립 공정 적용이 가능하며, 전자기기의 경소형화 및 저가격화를 가능하게 하는 장점이 있다 [1]. 따라서 MEMS 마이크로폰은 소형화, 저가격화를 위해 기술개발이 진행되고 있고, 이와 더불어 성능측면에서 높은 SNR을 위한 연구가 진행되고 있다. MEMS 마이크로폰의 SNR 향상을 위해서는 MEMS 센서 성능을 높이는 방법과 ROIC의 잡음특성을 향상시키는 방법이 병행되어야 한다. 본 논문에서는 MEMS 마이크로폰의 SNR 향상을 위해서 ROIC 구조 및 회로기법을 제안하고 기술한다.

II. 본론

2.1 ROIC 구조

그림 1은 기존 MEMS 마이크로폰 ROIC 구조도이다. MEMS 센서는 멤브레인과 백플레이트로 구성되어 음압에 의해 커패시턴스값이 변하는 가변 커패시터(C₀)와 같이 구성된다. 센서의 음압에 따른 커패시턴스 변화량을 전압신호로 변환시키기 위해서는 센서에 고전압의 바이어스전압이 인가되어야 하고, 전류를 전압신호로 변환하는 회로가 필요하다. 따라서 ROIC는 센서 바이어스전압 인가를 위한 고전압생성부와 센서에 의한 전류신호를 전압신호로 변환하는 신호변환부로 구성된다. 고전압생성부는 기준전압생성기, 오실레이터, 레귤레이터, 전하펌프로 구성되고, 신호변환부는 고임피던스회로, 소스폴로워, 증폭기로 구성된다.

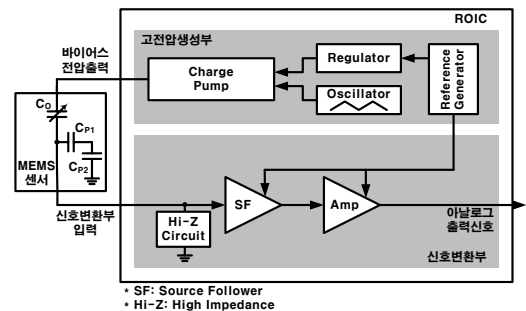


그림 1. 기존 MEMS 마이크로폰 ROIC 구조도

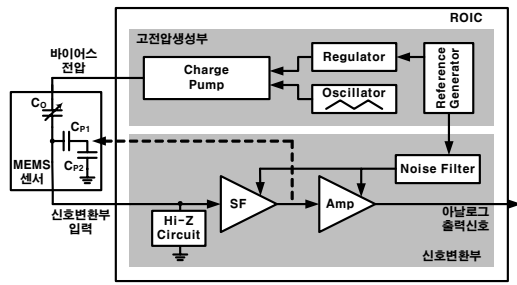


그림 2. 제안하는 MEMS 마이크로폰 ROIC 구조도

2.2 커패시터 커플링 기법

센서는 구조적으로 신호변환부 입력단자에 그림 1의 C_{P1} 과 C_{P2} 와 같이 기생 커패시턴스가 존재한다. 기생 커패시턴스는 센서에서 ROIC 신호변환부로 전달되는 신호전류량의 손실을 야기한다. 따라서 MEMS 마이크로폰의 감도 및 SNR을 향상시키기 위해서 기생커패시턴스에 의한 신호손실을 최소화해야 한다.

센서 기생커패시턴스 영향을 최소화하기 위해 커패시터 커플링 기법을 사용하였다. 그림 2에서 소스폴로워 출력을 기생커패시터(C_{P1}) 단자로 인가함으로써 C_{P1} 을 통한 손실전류의 흐름을 차단할 수 있다. 이를 통하여 신호손실을 약 2 dB 줄일 수 있게 된다. 이 기법에 의해 소스폴로워 잡음은 약 2 dB 증가하는 반면, 증폭기 잡음은 증가하지 않으므로 SNR이 향상된다.

2.3 잡음필터

신호처리부는 소스폴로워와 증폭기로 구성된다. 증폭기는 입력단자의 차동동작으로 인해 기준전류잡음으로부터 둔감하다. 하지만 소스폴로워는 단일-입력 단일-출력 구조로 인해 기준전류 잡음에 직접적인 영향을 받는다. 기준전류 잡음을 낮추기 위해서는 기준전류생성기의 회로의 소자 크기가 커져야 하는데, 이는 ROIC 칩크기를 증가시킨다. 따라서 칩면적을 최소화 하면서 잡음을 줄이기 위해, 소스폴로워에 인가되는 기준전류가 잡음필터를 통과하도록 하였다. 잡음필터는 RC 저주파필터로 구현하였다. 신호대역의 기준전류잡음은 잡음필터에 의해 억제되고, 추가된 잡음필터 잡음은 잡음특성측정용 필터(A-weighting 필터)에 의해 억제된다. 따라서 기준전류에 의한 잡음을 줄일 수 있다.

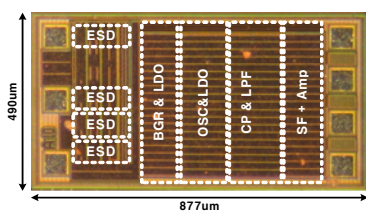


그림 3. MEMS 마이크로폰 ROIC 칩사진

III. 구현

ROIC는 그림 3과 같이 0.18 um CMOS 공정으로 제작되었으며, 면적은 0.43 mm²이다. 그림 4는 ROIC 측정결과이고 표 1은 측정결과 요약이다. 측정조건은 센서는 2 pF 모델을 사용하였고, 94 dB SPL(sound pressure level)에 대한 등가입력신호로 -46 dBV를 인가하였다. 측정결과는 60 dB SNR, -123 dB SPL 최대 등가 음압을 보여준다. ROIC와 마이크로폰의 2 dB SNR 차이는 커패시터 커플링기법에 따른 영향이다.

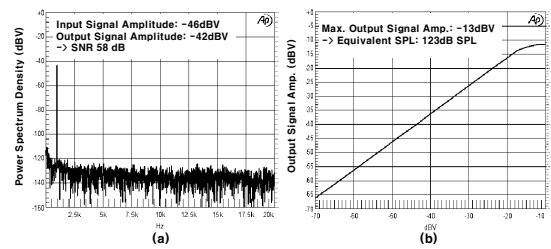


그림 4. ROIC 측정결과: (a) SNR, (b) 최대출력신호

항목	측정결과
전원전압	1.6~3.6 V
소모전류	150 uA
SNR (ROIC/MIC)	58/60 dB
센서바이어스전압	8.9 V
PSRR	-66 dB
칩 면적	0.43 mm ²

그림 4. 마이크로폰 측정결과 요약

IV. 결론 및 향후 연구 방향

MEMS 마이크로폰의 SNR 향상을 위해서 본 논문에서 MEMS 마이크로폰 센서용 ROIC의 저잡음기법을 제안하였다. 향후 각 회로의 최적화를 통해 SNR을 향상할 수 있을 것으로 예상된다.

감사의 글

본 논문은 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 산업원천기술개발사업(정보통신)의 일환으로 수행하였음. [10035570, 스마트&그린 빌딩용 자가충전 지능형 센서노드 플랫폼 핵심기술 개발]

참고문헌

[1] Report from Yole Development, "SIMM'05 : Silicon Microphone Market 2005 - From Si microphone to acoustic modules", Sept. 2005.

대화형 자연어 음성인터페이스 기술 및 서비스 현황

이윤근
 한국전자통신연구원 음성처리연구실
 e-mail : yklee@etri.re.kr

Conversational voice interface technology and services

Yun Keun Lee
 Spoken Language Processing Team
 ETRI

Abstract

Speech interface is the next generation interface which makes a computer understand what a person says and also exchanges information in smooth conversation between a computer and a person. Recently, speech interface plays a role of core technology for mobile web information services and can also be applied to English education services. We will introduce recent research activities in ETRI on conversational speech interface technology and service systems.

술을 연구함과 동시에 핵심 기술을 이용한 응용 서비스 시스템인 영어 학습 시스템 및 모바일용 정보서비스 시스템을 개발한다. (그림 2)



그림 1. 대화형 자연어 음성인터페이스 구성도

I. 서론

본 논문에서는 한국전자통신연구원에서 수행하고 있는(2010.3.1. ~ 2015.2.28.) 대화형 자연어 음성인터페이스 기술 개발 과제에 대하여 소개한다[1].

대화형 자연어 음성인터페이스란 인간의 말을 인식하고 의미를 이해하며, 상황에 맞는 자연스러운 대화를 유도하는 인간-컴퓨터 상호작용 원천기술이다. (그림 1) 본 연구에서는 대화형 자연어 음성인터페이스의 핵심 기술인 자연어 음성인식(spontaneous speech recognition) 기술과 대화처리(dialog processing) 기



그림 2. 대화형 자연어 음성인터페이스 응용 서비스

II. 본론

2.1 연구개발의 필요성 및 중요성

음성인식 기술은 1950년대 초반부터 연구가 시작되어 지속적인 기술의 진보가 있었으며 특히 최근 들어 많은 기술적 발전을 이루었음에도 불구하고 아직 사용자 편의성 측면에서 한계를 가지고 있다[2]. 따라서 기존의 일방적 음성인터페이스 기술의 한계를 극복하고, 언어지식 및 의미 기반의 대화처리 기술을 음성인식 기술과 접목하려는 시도가 이루어지고 있으며 이는 인간의 청각과 언어적 사고를 융합하여 모델링하고 구현하는 것이다. 응용 서비스의 측면에서 볼 때, 음성인어 기술을 영어 교육 분야에 적용함으로써, 고품질의 영어 회화 교육 서비스를 저렴하게 공급하여 과도한 사교육비를 절감할 수 있으며 스마트폰의 정보서비스를 위한 음성인터페이스에 적용함으로써 사용자 편의성에 기여할 수 있다. 이미 구글의 음성검색 서비스, 애플의 인공지능 비서인 SIRI 등 음성인터페이스를 이용한 모바일 정보서비스가 상용화 되고 있다[3].

2.2 대표적인 기술 개발 실적

자연어 음성인식 성능 개선을 위하여 음향모델, 언어모델, 디코더 등의 핵심 기술을 개선하여 전체적인 음성인식 성능을 향상 시켰다. 특히, segmental CRF(conditional random field)를 이용하여 다양한 레벨의 지식을 통합하여 디코딩할 수 있는 프레임워크를 개발하였으며[4] time-frequency 분석에 의한 음성특징 추출 기법을 개선하여 잡음환경에서의 강인성을 향상시켰다. 또한 대용량 언어모델을 적용하기 위한 레티스 리스코딩 기법, 언어모델 고속 적용 기법 등을 개발하였다.

2.3 대표적인 사업화 실적

2.3.1 스마트폰 음성검색 서비스

음성검색 서비스는 스마트폰에서 웹 검색 등을 수행할 경우, 입력수단의 불편함을 덜기 위하여 음성인식 기술을 도입, 음성을 이용한 검색 서비스를 제공하는 것이다. 음성검색 서비스를 가장 먼저 도입한 기업은 구글이며 현재 전세계 모바일 검색 시장의 대부분을 점유하고 있다. 하지만 국내에서는 다음커뮤니케이션에서 ETRI의 음성인식 핵심기술을 이용하여 2010년 6월 최초의 한국어 음성검색 서비스를 상용화 하였다.



그림 3. 스마트폰 음성검색 서비스 구성도

2.3.1 음성인식 영어 학습 서비스

ETRI의 음성인식 핵심 기술을 이용하여 학습자의 영어 발음 평가, 말하기 훈련 등을 수행하는 서비스를 상용화 하였다. (주)GnB영어전문교육에서는 스마트폰용 영어 학습 서비스인 'GnB smart English'라는 서비스를 상용화 하였으며 (주)엔씨소프트에서는 어린이용 영어 학습 게임인 '호두 잉글리시'를 개발, 상용화 하였다.

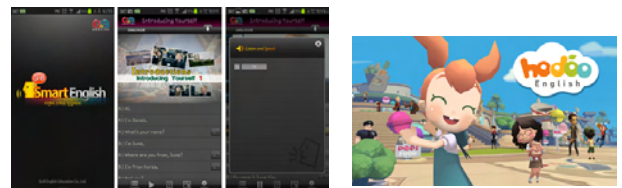


그림 4. 음성인식 영어학습 서비스의 예

이러한 서비스에 적용된 음성인식 기술은 한국인이 발성하는 영어 발음 특성을 반영한 음향모델이 탑재되어 있으며 한국인 발성에 최적화된 음성인식 성능과 발음 평가 성능을 보여주고 있다[5].

III. 결론

본 논문에서는 대화형 자연어 음성인터페이스 기술 개발 과제에서 수행한 연구개발 결과 및 이를 이용한 사업화 사례에 대해서 소개하였다. 현재 본 연구개발 과제는 진행 중이므로 현재까지의 사업화 사례는 대부분 자연어 음성인식 기술만이 적용되었으며 대화처리 기술과의 융합이 충분히 이루어지지 않았으나 향후 대화형 영어회화 학습 서비스, 대화형 내비게이션 서비스 등으로 확대 적용 예정이다. 음성언어처리 기술은 IT산업의 다양한 제품과 서비스에 공통적으로 적용되

는 기반 기술임과 동시에, 나아가서 IT와 전통산업의 효과적인 융합을 위한 핵심 원천 기술이므로 IT는 물론 자동차, 건설, 교육, 의료, 국방 등 다양한 분야와의 융합 서비스를 창조할 것으로 기대된다.

참고문헌

- [1] 이윤근 외, 지식경제 기술혁신사업 연차보고서(3차년도) “모바일 플랫폼 기반 대화모델 적용 자연어 음성인터페이스 기술 개발”, 2013. 1
- [2] Sadaoki Furui, “50 years of progress in speech recognition technology,” in Proc. ICASSP 2007
- [3] 이윤근, “음성인터페이스 기술 개요 및 스마트폰 환경에서의 서비스 동향”, 한국통신학회지, 2012.4, pp. 3- 9
- [4] 정호영 외, “세크먼트 특징 기반 인식 결과 리스 코어링을 위한 segmental CRF 기술”, 신호처리합동학술대회, 2012.9
- [5] 오유리 외, “한국인 아동의 영어 음성인식용 음향 모델링”, 신호처리합동학술대회, 2012.9

언어 확장형 다국어 자동통번역 기술 개발 현황

김영길
한국전자통신연구원 언어처리연구실
e-mail : kimyk@etri.re.kr

Multilingual Speech Translation Technology Based On Multilingual Expansibility

Young Kil Kim
Natural Language Processing Research Section
ETRI

Abstract

Automatic speech translation is one of the most attention-grabbing technologies on a smart phone. Most of current researches have focused on a multilingual speech translation based on statistical machine translation technology. But, the statistical machine translation has a serious weakness in enhancing its translation quality. We will introduce a new method to develop the original software technology for machine translation focused on multilingual expansibility.

문에 Google, IBM, MS, NICT 등 선진 외국에서 치열하게 기술 개발 경쟁을 하고 있다.



그림 1. 다국어 자동통번역 기술 개념도

I. 서론

본 논문에서는 한국전자통신연구원에서 수행하고 있는 지식학습 기반의 다국어 확장이 용이한 관광/국제 행사용 자동통번역 소프트웨어 원천 기술 개발 과제 (2012.6.1. ~ 2017.5.31.)에 대하여 소개한다[1].

자동통번역 기술은 누구나 알고 있는 잘 알려진 기술이지만, 음성인식(speech recognition), 양방향 자동번역(bi-directional machine translation) 및 음성합성(speech synthesis)이 결합된 고난이도의 복합기술이다. 경제적, 사회적으로 파급효과가 큰 기술이기 때

최근, Google에서는 15개국어 이상의 언어에 대한 다국어 자동통번역 서비스를 실시하면서 가장 앞서 나가고 있지만, 국내에서는 다국어 처리 기술이 없어 기술 경쟁에 있어 큰 어려움을 겪고 있다. 따라서 본 과제에서는 다국어 확장이 용이한 자동통번역 원천 기술을 개발하고, 이 기술을 기반으로 한/중, 한/스, 한/불 자동통번역 시스템에 적용하고자 한다.

II. 본문

2.1 연구개발의 필요성 및 중요성

최근 Google, Apple 등 다국적 기업의 모바일 OS 사례와 같이 다국어 음성언어처리 기술 또한 중속될 위기 상황에서 국가적 차원의 지속적인 투자가 필요하다. Google은 언어 확장성이 뛰어난 통계기반 자동번역(Statistical Machine Translation) 방식을 이용하여, 50여개국의 자동번역은 물론 음성인식 기술과 함께 15개국어 이상 언어에 대한 다국어 자동통번역 서비스를 실시하고 있다.

통계기반 자동번역 방식은 통계기반의 어휘 지식학습 기술에 최근 단어, 구문 등의 언어학적인 지식을 추가로 반영하여 성능 향상을 시도하고 있지만[2, 3], 학습지식에 대한 튜닝이 어려워 성능 향상에 있어서 심각한 단점을 지니고 있다. 따라서, Google 등에서 채택하고 있는 다국어 확장 기술인 통계기반 번역과 경쟁할 수 있는 다국어 확장성과 성능 향상에 용이한 언어분석 및 지식학습 기반의 다국어 확장 핵심원천 기술이 이루어진다면, 선진외국 기술들에 비해 충분히 경쟁력을 가질 수 있다.

2.2 다국어 확장을 위한 공통변환 기술

언어 확장이 용이한 다국어 자동통번역에서 다국어 확장성을 결정하는 핵심 기술은 지식학습 기반의 공통변환 기술이다. 공통변환과 유사하게 다국어 확장을 위해 중간 언어 방식의 번역 방식이 시도된 바가 있다. 그러나 중간 언어 방식에서 사용하는 변환 지식이 심하게 추상화되어 있어, 개념적으로는 동작이 가능하지만 구현이 불가능한 모델로써 이러한 방식의 자동번역 기술 개발은 결국 실패로 끝났다.

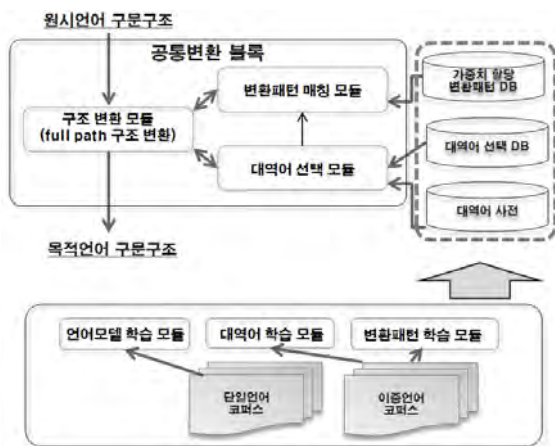


그림 2. 다국어 공통변환부 구성도

본 논문에서는 그림 2에서와 같이 원시언어 구문구조를 목적언어 구문구조로 바꾸는 다국어 공통변환부를 다국어 공통변환 표준 포맷으로 구성된 변환지식에 기반하여 구성하였다. 다국어 공통변환 지식을 위한 다국어 표준 지식 포맷이 우선적으로 결정되어야 하며, 다국어 공통변환 지식은 다양한 언어별 특성을 모두 반영할 수 있는 언어 확장성, RBMT와 SMT에서 공유 가능한 다양한 MT로 적용 가능성, 다국어 공통구문 구조로 의존 트리를 사용하는 의존 트리 지원, 분석 결과에 대한 확장성이 고려되어야 한다.

본 개발 연구에서는 상이한 형태의 포맷을 가지고 있던 번역 사전과 번역 패턴의 포맷을 하나로 통일하였다. 정의된 다국어 사전 및 다국어 패턴 포맷은 <source> -> <target> 이며, <source>와 <target>의 기본포맷은 의존 구조에 기반한 형태이다.

$$(L_1) \dots (L_i) \dots (L_n) H (R_1) \dots (R_j) \dots (R_m)$$

여기서 H는 head node, Li는 left dependent, Rj는 right dependent를 가리킨다.

2.3 언어확장형 다국어 자동통번역 시스템 구현

2.3.1 공통변환 기반 한중 자동번역 시스템

공통변환 기술에 기반하여 한/중 자동번역 시스템을 우선 개발하였다. 그림 3은 한중 자동번역 시스템의 동작 일례를 보여준다. 한국어 입력문 “나는 학교에서 맛있는 밥을 먹고 도서관에 갔다.”에 대한 의존트리 구조분석 결과를 입력으로 목적언어인 중국어 의존트리를 생성하고, 이에 따라 정확한 중국어 번역문장을 생성함을 보여준다.

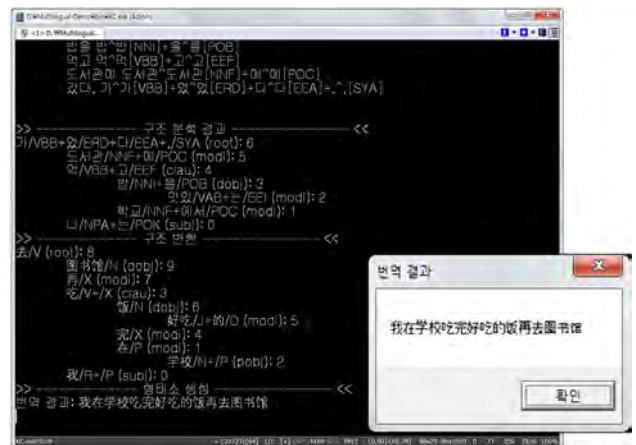


그림 3. 한중 자동번역 동작의 일례

2.3.2 공통변환 기반 다국어 자동번역 시스템

본 논문에서 제안한 공통변환 기반 다국어 자동번역의 언어 확장성을 테스트하기 위해서, 공통변환에 사용되는 지식을 한영/한불/한스로 구축하여 정상적으로 동작함을 확인하였다. 그림 4에서는 동일한 입력문 “나는 아르헨티나에 가고 싶다”에 대해 동일한 변환의존 트리를 생성하고, 정확한 번역결과를 생성하고 있다.



그림 4. 한영/한불/한스 자동번역 동작의 일례

III. 결론

본 논문에서는 언어확장형 다국어 자동통번역 기술 개발 과제에서 수행한 연구개발 결과를 소개하였다. 다국어 확장을 위한 핵심 기술인 공통변환 기반 다국어 자동번역에 대해 소개하였지만, 지식학습 기반의 언어분석 기술을 기반으로 공통변환 기술이 적용되고 있다. 자동번역 기술 이외에 대용량 실사용 로그 데이터에 기반한 분산진화형 음성인식 기술 개발도 함께 진행하고 있다.

본 연구개발 과제에서는 2014년까지 지식학습 기반의 다국어 확장 기술 및 이에 기반한 한/중 자동통번역 기술을 중점적으로 개발할 예정이며, 2015년부터 불어, 스페인어 등 유럽의 주요언어에 대한 다국어 자동통번역 기술로 확장해 나갈 예정이다. 본 연구개발에서 확보한 다국어 확장 기술은 국내 산업체에 보급되어 선진외국 기술과 경쟁할 수 있는 원천기술로 활용될 수 있을 것으로 기대된다.

참고문헌

[1] 김영길 외, 지식경제 기술혁신사업 연차보고서(1차년도) “지식학습 기반의 다국어 확장이 용이한 관광/국제행사 통역률 90%급 자동 통번역 소프트웨어 원천 기술 개발”, 2013. 4
 [2] 나승훈 외, 전자통신동향분석, “빅데이터 기반 음성언어처리기술”, 2013. 2
 [3] HuiDong Na, “Forest-to-String Translation using Binarized Dependency Forest for IWSLT 2012 OLYMPICS Task,” IWSLT, 2012

잡음적응 훈련기반 음향모델을 위한 음성개선 방법

정호영

한국전자통신연구원 음성처리연구실

e-mail : hjung@etri.re.kr

Speech Enhancement for Noise Adaptive Training-based Acoustic Modeling

Ho-Young Jung

Electronics and Telecommunications Research Institute
Spoken Language Processing Laboratory

Abstract

This paper proposes a new noise adaptive training (NAT) process incorporating the improved Wiener filtering based on model-based compensation technique. To normalize the distortion due to unknown noises, the proposed method improves the Wiener filter using reference spectral model and updates simultaneously the spectral model and acoustic model. From speech recognition experiments, the proposed method shows th better performance than conventional feature- based NAT.

I. 서론

모바일 기술 및 클라우드 시스템의 성장으로 편리한 인터페이스 및 효과적인 정보검색에 관심을 가지고 있다. 대표적 검색업체인 구글도 모바일 검색 서비스를 제공하면서 음성검색 기능을 필수적으로 제공하고 있으며 사용자 데이터를 이용하여 사람이 수행하는 수준으로 발전시키려 하고 있다. 이를 위해서는 다양한 환경에서의 음성

인식 성능을 높이는 것이 필수적이다. 다양한 환경에서는 음성인식 시스템이 학습하지 못한 배경 잡음, 채널 왜곡등이 존재하여, 훈련된 음향모델이 적합하지 않은 문제를 일으킨다. 다양한 잡음 문제를 해결하기 위해 많은 방법들이 제안되어 왔는데, 크게 잡음에 오염된 신호로부터 잡음성분을 제거하여 깨끗한 음성을 추정하는 방식, 다양한 잡음 음성을 수집하여 훈련하는 방식으로 나누어 볼 수 있다 [1]. 깨끗한 음성을 추정하는 방식은 잡음을 추정하여 잡음을 제거하는 필터를 생성하거나 잡음오염 모델에 기반하여 오염된 음성을 보상하는 방식이 대표적이다 [2],[3]. 이 방식은 잡음 성분의 추정에 의존적으로 대부분의 실환경에서 완벽한 잡음추정으로 인해 원하지 않는 왜곡을 유발한다. 다양한 잡음음성으로 훈련하는 방식은 다양한 조건에서 수집된 대규모 데이터로 음향모델을 생성하거나 실제 적용환경에서의 소규모 데이터로 기존의 음향모델을 적용하는 방식이 대표적이다 [4],[5]. 그러나 모든 환경 조건에서의 데이터를 수집한다는 것은 불가능한 것이며, 실제 적용 환경이라고 해도 어떤 잡음이 어떤 양상으로 나타날지 알 수 없으므로 모

델을 재훈련하거나 적응하는 방식은 한계를 가질 수밖에 없다.

본 논문에서는 이를 해결하기 위해 깨끗한 음성을 추정하는 방식과 다양한 잡음음성 데이터에 기반하여 재훈련하는 방식을 결합하는 방법을 소개하고, 이 방식의 성능을 개선하기 위해 깨끗한 음성을 추정하는 새로운 방법과 이를 이용해 음향모델을 훈련하는 프로세스를 제안하고자 한다.

II. 잡음적응 훈련을 위한 잡음처리

2.1 잡음적응 훈련

잡음제거를 통해 깨끗한 음성을 얻는 방법과 다양한 환경조건의 음성데이터를 이용하여 훈련하는 방식을 결합하여 음향모델을 구성하는 기술을 잡음적응 훈련이라고 한다. 잡음제거 과정을 통해서는 예상하지 못한 왜곡이 발생하고, 다양한 잡음 조건의 음성데이터로 훈련하는 방식은 모든 잡음 조건에서의 데이터를 가질 때 의미를 가지는 것으로 두가지 방식은 성능 개선의 한계를 가진다. 하지만 두가지 방식을 결합하여 다양한 잡음 조건에서 수집된 데이터에 잡음 제거 기술을 적용한 후 훈련하면, 잡음 제거로 인한 왜곡이 음향모델에 반영되고 실제 인식시 알려지지 않은 잡음 환경이 있더라도 잡음 제거를 적용한 후의 왜곡은 모델로부터 유추하기가 상대적으로 쉽다는 것이다 [6].

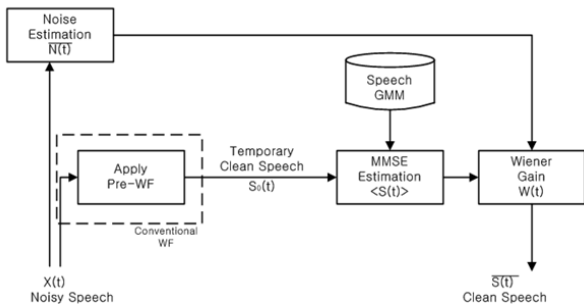


그림 1 음성 스펙트럼 모델기반 Wiener 필터 개선

2.2 잡음처리 방식 개선

기존의 잡음 제거 방식으로 Wiener 필터가 널리 사용되고 있는데, 본질적으로 SNR(Signal-to-Noise Ratio)을 높이는 것을 기준으로 하여 음성인식에 분제가 되는 왜곡을 발생하게 된다. 따라서 Wiener 필터로 인한 왜곡을 최소화하기 위해 a prior SNR을 추정하는데 있어 음향모델에 기반 기준 모델을 적용하여 성능을 개선한다. 그림 1은 기준 음성모델을 이용하여 Wiener 필터를 처리하는 것을 나타낸다. 음성모델은

파워 스펙트럼의 형태로 구성되며, 기본 Wiener 필터로 얻어진 음성 파워 스펙트럼과 기준 모델과의 MMSE (Minimum Mean Square Error) 추정을 통해 음성 파워 스펙트럼에서의 왜곡을 줄이고 이를 이용해 a prior SNR을 계산하게 된다.

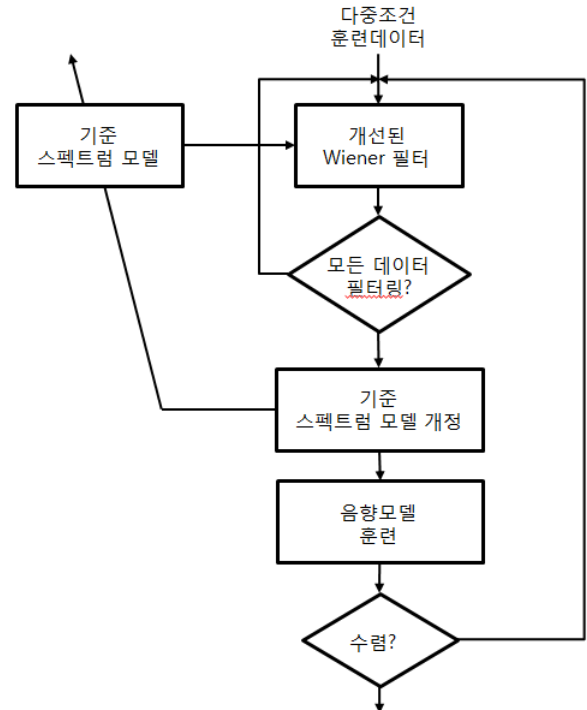


그림 2. 개선된 잡음처리방식을 적용한 잡음적응 훈련 과정

2.3 잡음적응 훈련 과정

그림 2는 개선된 잡음처리 기술을 이용하여 잡음 적응 훈련을 하는 과정을 나타낸다. 수집된 잡음환경 데이터를 이용하여, 초기 음성 스펙트럼 모델을 적용하여 개선된 Wiener 필터를 적용한다. 다음으로 이 결과를 이용해 왜곡 정규화된 음성 스펙트럼 모델을 개정하고 음향모델을 훈련한다. 인식시에는 개정된 음성 스펙트럼 모델을 기준으로 개선된 Wiener 필터를 적용하여 학습되지 않은 잡음환경으로 인한 왜곡을 정규화하는 효과를 가지며, 음성인식 성능을 개선하게 된다.

III. 음성인식 실험

음성인식 시스템은 HMM에 기반하며 43000개 고품 명령어를 인식대상으로 한다. 음성 특징추출을 위해서는 10ms 마다 25ms 길이의 프레임이 구성되었으며, 각 프레임별로 13 MFCC + 13 delta MFCC + 13 delta-delta MFCC의 39차 특징이 추출되었다. 개선

된 Wiener 필터를 위한 음성 스펙트럼 모델은 129 주파수 bin에 대해 구성되었다. 잡음적응 훈련을 위한 데이터는 사무실 환경 데이터 및 다양한 자동차 환경 데이터로 구성되었다. 평가데이터는 자동차 실제 주행 조건에서 남성 15명, 여성 15명이 발성한 1252 발화로 구성되었다. 비정상 잡음이 많이 존재하는 환경조건이며, 훈련 및 평가데이터 수집에 사용된 마이크로폰도 동일하지 않다.

실험 결과는 표1에 나타나있다. 제안된 방식은 기존의 Wiener 필터를 이용하는 잡음적응 훈련에 비해 개선된 성능을 보이며, 이 결과는 학습되지 않은 환경조건으로 인한 왜곡이 제안된 방법을 통해 정규화됨을 알 수 있다. 또한 기준 음성 스펙트럼 모델로 인한 성능을 비교할 때 개선된 Wiener 필터를 적용한 후 개정한 모델을 사용하는 것이 초기 모델을 사용하는 것보다 효과적임을 알 수 있다. 이것은 다중 조건 훈련을 통해 음향모델과 잡음처리를 위한 기준 스펙트럼 모델이 왜곡 정규화를 위한 일관성을 가짐을 의미한다.

표1. 음성인식 성능 비교

적용 기술	인식률(%)
기존 Wiener 필터기반 NAT	79.7
제안된 방법 (기준 스펙트럼 모델 개정하지 않은 경우)	84.5
제안된 방법 (기준 스펙트럼 모델 개정한 경우)	85.6

IV. 결론

본 논문에서는 다중조건 음향모델 훈련과 개선된 Wiener 필터 기술을 결합하여 학습되지 않은 다양한 잡음 조건에서 잡음처리로 인한 왜곡을 정규화하는 잡음적응 훈련 과정을 제시하였다. 제안된 방법은 기존의 잡음적응 훈련에 비해 개선된 성능을 보였으며, 향후 음성검색 등의 무제한급 음성인식 시스템에서 평가될 예정이다.

참고문헌

[1] Tuomas Virtanen, Rita Singh, and Bhiksha Raj, *Techniques for Noise Robustness in Automatic Speech Recognition*, Wiley, 2013
 [2] I. Cohen, "Noise Estimation in Adverse

Environments: Improved Minima Controlled Recursive Averaging," *IEEE Trans. on Speech and Audio Processing*, pp. 466-475, 2003
 [3] J. Droppo and A. Acero, "Noise Robust Speech Recognition with a Switching Liner Dynamic Model," in *ICASSP*, 2002
 [4] L. Deng, A. Acero, M. Plumpe, and X. Huang, "Large-Vocabulary Speech Recognition Under Adverse Acoustic Environments," in *ICSLP*, 2000
 [5] M. J. F. Gales, "Maximum Likelihood Linear Transformations for HMM-based Speech Recognition," *Computer Speech & Language*, Vol. 12, pp. 75-98, 1998
 [6] O. Kalinli, M. L. Seltzer, J. Droppo, and A. Acero, "Noise Adaptive Training for Robust Automatic Speech Recognition," *IEEE Trans. on Audio, Speech and Language Processing*, Vol. 18, No. 8, pp. 1889-1901, 2010

스마트TV를 위한 음성인식 서비스 시스템의 구현

*박전규, 정훈, 정의석, 강병욱, 박기영, 오유리, 이윤근
한국전자통신연구원
e-mail : jgp@etri.re.kr

Implementation of the Speech Recognition Service System for Smart TV

*Jeon Gue Park, Hoon Chung, Euisok Chung, Byung Ok Kang,
Kiyoung Park, Yuri Oh, Yunkeun Lee
Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

We introduce a speech recognition server for Smart TV by implementing several layers of parallel architecture not only for acoustic and language model training, but also for speech recognition. Both for the word accuracy and latency we achieved a notable improvement by the proposed parallelism.

I. 서론

스마트TV는 가까운 장래에택내 스마트 기기의 허브로서 중요한 역할을 수행할 것으로 전망된다. 또한 스마트폰, 스마트패드 등의 주요한 UI/UX로 활발히 채용되고 있는 음성인식 기술은 스마트TV의 핵심적인 인터페이스로서 발전되어 가고 있다. 음성인식 기술은 하드웨어 성능 혁신에 따라 키워드 기반의 명령/제어형 서비스로부터 현재는 연속된 자연어 입력까지 상용화되고 있는 실정이며, 조만간 자연스런 대화형 서비스까지 가능할 전망이다[1].

이러한 배경에 따라 본 논문은 스마트TV 적용을 위한 음성인식 시스템의 구현에 대해 기술하고 있는데, 미디어 서버로부터 실시간으로 지원되는 방송 정보를 기반으로 음성인식 엔진을 위한 런타임 리소스를 생성

하여 자연어 음성입력 서비스를 수행하는 병렬처리 디코더 기반의 음성인식 시스템의 구현 일반에 대해 기술하고 있다.

II. 본론

2.1 병렬처리 음성인식 디코더

서버 기반의 음성인식 엔진은 인식률은 물론 속도 개선에 따른 동시접속 성능의 극대화가 중요하다. 이를 위해 제안된 음성인식 엔진은 두 단계의 병렬처리 전략에 따라 구현이 이루어졌는데, 우선 SIMD 및 멀티 코어 기반의 서버 내 병렬처리[2]를, 다음으로 멀티 서버 기반의 리스쿠어링 알고리즘[3]을 적용하였다. 그림 1.은 이러한 알고리즘 적용을 도시하고 있다.

1단계 병렬처리는 입력 음성에 대해 단일 서버를 사용하여 프레임 동기화된 탐색을 수행하여 N-베스트 인식후보를 생성한다. 이때 단위 서버 내에서는 SIMD 및 다중 코어 기반의 탐색을 수행하게 되는데 입력 음성에 대해 최대 4개의 코어 또는 쓰레드를 적용하여 고속의 음성인식을 수행한다. 다음 2차 병렬처리 단계에서는 다수 개의 서버를 동원하여 개별 서버에 분산 저장된 단위 언어 모델을 사용하여 1차 병렬처리 단계에서 생성된 인식 후보들을 리스쿠어링하여 최종 N개의 음성인식 결과 후보를 생성함으로써 성능 개선 효과를 얻게 된다.

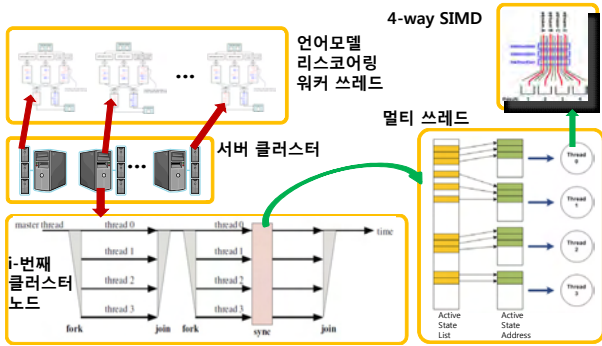


그림 1. 멀티 코어 및 서버 기반의 병렬처리 음성인식

2.2 언어 모델의 병렬 학습

수시 변동 가능성이 있는 방송 정보의 실시간 검색 서비스 지원을 위해 고속 언어모델 학습 기술이 필수적인데 이를 위해 그림 2와 같은 OpenMP 기반의 병렬 학습 기술이 개발되었다. 대용량 텍스트 코퍼스를 분할 모델링 가능한 단위로 나누어서 학습을 수행한 다음 병합하는 것이 기본 전략이다. 이때 클래스 기반의 통계적 언어 모델[1]은 전체 문형을 N개의 코어 또는 서버로 분할하여 학습을 수행한 다음, 개별 언어 모델을 동일한 가중치로 병합한다.

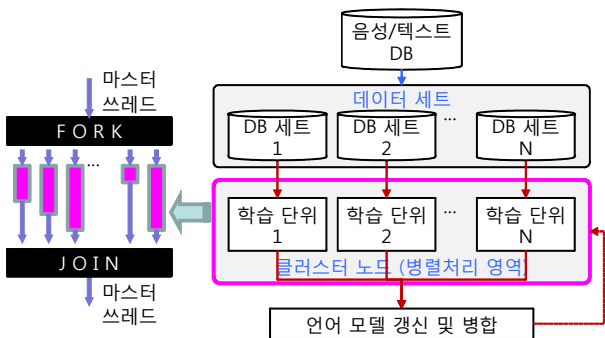


그림 2. 음향 및 언어 모델의 병렬 학습

2.3 음성인식을 위한 서비스 시스템

동시 접속 서비스를 위해 구성된 4개 서버 클러스터는 그림 3과 같이 각 8개의 코어가 탑재된 2개의 CPU를 장착하고 있으며, 1개의 스위치 노드를 통해 로드 균형을 수행하고 있다. 이중 1개 노드는 대용량 언어 모델 학습을 위해 256GByte의 메모리를 탑재한 메모리 서버 노드로 동작한다.

III. 실험 및 결과

성능 평가를 위한 실험 환경은 표 1과 같다. 1단계 병렬처리에 대한 실시간 성능(RTF)을 평가한 결과 기본 성능인 SISD의 경우 4.5, SIMD는 2.24, 4개 코어

병렬처리를 사용하여 1.46을 얻었다. 2차 병렬처리의 적용 결과 기본 성능에 대해 10.1%의 오류 개선률, 병렬 분산 처리 결과 34.5%의 속도 개선 효과를 각각 얻었다.

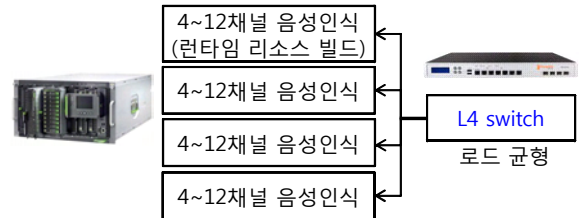


그림 3. 음성인식 서버 클러스터 프로토타입의 구성

CPU	Xeon X5550, 2.67GHz
음향모델	39차 MFCC
	음소당 가우시안 믹처: 80개 트라이폰: 11392개
통계적 언어모델	1.5M 유니그램, 36.8M 바이그램, 141.9M 트라이그램
인식성능	단어오류율 8.1%, 500개 테스트 발화

표 1. 병렬처리 실험 환경

IV. 결론

다중 코어 및 서버 기반의 병렬처리 음성인식 알고리즘을 통해 실시간성이 중요한 언어 모델 학습뿐만 아니라 속도 및 인식률에서 의미있는 개선을 이루었다. 이에 따라 제안된 시스템은 스마트TV를 위한 서버기반의 고속, 고성능 음성인식 서비스가 가능하다.

[감사의 글]

본 연구는 미래창조과학부의 ETRI 연구개발지원사업의 일환으로 수행되었음 [11921-03001, "Beyond 스마트TV 기술개발"].

참고문헌

- [1] 박전규 외, "스마트TV 음성인식 인터페이스의 설계 및 구현", 한국음성학회 봄학술대회, pp.184-185, 2012.
- [2] 정훈 외, "고속 음성인식을 위한 병렬 처리 구현", 한국음성학회 봄학술대회, pp.25-26, 2011.
- [3] Euisok Chung et al., "Lattice Rescoring for Speech Recognition Using Large Scale Distributed Language Models", COLING, 2012.

지식 학습 기반의 다국어 형태소 및 구문분석

*김창현, 김영길

한국전자통신연구원 언어처리연구실

e-mail : *chkim@etri.re.kr, kimyk@etri.re.kr*

Development of Multilingual Morphological and Syntactic Analyzer based on Knowledge Learning

*Chang Hyun Kim, Young Kil Kim

Natural Language Processing Research Section

ETRI

Abstract

In this paper, we discuss about the design and implementation of our morphological and syntactic analyzer for multilingual machine translation. Statistical machine translation(Google adopts for their system) is good at multilingual support, but poor at controllability. Rule/pattern based machine translation is good at controllability, but poor at multilingual support.

We design our machine translation systems to support both multilingual requirement and at the same time controllability to the translation process.

기존의 방법론을 벗어나, 통계적 자동번역 기술을 기반으로 코퍼스를 이용해 자동번역 시스템을 단기간에 개발하는 방향으로 진행되고 있다.

규칙/패턴 기반 방법론은 기계번역 전체 과정에 대한 세밀한 제어가 가능하나, 특정 언어쌍에 대해서만 번역 시스템을 개발하더라도 전체 개발 기간이 과도하게 소요되는 문제점이 있다. 통계기반 방법론은 특정 언어쌍에 대해 코퍼스만 존재한다면, 빠른 시간 내에 다양한 언어쌍에 대해 번역 시스템을 개발할 수 있으나, 번역 오류를 개선하기 위해 세부 번역 프로세스에 접근하고자 할 때 문제가 발생한다.

따라서, 본 논문에서는 현재 진행되고 있는 과제에서 목표로 하고 있는 다국어 확장성 및 제어 용이성을 확보하기 위해 개발되고 있는 다국어 형태소분석 및 구문분석에 대해 소개하고자 한다.

I. 서론

본 논문에서는 한국전자통신연구원에서 수행하고 있는 지식학습 기반의 다국어 확장이 용이한 관광/국제행사용 자동통번역 소프트웨어 원천 기술 개발 과제(2012.6.1. ~ 2017.5.31.) 가운데, 다국어 언어 분석 기술에 대하여 소개한다[1].

최근 자동 번역 기술은, 규칙/패턴기반 방법론을 기반으로 특정 언어쌍에 대해 고품질의 시스템을 개발하는

II. 본론

다국어 형태소분석 및 구문분석은 지식학습 기반 방법론의 도입을 통해 다국어로의 확장이 용이할 뿐 아니라, 분석 프로세스 가정에 대한 제어가 가능한 시스템을 개발하고자 한다.

2.1 다국어 형태소 분석

형태소 분석 블록은 텍스트 전처리, 어휘 분리, 품사

태깅, 구문 청킹의 총 4개의 주 모듈 및 태그드 코퍼스 기반 기계학습(Machine Learning)과 형태소분석 제어(Controllability)를 담당하는 위해 2 개의 보완 모듈로 나뉜다.

1) 텍스트 전처리: 본 모듈에서는 특정 언어로 씌어진 텍스트 문장의 코드 변환과 텍스트 데이터 가공 기능을 수행한다. 다국어 문장에 대한 일관성 있는 접근과 처리를 위해 입력 문장을 모두 UTF-8 인코딩 방식으로 자동 변환하며, 중복 발생된 공백 처리, 문미 기호를 기준으로 하는 문장 분절과 같은 기능을 수행한다.

2) 어휘 분리: 본 모듈에서는 다국어 입력문장을 입력으로 받아, 언어적으로 구분되는 최소 문법 단위의 어휘를 구분하여 결정한다. 언어별 어휘의 경계는 언어(예: 한국어와 중국어) 의존적이기 때문에 모든 언어의 어휘 경계를 자동으로 결정할 수 있는 학습 코퍼스 기반 기계학습 방법을 적용한다. 어휘 분리 문제는 어휘 시작과 끝을 결정하는 문제로 취급되며, 해당 언어로 구축된 학습 데이터를 사용한다.

3) 품사 태깅: 본 모듈에서는 어휘소가 결정된 입력문장으로부터, 각 구성 어휘소에 부여될 수 있는 최적의 품사를 결정하여 부착한다. 이를 위해 다중 어휘소 후보자와 다중 품사 후보자의 연결 네트워크에서 최적 경로를 선택하기 위한 순차 태깅 방식을 이용하며, 대상 어휘의 좌우 문맥 자질에 의해 최적 품사를 결정한다. 이때 품사 태깅을 결정하기 위한 가중치는 별도 모듈인 “태그드 코퍼스 기반 기계 학습”을 통해 이루어진다.

4) 구문 청킹: 본 모듈에서는 어휘 분리와 태깅된 품사열을 입력으로 하여, 구문 청킹 규칙을 적용하여 수량 표현, 날짜와 같은 명확한 구문 단위의 범위를 결정하여, 구문 구조 분석을 위한 단위 노드로 청크된 분석 결과를 생성한다.

5) 태그드 코퍼스 기반 기계학습: 본 모듈에서는 언어별 기분석된 어휘분리 또는 품사 부착 말뭉치를 학습데이터로 사용하여, 목적에 맞는 학습 자질을 추출하고, 최적의 형태소 분석 성능에 도달하도록 학습하는 과정이다. 본 과제에서는 어휘 분리와 품사 태깅에 대해 기계학습 방법을 각각 적용한다. 어휘 분리 학습 방식은 해당 글자가 어휘의 시작/끝인지에 대한 정답 태그 정보와 그 글자 주변에 나타나는 글자에 대한 문맥 정보를 자질로 학습함으로써 최적의 가중치 값을 갖도록 학습시키며, 또한, 품사 태깅 학습 방식도 어휘 분리와 마찬가지로 해당 어휘와 그 주변 문맥 정보를 자질로 사용하고, 그 외에 해당 어휘의 접두사와 접미사를 추가적인 자질로 사용하여 정답 품사 태그의 최적의 가중치를 갖도록 학습한다.

6) 형태소 분석 제어: 형태소 분석 제어는 기분석, 제약 규칙 적용, 분석 후보정 과정의 세 단계로 나누어 적용이 된다. 먼저, 기분석 형태의 제어란 형태소 분석 이전에 적용되는 것으로, 해당 어휘 표현에 대해 어휘소 분리와 품사 결정이 미리 결정되어 이후 분석 과정에서 변경이 되지 않도록 선결정하는 제어 방식이다. 다음 제약 규칙 적용이란, 최적해를 결정하기 위해 탐색의 대상이 되는 후보자들의 수를 외부 지식을 참고하여 축소(filtering)시키는 방식으로, 분석 후보자에서 오분석 대상을 미리 제거하는 방식이다. 마지막으로 분석 후보정 과정은 생성된 형태소 분석 결과를 최종적으로 보정할수 있도록, 외부 규칙으로 구축된 지식을 적용하여, 미리 정의된 문맥 조건에 의해 해당 분석 결과를 수정하게 된다.

2.2 다국어 구문분석

구문 분석 블록은 다국어 확장성 (multilingual), 학습-기반 (learning-based), 제어 가능성 (controllable)을 주된 목표로 하여 설계되었다. 구문 분석 블록은 구문 의존성 결정, 구문 의존 관계 결정, 구문 분석 후처리의 총 3가지 주 모듈과 학습과 제어를 담당하는 위해 2가지 보완 모듈로 나뉜다. 먼저, 다음은 3가지 주 모듈에 대한 요약된 설명이다.

1) 구문 의존성 결정: 본 모듈은 입력문장의 형태소 분석 결과를 입력으로 받아 단어들간 head-dependent 관계 여부를 판별하는 단계로, 개별 입력 단어들을 노드 집합으로, head단어를 부모 노드로 dependent 단어를 자식노드로 취하는 구문 의존성 트리 (unlabeled dependency tree)를 생성한다. 구문 의존성 결정을 위해 본 과제에서는 그래프 기반 의존 파싱을 사용한다. 이는 주어진 입력 문장에 대해 방향성 그래프를 생성하여 그래프상에서 에지의 점수의 합이 최대가 되도록 하는 MST (Minimum spanning tree)를 탐색하는 방법이다. 그래프 상의 에지 점수는 자질 벡터와 자질 가중치 벡터의 내적으로 계산되며, 여기서 자질 가중치 벡터는 “구조화된 분류를 위한 기계 학습”을 통해 학습된다.

2) 구문 의존관계 결정: 본 모듈은 구문 의존성 트리로부터, head-dependent 노드간의 의존 관계 (dependency relation)를 결정하여 의존 관계가 부착된 구문 의존 트리를 출력 결과로 생성한다. 의존 관계 결정은 각각의 head 단어에 대한 dependent 단어들에 대해 입력문 순서대로 순차 입력열로 간주하고 이에 순차 태깅 방식을 적용하여 이루어진다.

3) 구문 분석 후처리: 구문 의존 관계 결정 모듈 결과를 입력으로 하여, 구문 분석 후보정 규칙을 적용하

여 구문 분석 오류를 보정하고, 구문 의존 관계 결정 모듈에서 결정되지 않은 추가적인 의존 관계나 자질들을 생성한다.

다음은 구문 분석 블록의 학습과 제어를 담당하는 2개의 보완 모듈에 대한 설명이다.

4) 구조화된 분류를 위한 기계 학습 알고리즘: 본 모듈은 의존트리뱅크 (dependency treebank)를 학습 데이터로 사용하여 학습데이터 상에서의 분류의 성능을 증가시키고 동시에 테스트집합에서의 강건성도 확보하는 방향으로 자질 가중치 벡터를 학습한다. 학습 방식으로 Perceptron 알고리즘을 사용하며, 이는 학습 문장에 대해 정답 의존 트리와 출력 의존 트리와 비교하여, 정답과 일치하지 않은 노드와 관련된 자질들의 가중치를 추가하거나 감소하는 식으로 학습하는 방법이다.

5) 구문 분석 제어: 구문 분석 제어는 구문분석 전처리 및 의존 파싱 과정의 두 단계로 나뉘어 적용이 된다. 먼저, 전처리 과정의 제어란 구문 분석 이전에 해당 단어간의 구문 의존성/의존관계를 미리 결정 (pre-fixed)하여 이후 파싱 과정에서 변경이 되지 않도록 선결정하는 제어 방식이다. 다음 파싱 과정에서의 제어란, 외부 분석 지식(external knowledge)을 참고하여, 파싱과정에서 발생하는 의존 트리 후보의 점수(score)를 증가 또는 감소시킴으로써 탐색 경로 (search path)에 영향을 미치는 제어 방식으로, 이는 일종의 규칙과 통계기반 방식의 하이브리드라고 볼 수 있다.

III. 구현

3.1 다국어 형태소 분석

다국어 형태소 분석 알고리즘:

형태소 분석 알고리즘은 고립어, 굴절어, 교착어에 따른 특성에 맞추어 동작되는 분석 알고리즘이 필요하나, 가장 많은 기능을 요구하는 교착어 기준 분석 알고리즘을 개발하고, 다른 어족에 대한 분석 알고리즘은 구현된 기능의 일부를 사용하도록 프레임워크가 구현되었다. 형태소 분석은 Chart 기반 분석 알고리즘과 Lattice 기반 분석 알고리즘을 다국어 공통으로 사용하며, 고립어와 교착어의 어휘 분리 문제를 대응하기 위해, Trie 기반 사전 검색 알고리즘이 추가된다.

태그드 코퍼스 기반 기계 학습: 기계학습 방법은 자연언어처리에서 순차 태깅을 위한 가장 대표적인 Discriminative 모델인 CRF(conditional random field)를 적용하였다. 이 모델은 고립어, 굴절어, 교착어의 어휘 분리에 모두 적용 가능할 뿐만 아니라 품사 태

깅에도 적용 가능하다. 기계 학습은 각 언어별 특성에 맞추어 별개의 학습이 이루어지도록 하였으며 언어별 최적화 추정 알고리즘은 제한된 메모리 기반의 LBFSG와 AP(Average Perceptron)를 사용하였다.

성능 평가:

성능 수치는 언어별 형태소 분석 특성에 맞추어, 어휘 분리 성능과 품사 태깅 성능을 분리하여 사용한다.

- 어휘분리 성능: 어휘의 발생 부분만을 고려한 성능으로, 한국어/중국어와 같이 segmentation 문제가 있는 언어는 한 개의 단어에서 여러 개의 어휘를 분리할 수 있으며, 결정된 어휘가 정답과 일치하는 경우에 맞다고 간주한다. 이때 품사정보는 고려하지 않는다.
- 품사 태깅 성능: 구분된 어휘와 품사의 결정 성능을 모두 고려하는 것으로, 대상 어휘와 품사가 모두 정답과 일치하는 경우에만 맞다고 간주한다.

본 논문에서 개발한 형태소분석기 성능 평가 결과는 다음과 같다.

평가 집합	어휘분리	품사태깅
한국어 (세종코퍼스)	98.42%	96.2%

3.1 다국어 구문 분석

다국어 의존 파싱 알고리즘: 구문 의존성 결정을 위한 파싱 알고리즘은 Non-projective언어와 projective언어로 나뉘어 개발이 진행되었다. 먼저, Non-projective언어에 대해서는 Chu-Liu-Edmonds 알고리즘을, 그리고 Projective 언어에 대해서는 Eisner의 알고리즘을 각각 사용하였다. 한국어에 경우에는 더욱 특성화하여 head-final projective 의존 파싱 알고리즘을 개발하였다.

구조화된 분류를 위한 범용 기계 학습 알고리즘: 구조화 분류를 위한 기계학습 알고리즘을 위해, 자연언어처리에서 대표적인 문제인 순차 태깅 (sequential tagging) 그리고 의존 파싱 (dependency parsing) 각각에 대한 학습 알고리즘을 개발하였다. 의존 파싱 모델로는 그래프 기반 파싱 모델, 순차 태깅 모델로 CRF (conditional random field)를 사용하였다.

성능 평가:

성능 평가를 위해 5-fold cross validation를 사용하였고, 성능 지표로 다음의 UAS와 LAS를 사용한다.

- UAS (unlabeled attachment score): 구문 의존성 결정 부분만을 고려한 성능으로, 시스템이 출력한 의존성이 정답과 일치하면 맞다고 간주한다. 여기서, 구

문 의존 관계는 고려하지 않는다.

- LAS (labeled attachment score): 구문 의존성과 구문 관계 모두 고려한 성능으로, 시스템이 출력한 의존성과 의존관계 모두 정답과 일치하는 경우에만 맞다고 간주한다.

본 논문에서 개발한 구문분석기 성능 평가 결과는 다음과 같다.

평가 집합	UAS	LAS
한국어 (ETRI)	88.11%	87.66%

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 현재 진행되고 있는 다국어 확장성이 용이한 자동번역 시스템의 다국어 분석 개발 현황에 대해 기술하였다.

현재 다국어 분석 기술에 대한 설계 및 프로토타입 시스템이 개발되었으며, 향후 현재 개발된 프로토타입 시스템을 보완하고 개선하여, 한국어, 중국어, 불어, 스페인어 모두에서 공통적으로 적용이 가능한 형태소 분석 및 구문 분석 플랫폼으로 완성해 나갈 예정이다.

참고문헌

- [1] 김영길 외, 지식경제 기술혁신사업 연차보고서(1차년도) “지식학습 기반의 다국어 확장이 용이한 관광/국제행사 통역률 90%급 자동 통번역 소프트웨어 원천 기술 개발”, 2013. 4
- [2] 나승훈 외, 전자통신동향분석, “빅데이터 기반 음성 언어처리기술”, 2013. 2
- [3] W. W. Sun and H. Uszkoreit, “Capturing Paradigmatic and Syntagmatic Lexical Relations: Towards Accurate Chinese Part-of-Speech Tagging, ” In Proceedings of ACL ‘12, pp. 242-252, 2012
- [4] S. Lim, Y. Kim, and D. Ra, “Korean Dependency Parsing Based on Machine Learning of Feature Weights,” Journal of Korean Informaion Science Society: software and applications, vol.38. no.4, pp. 214-223, 2011
- [5] W. Che, V. I. Spitzkovsky, and T. Liu, “A Comparison of Chinese Parsers for Stanford Dependencies, ” In Proceedings of ACL ‘12, 2012

잔향 환경에서의 다채널 음성 향상을 위한 필터 확장기법 연구

진유광, 홍두화, 이준엽, 김남수
서울대학교 전기·정보공학부 뉴미디어통신공동연구소
e-mail : {ygjin, dhong, jylee}@hi.snu.ac.kr, nkim@snu.ac.kr

Advanced Filter Extension for Multichannel Speech Enhancement in Reverberant Environment

Yu Gwang Jin, Doo Hwa Hong, Joun Yeop Lee, Nam Soo Kim
Department of Electrical and Computer Engineering, and INMC
Seoul National University

Abstract

In this paper, we propose an advanced filter extension algorithm for multichannel speech enhancement in reverberant environments. In order to utilize the temporal correlations occurred by reverberation, speech and noise power spectral density matrices are estimated by an extended formulation, and a noise reduction filter which only depends on them is computed. Experimental results show that the proposed method improves the performance of multichannel speech enhancement.

I. 서론

일반적인 다채널 음성 향상 기법들은 마이크 어레이에서 수집한 다채널 데이터로부터 음성 음원과 목표 마이크 간의 채널 전달함수를 추정하고, 추정된 전달함수에 기반한 잡음 제거 필터를 구성함으로써 음성을 향상시킨다[1]. 최근에는 잡음 및 음성 PSD(power spectral density) 행렬에 기반한 PMWF, MVDR beamformer 및 GSC 등이 연구되었다[2].

기존의 다채널 음성 향상 기법은 현재 프레임의 입력 신호에 잡음 제거 필터를 적용하여 수행한다. 하지

만 잔향 환경에서는 입력 신호의 인접 프레임 간 correlation이 커지며, 효과적인 잡음 제거를 위해서는 이러한 time correlation을 고려해야 한다.

본 논문에서는 잔향 환경에서의 다채널 음성 향상을 위한 필터 확장기법을 제안한다. 기존의 multiplicative 필터와는 달리 이전 프레임의 입력 신호 성분을 함께 고려하는 형태로 필터를 확장하여, 인접 프레임 간 time correlation의 영향을 반영한다. 확장된 잡음 및 음성 PSD 행렬을 추정함으로써 확장된 MVDR beamformer를 구현한다. 실험 결과를 통해 제안된 필터 확장기법이 잔향 환경에서 우수한 음성 향상 성능을 보임을 확인할 수 있다.

II. 본론

총 N 개의 마이크 중 i 번째 입력에 대해 잡음 섞인 음성, 깨끗한 음성, 잡음의 t 번째 프레임, k 번째 주파수 성분을 차례로 $y_i(k,t)$, $x_i(k,t)$, $v_i(k,t)$ 라고 할 때, 기존의 잡음 제거 필터를 적용한 음성 향상은 다음과 같이 이루어진다.

$$\hat{x}_i(k,t) = \sum_{j=1}^N h_{ij}^*(k,t) y_j(k,t) \quad (1)$$

이러한 multiplicative 필터 $\{h_{ij}(k,t)\}$ 는 현재의 개선 신호를 구하기 위해 현재의 입력값만을 고려한다. 하지만 방 등 일상적인 잔향 환경에서는 음성이 마이크

로 전달되는 과정에서 인접 프레임 간 correlation이 강해진다. 따라서 효과적인 잡음 제거를 위해서는 time correlation을 고려한 확장된 형태의 필터가 필요하다. 본 논문에서는 다음과 같은 잔향 환경에서의 다채널 음성 향상을 위한 필터 확장기법을 제안한다.

$$\begin{aligned} \hat{x}_i(k,t) &= \sum_{j=1}^N \sum_{\tau=0}^T h_{ij}^*(k,t,\tau) y_j(k,t-\tau) \\ &= \sum_{j=1}^N H_{ij}^H(k,t) Y_j(k,t) = \tilde{H}_i^H(k,t) \tilde{Y}(k,t) \end{aligned} \quad (2)$$

이 때 필터 $\tilde{H}_i(k,t)$ 의 dimension은 $N' = N \times (T+1)$ 로 기존의 N -dimensional 필터가 인접한 프레임의 잔향 성분을 처리할 수 있도록 확장된 형태이다.

본 논문에서는 MVDR beamformer를 확장하여 적용하였으며, 확장된 MVDR beamformer는 다음과 같다.

$$\tilde{H}_i^{MVDR}(k,t) = \frac{\hat{\Phi}_{vv}^{-1}(k,t) \hat{\Phi}_{xx}(k,t)}{\text{tr}[\hat{\Phi}_{vv}^{-1}(k,t) \hat{\Phi}_{xx}(k,t)]} u_i \quad (3)$$

여기서 $\hat{\Phi}_{xx}(k,t)$ 와 $\hat{\Phi}_{vv}(k,t)$ 은 각각 잡음 및 음성의 확장된 PSD 행렬로, 식 (2)의 $\tilde{Y}(k,t)$ 와 동일한 순서로 $x_i(k,t)$ 와 $v_i(k,t)$ 를 정렬한 $\tilde{X}(k,t)$, $\tilde{V}(k,t)$ 의 PSD이다.

III. 실험 결과

잔향 환경을 시뮬레이션하기 위해 image method를 사용하였다[3]. 방 크기는 (6.7, 6.1, 2.9)m, 음성 및 잡음 음원의 위치는 각각 (1.737, 4.6, 1.4)m, (3.337, 4.6, 1.4)m이다. 2채널 마이크는 (2.437, 5.6, 1.4)m 및 (2.637, 5.6, 1.4)m에 위치하며, T_{60} 는 300ms이다. 식 (2)의 T 값을 0~4로 변화시키며 성능을 확인하였다. $T=0$ 환경은 기존의 multiplicative 필터와 동일하다.

제안된 필터 확장 기법의 성능을 확인하기 위해 PESQ score와 output SNR을 측정하였다. 실험 결과는 그림 1과 같으며, 그림 2는 처리 결과의 한 예시이다. Babble, factory, white 잡음에 대해 제안된 알고리즘의 음성 향상 성능이 우수함을 확인할 수 있으며, 특히 기존의 multiplicative 필터에 비해 확장된 필터 형태가 잡음 억제에 더욱 효과적임을 알 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 잔향 환경에서의 다채널 음성 향상을 위한 필터 확장기법을 제안하였다. 잔향 환경에서는 수집 신호의 time correlation이 강해지며, 효과적인 잡음 제거를 위해서는 인접한 프레임을 동시에 고려하는 형태의 잡음 제거 필터가 필요하다. 확장된 잡음 및 음성 PSD 행렬 추정을 통해 MVDR beamformer를 확

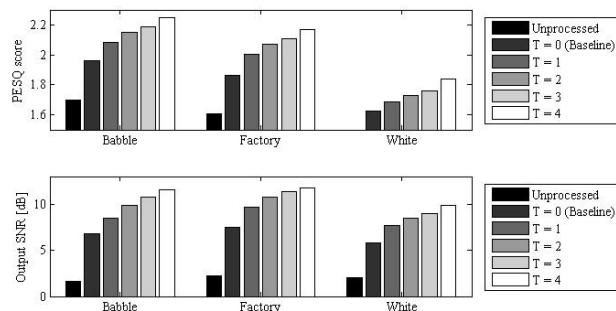


그림 1. (上) PESQ score, (下) output SNR 실험 결과

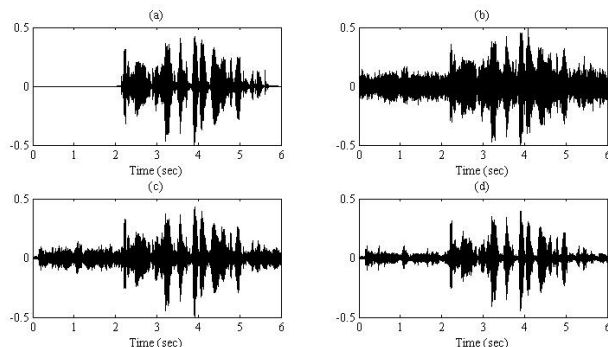


그림 2. (a) clean, (b) noisy, (c) T = 0, (d) T = 4

장 적용하였으며, 실험 결과로부터 제안된 필터 확장 기법이 잔향 환경에서 우수한 잡음 제거 성능을 보임을 확인하였다.

Acknowledgement

본 연구는 부분적으로 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업(NIPA-2012-H030 1-12-2005) 및 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원(No.2012R1A2A2A01045874)을 받아 수행된 연구임.

참고문헌

- [1] S. Gannot and I. Cohen, "Adaptive beamforming and postfiltering," in Springer Handbook of Speech Processing, J. Benesty, Y. Huang, and M. M. Sondhi, Eds. New York: Springer-Verlag, 2007, ch. 47, pp. 945-978.
- [2] M. Souden, J. Benesty, and S. Affes, "On optimal frequency-domain multichannel linear filtering for noise reduction," IEEE Trans. Audio, Speech, Lang. Process., vol. 18, no. 2, pp. 260-276, Feb. 2010.
- [3] J. B. Allen and D. A. Berkley, "Image method for efficiently simulating small-room acoustics," J. Acoust. Soc. Amer., vol. 65, pp. 943-950, Apr. 1979.

잡음과 반향이 있는 환경에서 가중 ARMA 기반 특징보상 방식의 성능개선

반성민, 김형순
부산대학교 전자전기공학부
e-mail : bansungmin@pusan.ac.kr, kimhs@pusan.ac.kr

Performance Improvements of Feature Compensation Based on Weighted Auto-Regressive Moving Average Filter in Noisy and Reverberant Environments

Sung Min Ban, Hyung Soon Kim
School of Electrical Engineering
Pusan National University

Abstract

In this paper, a robust feature compensation method is proposed to deal with the environmental mismatch. In our previous study, we compensated for the mismatch using the weighted ARMA processing in both the spectral and cepstral domains. In the proposed method, the weights are further smoothed by the moving average and maximum filters. The proposed method is evaluated on hands-free speech input task in rooms, a subset of the Aurora-5 DB, and shows significant improvements over the conventional ones.

I. 서론

음성인식에서 훈련환경과 인식환경의 차이는 음성 인식의 성능을 저하시킨다. 이러한 불일치 문제의 원인으로서는 배경 잡음, 채널 왜곡, 화자 특성 차이 등이 있는데, 마이크와 화자 사이의 거리가 증가할수록 이러한 불일치 또한 커진다. 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 환경 불일치에 강인한 특징 보상 방식을 제안한다. 환경 불일치 문제를 해결하기 위해서 많은 연구가 진행되었는데, temporal modulation filter(TMF) 방식인 MVA (Mean subtraction,

Variance normalization, and ARMA filtering)는 간단하면서도 성능이 우수한 것으로 알려져 있다[1]. 선행 연구로, MVA 기반의 ARMA filtering과정에서 프레임 별 음성의 존재에 대한 가중치를 ARMA filter의 계수에 적용하였고, 성능 개선 효과가 있음을 확인하였다 [2], [3]. 본 논문에서는 기존 다중 영역에서의 가중 ARMA 필터의 캡스트럼 가중치에 이동평균(moving average, MA)과 최대값 필터(maximum filter, MF)를 추가적으로 적용하여 가중치를 smoothing 시킨다[4]. 특히 원거리 잡음 환경 평가 DB인 Aurora-5 DB를 이용하여 성능을 평가한다.

II. 가중 ARMA 필터 기반의 특징보상

2.1 가중 ARMA 필터

기존 가중 ARMA 필터의 출력 $C_w(t, k)$ 는 다음 식과 같이 구한다[2].

$$C_w(t, k) = \frac{\sum_{i=1}^m w_{cps}(t-i) C_w(t-i, k) + \sum_{i=0}^m w_{cps}(t+i) \hat{C}(t-i, k)}{2m+1} \quad (1)$$

여기서 $\hat{C}(t, k)$ 는 t 번째 프레임의 k 번째 캡스트럼을 CMVN으로 정규화한 값이고, m 은 ARMA 필터의 차

수이다. 또한

$$w_{\alpha ps}(t) = \frac{1}{1 + e^{\alpha_{\alpha ps} x_{\alpha ps}(t)}} \quad (2)$$

이고, 이 때

$$x_{\alpha ps}(t) = C(t,0) - \beta_{\alpha ps} \overline{C}(0) \quad (3)$$

이다. 식 (3)의 $C(t,0)$ 는 t 번째 프레임의 0번째 캡스트럼으로 에너지의 크기를 나타내며, $\overline{C}(0)$ 는 0번째 캡스트럼의 평균이다. 따라서 $x_{\alpha ps}(t)$ 를 사용하여 구한 $w_{\alpha ps}(t)$ 는 음성 존재여부의 정도를 나타낸다. 여기서 $\alpha_{\alpha ps}$ 와 $\beta_{\alpha ps}$ 는 양의 상수이고, $w_{\alpha ps}(t) = 1$ 이면 식 (1)은 MVA의 결과가 된다.

2.2 다중 영역에서의 가중 ARMA 필터

스펙트럼 영역에서의 각 필터뱅크 출력을 가중 ARMA 필터링하면 환경 불일치 문제를 1차적으로 완화시킬 수 있다. 이로부터 구한 캡스트럼을 한번 더 가중 ARMA 필터링 하게 되면 나머지 환경 불일치 문제를 처리할 수 있다. 스펙트럼 영역에서의 가중 ARMA 필터링 과정은 다음과 같다[3].

$$S_w(t,r) = \frac{\sum_{i=1}^n w_{spec}(t-i,r) S_w(t-i,r) + \sum_{i=0}^m w_{spec}(t+i,r) S(t+i,r)}{2n+1} \quad (4)$$

여기서 $S(t,r)$ 는 t 번째 프레임의 r 번째 mel-scale 로그 스펙트럼 값이다. $w_{spec}(t,r)$ 는 r 번째 mel-scale 로그 스펙트럼 값에 대한 t 번째 프레임의 가중치를 나타낸다. 하지만 실제로 필터뱅크 별로 $w_{spec}(t,r)$ 를 구하면 저주파수 대역을 제외한 필터뱅크의 에너지로는 음성 존재 여부를 판단하기 힘들다. 그래서 본 논문에서는 저대역 필터뱅크 에너지 합을 이용하여 $w_{spec}(t,r)$ 를 구한다. 이 때, $w_{spec}(t,r)$ 는 r 에 상관 없이 동일한 값을 가지기 때문에 $w_{spec}(t,r)$ 를 $w_{spec}(t)$ 로 줄여서 표시한다.

$$w_{spec}(t) = \frac{1}{1 + e^{-\alpha_{spec} x_{spec}(t)}} \quad (5)$$

여기서

$$x_{spec}(t) = E_{low}(t) - \beta_{spec} \overline{E}_{low} \quad (6)$$

$$E_{low}(t) = \frac{1}{R} \sum_{r=1}^R S(t,r) \quad (7)$$

이다. $E_{low}(t)$ 는 R 개의 저주파수 대역 필터뱅크로 부터의 평균 에너지이고, \overline{E}_{low} 는 $E_{low}(t)$ 의 평균이다. 따라서 $w_{spec}(t)$ 는 스펙트럼 영역에서 음성의 존재에 대한 가중치를 나타낸다. 여기서 α_{spec} 와 β_{spec} 는 양의 상수이다.

잡음 섞인 음성으로부터의 캡스트럼은 시간과 캡스트럼 차원에 상관 없이 전체적으로 원음에 비해 왜곡되어 있어 ARMA 필터링이 유효했지만, 스펙트럼 영역의 필터뱅크 출력은 시간과 스펙트럼 차원에 따라 잡음에 의해 왜곡된 정도가 다르다. 그래서 ARMA 필터링이 오히려 환경 불일치를 일으키는 요인이 될 수 있다. 본 논문에서는 스펙트럼 영역에서 $n=0$ 으로 하여 ARMA 필터링 없이 에너지 가중치만 적용하였다. 그렇게 했을 때 식 (4)는 다음 식과 같이 간단히 나타낼 수 있다.

$$S_w(t,r) = w_{spec}(t) S(t,r) \quad (8)$$

2.3 스무딩된 에너지를 이용한 가중치

가중 ARMA 필터 방식에서의 에너지 기반 가중치는 두 종류의 왜곡을 일으킬 수 있다. 먼저 음성 구간 사이의 짧은 묵음 구간에서의 작은 값을 가질 수 있는데, 이는 음성의 자연스러운 temporal modulation 구조를 왜곡시킨다. 또한 음성 구간의 경계부분에서의 작은 가중치가 음성 특징을 masking할 수 있다. 이러한 가중치로 인한 왜곡을 완화시키기 위해 moving average와 maximum filter(MA/MF)를 이용할 수 있다[4]. 앞서 언급한 첫 번째 종류의 왜곡을 완화시키기 위해 moving average를 사용하고, 두 번째 종류의 왜곡을 완화시키기 위해 maximum filter를 사용한다. moving average와 maximum filter는 다음과 같이 구한다[4].

$$C_{MA}(t,0) = \frac{1}{2k+1} \sum_{i=-k}^k C(t+i,0) \quad (9)$$

$$C_{MA/MF}(t,0) = \max_{(-p \leq i \leq p)} C_{MA}(t+i) \quad (10)$$

식 (3)에서 $C(t,0)$ 대신 $C_{MA/MF}(t,0)$ 를 사용하여 음성의 존재에 대한 새로운 가중치를 구한다. 그림 1은 제안한 방식의 전체 시스템 구성도를 나타낸다.

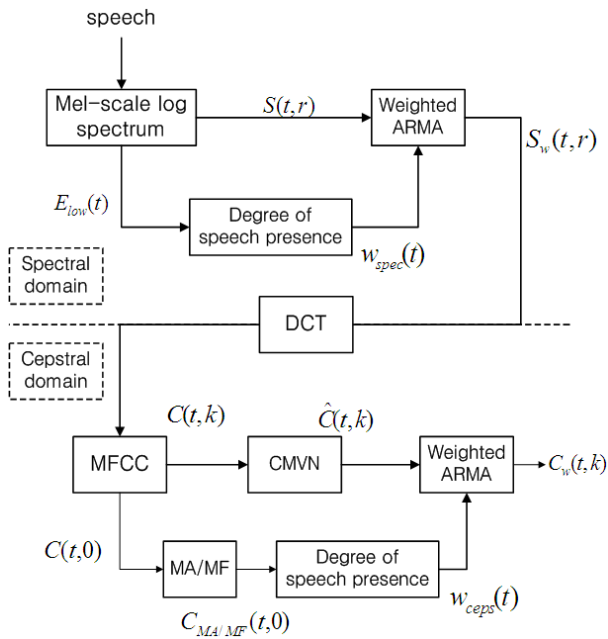


그림 1. 제안한 특징보상 방식의 전체 시스템 구성도

III. 실험 및 결과

제안한 특징추출 알고리즘의 성능을 평가하기 위해서 Aurora-5 DB를 사용하였다. Aurora-5 DB는 잡음과 반향이 있는 환경에서 음성인식의 성능을 평가하기 위해 개발 되었는데, 본 논문에서는 Aurora-5 DB 중 실내 공간에서의 잡음 및 반향의 효과를 고려한 set을 사용하여 성능을 평가하였다. 반향의 효과를 고려하기 위해 시뮬레이션된 RIR (Room Impulse Response)로 convolution을 수행한 후 잡음을 더하였고, 잡음은 0dB, 5dB, 10dB, 15dB로 더하였다. 제안한 특징 보상 방식의 목적은 입력 특징벡터를 clean 음성의 특징벡터와 비슷해지도록 잡음 및 채널 왜곡을 보상하는 것이기 때문에 clean training condition에서만 성능을 평가하였다. 사용한 특징벡터는 에너지를 포함한 39차 MFCC를 사용하였고, 훈련 및 인식 과정을 위해 HTK를 이용하였다[5].

표 1. 실내 공간 환경에서의 음성인식 성능비교

	-	HFO	HFL	Average
Baseline	69.56	58.93	50.21	59.57
MVA[1]	75.53	62.04	51.99	63.19
wARMA[2]	75.02	67.55	61.59	68.05
Proposed	82.13	74.12	68.13	74.80

표 1은 제안한 특징 보상 알고리즘을 적용했을 때의 성능을 나타낸다. Baseline은 특징 보상을 하지 않았을 때의 인식 성능이고, HFO와 HFL은 각각 office와 living room에서의 원거리 환경을 나타낸다. 제안한 방식은 baseline과 MVA의 인식 성능에 비해서 각각 37.66%, 31.53%의 평균 오류 감소율을 보인다.

IV. 결론

본 논문에서는 잡음과 채널 왜곡으로 인한 환경 불일치 문제를 해결하기 위해 특징 영역에서의 보상을 수행했다. 기존의 다중 영역에서의 가중 ARMA 필터 방식에 moving average와 maximum filter를 결합하였고, Aurora-5 DB에서 baseline 방식 및 MVA에 비해 우수한 성능을 보이는 것을 확인하였다. 향후 다중 영역에서 사용한 가중 ARMA 필터와 비선형 필터들을 하나의 필터로 통합하는 연구를 진행할 예정이다.

감사의 글

본 연구는 미래창조과학부 및 한국산업기술평가관리원의 스마트TV 음성 인터페이스 기술 개발사업의 일환으로 수행하였음. [13PR3570, 원거리 음성인식을 위한 특징영역 반향보상 기법 연구]

참고문헌

- [1] C. P. Chen, J. Bilmes, "MVA processing of speech features", IEEE Trans. Audio Speech Language Process., vol. 15, no. 1, pp. 257-270, 2007.
- [2] 반성민, 김형순, "가중 ARMA 필터를 이용한 강인한 음성인식", 말소리와 음성과학, 제2권, 제4호, pp. 145-151, 2010.
- [3] 반성민, 김형순, "강인한 음성인식을 위한 다중 영역에서의 가중 ARMA 필터 기반 특징보상", 음성통신 및 신호처리 학회 논문집, pp. 113-115, 2012.
- [4] S. M. Ban, H. S. Kim, "ARMA Filtering of Speech Features Using Energy Based Weight", The journal of the acoustical society of Korea, vol. 31, no. 2, pp. 87-92, 2012.
- [5] H. G. Hirsch, "AURORA-5 experimental framework for the performance evaluation of speech recognition in case of a hands-free speech input in noisy environments," Niederrhein Univ. of Applied Sciences, Nov. 2007.

향상된 선 엣지 보존 능력의 DFDF 영상 보간법

*김종환, 이승준, 고성제
고려대학교 전기전자전파공학부
e-mail : {jonghwankim, junlee}@dali.korea.ac.kr, and sjko@korea.ac.kr

A Modified DFDF image interpolation with enhanced line edge reconstruction capability

*Jong-Hwan Kim, Seung-Jun Lee, and Sung-Jea Ko
School of Electrical Engineering
Korea University

Abstract

Preserving edge structures is a critical issue for reconstructing a high-resolution image from a low-resolution image. In previous works, there is a directional filtering and data fusion(DFDF) image interpolation method[2] preserving edge structures of original image with fast processing speed. But this method has a weakness that it cannot reconstruct line edges properly. In this paper, we propose a modified DFDF method that can preserve line edges effectively. In order to take line edges into account without degrading the performance of the existing DFDF, we introduce a modified filter coefficient by using background value estimation of input pixel blocks. The experimental results show that the proposed method outperforms the DFDF method in terms of PSNR and subjective visual quality.

I. 서론

저해상도의 영상을 고해상도의 영상으로 해상도 변

환을 하는 image interpolation 과정에서 가장 중요시 되는 것은 보다 원 영상에 가까운 영상을 얻는 것이다. 사람의 눈은 영상의 엣지 영역에 대해 민감하게 반응하기 때문에 해상도를 향상시키는 과정에서 엣지를 원 영상에 최대한 가깝게 보존하여 영상의 품질을 높이는 보간법이 많이 연구되고 있다.

이러한 기술들 중 가장 널리 쓰이고 있는 것에는 저 해상도와 고해상도 영상 간의 공분산의 유사성을 이용한 보간법(New edge-directed interpolation(NEDI))[1]이 있다. NEDI 방식은 고전적인 영상 보간 기법인 pixel duplication, bilinear interpolation, bicubic interpolation[2] 방식에 비하여 엣지를 더 선명하게 복원하는 장점이 있으나, 계산량이 많아서 실행 속도가 느린 단점이 있다. 다른 방식으로는, 보간하고자 하는 화소에서 두 개의 수직하는 방향성에 대한 데이터를 필터를 통해서 얻어 낸 뒤, 그 두 데이터를 합성하는 방식(Directional filtering and data fusion(DFDF))[3]이 있다. 이 방식은 NEDI와 비슷한 엣지 보존 성능을 보이면서도 실행 속도는 NEDI에 비하여 월등히 빠른 기법이다. 하지만 이 방식은 선 엣지를 보간하는 데에 약점을 보인다.

본 논문에서는 위에서 제기된 DFDF의 문제점을 분석하고 이를 보완하기 위하여 선 엣지는 엣지 주변 화소들의 값과는 다른 값을 갖는 성질을 이용한 새로운

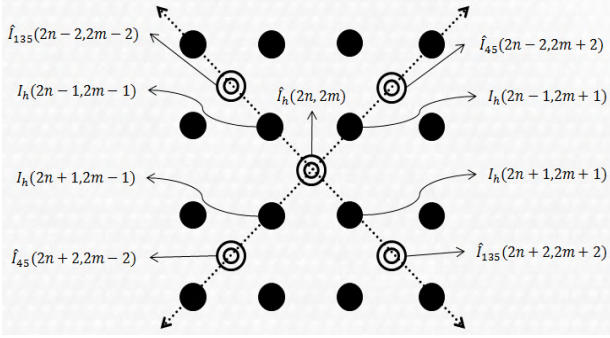


그림 1. 45° 방향과 135° 방향의 화소 값들의 집합을 나타내기 위한 그림. 여기서 ●점은 저 해상도 영상의 화소들이고 ◎점은 각각의 방향에 대해 ◎점에 인접하는 4개의 화소 값을 이용하여 1-D bicubic interpolation을 한 결과이다.

보간 필터 계수를 제안한다. 2장의 1절에서는 DFDF의 알고리즘을 설명하고, 2절에서는 제안하는 배경 값 추정 필터를 설명한다. 3장에서는 DFDF방식과 제안하는 방식의 실험 결과를 비교하고, 4장에서는 결론을 제시한다.

II. 본론

2.1 기존의 DFDF 방식

DFDF 방식은 저해상도 입력 영상의 화소를 가로세로 2배 크기의 고해상도 격자에 일정한 간격으로 배치한 후, 보간하고자 하는 격자의 위치를 중심으로 서로 수직하는 두 개의 방향 45°, 135°에 대한 1-D bicubic interpolation 값 \hat{I}_{45} , \hat{I}_{135} 을 합성하여 보간 값 \hat{I}_h 을 얻는 방법이다. 이 때 두 방향의 값들을 합성하는 과정에서 단순화된 linear minimum mean square-error estimation (LMMSE)방식을 사용한다. 이를 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\hat{I}_h = w_{45} \times \hat{I}_{45} + w_{135} \times \hat{I}_{135} \quad (1)$$

여기서 w_{45} 와 w_{135} 는 각각 \hat{I}_{45} 와 \hat{I}_{135} 의 합성 비중이다. 이 때, 합성 비중을 구하기 위하여 각 방향에 대해 보간하고자 하는 위치 $\hat{I}_h(2n, 2m)$ 를 중심으로 화소 값들의 집합 Z_{45} , Z_{135} 을 그림 1과 같이 아래의 식으로 구성한다.

$$Z_{45} = \{ \dots, \hat{I}_{45}(2n+2, 2m-2), I_h(2n+1, 2m-1), \hat{I}_{45}(2n, 2m), I_h(2n-1, 2m+1), \hat{I}_{45}(2n-2, 2m+2), \dots \} \quad (2)$$

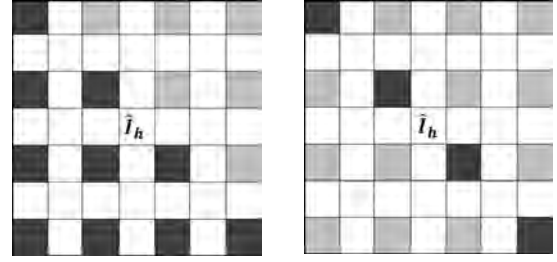


그림 2 왼쪽 그림은 135°방향으로 엣지가 있는 블락이고 오른쪽 그림은 135°방향의 선 엣지가 있는 블락의 예제.

$$Z_{135} = \{ \dots, \hat{I}_{135}(2n+2, 2m+2), I_h(2n+1, 2m+1), \hat{I}_{135}(2n, 2m), I_h(2n-1, 2m-1), \hat{I}_{135}(2n-2, 2m-2), \dots \} \quad (3)$$

위와 같이 구한 집합은 각 방향에 대한 화소 값의 분포를 나타내며, 이 정보를 이용하여 엣지의 방향성을 예측할 수 있다. 이를 위해 Z_{45} , Z_{135} 의 분산 $Var(v_{45})$, $Var(v_{135})$ 을 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{cases} Var(v_{45}) \cong \left(\sum_{k=1}^5 |Z_{45}(k) - \mu_h| \right)^2 \\ Var(v_{135}) \cong \left(\sum_{k=1}^5 |Z_{135}(k) - \mu_h| \right)^2 \end{cases} \quad (4)$$

이 때, μ_h 는 $\hat{I}_h(2n, 2m)$ 주변의 저해상도 화소 값들의 평균으로 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$\mu_h = \sum_l \sum_k W(l, k) G(l, k) \quad (5)$$

여기서 W 는 $I_h(2n, 2m)$ 를 중심으로 이웃하는 저해상도의 화소들을 포함하는 윈도우이고 G 는 가우시안 필터로, $G(x, y) = (1/2\pi\zeta^2) \exp(-(x^2 + y^2)/2\zeta^2)$ 이며 표준편차가 ζ 이다. 만일 한 방향에 대한 분산 값이 작다면 엣지가 그 방향으로 존재할 가능성이 크고, 분산 값이 크다면 엣지가 그 방향을 가로지를 가능성이 크다. 이러한 성질을 이용하여 아래와 같은 식으로 각 방향에 대한 합성비중을 나타낼 수 있다.

$$w_{45} = \frac{Var(v_{135})}{Var(v_{45}) + Var(v_{135})}, w_{135} = 1 - w_{45} \quad (6)$$

이렇게 구한 합성비중을 (1)식에 적용시켜서 보간하고자 하는 \hat{I}_h 값을 구하게 된다. 영상 전체에 대해서 그림 1의 $\hat{I}_h(2n, 2m)$ 위치의 화소들을 보간 한 후, 같은

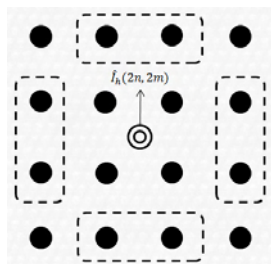


그림 3. 4x4 블록에서 점선으로 표시된 8개의 화소들의 평균값을 배경의 추정 값으로 사용한다.

방식으로 $\hat{I}_h(2n+1, 2m)$ 과 $\hat{I}_h(2n, 2m-1)$ 위치에 대해서도 화소 값을 보간 하여 최종적인 영상을 얻게 된다.

2.2 제안하는 배경 값 추정 필터

기존의 DFDF방식은 그림 2의 왼쪽과 같은 엷지는 잘 복원 하는 반면, 그림 2의 오른쪽 그림과 같은 경우에는 \hat{I}_h 를 얻는 데 있어서 135°방향의 합성비중 w_{135} 이 0.5로 w_{45} 과 같게 되어 선 엷지 영역이 선명하게 복원되지 않는 문제점이 발생한다. 이 문제를 해결하기 위해서 ‘선 엷지의 화소 값은 엷지의 주변 배경 값과 차이가 클 것이다.’ 라고 가정 하였다. 블록의 배경 값 B 는 그림 3에서 보이는 바와 같이 점선으로 표시된 8개의 화소 값의 평균값을 이용하여 추정하였다.

블록의 중심 화소에 대해 위와 같이 구한 B 와 앞 절에서 구한 각각의 방향성을 지닌 \hat{I}_{45} 값과 \hat{I}_{135} 값과의 차이 $D_{45} = |\hat{I}_{45} - B|$, $D_{135} = |\hat{I}_{135} - B|$ 가 크면 클수록 해당 방향이 선 엷지의 방향일 가능성이 커진다. 이러한 성질을 반영한 새로운 합성 비중 w_{45}^B , w_{135}^B 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$w_{45}^B = \alpha \times w_{45} \times e^{-\frac{D_{135}}{\sigma}}, w_{135}^B = 1 - w_{45}^B \quad (7)$$

여기서 α 는 두 합성 비중의 합을 1로 만들어 주는 정규화 계수이고 σ 는 D 가 합성 비중에 영향을 미치는 정도를 조절하는 계수이다. 새롭게 변형된 합성 비중을 이용하여 \hat{I}_h 를 구하는 식을 다음과 같이 나타 낼 수 있다.

$$\hat{I}_h = w_{45}^B \times \hat{I}_{45} + w_{135}^B \times \hat{I}_{135} \quad (8)$$

III. 실험 결과

실험은 256x256 사이즈의 JPG 파일을 128x128

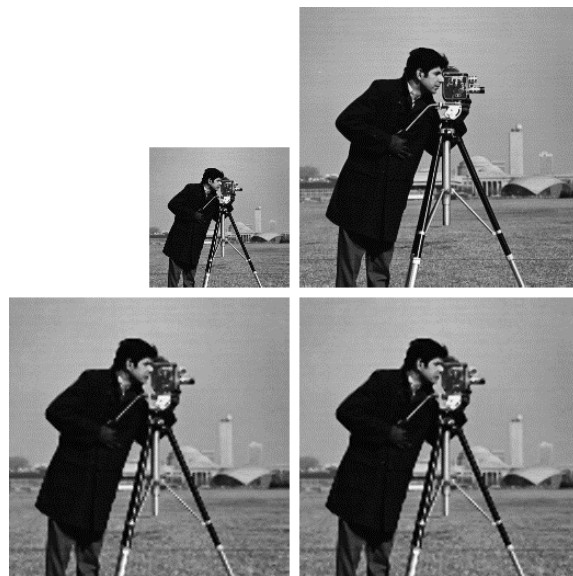


그림 4. Cameraman 영상에 대하여 왼쪽부터 오른쪽으로, 위쪽부터 아래쪽으로 차례대로 저해상도 입력영상, 원본영상, DFDF방식, 제안된 방식.



그림 5. Text 영상에 대해서 왼쪽부터 오른쪽으로, 위쪽부터 아래쪽으로 차례대로 저해상도 입력영상, 원본영상, DFDF방식, 제안된 방식.

사이즈로 축소 한 후 기존의 DFDF방식과 배경값 추정 필터가 추가된 방법을 통해서 확대 하여 원본 영상과 비교를 하였다. 품질의 평가는 PSNR과 주관적인 평가 그리고 실행 속도를 측정하여 실행하였다. 실험 과정에서 각 방향에서의 화소 값들의 집합 Z_{45} , Z_{135} 의 원소의 개수는 5개로 설정하였고, μ_h 는 보간 하고자 하는 화소에 인접하는 4개의 화소 값들의 평균을 사용

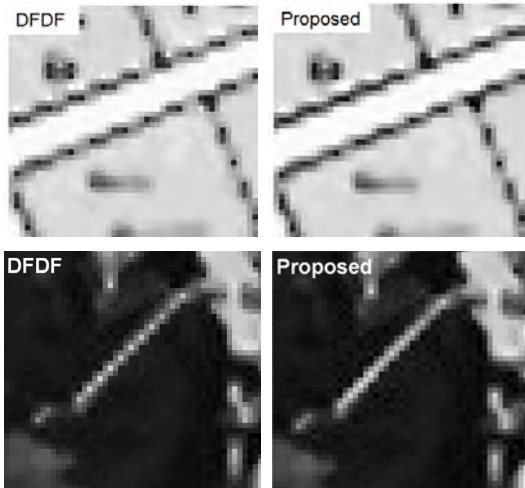


그림 6. Text 영상과 Cameraman 영상의 선 엣지 영역에 대한 DFDF방식과 제안된 방식에서의 결과 비교.

PSNR	DFDF	Proposed
Cameraman	25.70	25.77
Text	17.32	17.72

표 1. Cameraman 과 Text 영상에 대한 DFDF방식과 제안된 방식의 PSNR 비교.

하였다. σ 는 실험적으로 70으로 결정하였다.

실험 결과, 표 1에서 보이는 바와 같이 제안된 방식이 PSNR 측면에서 모든 영상에 대해 DFDF방식에 비해 우위에 있음을 확인 할 수 있었다. 특히 Text 영상과 같이 선 엣지가 많이 포함된 영상의 경우 PSNR이 큰 폭으로 상승하는 것을 볼 수 있다. 이는 제안하는 방식이 선 엣지를 DFDF방식보다 원본에 가깝게 보간한다는 것을 의미한다. 또한 그림 6에서는 제안된 방식이 DFDF방식에 비해서 선 엣지를 더욱더 선명하게 보존하는 것을 직접적으로 확인 할 수 있다. 실행 속도의 경우, 제안하는 방식이 DFDF보다는 약 2배정도 느리지만 NEDI와 같은 다른 영상 보간 방식에 비해서는 여전히 수행 속도면에서 경쟁력이 있음을 볼 수 있었다.

IV. 결론

본 논문에서는 기존의 DFDF방식의 성능을 유지하면서 선 엣지 영역을 더욱 선명하게 복원하는 방식을 제안하였다. 이 때, 선 엣지 영역은 보간 하고자 하는 화소의 주변 값들과는 차이가 날 것이라 가정하고, 그

주변 값들을 블록의 배경 값으로 정의하였다. 배경 값과의 차이가 많이 나는 방향에 대해 합성 비중을 더 많이 주는 방식을 도입한 결과, 제안하는 방식이 기존의 DFDF방식의 성능을 유지하면서 보다 선 엣지를 더욱 선명하게 복원하는 것을 볼 수 있었다. 제안하는 방식은 특히 선 엣지가 많이 포함된 문자 영상 등에 더 효과적인 성능을 보일 것으로 기대된다.

알리는 글

이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2012R1A2A4A01008384)

참고문헌

- [1] X. Li and M. T. Orchard, "New edge-directed interpolation," *IEEE Trans. Image Process.*, vol. 10, no. 10, pp. 1521 - 1527, Oct. 2001.
- [2] R. G. Keys, "Cubic convolution interpolation for digital image processing," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, vol. ASSP-29, no. 6, pp. 1153 - 1160, Dec. 1981.
- [3] L. Zhang and X. Wu, "An edge-guided image interpolation via directional filtering and data fusion," *IEEE Trans. Image Process.*, vol. 15, no. 8, pp.2226 - 2238, Aug. 2006.

Phase unwrapping using single modulated light source and multi photo gate frequencies for Time-of-Flight (ToF) 3D depth sensor

Seong Yeong Jeong*, Kyu Min Kyung*, Kwanghyuk Bae*, Shung Han Cho*
and Tae-Chan Kim*
Samsung electronics S.LSI*
E-mail : snike.jeong@samsung.com

Abstract

Time-of-Flight (ToF) 3D cameras are range imaging systems produce depth information based on the known speed of light. ToF camera emits modulated near-infrared light and measures the phase shift between the emitted and reflected signal. The maximum range is limited by the periodicity of the measured signal. It makes distance ambiguity. Distance of an object located over maximum range is wrapped into the non-ambiguity distance, erroneous result. This is a critical systematic problem. This paper proposes a new method to resolve phase wrapping problem using single modulated light source and multi photo gate (PG) frequencies. A modified light source and two kinds of PG frequencies generate two range data which has an each own maximum range. The camera defines whether phase wrapping occurs or not with depth information from the lower frequency among two PG frequencies. Ambiguity distance is compensated if phase wrapping condition detected. In experiments, result shows that phase wrapping problem is resolved.

I. INTRODUCTION

Time-of-Flight (ToF) cameras are range imaging systems get depth information based on the known speed of light. In recent years, ToF camera is becoming increasingly popular, opening new possibilities in a wide range of applications in interactive digital entertainment, consumer electronics, robot navigation systems, and etc. ToF sensor calculates object distance by measuring phase shift between incident and received infrared lights. The phase shift is proportional to the object's distance from camera. The maximum range of ToF camera is limited by

the periodicity of the measured signal. Unfortunately, ToF camera has a critical systematic problem, phase wrapping. Distance of an object located over maximum range is wrapped into the non-ambiguity distance, erroneous result.

In this work, we present a new phase unwrapping method to resolve distance ambiguity in depth maps provided by Time-of-Flight (ToF) image sensors.

II. DESCRIPTION OF THE PROPOSED METHOD

2.1. Principles of Depth calculation

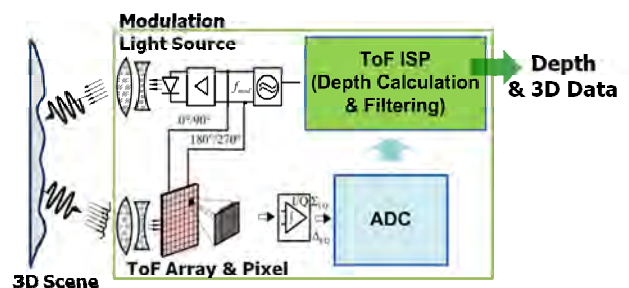


Fig. 1. Configuration of ToF camera system: The phase shift between emitted and reflected light is measured to calculate the distance from each sensor pixel to object.

Fig.1 illustrates configuration of ToF camera system. It consists of light source which emits modulated signal and sensor which receives reflected signal.

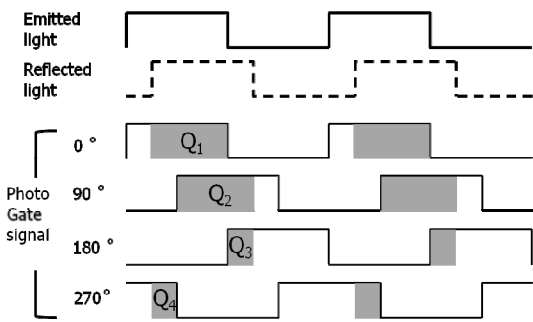


Fig. 2. Depth is calculated by phase shift. The quantities Q1 to Q4 represent the amount of electric charge for four PG signals 0° to 270°. [1]

Four PG signals have 90 degree delay from each other. The phase shift is calculated from the relation between four electric charge values.

$$\Delta\phi = \arctan\left(\frac{Q_2 - Q_4}{Q_1 - Q_3}\right)$$

By measuring phase shift, we can calculate the distance. ϕ is within the range of $[0, 2\pi]$. So d_{max} is calculated as

$$d_{max} = \frac{c}{2f}$$

Fig. 3 shows the amplitude transition of each PG signal of general ToF camera depends on the distance. Amplitude transition in region A is the same as that of B. It means that phase wrapping problem occurs if the object locates in B region.

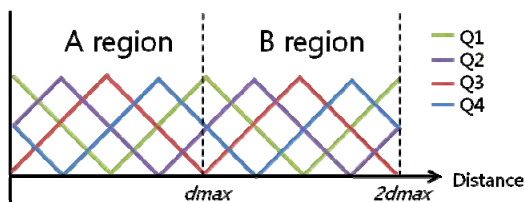


Fig. 3. Amplitude transitions of four PG signals depend on the distance. d_{max} is the maximum range of ToF camera.

2.2. Proposed method

We suggest a new method to resolve phase wrapping problem using single modulated light source and multi PG frequencies. Fig.4 describes proposed light source signal and multi PG signals.

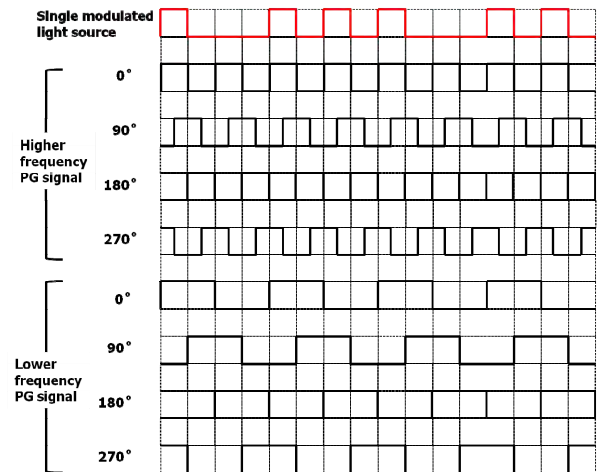


Fig. 4. Proposed timing diagrams of light source and PG signals

Only one modified light source brings a complexity reduction of system compare to pre-works which use multi light sources. Also it prohibits decreasing of frame rate by eliminating switching time of light source frequency. As shown Fig. 4, our method uses two kinds of frequency PG signals. The higher frequency PG signal is faster two times than lower frequency PG signal.

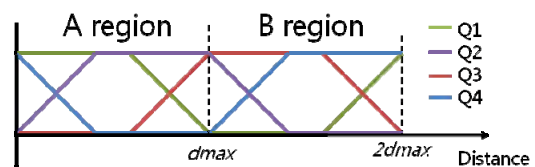


Fig. 5. Amplitude transition of four PG signal of lower frequency depends on the distance.

Fig. 5 illustrates each PG signal of lower frequency has their own character in both A region and B region. It means that phase wrapping is not occurred until $2d_{max}$ range in case of lower frequency. We use this information as to whether phase wrapping occurs or not.

We can make a decision that phase wrapping is occurred if the object located in B region. We can get correct distance by adding d_{max} to depth from the higher frequency. So we can resolve the phase wrapping problem without decline of depth accuracy and frame rate.

III. Experiments

In experiments, we use 20MHz and 10MHz as PG signals.

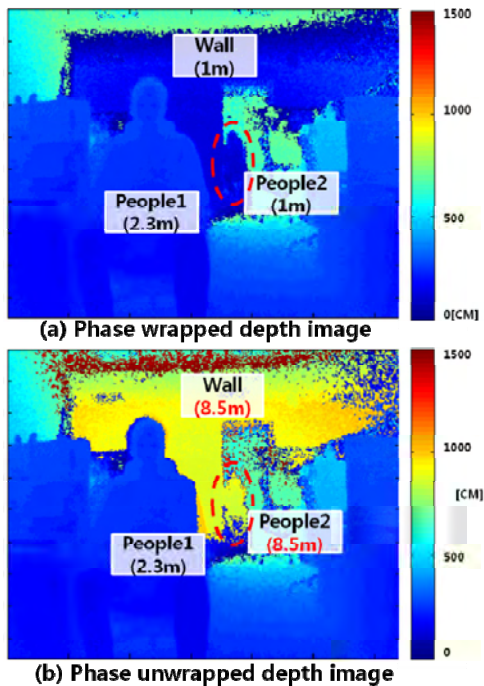


Fig. 6. Experiment results

Wall locates at 8.5m, 'People1' locates at 2.3m and 'People2' locates at 8.5m. In Fig. 6 (a), the distance of 'People1' is calculated correctly as 2.3m. But the distance of 'Wall' and 'People2' are calculated wrongly. Because Wall and People 2 locate over than d_{max} , 7.5m, which is the maximum range of ToF camera system using 20MHz as the light source frequency. So phase wrapping is occurred.

In Fig. 6 (b), distances of all objects are calculated accurately. The phase wrapping problem is resolved by proposed method without decline of depth accuracy and frame rate.

IV. CONCLUSION

We suggest a new method to resolve phase wrapping problem using single modulated light source and multi PG frequencies. Result shows that proposed method works correctly keeping depth accuracy and frame rate.

References

- [1] Hansard, M., Lee, S. K., Choi, O. and Horaud. R., *Time-of-Flight Cameras: Principles, Methods and Applications*. (Springer, 2012)

LALC 알고리즘을 이용한 ToF 센서

Time-of-Flight (ToF) image sensors with a local-ambient-light-cancellation (LALC) algorithm

김윤홍*, Michelle Wang**, 이승훈*, 홍석용*, 변성재*, 이광현*, 한상덕*, 김태찬*
삼성전자 S.LSI*, 삼성전자 AIRL**

Yunhong Kim*, Michelle Wang**, Seunghun Lee*, Seokyoung Hong*, Tomy Byun*, Kwanghyun Lee*, Sangdeuk Han*, Taechan Kim*

Samsung electronics S.LSI*, Samsung electronics AIRL**
E-mail : yoonhong.kim@samsung.com

Abstract

We propose a new local-ambient-light-cancellation scheme for Time-of-Flight (TOF) sensors. This technique uses a feedback path to sense the output level of pixels and removes electrons in floating diffusion node in the pixel level. We demonstrate its feasibility with a 320X240 sensor. With this new sensor, we obtained 1% range error at 100 lux and 5.5% at 40k lux with f/2.4 and 120 fps.

I. 서론

스마트 TV, 가정용 게임콘솔, 3-D 촬상 카메라 등 다양한 전자제품들에서 동작 및 거리인식 기능은 점점 필수가 되어가고 있다. 이를 위해 다양한 센서가 개발 중이며, 그 중에서도 Time-of-Flight 방식은 (이후 ToF) 다른 방식에 비해 높은 해상도와 정확도로 주목 받으며 여러 제품에 고려되고 있다[1].

ToF 센서는 CMOS 이미지 센서를 기반으로 만들어

졌기 때문에 기본적으로 CMOS 이미지센서가 가진 문제를 그대로 안고 가게 되는데, 이는 외부에서 매우 강한 빛이 들어올 경우 센서의 수광부가 포화상태에 빠질 수 있음을 의미한다. 즉 ToF 센서는 입력범위를 넘는 밝은 빛이 들어올 경우 데이터에 왜곡이 발생할 수 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 외광을 보상해주는 여러 가지 방법(ambient-light-cancellation, 이후 ALC)들이 개발되었다[2-5]. 하지만 이들은 모두 국소적인 외광 제거가 불가능한데, 이는 부분적인 밝은 빛이 들어왔을 경우에도, 이를 보상하기 위해 다른 정상적인 부분의 데이터를 어렵게 만들음을 의미하며, 이는 오차를 발생시킬 수 있다. 또한 위의 아이디어들을 구현하기 위해선 픽셀 내부에 복잡한 회로를 필요로 하게 되는데 이는 결국 픽셀면적을 최소화 하는데 어려움을 주게 된다.

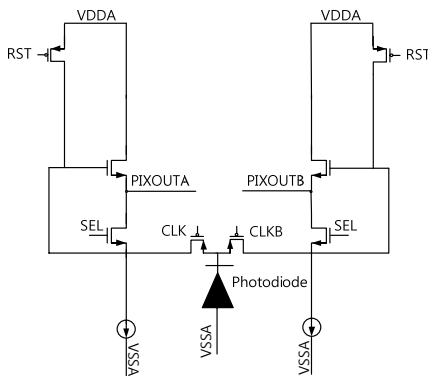
본 논문은 위에서 명시된 아이디어들과 다른 방법을 이용하여 국소적으로 들어오는 빛만을 보상해줄 수 있는 ALC 를 구현하였으며, 또한 픽셀에 추가되는 트랜지스터의 숫자를 줄여 픽셀면적을 최소화 하였다. 이 센서는 320x240 (QVGA)의 해상도를 가지고 있다.

II. 본론

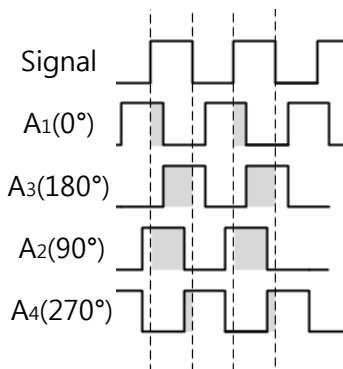
2.1 A ToF Sensor

일반적인 ToF 센서는 [그림 1]과 같은 구조를 가지고 있다. ToF 센서는 내장된 LED를 이용하여 신호를 내보내고 이 신호가 반사되어 돌아올 때, 처음 보낸 신호와 돌아온 신호의 위상차이를 구하는데, 위상의 차이를 통해 LED 빛이 반사되는데 까지 걸린 시간을 구하여 빛이 이동한 거리를 구하게 된다.

즉 회로에서 구현해야 할 부분은 반사된 빛의 위상정보를 복원하는 것인데, 이를 구현하기 위해 하나의 Photodiode를 공유하는 동일한 구조의 두 개의 회로가 각각 CLK과 CLKB 신호를 이용하여 각 위상에 맞는 데이터를 취득하게 된다. [그림 2]에서 볼 수 있는 것처럼, 첫 번째 프레임에선 0°와 180° 위상의 Clock과 신호가 겹쳐지는 부분을 각각의 픽셀 출력으로 내보내게 되는데 이를 A1과 A3라 하고, 그 다음 프레임에서 90°와 270° 위상의 Clock을 이용하여 얻은 출력을 A0와



[그림 1] 일반적인 ToF 센서



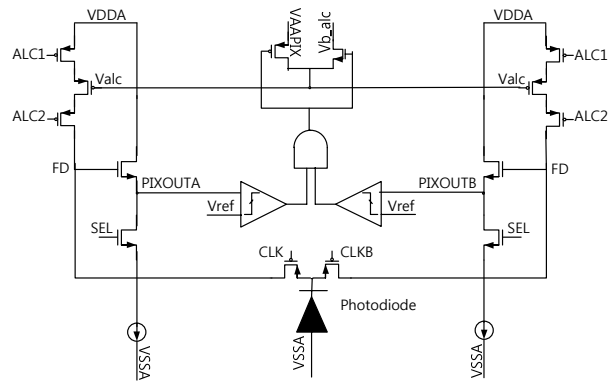
[그림 2] ToF 센서의 동작

A2라 하면, 이 4개의 데이터는 LED에서 나온 빛의 위상을 기준으로, 0°부터 270° 네 개의 지점에서의 반사된 빛의 진폭을 의미하며, 이를 (1)의 식에 대입하여 센서에서부터 물체 사이의 거리, d를 구할 수 있다.

$$d = \arctan\left(\frac{A3 - A1}{A2 - A0}\right) \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{c}{2f_{\text{mod}}} \dots (1)$$

2.2 Local-ambient-light-cancellation (LALC)

일반적인 ToF는 A0부터 A3까지의 데이터 중 하나라도 정확한 값을 가지지 않으면 거리정보를 신뢰할 수 없게 되는데, 만약 이미지 센서의 수광부에 매우 강한 빛이 들어와 포화상태에 빠지게 되면 신뢰할 수 없는 출력 값을 얻게 될 것이다. 이를 해결하기 위해 [그림 3]의 회로를 제안하였다.



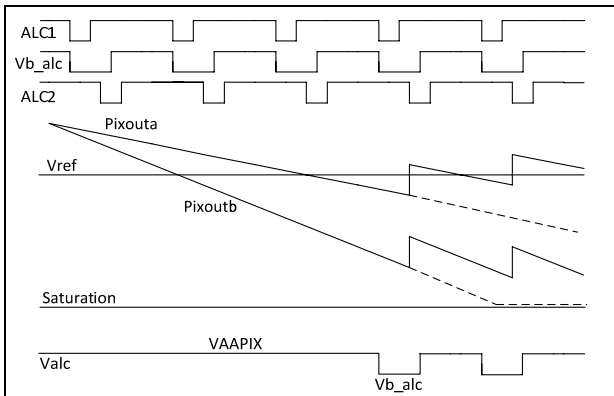
[그림 3] 제안된 ToF 센서

기본적인 구조는 일반적인 ToF 센서와 동일하지만 픽셀의 출력결과를 이용하여 FD node의 전압을 보상해주는 구조가 추가되었다.

픽셀의 출력은 Comparator와 AND 게이트를 지나 VAAPIX와 Vb_alc 신호를 선택하게 되는데, 이때 Vb_alc와 ALC1, ALC2는 [그림 4]와 같은 방식으로 들어오게 된다. 그림을 보면 알 수 있듯, ALC1과 ALC2는 서로 중첩되지 않고, Vb_alc 신호의 경우, ALC1과 ALC2와 일부분 중첩되는 것을 볼 수 있다.

III. 측정결과

앞에서 제안한 픽셀구조를 이용하여, 320x240 (QVGA)의 해상도를 가지는 ToF 센서를 구현하였다. 이는 삼성 90nm backside illumination (BSI) 공정으로 14um pitch 를 맞춰 구현되었다[그림 5].



[그림 4] LALC 회로의 동작

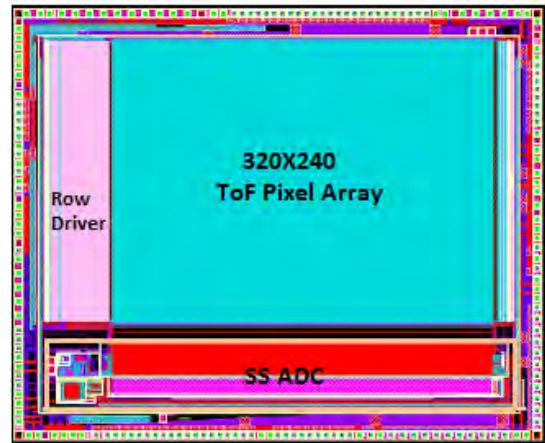
만약 두 픽셀출력이 모두 기준전압(reference voltage 이후 Vref) 이하로 떨어지게 되면(일정 밝기 이상의 빛이 들어온다면), 두 Comparator 의 출력은 1 이 되어 AND 게이트의 출력을 1 로 만들어주고, 그 외의 경우는 AND 게이트의 동작 원리에 따라 0 이 출력된다.

이 출력 값은 NMOS 와 PMOS 의 게이트로 들어가게 되는데, AND 게이트의 출력이 1 이라면, NMOS 가 켜져 Valc 의 입력으로 Vb_alc 신호가 들어가게 되고, AND 게이트의 출력이 0 이라면 PMOS 가 켜지게 되어 VAAPIX 를 Valc 의 입력으로 주게 된다. 일반적으로 VAAPIX 는 VDDA 와 같은 값을 가지게 되는데, Valc 의 경우 PMOS 의 입력이므로 VAAPIX 가 들어간다는 것은 PMOS 를 동작하지 않게 함을 의미하며, 이는 일반적인 ToF 센서의 동작과 다를 바 없이 동작함을 말해준다.

하지만 만약 Valc 에 Vb_alc 신호가 들어가게 되면, ALC1 과 Vb_alc 가 중첩되는 시간 동안 홀(Hole)이 Valc 를 입력으로 받는 PMOS 에 쌓이게 되고, 이 홀들은 Vb_alc 와 ALC2 신호가 중첩되는 시간 동안 FD node 로 흘러 들어가게 된다. 이때 FD node 로 흘러 들어가는 홀의 양은 수식(2)와 같이 표현할 수 있다.

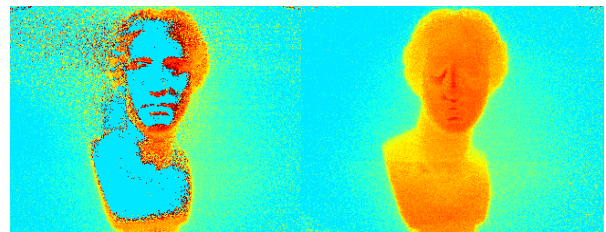
$$Q = C_{ox} \cdot W \cdot L \cdot (VAAPIX - V_{b_alc} - |V_{thp}|) \dots (2)$$

FD node 로 홀이 흘러 들어가게 되면, [그림 4] 에서 보여지듯, 픽셀의 출력레벨은 올라가게 된다. 만약 [그림 4]의 출력이 LALC 를 통해 보상되지 않았다면, [그림 4]의 점선과 같이 Pixoutb 의 데이터가 Saturation 될 것이다.



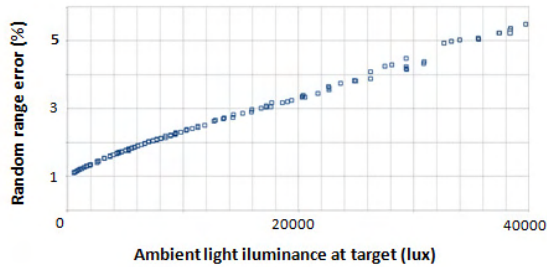
[그림 5] Layout

아래 [그림 6]은 보상하기 전후의 차이를 보여준다. 보상하기 전의 그림을 보면 얼굴과 몸 부분에서 정확한 거리 정보가 구해지고 있지 않음을 볼 수 있는데, 아래 그림을 보면 모두 보상되었음을 확인할 수 있다.



[그림 5] LALC 유무의 따른 출력 화면비교, 좌측의 그림이 보상 전, 우측의 그림은 보상 후

또한 측정을 통해 구한 외광의 세기에 따른 오차율은 아래 그래프와 같다.



[그림 6] 외광의 크기에 따른 오차율

IV. 결론

본 논문에서는 ToF 센서에서 사용할 수 있는 ALC 방법을 제안하였다. 픽셀의 출력을 기준전압과 비교하여 그 이상의 빛이 들어오면, Feedback 을 통해 이를 보상해준다. 일반적인 ALC 와는 달리 각 픽셀 내부에서 직접적인 보상이 가능하며, 또한 픽셀 내부에 복잡한 회로를 넣을 필요가 없어 픽셀 면적을 최소화 하는 것에 있어 큰 도움을 준다. 위의 아이디어를 적용한 ToF 센서를 320x240, QVGA 급으로 구현하였고, 이를 측정된 결과 f/2.4, 120fps, 1m 거리에서 100lux 일 때 1%, 40k lux 일 때 5.5%이하의 오차율을 보여주었다.

참고문헌

- [1] W. Kim et al. "A 1.5Mpixel RGBZ CMOS image sensor for simultaneous color and range image capture", *ISSCC2012*, pp. 392-394, (2012)
- [2] Zach, G. et al., "Smart distance measurement line sensor with background light suppression and on-chip phase generation", *Proc. SPIE*, 7055, 70550P, (2008)
- [3] Stoppa, D. et al., "A new architecture for TOF-based range-finding sensor", *Sensors, Proc. IEEE*, pp. 481-484, (2004)
- [4] Bamji, C. et al., "Method and system to differentially enhance sensor dynamic range using enhanced common mode reset", *US Patent appl US2008/0048100 A1*, (2008)
- [5] G. Zach et al. "A 16x16 pixel distance sensor with in-pixel

circuitry that tolerates 150 lux of ambient light", *IEEE JSSC*, vol.45, no.7, (2010) *Symposium VLSI Circuits*, pp. 298-301, (2004)

[6] Yang, D. et al., "A 128x128 pixel CMOS area image sensor with multiplexed pixel level A/D conversion", *IEEE 1996 CICC*, pp.303-306, (2005)

모바일 OIS시스템을 위한 지수가중이동평균 필터 기반의 DCF 알고리즘 정밀도 분석

이호준¹, 이승권¹, 공진홍²

동운아나텍¹, 광운대학교²

e-mail : leehojun@dwanatech.com, esng@dwanatech.com, kongjh@kw.ac.kr

Precision Analysis of the DCF algorithm based on the Exponentially
Weighted Moving Average Filter for Mobile OIS system.

Ho-Jun Lee¹, Seung-Kwon Lee¹, Jin Heung Kong²
Dongwoon Anatech. Co. Ltd¹, KwangWoon University²

Abstract

The MEMS gyro sensor, which is used in the mobile OIS system is have a some error during angular rate generation. This error brings out the drift phenomenon, which is generated in accumulated integration process for angular calculation. Several research, such as HDR(Heuristic Drift Reduction), Enhanced HDR and the Kalman filter have been investigated to attenuate the drift phenomenon. In this study, to find solutions that can be applied to Mobile OIS system, 16bit-MCU based processing cycle computational complexity and drift attenuation ability and through RMSE(Root Mean Square Error) method compare with those of previous studies.

움직임을 검출하는 움직임 검출부와 검출된 움직임을 보정하는 움직임 보정부로 나눌 수 있다. 움직임 검출부에 사용되는 MEMS자이로센서는 각도를 계산하는 과정에서 센서에 들어오는 전원 노이즈, ADC 양자화 노이즈 등의 에러 성분으로 인해 드리프트(Drift) 현상이 발생되고 있다. MEMS자이로센서를 이용한 각도 추출 시 발생하는 드리프트 현상을 제거하기 위한 이상적인 선형운동을 가정하여 만들어진 HDR(Heuristic Drift Reduction) 알고리즘[1], HDR알고리즘에 현실적인 조건을 추가한 Enhanced HDR알고리즘[2], 예측과 추정과정만으로 보상이 가능한 칼만 필터[3], DCF(Drift Compensation Filter)[4]가 진행되고 있다. 본 연구에서는 모바일 카메라 OIS 시스템의 자이로센서의 Drift현상을 제거하기 위하여 각 연구의 정밀도를 RMSE(Root Mean Square Error)방법으로 검증하고자 한다.

I. 서론

OIS(Optical Image Stabilization)는 MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) 자이로센서를 이용하여 움직임을 감지하여 렌즈를 움직임 방향의 반대로 이동하여 보상하는 구조를 가지고 있다. OIS시스템은 크게

II. 본론

2.1 OIS 시스템

OIS시스템은 그림 1과 같이 손떨림을 감지하기 위한 움직임 검출부와 검출된 손떨림을 보정하기 위한 움직임 보정부로 나누어 진다. 움직임 검출부의 자이로센서는 현재 상태의 각속도를 출력하게 된다.

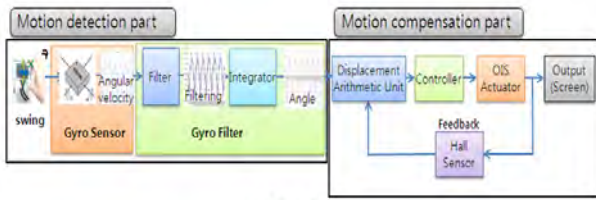


그림 1. OIS 알고리즘

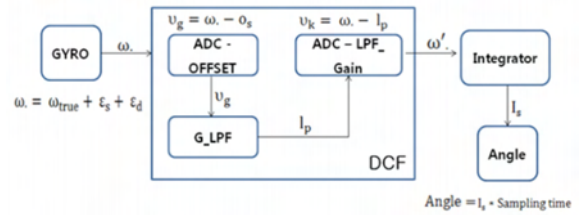


그림 3. DCF의 알고리즘의 구조

2.2 기존 자이로센서 Drift보상 필터

OIS에 사용되는 MEMS자이로센서는 서론에서 기술한 바와 같이 에러를 포함하고 있으며, 이를 감쇄시키지 않고 적분을 하게 되면 다음 그림 2와 같은 드리프트 현상이 발생하게 된다.

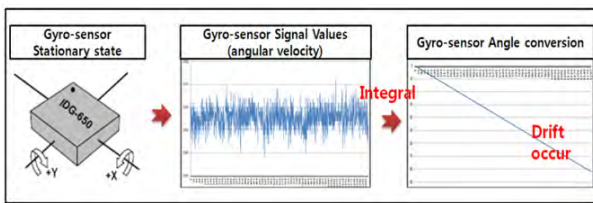


그림 2. 자이로센서의 Drift현상

2.3 지수가중이동평균 필터 기반의 DCF알고리즘

자이로센서의 Drift현상을 감쇄시키는 DCF 알고리즘은 지수가중이동평균 필터 기반으로 1차 저주파 통과필터와 같은 공식으로 이루어져있다. 지수가중 이동평균 필터의 수식은 다음과 같다.

$$\bar{x}_k = \alpha \bar{x}_{k-1} + (1 - \alpha)x_k \quad (1)$$

위의 수식 1에서 재귀식과 동일한 식 구조를 가지고 있으며 여기서 α 가 0보다 크고 1보다 작은 상수이면, 항상 최근의 데이터로 올수록 더 큰 가중값을 갖는 구조를 가지고 있다. 최초의 데이터 획득시 직전의 데이터가 없는 구조로 최초의 획득한 데이터로 초기화 하여 사용을 하게 된다. α 가 값이 작은 경우 과거 데이터의 비중이 낮아지는 구조를 가지고 있으며, 잡음 제거 능력이 줄어들고 시간 지연이 적어진다. α 가 값이 클 경우 과거 데이터 비중이 커지며 잡음능력이 향상되고 시간지연이 일어나는 구조를 가지고 있다. DCF의 수식은 수식1과 동일한 구조를 가지고 있으며, 다음 수식 2와 같으며 그림 3과 같은 구조를 가진다.

$$lp = gi \times lp_{k-1} + (1 - gi) \times V_g \quad (2)$$

III. 실험 및 결과

자이로센서의 Drift현상을 제거하는 기존 연구들을 자이로센서의 정지 상태에서 적용하면 그림 4와 같은 Drift의 감쇄 성능을 보인다.

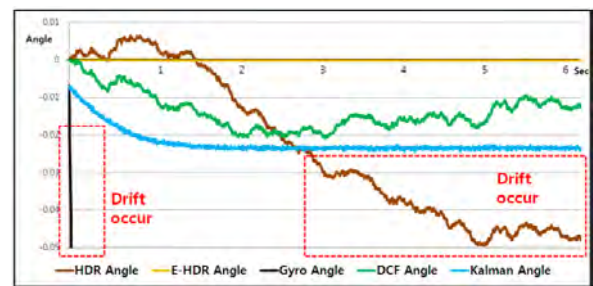


그림 4. 자이로센서의 정지상태상에서의 기존연구들의 Drift현상

그림 4에서 보시는 것과 같이 HDR알고리즘과 자이로센서를 필터 처리를 안 하였을 경우 시간에 변화에 따라서 Drift현상이 발생하는 것을 확인 할 수 있었으며, Enhanced HDR알고리즘의 경우 정지 상태와 같이 움직임이 없는 것으로 정확히 판단되었다. 또한 Kalman과 DCF알고리즘은 ± 0.02 도 내에서 Drift가 제거되는 것을 확인할 수가 있었다. 각 알고리즘의 수식을 분하여 1회 연산을 16bit MCU인 PIC24F를 사용하여 연산Cycle을 분석하면 표 1과 같이 나오게 된다.

표1. PIC24F MCU를 이용한 기존연구들의 연산 Cycle

Algorithm \ Arithmetic					비교 연산
	+	-	×	÷	
HDR[1]	2	1	1	-	2
Enhanced HDR[2]	5	1	5	38	2
칼만필터[3]	5	3	20	-	-
DCF[4]	1	3	2	-	-

기존연구들의 연산에 소요되는 Cycle을 분석하기 위하여 사용된 PIC24F는 나눗셈 연산은 19사이클, 나

머지 연산들은 1사이클로 처리가 가능하다. 표 1의 성능을 정확도와 연산복잡도 측면으로 보면 그림 5와 같이 나타 낼 수 있다.

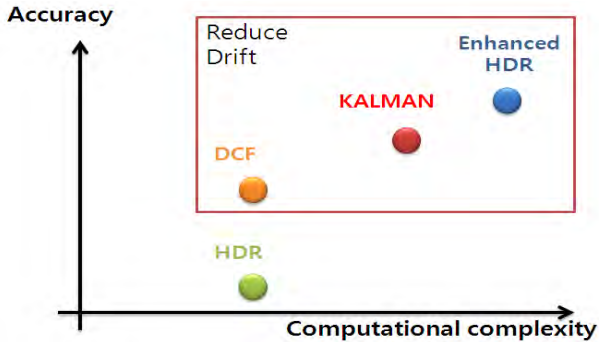


그림 5. 기존연구들의 정확도 및 연산복잡도 분석

그림 5에서와 같이 분석된 기존연구들을 본 연구는 Drift가 감쇄가 되면서 연산복잡도가 적은 DCF알고리즘을 모바일 OIS시스템에 적용하려고 하였다. 기존 연구들의 Drift를 감쇄하는 정밀도를 분석하기 위하여 회귀분석의 한방법인 RMS 오류율을 사용하였다. RMSE는 (Mean square Error) MSE의 절대 값인 표준에러로 성능에 대한 어려움을 확인함으로써 회귀분석을 통해 해결할 수 있다.

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{T} \sum_{t=1}^T (Y_t^s - Y_t^a)^2}$$

< $Y_t^s = Y_t$ 의 결과값, $Y_t^a = Y_a$ 의 실제값 >

$Y_t^s = Y_t^a$ 일 경우 100%의 성능을 갖게 되며 이때 RMSE는 0이 된다. 즉 RMSE가 작을수록 성능은 향상되며 정밀도는 올라간다. 기존의 자이로센서의 Drift를 감쇄시키는 연구들의 정밀도를 확인한 결과는 표 2와 같다.

표2. 기존연구들의 정밀도 검증

기존연구	RMSE
HDR[1]	5.311469265
Enhanced HDR[2]	0.00707178
칼만필터[3]	193.242418
DCF[4]	3.631221823

표 1에서 보시는 것과 같이 나누기 연산으로 연산 Cycle이 많이 소요되는 Enhanced HDR 알고리즘을 제외한 나머지 Drift를 감쇄하는 필터에서 RMSE를 이용하여 정밀도를 구하였을 때, DCF알고리즘이 3.63122로

0에 가장 근접하여 정밀도가 높은 것으로 확인되었다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

모바일 OIS시스템에 Drift를 감쇄시키는 Filter로 지수 가중 이동 평균 필터 기반의 DCF알고리즘을 RMSE로 검증한 결과 연산복잡도가 높은 Enhanced HDR알고리즘을 제외한 기존의 Drift를 감쇄시키는 연구에서 DCF알고리즘이 회귀분석의 한방법인 RMSE가 0에 근접한 것으로 확인되었으며, 모바일에 적용하기에는 연산복잡도 및 정밀도, 그리고 Drift감쇄 능력을 보았을 때 최적의 성능으로 판단이 되었다. 향후 연구에서는 자이로센서의 온도에 따른 자이로센서의 offset 변화를 고려하여 보상하는 필터가 연구되어야 된다.

[Acknowledgement]

본 논문은 지식경제부 출연금으로 수행한 ETRI SW-SoC융합 R&BD 센터와 IDEC 및 중소기업청 구 매조건부 신제품 개발사업의 연구결과입니다.

참고문헌

- [1] Johann Borenstein*, Lauro Ojeda, and Surat Kwanmuang, "Heuristic Reduction of Gyro Drift For Personnel Tracking Systems", Published in the Journal of Navigation, Vol 62, No 1, January 2009, pp. 41-58
- [2] 남동균, 박주영, 박현우, 김고윤, "저가형 자이로 센서의 드리프트 감소 방안에 대한 고찰", 한국지능시스템학회, 한국지능시스템학회 학술발표 논문집 20(2), 2010.11, 103-106
- [3] Hyung-Jik Lee1 and Seul Jung, "Gyro Sensor Drift Compensation by Kalman Filter to Control a Mobile Inverted Pendulum Robot System", Industrial Technology, 2009. ICIT 2009. IEEE International, 10-13 Feb. 2009
- [4] 정광성, 이승권, 국인호, 공진홍, "모바일 OIS 시스템의 자이로 센서 Drift 제거를 위한 DCF 설계", CICS2011 pp 406-407, 2011.

단일 노출 영상의 HDR 영상 융합을 위한 다중 노출 영상 생성방법

신용훈, 정수웅, 이상근
 중앙대학교 첨단영상대학원 영상학과
 e-mail : {yonghuna, imgrecog@gmail.com}, sangkny@cau.ac.kr

A method of generating multiple exposure images
 from a single image for HDR fusion

Yonghun Shin, Soowoong Jeong, and Sangkeun Lee
 The Graduate School of Advanced Imaging Science, Multimedia and Film
 Chung-Ang University

Abstract

In this paper, we propose the novel method for HDR(High Dynamic Range) image fusion from single LDR(Low Dynamic Range) image. The proposed method adaptively generate the multiple exposure images according to the brightness level of an input single image. Also, we estimate the alpha matte using the gradient of multiple exposure images. Furthermore, we apply an image blending scheme with down-sampling for low computational cost. Experimental results verify that we can obtain an effective HDR image from the single image.

I. 서론

디지털 카메라와 같은 디지털 디바이스로 얻은 영상의 동적 영역(Dynamic Range)은 HVS(Human Visual System)으로 인지하는 장면의 동적 영역보다 좁기 때문에 영상처리 분야에서는 HDR영상을 얻기 위한 톤 매핑(Tone Mapping)방법에 대해 연구가 많이 진행되고 있다[1-3]. 그 중 Várkonyi-Kóczy 방법[1]은 노출이 다른 다수의 LDR영상들을 입력 받아 RGB채널의

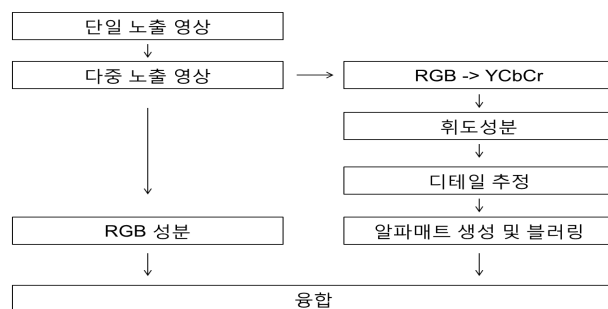


그림 1. 제안하는 방법의 흐름도

기울기(gradient)성분을 고려하여 디테일(detail)을 추정 한 후 알파매트(alpha matte)를 생성 한다. 그 후 추정 된 알파매트를 고려하여 LDR영상을 융합하고 HDR영상을 생성하는 방법으로 톤 매핑을 수행한다.

본 논문에서는 기존의 톤 매핑 알고리즘에서 노출이 다른 다수의 영상이 필요한 문제점의 해결과 빠른 수행속도를 위하여 단일 LDR영상만을 입력영상으로 하여 노출이 다른 다수의 영상을 생성한 후 알파매트를 추정하며, 계산량을 줄이기 위해 추정된 알파매트를 다운샘플링(down-sampling)하여 융합하는 방법을 제안한다. 본 논문의 구성은 II장에서 제안된 방법을 소개하고, III장에서는 실험 결과에 대해서 분석하고, IV 장에서는 결론을 도출한다.

II. 제안하는 방법

2.1 다중 노출 영상

본 논문에서는 입력된 RGB영상의 밝기를 판단하기 위해 식(1)을 이용하여 YCbCr 컬러모델로 변환 한 후 Y 채널의 CDF(Cumulative Distribution Function)를 사용하여 영상의 밝기를 판단한다. 그 후 식(2)을 이용하여 영상의 밝기에 따라 적응적으로 다수의 노출 영상을 생성한다.

$$\begin{pmatrix} Y \\ Cb \\ Cr \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.257 & 0.504 & 0.098 \\ -0.148 & -0.291 & 0.439 \\ 0.439 & -0.368 & -0.071 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R \\ G \\ B \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 16 \\ 128 \\ 128 \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$\hat{I}_i(x,y) = I(x,y)/\alpha_i, \quad (2)$$

$$i = 1, \dots, N$$

$$\alpha_i = CDF((1/N) \times i)^{-1} \quad (3)$$

식(2)에서 $I(x,y)$ 는 입력영상, $\hat{I}_i(x,y)$ 은 생성된 노출이 다른 영상이며, N 은 노출이 다른 영상의 수를 의미한다. 식(3)에서 α_i 는 CDF의 분포에 따라 적응적으로 생성된 값이다.

2.2 디테일 영역 추정

Várkonyi-Kóczy의 방법[1]은 RGB채널의 수평과 수직 방향의 기울기를 구한 후 각 기울기의 디테일을 비교하여 큰 값을 갖는 부분을 최종적인 디테일 영역으로 추정하지만 본 논문에서는 빠른 수행속도를 위해 휘도성분인 Y채널의 수평과 수직 방향의 기울기를 통합하여 디테일 영역을 추정한다.

$$\begin{aligned} \Delta Y_i^x &= |Y(x+1,y) - Y(x,y)|, \\ \Delta Y_i^y &= |Y(x,y-1) - Y(x,y)|. \end{aligned} \quad (4)$$

식(4)에서 ΔY^x 와 ΔY^y 는 각각 휘도 성분의 수평과 수직방향의 기울기 성분을 의미한다.

$$D_i(R) = \Delta Y_i^x(R) + \Delta Y_i^y(R) \quad (5)$$

$$\hat{D}_i(R) = (D_i(R))^\downarrow \quad (6)$$

식(5)에서 D_i 은 각각 휘도성분이 가지는 수평과 수직 방향 기울기의 합을 의미한다. 또한 영상을 융합하는 과정에서 계산량을 줄이기 위해 식(6)과 같이 추정

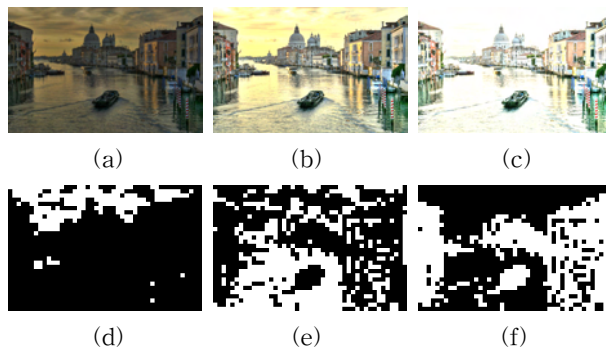


그림 2. (a) 입력영상, (b)(c) 제안된 방법에 의해 생성된 다중 노출 영상, (d)(e)(f) (a)(b)(c)영상의 알파매트

된 성분을 다운 샘플링 한 후 알파매트를 추정한다.

$$A_i = \begin{cases} 1, & \text{argmax}(\sum_{i=1}^N \hat{D}_i(R)) \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (7)$$

식 (7)에서 N 은 노출이 다른 영상의 수, A_i 은 노출이 다른 영상의 다운 샘플링된 알파매트를 의미한다. 디테일 성분의 같은 위치의 10x10 영역을 비교해서 가장 큰 값을 가지고 있는 영역을 1, 그렇지 않은 영역을 0으로 만들어서 노출이 다른 영상마다 하나의 알파매트를 생성한다.

2.3 융합

생성된 알파매트와 노출이 다른 영상의 RGB 성분을 이용하여 융합한다. 융합된 영상의 자연스러운 경계를 위하여 가우시안 함수(Gaussian Function)를 이용해 알파매트를 블러링한다. 식(8)은 가우시안 함수를 의미한다.

$$G(x,y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{(x^2+y^2)}{2\sigma^2}} \quad (8)$$

$$\begin{pmatrix} I_1^R \dots I_N^R \\ I_1^G \dots I_N^G \\ I_1^B \dots I_N^B \end{pmatrix} \begin{pmatrix} (G \otimes A_1)^\uparrow \\ \vdots \\ (G \otimes A_N)^\uparrow \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H^R \\ H^G \\ H^B \end{pmatrix} \quad (9)$$

식(9)에서 I_i^R, I_i^G, I_i^B 는 원본영상과 제안하는 방법으로 노출이 다르게 생성된 영상들이며, $(G \otimes A_i)^\uparrow$ 는 알파매트와 가우시안 함수를 회전(convolution)시킨 후 원래 크기로 업샘플링(up-sampling)하는 것을 의미한다. 마지막으로 식(9)를 통해 구해진 H^R, H^G, H^B 를 합쳐 컬러영상을 만들어 최종결과를 얻을 수 있다.

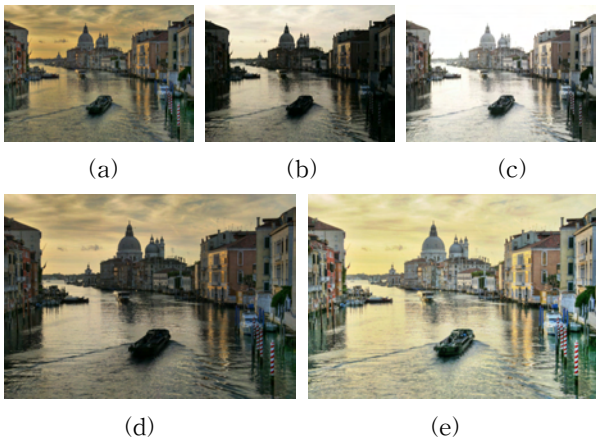


그림 3. (a) 노출부족 영상, (b) 적정노출 영상, (c) 과다노출 영상, (d) Várkonyi-Kóczy[1]의 결과영상, (e) 제안된 방법의 영상



그림 4. (a) Várkonyi-Kóczy[1]의 결과영상, (b) 제안된 방법의 영상

III. 실험결과

제안하는 방법과 Várkonyi-Kóczy의 방법[1]의 수행 속도를 비교하기 위해 3.30GHz Intel Core i5 CPU와 8GB RAM의 환경에서 실험하였다. 실험에 사용한 모든 영상은 600x400 크기이며, 약 20장의 영상을 사용하여 표1에서 평균 수행속도를 비교하였다.

표1. 알고리즘 수행속도 비교

(단위 : sec)	
Várkonyi-Kóczy의 방법	0.931029
제안한 방법	0.491869

그림 3과 4에서 기존의 방법과 제안한 방법의 결과 영상을 보여준다. 그림 4 (e)는 그림 4 (a)만을 입력영상으로 하여 그림 2에서와 같이 노출이 다른 영상을 생성 한 후 영상을 융합하였고, 그림 3의 (d)는 그림 3의 (a), (b), (c)와 같이 노출이 다른 3장의 영상을 입

력영상으로 얻은 결과이다. 제안된 방법은 단일영상으로부터 다수의 노출이 다른 영상을 생성하는 과정에서 색상왜곡이 발생 할 수 있으며, 그림 4의 결과에서 입력 영상만을 이용하여 융합한 Várkonyi-Kóczy[1]의 방법에 비해 색상 왜곡이 발생 한 것을 확인 할 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

기존의 방법들[1-3]은 노출이 다른 입력영상을 이용해 톤 맵핑을 하여 HDR영상을 생성하지만 본 논문에서는 단일 입력영상을 이용해 적응적으로 노출이 다른 영상을 만드는 방법을 통해 톤 맵핑을 하는 방법을 제안하였다. 또한 Várkonyi-Kóczy의 방법은 RGB 컬러 모델 모두를 사용 하여 디테일을 추정하지만 제안된 방법은 YCbCr 컬러모델에서 휘도성분만을 이용하여 디테일 영역을 추정하였고 합성할 때 계산량을 줄이기 위해 다운샘플링된 알파매트를 사용하였다. 이 결과 기존의 방법과 비교하여, 수행속도를 약 50% 향상되었음을 확인 할 수 있었다. 추후 보다 빠르고 정확하게 디테일을 추정하고 융합하는 방법에 대한 연구와 색상 왜곡을 방지하는 방법에 대한 연구가 필요하다.

Acknowledgement

이 논문은 교육과학기술부 이공분야 기초연구사업 (2013-029824, 2011-0003496)에 의해 지원 되었습니다.

참고문헌

[1] A. R. Várkonyi-Kóczy and A. Rövid, and T. Hashimoto, "Gradient-Based Synthesized Multiple Exposure Time Color HDR Image", *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, vol.57, Issue.8, pp.1779-1785, Aug. 2008.

[2] Meylan, L. and Susstrunk, S. "High dynamic range image rendering with a Retinex-based adaptive filter", *IEEE Transaction on Image Processing*, pp.2820, vol.15, Issue.9, Sept. 2006.

[3] 김진, 정수웅, 김용호, 이상근, "다중노출영상에서 HDR융합을 위한 효과적인 디테일 추정 방법", *2011년 대한전자공학회 하계종합학술대회*, 제1호, pp.662-665, June 2011.

Blurry / Noisy 이미지 쌍을 이용한 불균형 Deblurring

*임동판, 조원호, 김태찬
삼성전자 주식회사

e-mail : dongpan.lim@samsung.com, wonho74.cho@samsung.com
taechan@samsung.com

Implementation of Improved Functional Router Using Embedded Linux System

*Dong-pan Lim, Won-Ho Cho, Tae-Chan Kim
System LSI division, Image Development Team
Samsung Electronics

Abstract

카메라의 셔터가 열려있는 동안 카메라가 움직이게 되면 흐려진 영상이 만들어 진다. 기존 논문에서는 영상전체에 카메라의 움직임을 제한하여 PSF(Point Spread Function)를 추정하여 Deblurring을 한다. 하지만 이러한 방법은 실제 카메라의 다양한 움직임에 대하여 제한을 두게 된다. 본 논문에서는 영상에 다양한 PSF가 존재하는 것을 고려하여 영상을 분할하고 각 영역의 PSF를 구한 뒤, 이를 Edge정보를 이용한 Weighted Blending하여 PSF를 추정하고 Deblurring을 수행하는 방법을 제시한다.

I. 서론

저조도 환경이나 WDR모드에서 촬영 할 때 카메라의 노출시간이 길어지는 경우가 발생한다. 이때 손떨림 등으로 인해 카메라에 움직임이 생겼을 경우 흐린 영상이 만들어 진다. 특히 WDR모드에서 장노출사진이 흐려질 경우 장노출 영상과 단노출 영상을 합성 할 경우 영상의 밝은 영역은 선명하고 어두운 영역은 흐려지는 현상이 발생 된다.

기존의 Deblurring 방식은 Lu Yuan[1]의 Blurred 영상과 Noisy 영상을 이용한 Deblurring이 제시 되었으나, 영상 전체의 X, Y축 평행이동의 blur 함수를 가지는 경우만 고려되었다. Oliver Whyte[2]는 카메라의 X, Y축이 아닌 카메라의 회전을 고려하여 X_{θ} , Y_{θ} , Z_{θ} 세 개의 축에 대하여 3차원 PSF를 만들어서 Deblurring 하였고, Michael Hirsch[3]는 싱글프레임에서 카메라의 T_x , T_y , Z_{θ} 의 움직임을 고려하여 Deblurring 하였다. 하지만 3차원 PSF 함수를 이용할 경우 매우 큰 메모리가 필요하기 때문에 PSF함수의 Sampling 간격을 늘려서 사용한다. 이러한 Sampling을 interpolation할 경우 PSF가 blur되는 문제가 발생하고, 이러한 PSF함수로 인해 Ringing artifact나, Blurred된 영상이 만들어진다.

본 논문에서는 Grid방식을 이용하여 각각의 영역에서 PSF함수를 구하고, Edge 정보를 이용한 Weighted Blending을 이용하여, 카메라의 이동이나 회전을 모두 고려 할 수 있는 Deblurring 알고리즘을 제시한다.

본 논문의 구성은 II장에서 제시하는 Deblurring 알고리즘에 대해 설명하고, III장에서는 각 실험 결과를 보이며, IV 장에서는 결론에 대해 기술한다.

II. Noisy / Blurry 영상 Deblurring

2.1 Denoising & Dividing

본 논문의 기본적인 Deblurring 방식은 Lu Yuan이 제시하였던 Denoise된 영상 N_D [Proltilla et al. 2003][4]에서 목표영상 I 와의 차이인 ΔI 를 구하는 방식을 사용한다.

$$I = N_D + \Delta I \quad (\text{식. 1})$$

영상 전체의 균일하게 Blur되어있다면 PSF K 와, Blur된 영상 B 는 아래 (식. 2)와 같이 표현할 수 있다.

$$B = K * I \quad (\text{식. 2})$$

$*$ 는 Convolution연산이다. 하지만 PSF가 불균일하다면 아래 (식. 3)과 같이 각 픽셀에 하나의 PSF함수가 적용 되어야 할 것이다.

$$b_{(i,j)} = \sum_{m=-M}^M \sum_{n=-N}^N k_{(i,j)} i_{(i+m,j+n)} \quad (\text{식. 3})$$

M, N 은 PSF의 Kernel size이다. 제안하는 방식은 카메라가 움직임에 의해 생기는 blur Kernel이 영상 전체에 Low frequency성분을 가지고 있을 것을 고려하여 Grid를 나누어 영역별로 PSF를 구하고 Edge정보에 따른 weighted blending을 이용하여 각 픽셀의 PSF를 구하는 방식이다.

2.2 Kernel추정

Block이 나누어진 경우에 하나의 Block에서 PSF를 추정하는 방식은 전체 영상의 균일한 PSF를 추정하는 방식을 사용 할 수 있다. (식. 2) $B = K * I$ 는 곱하기의 $b = Ak$ 의 벡터형태로 쓰여 질 수 있다. 본 논문에서는 Lu Yuan이 제시한 Tikhonov regularization and hysteresis 방식을 이용하였다.

2.3 Weighted Blending

영역별로 구해진 PSF함수는 거리에 따른 Gaussians weight와 각 패치의 Edge에 따른 weight를 이용한다. Edge의 값은 아래의 Gaussians Pyramid를 이용하여 구한다.

$$e = \sum_l \|\nabla N_D^l\| \quad (\text{식. 4})$$

∇N_D^l 는 Denoise영상의 l 번째 Gaussians Pyramid의 기울기 이다. 각 Block의 Edge Weight는 각 Block 내의 Edge값의 합이다

$$w_{e(p,q)} = \sum e \quad (\text{식. 5})$$

p, q 는 Grid로 나뉘어진 각 Block의 index이다. 또한 거리에 따른 Weight는 Gaussians함수를 이용하여 구한다.

$$w_{d(p,q,x,y)} = \exp\left(-\left(\frac{(x - c_{x(p,q)})^2}{\sigma_x^2} + \frac{(y - c_{y(p,q)})^2}{\sigma_y^2}\right)\right) \quad (\text{식. 6})$$

$c_{x(p,q)}, c_{y(p,q)}$ 는 각 Block의 Center값이다. 최종적으로 Kernel의 값은 (식. 7)과 같이 표현된다.

$$k_r(x,y) = \frac{\sum_p \sum_q w_{e(p,q)} w_{d(p,q,x,y)} k_{r(p,q)}}{\sum_p \sum_q w_{e(p,q)} w_{d(p,q,x,y)}} \quad (\text{식. 7})$$

2.4 Deconvolution

불균일 Deconvolution을 방법은 Lu Yuan이 제시하였던, Gain-controlled Richardson-Lucy 방식을 사용하여 구현하였다.

$$\Delta I_{n+1} = I_{Gain} \cdot \left\{ \left(A^T \frac{\Delta B + 1}{A(\Delta I + 1)} \right) \cdot (\Delta I + 1) - 1 \right\} \quad (\text{식. 8})$$

\cdot 는 원소들의 곱이고, $-$ 는 원소들의 나눗셈이다. I_{Gain} 은 Gaussians pyramid gradient의 합으로 이루어 진다.

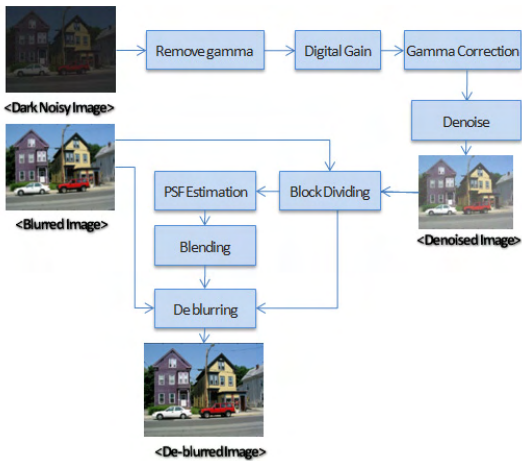


그림 1. 알고리즘 흐름도

scale mixtures of gaussians in the wavelet domain을 사용하였다. 실험을 위해 원본 영상을 회전, 이동시켜 누적시켜 blur시켰으며, Noisy영상은 원본영상에 1/16 배 Gain적용 후 Gaussians noise를 더하여 사용하였다. 그림 2는 Block별 PSF함수이다. Edge가 많은 부분에서는 흔들림에 따라 PSF의 변화가 잘 추정되었지만, 평면 영역에서는 PSF함수가 Impulse function에 가깝게 추정되었다. 따라서 Blending시 Edge가 많은 Block에 weight를 주어 전체적인 PSF를 추출할 수 있었다. 그리고 그림 3의 (a), (b), (c)의 영상으로 최종적인 출력 (d)의 결과를 확인 할 수 있었다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향



그림 2. Block별 PSF함수

본 논문은 WDR모드나, 저조도 촬영시 카메라의 움직임이 생기는 경우 Blur되는 문제를 해결하기 위해 제안되었다. 기존의 불균일 Deblurring방식과는 카메라의 움직임에 제한을 두지 않고, 영역을 나누어 각 영역의 PSF함수를 구한 뒤 Edge정보를 이용한 Weighted Blending을 사용 하여 각 픽셀에서의 PSF를 구하여 결과적으로 카메라의 회전이나 이동이 예측 불가능한 자유로운 움직임의 불균일 Blurring에도 적용 할 수 있음을 확인 하였다. 향후 연구 과제는 현재 활발하게 연구되고 있는 single frame deblurring에도 이 방식을 적용해 보고 다양한 PSF 추출 방식을 이용하여 알고리즘을 Robust하게 만드는 것이다.



그림 3. (a) : Blurred (b) Noisy (c) Denoised (4) Proposed

참고문헌

III. 구현 및 실험 결과

알고리즘 구현을 위해 그림 1.과 같은 흐름도로 구현하였다. Denoise는 Portilla의 Image denoising using

- [1] YUAN, L., SUN, J., QUAN, L., AND SHUM, H.-Y. 2007. Image Deblurring with Blurred/Noisy Image Pairs. In SIGGRAPH.
- [2] Whyte, O., Sivic, J., Zisserman, A., Ponce, J.: Non-uniform deblurring for shaken images. In: Proceedings of IEEE CVPR '10 (2010)
- [3] Hirsch, M., Schuler, C., Harmeling, S., Schölkopf, B.: Fast removal of non-uniform camera shake. In: Proc. IEEE Intern. Conf. on Comput. Vision (2011)
- [4] PORTILLA, J., STRELA, V., WAINWRIGHT, M., AND SIMONCELLI, E. P. 2003. Image denoising using scale mixtures of gaussians in the wavelet domain. IEEE Trans. on Image Processing

이중 색상 필터 조리개의 색상 이동 특성을 사용한 단일 카메라 기반 심도 추정

이승원, 강원석, 김나현, 정경원, 백준기
 중앙대학교 첨단영상대학원 시각및지능시스템연구실
 e-mail : superlsw@gmail.com, ipis.kang@gmail.com, skgus1433@gmail.com, fjqmsa@gmail.com, paikj@cau.ac.kr

Single Camera-Based Depth Estimation Using Color Shifting Property of Dual Off-Axis Color Filtered Aperture

Seungwon Lee, Nahyun Kim, Kyungwon Jung, Joonki Paik
 Graduate School of Advanced Imaging Science, Multimedia, and Film,
 Chung-Ang University, Seoul, Korea.

Abstract

In this paper, we propose a dual off-axis color filtered aperture (DCA)-based camera for depth estimation in a single-camera framework. The DCA has one primary (red) color and its complementary (cyan) color filtered apertures located off the optical axis to generate misalignment between color channels. Disparity of color shifting values between color channels is estimated using L_1 -norm minimization of energy functional. Experimental results show that the proposed DCA can estimate the distance of the scene from the camera in the single-camera framework.

I. 서론

영상에서 3차원 심도 정보 추정은 로봇 비전, 지능형 감시 시스템, 지능형 운전자 보조 시스템과 같은 다양하게 응용되기 때문에 심도 추정을 위한 방법이 지난 수 십년간 연구되어 왔다. 3차원 형태의 촬영은 많은 장점이 있으나, 카메라 설정을 다르게 한 같은 장면을 촬영한 다중 영상이나 다중 카메라가 필요하다는 단점을 가지고 있다. 이런 단점을 보완하기 위하여 조리개 위치에 다중색상필터를 삽입한 카메라를 사용하여 심도를 추정하는 방법이 제안되었다[1].

본 논문에서는 단일영상으로부터 심도 추정을 위한

하나의 원색 (적색)과 그의 보색 (청록색) 필터를 사용한 이중 색상 필터 조리개 (dual off-axis color filtered apertures; DCA) 기반의 카메라를 제안한다. 또한, DCA 카메라 영상으로부터 밝기와 구배의 항상성을 고려한 광류 흐름 분석을 통해 단일 영상으로부터 심도를 추정한다.

II. 이중 색상 필터 조리개 기반 카메라를 사용한 심도 추정

기존 광학 시스템은 중앙 조리개와 광축의 수렴 포인트가 일직선으로 정렬이 되어있지 않으면 객체의 상이 어긋나게 멧히게 된다. DCA 카메라는 이를 색상 채널별로 상을 이동시켜 만드는 것으로, 적색과 청록색 필터를 사용한 조리개를 이용한다.

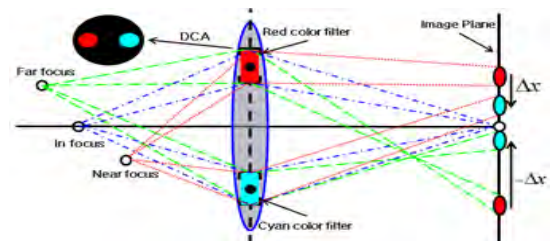


그림 1. DCA 구성에 의한 다른 거리를 가지는 세 객체들의 수렴 패턴

색상 이동 모델을 이용한 장점은 그림 1과 같이 색상 이동의 방향과 광축에서 벗어난 정도를 이용하여 색상 정보와 동시에 심도 정보를 제공한다. 예를 들어 객체의 초점이 맞을 경우 색상 부정합이 없는 정확한

영상 정보를 얻을 수 있다. 하지만, 초점이 멀거나 가까운 경우 색상 채널 간에 색상 부정합이 발생된다.

DCA 카메라 영상으로부터 적색과 녹색 (R-G) 또는 적색과 청색 (R-B) 간의 색상 이동 값 (color shifting value; CSV) 추정을 위해 심도 추정을 위한 에너지 함수의 L_1 -norm 최소화를 사용한다. DCA 카메라 영상은 색상 채널 간의 다른 명암 레벨을 가지기 때문에 밝기 항상성뿐만 아니라 구배 항상성을 같이 고려한 Brox가 제안한 광류 흐름 방법을 사용한다[2].

x 축의 이동만 존재하는 DCA 영상 적용을 위한 에너지 함수의 R-G 데이터항은 다음과 같이 정의된다.

$$E_{data}^{rg}(s) = \int_{\Omega} \psi(|I^r(x+s,y) - I^g(x,y)|^2) dx dy + \int_{\Omega} \psi(|I_x^r(x+s,y) - I_x^g(x,y)|^2) dx dy, \quad (1)$$

여기서 s 는 R-G 색상 채널간의 이동을 나타내며, ψ 는 오목한 (concave) 함수를 나타내고, $I^r(x)$ 와 $I^g(x)$ 는 R, G 색상 채널의 영상이고, 그리고 $I_x^r(x)$ 와 $I_x^g(x)$ 는 x 축 방향으로의 편미분을 나타낸다.

L_1 -norm 최소화는 이산 신호의 경계에서 생기는 오차 문제를 해결할 수 있으며, 이를 위해 $\psi(r^2) = \sqrt{r^2 + \epsilon^2}$ 을 사용하며, ϵ 는 0.001을 사용한다. R-B 채널간의 데이터항 E_{data}^{rb} 도 식(1)과 같은 방법으로 정의 된다. 마지막으로 페널티항은 구분적 부드러운 제약조건에 의해 다음 같이 정의된다.

$$E_{smooth}(s) = \int_{\Omega} \psi(s_x(x,y)^2 + s_y(x,y)^2) dx dy, \quad (2)$$

여기서 s_x 와 s_y 는 x 와 y 축에 대한 색상 이동의 부분 미분이다. 따라서, 총 에너지 함수는 페널티항과 두 데이터항의 가중치합에 의해 다음과 같이 정의된다.

$$E(s) = E_{data}^{rg}(s) + E_{data}^{rb}(s) + \alpha E_{smooth}(s), \quad (3)$$

여기서 α 는 0보다 큰 값을 가지는 정규화 파라미터이다. 마지막으로 심도정도를 나타내는 CSV는 E 의 최소화에 의해 추정된다[2].

III. 실험 및 결과

실험을 위해서 카메라는 APC-S의 영상 센서를 사용하는 Canon 450D를 사용하였으며, 실험 영상의 해상도는 2136×1424 이다. 필터는 적색과 청록색 색상 필터를 사용한 DCA를 렌즈에 삽입하였다.

그림 3은 추정된 심도와 색상 보정을 보여준다. DCA 카메라 영상으로부터 그림 3(b)와 같이 심도를 추정 할 수 있으며, 심도를 사용하여 색상 부정합이

제거됨을 그림 3(c)을 통해 확인 할 수 있다. 그림 3(d)는 시차에 따른 3D 재구성 영상으로 원본 영상은 각 객체의 심도를 파악할 수 없지만, 객체의 위치를 다시 재구성할 수 있음을 볼 수 있다.

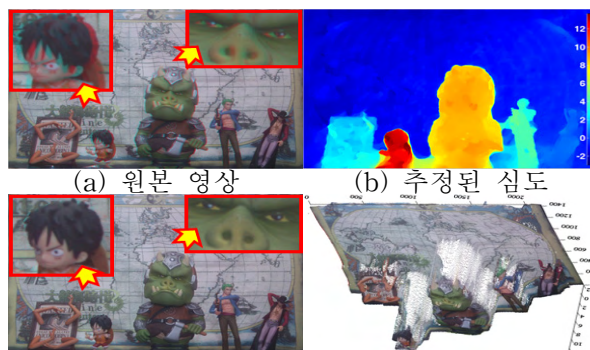


그림 3. DCA 카메라를 사용한 제안된 방법의 실험 결과

IV. 결론

본 논문에서는 단일 영상에서 거리 추정이 가능한 DCA 기반의 카메라 시스템을 제안하였다. 하나의 원색 (적색)과 그의 보색 (청록색)을 가지는 색상 필터를 사용한 DCA를 삽입한 렌즈 기반의 단일 카메라 시스템은 색상과 명암 정보뿐만 아니라 심도 추정을 위한 기하학적 정보도 제공하였다.

DCA 카메라로부터 취득된 영상은 후처리에 의한 색상 이동을 추정하여 실제 거리와의 상관관계를 통해 거리를 추정하여 다중 포커싱, 장면 분할, 지능형 감시 시스템, 로봇 비전과 같은 분야에 응용 될 수 있다.

감사의 글

이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한 한국연구재단의 기초연구사업(2009-0081059)과 지식경제부 기술혁신사업 (산업융합원천기술개발사업 4K급 UHD를 지원하는 초고해상도(Super Resolution) 영상 스케일러 개발, K10041900)으로 지원으로 수행되었습니다.

참고문헌

[1] V. Mike, D. Cho, D. Har, and J. Paik, "Color shift model-based segmentation and fusion for digital auto focusing," Journal of Imaging Science and Technology, vol. 51, no. 4 pp. 368-379, July 2007.

[2] T. Brox, A. Bruhn, N. Papenberg, and J. Weickert, "High accuracy optical flow estimation based on a theory for warping," ECCV, LNCS, vol. 3024, pp. 25-36, 2004.

The Characterization of CMOS image sensors : YSNR vs. Color Accuracy

*Young Sam Yu¹, JaeohJeong¹, EunsooChang¹, HwayoungKang¹, Young-Kwon Yoon¹
e-mail : ysyu03.yu@samsung.com

1. Camera R&D Group, Mobile Communication Division,
Samsung Electronics Co.

요 약

CMOS image sensor의 모바일 폰 적용이 늘어나면서, 이미지 센서 픽셀의 크기가 작아지고 있다. 픽셀의 소형화가 진행되면서, 이미지 센서의 정확한 성능 평가가 중요해지고 있다. YSNR은 이미지 센서를 평가하는 일반적인 방법 중에 하나이다. 고조도 YSNR은 crosstalk에 의해 영향을 받는 반면, 저조도 YSNR의 경우 상대적으로 각 color 채널들의 감도에 영향을 더 받는 것을 확인 하였다. 이는 YSNR의 향상을 위해서는 각 채널별 Quantaum Efficiecny 향상과 동시에 crosstalk을 줄이는 것이다. 픽셀을 고립시켜 crosstalk을 줄이는 새로운 픽셀 구조의 적용으로 pixel crosstalk의 수준이 크게 개선되어 YSNR이 향상됨을 확인하였다. 그러나 crosstalk의 개선이 color accuracy의 수준을 직접적으로 향상시키지는 못하며, 오히려 color filter의 설계가 더 중요함을 밝혔다. 본 논문의 결과를 통하여, 픽셀 설계 및 공정 엔지니어가 이미지 센서의 성능을 향상하는데 중요한 정보를 제공할 것이다.

Abstract

The popularity of miniaturized CMOS image sensors in mobile phone drive the shrink of pixel pitches of CMOS image sensors and directly degrade pixel performance. Therefore, evaluation of image sensors, referred to as characterization, is becoming more important and more challenging because it is necessary to determine if its performance is to meet the final product's specification and/or user's criteria depending on the product usage. Because characterization is primarily related to the noise and sensitivity measurements, YSNR, signal-to-noise ratio at luminance Y, is one key parameter to evaluate the performance of image sensors.

In this paper, we demonstrate that YSNR at bright illumination is mainly dependant on the crosstalk, while YSNR under the low light condition is relatively more dependent on the sensitivity. In addition, the results show that the pixel isolation architecture dramatically reduces the level of crosstalk and consequently increases YSNR as well. However, we find that decrease of the level of crosstalk is difficult to link to the color noise performance. Comparison with two image sensors, applied same pixel isolation technology with different color filter, show that characteristic of color filter directly affect to the color noise performance. These results provide valuable guide information to judge to meet product's specification and to improve the pixel performance for pixel design and fabrication engineer consequently.

Keywords : CMOS, Image Sensor, YSNR, Color crosstalk, Color accuracy

I. Introduction

In recent years, CMOS image sensors are actively adopted to many kinds of digital imaging devices from digital camera to medical devices. Especially, after 2000years, its application in mobile phone is widely spread out due to its small size and low power consumption comparing to CCD. However,

the popularity of miniaturized CMOS image sensors is demanding much higher resolution and it forcibly makes to shrink pixel size. Although higher resolution and pixel shrink have a benefit to reduce product cost and make small size of module, it is challenging to prevent degradation of pixel performance. Therefore, the evaluation of pixel performance in CMOS image sensor becomes more important. The main reasons are below.

First, evaluation of image sensor is necessary to determine if it is to meet the product's specification. Because its specification and/or criteria are changing to their own usage, it is important to know relationship between evaluation results and pixel architecture.

Second, the evaluation is to give an appropriate feedback to the pixel design and fabrication engineers, and consequently improve the pixel performance.

Finally, since there are number of causes to degrade image sensor performance depending on physical condition, like temperature, operating speed, power etc., development of characterization methods with a high accuracy is very necessary. Especially, because tiny image sensor module is composed of many electrical components, the relationship between input signal and output signal should be correctly analyzed in the right way. Therefore, the development of experimental setup and exact analysis is very important. The measurement of YSNR, the ratio signal to noise at luminance Y, is common empirical evaluation method because it tells the performance of sensitivity and noise at the same time. Therefore, it is important to know what evaluation parameters affect YSNR and what the best approach improve it.

In this paper, we demonstrate that YSNR is mainly dependent on crosstalk, the collection of photo-generated carriers on neighbor pixels, and sensitivity. These two parameters are working differently with light condition. Additionally, we demonstrate that pixel isolation technology dramatically reduces the level of crosstalk and consequently increase YSNR at the same time. Finally, we prove that higher YSNR is difficult to link to the color accuracy. It represents that achievement of low color noise is required to design color filter sophisticatedly, rather than the increase of YSNR. Following sections present how to calculate YSNR and how much YSNR is dependent on the crosstalk and sensitivity under different light condition. Final section presents the relationship between YSNR and color accuracy.

2. Calculation of YSNR

YSNR, the signal to noise ratio at luminance Y, is a common measure on pixel performance and can be calculated from color corrected RGB components. Color Corrected Matrix (CCM) is used to transform the raw RGB into the color corrected RGB after the white balancing [1]. It is denoted as,

$$\begin{pmatrix} R \\ G \\ B \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c_{RR} & c_{RG} & c_{RB} \\ c_{GR} & c_{GG} & c_{GB} \\ c_{BR} & c_{BG} & c_{BB} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} w_R & 0 & 0 \\ 0 & w_G & 0 \\ 0 & 0 & w_B \end{pmatrix} \quad (1)$$

, where, R',G',B' represent Raw data, R, G, B represent color corrected R, G, B.

$$Y_{signal} = a_R \mu_R + a_G \mu_G + a_B \mu_B \quad (2)$$

, where $a_R = 0.299, a_G = 0.587, a_B = 0.114$

$$\sigma_Y = \sqrt{(a_R^2 \mu_R^2 + a_G^2 \mu_G^2 + a_B^2 \mu_B^2)}$$

$$YSNR = 20 * \log_{10}(Y_{signal} / \sigma_Y)$$

As shown at eq. 1 and 2, Color Correction Matrix (CCM) and White Balance (WB) play a major role in YSNR. Especially, the off-axis components of CCM are very closely related to the crosstalk. Therefore, small components of CCM and WB can increase the value of YSNR.

3. crosstalk and Quantum efficiency

Crosstalk is the collection of photo-generated carriers on neighbor pixels and one key parameter on pixel performance.

Although YSNR is mainly dependant on the G channel sensitivity, it is affected differently by the light condition. YSNR under bright illumination has a strong correlation with crosstalk, while YSNR under low illumination has a strong correlation with color channels sensitivity respectively. These results demonstrate that YSNR is attributed to the color crosstalk and sensitivity (Fig. 1) separately depending on the light condition.

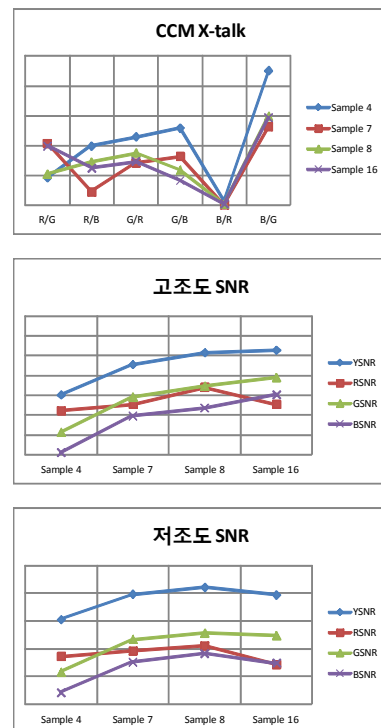


Figure1. Level of color crosstalk (top), SNR under bright (middle) and low illumination (bottom) obtained from 4 different CMOS image sensors

4. YSNR vs. Color accuracy

Pixel isolation architecture by deep trench technology dramatically suppresses the level of electrical crosstalk and consequently increases YSNR (Fig.2(left)[3]. Fig. 2 (right) shows the QE of two CMOS image sensors applied to different color filter. Due to the pixel isolation technology, Type 1 and Typ2 have similar level of crosstalk but they have much different color filter transmittance. Color filter transmittance of Type 2 shift to longer wavelength. Although Type 2 has a narrower bandwidth of color channel and/hence has relatively low sensitivity, it has 1 to 1.5dB YSNR bigger than that of Type1 due to the smaller components of CCM. However, color accuracy of Type 2 is degraded up to 40% comparing to that of Type 1 (Fig 3, Fig 4). These results demonstrate that increase of YSNR is difficult to link color accuracy and instead color filter directly affect on the color accuracy.

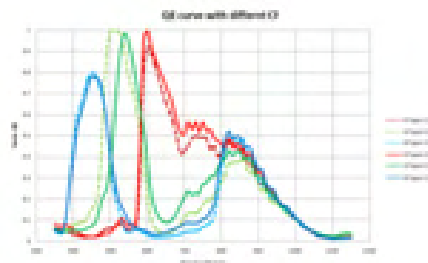


Figure 2. QE curve. Left : comparison between non-pixel isolation vs. pixel isolation Right : two CMOS image sensors applied pixel isolation but different color filter

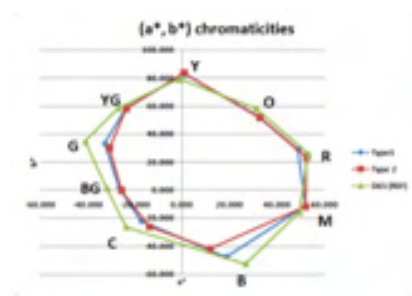


Figure 3. Eye-diagram of 9 most saturated colors in CIELAB (a*, b*) plane. Smaller eye-diagram degrade color accuracy

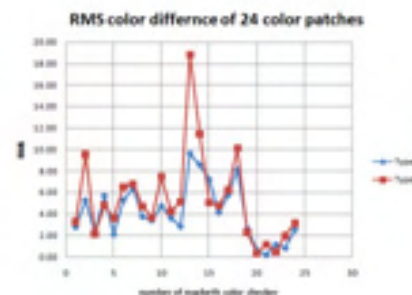


Figure 4. RMS color difference of two CMOS image sensors having pixel isolation architecture

5. Experiment

In this paper, the experimental data was obtained under D65 illumination using Macbeth color checker chart. Quantum efficiency was measured using a OTH lamp and Oriel monochromator. Matlab (ver. 2010b) is used for the data analysis.

6. Conclusion

Due to miniaturized mobile phone modules, pixel size of CMOS image sensors increasingly shrink and/hence it is challenging to minimize crosstalk and have good sensitivity for a good image quality. We demonstrate that YSNR is mainly affected by sensitivity and pixel crosstalk depending on the light condition and pixel isolation technology dramatically reduces electrical crosstalk. However, we report that higher YSNR with very small crosstalk is difficult to link color accuracy, another key parameter of pixel performance. The results show that color accuracy is mainly dependent on the characteristic of color filter rather than YSNR. Therefore high color accuracy is required for sophisticated design of color filter. Finally, these results will provide valuable information for pixel design and fabrication engineer to improve the pixel performance.

References

- [1] Chao et al. "Crosstalk metrics and the characterization of 1.1um-pixel CIS", IISW (2011)
- [2] Agranov et al., "Crosstalk and Microlens Study in a Color CMOS Image Sensor", IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, VOL. 50, NO. 1, JANUARY 2003
- [3] Torunier et al., "Pixel-to-pixel isolation by deep trench technology: Application to CMOS image sensor", IISW (2011)

이미지 분류의 기능 향상을 위한 색온도 조정 기반의 보정 기법

갈준호, *김보은, 송원석, 김태정

서울대학교 전기컴퓨터공학부, 뉴미디어 및 통신 공동연구소

e-mail : *jhgal@infolab.snu.ac.kr*, *bony57@infolab.snu.ac.kr*, *metro@infolab.snu.ac.kr*,
tkim@infolab.snu.ac.kr

A Compensation Method Based on Color Temperature Adjustment for Functional Improvement of Image Classification

*Junho Gal, Boeun Kim, Wonseok Song, Taejeong Kim

School of Electrical Engineering and Computer Science, Institute of New Media and Communication, Seoul National University

Abstract

Scene classification methods which classify images into small depth scenes and large depth scenes have been widely used. An illumination color is a crucial factor for the classification when color features are used. The color features depend on the illumination color. In order to reduce the influence of the illumination color to the features, Color Temperature Adjustment(CTA) and Conditional Color Temperature Adjustment(CCTA) method are proposed. Experimental results show that, with the proposed CCTA, the performance of scene classification methods using color features is improved.

I. 서론

3D 이미지의 구조 분석은 장면의 이해, 자동차와 로봇의 네비게이션, 외관 검사, 3D TV등에 필요한 중요한 요소이다.[1] Nedovic는 공간이 가질 수 있는 기하학적 구조를 15가지로 나누었고, 이미지를 15가지 구

조 중 하나로 분류할 수 있는 방법을 제안하였다.[1] Luo와 Savakis는 이미지를 실내와 실외 이미지로 구분하는 방법을 제안하였다.[2] 실내와 실외 이미지로의 분류 방법은 이미지의 깊이 추정 등에 유용하게 쓰이고 있다.[3]

실내 이미지와 실외 이미지를 분류하는 기준으로는 색, 엣지, 텍스처 등 여러 가지가 연구되어왔다. Payne과 Singh은 실내가 실외보다 직선 엣지의 비율이 확연히 높다는 점을 이용하였다.[4] Nedovic는 대기 중 분산에 의한 색상 변화를 통해 실내외를 구분하였다.[1] Kim은 색과 엣지의 방향을 기반으로 기계 학습(Machine Learning)을 통한 분류를 제안하였다.[5]

본 논문에서는 색온도를 기반으로 조명 색을 예측하고 이에 따른 색 보정 방법을 제안한다. 이 보정을 통해 더 정확한 색 정보 기반 이미지 분류가 가능하도록 하는 것이 본 논문의 목표이다. [1], [5]와 같이 색 정보를 분류 기준으로 하는 방법들에서는 색을 정확하게 특징하는 것이 무엇보다 중요하다. 그런데 이미지에 있는 사물의 색을 그대로 추출하여 이용하는 것은 부정확할 수 있다. 이미지 상에는 같은 사물이라도 촬영시의 조명에 따라 색이 변화되어 나타나기 때문이다.

본 논문에서는 이미지를 분류하는 데에 본 연구진이 제안한 방법이 얼마나 기여하는지 실험하였다. 분류는 깊이 범위가 넓은 이미지와 깊이 범위가 좁은 이미지

온도	광원의 종류
1,700 K	성냥불
1,850 K	일출, 일몰
2,700-3,300 K	백열등
3,000 K	500W 가정용 전구
3,200 K	촬영용 투광 조명등
3,350 K	텅스텐 할로겐 램프
4,100-4,150 K	달빛
5,000 K	대낮 주광
5,500-6,000 K	플래시
6,500 K	일광의 평균
5,500-10,500 K	LCD, CRT 스크린
15,000-27,000 K	맑은 날의 북쪽 하늘빛

표 1. 색온도에 따른 광원의 분류

두 가지로 하도록 하였다. 깊이 범위란 이미지에 나타난 최대 깊이와 최소 깊이의 차이를 말한다. 예를 들면 실외 이미지 중에는 깊이 범위가 넓은 이미지에 속하는 것이 많다.

본 논문은 2장에서 색 정보와 조명 색에 대해 설명하고 3장에서 조명 색과 색온도의 관계에 대해 설명한다. 4장에서는 이미지 분류의 기능 향상을 위한 색온도 조정 기반의 보정 방법을 제안한다. 5장에서는 실험방법과 결과를 기술하였고, 6장에서 결론을 맺는다.

II. 색 정보와 조명 색

색 정보는 이미지를 분류하는데 기준이 되는 중요한 정보 중 하나이다. 특히 풍경 이미지에 담겨있는 하늘과 잔디 등의 색은 그 이미지를 깊이가 깊은 이미지로 판단하는데 쓸 수 있는 특징적인 정보가 된다. 과거의 연구들은 색 정보를 다음과 같이 사용해 왔다.

Kim의 연구는 Color Oriented Histograms (COH)를 제안하였다.[5] 그는 HSV 색 공간을 사용하였다. H와 S 값을 특징으로 SVM을 이용하여 분류기를 생성하였다. Nedovic가 제안한 Atmospheric Scattering Feature(ASF)에서는 물체의 깊이가 깊을수록 대기 중에서 빛의 분산에 의해 saturation값이 작아진다는 사실과 RGB의 분포 특징을 이용하였다.[1]

위와 같은 기존의 색 기반 이미지 분류 연구들에서는 조명 색(Illumination Color, IC)을 보정할 필요성에 대한 검토가 없었다. 하지만 기존 연구들에서 보정 과정을 거치지 않고 추출한 색 정보로부터 얻은 결과는 조명 색에 의해 큰 영향을 받은 것일 수 있다. 조명 색에 의해 물체의 색이 변화되어 이미지 상에 나타나기 때문이다. 이러한 한계를 극복하기 위해 본 연구진은 이미지 분류의 기능 향상을 위한 색온도 조정 기반의 보정 기법을 제안한다.

III. 조명 색과 색온도

광원에서 나온 빛의 색, 즉, 조명 색을 추정하는 데

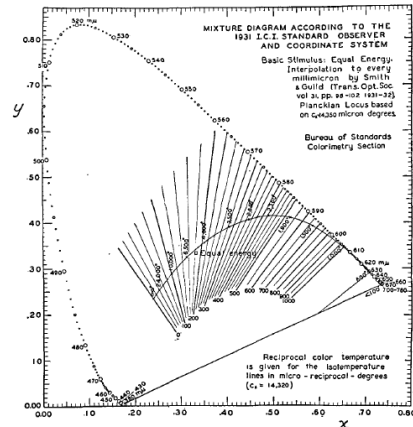


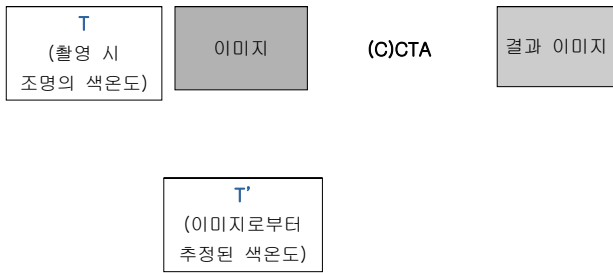
그림 1. 1931 ICI 색 좌표계와 색온도[9]

널리 쓰이는 방법은 색온도(Color Temperature, CT)를 이용하는 것이다. 광원의 색온도는 광원에서 내는 빛과 같은 빛을 방사하는 이상적인 흑체의 온도이다. 흑체에서는 그것의 온도에 따라 다른 스펙트럼의 빛을 방사한다. 흑체의 온도가 낮을 때, 즉, 색온도가 낮을 때에 방사되는 빛의 스펙트럼 중 최대 강도로 방사되는 파장은 상대적으로 긴 파장이다. 파장이 긴 빛은 붉은 색으로 보이며 예를 들면 해가 질 때의 햇빛이 이러한 경우이다. 색온도가 높을 때에는 상대적으로 파장이 짧은 빛이 최대 강도로 방사된다. 파장이 짧은 빛은 푸른색으로 보이고 형광등이 이 경우에 속한다. 표 1은 해당 색온도를 가지는 광원의 종류를 개략적으로 나타낸 것이다. 그림 1은 1931 ICI 색 좌표계이다.[9] 그림에서 직선은 해당 색온도에서 방출되는 빛의 스펙트럼을 나타낸다.

이미지의 색온도를 추정하기 위해서는 먼저 이미지에 주어진 색 정보의 RGB값을 LUV값으로 전환하여야 한다. 그 후 이미지가 가지는 LUV값에 해당하는 색온도를 추정하기 위해서 알려진 룩업 테이블과 차트로부터 보간 하여야 한다. 가장 대표적인 방법은 Robertson의 방법이다.[7] 이 과정으로부터 추정된 색온도가 실제 사진을 찍은 환경에서의 조명의 색온도와 같다고 가정한다.

IV. 이미지 분류의 기능 향상을 위한 색온도 조정 기반의 보정 방법

본 연구는 조명 색에 의해 물체의 색이 이미지 상에 변화되어 나타나는 결과를 보정하기 위해, 촬영된 이미지를 기준 조명 색으로 보정하는 방법을 제안한다. 이를 위해 조명의 색에 대응되는 색온도를 기준 색온도로 조정하는 방법을 제시한다.



T' < 7000K 일 경우 T' = T라고 가정하여 색온도를 6500K으로 보정
T' ≥ 7000K 일 경우 색온도를 T'로 유지

그림 2. 색온도 조정 알고리즘

D65는 국제 조명 위원회(CIE)로부터 정의된 가장 상용화된 표준 광원이다. 국제 조명위원회에 따르면 이 표준 광원은 평균 일광을 표현하고 약 6500K의 색온도를 가진다. 표준 광원 D65 아래에서는 물체가 특수한 조명이 아닌 정오의 일광 아래에서 보는 색으로 나타나게 된다. 본 연구는 색 정보 추출의 보정 처리로서 이미지의 색온도를 6500K로 조정하는 방법(Color Temperature Adjustment, CTA)을 제안한다.

CTA의 알고리즘을 그림 2에 도시하였다. 촬영 시 조명의 색온도를 T라 하고 이미지로부터 추정된 색온도를 T'이라고 한다. T'이 T와 같다고 가정한다. 촬영 시의 조명 색을 D65로 조정하기 위해 이미지의 색온도를 T'에서 6500K으로 변환하여 결과 이미지를 만들어낸다.

이미지의 색온도 변환 방법은 Tominaga의 연구를 적용하였다.[8] Tominaga는 식 (1)에 표시한 것과 같이 온도에 관한 함수 k_1, k_2 를 정의하였다. 온도에 따른 함수의 값은 그림 3의 록업 테이블에 주어져 있다. 록업테이블과 식 (2)를 이용하여 온도 T_0 에서의 RGB 값을 T에서의 RGB 값으로 변환할 수 있다.

$$k_1(T) = R(T)/G(T), k_2 = B(T)/G(T). \quad (1)$$

$$\begin{pmatrix} R(T) \\ G(T) \\ B(T) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R(T_0) * k_1(T)/k_1(T_0) \\ G(T_0) \\ B(T_0) * k_2(T)/k_2(T_0) \end{pmatrix}. \quad (2)$$

CTA를 거치면 조명이 D65로 변화한 효과를 가져오게 되고 그에 따라 이미지의 색 분포도 변화한다. 이 방법으로 우리는 D65 표준 광원 아래에서 찍은 것과 같은 사진을 제작할 수 있다. 이는 사진을 찍었을 때의 조명 색에 관계없이 표준 환경에서의 색 관련 정보를 추출할 수 있다는 의미이다.

하지만 이 방법을 적용하면서 특수한 상황이 있었다. 일반적으로 실외에서 나타날 수 있는 색온도는 7000K를 넘지 않는다. 하지만 푸른색의 하늘이나 바다가 이미지의 넓은 부분을 차지한 경우 이미지의 색온도가 7000K이상으로 높게 추정되었다. 이 추정 결과는

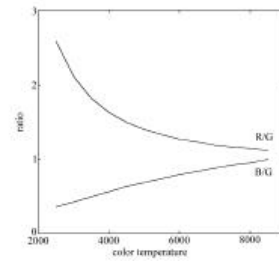


그림 3. S.Tominaga의 논문에서 수록된 록업 테이블[8]

조명 때문이 아니라 이미지 상 물체에 의한 것이다. 따라서 이러한 경우에는 이미지의 색온도가 실제 조명의 색온도와 같다고 한 가정이 성립하지 않는다. 결론적으로, 이미지의 색온도가 7000K이상인 경우에는 조명 색을 보정하지 않고 그대로 두는 것이 더 적합하다고 판단된다. 본 연구는 이미지의 색온도가 7000K 이하일 경우 색온도를 6500K로 조정하고, 7000K 이상일 경우 색온도를 조정하지 않는 조건적 색온도 조정 알고리즘(Conditional Color Temperature Adjustment, CCTA)을 제안한다.

진한 푸른색 조명 아래에서 촬영된 실내 이미지 등에서는 CCTA를 적용하면 보정이 이루어지지 않는다. 하지만 이러한 경우는 극히 드물기 때문에 더 일반적인 경우를 처리할 수 있는 CCTA를 제안한다.

V. 실험 결과

제안한 방법의 성능을 확인하기 위해 이미지들을 장면 깊이 범위가 넓은 이미지와 좁은 이미지 두 가지로 분류하고 기존의 방법에 조건적 색온도 조정 알고리즘을 적용하여 실험하였다.

먼저 준비한 이미지들을 눈으로 판단하여 장면 깊이 범위가 넓은 이미지, 좁은 이미지의 두 그룹으로 나누었다. 장면의 최대 깊이가 25m 이하인 경우 깊이 범위가 좁은 이미지로 분류하였고, 25m 이상인 경우 깊이 범위가 넓은 이미지로 분류하였다. 깊이를 가늠하기 모호할 경우 실내 이미지는 깊이 범위가 좁은 이미지로, 실외 이미지는 깊이 범위가 넓은 이미지로 분류하였다. 전체 604장의 이미지 중 303장은 깊이 범위가 넓은 이미지, 301장은 깊이 범위가 좁은 이미지로 분류되었다. 실험 시, 주어진 분류 방법으로 이미지를 분류하였을 때의 결과가 눈으로 판단하여 분류한 결과와 일치하는 경우 분류 성공으로 간주하였다. 주어진 분류 방법을 적용할 때에는 이미지 전체와 가로 세로 각 4등분을 하여 나온 16개의 부분 이미지들에 대해 특징을 추출하였다.

분류 방법	분류 성공률(%)
COH+ASF CCTA 부적용	56.62
COH+ASF CCTA 적용	58.44
EOH+TRF+COH+ASF CCTA 부적용	74.34
EOH+TRF+COH+ASF CCTA 적용	80.30

표 2. 실험 결과

표 2는 실험 결과를 보여준다. 먼저 색 정보를 분류 기준으로 하는 기존의 방법들을 이용하여 실험하였다. Nedovic의 ASF[1]와 Kim의 COH[5] 두 가지 방법을 결합하여 분류에 사용하였다. 본 논문에서 제안한 방법인 CCTA를 적용하였을 때 분류 성공률은 58.44%로 CCTA를 적용하지 않았을 때보다 2.2% 상승하였다.

다음으로는 색 정보만이 아닌 다른 정보들을 분류 기준으로 한 방법들을 결합시켜 실험하였다. Kim의 Edge Oriented Histograms(EOH)[5]와 본 저자의 다른 논문에서 제안된 방법인 Texture Related Feature (TRF)[6]를 분류에 이용하였다. COH, ASF, EOH, TRF 네 가지 방법을 결합하여 사용한 경우 CCTA를 적용하였을 때의 분류 성공률이 80.30%로 CCTA를 적용하지 않았을 때보다 약 6% 향상되었다.

V. 결론

본 논문은 이미지를 깊이 범위가 넓은 이미지와 좁은 이미지로 분류하는데 있어서 조명이 미치는 효과에 주목하였다. 조명의 색에 따라 물체가 이미지 상에 색이 변화되어 나타나고, 이러한 상태에서 색 정보를 기준으로 하는 분류 방법을 적용한다면 결과가 부정확할 수 있다. 본 연구진은 이러한 문제를 해결하기 위하여 조명 색을 표준 광원 D65로 변환하는 방법(CTA)을 제안하였다. 조명 색은 그에 해당하는 색온도를 조정함으로써 변환하였다. 더 나아가 추정된 이미지의 색온도가 7000K를 넘을 경우 조명 때문이 아닌 이미지 상 물체에 의한 결과라고 판단하고, 색온도 보정을 하지 않는 조건적 색온도 보정 알고리즘(CCTA)을 제안하였다.

실험 결과에서 볼 수 있듯이 조건적 색온도 보정을 적용한 결과 적용하지 않았을 때보다 분류 성공률이 향상되었다.

제안한 방법은 이미지 분류 이외에도 장면 분석, 이미지 처리 등 이미지의 색 정보를 추출하여 이용하는 연구 분야에 도움이 될 수 있다.

감사의 글

이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(2013023069).

참고문헌

- [1] V. Nedovic, A. W. M. Smeulders, A. Redert, J. M. Geusebroek, "Stage as models of scene geometry", IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, Vol. 32, No. 9, pp. 1673-1687, 2010.
- [2] J. Luo, A. Savakis, "Indoor vs. outdoor classification of consumer photographs using low-level and semantic features" International Conference on Image Processing(ICIP), Thessaloniki, Greece, Vol.2, pp. 745-748, 2001.
- [3] S. Bianco, G. Ciocca, C. Cusano, R. Schettini, "Improving color constancy using indoor-outdoor image classification", IEEE Transactions on Image Processing, Vol. 17, No. 12, pp.2381-2392, 2008.
- [4] A. Payne, S. Singh, "Indoor vs. outdoor scene classification in digital photographs", Pattern Recognition, Vol. 38, No. 10, pp.1533-1545, 2005.
- [5] W. Kim, J. Park, C. Kim, "A novel method for efficient indoor - outdoor image classification", Journal of Signal Processing Systems, pp.251-258, 2010.
- [6] 갈준호, 최두섭, 송원석, 김태정, "2차원 영상의 3차원 변환에서 깊이 정보 부여를 위한 이미지 분류", 대한전자공학회 추계학술대회 논문집, pp.521-524, 2012.
- [7] A. R. Robertson, "Computation of correlated color temperature and distribution temperature", Color Research and Application, Vol. 58, No. 11, pp.1528-1535, 1968.
- [8] S. Tominaga, S. Ebisui, B. A. Wandell, "Color temperature estimation of scene illumination" in Proceedings of IS&T/SID 7th Color Imaging Conference: Color Science, Systems, and Applications, Scottsdale, AZ, pp. 42-47, 1999.
- [9] D. B. Judd, "Estimation of chromaticity differences and nearest color temperature on the standard 1931 ICI colorimetric coordinate system", Journal of the Optical Society of America, vol. 26, pp. 421-426, 1936.

10-bit Two-Step Single Slope A/D 변환기를 이용한 고속 CMOS Image Sensor의 설계

*배재영, 송민규
동국대학교-서울 반도체학과
e-mail : mksong@dongguk.edu

Design of a High Speed CMOS Image Sensor with a 10-bit Two-Step Single-Slope A/D Converter

*Jaeyoung Bae, and Minkyu Song
Dongguk Univ-Seoul, Dept. Semiconductor Science

Abstract

In this paper, a high-speed CMOS Image Sensor (CIS) based on a 10-bit two-step single-slope A/D converter is proposed. The A/D converter is composed of both a 5-bit coarse ADC and a 6-bit fine ADC, and the conversion speed is 10 times faster than that of the single-slope A/D converter. The chip has been fabricated with 0.13um 1-poly 4-metal CIS process, and it has a QVGA(320×240) resolution. The fabricated chip size is 5mm×3mm, and the power consumption is about 35mW at 3.3V supply voltage. The measured conversion speed is 10us, and the frame rate is 220 frames/s.

I. 서론

현재 카메라, CCTV, 의학 및 자동차 시스템 등의 다양한 분야에 사용되고 있는 CMOS Image Sensor(CIS)에는 column-level A/D 변환기가 주로 사용되고 있다. 큰 픽셀 어레이의 고속 판독을 용이하게 해주는 column-level ADC에는 일반적으로 Single Slope A/D 변환기(SS-ADC)가 주로 사용된

다[1]. 하지만 최근 요구되는 높은 해상도에는 n-bit의 해상도가 증가함에 따라 2^n 배에 비례하여 느려지는 단점이 있기 때문에, 디지털 캠코더나 HDTV, UDTV 등 고해상도와 더불어 30frames/s 이상의 높은 프레임율을 요구하는 비디오 영역에서의 이미지 센서에는 사용하기 어려움이 있다. 따라서 본 논문에서는 기존 SS-ADC의 변환속도보다 약 10배 이상 빠른 Two-Step Single Slope A/D 변환기를 사용하여 QVGA(320×240) 급의 CIS를 구현하였다[2]. 이와 같은 특성을 가지기 위해 두 번의 Correlated Double Sampling(CDS) 회로를 제안하였으며 0.13um 1-poly 4metal CIS 공정을 사용하여 제작되었다.

II. 본론

본 논문에서 설계된 Two-Step SS-ADC는 Column-parallel 구조로 제작되었으며, 작은 픽셀 크기로 인하여 발생하는 Column 내부의 공간제약과 면적의 지나친 축소로 인한 오작동 문제를 극복하기 위해 Column 회로를 Even과 Odd 회로로 나누어 배치하였다. Column의 구성은 그림 1과 같이 A/D 변환기의 Analog 블록과 2개의 메모리로 구성된 Digital 블록으로 구성되어 있다.

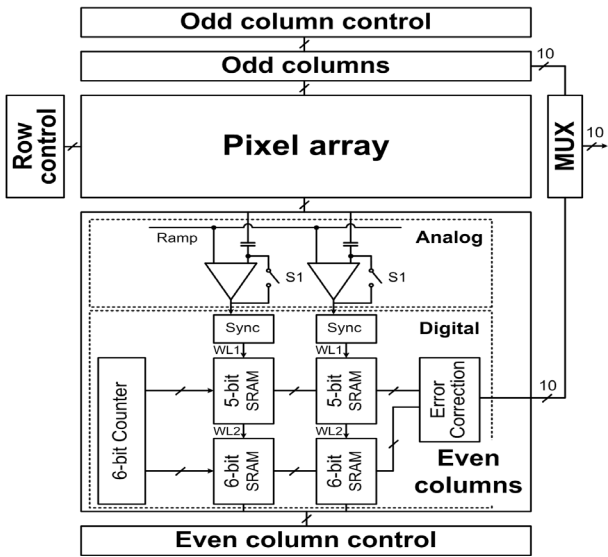


그림 1. 제안하는 CIS 의 구조

그림 2에는 제안하는 Two-Step SS-ADC 회로도를 나타내었다. SS-ADC에서는 픽셀에서 출력되는 신호와 RAMP신호가 OTA로 직접 입력되어 두 신호를 비교하게 된다. 그에 반해 Two-Step SS-ADC는 픽셀에서 출력되는 신호와 Coarse A/D 변환, Fine A/D 변환을 나누어 수행하기 위해 커패시터와 스위치를 추가 배치하였다. OTA의 이득이 낮을 경우 추가적으로 OTA나 스위치-커패시터 구조를 통해 오프셋 제거가 가능한 inverter가 필요하기 때문에 본 논문에서는 새로운 단일 OTA를 사용하여 면적과 전력 소모를 줄였다.

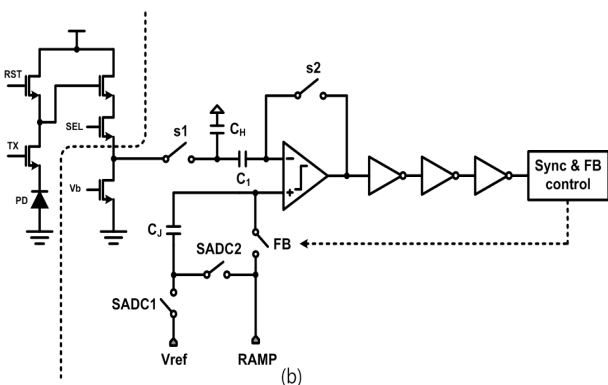


그림 2. 제안하는 Two-Step Single-Slope ADC 회로

제안하는 CIS 는 0.13um CIS 공정으로 제작되었다. 칩 크기는 5mm×3mm 이며 픽셀어레이는 QVGA급인 320×240으로 구성되었다. 그림 3은

측정된 샘플 이미지 사진으로 기준 클럭 20MHz, ADC 클럭 12.5MHz에서 220 frames/s 의 높은 프레임율을 보였다.



그림 3. 측정된 이미지

III. 결론

본 논문에서는 고해상도와 더불어 고속을 요구하는 비디오 영역에서의 이미지센서 적용을 위해 Two-Step SS-ADC를 기반으로 하는 CIS를 설계 하였다. 그 결과 설계된 Two-Step SS-ADC는 기존의 SS-ADC의 100us 변환시간 보다 약 10배 빠른 10us의 변환 시간을 갖는 것으로 측정되었으며, 이를 기반으로 설계된 CIS는 QVGA급의 해상도에서 220 frames/s의 높은 프레임율을 만족하였다. 따라서 고속 이미지 센서 및 비디오 등의 영역에서 효과적인 응용이 가능할 것이라 예상된다. 하지만 Coarse A/D 변환과 Fine A/D 변환 사이에 커패시터 및 스위치 사용으로 인한 Charge injection 및 Clock feedthrough에 따라 발생하는 mismatch는 해결해야할 문제점으로 보인다.

감사의 글

이 논문은 2013년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임.(2013R1A1A2001455)

참고문헌

[1] T. Sugiki et al. "A 60mW 10 b CMOS image sensor with column-to-column FPN reduction." in Proc. IEEE ISSCC Dig. Tech. Papers, pp. 108-109, Feb. 2000.

[2] S. Lim, J. Cheon, S. Ham, and G. Han, "A new correlated double sampling and single slope ADC circuit for CMOS image sensors," in Proc. Int. SoC Des. Conf., pp. 34-35, Dec, 2007.

스테레오영상의 깊이감에 의한 뇌 반응의 변화

김동찬, 박현욱

카이스트 전기 및 전자공학과

e-mail : dckim@athena.kaist.ac.kr, hwpark@kaist.ac.kr

Effect of the stereo 3D stimuli with different disparities on human brain

Dongchan Kim, HyunWook Park

Department of Electrical and engineering, KAIST

Abstract

In stereoscopic displays, excessive disparity may hinder stereovision (i.e. blur or double vision). Also the degree of disparity is important factor for the amount of discomfort in stereo viewing. In this paper, a functional magnetic resonance imaging (fMRI) method is used to investigate the effect of the degree of disparity on human brain including excessive disparity stimulus. We found that the brain regions including V3A, IPS (DIPSM, DIPSA, phAIP, POIS, VIPS) showed different level of activation by the degree of disparities of each stimulus. This results showed that fMRI could be used as a objective measurement method for stereoscopic visual discomfort.

I. 서론

일반적으로 스테레오 영상은 좌안과 우안에 들어오는 영상의 수평 방향으로의 약간의 차이를 통해 깊이 감 정보를 전달한다 [1]. 이와 같은 방식의 깊이감 정보 전달 방법은 수렴과 조절 작용 사이의 차이를 유발하게 되며, 특히 깊이감의 크기가 클 경우 오른쪽 눈과 왼쪽 눈에 들어오는 영상을 합성하는데 어려움을 겪게 된다. 특히 과도한 깊이감의 영상은 두 영상이

제대로 합성되지 않을 경우 이중상이나 영상의 흐릿함이 발생하며 또한 피로감을 유발하게 된다 [2, 3]. 본 논문에서는 뇌기능영상법 (fMRI)를 이용해 서로 다른 깊이감의 영상을 보여주고 이에 따른 뇌 반응의 비교를 통해 뇌기능 영상법이 스테레오 영상에 의한 피로 측정의 객관적 측정 도구로 사용될 수 있을지 가능성을 보이려 한다.

II. 본론

2.1 실험 설계

본 실험은 깊이감의 크기가 다른 스테레오 영상에 대한 뇌 반응을 분석하여 뇌 반응의 유의미한 차이가 있음을 보이는 것을 목적으로 한다. 이를 위해 자연영상에서 각각 4°, 3°, 2°, 1°의 깊이감을 가진 네 종류의 스테레오 자극과 2D 자극을 생성하고 이를 이용해 block-design paradigm에 기반 하여 실험을 설계하였다. 설계된 실험은 그림 1 과 같다. 그림 1에서 Stimulus block은 상기 기술한 네 종류의 스테레오 영상과 2D 영상을 포함한다. Stimulus block에서는 영상이 6초에 한번씩 변화하게 되는데, 이는 18초간 같은 영상을 보게 될 경우 뇌 반응이 감소하므로, 반응을 전체 block안에서 유지시켜 주기 위함이다.

2.2 실험 과정

본 실험은 3T 자기공명 영상 장치 (Siemens

Magnetom Verio, Germany)에서 진행하였다. 실험에는 총 9명의 피험자가 참가하였으며, 모든 실험절차는 KAIST IRB의 승인을 받았다. 각 실험은 GE-EPI 시퀀스 (25 slices; voxel size = $3.5 \times 3.5 \times 4 \text{ mm}^3$)를 이용한 뇌 기능 영상 촬영과 MP-RAGE 시퀀스 (TR = 1800 ms; TE = 2.52 ms; matrix size = $256 \times 256 \times 128$) 를 이용한 뇌 구조 영상 촬영 과정으로 이루어져 있다.

2.3 분석 방법

실험을 통해 획득한 시계열 신호를 통해 Fixation 자극을 볼때의 뇌 반응을 기준으로 하여, 4°, 3°, 2°, 1°, 2D 에서의 BOLD 신호의 변화 (percent signal change)를 통해 스테레오 정보 처리와 연관이 있다고 알려진 뇌 영역에서의 신호 변화를 관찰하였다 [4, 5]. 해당 영역은 DIPSA, DIPSM, phAIP, POIPS, V3AR, VIPS 영역이다. 각 영역의 중심점을 기준으로 8 mm 구형의 영역을 ROI로 하고 각 ROI에서 추출한 시계열 신호를 이용해 분석을 진행하였다.

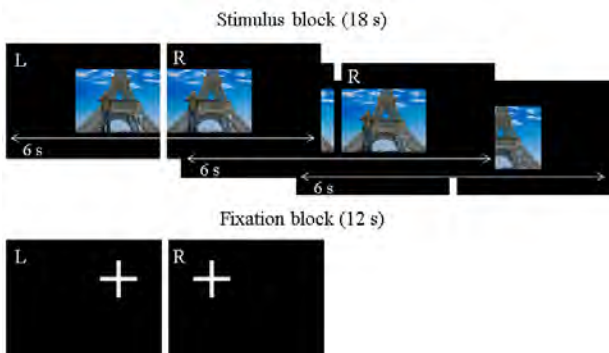


그림 1. 실험 설계

III. 결과

실험 결과는 그림 2 와 같다. 상기 기술한 바와 같이 깊이감이 큰 영상은 합성의 어려움에 의해 피로감이 나타나게 되며, 이러한 증상은 일반적으로 2° 이상의 깊이감을 가진 스테레오 자극에서 나타나는 것으로 알려져 있다 [3]. 본 실험 결과에서 알 수 있듯이, 2D, 1° 와 2°의 영상의 경우 뇌 신호의 크기가 비슷하였으나, 피로감을 유발하는 자극이라 추정할 수 있는, 3°와 4° 자극에서 상대적으로 큰 반응이 나타남을 확인할 수

있다.

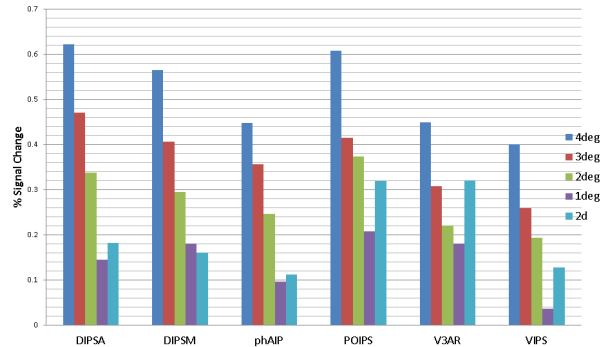


그림 2. 각 ROI의 뇌신호 변화 비율

IV. 결론 및 향후 연구 방향

해당 연구는 피로감을 유발할 수 있는 자극인 깊이감이 큰 영상 (4°, 3°)에서 뇌신호 변화 비율을 통해 객관적으로 해당 영상의 피로감을 측정할 수 있음을 확인하였다. 향후 본 결과와 주관적 피로 측정과 결합하여 주관적 피로 측정과의 일치도를 알아봄과 동시에 다양한 자극으로 확장하여 객관적 피로 측정으로의 이용 가능성을 확인해 보아야 할 것이다.

참고문헌

- [1] Konard, J. & Halle, M. (2007). 3-D displays and signal processing. IEEE Signal Processing Magazine, 24 (6), 97-111.
- [2] Lambooi et al., (2009). Measuring visual discomfort associated with 3D displays. Proceedings of the SPIE, 7237.
- [3] Lambooi et al., (2009). Visual discomfort and visual fatigue of stereoscopic displays: A review. Journal of Imaging Science and Technology, 53 (3), 1-14.
- [4] Georgieva et al., (2009). The processing of three dimensional shape from disparity in the human brain. Journal of Neuroscience, 29(3), 727-742.
- [5] Tsao et al., (2003). Stereopsis activates V3A and caudal intraparietal areas in macaques and humans. Neuron, 39(3), 555-568.

영역 기반 특징을 효율적인 얼굴 검출 방법

*박상혁, 정준영, 서영주, 이동훈, 유창동

한국과학기술원 전기및전자공학과

e-mail : {shine0624, jych, minerrba, iamdh}@kaist.ac.kr, cdyoo@ee.kaist.ac.kr

Efficient face detection method based on region-based feature

*Sanghyuk Park, Junyoung Chung, Youngjoo Seo, Donghoon Lee, Chang D. Yoo

Department of Electrical Engineering

Korea Advanced Institute of Science and Technology

Abstract

In this paper, we propose an efficient face detection method based on region-based feature. To reduce time complexity of the detector learning, we adopt logistic regression based weak classifier learning and AUC-score based cascade structure learning algorithm. To enhance detection accuracy, we construct post processing filter to handle various false alarms. Various experimental results show that the proposed algorithm achieves good performance when compared to previous region-based detection algorithms. According to experimental results, the proposed algorithm shows high detection accuracy while it reduces false alarm rate compare to conventional algorithms.

I. 서론

얼굴 검출은 영상에 존재하는 얼굴의 위치와 크기 등을 검출하는 것으로서 얼굴 검출 알고리즘 자체로서의 중요성뿐만 아니라, 얼굴 인식, 표정 인식 및 줄음 검출 등과 같은 다양한 응용 분야의 필수적인 알고리즘이다. 그러나 영상에 존재하는 사람의 얼굴을 정확하게 검출하는 일은 영상 자체의 다양한 배경, 인물의 포즈, 표정 및 조명 변화와 같은 환경 요소에 민감한

문제점이 있다. 따라서 다양한 영상으로부터 정확하게 사람의 얼굴을 검출하는 방법에 대한 많은 연구가 현재까지 지속되고 있다.

얼굴 검출을 위한 다양한 연구 방법들[1] 중에서 Viola와 Jones[2]가 제안한 Haar-like 특징과 Adaboost를 이용한 얼굴 검출 알고리즘은 검출 성능과 테스트 속도 면에서 매우 우수하다고 평가 받고 있으며 오늘날 얼굴 검출의 대표적인 알고리즘으로 여러 분야에서 응용되어 사용되고 있다. 그러나 Adaboost를 이용하는 방법은 얼굴 검출을 위한 분류기의 학습에 많은 시간이 소요되고, 분류기가 학습데이터에 영향을 많이 받는 문제점이 있었다. Jianguo Li *et al.*[3]는 SURF 특징[4]과 Logistic regression 기반의 얼굴 분류기 훈련 방법을 이용하여 기존의 Adaboost를 이용한 cascade 구조 기반 얼굴 검출 알고리즘에 비하여 빠른 학습 시간과 보다 높은 검출 성능을 보였다.

본 논문에서는 영상 내 존재하는 얼굴 후보 영역을 검출하기 위하여 [4]에서 제안된 방법과 같이 영역기반 특징을 이용하고, 최종 얼굴 영역을 검출하기 위하여 LBP[5]와 HOG[6] 특징을 이용한 SVM 후처리 필터를 이용함으로써 얼굴 검출의 정확도를 향상시키는 방법을 제안한다.

II. 본론

본 논문에서 제안하는 얼굴 검출 알고리즘의 전체적인 구성은 다음의 그림 1 과 같다. 영상이 입력되면

영역기반 특징을 추출하고 윈도우 탐색 기법을 이용하여 얼굴 후보 영역을 검출한다. 검출된 각 후보 영역에 후처리 필터 적용시켜 얼굴 영역에 대한 스코어맵을 생성한 후 스코어 임계 값에 따라 최종 얼굴 영역을 검출한다.



그림 1. 제안하는 얼굴 검출 알고리즘의 구성도

얼굴 특징으로는 영역 기반의 SURF feature[4] 사용한다. 기존의 SURF feature는 일반적으로 특징점 추출 등에 사용되었으나, 본 논문에서는 40x40의 윈도우영역 내 2x2 셀 영역 내 존재하는 픽셀들의 기울기 정보 ($\sum dx, \sum dy, \sum du, \sum dv, \sum |dx|, \sum |dy|, \sum |du|, \sum |dv|$)를 각 8차원으로 추출하여 32차원 특징 벡터를 생성하였다. 여기서 dx는 수평, dy는 수직, du, dv는 각 대각 기울기 값을 의미한다. 각 셀의 크기는 최소 12x12 픽셀로부터 가로, 세로 비율을 1:2, 1:3, 2:3 등으로 조절하여 총 358 종류의 특징 추출 윈도우를 사용하였다.

얼굴 후보 영역 탐색을 위한 약분류기 학습에는 [3]에서 제안된 Logistic regression 과 Gentle 부스팅 기법을[7] 이용하고, 약분류기 결합을 위한 cascade 구조 학습은 Area Under Curve (AUC) 스코어를 이용하였다. N개의 학습 데이터 $\{X_i, y_i\}_{i=1}^N$ 가 주어지면, 각 약분류기 h 는 수식 (1)을 이용하여 얼굴영역($y=1$)과 비얼굴 영역($y=-1$)을 구분하는데 사용한다.

$$p(y=1|X, W) = \frac{1}{1 + \exp(-yW^T X)} \quad (1)$$

Cascade 구조 학습을 이용한 강 분류기 $H^T(X)$ 는 다음의 수식 (2)를 이용하여, 이전 스테이지 $t-1$ 의 분류기와 현재 스테이지 T 의 k 번째 라운드의 분류기와 결합을 이용하여 생성한다.

$$H^T(X) = \operatorname{argmax} J(H^{t-1}(X) + h_k(X)) \quad (2)$$

이때, $J(\cdot)$ 는 cascade 구조 학습을 위한 목적함수이고, T 번째 스테이지에서 $J(H^{t-1}(X) + \alpha_k h_k(X))$ 의 값이 수렴하면 현재 스테이지에서의 분류기 결합을 종료하고 다음 스테이지로 넘어간다. 그림 2는 스테이지의 수가 증가할수록, 또한 스테이지 내의 라운드 수가 증가할수록 수식(2)의 값이 수렴함을 보여준다.

이와 같은 방법으로 훈련된 얼굴 검출기는 영상으로부터 얼굴 후보 영역을 검출하고, 최종 얼굴 검출 결과를 얻기 전에 오검출을 줄이기 위하여 후처리를 수행한다. 후처리에서는 SURF feature를 이용한 얼굴 검출기가 오검출하는 패턴들을 올바르게 처리하기 위하여 비얼굴 영상에서 얼굴로 추정된 오검출 영역들과 학습 얼굴 영상을 재이용하여 학습한다. 사용된 특징은 LBP feature와 HOG feature를 pyramid 형태로 쌓고 SVM을 이용하여 얼굴인지 아닌지에 대한 최종 판단을 내린다. 연산속도를 줄이기 위하여 리니어 커널을 사용하였다. 검출된 얼굴 후보 영역은 SVM 필터를 통과하여 스코어맵으로 맵핑되고, 임계 값 이상의 후보 영역을 최종 얼굴 검출 영역으로 판단한다.

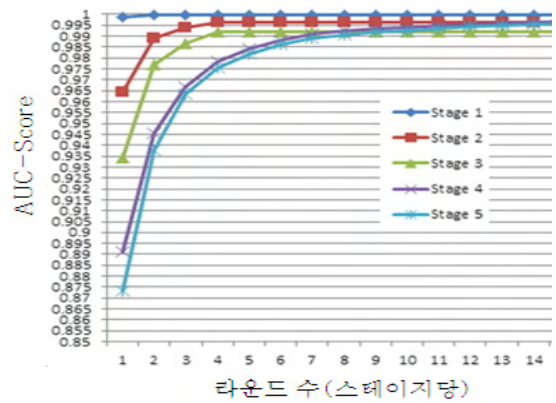


그림 2. AUC-score Convergence 그래프

III. 구현

본 논문에서 제안하는 방법의 성능을 평가하기 위하여 Core2 Quad CPU의 8GB Ram의 하드웨어, Microsoft window7 운영 체제상에서 Microsoft visual studio 2010, Matlab 2012 와 OpenCV 라이브러리 2.0을 이용하여 제안하는 알고리즘을 구현하였다. 성능 평가를 위한 데이터는 Caltech[8] 와 CAS-PEAL[9]을 이용하였고, 검출기 학습에 사용된 얼굴 영상은 Feret[10], Multi-PIE[11] 데이터에서 선별한 15600장의 영상을 이용하고, 비얼굴 영상은 구글등에서 20000여 장을 수집하여 이용하였다. 얼굴 훈련 영상은 40x40 사이즈의 영상으로 변환하고, 비얼굴 영상은 원본 크기에서 특징 윈도우 크기 비례에 따라서 추출하였다. 얼굴 검출기 학습을 위한 목표 정검출율은 스테이지당 99.5%로 고정하고, 오검출율은 각 스테이지에서 정검출에 따른 AUC-score에 해당하는 값을 이용하였고, 학습 종료 오검출율 조건은 10^{-6} 을 사용하였다. 얼굴 검출기 학습은 6단계 cascade 학습에 약 48시간 정도가 소요되며 기존의 Adaboost 기반 방법에 비하여 비약적으로 시간이 단축되었다. 얼굴 검출에

소요되는 시간은 320 x 240 해상도에서는 장당 약0.15초, 640 x 480 에서는 약 0.4 초가 소요되었다. 얼굴 검출 성능 수행을 위하여 기존의 [2,3]의 방법과 유사한 정검출율을 기준으로 오검출 성능을 비교하였다.

Caltech Face DB는 450장의 896x592해상도의 남녀 사진으로 구성되어 있고, 복잡한 배경에서 각각의 얼굴을 정확하게 찾는 것이 실험 성능의 목적이다. 표 1은 각각의 실험 결과를 보여준다.

	검출	미검출	정검출	오검출
VJ [2]	623	4	99.11%	28.41%
J.LI [3]	346	104	76.88%	-
제안한방법	471	5	98.89%	4.46%

표 1. Caltech Face DB 얼굴 검출 성능 비교

본 실험에 제안한 방법은 6단계로 구성된 308개의 약분류기를 사용하였고, 24단계 천여개의 약분류기 결합으로 이루어진 기존의 [2]의 방법에 비하여 낮은 오검출에서 유사한 정검출 성능을 보임을 확인할 수 있다. 여기서, [3]의 경우 데모용 프로그램만 존재하여 정확한 오검출 수치 비교가 어려워 정검출 결과만 이용한다.

CAS-PEAL Face DB는 다양한 남녀로 구성된 영상 크기와 포즈, 장신구착용, 표정 및 조명 등의 환경요소에 강인하게 얼굴을 검출하는 것이 성능 평가의 주된 목적이고 검출 결과는 다음의 표 2와 같다.

종류 (영상수)	성능	VJ [2]	J.LI [3]	제안한 방법
포즈 (2280)	정검출	93.68%	93.64%	95.57%
	오검출	11.04%	-	6.76%
정면 (2500)	정검출	98.16%	93.88%	98.12%
	오검출	10.32%	-	1.93%
장신구 (2616)	정검출	97.40%	96.98%	99.39%
	오검출	3.90%	-	0.42%
표정 (1884)	정검출	99.95%	100%	100%
	오검출	2.07%	-	0.26%
조명 (765)	정검출	97.78%	60.39%	96.99%
	오검출	2.17%	-	0.39%

표 2. CAS-PEAL Face DB 얼굴 검출 성능 비교

표2의 실험 결과는 제안하는 방법이 기존의 방법에 비하여 낮은 오검출에서 기존과 비슷하거나 더 뛰어난 정검출 성능을 보임을 확인할 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서 제안하는 방법은 기존의 영역기반 특징을 이용한 얼굴 검출 알고리즘의 성능을 향상시키고, 고해상도 및 조명, 장신구, 표정변화 등의 환경 요인에 강인하게 얼굴을 검출하는데 목적이 있다. 기존에 제안된 영역기반 특징 훈련 방법을 이용하여 얼굴 검출 학습 시간을 감소시키는 효과와 더불어 얼굴 후보 영역에 대한 후처리 필터를 결합함으로써 오검출율은 낮추면서 정검출율은 향상시킬 수 있었다. 그러나 최근 얼굴 검출이 고해상도 영상에서 실시간으로 이루어지는 추세를 바탕으로 본 논문에서 제안하는 방법은 검출 알고리즘의 최적화 및 학습 알고리즘의 개선을 통하여 보다 빠르고 정확하게 얼굴을 검출 할 수 있도록 알고리즘 개선에 대한 연구가 추가로 필요하다.

Acknowledgement

이 논문은 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. NRF-2010-0028680).

참고문헌

- [1] C.Zhang and Z.Zhengyou, "A survey of recent advances in face detection", Tech.rep., Microsoft Research, 2010.
- [2] P.Viola and M.Jones, "Rapid object detection using a boosted cascade of simple features", CVPR, 2001.
- [3] J.Li, T.Wang, and Y.Zhang, "Face detection using surf cascade." ICCV Workshops, 2011.
- [4] H.bay, T.Tuytelaars, and L.Van Gool, "Surf: Speeded up robust features", ECCV, pp.404-417, 2006.
- [5] T.Ahonen, A.Hadid, and M.Pietikainen, "Face description with local binary patterns: Application to face recognition", PAMI, vol:28(12), pp.2037-2041, 2006.
- [6] N.Dalal and B.Triggs, "Histograms of oriented gradients for human detection", CVPR, 2005.
- [7] J.Friedman, T.Hastie, and R.Tibshirani, "Additive logistic regression: a statistical view of boosting", Annals of statistics, vol(28), pp.337 - 407, 2000.
- [8] <http://www.vision.caltech.edu/html-files/>
- [9] <http://www.jdl.ac.cn/peal/>
- [10] <http://www.itl.nist.gov/iad/humanid/feret/>
- [11] <http://www.multipie.org/>

슈퍼컴퓨터 환경에서 랜덤 포레스트의 효율적인 학습 방법

*유병인, 최창규, 한재준, 박두식

삼성전자 종합기술원 Advanced Media Lab

e-mail : { *byungin.yoo, changkyu_choi, jae-joon.han, dusikpark* }@samsung.com

Efficient Learning methods for a Randomized Decision Forest using a Supercomputer

*ByungIn Yoo, Changkyu Choi, Jae-Joon Han, Dusik Park
Advanced Media Lab
Samsung Advanced Institute of Technology

Abstract

This paper presents efficient learning methods which generate a randomized decision forest from massive data by employing 1,000 CPU processes. Local states of each CPU process are globally shared with others by Message Passing Interface while distributed training are proceed. To reduce training time and memory consumption, densities of sampling data are determined by importance of classes. Moreover, number of iteration for finding best splitting rules are adaptively adjusted.

영상 처리 기술로도 활용되고 있다 [4][5]. 그러나 대량 데이터의 학습은 요구되는 메모리와 시간이 방대하기 때문에 효과적으로 학습 할 수 있는 방법이 필요하다. 예를 들어, QVGA 이미지 백만장을 학습하기 위해서는 200GByte이상의 메모리가 요구 되고, 범용 PC를 이용해 순차 학습 할 경우 상당한 시간이 필요하다. 기존에 GPU 기반의 학습 구조가 제안되었지만 메모리 제약으로 백만장 이상의 영상을 처리하기는 어렵다 [6]. 본 논문은 슈퍼컴퓨터에서 대용량 데이터로 효과적인 랜덤 포레스트 학습이 가능한 방법을 제시한다.

I. 서론

최근 기계 학습을 이용하여 사용자의 몸동작을 인식하고 사용자 인터페이스를 제어하는 기술에 대한 연구 및 개발이 가속화되고 있다. 특히 랜덤 포레스트(Random Forest) 알고리즘은 분류(Classification), 클러스터링(Clustering), 회귀(Regression)에 모두 효과적인 방법으로 대량의 데이터를 입력으로 기계 학습을 수행해서 몸동작을 인식하는데 적용 되었다 [1][2][3]. 또한 얼굴 표정 특징 검출, 손 자세 인식 등 다양한

II. 본론

2.1 지역 상태 공유 및 전역 흐름 동기화

그림 1은 복수개의 결정트리(Decision Tree)로 구성된 랜덤 포레스트를 슈퍼컴퓨터로 학습하는 전체 아키텍처이다. 개별 결정 트리를 위한 단위 학습(Job)은 다수의 CPU 및 프로세스로 구성 된다. 이 때 개별 프로세스들은 전체 이미지 파일들 중 일부를 담당해서 학습한다. 결정 트리는 알고리즘 1과 같이 반복적으로 샤넌 엔트로피(Shannon Entropy)를 최소화 하는 임계값과 특징 벡터를 찾고, 각 분할 노드에 기록한다.

III. 구현

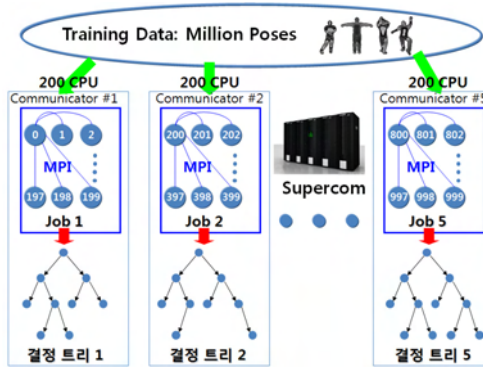


그림 1. 슈퍼컴 기반 랜덤 포레스트 분산 학습 구조

제안된 방법으로 1,000개의 CPU로 구성된 슈퍼컴퓨터에서 235만장의 이미지를 입력으로 신체 부위 인식 (Body Parts Classification)을 위해 5개의 결정 트리로 구성된 랜덤 포레스트를 학습 했다. 학습된 랜덤 포레스트는 그림 2와 같이 프라임센스社의 깊이 카메라 영상을 입력으로 사용자 신체 부분을 1 CPU로 20FPS 이상 실시간 인식이 가능 하다.

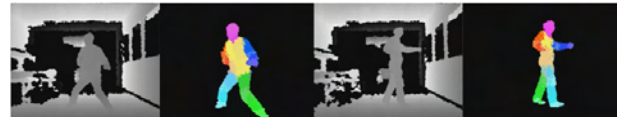


그림 2. 깊이 영상에서 신체 부분 인식 결과

```

TreeNode DLearnDT(TrainingData I)
begin
  repeat N times
    let f = SelectRadndomFeature()
    MPI_Broadcast(f)
    let r = TransformFeatureSpace(I, f)
    MPI_Reduce(r)
    repeat M times
      let t = SelectRandomThreshold(r)
      MPI_Broadcast(t)
      let (I_l, I_r) = Split(I, r, t)
      MPI_Reduce(I_l, I_r)
      let gain = EntropyGain(I_l, I_r)
      if gain is best then remember f, t, I_l, I_r
    end
  end
  MPI_Broadcast(f, t, I_l, I_r)
  if best gain is sufficient
    return SplitNode(f, t, DLearnDT(I_l), DLearnDT(I_r))
  else
    return LeafNode(Histogram(I))
  end
end
    
```

알고리즘 1. 결정 트리의 분산 학습 의사 코드

이때 단위 학습에 속한 프로세스 간의 MPI(Message Passing Interface) 통신으로 임계값과 특징 벡터, 그리고 계산된 지역 엔트로피 등을 전역으로 공유하고 프로세스 사이의 학습 흐름을 동기화 한다.

2.2 사용 메모리 및 학습 시간 최적화

랜덤포레스트에서 최적의 분할규칙(Split Rule)을 찾기 위한 반복은 긴 학습 시간의 원인이다. 일반적으로 데이터의 양이 많고 클래스의 종류가 많으면 결정 트리의 상위 노드에서는 분할규칙에 따른 엔트로피의 차가 크지 않은 점을 고려해서, 상위 노드에서는 적은 횟수의 반복으로 분할규칙을 학습하고 하위 노드로 갈수록 점차 많은 횟수의 반복을 수행한다. 또한 학습 데이터의 중요도에 따라서 샘플링 밀도를 다양화 한다. 예를 들어 신체 부분 인식에서는 손, 발, 머리와 같이 종단점에 해당하여 자세 추정에 중요한 부분은 모든 픽셀을 학습하고 나머지 신체 부분의 픽셀은 간헐적으로 학습한다. 이를 통해 메모리 사용량을 줄이고 학습 시간을 단축시키면서 최종 인식 성능에 영향을 미치지 않는다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 슈퍼컴퓨터 환경에서 대용량의 학습 데이터를 입력으로 랜덤포레스트를 학습하는 효율적인 방법을 제시하였다. 이를 통해 기업에서는 슈퍼컴퓨터로 대량데이터를 미리 학습해서 높은 수준의 인식기를 생성하고, 사용자는 학습이 완료된 실시간 인식기가 탑재된 제품을 이용할 수 있다. 향후 랜덤포레스트를 이용한 알고리즘은 사용자 얼굴, 손, 전신의 상태를 인식해서 스마트 TV 조작 및 엔터테인먼트, 쇼핑물 및 공항에서의 정보 디스플레이, 근골격 질환 예방 및 운동 치료 서비스 등 다양한 제품에 적용될 것이다.

참고문헌

- [1] J. Shotton et.al, "Boosting and Randomized Forests for Visual Recognition," ICCV 2009 Tutorial.
- [2] J. Shotton et.al, "Real-Time Human Pose Recognition in Parts from Single Depth Images," CVPR 2011.
- [3] M. Sun et.al, "Conditional Regression Forests for Human Pose Estimation," CVPR 2012.
- [4] M. Dantone et.al, "Real-time Facial Feature Detection using Conditional Regression Forests", CVPR 2012.
- [5] J-J Han et.al, "Real-Time Hand Shape Recognition by Orientation Invariant Data Learning for Smart TV," ICCE 2013.
- [6] Toby Sharp, "Implementing Decision Trees and Forests on a GPU," ECCV 2008.

Least Squares 기법을 활용한 고속 Linear Discriminant Analysis

*이기복, 김준모

한국과학기술원 전기및전자공학과

e-mail : *kibok90@kaist.ac.kr, junmo@ee.kaist.ac.kr*

Fast Linear Discriminant Analysis Using Least Squares

*Kibok Lee, Junmo Kim

Department of Electrical Engineering

KAIST

Abstract

분류 문제에 있어서 차원 감소는 고차원 데이터를 다루는 많은 분야에서 중요한 문제이다. Linear discriminant analysis (LDA)는 예전부터 널리 사용된 기법으로, between-class scatter를 maximize 하며 동시에 within-class scatter를 minimize 하는 transformation을 찾는다. 본 논문에서는 LDA와 특정 dependent variable matrix를 사용하는 least squares (LS) 기법과의 등가성을 보인다. 즉, LDA의 해와 이러한 LS의 해는 같은 range를 가진다. 이러한 LS의 해는 data를 class label에 따라 clustering하는 직관적인 해석을 제공한다.

I. 서론

분류 문제에 있어서 차원 감소는 고차원 데이터를 다루는 많은 분야에서 중요한 문제이다. 차원 감소에서 핵심은 불필요한 특징이나 잡음 정보를 제거하고 분류에 도움이 되는 정보를 보존하여 curse of dimensionality를 극복하는 데에 있다. Linear discriminant analysis (LDA)는 클래스 사이의 scatter는 최대화시키면서 클래스 내부의 scatter는

최소화하는 차원 감소기법으로 널리 활용되어 왔다. [1][2]

두 개의 클래스만 있는 경우에는 LDA와 least squares (LS) 기법 사이의 등가성이 잘 알려져 있었다. 최근에 LS와 LDA사이의 등가성을 다수의 클래스가 있는 경우로 확장하는 연구가 진행되어 왔다. Ye [3] 는 LS를 위한 하나의 특정 dependent variable matrix를 찾음으로써 LS와 LDA간의 등가성을 regularization이 없는 다중 클래스 문제로 확장하였다. 또한 Cai et al.[4]는 regularization이 있는 다중 클래스 LDA 문제에서 LS를 풀어서 LDA의 해가 이루는 공간을 찾아 LDA의 해를 근사화하는 하나의 알고리즘을 제시하였다. 이 알고리즘은 LS의 해가 이루는 공간이 LDA의 해가 이루는 공간을 포함하도록 하는 dependent variable matrix를 구하는 방법을 제시한다. 본 논문에서는 LS와 LDA의 등가성이 성립하는 dependent variable matrix의 집합을 구한다. 여기서 LS와 LDA는 해로 구해지는 matrix의 range가 같다는 점에서 등가적이다. 본 논문에서 규명한 dependent variable matrix를 사용하는 LS가 추구하는 차원 감소 맵핑은 각 데이터 포인트를 해당하는 클래스 레이블에 따라 클러스터링하는 것으로 볼 수 있어서 LDA와 LS에 대한 매우 직관적인 해석을 제공한다. 또한 LS가 generalized eigenvalue decomposition (GEVD)보다 빠르므로 LDA와 LS의 등가성을 사용하면 LDA를 보다

빠르게 구현할 수 있다는 장점이 있다.

II. 배경

2.1 Linear Discriminant Analysis

분류를 위한 데이터들의 집합을 데이터 행렬 $\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_n] \in \mathbb{R}^{d \times n}$ 로 나타내기로 하자. 여기서 d 는 데이터의 차원, n 은 데이터 포인트의 개수로, \mathbf{X} 의 각 열이 하나의 데이터 포인트에 해당한다. 이 때 각 데이터 포인트는 특정 클래스에 속하고 있으며 클래스 레이블을 나타내는 행렬을 레이블 행렬 $\mathbf{L} = [\mathbf{l}_1, \dots, \mathbf{l}_n] \in \mathbb{R}^{c \times n}$ 로 나타낸다. \mathbf{L} 의 각 열은 \mathbf{X} 의 해당열의 데이터 포인트가 어느 클래스에 속하는지를 나타내며, \mathbf{X} 의 해당 열이 k 번째 클래스에 속한다면 \mathbf{L} 의 해당 열은 k 번째 elementary vector가 된다. 데이터 행렬 \mathbf{X} 로부터 다음과 같이 3개의 scatter matrix를 정할 수 있다. (Total, within-class, between-class scatter matrix 순)

$$\mathbf{S}_T \triangleq \sum_{i=1}^n (\mathbf{x}_i - \mathbf{m})(\mathbf{x}_i - \mathbf{m})^T = \mathbf{X}\mathbf{C}\mathbf{X}^T = \mathbf{X}_C\mathbf{X}_C^T,$$

$$\mathbf{S}_W \triangleq \sum_{k=1}^c \sum_{\mathbf{l}_k = \mathbf{e}_k} (\mathbf{x}_i - \mathbf{m}_k)(\mathbf{x}_i - \mathbf{m}_k)^T = \mathbf{X}\mathbf{C}_W\mathbf{X}^T = \mathbf{X}_W\mathbf{X}_W^T,$$

$$\mathbf{S}_B \triangleq \sum_{k=1}^c n_k (\mathbf{m}_k - \mathbf{m})(\mathbf{m}_k - \mathbf{m})^T = \mathbf{X}\mathbf{C}_B\mathbf{X}^T = \mathbf{X}_B\mathbf{X}_B^T.$$

위 식에서 \mathbf{m} 은 데이터 포인트들의 평균, \mathbf{m}_k 은 k 번째 클래스 데이터 포인트들의 평균, n_k 는 k 번째 클래스에 속하는 데이터 포인트 개수, c 는 클래스의 수이다. 이제 다음과 같은 차원 감소 맵핑을 생각해보자.

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{W}^T \mathbf{x} \in \mathbb{R}^p.$$

여기서 $\mathbf{W} \in \mathbb{R}^{d \times p}$ 는 차원 감소 맵핑을 위한 변환 행렬로, 위의 식은 d 차원 데이터 \mathbf{x} 가 p 차원으로 차원이 감소되는 맵핑을 보여준다.

일반적으로 LDA는 $\text{rank}(\mathbf{S}_W) = d$ 를 가정하며, Fisher criterion이라 불리는 다음 목적 함수를 최대화시키는 문제로 알려져 있다.

$$J_0(\mathbf{W}) \triangleq \text{tr}((\mathbf{W}^T \mathbf{S}_W \mathbf{W})^{-1} (\mathbf{W}^T \mathbf{S}_B \mathbf{W})).$$

여기에 within-class scatter matrix 대신에 total scatter matrix를 사용하면 또 다른 Fisher criterion을 얻게 된다: $\text{rank}(\mathbf{S}_T) = d$ 을 가정하였을 때,

$$J_{LDA}(\mathbf{W}) \triangleq \text{tr}((\mathbf{W}^T \mathbf{S}_T \mathbf{W})^{-1} (\mathbf{W}^T \mathbf{S}_B \mathbf{W})).$$

여기서 J_0 의 해가 존재할 조건, 즉 $\text{rank}(\mathbf{S}_W) = d$ 일 때 J_0 와 J_{LDA} 의 해집합이 일치하므로 J_{LDA} 가 더 일

반화된 Fisher criterion이라 할 수 있다. 이 목적함수를 최대화하는 \mathbf{W} 를 본 논문에서는 LDA의 해 (solution) 또는 solution matrix라고 부르기로 한다. 또한 이 목적함수는 다음과 같은 성질을 갖는다: nonsingular matrix \mathbf{E} 에 대해,

$$J_{LDA}(\mathbf{W}) = J_{LDA}(\mathbf{W}\mathbf{E}).$$

Total scatter matrix가 singular인 경우에는 다음과 같이 regularization 항 $r\mathbf{I}$ 를 추가할 수 있다.

$$J_{RLDA}(\mathbf{W}) \triangleq \text{tr}((\mathbf{W}^T (\mathbf{S}_T + r\mathbf{I}) \mathbf{W})^{-1} (\mathbf{W}^T \mathbf{S}_B \mathbf{W})).$$

이 식은 regularized LDA를 위한 목적함수이다.

Fisher criterion을 최대화하는 해를 구하는 기법으로 generalized eigenvalue decomposition (GEVD)가 널리 알려져 있다. GEVD로 구한 RLDA의 해를 \mathbf{W}_{RLDA} 라 하면,

$$\mathbf{S}_B \mathbf{W}_{RLDA} = (\mathbf{S}_T + r\mathbf{I}) \mathbf{W}_{RLDA} \mathbf{A}_{RLDA}.$$

여기서, \mathbf{W}_{RLDA} , \mathbf{A}_{RLDA} 는 각각 eigenvector matrix, eigenvalue matrix가 되며, \mathbf{A}_{RLDA} 는 대각의 원소가 eigenvalue인 대각 행렬이다. 위 GEVD가 가질 수 있는 양의 eigenvalue는 $\text{rank}(\mathbf{S}_B)$ 개이며, 대부분의 경우 이 값은 $c-1$ 이므로 LDA의 해는 최대 $c-1$ 차원인 것으로 알려져 있다.

2.2 Regularized Least Squares

우리가 고려하는 least square 문제는 다음과 같다.

$$\min_{\mathbf{W}} \|\mathbf{X}^T \mathbf{W} - \mathbf{Y}^T\|_F^2 + r \|\mathbf{W}\|_F^2.$$

여기서 $r > 0$ 이면 regularization이 있는 경우에 해당하고 이 문제는 regularized least squares (RLS) 문제라고 한다. 여기서 \mathbf{X} 는 independent variable matrix, \mathbf{Y} 는 dependent variable matrix라고 한다. 이 RLS 문제는 다음과 같은 유일해를 갖는다고 알려져 있다. [5]

$$\mathbf{W}_{RLS} = (\mathbf{X}\mathbf{X}^T + r\mathbf{I})^+ \mathbf{X}\mathbf{Y}^T.$$

여기서 \mathbf{A}^+ 는 \mathbf{A} 의 Moore-Penrose pseudoinverse로, 모든 행렬에 대해 유일하게 존재하며, 특히 inverse가 존재하면 Moore-Penrose pseudoinverse는 inverse와 같다. [5]

III. 본론

3.1 RLDA와 RLS의 등가성

정리 1: RLS의 dependent variable matrix가 $\mathbf{Y} = \mathbf{Z}\mathbf{L} \in \mathbb{R}^{p_{LS} \times n}$ 의 형태를 가지며 $\mathbf{Z} \in \mathbb{R}^{p_{LS} \times c}$ 가 $\text{rank}(\mathbf{Z}\mathbf{C}) = c-1$ 을 만족하면, RLDA의 해

$\mathbf{W}_{RLDA} \in \mathbb{R}^{d \times \text{rank}(\mathbf{S}_B)}$ 와 RLS의 해

$$\mathbf{W}_{RLS} = (\mathbf{S}_T + r\mathbf{I})^+ \mathbf{X}_C \mathbf{Y}^T$$

$$\text{ran}(\mathbf{W}_{RLDA}) = \text{ran}(\mathbf{W}_{RLS})$$

을 만족한다.

정리 1에 의해 RLS의 해를 구하는 것으로 RLDA의 해가 이루는 공간을 구할 수 있다. 만일 \mathbf{Z} 가 $\mathbf{Z} \in \mathbb{R}^{c \times c}$ 이며 full rank인 경우에는 $\text{rank}(\mathbf{ZC}) = c - 1$ 이 되므로 정리 1의 조건을 만족하는 dependent variable matrix를 쉽게 생성할 수 있다. 간단히 $\mathbf{Z} = \mathbf{I}$, 즉 $\mathbf{Y} = \mathbf{L}$ 인 경우가 예가 될 수 있다.

정리 1의 range의 등가성은 낮추고자 하는 차원 p 가 정해지지 않았을 때 Fisher criterion을 최대화하며, 만약 p 가 정해져있다면 아래 정리 2를 통해 LDA의 해를 정확히 찾을 수 있다.

정리 2: $\mathbf{W}_{RLS} \in \mathbb{R}^{d \times p_{LS}}$ 에 의해 변환된 공간에서의 GEVD, 즉

$$(\mathbf{W}_{RLS}^T \mathbf{S}_B \mathbf{W}_{RLS}) \mathbf{W}_2 = (\mathbf{W}_{RLS}^T (\mathbf{S}_T + r\mathbf{I}) \mathbf{W}_{RLS}) \mathbf{W}_2 \mathbf{A}_2$$

를 만족하는 $\mathbf{W}_2 \in \mathbb{R}^{p_{LS} \times p}$ 에 대해 $\mathbf{W}_{RLS} \mathbf{W}_2 = \mathbf{W}_{RLDA} \in \mathbb{R}^{d \times p}$ 이다.

정리 2에 의해 낮추고자 하는 차원 p 가 정해져 있을 때 GEVD로 얻은 RLDA의 해와 같은 해를 구하고 싶으면 RLS의 해로 변환된 데이터로 scatter matrix를 구성하여 computational cost가 작은 낮은 차원의 GEVD를 통해 얻을 수 있다.

이제, $\mathbf{Y} = \mathbf{L}$, 즉 $\mathbf{Z} = \mathbf{I}$ 의 경우를 생각해 보면, RLS는 k 번째 클래스에 속하는 데이터를 k 번째 elementary vector 근방으로 클러스터링하는 것과 같다. 일반화하면, 그림 1에서 보여주는 것과 같이 nonsingular matrix \mathbf{Z} 에 대해 k 번째 클래스의 데이터를 \mathbf{Z} 의 k 번째 column vector로 클러스터링 하는 것과 같다.

3.2 Computational Complexity

Computational complexity를 비교하기 위해 floating point operations (flops) [5]를 사용한다. MATLAB에서 일반적으로 GEVD를 구하기 위해 사용되는 eig 함수는 $nd^2 + \frac{13}{3}d^3 + 3cd^2$ flops를 필요로 하며, implicitly restarted Arnoldi/Lanczos method (IRAM/IRLM)을 사용하는 iterative 방식의 GEVD는

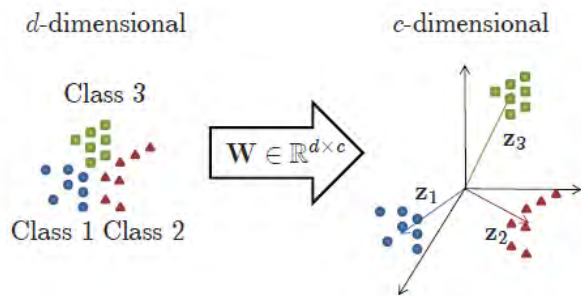


그림 1 $c = 3$, $\mathbf{Y} = \mathbf{ZL}$ 에서 $\mathbf{Z} = [\mathbf{z}_1 \mathbf{z}_2 \mathbf{z}_3] \in \mathbb{R}^{c \times c}$ 는 nonsingular일 때 $\mathbf{W} = \mathbf{W}_{RLS} \in \mathbb{R}^{d \times c}$ 에 의한 transformation의 예제.

$nd^2 + \frac{1}{3}d^3 + 2hld^2 + 4hl^2d + O(hl^3)$ flops를 필요로 한다. 여기서 h 는 iteration 수, l 은 Arnoldi/Lanczos method에서 사용되는 vector 수를 가리키며, 최소한 c 이상이어야 하고, $2c$ 이상의 값이 권장된다. RLS의 성질로

$$(\mathbf{X}_C \mathbf{X}_C^T + r\mathbf{I})^+ \mathbf{X}_C \mathbf{Y}^T = \mathbf{X}_C (\mathbf{X}_C^T \mathbf{X}_C + r\mathbf{I})^+ \mathbf{Y}^T$$

를 만족하기 때문에, Cholesky factorization과 forward/backward substitution을 사용한 RLS의 해를 구하는 데는 $nds + \frac{1}{3}s^3 + 2cnd + 2cs^2$ flops가 필요하며, 여기서 $s = \min(n, d)$ 이다.

여기에 p 차원의 해를 찾으려고 한다면 추가로 $6cd^2 + 2c^2d + O(c^3)$ flops가 필요하다.

클래스 수가 데이터의 차원이나 데이터의 수보다 매우 작다고 가정하고 c 나 l 을 무시하면, 데이터의 수가 데이터의 차원보다 매우 작은 undersampled 문제에 대해서 LS가 iterative GEVD나 GEVD보다 빠른 것은 자명하다. 한편, 데이터의 수가 데이터의 차원보다 큰 oversampled 문제에 대해서는 c 에 관련된 term 만큼 빠르고, c 가 무시할 정도로 작을 경우는 같게 된다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 LDA와 LS의 관계를 살펴보았다. LS의 dependent variable matrix \mathbf{Y} 가 $\mathbf{Y} = \mathbf{ZL}$ 의 형태로 주어질 때 LDA의 해와 LS의 해가 이루는 공간이 같다는 점에서 등가임을 보였다. 따라서 클래스 간 scatter를 최대화하면서 클래스 내 scatter를 최소화하는 공간은 데이터 포인트들을 클래스 레이블에 따라서 클러스터링하는 매핑 공간과 같게 된다. 제안된 기법은 kernel을 사용하는 kernel LDA로 확장될 수 있으며

또한 LASSO regularization을 사용하여 sparse solution을 구할 수 있을 것으로 기대된다.

참고문헌

- [1] C. Bishop, Pattern recognition and machine learning, Springer, 2006.
- [2] K. Fukunaga, Introduction to statistical pattern recognition, Academic Press, 1990.
- [3] J. Ye, Least squares linear discriminant analysis, Proceedings of the 24th International Conference on Machine Learning, ACM, 2007, pp. 1087--1093.
- [4] D. Cai, X. He, and J. Han, SRDA: An efficient algorithm for large-scale discriminant analysis, IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering, vol. 20, no. 1, pp. 1--12, 2008.
- [5] G. Golub and C. Van Loan, Matrix Computations, 3rd ed., Johns Hopkins Univ Press, 1996.

스파스코딩과 구별력이 있는 디셔너리 러닝을 이용한 성별 판별 알고리즘

*윤재식, 유창동
한국과학기술원 전기전자공학부
e-mail : jaesik817@kaist.ac.kr, cdyoo@ee.kaist.ac.kr

Gender estimation algorithm using sparse coding and discriminative
dictionary learning

*Jae-Sik Yoon, Chang D. Yoo
Department of Electrical Engineering
Korea Advanced Institute of Science and Technology

Abstract

This paper proposes implementation of gender estimation algorithm using sparse coding and discriminative dictionary learning. A benefit of proposed algorithm is that it can classify similar data in several classes. Our proposed algorithm makes shared dictionary and it can make more discriminative class dictionary bases than previous algorithms. Gender estimation experiment is performed for AR face dataset.

I. 서론

최근 smart phone과 smart application들이 증가함에 따라 현재 face detection뿐만 아닌 age estimation, gender estimation 등 face에서 다양한 특징을 판별해 낼 수 있는 알고리즘의 수요가 증가하고 있다. 기존의 알고리즘들은 Scale Invariant Feature Transform(SIFT)[1]나 Histograms of Oriented Gradients(HoG)[2] 등 다양한 handcraft feature를 이용하여 판별하거나 feature를 learning하여 data에 맞는 구별력을 갖춘 feature를 이용하여 판별하였다. 후자의 알고리즘이

좀 더 우수한 성능을 보이고 있고 그러한 연구 중 하나가 discriminative dictionary learning과 sparse coding을 사용한 연구이다[4,5,6]. 본 연구는 이 방법을 발전시켜 좀 더 feature들의 구별력을 크게 만들어 성별 판별이 용이하도록 구현하였다.

discriminative dictionary learning과 sparse coding을 이용한 판별 알고리즘들은 Sparse Representation Classifier(SRC)[3]의 가정인 어떠한 성별이 그 성별의 feature들로 표현이 가능하다는 가정을 따르고 있다. 하지만 사람의 얼굴은 기본적으로 비슷한 특징을 지니기 때문에 feature의 상당부분이 비슷하게 되고, 이는 잘못된 검출의 중요한 요인이 될 수 있다. 본 연구는 이러한 점을 개선하기 위해 비슷한 feature를 shared dictionary로 사용하여 각 성별의 dictionary bases가 좀 더 discriminative하도록 하는 것을 목표로 하였다.

II. 본론

본 연구는 기본적 dictionary learning formulation에 sparse code에 구별력을 만드는 term과 dictionary bases에 직접적으로 구별력을 만들어 주는 term을 추가시켜 discriminative dictionary learning with sparse coding을 가능하게 하였다.

$$\begin{aligned} \min_{D,X} \|Y - DX\|_2^2 & \quad (1) \\ \text{s.t. } \|x\|_0 \leq \epsilon \end{aligned}$$

여기서 D는 dictionary를 나타내고, Y는 data, X는 sparse code를 나타낸다. 위 식은 dictionary learning의 기본적인 formulation을 나타낸다.

2.1 스파스 코드에 구별력을 주는 텀

Sparse code에 discriminative를 주는 term은 남자의 data는 남자의 dictionary bases로만, 여자의 data는 여자의 dictionary bases로만 표현되게끔 영향을 주는 term이 추가된다.

$$\begin{aligned} \min_{D,X} \|Y - DX\|_2^2 + \lambda_c \|Y - D_c X\|_2^2 + \lambda_{nc} \|D_{nc} X\|_2^2 & \quad (2) \\ \text{s.t. } \|x\|_0 \leq \epsilon \end{aligned}$$

여기서 D_c 는 각각 성별에 해당하는 dictionary bases를 제외하곤 전부 0인 dictionary이고 D_{nc} 는 성별에 해당하지 않는 dictionary를 제외하곤 전부 0인 dictionary이다. λ_c 와 λ_{nc} 는 각각 얼마만큼 optimization하는데 영향을 주는지 결정하는 변수이다.

위 식을 optimization하면, data Y가 D와 X로 표현되는데 Y가 해당하는 성별로만 표현이 되도록 하는 두 번째 텀과 해당 성별이 아닌 D와 X로 표현되는 양이 0이 되도록 하는 세 번째 텀이 존재하여 해당 성별 dictionary bases에 해당하는 X만 값을 가지고 해당 성별이 아닌 bases에 해당하는 X는 0의 값을 가지도록 optimization이 된다. 이는 기본적인 dictionary learning formulation을 통해 X를 얻었을 때보다 구분력있는 sparse code X를 얻을 수 있도록 한다.

2.2 딕셔너리 베이스에 구별력을 주는 텀

Dictionary bases에 직접적으로 discriminative를 주는 term은 dictionary bases들이 성별에 따라 discriminative를 가지도록 만들었으며, shared dictionary는 두 성별의 공통의 특징을 항상 가지고 있어야 하기 때문에 두 성별의 bases와 일정 이상의 correlation을 가지도록 만들었다.

$$\begin{aligned} \min_{D,X} \lambda_{c1} \|D_m^T D_{fm}\|_2^2 + \lambda_{c2} \|S - D_{sh}^T D_{sc}\|_2^2 & \quad (3) \\ \text{s.t. } \|x\|_0 \leq \epsilon \end{aligned}$$

여기서 D_m 은 남성에 해당하는 dictionary bases를, D_{fm} 은 여성에 해당하는 dictionary bases를 의미하며, S는 shared dictionary와 성별 dictionary간에 원하는 correlation값을 값이 전부 1이고 $D_{sh}^T D_{sc}$ 와 size가 같은 matrix에 곱한 것이다. D_{sh} 는 shared dictionary를 의미하며 D_{sc} 는 남성의 dictionary bases와 여성의

dictionary bases이다.

첫 번째 term은 각 성별의 dictionary bases의 discriminative 특성을 강화시킨다. 두 번째 term은 shared dictionary bases가 양 성별의 dictionary bases와 연관성을 지니도록 유지하게 만들어 shared dictionary가 양 성별의 공통된 특성을 가지도록 유도한다.

2.3 최적화

식 (2)와 (3)을 합친 식을 optimization하여 우리가 원하는 dictionary를 얻게 된다.

$$\begin{aligned} \min_{D,X} \|Y - DX\|_2^2 + \lambda_c \|Y - D_c X\|_2^2 + \lambda_{nc} \|D_{nc} X\|_2^2 & \quad (4) \\ + \lambda_{c1} \|D_m^T D_{fm}\|_2^2 + \lambda_{c2} \|S - D_{sh}^T D_{sc}\|_2^2 \\ \text{s.t. } \|x\|_0 \leq \epsilon \end{aligned}$$

본 논문에서는 sparse coding으로 Orthogonal Matching Pursuit(OMP)[7] 알고리즘을 사용한다. Sparse code X는 OMP를 사용하여 구하고 dictionary learning은 online dictionary learning[8]을 변형하여 coordinate gradient descent algorithm을 사용한다. Dictionary learning stepsize는 Newton method를 이용하여 결정하며 dictionary basis의 크기가 너무 커지면 sparse code의 값이 매우 작아지기 때문에 dictionary basis Euclidian norm의 값을 1로 고정한다.

$$\|d\|_2 = 1 \quad (5)$$

각 dictionary basis들이 learning될 때마다 basis의 Euclidian norm의 값을 1로 resize한다.

2.4 판별자

성별 판별자(classifier)는 각 성별의 dictionary bases와 sparse code 중 data가 어느 성별로 더 잘 표현되었는지로 판별한다.

$$i = \min_{i= \text{male, female}} \|Y - D_i X - D_{sh} X\|_2^2 \quad (6)$$

여기서 shared dictionary는 양 성별 판별에 전부 포함된다.

III. 실험

실험에 사용된 dataset은 AR face dataset[9]이며 AR face dataset중 female 50 class, male 50 class를 선별하였으며, 각 class당 data는 약 14개이다. PCA를 이용하여 300 dimension으로 만들어 사용하였으며 각 성별당 25 classes을 training data로 사용하였다.(700개

의 training data를 사용하였다.)

SRC[3]	D-KSVD [4]	FDDL[6]	제안된 알고리즘
93%	86.1%	95.4%	97%

제안된 알고리즘은 linear projection classifier를 사용하는 D-KSVD보다 약 8%높은 결과를 내었으며 같은 classifier를 사용하는 SRC나 FDDL보다 2~4% 높은 성능을 보이는 것을 볼 수 있었다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

shared dictionary를 사용한 제안된 알고리즘의 성능이 이전의 알고리즘보다 높은 것을 결과에서 볼 수 있었다. 하지만 이는 두 개의 작은 class에 대한 classification을 시행해 본 것이므로 앞으로 많은 class에 대해서도 좋은 성능을 낼 수 있는지 실험을 해야 할 것이다.

V. Acknowledgement

이 논문은 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No.NRF-2011-0017202).

참고문헌

[1] Lowe, David G. Object recognition from local scale-invariant features. *International Conference on Computer Vision* 1999.

[2] Navneet Dalal and Bill Triggs. Histograms of Oriented Gradients for Human Detection. *Computer Vision and Pattern Recognition* 2005.

[3] John Wright, Allen Y. Yang, Arvind Ganesh, Shankar Sastry and Yi Ma. Robust Face Recognition via Sparse Representation. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence* 2009.

[4] Qiang Zhang and Baoxin Li. Discriminative K-SVD for Dictionary Learning in Face Recognition. *Computer Vision and Pattern Recognition* 2010.

[5] Zhoulin Jiang, Zhe Lin and Larry S. Davis. Learning A Discriminative Dictionary for Sparse Coding via Label Consistent K-SVD. *Computer*

Vision and Pattern Recognition 2011.

[6] Meng Yang, Lei Zhang, Xiangchu Feng and David Zhang. Fisher Discrimination dictionary learning for sparse representation. *International Conference on Computer Vision* 2011.

[7] Y. C. Pati, R. Rezaifar and P. S. Krishnaprasad. Orthogonal Matching Pursuit : recursive function approximation with application to wavelet decomposition. in *Asilomar Conf. on Signals, Systems and Comput.* 1993.

[8] Julien Mairal, Francis Bach, Jean Ponce and Guillermo Sapiro. Online dictionary learning for sparse coding. *International Conference on Machine Learning*. 2009.

[9] A.M. Martinez and R. Benavente. The AR Face Database. *CVC Technical Report #24*, June 1998.

게임을 위한 기계학습 기법의 응용 사례

박현수, 윤두밈, 조호철, 김경중
세종대학교 컴퓨터공학과

e-mail : *hspark@sju.ac.kr, chc2212@naver.com, krad@hanmir.com, kimkj@sejong.ac.kr*

Applications of Machine Learning for Games: Case Studies

*Hyunsoo Park, DuMim Yoon, Ho-Chul Cho, Kyung-Joong Kim
Department of Computer Science and Engineering
Sejong University

Abstract

Traditionally, there have been several representative artificial intelligence technologies (Rule-based system, Finite state machine and so on) for games. Recently, the games, especially video games, have placed a lot of new challenges to be tackled by machine learning techniques. For example, they requires automatic contents creation, data mining on game logs, and player modeling. In this paper, we introduce the use of interactive evolutionary computation, active learning and data mining to the problems of games.

I. 서론

전통적인 게임에서의 인공지능의 응용 방법은 게임에 재미를 부여하려는 목적으로 인공지능 캐릭터를 만들어 플레이어의 경쟁 상대역할을 하거나, 장애물 역할을 맡아왔다. 이러한 인공지능 캐릭터를 설계하는 전통적인 기법들은 전산학 분야에서 일반적으로 사용되는, 대부분의 개발자들에게 익숙한 규칙기반 시스템(RBS; Rule-Based System), 유한상태기계(FSM; Finite State Machine), 그리고 탐색기법(Search)이다.

하지만 최근 유행하는 게임에서의 인공지능을 설계하기에는 이런 전통적인 기법만으로는 부족하여, 새로운 기법들이 연구되고 있다. 그중에 특히 다양한 기계학습 기법들이 주목받고 있다.

과거의 게임들은 결정적인(deterministic)한 환경에서 환경에 대한 모든 정보가 공개되며, 비실시간성을 가지는 게임(예, 바둑, 장기, 체스)와 같은 게임들이 많았지만, 최근의 게임들은 다양한 원인으로 인하여 환경은 불확실성(randomness)을 가지고 있다고 볼 수 있으며, 실시간(real-time)으로 진행된다. 게다가, 인공지능 캐릭터들은 자신의 감각기관(sensor)만을 이용하여 환경의 정보를 수집하고 운동기관(actuator)을 이용하여 환경과 상호작용하는 형태로 발전하였다. 이런 환경은 좀 더 사실적인 게임 환경을 제공해주어 플레이어에 만족을 높여줄 수는 있지만, 캐릭터들은 지능을 가지고 자율적으로 행동해야할 필요성이 높아졌다.

현재의 많은 상용 게임들은 이러한 문제를 해결하기 위해 로봇공학(robotics)와 같은 분야의 연구결과를 게임에 적합하게 변형하여 응용하고 있다. 계획(planning), 제어시스템과 같은 기법은 그 대표적인 예라고 할 수 있다. 최근 들어서는 기계학습, 데이터 마이닝과 같은 기법을 이용하려는 시도가 학계와 산업계에서 이어지고 있다.

본 논문에서는 기계학습 기법을 이용한 연구 사례 세 가지를 소개한다. 첫 번째 사례는 반복 죄수의 딜레마(IPD; Iterated Prisoner's Dilemma) 게임에서 진화를 이용한 역공학 기법인 EEA(Estimation

Exploration Algorithm)을 이용한 상대방의 의사결정 방식을 예측하는 연구[1]이며, 두 번째 사례는 IGA(Interactive Genetic Algorithm) 기법을 이용한 콘텐츠(건축물) 생성에 관한 연구[2]이다. 마지막 세 번째 연구는 스타크래프트에서 상대방의 전략을 예측하기 위해 데이터 마이닝 기법을 사용하는 연구[3]이다.

II. 기계학습 기법이 적용된 게임 인공지능 연구의 사례

2.1 EEA를 이용한 상대방 의사결정 추론

게임 인공지능의 발전방향중의 하나는 플레이어의 의도, 생각 또는 실력을 이해하고 플레이어가 만족하도록 적합한 대응을 해주는 것이다. 하지만, 이런 정보들은 플레이어의 내부에 숨겨져 있고 이것을 직접적으로 알아낼 수 있는 방법은 없었다.

여기서 소개할 연구는 상대 플레이어의 내부 상태를 일종의 블랙박스로 취급하고, 역공학 알고리즘 중의 하나인 EEA를 이용하여 내부 상태를 추론하는 것을 보인다. 이 연구에서는 상대방의 의도 및 계획을 알아내는 것을 목적으로, 상대방과 여러 번의 플레이하여 데이터를 수집하고, 수집된 데이터를 바탕으로 상대 플레이어의 의사결정 과정을 추론한다. 상대방의 의사결정 과정을 정확히 알 수 있다면, 궁극적으로는 상대방의 다음 행동을 예측할 수 있다.

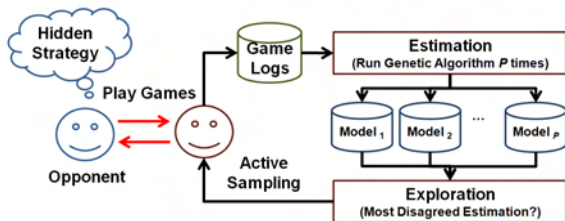


그림 1. 의사결정 추론 과정의 개요

만약 데이터가 충분하다면, 수많은 데이터 마이닝 알고리즘 중 하나를 이용하면 충분히 상대방의 의사결정 과정을 추론할 수 있다. 그러나 충분한 데이터를 수집하기 위해서는 수많은 게임을 수행해야 하는 문제가 있다. EEA는 상대방의 의사결정 과정을 추론하기 위해 필요한 게임횟수를 감소시켜주는 역할을 한다.

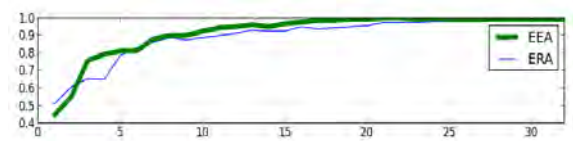
역공학 알고리즘인 EEA는 내부 상태를 알 수 없는 시스템을 최소의 실험으로 모델링하기 위해 고안되었다. 그림 1은 그 개요를 보여준다. (1)게임을 하여 얻은 데이터를 이용해 다양한 후보 모델을 생성하고, (2) 생성한 후보 모델을 분석하여 이 후보 모델들을 개선하는데 가장 필요한 실험이 어떤 것인지 계획한다. (3)

계획한 실험을 수행하여 수집한 데이터를 이용하여 새로운 후보 모델을 생성한다. 이 과정을 여러 번 반복하면 상대적으로 중요한 데이터를 우선적으로 수집할 가능성이 높아진다. 중요한 데이터를 효과적으로 수집할 수 있기 때문에 무작위로 수집된 데이터를 이용하는 것보다 적은 시도만으로 상대 플레이어의 의사결정 모델을 생성하기에 필요한 데이터를 수집할 수 있다.

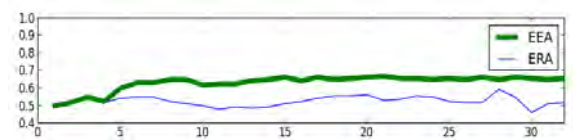
본 연구에서는 반복 죄수의 딜레마(IPD)를 대상 실험을 진행하여 제안한 방식의 유용성을 검증한다. IPD는 게임 이론에서 오랫동안 연구 주제로 삼았던, 죄수의 딜레마의 변형이다. IPD에서 나의 이익을 최대화하기 위해서는 상대방의 전략을 예측하는 것이 중요하다. 여기서는 상대방이 나와 상대방의 이전 전략들을 어떻게 고려하여 다음의 전략을 선택하는지 알아내기 위하여 EEA를 이용한다.



(a) 상대방 1



(b) 상대방 2



(c) 상대방 3

그림 2. 실험 결과(x축: 수집한 데이터의 개수, y축: 예측의 정확도)

세 가지 형태의 상대방 플레이어를 대상으로 실험을 진행하였다. (1) 내가 협력할 때만 협력하는 플레이어 (2) 1과 비슷하지만, 내가 두 번 이상 협력하면 배신하는 플레이어 (3) 1과 비슷하지만, 10%의 확률로 다른 전략을 선택하는 플레이어. 이 세 가지 형태의 상대방 플레이어와 게임을 진행하며, EEA를 이용하여 상대방의 의사결정 과정을 모델링하고, 모델을 개선하기 위해 다음 전략을 선택한다.

성능을 검증하기 위해, 무작위로 데이터를 수집하여 생성한 의사결정 모델에 비해 EEA를 이용하여 생성한 의사결정 모델이 얼마나 정확한지를 비교하였다. 그 결과는 그림 2와 같다. 실험 결과 상대방의 플레이어 형식마다 다르긴 하지만, EEA를 이용한 경우가 더 정

확하게 모델링 할 수 있었다는 것을 알 수 있었다. 특히 (3) 플레이어의 경우처럼 의사결정 과정에 무작위성이 있을 때, 더 큰 효과를 볼 수 있었다.

2.2 IGA를 이용한 콘텐츠 생성

게임 산업은 지속적으로 성장해서, 현재는 대표적인 콘텐츠 산업의 한 분야가 되었다. 최근 대형 제작사들의 게임의 개발비용은 영화 한편의 제작비용과 비슷한 수준이다. 이러한 비용부담의 상당부분은 게임의 콘텐츠 제작에 의한 것이기 때문에 학계와 산업계에서 콘텐츠를 자동으로 생성하거나, 더욱 쉽게 생성하기 위한 연구들이 다양하게 진행되고 있다. 여기서는 IGA를 이용하여 게임의 배경으로 사용될 수 있는 건축물의 3D 모델을 쉽게 설계할 수 있는 방법을 연구한 사례를 소개한다.



그림 3. 웹기반 IGA 인터페이스

기존에 사용되는 3D 모델링 방식은 전문가들이 3D 그래픽 도구를 이용하여 작성했다. 그러나 IGA를 이용하면 비교적 간단한 방법으로 3D 모델을 생성할 수 있다. 알고리즘이 다양한 모델을 제시하면, 사용자가 간단하게 모델의 좋고 나쁨을 평가한다. 그러면 알고리즘은 사용자들의 피드백을 이용하여 사용자들의 선호도에 따라 새로운 모델을 생성해서 제시한다. 이 과정을 여러 차례 반복하면 최종적으로는 사용자가 원하는 형태에 가까운 모델을 생성할 수 있다. 본 연구에서는 이것을 그림 3과 같이 웹기반으로 구현하여 다른 사용자들의 결과물을 서로 이용하는 것도 가능하도록 하였다.

IGA를 이용하여 3D 모델을 생성할 때의 가장 큰 문제점 두 가지는 사용자가 원하는 모델과 비슷한 모델을 생성할 수는 있지만 정확히 동일한 모델을 생성하는 것이 힘들다는 점이다. 이러한 단점을 극복하기 위해 여기서는 후처리과정을 추가하였다. 후처리란 IGA를 통해 생성된 결과물을 바탕으로 몇 가지 변수를 조

정(그림 4)하여 간단히 모델을 수정하는 방법이다. 3D 그래픽 도구를 이용하여 수정하는 것에 비해서 한계는 있지만, 이 방법을 이용하면 비전문가라고 하더라도, IGA를 이용하여 대강의 모델링을 진행하고 세부적인 사항은 후처리를 통해 조정할 수 있다.

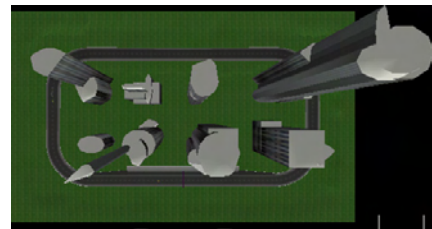
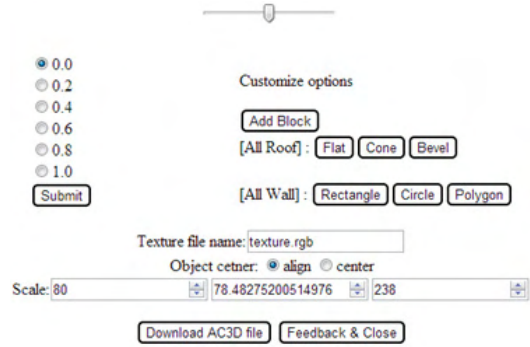


그림 4. 3차원 모델링의 후처리 옵션 및 게임 내에 적용된 3차원 건물 모델링

이 연구에서 제안하는 방법으로 생성된 결과물을 AC3D 형식으로 출력하여, 해당 형식을 지원하는 게임에 바로 적용할 수 있다. 그림 4는 TORCS(The Open Racing Car Simulator)에 IGA로 생성된 콘텐츠를 적용시킨 모습이다.

2.3 데이터마이닝을 이용한 전략 예측

스타크래프트(StarCraft)는 1998년 출시된 게임으로서 대표적인 실시간 전략 시뮬레이션(RTS; Real-Time Strategy) 중의 하나다. RTS는 고전적인 체스, 장기, 바둑과 같은 게임과 달리 실시간으로 다양하고 복잡한 작업을 처리해야한다는 점과, 정보의 불확실성, 지연으로 인하여 최적의 전략을 선택하기 힘들다는 점으로 인하여 인간과 같은 방식으로 플레이하는 인공지능을 설계하는 것은 어려운 작업이었다.

이 게임이 가지는 특성은 최근에 유행하는 많은 게임들이 공유하고 있기 때문에, 이런 게임을 인간처럼 플레이할 수 있는 인공지능을 설계하기 위한 연구의 필요성이 있어왔다. 때문에, 2010년부터 게임 인공지능 관련 국제 학술대회인 IEEE CIG와 AIIDE에서는 스타크래프트의 인공지능을 대상으로 하는 게임 경진대회를 진행하고 있다. 여기서 는 2011/2012년 참가한 인

공지능 중에 하나인 Xelnaga를 대상으로 진행된 데이터마이닝 알고리즘을 이용한 전략 예측에 대한 연구를 소개한다.

스타크래프트에서 전략의 핵심요소는 건물/병력의 생산순서를 말하는 빌드오더이다. 이는 결국 한정된 자원을 어떤 우선순위로 사용할 지를 의미하며, 이에 따라 게임의 전체적인 전략이 결정된다.

특정 전략을 선택한다면, 얻게 되는 장단점이 있기 때문에 하나의 우월한 전략은 없다. 예를 들면, 초반에 강력한 공격을 위해 병력 생산에 최대한 자원을 투자할 경우, 상대방이 초반 공격에 대한 대비를 하고 있지 않다면 손쉽게 게임을 승리할 수 있는 가능성이 있다. 하지만, 초반 공격이 실패할 경우, 병력생산을 위해 기술 개발이 부족하여 게임 후반부는 패배할 확률이 높아진다. 거꾸로 상대방이 초반에 공격해 오지 않을 것이라고 생각하여 병력 생산보다 기술개발에 집중할 때, 상대방이 초반에 공격해 온다면 초반 공격을 버티기 힘들 것이다.

따라서, 최대한 빨리 상대방의 전략을 예측하고 그에 대응하여 전략을 수립해야 할 필요가 있다. 그런데, 스타크래프트와 같은 RTS 게임은 장기, 체스와 같은 게임과 달리 상대방에 대한 정보가 공개되어 있지 않다. 상대방의 병력, 건물의 생산 여부를 알기 위해서는 정찰 활동을 통하여 직접 정보를 수집해야 한다. 물론 상대방 플레이어들도 그 사실을 알고 있기 때문에 서로의 정찰활동을 방해하려고 한다.

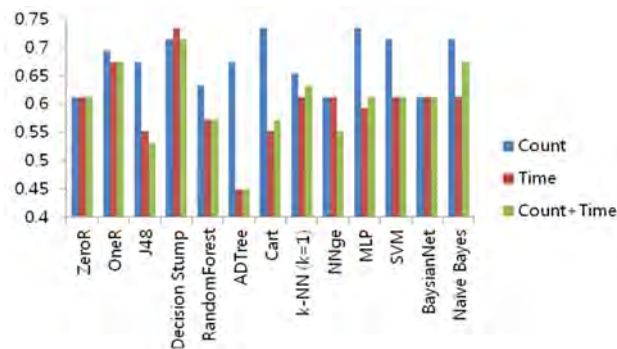


그림 6. 데이터마이닝 알고리즘과 전처리 방식에 따른 전략 예측 정확도

이 연구에서는 상대방의 빌드오더 정보를 수집하기 위한 정찰 알고리즘을 구현하고 이를 이용하여 실제 게임에서 데이터를 수집하였다. 게임 초반에 정찰 병력이 손실될 때까지 데이터를 수집하고 이 데이터를 세 가지 형식으로 전처리하였다. 첫 번째는 상대방 기지의 마지막 병력/건물의 종류별 개수(Count)를 속성으로 하였으며, 두 번째는 각각의 병력과 건물이 생산

된 시간(Time)을 속성으로 하였다. 마지막은 이 둘을 동시에 사용(Count+Time)하였다. 상대방의 전략은 크게 초반 공격과 후반공격으로 분류하였다.

이런 방식으로 데이터를 대량으로 수집하여 다양한 데이터마이닝 알고리즘을 적용한 결과는 그림 6과 같다. 실험결과 실제 게임에서 수집된 불확실하고 시간 지연된 데이터를 기반으로 하였음에도 상대방의 전략을 어느 정도 예측 가능하였다. 대부분의 경우에서 Count 형식의 전처리 방식이 가장 정확도가 높았다.

III. 결론

최근 게임 인공지능에서는 게임 환경의 변화에 따라 새로운 수준의 인공지능 기법들이 요구되고 있다. 전통적으로는 전산학에서 이용하던 전통적인 알고리즘을 기반으로 하였지만, 현재는 제어공학, 로봇공학 등 다른 분야에서의 연구를 응용한 기법도 활발히 사용되고 있다. 그리고 최근 들어서는 기계학습 기법을 응용한 연구가 학계와 산업계에서 활발히 이뤄지고 있다. 본 논문에서는 기계학습 기법을 게임에 응용한 세 가지 연구를 소개했다. 역공학 기법(EEA)을 응용한 상대 플레이어의 의사결정 과정을 추론하는 연구와, IGA를 이용한 3D 콘텐츠 생성방법 그리고 게임 플레이 데이터를 이용한 상대방 전략 예측에 대한 연구를 소개하였다.

감사의 글

This work was supported by the National Research Foundation of Korea (NRF) grant funded by the Korea government (MSIP) (2013-016589, 2010-0018950).

참고문헌

- [1] 박현수, 김경중, "Opponents Modeling with Incremental Active Learning: A Case Study of Iterated Prisoner's Dilemma," IEEE Conference on Computational Intelligence in Games 2013, in press.
- [2] 윤두밈, 김경중, "3D Game Model and Texture Generation using Interactive Genetic Algorithm," Workshop at SIGGRAPH ASIA (Gaming Track), pp. 53-58, 2012.
- [3] 박현수 외, "Prediction of Early Stage Opponent Strategy for StarCraft AI using Scouting and Machine Learning," Workshop at ACM SIGGRAPH ASIA (Gaming Track), pp. 7-12, 2012.

압축 오류를 줄이기 위한 학습 기반의 JPEG 영상 매팅 기법 연구

*김선영, 최인창, 유윙타이
한국과학기술원 전기 및 전자 공학과, 전산학과
e-mail : {harmage, tkschoi, yuwing}@kaist.ac.kr

A Learning-Based Approach to Reduce JPEG Artifacts in Image Matting

*Sunyeong Kim, Inchang Choi, Yu-Wing Tai
Dept. of Electrical Engineering and Computer Science
KAIST

Abstract

JPEG 영상은 웹이나 개인 영상 기기를 통해 쉽게 접할 수 있는 압축 영상으로, 압축에 의한 오류 (artifacts)가 존재한다. 이러한 영상에서 고화질의 알파 매트를 추출하기 위해 본 논문은 학습을 통해 영상 사전을 구성하고, 이를 이용하여 JPEG 압축에 의한 알파 매트의 오류를 보완할 수 있는 기법을 제시하고자 한다.

I. 서론

영상 매팅 기법은 [0, 1] 사이의 값으로 영상의 전경과 배경을 분리해 내는 기법으로, 기존의 고화질 영상을 이용한 영상 매팅 기법은 JPEG 압축 형식에 대해서는 양자화(Quantization) 오류가 드러나 안 좋은 결과를 생성하게 된다. 본 논문에서는 이러한 현상을 해결하기 위해 JPEG 압축 영상의 알파 매트를 보완할 수 있는 학습 기반의 기법을 제안하고자 한다. 특히, 본 논문에서는 드문한 영상 사전 (sparse dictionary) 집합을 학습[4] 시킴으로써, 고화질의 알파 매트에서 JPEG 압축으로 생긴 오류를 보정하면서도 세부 영상을 보존할 수 있는 방법을 제시하였다. 학습된 세 중

류의 영상 사전으로 주어진 알파 매트의 경계부에 대해 MRF 프레임워크를 이용하여 가장 알맞은 영상 사전을 선택하였다. 실험을 통해 본 기법은 다양한 화질의 영상에 적용이 가능함을 확인하였고, 기존의 방법에 비해 좋은 결과를 보임을 알 수 있었다.

II. 본론

2.1 합동 영상 사전 학습

JPEG 알파 매트는 각각의 8x8 블록으로 이루어져 있고, 이는 기저 함수 집합의 선형 결합으로 나타낼 수 있다. 같은 영상에 대한 고화질과 저화질의 영상은 각각 드문 계수 벡터 ϕ 에 대한 선형 함수로 나타낼 수 있고, 이러한 성질을 이용하여 구성된 8x8 블록의 고화질과 저화질의 영상 사전 D_h 와 D_l 에 대해 다음 식과 같이 학습 시킬 수 있다.

$$\{D_h, D_l\} = \arg \min_{\{D_h, D_l, Z\}} \|X_C - D_c Z\|_2^2 + \lambda \|Z\|_1$$

행렬 X_c 와 D_c 는 고화질과 저화질 영상의 8x8 블록의 집합 및 영상 사전의 집합이며, Z 는 선형 결합 계수이다. 본 논문에서는 학습시키기 위한 영상에 대해 대상의 경계선을 가장 잘 표현 할 수 있는 긴 머리(long hair), 짧은 털(short hair), 물체의 경계(solid

boundary)의 세 가지 범주로 나누었다.

2.2 알파 매트 재구성

원본 JPEG 영상의 저화질 알파 매트로부터 고품질의 알파 매트를 재구성 하기 위해서 알파 매트의 8x8 블록에 대해 최적화된 드문 계수 벡터 ϕ 를 찾아야한다. 또한 이웃 블록들 간의 연속성을 유지해야 하므로 재구성된 고품질 알파 매트에 대해서 겹쳐지는 윈도우를 사용하였다. 이러한 제한 조건하에서 드문 계수 벡터는 다음 식의 최적화를 통해 ϕ^* 로 보정된다.

$$\phi^* = \operatorname{argmin}_{\phi} \|\tilde{D}\phi - \tilde{y}\|_2^2 + \lambda \|\phi\|_1$$

행렬 \tilde{D} 는 학습된 영상 사전에 대한 행렬이며, \tilde{y} 는 재구성된 알파매트 영상을 의미한다. 하나의 영상 사전으로는 전체적으로 고품질의 영상을 얻을 수 없기 때문에, 본 논문에서는 서로 다른 세 가지 구조의 영상 사전을 이용하여, 마르코프 랜덤 장(MRF) 프레임워크를 통해 입력된 영상의 각 블록에 가장 적합한 영상 사전을 선택하였다. 추정된 최적의 드문 계수 벡터 ϕ^* 를 이용하여 저화질의 알파 매트로부터 고품질의 알파 매트를 재구성 하게 된다.

III. 실험 결과 및 분석

본 논문에서 제안한 영상 매팅 알고리즘은 closed-form 매팅[2], KNN 매팅[1]과 같이 다양한 매팅 결과에 대해 적용될 수 있다. 영상 사전 구성은 www.alphamatting.com[3]에 제시된 것을 사용하였다. 그림 1은 기존의 매팅 방법을 이용한 알파 매트에 본 논문에서 제시한 방법으로 영상 매팅을 보완한 결과이다. 이 결과를 통해 JPEG 압축으로 인해 기존의 알파 매트에서 보이는 흐려짐과 블록 형태의 오류가 제시한 방법을 사용하여 구성된 알파 매트에서는 사라졌음을 확인 할 수 있다. 제안된 영상 매팅 알고리즘을 이용하여 성공적으로 더 좋은 시각적 화질을 갖는 알파 매트를 구성하였다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 JPEG 압축 영상으로부터 얻은 알파 매트를 개선하는 기법으로 고품질과 저화질의 JPEG 영상 사전을 합동으로 학습시켜 기존의 방법으로 추출한 알파 매트를 보정하는 방법을 제안하였다. 이는 기존의 오류를 최소화 하고 고품질의 JPEG 영상의 알파 매트를 얻을 수 있다는 특징이 있다. 향후 대상의 경계의 구조를 분석하여 다양한 사전을 이용하거나, 학

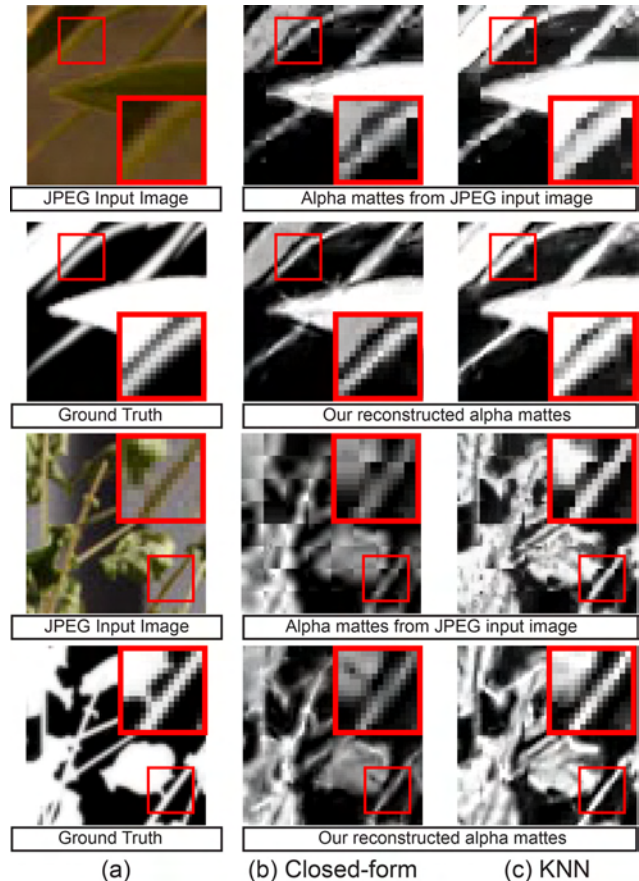


그림 1. 초기 매팅 결과와 본 방법을 이용한 매팅 결과 및 고품질 영상의 매팅 결과. (a) 입력받은 JPEG 이미지 및 고품질 결과 이미지. (b) Closed-form 매팅[2], (c) KNN 매팅[1]

습되는 영상 블록의 크기를 변화시킴으로서 얻어지는 결과의 차이를 분석하고, 더불어 다른 방식의 JPEG 영상에도 적용될 수 있는 방법에 대해 연구하고자 한다.

참고문헌

[1] Q. Chen, D. Li, and C.-K. Tang. Knn matting. In *CVPR*, 2012.

[2] A. Levin, D. Lischinski, and Y. Weiss. A closed-form solution to natural image matting. *IEEE TPAMI*, 30:0162 - 8828, 2008.

[3] C. Rhemann, C. Rother, J. Wang, M. Gelautz, P. Kohli, and P. Rott. A perceptually motivated online benchmark for image matting. In *CVPR*, 2009.

[4] J. Yang, J. Wright, T. S. Huang, and Y. Ma. Image Super-Resolution via Sparse Representation, *IEEE TIP*, 19(11), 2010.

다초점 이미지 사진기법을 이용한 강건한 전초점 고해상화 기법

*이민행, 유윙타이
한국과학기술원 전기 및 전자공학과
e-mail : minhaeng.lee@gmail.com, yuwing@gmail.com

Robust All-in-focus Super-Resolution for focal stack photography

*Min-Haeng Lee, Yu-Wing Tai
Department of Electrical Engineering
Korea Advanced Institute of Science and Technology

Abstract

We present an novel image super-resolution method for image focal stack. We analyze the differently focused narrow depth-of-field images in a focal stack to reconstruct high resolution details for image super-resolution. Our approach utilizes state-of-the-art multi-image deconvolution method with a l_1 -norm regularization to suppress noise and ringing artifacts in super-resolution. The effectiveness of our algorithm is demonstrated with quantitative analysis using synthetic examples and qualitative analysis using real-world examples.

I. 서론

다초점 이미지 스택 (focal stack) 은 사진학에서 초점거리 확장에 사용되는 유용한 기법이다. 각각의 다른 초점거리를 가진 이미지들의 좁은 초점구간을 병합함으로써 하나의 넓은 초점구간을 가진 이미지를 만들어 낼 수 있다. 이러한 기술은 고 배율이지만 좁은 초점구간을 가지는 매크로 사진기법, 광학 현미경 등에서 널리 사용될 수 있다.

뿐만 아니라 다초점 이미지 스택은 초점/흐린 초점 (focus/defocus)의 특성을 통한 깊이 추정 및 분석 등에 유용하게 사용되며, 최근에는 Focal Sweep Camera (Forsera)등 에서 상호적 후 초점수정을 용의하게 하기 위해 사용된다. 다초점 이미지 스택내의 이미지들은 전통적인 사진들에 비해 훨씬 더 많은 정보들을 담고 있기 때문에 이들을 가능하게 할 수 있다. 이 논문에서는 다초점 이미지 스택들 내에서 사용가능한 추가적인 정보들에 대해 분석하고 정적인 물체들을 타깃으로 한 고해상화 기법에 대해 소개하고자 한다.

II. 본론

2.1 주파수 도메인 내의 커널 분석

사진학에서의 흐린 초점 커널에 대한 흔한 오해중의 하나는 잃어버린 고주파 영역은 회복될 수 없다는 것이다. 또한, 큰 크기의 흐린 초점 커널은 항상 고주파 영역의 복원에 있어서 작은 크기의 흐린 초점 커널보다 열등하다고 흔히들 오해한다. 그러나 이러한 오해와는 다르게 각각의 커널들은 상호 다른 추가적인 정보를 가지며 서로 보완하여 고주파 영역의 복원을 위해 사용될 수 있다.

실제 사진에서 사용된 커널들을 획득하기 위해 우리는 우리의 실험용 DSLR카메라를 이용해 각각 다른

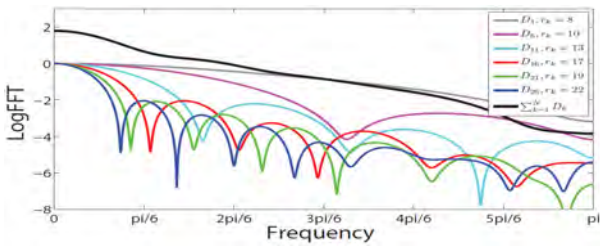


그림 1. 커널의 병합을 통해 각각의 흐린 초점 커널에서의 0의 계수 값들이 (색깔 선) 병합됨으로써 상쇄됨을 보여줌 (굵은 검은 선)

초점거리 상에서의 단일 광원을 취득 하였으며, 이들 광원의 형태를 곧 흐린 초점 커널의 추정치 (approximation)로써 사용 하였다.

각각 다른 크기를 가지는 흐린 초점 커널들을 이용하기 위해 커널의 일부를 주파수 도메인에 나타내었다. (그림 1.) 각각 다른 크기의 흐린 초점 커널에서는 0의 계수 (zero-coefficient)가 존재하지만, 이들을 병합한 경우 (굵은 검은 선) 에서는 이들 0의 계수 값들이 상쇄됨을 알 수 있다[1]. 이러한 특성을 이용해 고해상화 기법에 사용할 수 있게 된다.

2.2 역회전 (deconvolution) 기반의 고해상화 기법

고해상화 이미지를 위해서 우리는 해당 흐린 초점 커널이 무엇인지 안다는 가정 하에 알고리즘을 전개했다. 흐린 초점 이미지 스택 모델에 근거해 초점이 맞지 않는 이미지를 유도하고, 이를 통해 최소화 알고리즘[2] 을 통해 결과 이미지 I^* 를 유도하였다.

$$I^* = \arg \min_I \sum_{i=1}^M \|(I \otimes k_i) \downarrow - b_i\|^2 + \lambda R(\nabla I)$$

이 최소화 문제에는 각각의 흐린 초점 이미지 b_i 와 그에 해당하는 커널 k_i 가 사용되었으며, 추가적인 정규화항으로써 오른쪽의 변수가 추가되었다.

III. 구현

3.1 흐린 초점 커널 확장

앞서서 우리는 실제 흐린 초점 커널을 얻기 위해 실제 카메라를 통한 취득 과정을 거쳤다고 설명한 바 있다. 하지만 이 부분에서 충분한 양의 커널을 얻지 못할 수 있기 때문에, 커널 확장 기법을 이용했다. 실험을 통해 커널의 모양 보다는 크기가 가장 중요하게 작용 한다는 것을 알아냈으므로, 보간법 과정을 통해 충분히 다양한 크기의 커널을 얻고자 하였다.

3.2 흐린 초점 커널 할당

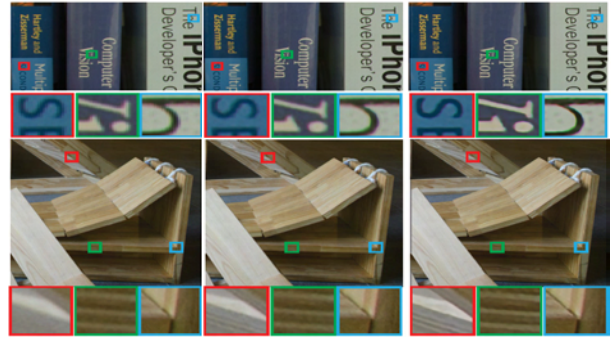


그림 2. 고해상화 결과 이미지. 왼쪽) Nearest Neighbor기반 확대 결과, 중간) Kim and Kwon[4]의 결과, 오른쪽) 우리의 결과 이미지

충분히 다양한 수의 커널이 있다고 가정했을 때, 이 커널들을 각각의 초점이 맞지 않는 이미지에 할당하는 과정이 필요하다. 먼저 우리는 초점거리 확장 알고리즘을 통해, 전 초점 (all-in-focus) 이미지를 생성 한 뒤, 전통적인 단일 이미지 고해상화 알고리즘[3] 을 적용하고, 이 이미지를 기준으로 가장 작은 Mean Squared Error (MSE)를 만들어 내는 커널을 찾는 방식으로, 각각의 이미지에 적합한 커널들을 유추해 내었다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

우리는 다초점 이미지 스택을 이용한 역회전 기반의 고해상화 알고리즘을 제안하였다. 그 결과로써, 그림 2의 이미지를 얻었다. 주파수 도메인에서의 분석은 각각 다른 초점거리를 가지는 흐린 초점 이미지들 간의 정보를 조합하여 이미지의 고주파 영역을 복원하는데 사용 될 수 있다. 향후, 매크로 사진학이나 광학 현미경 등과 같이 이미지 스택을 사용할 수 있는 곳에 우리의 방법을 적용 할 수 있을 것으로 기대한다.

참고문헌

- [1] A. Agrawal, Y. Xu, and R. Raskar. Invertible motion blur in video. ACM Trans. on Graph
- [2] L. Xu and J. Jia. Two-phase kernel estimation for robust motion deblurring. In ECCV, 2010.
- [3] J. Yang, J. Wright, T. Huang, and Y. Ma. Image superresolution via sparse representation. IEEE Trans. on Image Processing
- [4] K. I. Kim and Y. Kwon. Single-image super-resolution using sparse regression and natural image prior. IEEE Trans. on PAMI

7.1-Channel 오디오에서 수직채널을 위한 휴대형 오디오 레코딩 장치 설계

*김종건, *전찬준, *정석희, **최승호, *김홍국
*광주과학기술원 정보통신공학부
**서울과학기술대학교 전자IT미디어공학과

e-mail : *{jonggun, cjchun, jeongsh, hongkook}@gist.ac.kr, **shchoi@seoultech.ac.kr*

Design of a Portable Audio Recording Device for Height Channels in a 7.1-Channel Audio Configuration

*Jong Kun Kim, Chan Jun Chun, Seok Hee Jeong, Hong Kook Kim
School of Information and Communications
Gwangju Institute of Science and Technology (GIST)

**Seung Ho Choi
Dept. of Electronic and IT Media Engineering
Seoul National University of Science and Technology

Abstract

In this paper, a height channel audio recording method that uses a portable coincident microphone array is proposed to improve the vertical sound perception. The coincident microphone array consists of four microphones such as a forward-facing cardioid microphone, a backward-facing cardioid microphone, a sideways-facing bi-directional microphone, and a vertical-facing bi-directional microphone. Using a three-dimensional amplitude-panning method, these signals are panned into uni-directional signals for each angle in a 7.1-channel audio configuration. It was shown from the subjective test that the proposed recording method sufficiently produces the vertical sound perception.

I. 서론

최근 실감 비디오 기술과 더불어 오디오 기술에 관한 연구가 활발히 진행되고 있으며 이중에서도 다채널

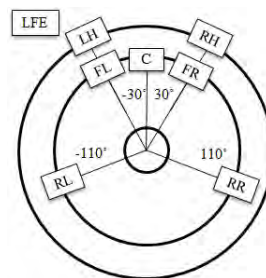


그림 1. 7.1채널 스피커 배치

오디오는 사용자에게 기존의 모노 혹은 스테레오 오디오에 비하여 음상정위나 음장감 측면에서 우수한 음질을 보여 준다 [1]. 다채널 중에서 5.1채널 오디오 시스템이 가정용 홈시어터 등을 통해 널리 사용되고 있는 반면, 수평면에 대한 오디오 표현만이 가능하다는 한계가 존재한다. 이에 대한 대안으로 <그림 1>과 같은 7.1채널 오디오 시스템은 사용자에게 수직면의 음장을 제공해 줌으로써 보다 실감나는 오디오 서비스를 제공할 수 있게 되었다. 하지만, 현재 7.1채널 오디오 시스템에 활용가능한 오디오 콘텐츠는 극히 한정적이며, 콘텐츠 제작 측면에서도 다수의 마이크로폰의 활용으로 인한 비용 및 공간

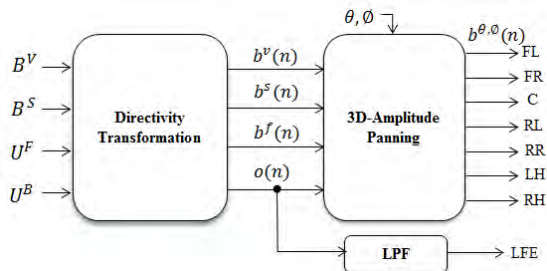


그림 2. 7.1채널 오디오 획득을 위한 신호처리 블록도
적인 제약이 존재하게 된다. 따라서 본 논문에서는 이를 해결하기 위하여 7.1채널에서 상위채널을 녹음할 수 있는 소형화된 오디오 레코딩 장치를 설계하고자 한다.

II. 상위채널 획득을 위한 소형 오디오 레코딩 장치 설계

본 논문에서 제안된 7.1채널 오디오를 획득하기 위한 장치내의 신호처리 블록도는 <그림 2>와 같다. 그림에서 보는 바와 같이, 우선 정면과 후면을 향하는 uni-directional 마이크 2개(U^F , U^B)와 측면과 윗면을 향하는 bi-directional 마이크 2개(B^S 과 B^V)를 활용하여 수음한다. 이어서 directivity transformation 모듈을 통해 식 (1)에서 (4)와 같이 omni-directional 신호 1개, $o(n)$ 과 bidirectional 신호 3개, $b^f(n)$, $b^s(n)$, $b^v(n)$ 를 각각 생성한다.

$$o(n) = U^F(n) + U^B(n) \quad (1)$$

$$b^f(n) = U^F(n) - U^B(n) \quad (2)$$

$$b^s(n) = B^S(n) \quad (3)$$

$$b^v(n) = B^V(n) \quad (4)$$

다음으로는, directivity transformation 모듈을 통해 생성된 총 4개의 오디오 신호에 대해 vector-based amplitude panning 기법 [2]을 적용하여 원하는 방향으로 panning한다. 즉,

$$b^{\theta,\phi}(n) = \sin(\phi)\cos(\theta)b^f(n) + \sin(\phi)\sin(\theta)b^s(n) + \cos(\phi)b^v(n) \quad (5)$$

여기서 θ 와 ϕ 는 방위각과 고도각을 각각 나타낸다. 본 논문에서는 7.1채널 스피커 배치에 맞게 θ 와 ϕ 를 <그림 1>에 부합되도록 FL(-30°, 0°), FR(30°, 0°), CENTER(0°, 0°), RL(-110°, 0°), RR(110°, 0°), LH(-30°, 45°), RH(30°, 45°)로 각각 설정하여 7채널 오디오 신호를 생성한다. 마지막으로 저주파 대역을 강조시키는 low frequency enhancement (LFE) 채널을 생성하기 위하여 cut-off frequency가 120 Hz인 1024-tapped FIR LPF를 사용하여 $o(n)$ 신호를 필터링하였다.

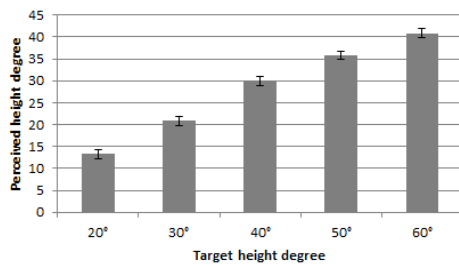


그림 3. 7.1채널 오디오 획득에서 수직채널(LH)의 높이에 관한 주관적 성능평가 결과

III. 성능평가

본 논문에서 제안된 7.1채널 오디오 획득 장치에서 수직채널(LH, RH)로 획득된 음원의 성능을 평가하기 위하여 주관적인 성능평가를 수행하였다. 우선 피실험자들에게 먼저 수평각 및 수직각이 모두 0°인 white noise를 들려주고, 다음으로 수평각은 0°이며 수직각은 20°에서 60° 사이에서 임의적인 위치에 있는 white noise를 들려주었다. 그리고 나서, 피실험자는 음원의 이미지가 어느 높이에서 형성되는 지를 가리키고, 이를 측정하는 방법을 사용하였다. <그림 3>은 수직채널 음원의 주관적인 높이에 대한 성능평가 결과를 보여준다. 그림에서 보는 바와 같이, 음원이 높게 위치할수록 인지되는 수직각도도 높아지는 경향을 나타내었다.

IV. 결론

본 논문에서는 소형 오디오 레코딩 장치에서도 수직채널이 고려된 7.1채널 오디오 신호를 획득할 수 있는 마이크 배치 및 처리 방법을 제안하였다. 즉, uni-directional 마이크 2개와 bi-directional 마이크 2개를 coincident하게 배치한 환경에서 7.1채널에 오디오 신호를 생성하였다. 또한, 본 논문에서 제안한 방식으로 7.1채널 오디오 신호 중 수직채널의 음원의 이미지가 어디에 맺히는 지를 주관적으로 평가한 결과, 대체적으로 수직각을 인지하는 것을 확인하였다.

감사의 글

이 논문은 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2012-010636).

참고문헌

[1] K. Hamasaki, K. Hiyama, T. Nishiguchi, and K. Ono, "Advanced multichannel audio systems with superior impression of presence and reality," in *Proc. of the 116th AES Convention*, Berlin, Germany, Preprint no. 6053, May 2004.
 [2] V. Pulkki, "Virtual sound source positioning using vector base amplitude panning," *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 45, no. 6, pp. 456-466, June 1997.

음악 콘텐츠 추천을 위한 장르/무드 인식 기법

변가람, 김무영(교신저자)

세종대학교 정보통신공학과

e-mail : *ge2ode2@hanmail.net*, *mooyoung@sejong.ac.kr*

Music Genre/Mood Classification for Music Recommendation

Karam Byun, Moo Young Kim

Human Computer Interaction Lab.

Dept. of Information and Communication Engineering

Sejong University, Seoul, Korea

Abstract

A novel music genre/mood classification system is proposed using temporal correlation. By applying the autoregressive (AR) model to the feature-based modulation spectrum, time-varying characteristics of the music signal can be captured. Instead of the linear predictive coding (LPC) coefficients, line spectrum pairs (LSP) are used for modulation. The proposed system produces better accuracy in genre and mood classification than conventional systems.

I. 서론

최근 들어 정보기술의 발전은 인터넷 정보의 폭발적인 증가와 함께 사람들의 정보에 대한 접근을 용이하게 해주었다. 하지만 정보에 대한 선택의 폭이 넓어진 만큼 사용자는 어떤 정보를 선택해야 하는가에 대한 고민을 하게 되었다. 이로 인해 필요한 정보를 분류하는 기술이 주목받기 시작하였고, 텍스트 기반, 이미지 기반, 사운드 기반의 다양한 분류 기술이 등장 하였다. 그 중 신호처리 기술과 패턴인식 기술의 발전으로 이미지와 사운드 기반 분류 기술에 대한 많은 연구가 진행 중에 있으며 [1], 근래에는 음악정보검색 (music information retrieval) 분야에 대한 연구가 주목받고 있는 추세이다.

본 논문에서는 음악정보검색 기술 중 음악 콘텐츠 추천을 위한 새로운 장르/무드 인식 기법을 제안하고자 한다. 음악의 장르/무드 인식 시스템은 음악 데이터 베이스를 이용한 학습 시스템과 학습된 인식기를 이용하여 실제 테스트를 진행하는 테스트 시스템으로 구성된다. 음악 장르/무드 인식을 위해서는 여러 장르/무드 간의 차이를 두드러지게 표현할 수 있는 특징 벡터를 사용해야 한다. 인식에 사용되는 패턴인식 방법으로는 Support Vector Machine (SVM), Gaussian Mixture Model (GMM) 등이 있다.

즉, 음악 장르/무드 인식의 성능은 음악의 특징을 얼마나 잘 표현하는가와 어떠한 패턴인식 방법을 사용하는가에 따라 크게 영향을 받는다. 따라서, 본 논문에서는 특징 벡터 추출에 있어서 autoregressive (AR) model을 적용하였다. 음악 신호의 스펙트럼 특징 (spectral features)에 대한 시간적인 변화를 AR model로 표현함으로써, 음악 신호의 시간적인 상관관계를 이용하여 음악 장르/무드 인식기의 성능을 개선하고자 하였다.

II. 제안하는 장르/무드 분류 시스템

2.1 특징 추출

본 연구팀에서 기존에 제안한 음악 장르/무드 분류 시스템의 경우 장르/무드 간의 차이를 두드러지게 표현할 수 있는 다양한 특징 벡터를 사용하였다 [2].

Timbre feature-vector로는 음성인식이나 화자인식 등에 널리 사용되는 mel-frequency cepstral coefficient (MFCC), mel-scale band-pass filter와 밴드가 high-pass filter를 사용하는 decorrelated filter bank (DFB), 음악 신호의 특성을 octave band 별로 나타내는 octave-based spectral contrast (OSC)의 평균과 분산 값을 각각 사용하였다. 그리고, temporal feature-vector로는 feature-based modulation flatness measure (FMSFM)와 feature-based modulation crest measure (FMSCM)를 사용하였다. [3]에서는 temporal feature-vector를 추출하기 위해서 MFCC에 대한 시간 축 linear predictive coding (LPC) coefficients를 추출하였다.

본 논문에서는 timbre feature-vector로 MFCC 이외에도 DFB와 OSC를 모두 사용하였다. 또한, temporal feature-vector를 얻기 위해서 MFCC/DFB/OSC 대해서 LPC coefficients를 추출한 후, line spectrum pairs (LSP)로 변환하여 사용하였다. LPC는 dynamic range가 커서 인식 에러가 발생하기 쉬운 반면, LSP는 dynamic range도 상대적으로 적고 인접한 LSP의 상대적 거리에 의해서 스펙트럼의 폴과 제로를 유추할 수 있으므로 보다 좋은 성능을 기대할 수 있다.

2.2 SVM

본 논문에서는 다양한 인식기 중에서 SVM을 사용한다 [4]. SVM은 Vapnik와 AT&T와 Bell 연구소에서 제안한 방법으로 구조적인 위험 최소화 (Structural Risk Minimization)를 사용하는 인식기이다.

III. 실험 및 결과

장르인식 시스템을 평가하기 위해서 가장 널리 사용되는 GTZAN 데이터베이스를 사용하였다. GTZAN은 blues, classical, country, disco, metal, hiphop, jazz, pop, reggae, rock의 총 10개 장르를 포함하고 있다. 또한, 각 장르 당 100곡, 한 곡 당 30초로 16bit, 22050Hz, mono로 구성되어 있다. 무드인식 시스템은 music information retrieval evaluation exchange (MIREX) 무드 clustering 방법으로 평가하였다. 즉, 다섯 개의 무드 cluster로 이루어진 총 185곡의 데이터베이스로써 각 무드 cluster 당 37곡, 한 곡 당 16bit, 22050Hz, mono로 구성되어 있다.

인식기로는 선형 커널 함수를 적용한 SVM을 사용하였다. 또한 실험의 신뢰성을 위해 장르인식과 무드 인식에 대하여 각각 10번과 3번의 cross-validation 실험을 하였다.

비교를 위해서 [2]의 S5 시스템을 기존 시스템으로 사용 하였다. 기존 시스템과 제안한 시스템의 장르/무드 인식을 결과는 표1에 요약되어 있다. 특징 벡터의 차원은 제안 시스템이 높았지만, 장르와 무드 모두에 대해서 인식률이 향상된 것을 확인할 수 있었다.

표1. 장르/무드 인식 결과

시스템	Accuracy (%)		Feature Dimension
	장르	무드	
기존	81.3	61.1	168
제안	82.4	62.2	588

IV. 결론

본 논문에서는 AR model인 LSP를 적용하여 특징 벡터를 추출하는 방법을 제안하였다. 실험 결과, 기존 시스템보다 제안한 시스템의 장르/무드 인식률이 향상되었음을 확인할 수 있었다.

Acknowledgement

이 논문은 2012년도 정부(지식경제부)의 재원으로 산업원천기반구축사업의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. 10037244).

참고문헌

- [1] N. Scaringella, G. Zoia, and D. Mlynek, "Automatic genre classification of music content: A survey", IEEE Signal Process., vol. 23, pp. 133-141, 2006.
- [2] S.-C. Lim, S.-J. Jang, S.-P. Lee, and M. Y. Kim, "Music genre/mood classification using a feature-based modulation spectrum", in Proc. IEEE Int. Conf. Mobile IT Convergence, pp. 133-136, 2011.
- [3] A. Meng, P. Ahrendt, J. Larsen, and L. K. Hansen, "Temporal Feature Integration for Music Genre Classification", IEEE Trans. Speech Audio Process., vol. 15, pp. 1654-1664, 2007.
- [4] Y. Wang, "A Tree-Based Multi-class SVM Classifier for Digital Library Document", in Proc. IEEE Int. Conf. Multimedia and Information Technology, pp. 15-18, 2008

3D 영상 객체와 음향 신호의 연관성을 고려한 3축 입체음향 재현 시스템

*김선민, 이영우, 이윤재
삼성전자, DMC 연구소
e-mail : sunmin21.kim@samsung.com

3D Sound System Based on Audio/Video Analysis

*Sunmin Kim, Young Woo Lee, Yoon Jae Lee
DMC R&D Center, Samsung Electronics

Abstract

A 3-axis virtual sound realization system is proposed to provide 3DTV users more immersive 3D experience with coincidence of audio and video. Spatial informations analyzed from stereoscopic images and stereo sound are compared. When the spatial characteristics of video and audio object are coincided, a 3D rendering method reproduces the 3D sound effects which consist of stage expansion, distance control, and elevation rendering based hybrid 3D index.

I. 서론

최근 들어, 디지털 시네마를 중심으로 새로운 3D 입체음향에 대한 시장이 활성화되고 있다[1]. 특히, 3D 영상 콘텐츠 및 3DTV에 대한 관심이 급증하면서 기존의 3D 음향 기술의 한계를 뛰어 넘는 가정용 3D 음향 기술에 대한 필요성이 증대되고 있다. 3DTV를 통하여 3D 콘텐츠를 시청할 경우, 3D 영상과 스테레오 스피커를 통해 재생되는 음향 간의 괴리감이 존재한다. 기존의 3D 음향 기술은 TV의 좁은 사운드 스테이지를 좌우로 넓혀주는 좌/우 스테이지 확장감 향상 기술을 중심으로 발전되어 왔기 때문에 3D 영상 객체가

시청자 앞으로 튀어 나오면서 입체적 거리감이 재현되는 것에 부합되는 음향 기술이 미비한 실정이다. 이러한 괴리감을 해결하기 위해서는 3D 영상에 적합한 새로운 방식의 3D 입체음향 재현 기술 개발이 필요하다. 영상의 경우 2D에서 3D로 바뀌면서 입체감 측면에서 매우 큰 발전을 하고 있는 반면, 음향의 경우에는 기존 기술의 틀을 크게 벗어나고 있지 않다.

최근에 3D 영상 객체의 입체감과 부합되도록 음향 객체의 거리감 조절을 통해 음향 객체에도 원근감을 제공하는 기술이 제시되었다[2]. 3D 영상의 시차 정보를 이용하여 음향 객체의 원근감을 재현하였으나 영상 객체와 음향 객체의 연관성(관련성)을 고려하지 않았기 때문에 완벽한 입체음향 효과를 재현하기에는 어려움이 있었다. 일반적으로, 음향 믹싱 작업은 미리 찍어둔 영상에 맞도록 수행되지만 영상 객체와 음향 객체가 관련이 없는 경우도 존재하기 때문이다.

본 논문에서는 이를 해결하기 위해 영상 정보와 음성 정보의 연관성 분석을 통해 보다 완벽한 3D 입체음향 효과를 재현하고자 한다. 연관성 분석을 위해 3D 영상의 최대 시차 정보뿐만 아니라 최대 시차 값을 갖는 영상 객체의 위치 정보까지 추가로 활용한다.

또한, 음향 신호의 좌/우 확장감, 원근감 뿐만 아니라 고도감까지 재현하여 3축 방향 입체음향 효과를 제공한다. 이러한 효과를 스테레오 음원을 기반으로 실현하기 위해서는 각 방향 재현 기술이 어떤 순간에 중점적으로 재현되어야 하는지를 결정하는 인자가 필요하다. 음향 신호의 공간적 분석을 통해 확장감 인자,

원근감 인자, 고도감 인자를 추정하고 이러한 영상과 음향의 분석 결과를 토대로 보다 정밀한 3축 방향 입체음향 알고리즘을 설계한다. 그림 1은 본 논문에서 목표로 하는 입체음향 효과를 나타낸다.



그림 1. 3축 입체음향 효과

II. 영상과 음향의 연관성 분석

2.1 3D 영상 객체 정보 추정 방법

3D 영상 객체의 시차 정보는 픽셀별 좌/우 이미지의 차이를 통해 구해진다[2]. 본 논문에서는 최대 시차 값 뿐만 아니라 해당 위치까지 추정하기 위해 그림 2와 같이 TV 화면을 9등분을 하고 각 영역에서의 최대 시차 값을 구한다. 그 중 가장 큰 값을 대표 시차 값으로 하고 해당 위치 정보를 음향 처리 블록으로 전송하게 된다. 즉, 영상 객체가 어느 정도 튀어나오는지를 알 수 있을 뿐만 아니라 가장 많이 튀어나오는 위치 정보 또한 알 수가 있게 된다.



그림 2. 9개 영역에 대해 최대 시차 값 추정

2.2 음향 신호 분석 방법

음향 객체의 좌/우 panning 각도를 추정하여 확장감 인자를 계산한다. 또한, 음향 객체의 거리감 조절에 사용될 원근감 인자는 음향 신호의 크기 변화량 통해 계산한다[2]. 음향 믹싱 작업 시에 영상 객체가 튀어나

오는 경우에는 소리의 크기도 그에 비례하여 커지도록 처리하기 때문에 소리 크기의 변화량을 분석하게 되면 음향 객체의 앞/뒤 거리에 대해 충분조건으로 음향의 원근감 인자 추정이 가능하다.

2.3 연관성 분석 방법

앞 절에서 실시간으로 구해진 영상 객체 정보와 음향 신호 분석 결과를 바탕으로 현재 Scene의 영상 객체와 음향 객체가 연관되어 있는지를 판단한다. 좌/우 panning 각도와 3D 영상 객체의 좌/우 위치 정보가 일치하는지를 판단하여 최종 좌/우 확장감 인자를 결정한다. 또한, 3D 영상 객체의 시차 값 크기와 음향 원근감 인자의 크기가 부합되는지를 판단하여 최종 원근감 인자를 추정한다. 이와 같은 연관성 분석 방법에 의하여 좌/우 확장감 인자와 원근감 인자를 계산함으로써 보다 정밀한 알고리즘 설계가 가능해진다.

2.4 강인성 향상 기법

앞 절에서의 연관성 분석과 더불어 강인한 알고리즘 설계를 위해 주기 신호와 비주기 신호를 구별해 내는 기법을 추가적으로 적용한다[3]. 앞 절에서 구해진 최종 원근감 인자가 큰 값으로 계산되더라도 음악 신호나 목소리 신호인 경우에는 원근감 재현을 하지 않는 것이 보다 자연스럽게 때문에 비주기 신호의 특성을 띄는 효과음 위주로 원근감 재현을 수행한다.

III. 3축 입체음향 재현 기술

3.1 3D 인자 추정 방법

2장에서 구한 좌/우 확장감 인자와 원근감 인자와 더불어 고도감 재현을 위해 추가로 고도감 인자를 추정한다. 2.1절에서 구한 3D 영상 객체의 위치가 TV 화면의 상단에 위치할 경우에 음상을 해당 위치에 정 위치시킨다. 일반적으로 TV 스피커는 하단에 부착되어 있기 때문에 음상의 위치는 TV 화면 중앙보다 밑쪽에 위치하게 되기 때문이다. 2.3절에서 언급한 최종 원근감 인자를 기반으로 영상 객체의 위치가 위에 위치할 경우 고도감 인자의 값을 키우도록 설계한다. 그림 3은 3가지 인자 추정 방법의 블록도를 나타낸다. 그림에서 보는 것과 같이 스테레오 음향 신호, 3D 영상 객체의 시차 값 및 해당 위치 정보를 이용하여 음향 객체의 좌/우 panning 각도, 음향 객체의 거리, 주기성 정도를 추정하여 최종적으로 보다 정밀한 좌/우 확장감 인자, 원근감 인자, 고도감 인자를 결정한다. 이 인자들은 다음절의 음향 효과 재현 방법에 사용된다.

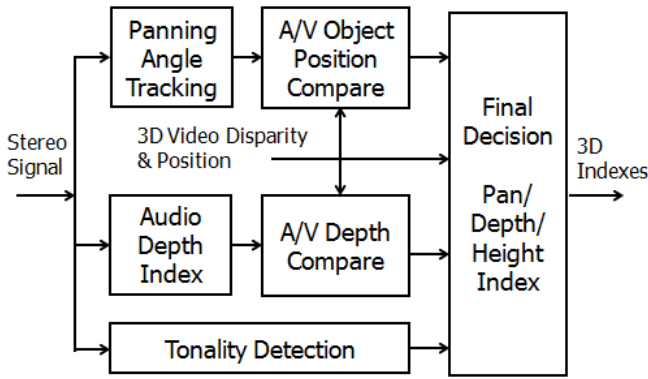


그림 3. 3D 인자 추정 기술의 블록도

3.2 3D 입체음향 재현 방법

본 절에서는 3.1절에서 계산된 인자들을 바탕으로 음향신호의 좌/우 방향, 앞쪽 방향, 위쪽 방향으로 3축 입체음향 효과를 재현하는 방법을 제안한다. 좌/우 확산감 재현은 머리전달함수와 크로스톡 상쇄기를 사용하여 가상 음원을 TV 화면보다 더 넓은 위치에 정위시킨다[4].

음향 객체의 원근감 재현은 초기 반사음 특성, 음향학적 시차 모델, 근거리 머리전달함수 특성을 반영하여 TV와 시청자 사이에 음상을 정위 시킨다[2].

음향 객체의 고도감 재현은 고도각 45도의 머리전달함수를 사용하는 기법을 사용하는데 일반적으로 더미 헤드로부터 측정된 머리전달함수를 사용하면 그 효과가 충실히 재현되지 않는다. 이는 수평면 머리전달함수와 달리 수직면 머리전달함수는 사람마다 주파수 특성의 편차가 매우 크기 때문이다. 따라서 46명의 피실험자로부터 직접 측정된 개인 머리전달함수를 분석하여[5] 공통적으로 나타나는 대표적인 주파수 특성을 이용하여 공통 머리전달함수를 구하고 이를 기반으로 고도감을 생성하여 음상이 TV 상단에 위치하도록 한다. 그림 4는 스테레오 음향 신호와 3D 영상 정보로부터 추정된 3가지 인자들을 바탕으로 각 방향으로 음상을 정위시키는 기술의 블록도를 나타낸다.

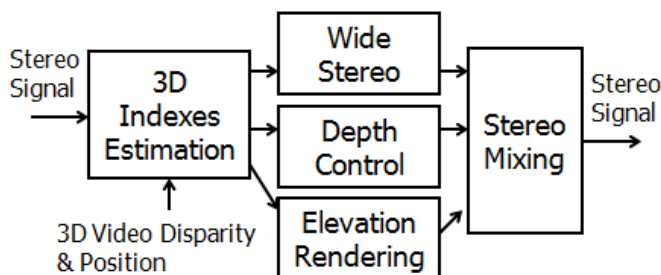


그림 4. 3D 입체음향 재현 방법의 블록도

IV. 주관 청취 평가

본 논문에서 제시한 방법을 검증하기 위해 2가지 종류의 청취 평가를 수행하였다. 일반 청취실에서 10명의 피실험자를 대상으로 TV 스피커를 통해 재생된 소리를 통해 인지 고도각 및 음질을 평가하도록 했다. 10초 분량의 헬리콥터 음원을 사용하여 인지 고도각을 평가한 결과 평균 인지 고도각 40도를 얻을 수 있었다. 이 각도는 TV 상단에 위치하는 각도로 원하고자 하는 목적을 달성할 수 있었다. 일반적으로 3D 입체음향 효과를 생성할 경우, 원음 대비 음질 열화 가능성이 있기 때문에 기본 음질에 대해서도 MOS(mean opinion score) 테스트를 통해 청취 평가를 실시하였다. MOS는 1점에서 5점에 분포하여 5점은 원음 대비 음질 열화가 없음을 의미하고 4점을 넘을 경우 원음 대비 음질적으로 약간의 열화가 발생함을 의미한다. 4.5점의 점수를 얻어 음질적으로 문제가 되지 않음을 알 수 있었다.

정성적인 평가를 위해, 제안한 방법을 실제 TV 시스템에 구현하여 3D 안경을 착용하고 평가한 결과, 3D 영화 시청 시 영화 시청에 대한 몰입감이 많이 향상되는 것을 확인하였다.

V. 결론

본 논문에서는 3D 영상 정보와 스테레오 음향 신호를 분석하여 영상 객체와 음향 객체가 서로 연관이 있을 경우에 보다 정밀하게 좌/우 확산감, 원근감, 고도감을 재현하는 방법을 제안하였다. 3D 영상 객체의 시차 값과 해당 위치 정보를 활용하였고 TV의 스테레오 스피커를 이용하여 주관 청취 평가를 수행한 결과, 본 논문에서 제안한 시스템은 3D 영화 시청 시 3축 입체음향 효과를 실현하여 몰입감 측면에서 만족스러운 결과를 얻을 수 있었다.

참고문헌

- [1] “UHDTV 시대의 실감 오디오 전망”, 실감미디어 워크숍, 한국방송공학회, 2013.
- [2] 김선민 외, “3DTV향 3D 영상 정보를 이용한 3D 오디오 원근감 재현 기술”, 한국방송공학회 하계 학술대회, 2011.
- [3] Anibal J.S.Ferreira, “Tonality Detection in Perceptual Coding of Audio”, presented at 98th AES Convention, Paris, 1995.

- [4] Sunmin Kim, et al., "Virtual Sound Algorithm for Wide Stereo Sound Stage", presented at 117th AES Convention, San Francisco, USA, 2004..
- [5] H. Jo et al., "Applying spectral cues to generate elevated sound sources displayed via ear-level loudspeakers" Proc. Inter-noise 2011, Osaka, Japan, 2011.

MPEG-H 3D Audio 표준화 동향

*백승권, 서정일, 강경욱
한국전자통신연구원

e-mail : *skbeack@etri.re.kr, seoji@etri.re.kr, kokang@etri.re.kr*

Overview of MPEG-H 3D Audio Standard Activities

*Seungkwon Beack, Jeongil Seo, Kyeongok Kang
Electronics and Telecommunications Research Institute (ETRI)

요약

본 논문에서는 최근 MPEG 오디오 서브그룹에서 활발히 논의 중인 3D Audio 표준화 동향에 대해서 소개하고, 관련한 국내외 기관들의 기술개발 현황에 대해서 알아본다. MPEG 3D Audio는 NHK 22.2채널 방송과 같은 실감 오디오 서비스를 고다채널(High-Order Multichannel)로 특징짓고, 이러한 서비스를 위한 다채널 오디오 부호화 및 복호화 기술과 다양한 출력채널 환경에 적용할 수 있는 렌더링(rendering) 기술을 표준화 대상으로 규정하고 있다.

가 발간되었다[2]. 오디오 신호에 대한 표준은 part 3에 할당될 예정이며 세 개의 파트 중 가장 늦게 표준화에 대한 논의가 3D Audio란 이름으로 시작되어 2013년 1월에 CFP(Call For Proposal)와, 관련한 평가 방법에 대해서도 공지되었다[5].

본 논문에서는 2013년 4월 104차 MPEG회의까지 논의된 결과를 바탕으로 3D Audio 표준화 활동 전반에 대한 개요와 핵심 표준화 대상기술에 대한 소개를 담고자 한다.

I. 서론

최근 MPEG에서는 NHK SHV(Super Hi-Vision)[1]과 같은 초고해상도(4K/8K) 대화면 디스플레이(100인치 이상)와 고차 다채널(22.2채널 등)을 이용하는 실감 몰입형(immersive) 멀티미디어 서비스를 위한 표준화를 MPEG-H란 프로젝트 명으로 진행 중이다. MPEG-H의 part 2는 초고해상도 비디오를 위한 새로운 부호화 기술로서 ITU-T와 공동 설립한 JCTVC(Joint Collaboration Team Video Coding)팀에서 HEVC(High Efficiency Video Coding)란 이름으로 표준화가 진행 중이며, 2012년 2월 CD(Committee Draft)

II. MPEG-H 3D 오디오

MPEG과 ITU-T가 공동으로 설립한 JCTVC에서 HEVC 표준화가 시작된 2010년 하반기에 HEVC가 목표하는 대화면 고화질 비디오와 부합하는 오디오 서비스에 대한 기술적 검토가 시작되었으며, NHK의 22.2채널 오디오 시스템에 대한 소개와 함께 3D Audio란 이름의 AhG(Adhoc Group)이 Audio 서브그룹에 설립되었다. 당시 NHK에서는 자사의 22.2채널 오디오 시스템의 국제표준 반영을 위하여 SMPTE, ITU-R, ATSC 등과 같은 다양한 국제표준화 단체에 새로운 오디오 표준에 대한 필요성을 제시하던 시점이었으며,

디지털 시네마 분야에서는 DTS, Dolby 등에서 기존 5.1/7.1채널 서라운드 오디오 시스템을 획기적으로 개선할 수 있는 3차원 오디오 포맷에 대한 연구 및 기술 개발이 활발히 진행되고 있었다. 또한, 국내에서는 차방포럼을 중심으로 UHD TV를 위한 비디오 및 오디오 신호규격을 제정하기 위한 연구가 진행되고 있었다. 상기와 같은 국내외 기관들의 차세대 오디오 서비스에 대한 연구/개발/표준화 활동과 보조를 맞추어 3D Audio 표준화에 대한 활발한 논의가 벌어졌으며 2013년 1월 CFP 발표를 기점으로 본격적인 표준화가 활동이 시작되었다. 본 절에서는 2013년 4월 MPEG회의까지 논의된 3D Audio 표준화 결과를 요약하고, 평가방법에 대해서 논의하고자 한다.

2.1 Application Scenario

3D Audio가 목표로 하는 응용분야들은 아래와 같다.

- Home Theater: HEVC가 목표로 하는 대화면 고해상도 디스플레이에 부합할 수 있도록 함께 제공되는 오디오는 고음질을 가지면서도 안정적이고 넓은 음장영역을 표현할 수 있어야 한다. 특히 비디오 이미지와 오디오 이미지가 일치될 수 있도록 정확한 음상재현 성능 및 음상의 고저감을 표현할 수 있어야 한다.
- Personal 3DTV: 22.2채널과 같은 다채널로 대표되는 홈씨어터 뿐만 아니라 동일한 오디오 콘텐츠를 테블릿 PC와 같은 소형 개인단말에서 헤드폰이나 스피커 어레이를 이용하여 원음장과 유사한 음질과 음장감을 제공할 수 있어야 한다.
- TV for Smart Phone: 헤드폰을 이용하여 3차원 오디오 콘텐츠를 원음장과 유사한 음질과 음장감으로 재생할 수 있어야 한다.
- Multichannel Audio Program: 오디오 CD와 같이 오디오 단독으로 다채널 재생환경을 이용하여 실감 있고 몰입감있는 오디오 서비스를 제공하여야 한다.

2.2 Requirements

2.1절에 나열된 응용분야에 3D Audio표준이 사용되기 위해서 만족해야 할 요구사항들이 논의되었다. 3D Audio에서는 요구사항들을 주요(primary) 요구사항, 부가(secondary) 요구사항, 바람직한 특징(desirable feature) 세가지로 구분하여 정의하고 있다. 먼저 표준화에서 중요하게 다루어질 주요 요구사항(Primary Requirements)은 다음과 같다.

- High quality: 22.2채널과 같은 고다채널 환경에서 높은 음질(perceptual transparent quality)을 제공하여야 한다.
 - Localization and envelopment: 거리감을 포함하여 렌더링 되는 음상의 정확한 표현과 풍부한 음장 포위감(envelopment)을 제공하여야 한다.
 - Rendering on setups with fewer loudspeakers: 입력 오디오 신호의 채널수보다 적은 수의 채널로 재생/렌더링될 때에도 최대한 가능한 음질과 음장감을 제공하여야 한다.
 - Flexible loudspeaker placement: 입력 오디오 신호의 채널배치와 다른 위치에 스피커가 위치할 때에도 최대한의 음질과 음장감을 제공하여야 한다.
 - Latency: 생방송과 같은 환경을 지원하기 위해 인코더/디코더에 의한 지연이 적어야 한다.
 - Audio program inputs to the submitted encoding systems: 인코더로 입력되는 오디오 신호의 형태는 채널신호, 오디오 객체신호, High Order Ambisonics (HOA)와 같은 오디오 장면(Audio Scene) 신호가 될 수 있다.
 - Rendering for Headphone Listening: 헤드폰 환경에서 청취가 가능하여야 하며, 이는 출력 다채널 신호를 바이노럴(binaural) 포맷으로 변환 가능한 처리 기술을 필요로 한다. 예를 들어, 개인화된 HRTF(Head Related Transfer Function)함수를 지원하는 방법도 표준화 대상 기술이 된다.
- RM0(Reference Model 0) 선정단계에서는 고려하지 않았지만 다음으로 중요하게 다루질 요구사항(Secondary Requirements)은 다음과 같다.
- Computational complexity: 여러가지 응용환경에서 적절한 복잡도를 가져야 한다. 그러나 헤드폰 환경에서의 복잡도는 평가의 중요한 척도가 되며 이는 2.3절에서 자세히 살펴보기로 한다.
 - Interactivity: 오디오 객체를 제어하는 것과 같이 대화형 오디오 서비스에서의 interactivity를 제공할 수 있어야 한다.

2.3 Reference Model 0 선정을 위한 평가방법

2013년 1월에 공지된 CFP에는 RM0선정을 위한 평가방법에 대해서도 확정하였다. 평가방법은 주관적 음질 평가를 기반으로 수행되며, MUSHRA(Multiple Stimuli with Hidden Reference and Anchor) 방법을 따른다. 청취 테스트 이외에 평가항목으로 추가된 것

은 헤드폰 환경 재생 시 적용되는 필터링 연산에 대한 복잡도로 일반적인 주파수 영역에서의 복적분 연산량 대비 증감정도에 따라 평가 점수를 환산한다.

총 4가지 테스트 셋을 가지고 테스트를 수행하며, 다음과 같이 간략하게 정리할 수 있다.

- Test 1.1 : 일반적인 다채널 오디오 신호에 대한 평가를 수행한다. 테스트에 사용되는 채널 신호는 9채널, 11.1 채널, 14채널 22.2 채널이고, 비트레이트는 1.2 Mb/s, 512 kb/s, 256 kb/s로 3가지 동작 모드에 대해서 청취테스트를 수행한다. 각 비트레이트는 22.2 채널 입력 신호를 기준으로 산정된 것이며, 채널 수가 감소하면 비트레이트도 이에 따라 감소시켜서 테스트를 수행한다. 감소시키는 정도는 C_Factor로 CfP에 정의 되어 있으며, 14채널의 경우 C_Factor = 0.82, 11.1채널의 경우 0.75, 9채널의 경우 0.7이며, 이를 각 비트레이트 별로 곱하여 입력신호의 채널 개수에 따라 비트레이트를 산정한다. 다음의 표는 256 kb/s에서의 비트레이트 산정 예시이다.

표 1. 256 kb/s 코딩모드에 대한 입력 채널별 비트레이트

입력 채널	비트레이트
22.2	256 kb/s
14	209.9 kb/s
11.1	192 kb/s
9	179.2 kb/s

- Test 1.2 : 두 번째 테스트는 “off sweet spot”에 관한 것으로, 청취자 위치가 정 중앙이 아닌 곳에서 청취 테스트를 수행한다. 테스트의 목적은 렌더링 효과 중에 고음질의 청취 영역을 얼마만큼 제공할 수 있는가에 대한 부분을 체크하기 위해서이다. 512 kb/s 에 대해서만 테스트를 수행한다.

- Test 1.3 : 헤드폰 환경에 대한 테스트를 수행한다. 본 테스트를 위해서는 각 스피커 위치에 대한 BRIR(Binuaral Room Impulse Response) 데이터가 필요하며, 이는 테스트를 위해 제공될 것이다. 본 테스트의 관건은 스테레오 환경에서 최적의 다채널 효과를 낼 수 있어야 하며, BRIR 필터링 연산시 소요되는 복잡도를 최소화 하여야 한다. 복잡도 역시 평가 항목에 추가되어 있다. 1.2와 마찬가지로 512 kb/s에 대해서만 테스트를 수행한다.

- Test 1.4 : 테스트 1.4는 렌더링에 관련한 테스트로 입력 채널 수 보다, 총 4가지의 렌더링 환경에 대한 청취 테스트를 수행한다. 렌더링되어 출력되는 채널 수는 입력 채널 수보다 작다. 채널 기반의 입력 신호에 대해서는 출력신호를 10.1, 8.1, 5.1로 생성하여 원 신호 대비 음질을 평가한다. 즉, 적은 수의 복원된 신호와 원신호 간의 음질 및 공간감이 최소화 될 수 있도록하여야 한다. 이외에 임의의 스피커 위치로 적은 수의 출력신호가 생성될 경우에 대한 음질 평가도 수행한다. 예를들어, 원신호가 22.2 채널일 때, 임의의 5 개 스피커 위치가 주어지고, 여기에 맞는 출력신호를 생성하여 원 신호 대비 음질 및 공간감을 평가하게 된다.

2.3 Figure of Merits

앞서 살펴본 바와 같이 MPEG-H 3D 오디오 코덱은 RM00을 선정하기 위해서 많은 테스트를 수행한다. 각 테스트 별로 가중치를 달리하여 최고의 성능을 갖는 시스템을 RM0로 선정해야 할 것이다. 이를 위해 테스트 결과에 대한 가중치 적용 방법인 FoM(Figure of Merits)을 표 2와 같이 결정하였다. 헤드폰 환경에서의 테스트인 Test 1.3의 복잡도는 주파수 영역에서의 복적분 연산을 통한 필터링을 수행할 시 소요되는 복잡도 C_{conv} 를 기준으로 하여 점수를 환산하며 계산 방식은 아래의 수식 1과 같다.

$$C_{mod} = \max(100 \times (C_{conv} - C/C_{conv,0}), 0) \quad (1)$$

C_{conv} 값은 CfP에 다음과 같이 정의 되어 있다.

$$C_{conv} = (N)(10)(6 \times \log_2(2 \times M/10)) \quad (2)$$

표 2. MPEG-H 3D 오디오 RM0 선정을 위한 FoM

index	Test	Bitrate	Configuration	Weight
1	Test 1.1	1.2	-	10
2	Test 1.1	512	-	10
3	Test 1.1	256	-	20
4	Test 1.2	512	-	10
5	Test 1.3	512	-	10
6	Test 1.4	512	Rand(10)	30/4
7	Test 1.4	512	8.1	30/4
8	Test 1.4	512	5.1	30/4
9	Test 1.4	512	Rand(5)	30/4
10	Test 1.3	-	complexity	10
				100%

수식 2에서 N 은 채널 수 이며, M 은 BRIR의 길이를 나타낸다.

II. 결론

MPEG에서 최근 표준화가 논의 중인 3D Audio는 기존의 MPEG오디오 표준이 오디오 신호에 대한 압축 및 부호화에 초점이 맞추어진 것에 비하여 복원된 멀티채널 신호로부터 단말의 재생환경에 적절하도록 변형 또는 렌더링하는 방식에 초점이 맞추어질 전망이다. 다채널 신호에 대한 콘텐츠 수급 문제가 초기에는 대두 되었으나, 최근 극장용 콘텐츠 제작과정에서 30 채널 이상의 오디오 채널 신호가 제작되고 이를 새로운 포맷으로 재생하기 시작하면서 점차적으로 다채널 콘텐츠에 대한 수급 및 소비가 증가할 것으로 예상된다. MPEG-H 3D오디오는 이를 충실히 표현할 수 있는 코덱 기술을 개발할뿐더러, 다양한 단말환경 및 가정내 환경을 고려하여 렌더링 기술을 개발하여 소비의 영역을 확대할 것이다.

향후 표준화 일정은 2013년 7월 미팅 이전까지 RM0을 선정하는 것이며, 이는 CfP의 평가 방법 및 FoM에 따라 참여 기관별 점수를 환산하고 최고의 성능의 코덱을 RM0로 선정할 수 있을 것이다.

감사의 글

본 연구는 미래창조과학부가 지원한 2013년 정보통신·방송(ICT) 연구개발사업의 연구결과로 수행되었음.

참고문헌

- [1]K. Hamasaki, S. Komiyama, K. Hiyama, H. Okubo, "5.1 and 22.2 Multichannel Sound Productions Using an Integrated Surround Sound Panning System,"2005 NAB BEC Proceedings, April 2005.
- [2] ISO/IEC JTC1/SC29/WG11, N12556, "Text of ISO/IEC CD 23008-2 High Efficiency Video Coding," Feb. 2012.
- [3] ISO/IEC JTC1/SC29/WG11, N12690, "Working Draft of MPEG Media Transport,"April 2012.
- [5] ISO/IEC JTC1/SC29/WG11, N13411, "Call for Proposals for 3D Audio," Jan. 2013.

고대역 시간축 포락선 조정을 통한 SBR 성능 향상 기술

김기준*, 주기현, 오은미, 박호중*

*광운대학교, 삼성전자

e-mail : *guunkim@kw.ac.kr, khchoo@samsung.com, sait@samsung.com, hcpark@kw.ac.kr*

Performance Enhancement of SBR by Controlling High-Band Temporal Envelope

Ki-Jun Kim*, Kihyun Choo, Eunmi Oh, Hochong Park*

*Kwangwoon University, Samsung Electronics

Abstract

In parametric high-band audio coding such as SBR, it is difficult to control the fine high-band temporal envelope due to block operation in T/F domain. In this paper, a new method to control high-band temporal envelope using spectral phase is proposed. The performance evaluation results show that the proposed method can improve the temporal envelope for the items with severely degraded temporal envelope by SBR.

I. 서론

오디오 부호화 기술은 디지털 통신 및 방송의 품질과 용량을 결정하는 매우 중요한 기술로서, 응용 분야에 따라 많은 표준 오디오 부호화기가 개발되었다. 현재 MPEG-4 HE-AAC에서 사용하는 SBR (spectral band replication) 기술은 고대역 신호를 매우 적은 비트로 부호화하여 전체 부호화기의 성능을 크게 향상시킨다 [1, 2]. 그러나 기존의 SBR은 QMF (quadrature mirror filters) 영역에서 고대역의 톤 성질 (tonality)과 에너지를 위주로 조정하기 때문에 시간축 포락선 (temporal envelope)이 정확히 표현되지 않아서 음질 저하가 나타나는 경우가 발생한다. 따라서 고대역 확장에서 기존 기술보다 정확하게 시간축 포락선을 표현하는 기술 개발이 필요하다.

본 논문에서는 고대역의 스펙트럼 위상을 이용하여 고대역 시간축 포락선을 조정하는 기술을 제안한다. 스펙트럼 위상은 특별한 통계적 특성이 없으므로 예측

하거나 효율적으로 양자화 하는 것은 불가능하다. 따라서 제안한 방법에서는 저대역 위상으로부터 위상 코드북 (codebook)을 생성하고, 원하는 고대역 시간축 포락선을 생성하는 위상을 해당 코드북에서 검색하여 전달하는 방법을 사용한다. 제안하는 방법은 부호화기에서 위상 코드북 인덱스만 추가로 전송하므로 적은 비트로 고대역 시간축 포락선을 조정할 수 있다.

II. SBR 문제점 분석

기존 SBR은 QMF 영역에서 저대역 신호로부터 고대역 신호를 생성하는 구조를 가진다 [2, 3]. 고대역 QMF 신호는 저대역 QMF 신호로부터 패치 (patch)되어 생성되며, 패치된 QMF 값과 원 고대역의 QMF 값을 비교하여 보정 정보를 구한다. SBR이 사용하는 보정 정보는 에너지와 톤 성질로 구분된다. 에너지는 패치된 고대역 QMF의 포락선을 원본 고대역의 포락선과 유사하도록 보정해 주는 정보이고, 톤 성질은 패치된 고대역 QMF이 원 신호와 유사한 시간축 예측 성질을 가지도록 추가하는 잡음, 필터링 또는 사인 신호에 대한 정보이다.

오디오 신호의 시간축 포락선은 오디오의 청각적 특성을 결정하는 요소 중에 하나이다. SBR에서는 시간축 포락선을 조정하기 위하여 QMF 영역에서 에너지를 사용하는데, 시간 축에서 최소 128 샘플의 블록 단위로 크기를 조정하므로 이 보다 높은 해상도로 시간축 포락선을 조정할 수 없다. 또한, 톤 성질 조정을 위해 잡음을 추가하면 QMF 신호의 위상이 불규칙하게 되고, 그에 따라 블록 내에서의 시간축 포락선이 불규칙하게 된다. 이와 같이 기존의 SBR은 고대역 시간축

포락선을 세밀하게 조정하는데 한계를 가지며, 그에 따라 SBR로 합성된 고대역 신호의 품질이 저하된다.

이와 같은 배경에 따라 본 논문에서는 고대역 시간축 포락선을 조정하는 새로운 방법을 제안하고, 제안 방법을 포함하는 고대역 부호화기를 구현하여 고대역 부호화 성능을 분석한다.

III. 고대역 시간축 포락선 조정 방법

대역통과 신호는 식 (1)과 같이 cosine 신호의 합으로 표현 된다 [4].

$$s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} A(k) \cos\left(\frac{2\pi k}{N} n + \Phi(k)\right) \quad (1)$$

$A(k)$ 는 각 주파수 성분 $2\pi k/N$ 을 가지는 cosine 신호의 진폭을 나타내고, 각 cosine 신호는 N -샘플 시간영역에서 일정한 진폭을 가진다. 반면, 스펙트럼 위상 $\Phi(k)$ 는 각 cosine 신호의 상대적 위치를 정의하며, 서로 다른 주파수의 여러 cosine 신호가 결합될 때 상대적 위상에 따라 최종 합성된 신호의 시간축 포락선이 결정된다. 만일 모든 위상을 일정한 양만큼 변경하면 시간축 포락선의 모양은 변하지 않고 시간 축에서 이동한 형태가 된다. 따라서 스펙트럼 정보 중에서 시간축 포락선을 결정하는 성분은 위상이며, 고대역 스펙트럼 위상을 인위적으로 조정하면 원하는 고대역 시간축 포락선을 만들 수 있다. 대역별 위상은 시간축 포락선 길이보다 적은 수를 가지므로, 위상을 통한 시간축 포락선 조정은 한 샘플 해상도의 포락선 조정을 효율적으로 구현하는 장점을 가진다.

오디오 스펙트럼의 위상은 특별한 통계적 특성이 없이 불규칙한 성질을 가지므로 예측하거나 효율적으로 양자화 하는 것은 불가능하다. 따라서 제안한 방법에서는 저대역 위상으로부터 위상 코드북 (codebook)을 생성하여 사용한다. 먼저 저대역 위상을 구하고, 그림 1과 같이 1차원 위상으로부터 다수의 위상 코드벡터를 정의한다. 다음, 각 위상 코드벡터를 고대역 스펙트럼에 적용할 때 생성되는 고대역 시간축 포락선을 구하고 원 포락선과 비교하여 최적의 포락선을 생성하는 위상 코드벡터를 검색하여 전송한다.

제안하는 시간축 포락선 조정 방법을 포함하는 고대역 부호화기를 구현하였다. DFT 영역에서 동작하며, 각 프레임별로 스펙트럼 크기와 위상을 구하고, 저대역 스펙트럼으로부터 고대역 스펙트럼을 생성한다. 다음, 생성된 고대역 스펙트럼의 크기와 톤 성질을 조정하고, 제안한 방법에 따라 고대역 위상을 조정하여 원하는 고대역 포락선이 생성되도록 한다.

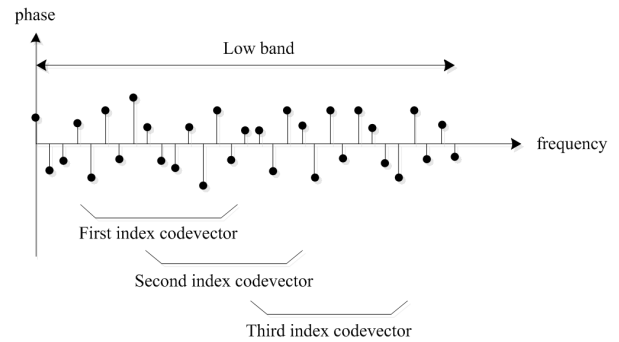


그림 1. 저대역 위상으로부터 위상 코드북을 생성하는 과정

제안한 방법으로 생성한 고대역 신호를 기존 SBR로 생성한 신호와 비교하여 제안한 방법의 품질을 평가하였다. SBR 방법에서 시간축 포락선이 심하게 왜곡되어 청취 품질이 저하되는 경우에, 제안한 방법을 적용하여 시간축 포락선 성능이 향상되고 그에 따라 청취 품질이 향상되는 것을 확인 하였다.

IV. 결론

본 논문에서는 SBR의 성능 향상을 위하여 고대역 시간축 포락선을 조정하는 방법을 제안하였다. 스펙트럼 위상이 시간축 포락선을 결정하는 원리에 따라 위상을 검색하여 전송하는 구조를 가지며, 효율적인 위상 전송을 위해 저대역 위상으로부터 위상 코드북을 생성하여 사용한다. 제안한 방법을 적용하여 기존 SBR에서 왜곡이 발생하는 신호에 대하여 시간축 포락선의 성능이 향상되는 것을 실험적으로 확인하였다.

감사의 글

본 연구는 2012년 삼성전자의 연구비 지원으로 진행 되었습니다.

참고문헌

- [1] M. Diets, L. Liljeryd, K. Kjørling and O. Kunz, "Spectral band replication, a novel approach in audio coding," *Proc. 112th AES Convention*, May, 2002.
- [2] ISO/IEC 14496-3, AMD. 1, "Bandwidth Extension," 2003.
- [3] 3GPP TS 26.404, "Enhanced aacPlus General Audio Codec : Encoder Specification SBR Part," 2004.
- [4] Alan V. Oppenheim, Ronald W. Schaffer, *Discrete Time Signal Processing*, Third Edition, 2007.

Super-HD Voice 서비스용 음성 압축 기술

*오은미, 성호상, 주기현
삼성전자 DMC 연구소
e-mail : sait@samsung.com

Voice Communication Codec for Super-HD Voice Service

*Eunmi Oh, Hosang Sung, Kihyun Choo
DMC R&D Center
Samsung Electronics

Abstract

One of the recent noticeable evolutions in mobile communication systems is voice over LTE (Long Term Evolution). This paper is concerned with next generation VoLTE service, Super-HD Voice that is coined to describe high quality communication with super-wideband voice codec. 3GPP EVS (Enhanced Voice Service) Codec is being standardized to develop the super-wideband voice codec. This paper discuss the codec design constraints, performance requirements, the status of standardization, and finally perspective on future VoLTE service.

I. 서론

본 논문에서는 스마트폰에서 서비스 되고 있는 HD-Voice 이후 차세대 통화 서비스인 Super-HD Voice에 대한 기술 및 주요 이슈에 대해서 소개한다. 관련 3GPP EVS (Enhanced Voice Service) Codec 표준 동향 및 향후 시장 전망에 대해서 논의한다.

오디오 신호 압축 관점에서 최근 모바일 통신 시장의 가장 큰 변화 중에 하나는 VoLTE (voice over Long Term Evolution) 서비스에 AMR-WB 코덱이 사용된

다는 것이다. 음성 통화 시 협대역 (3.4kHz 이하) 신호만 압축하는 것이 아니라, 광대역 (7kHz 이하) 신호를 사용함으로써 고음질 서비스, 일명 HD-Voice 서비스가 가능해졌다.

본 논문에서는 HD-Voice 이후, 실감 통화를 위해 초광대역 신호까지 압축하는 차세대 VoLTE에 필요한 3GPP EVS 표준화 현황을 소개하고자한다.

1.1 오디오 압축 발전 방향

최근 모바일 멀티미디어 서비스 및 기기 시장의 컨버전스 현상에 따라, 압축하고자 하는 콘텐츠가 음악 및 음성 혼합 신호로 구성되어 있다. 통화에 사용되는 음성 압축과 음악 재생에 사용되는 오디오 압축 기술이 각각 발전되어 왔으나, 이런 최근 컨버전스 현상에 따라 음성 및 음악 통합 압축 방식에 대한 표준화가 활발히 진행되었다.

MPEG 표준화 기구에서는 MPEG-D USAC (Unified Speech and Audio Coding)를 2012년 표준 완료하였으며[1], USAC는 다양한 오디오 신호의 압축률 극대화하는 기술로 디지털 라디오, 모바일 TV, 그리고 오디오 북과 같은 사용자 시나리오에서 적합하다.

3GPP EVS (Enhanced Voice Service) 코덱은 통화를 위한 음성 신호 뿐만 아니라, 실감 통화를 위한 배경 음악과 같은 혼합 신호도 효율적으로 압축하는 기술을 표준화하는 것을 목표로 한다. AMR[2] 및

AMR-WB[3]와 같은 기존 통화 코덱은 협대역 및 광대역 등 제한된 범위의 주파수 영역의 신호만 다루었다. 하지만, EVS 코덱은 그림1과 같이 초광대역 주파수 신호를 압축하는 것이 가능하다. 예를 들어, 13.2kbps에서 초광대역 압축이 가능하며, 24.4kbps에서는 전대역 (Full band) 압축도 가능하다.



그림 1 AMR, AMR-WB, EVS 코덱의 스펙트로그램

1.2 3GPP EVS

다양한 신호를 고음질로 압축한다는 점에서는 MPEG USAC와 유사하지만, 3GPP EVS 표준의 요구 사항에 있어서 몇 가지 큰 차이가 있다. 첫 번째, 통화용 코덱이기 때문에 알고리즘 지연이 낮아야 하며, 모바일 기기를 위해 복잡도 또한 낮아야 한다. 두 번째, 패킷 네트워크에서의 고음질의 실시간 음성통화를 위해서 packet error 및 jitter에 강인하여야 한다. 마지막으로, 이전에 3GPP에서 표준화되었던 AMR-WB 표준에 대해 역호환성 (Backward interoperability)을 제공함으로써 상용화까지 고려하였다.

II. 3GPP EVS Codec 표준화 현황

2.1 표준화 요구 사항

3GPP EVS 표준화를 위한 Work Item은 가장 우수한 코덱 개발을 위해 세 개의 phase로 나누어져 있다. 먼저 자격심사 단계 (Qualification phase)는 2012년 11월부터 2013년 3월까지 진행되었으며, 선택 단계 (Selection phase)는 2013년 11월부터 2014년 4월까지로 예정되어 있고, 검증 단계 (Characterization phase)는 그 이후부터 2014년 9월까지로 예정되어 있다. 자격심사 단계에서는 상위 5개의 제안을 먼저 선정하고, 선택 단계에서 가장 우수한 후보 기술을 선정하여, 검증 단계에서 기능 추가 및 최적화를 하여 표준을 완료한다. 이러한 Work Item진행을 위해서는 목

표로 하는 성능 및 스펙을 사전에 정의를 한 후에 합의된 테스트 계획에 따라 테스트를 진행하게 된다. 3GPP EVS 표준의 주요 스펙은 design constraints (EVS-4)[4]문서에 예상 성능은 performance requirement (EVS-3)[5] 문서에 기술되어 있다. 표 1은 3GPP EVS 표준 design constraints의 주요 항목을 정리한 것이다.

[표 1] 3GPP EVS design constraints의 주요 항목

Parameter	Design Constraints
Sampling Frequency and Bandwidth	- 8, 16, 32, and 48 kHz sampling rates. - NB, WB, SWB, and optionally FB.
Number of audio channels	- Shall support mono coding (May support stereo).
Bit Rates	- Fixed source coding : 7.2, 8, 9.6, 13.2, 16.4, 24.4, 32, 48, 64, 96, 128kb/s. - Should support source controlled VBR coding at 5.9 kb/s - AMR-WB interoperable modes : 6.6, 8.85, 12.65, 14.25, 15.85, 18.25, 19.85, 23.05, 23.85 kbps.
Algorithmic Delay	- ≤ 32 ms - For optional stereo : ≤ 50 ms.
Frame length	- 20 ms
Complexity	-Computational: wMOPS ≤ 88 - Memory: RAM ≤ 100 kwords (≈ 16 ×RAM of AMR-WB : 6.5 kwords) ROM ≤ 100 kwords (≈ 10 x ROM of AMR-WB : 9.9 kwords) Program ROM ≤ 10*Program ROM of AMR-WB
Jitter Buffer Management (JBM)	- A JBM solution conforming to the requirements in TS 26.114 shall be provided with the candidate codecs.
DTX	- Shall provide a complete VAD/DTX/CNG framework.
Backward Interoperability	- Shall provide all AMR-WB codec formats.

EVS 표준의 첫 번째 특징은 협대역(Narrow-band), 광대역(Wideband), 초광대역(Super-wideband) 같은 다양한 입력 신호를 모두 처리할 수 있다는 것이다. 그리고 선택적으로 전대역까지 지원하므로 인간의 가청 주파수에 해당하는 대부분의 신호를 처리할 수 있다. 둘째, 7.2 kbps부터 128 kbps까지 다양한 비트율을 제공함으로써 다양한 서비스 시나리오 및 적용에 최적화된 서비스를 제공할 수 있다. 셋째, 실시간 음성 통신이 가능해야 하기 때문에 코덱 알고리즘 지연이 32 ms 이하로 보장되어야 한다. 마지막으로, 이전에

표준화된 통신용 코덱과의 가장 큰 차이점은 프레임 에러가 발생했을 때 음질이 강화되고, Packet Jitter Buffer Management(JBM) 기능이 내장된다는 것이다. 패킷을 이용한 음성통화에서 가장 중요한 프레임 에러 대응 및 JBM 기능이 코덱 내에 포함됨으로써, EVS 표준에 최적화된 JBM 알고리즘을 이용하여 LTE Packet 망에서 통화 품질을 극대화 시킬 수 있다.

EVS Performance requirement 문서는 다양한 코덱의 조건에 대한 음질의 요구사항을 정리한 것이다. 음성 신호에 대해서는 Clean, Noisy, Frame Error Rate 조건에 대해, 그리고 음악/혼합 신호에 대한 다양한 조건에 대해서 기술하고 있다. 이중에서 Clean 음성 신호에 대해서 성능 요구사항을 도식화해 보면 그림 2와 같다. 광대역 신호에 대해서 기존 AMR-WB와 비교해 보면 동일 비트율에서 더 우수한 성능을 갖는 것을 알 수 있다. 그리고 초광대역 신호는 13.2kb/s 이상에서 지원되며 동일한 비트율에서 광대역 신호에 비해 월등히 높은 성능을 갖고 있다. 여기에 더해서 Noisy, FER, 음악/혼합 신호에서는 그 성능에 대한 차이가 훨씬 더 벌어지는 것으로 알려져 있다.

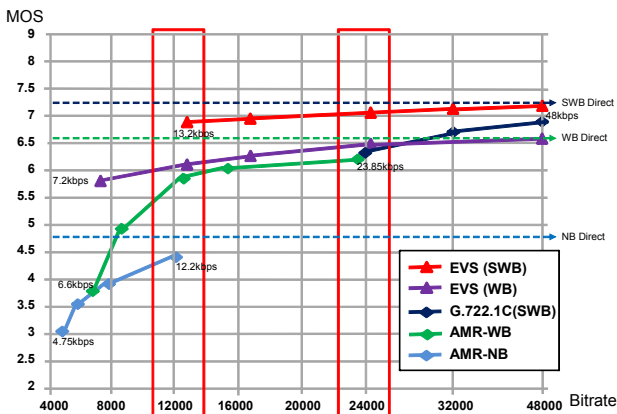


그림 2 Clean 음성 신호에 대한 성능 요구사항

2.2 표준화 현황

2013년 3월, 3GPP SA4 회의에서 약 4개월 동안 진행된 자격심사 단계의 결과가 발표되었다[6]. 자격심사 단계에서는 다양한 언어 및 음악/혼합 신호에 대해서 Absolute Category Rating (ACR) 또는 Degradation Category Rating (DCR) 테스트를 이용하여 음질 성능을 측정한다[7]. 점수 측정은 MOS 방식에 의하며 다양한 Reference와 테스트 조건을 주어진 시간 내에 5점 스케일로 평가한 후 결과를 도출한다. 기본적으로 하나의 테스트 당 24명 이상의 테스트 참가자가 필요하다. 테스트 결과는 3가지의 Figure of merit (FoM)

으로 정리되었으며 총 13개의 제안에 대한 FoM의 결과는 아래 그림 3에 나타나 있다. FOM의 정의는 Qualification rules 문서에 자세히 나타나 있다[8].

자격심사 테스트 결과에 따라 5개사 (Samsung, Qualcomm, NTT, FhG, Huawei)가 차기 단계로 진출하는 자격을 얻었으며, 이 5개사는 추후에 선택 단계에서 최종 기술 제안 과정에 참여하게 된다.

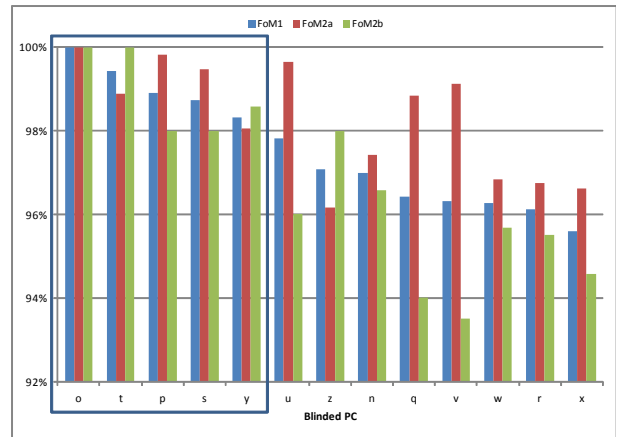


그림 3. 13개의 제안에 대한 FoM 결과

III. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서는 차세대 VoLTE, 즉 Super-HD Voice 서비스에 사용될 EVS Codec의 기술적 요구사항 및 3GPP SA4 EVS 표준 현황을 다루었다. 또한, Super-HD Voice 서비스를 위해서는 EVS 표준 코덱과 다양한 이슈가 검토되어야 한다. 예를 들어, 리시버 및 스피커의 기구 특성이 초광대역을 지원해야 하며, 여러 관련 Pre/Post-processing 등의 단말 내부의 신호 처리 기술이 초광대역에 맞도록 최적화되어야 한다.

참고문헌

- [1] ISO/IEC 23003-3, "Unified speech and audio coding", 2012.04.
- [2] 3GPP TS 26.090, "Adaptive Multi-Rate (AMR) speech codec; Transcoding functions (Release 11)", 2012.09.
- [3] 3GPP TS 26.190, "Adaptive Multi-Rate-Wideband (AMR-WB) speech codec; Transcoding functions (Release 11)", 2012.09.
- [4] 3GPP Tdoc S4-110710, "EVS-4: EVS design

constraints, Version 1.0".

- [5] 3GPP Tdoc S4-130522, "EVS-3: EVS Performance Requirements, Version 1.4".
- [6] 3GPP Tdoc S4-130292, "EVS Qualification Test Global Analysis Report #2, Complete Results for the Subjective Tests and Results for Terms of Reference Tests".
- [7] ITU-T Recommendation P.800, "Methods for subjective determination of transmission quality", 1996.08.
- [8] 3GPP Tdoc S4-121249, "EVS-5a: Selection Rules for Qualification Phase, Version 1.0".

실시간 동작 인식 알고리즘의 상위수준 설계 분석 및 잡음 제거 하드웨어의 집적 회로 구현

최창원, 이준환
광운대학교 컴퓨터공학과
e-mail : choi_0604@kw.ac.kr, joonhwan.yi@kw.ac.kr

ESL Design Analysis for Real-time Motion Recognition Algorithm and Integrated Circuit Implementation of Noise Elimination Hardware

Changwon Choi, Joonhwan Yi
Dept. of Computer Engineering
Kwangwoon University

Abstract

The motion recognition algorithm using a predefined gesture has difficult to operate in real-time on embedded systems. So, we implement the integrated circuit of noise elimination hardware based on the profiling result of electronic system level (ESL) design analysis.

I. 서론

최근 인터넷 등을 지원하는 IPTV나 smart TV의 출현으로 기존 리모트 컨트롤러로 충분한 제어가 불가능함에 따라 이를 대체하기 위하여 모션센서 리모컨, 쿼티형 리모컨 등이 출시되었으나 이들은 별도의 고가의 장치를 탑재하여야 하는 문제를 가지고 있다. 이에 대한 대안으로 컴퓨터 비전기반 동작인식 기술을 통한 비접촉 User Interface(UI)가 많은 주목을 받고 있다.

이중 사전에 약속된 동작을 이용한 컴퓨터 비전 기반 손동작 인식 기술[1]은 기존 방법들보다 연산량 및 비용은 감소하였지만, 여전히 임베디드 시스템 상에서 실시간으로 처리하기 어려운 단점을 가지고 있다. 이에 상위수준(Electronic System Level; ESL)에서 프로파일링에 기초한 병목현상을 분석하였으며 그 결과 영

상내의 잡음제거 알고리즘에 대한 하드웨어 구현이 필요함을 보였다[2].

본 논문에서는 잡음제거 하드웨어에 대하여 Multi Project Wafer(MPW)를 이용한 실제 집적 회로 구현에 대하여 살펴본다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 우선 2장에서는 이전 연구로 약속된 동작을 이용한 동작인식 알고리즘과 해당 알고리즘의 상위수준 설계 분석 내용에 대하여 살펴본다. 3장에서는 본론으로 잡음제거 하드웨어의 MPW를 위한 설계 및 구현 과정에 대하여 살펴본 후, 4장에서 결론을 맺는다.

II. 이전 연구

2.1 약속된 동작을 이용한 동작인식 알고리즘

약속된 동작을 이용한 동작인식 알고리즘의 전체적인 구조는 그림 1과 같다. 우선 관찰 모드는 손(또는 제어대상)을 탐색하며, 제어 대상으로 판단할 경우에는 관심 영역을 설정하고 이후 학습 모드로 넘어간다. 학습 모드는 관심 영역의 동작을 분석하여 사전에 정의된 동작인지를 비교하고 사전에 정의된 동작으로 판단될 경우에는 제어 모드로 넘어 간다. 만약 사전에 정의된 동작이 아닐 경우에는 다시 관찰 모드로 넘어간다. 제어모드에서는 앞서 설정된 관심 영역을 계속 추적하며 사전에 데이터베이스에 저장된 동작들과 비교하고 이에 따른 제어를 수행한다. 그림 2에서는 앞서

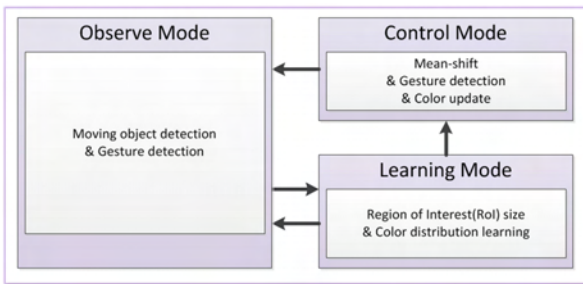


그림 1. 동작인식 알고리즘의 구조

설명한 동작인식 알고리즘의 각 모드별 함수의 수행 흐름을 더 자세히 작성한 것이다. 이에 대한 자세한 설명은 [1]에 되어 있으며, 이를 참고하기 바란다.

2.2 동작인식 알고리즘의 상위 수준 설계 분석

앞서 2.1에서 설명한 동작인식 알고리즘의 임베디드 시스템 상에서의 성능을 분석하기 위하여 해당 알고리즘을 C언어로 작성하였다. 또한, 해당 알고리즘을 수행하기 위한 하드웨어 플랫폼을 설계하여야 하는 데, 이는 상위수준 설계 툴인 Carbon사의 SoC Designer[3]를 이용하였다. 그림 3은 프로세서 기반 서브시스템으로 설계한 초기 하드웨어 플랫폼이다. 하드웨어 플랫폼에 사용한 각각의 모듈은 다음과 같다. 프로세서는 ARM Cortex-R4이며 이는 ARMv7-R 구조에 기반을 둔 내장형 실시간 프로세서이다. 버스는 AMBA AXI를 이용하였으며, 메모리는 AXI 인터페이스를 지원하는 모듈이다. 결과를 확인하기 위한 LCD 모듈과 데이터의 빠른 전송을 위한 DMAC 모듈을 구현 후 추가하였다. 이때 시뮬레이션 시에는 카메라와 연동을 할 수 없기 때문에 영상 스트림을 메모리에 저장하여 사용하

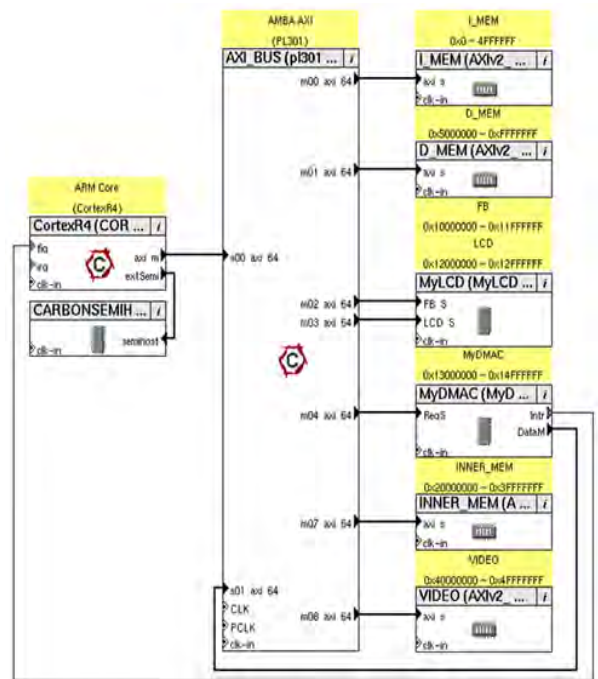


그림 3. 초기 하드웨어 플랫폼

표 1. 관찰모드의 프로파일링 결과

Function	Cycles	Percent
Noise Elimination	101,945,336	74.25%
Frame Voting	16,723,221	12.18%
Extraction Color Model	4,563,835	3.32%
Print Cluster	4,315,995	3.14%
Symmetrical Change	2,638,999	1.92%
Hand Detection	2,464,080	1.79%
DBScan	2,216,818	1.61%
Block To Pixel	1,856,799	1.35%
Pixel To Block	353,891	0.26%
Make RoI Short	229,162	0.17%
Total(Observe Mode)	137,308,136	100.00%

표 2. 관찰 모드의 프로파일링 결과

Function	Cycles	Percent
Find Contour	7,941,925	62.62%
Hand Size Learning	4,732,232	37.31%
Total(Learning Mode)	12,682,520	100.00%

표 3. 제어 모드의 프로파일링 결과

Function	Cycles	Percent
Meanshift	10,801,218	45.27%
Hand Color Learning	6,178,073	25.89%
Mouse Control	6,591,859	27.63%
Control Mode	23,859,919	100.00%

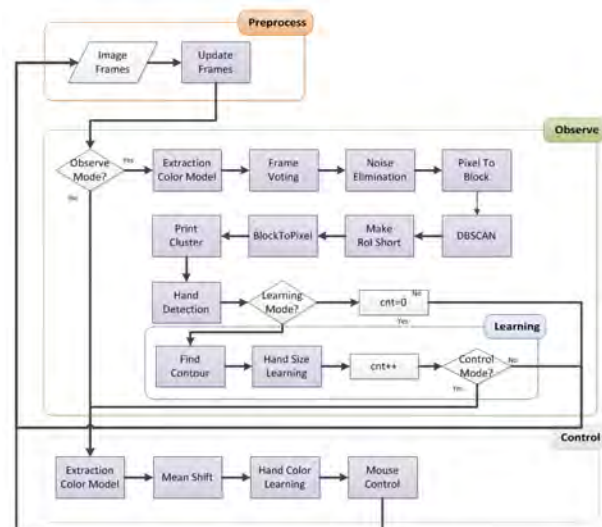


그림 2. 모드별 함수의 수행 흐름

였다.

표 1, 2 그리고 3은 동작인식 알고리즘의 모드 별 프로파일 결과를 보인다. 1초에 15 프레임을 처리할 경우 실시간으로 처리한다고 가정하면 관찰 모드는 약 2 GHz, 학습 모드는 190 MHz, 그리고 제어 모드는 350 MHz에서 수행되어야 한다. ARM Cortex-R4의 일반적인 동작 주파수가 270~620 MHz임을 고려하면 실시간 동작을 위하여 관찰 모드에 대한 최적화가 필요하며 이중 수행시간이 긴 잡음제거 함수에 대한 분석 및 최적화가 필요함을 알 수 있다.

III. 본론

2장을 통해 동작 인식 알고리즘의 병목현상으로 판단되는 잡음 제거 알고리즘에 대한 분석 및 최적화가 필요함을 보였다. 동작 인식 알고리즘에 사용된 잡음 제거 알고리즘은 Hidden Markov Model(HMM)[4]을 이용하여 영상 내 잡음을 제거한다. 해당 함수는 이진화 영상을 입력으로 받아 현재 화소 좌표 주변 9개 화소 값을 계산한 후 이 값이 일정 값보다 클 경우 해당 화소의 값을 1로 설정하는 함수이다. 또한, 한 영상 프레임에 대하여 이를 3~5번 정도 수행하여야 불필요한 잡음을 많이 제거할 수 있다. 이는 해당 함수는 비록 연산량은 많지만 연산의 복잡도가 낮은 일을 많이 반복하는 것이기 때문에 하드웨어의 구현이 용이함을 알 수 있다.

구현한 잡음 제거 하드웨어는 320x240의 영상 크기에 맞춰 설계하였으며, 이에 대한 구조를 그림 4에 보인다. 구성 요소는 두 개의 메모리, 320 bits의 길이를 가지는 레지스터 4개, 그리고 실제 연산을 수행하는 320개의 하위 모듈로 구성되어 있다. 우선 두 개의 메모리의 경우, 입력으로 들어오는 이진화 영상과 잡음이 제거된 이진화된 영상을 저장하는 역할을 수행한다. 영상의 너비와 같은 320 bits짜리 레지스터 3개는 3줄의 영상을 메모리로부터 읽어오는 데 사용되며, 다른 하나의 레지스터는 하위 모듈의 결과를 저장하는

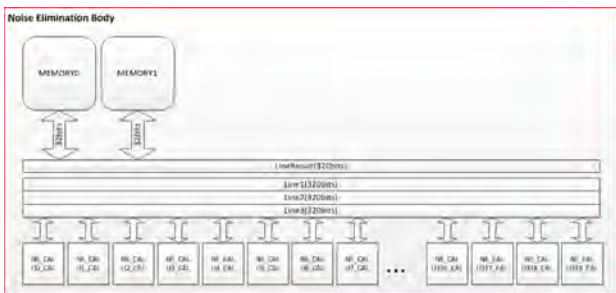


그림 4. 잡음 제거 하드웨어의 구조

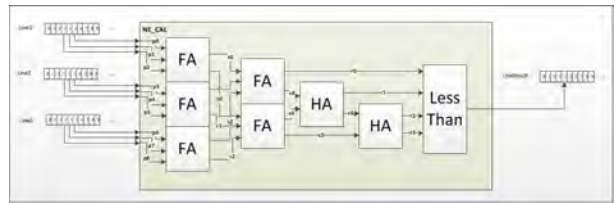


그림 5. 잡음 제거 하드웨어의 하위모듈 구조

데 사용된다. 실제 연산을 처리하는 하위 모듈의 경우에는 9개의 입력에서 들어오는 1을 계수하여 해당 값이 일정 값보다 큰 지 작은 지를 비교하여 1을 출력하는 모듈로 이를 그림 5에 보인다. 하위 모듈의 경우, 전가산기와 반가산기를 이용하여 구현하였기 때문에 크기가 작으며 이를 320개 사용하여 한 번에 영상의 한 너비씩 처리할 수 있도록 설계하였다.

하드웨어를 동작시키기 위한 FSM은 그림 6와 같다. FSM은 크게 외부 FSM과 내부 FSM으로 나눌 수 있다. 외부 FSM의 경우, 프로세서에서 해당 하드웨어를 상태를 확인하기 FSM으로 유휴 상태, 실행 상태, 인터럽트 상태로 나뉘져 있다. 내부 FSM은 노이즈 제거 하드웨어를 동작시키기 위한 FSM이다. 내부 FSM은 다시 6개의 FSM으로 나눌 수 있는 데, 이는 메모리로부터 값을 불러온 후 연산된 결과를 다른 메모리에 저장하도록 설계하였다. 또한, 앞서 설명하였듯이 같은 일을 여러 번 반복하여야 노이즈 제거의 효과가 높기 때문에 이를 다섯 번 반복할 수 있도록 설계하였다.

구현한 잡음제거 하드웨어의 성능을 우선 상위수준에서 검증하기 위하여 잡음제거 하드웨어를 Carbon사의 ModelStudio[3]를 이용하여 상위수준 IP로 변환하고 이를 앞서 설계한 그림 3의 하드웨어 플랫폼에 추가하였으며, 이에 맞춰 동작인식 알고리즘에서 해당 하드웨어를 수행할 수 있도록 소프트웨어 코드를 변경하였다. 표 4는 잡음제거 하드웨어가 추가된 관찰 모드의 프로파일링 결과이다. 표 1과 비교하였을 때, 잡음 제거하드웨어의 수행 cycles이 약 371배 향상하였

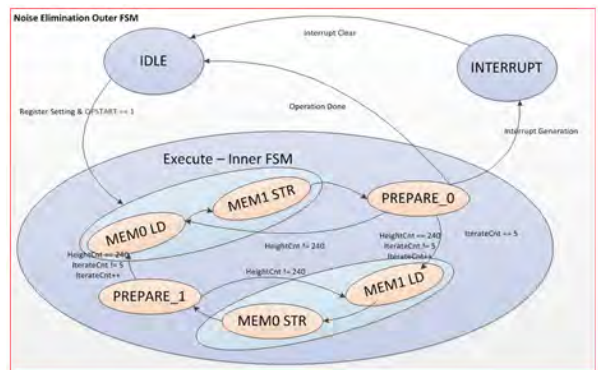


그림 6. 잡음 제거 하드웨어의 FSM

표 4. 잡음제거 하드웨어가 추가된 관찰모드의 프로파일링 결과

Function	Cycles	Percent
Noise Elimination	274,747	0.78%
Frame Voting	16,762,262	47.32%
Extraction Color Model	4,563,788	12.88%
Print Cluster	4,315,994	12.18%
Symmetrical Change	2,638,974	7.45%
Hand Detection	2,464,097	6.96%
DBScan	2,216,834	6.26%
Block To Pixel	1,856,799	5.24%
Pixel To Block	348,790	0.98%
Make RoI Short	229,158	0.65%
Total(Observe Mode)	35,423,663	100.00%

으며, 관찰모드는 약 3.9배 성능이 향상되는 것을 확인할 수 있다. 이에 1초에 15프레임을 처리할 경우, 관찰모드가 약 530MHz에 수행이 가능함을 예상할 수 있다.

잡음 제거 하드웨어는 TSMC 180nm 공정을 이용하여 집적 회로로 구현되었다. Front-end는 Synopsys사의 Design Compiler, PrimeTime, Formality를 이용해 진행하였다. 이때 주어진 칩의 면적은 3mm x 3mm이며, 이를 게이트로 환산하면 약 80만 게이트가 된다. 잡음제거 하드웨어는 합성결과 총 23만 게이트로 합성되며, 이는 실리콘 면적의 29%를 차지하여 큰 문제없이 합성이 가능한 것을 확인하였다. 이후 Pre-Static Timing Analysis(STA)와 formal verification을 통해 회로가 올바르게 동작하는 지를 확인하였다.

Back-end의 진행은 Synopsys사의 IC Compiler, Star-RCXT, Calibre를 사용하여 진행하였다. Layout을 위한 Back-end 설계는 floorplan, placement, routing과정을 거치게 되며, 해당 작업 후 DRC/LVS

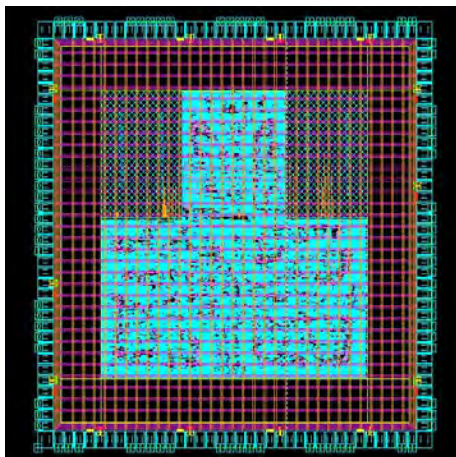
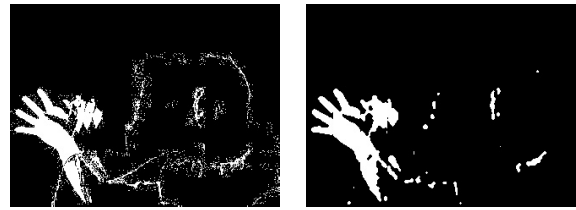


그림 7. 최종 레이아웃 디자인



(a) Input image (b) Result image

그림 8. Post STA 결과

검사를 통해 해당 디자인의 구현 결과를 확인하게 된다. 잡음제거 하드웨어는 전체 chip die의 면적대비 area가 적으므로 일정 수준의 hard blockage를 통해 cell이 배치되지 않는 공간을 설정하여 metal density가 지나치게 낮아지는 경우를 방지하여 주어야 하며, 그림 7은 잡음제거 하드웨어의 routing까지 완료된 레이아웃 디자인을 보여준다. 이후 Post-STA를 통해 해당 회로가 올바르게 동작하는 지를 확인하였으며, 그림 8a는 입력 이진화 영상을 보여주며 그림 8b는 이에 대한 로직의 출력으로 잡음이 제거된 이진화 영상을 출력하는 것을 확인할 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서 임베디드 시스템에서 동작인식 알고리즘을 실시간으로 수행하기 위하여 상위수준 설계 분석을 수행하였으며, 그 결과 병목현상으로 판단되는 잡음 제거 알고리즘에 대하여 하드웨어로 구현 및 성능을 분석하고 이에 대해 TSMC 180nm 공정을 이용한 집적 회로 구현에 대하여 설명하였다.

감사의 글

본 논문은 지식경제부 출연금으로 수행한 ETRI SW-SoC융합 R&BD센터의 연구결과입니다.

참고문헌

- [1] D. Bae, K. Kim, J. Yi, H. Kim, and S. Oh, "A moving object detection using a predefined gesture," CEWIT2010, pp. 146-147, Sep. 2010.
- [2] 최창원, 이준환, "실시간 동작 인식 알고리즘을 위한 IP 개발 및 ESL SoC 구조", 대한전자공학회, 2012년도 SoC 학술대회, 2012년 4월.
- [3] Carbon Design Systems
<http://www.carbondesignsystems.com>
- [4] L. R. Rabiner, "A tutorial on hidden Markov models and selected applications in speech recognition," Proc. of IEEE, Vol. 77, No. 2, pp. 257-286, 1990.

Code Optimization for the Flow-Based Network Processor with LLVM

Hokyoon Lee, Seon Wook Kim

School of Electrical and Computer Engineering, Korea University

e-mail : {hokyoon79, seon}@korea.ac.kr

Abstract

A network processor (NP) is an application-specific instruction set processor for fast and efficient packet processing. There are many code optimization issues due to instruction constraints and hardware limitations in a compiler for NP, especially for block register operations. In this paper, we introduce in detail how to support the operations in the compiler. We developed the compiler based on LLVM 3.0 and the target NP was our in-house network processor, called OmniFlow. The generated code was tested on a real packet processing hardware, called S20 for code verification.

I. Introduction

As the network bandwidth increases, the performance of packet processing becomes more and more important. To achieve higher bandwidth, a network processor (NP) appears [1]. The Network processor is an application specific instruction processor for the high performance packet processing. Many vendors provide the NPs, such as Intel IXP28000 [2], with C compiler and optimized libraries. However, most vendors recommend a programmer to implement with assembly code instead of using high-level languages [3] due to complex architecture and operand constraints.

In this paper, we introduce C compiler optimization based on LLVM 3.0 [4] for the OmniFlow network processor [5]. The OmniFlow network processor consists of 32 64-bit RISC

processors, each of which is specialized for packet processing. Especially, different from general processors, the ISA of the network processors provides special instructions such as block register transfer and bit field manipulation. However, the network processor has several limitations on compiler construction. For example, the OmniFlow system has limited size of instruction memory space, and does not allow accessing a data memory. To overcome the limitations, the compiler needs to aggressively optimize a source code. Previous study [6] discussed the limitations and code optimization methodologies in detail.

In addition, the block register transfer instructions have operand constraints. The operand block registers has to be named serially (i.e., r0, r1, r2, r3 in sequence) and the first register number must be even. The previous study [6] did not cover the problem, and in this paper we show how the compiler generates the block register transfer instructions under the constraints.

This paper is organized as follows: Section 2 explains block register transfer instruction generation, and Section 3 shows the correctness verification and performance. Finally, conclusion is made in Section 4.

II. Block Register Transfer

Figure 1(a) represents an example C code of a packet structure and its processing. At the start of a program, the packet block is initialized by loading from packet memory with the block register transfer

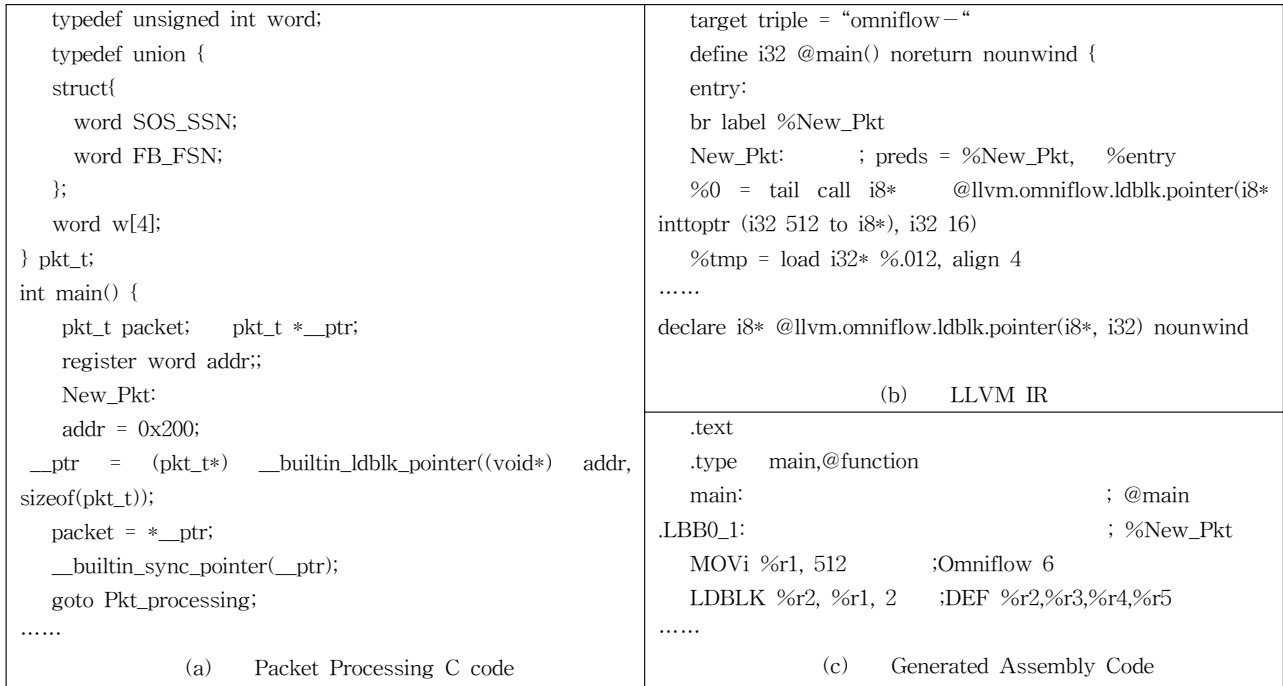


Figure 1. Example of code generation of the block transfer instruction.

instruction. Because the existing LLVM compiler cannot generate the instruction, a programmer implements the packet memory access code with an inline assembly. With the programming, the compiler generates redundant MOVE instructions to satisfy the operand constraint.

To solve the problem, we introduce builtin functions in front-end of the compiler and the front-end generates builtin function IRs as shown in Figure 1(b). The machine description of the back-end includes the block transfer instructions' pattern. The back-end translates the builtin function IRs into OmniFlow machine IRs.

After the compiler selects the pattern, a register allocation performs. Our compiler constructs a physical register group to satisfy the operand constraints and assigns the group to the operand of the block transfer instruction at pre-coloring phase. Then, code generator emits assembly code. Figure 1(c) represents the generated code. The LDBLK instruction loads 4-word data block from %r1 and assigns the data to pre-colored register group %r2 to %r4.

III. Evaluation

3.1 Verification

We evaluated our compiler implementation in a testbed environment which consists of the S20 chassis [7] and the IxN2x [8] network testing system.

3.2 Code Size

Figure 2 compares the code size between the previous version [6] and our optimized compiler that supports the block register transfer instruction via the builtin functions. The test programs were used for packet processing in the real network devices. The optimized compiler reduces 21% of code size on average.

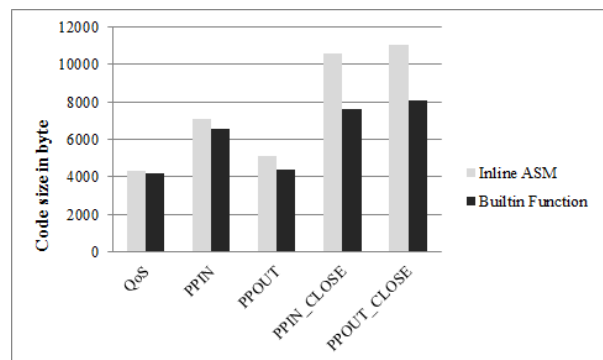


Figure 2. Code size of packet processing programs.

IV. Conclusion

In this paper, we introduced the compiler optimization based on the LLVM 3.0 compiler infrastructure for the OmniFlow network processor, especially for block register transfer. Our compiler could reduce 21% of code size on average.

References

- [1] M. Ahmadi, and S. Wong. "Network Processors: Challenges and Trends," *The 17th Annual Workshop on Circuits, Systems and Signal Processing*, pages 223-232, Veldhoven, Netherland, November 2006.
- [2] M. Adiletta, M. Bluth, D. Bernstein, G. Wolrich, and H. Wilkinson, "The Next Generation of Intel IXP Network Processor," *Intel Technology Journal*, vol.6, no.3 pages 6-18, August 2002.
- [3] S. Meijer, J. Walters, D. Snuijf, B. Kienhis, "Automatic partitioning and mapping of stream-based applications onto the Intel IXP Network Processor," *The 10th International Workshop on Software & Compilers for Embedded Systems*, pages 23-30, Nice, France, April 2007.
- [4] LLVM. <http://www.llvm.org>.
- [5] B. Y. Yoon, B. C. Lee, S. S. Lee. "Scalable Flow-based Network Processor for Premium Network Service," *2011 International Conference on ICT Convergence*, pages 436-440, Seoul, Korea, September 2011.
- [6] S. Lee, H. Lee, S. W. Kim, H. Heo, J. Park. "Code Generation and Optimization for the Flow-based Network Processor based on LLVM," *The 13th KIPS Fall Conference*, pages 42-44, 2012.
- [7] Sable Networks. S20 chassis.
<http://www.sablenetworks.com/idex.php/en/products>.
- [8] IXIA. IxN2X.
<http://www.ixiacom.com/products/ixn2x/index.php>.

클록 게이팅 기반 상위 수준 전력 분석 사례

*김종규, 이준환

광운대학교 컴퓨터공학과

e-mail : *jonggyu.q@kw.ac.kr, joonhwan.yi@kw.ac.kr*

Case study on the High-Level Power Modeling Based on Clock Gating

*Jonggyu Kim, Joonhwan Yi

Department of Computer Engineering, Kwangwoon University

Abstract

Complexity of the SoC is increased, the power analysis at a high-level is required. In this paper, we provide high-level power modeling, which is based on clock gating. Create a power model generates a value of the power and power state depending on whether enabled clock gating enable signals, to convert the higher level RTL which inserted the clock gating enable signals, and a power analysis at the system level available. Result of the experiment, high-level power analysis speedup of 297 times and 92% accuracy than gate-level.

I. 서론

상위수준에서의 전력 분석은 저 전력 SoC (system-on-chip)를 설계하는데 필수적이다. 기술이 발전함에 따라 공정 라이브러리가 32/24nm 로 계속 줄어들고 있고, 뿐만 아니라 3D-IC의 개발로 SoC의 복잡도는 크게 올라가고 있다. 이러한 상황에서 매우 큰 SoC 설계를 하위수준에서 전력을 분석하는 것은 거의 불가능 하다. 한다 해도 아주 작은 시간만이 가능하다. 그림 1에 설계 계층별 특징을 나타내고 있다.

상위수준으로 갈수록 설계 시간은 줄어들지만 전력 분석 정확도는 매우 떨어진다. 반면에 전력 감소 효과와 분석 속도는 매우 뛰어나다. 대부분의 전력 분석 방법 [1,2]들은 게이트 수준에서 시뮬레이션 기반으로 전력을 분석, 반복하기 때문에 비용이 크고, 큰 시간 소모가 반복적으로 소요 된다.

클록 게이팅[3,4,5] 기술은 레지스터가 사용되지 않을 때 클록을 차단 시켜 줌으로써 동적 전력 소모를 줄이는 최적화 기술이다. 그림 2에 클록 게이팅이 삽입되어 동작되는 모습을 보여준다. 레지스터에 들어가는 clk을 en이 0일 때 차단, 1일 때 통과 시켜 준다.

본 논문에서는 본 저자가 이전에 제안한[6] 클록 게이팅을 기반으로 한 상위수준 전력 모델링에 대하여 더 많은 IP들을 대상으로 실험을 통하여 전력 모델의 성능을 검증한다.

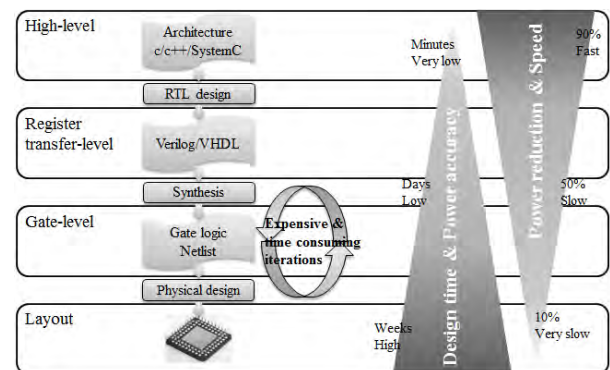


그림 1 계층별 특징 및 낮은 수준에서의 전력 분석

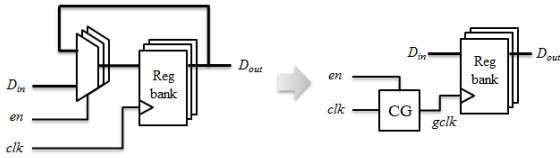


그림 2 클록 게이팅 구조

II. 본론

2.1 상위 수준 전력 분석

그림 3에 상위수준에서의 전력 분석 방법을 보여준다. 본 논문에서 제안하는 방법은 게이트 레벨에서의 전력 분석 결과를 이용한 back annotation을 이용하므로 한 번의 게이트 레벨 전력 분석이 필요하다. 분석 결과를 이용하여 클록 게이팅 인에이블 신호들의 값에 따른 상태와 전력 값들을 추출하여 전력 모델을 생성한다. 생성된 전력 모델은 상위 수준의 시스템 설계와 연결되어 시뮬레이션과 동시에 전력을 정확하게 분석하게 된다. 상위 수준에서의 전력 분석은 비용이 적고, 속도가 빨라 많은 반복을 할 수 있어, 전력 최적화 성능과 효율이 뛰어나다. 결과적으로 전체 칩 설계비용과 소요 시간을 크게 줄일 수 있다.

2.2 상위수준 전력 모델링

본 논문에서 실험한 전력 모델링의 단계는 그림 4와 같이 크게 5개로 분류할 수 있다. 게이트수준 시뮬레이션, 클록 게이팅 인에이블 신호와 전력 상태 추출, 전력 상태들의 전력 값 계산, RTL에 클록 게이팅 인에이블 신호 삽입, 마지막으로 상위수준에서의 전력 분석이다.

2.2.1 게이트수준 시뮬레이션

클록 게이팅 인에이블 신호들의 값과 전력 상태, 그리고 게이트수준에서의 전력 분석 값을 back annotation하기 위하여 상용 툴 ModelSim[7]을 사용하여 게이트수준 시뮬레이션을 진행한다. RTL을 합성한 게이트수준의 넷리스트와 공정 라이브러리, 그리고 해당 IP 검증에 사용되는 테스트 벤치를 입력으로 받아 VCD파일을 생성한다.

2.2.2 클록 게이팅 인에이블 신호와 파워 상태 추출

개발 툴 PSE (power state extractor) 를 사용하여 넷리스트로부터 클록 게이팅 인에이블 신호를 추출하고, 각 클록 게이팅 인에이블 신호들의 매 클록 별 값을 VCD로부터 추출하여 전력 상태들을 추출한다. 표 1에 3개의 클록 게이팅 인에이블 신호가 있을 때 생성된 4개의 전력 상태를 보여준다. 만약 상위수준에서 다른 시나리오의 테스트벤치로 전력을 분석 할 때 표 1에 없는 전력 상태가 나올 경우, hamming distance가 가장 짧은 전력 상태를 선택한다.

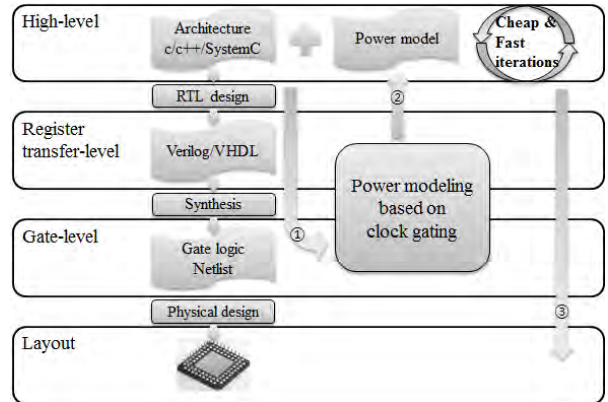


그림 3 상위수준 전력 분석 개요

표 1 전력 상태 테이블

Power state	en ₁	en ₂	en ₃	Power value
PS ₁	0	0	0	P ₁
PS ₂	0	0	1	P ₂
PS ₃	1	0	0	P ₃
PS ₄	1	1	0	P ₄

2.2.3 전력 상태의 전력 값 계산

전력 상태들의 전력 값은 상용 툴 PowerArtist[8]를 사용하여 계산한다. IP의 시뮬레이션 중 각 특징지어진 전력 상태가 나올 때, 그때의 전력 값들의 평균을 해당 전력 상태의 전력 값으로 설정한다. 표 1에 전력 상태들의 전력 값 P를 보여준다.

2.2.4 RTL에 클록 게이팅 인에이블 신호 삽입

본 논문에서의 실험은 RTL을 기반으로 수행하였기에, 상위수준에서 전력을 분석하기 위하여 RTL을 상위수준으로 변환해 줄 필요가 있다. 이 때 RTL에 클

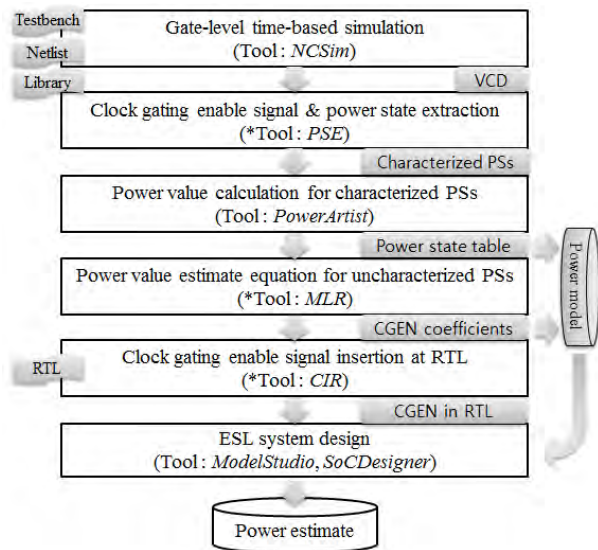


그림 4 상위 수준 전력 모델링 흐름

록 게이팅 인에이블 신호를 삽입한다. 이는 상위수준으로 변환된 IP 컴포넌트로부터 클록 게이팅 인에이블 신호들을 추출하고 전력 분석 컴포넌트와 연결하여 전력을 분석하게 된다.

2.2.5 상위수준 전력 분석

클록 게이팅 인에이블 신호를 삽입한 RTL을 상용 툴 ModelStudio[9]를 이용하여 상위수준 컴포넌트로 생성한다. 그 후 전력 분석 컴포넌트와 나머지 시스템을 상용 툴 SoCDesigner[9]에 구성하여 전력을 분석한다.

III. 구현

본 논문에서는 4개의 IP를 사용하여 실험을 진행하였다. 표 2에 IP들의 간단한 정보를 보여준다. UART는 UART to BUS Core로 UART interface를 사용하는 명령어 parser이다. FPU는 64bit floating point의 사칙연산기이고, ethernet은 IEEE 802.3의 MAC layer functions이다. 마지막 nova는 mobile application을 target으로 한 H.264/AVC baseline decoder이다.

표 2 IP들의 합성 및 클록 게이팅 정보

Circuit	Area (gate Count)	Num. of clock gating enable signals	Num. of power state
UART	35K	16	22
FPU	60K	148	26
Ethernet	81K	1145	1456
nova	258K	1237	30655

그림 5에 실험을 위하여 구성한 시스템들을 보여준다. 각 IP에는 점선 박스로 나타낸 전력 분석 컴포넌트들이 클록 게이팅 인에이블 신호들로 연결되어 있다.

구성된 시스템을 이용한 전력 분석 결과는 표 3에서 보여준다. 게이트수준 대비 상위수준 전력 분석 예측 결과는 평균 0.6%의 오차율로 매우 정확한 결과를 보여준다.

표 3 게이트수준 대비 상위수준 전력 분석 에러율 (Training sequence)

Circuit	Gate-level power (mW)	High-level power (mW)	Error rate
UART	0.1092	0.1095	0.24%
FPU	8.621	8.612	0.1%
Ethernet	1.547	1.578	1.98%
nova	0.2662	0.266	0.07%

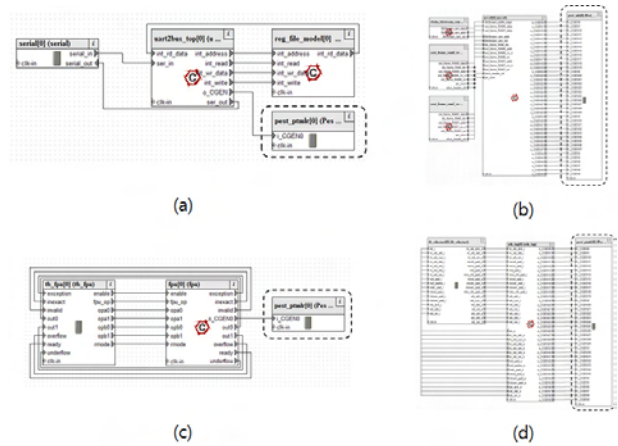


그림 5 상위 수준 전력 분석 시스템 (a) UART, (b) nova, (c) FPU, (d) ethernet.

표 3의 실험은 전력 모델을 만드는데 사용한 테스트 벤치를 상위수준에서 전력을 예측하는데 그대로 사용한 결과이다. 그러므로 유의한 값을 위하여 표 3과 다른 테스트 벤치를 상위수준 전력 분석에 이용하여 실험을 진행한 결과는 표 4에 나타나 있다. 평균 오차율은 2.74%로 이 역시 정확한 결과를 도출하였다.

표 4 게이트수준 대비 상위수준 전력 분석 에러율 (Test sequence)

Circuit	Gate-level power (mW)	High-level power (mW)	Error rate
UART	0.1038	0.1046	1.75%
FPU	6.679	6.780	1.51%
Ethernet	1.935	1.791	7.46%
nova	0.2728	0.2722	0.23%

표 5에서 게이트수준 대비 상위수준 전력 분석은 약 377배의 속도 향상을 보인다. 이는 상위수준에서의 빠른 시뮬레이션 시간뿐만 아니라, 시뮬레이션과 동시에 전력을 분석하여 추가 시간이 필요 없으므로 인한 효과도 크다.

표 5 게이트수준 대비 상위수준 전력 분석 시간

Circuit	Gate-level (seconds)	High-level (seconds)	Speed gain
UART	363.5	0.83	438
FPU	39.4	0.1	394
Ethernet	20747.8	70	297
nova	1876.4	4.9	380

IV. 결론 및 향후 연구 방향

SoC의 복잡도가 증가하면서 상위수준에서의 시스템 설계 및 검증이 증대되고 있다. 이와 함께 상위수준에서의 전력 예측에 대한 필요성도 나날이 증가하고 있지만, 낮은 정확도로 인하여 그 해결책이 필요하다. 본 논문에서는 정확한 상위수준에서의 전력 분석이 가능한 클록 게이팅 기반 전력 모델을 제안하였다. 본 논문의 실험의 결과 게이트수준 대비 92% 이상의 뛰어난 정확도와 297배 이상의 속도 향상을 보였다.

ACKNOWLEDGMENT

본 논문은 한국연구재단에서 지원하는 2012년도 일반연구차지원사업(No. 2012-0008329)의 연구수행으로 인한 결과물임을 밝힙니다.

참고문헌

[1] L. Ikhwan, K. Hyunsuk, Y. Peng, Y. Sungjoo, K. E. Chung, J. K. Choi, and S. Eo. Powervip: SoC power estimation framework at transaction level. In Proc. of South Pacific Design Automation Conference, pages 551-558, 2006.

[2] L. Zhong, S. Ravi, A. Raghunathan, and N. K. Jha. Rtl-aware cycle-accurate functional power estimation. IEEE Trans. on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, 25(10):2103-2117, 2006.

[3] L. Benini, and G. D. Micheli. Automatic synthesis of low-power gated-clock finite-state machines. IEEE Trans. on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, 15(6):630-644, 1996.

[4] Q. Wang and S. Roy. Power minimization by clock root gating. In Proc. of Design Automation Conference, pages 249-254, 2003.

[5] R. Fraer, G. Kamhi, and M. K. Mhameed. A new paradigm for synthesis and propagation of clock gating conditions. In Proc. of Design Automation Conference, pages 658-663, 2008.

[6] 김종규, 이준환, “클록 게이팅 기반 전력 모델 생성 방법에 관한 연구”, 대한전자공학회, 2012년 하계종합 학술대회, 2012년 6월.

[7] Mentor Graphics. ModelSim. (<http://www.mentor.com>).

[8] Apache Design. PowerArtist (<http://www.apache-da.com>).

[9] Carbon Design Systems. ModelStudio & SoC Desinger. (<http://www.carbondesignsystems.com>).

HEVC 보간 필터의 성능 향상을 위한 ASIP 설계

*김현우, *조송현, **송용호

*한양대학교 전자컴퓨터통신공학과, **한양대학교 융합전자공학부

e-mail : hwkim@enc.hanyang.ac.kr, shjo@enc.hanyang.ac.kr, yhsong@hanyang.ac.kr

An ASIP design for improving performance of HEVC interpolation filter

*Hyunwoo Kim, *Song Hyun Jo, **Yong Ho Song
 Department of Electronics and Computer Engineering
 Hanyang University

Abstract

HEVC is the latest video coding standard of which the coding efficiency is significantly improved compared with previous standards. However, the execution time of HEVC is further increased. Especially, interpolation filter has much longer execution time than others. In this paper, we propose novel instructions specific to the interpolation filter. We reduce the execution cycles of interpolation filter by 38% using proposed instructions.

I. 서론

최근 고화질 대용량 영상에 대한 요구가 증가함에 따라, 이를 지원하기 위한 높은 압축 효율을 갖는 비디오 코덱에 대한 요구 또한 증가하고 있다. HEVC (High Efficiency Video Coding)는 이러한 요구를 충족시킬 것으로 기대되는 차세대 비디오 코덱으로써, 소프트웨어로 구현 시 기존의 H.264/AVC 대비 압축 효율이 약 50% 가량 향상되었으나, 실행 시간 역시 50% 가량 증가하였다. [1] 특히, 전체 실행 시간 중 보간 필터가 차지하는 비율은 약 25%로 많은 부분을 차지한다. 따라서, HEVC의 실행 시간을 줄이기 위해 보간 필터의 가속화가 필요하게 되었다.

소프트웨어 HEVC 코덱에서 보간 필터를 가속화하는 방법 중 하나는 보간 필터를 하드웨어로 구현하여 하드웨어/소프트웨어 통합 설계를 수행하는 것이다. 그러나 하드웨어로 구현한 부분은 설계 후 변경이 불가능하여 시스템의 유연성이 부족하다는 단점이 있다. 반면, 하드웨어 로직을 명령어로 구현하는 ASIP (Application

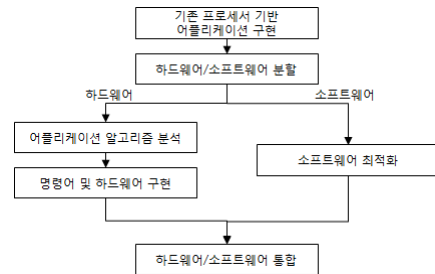


그림 1 ASIP 기반 하드웨어/소프트웨어 통합 설계 과정

Specific Instruction-set Processor) 접근 방법은 소프트웨어를 통해 알고리즘이 구현되므로, 시스템의 유연성이 비교적 높다는 장점이 있다.

본 논문에서는 보간 필터를 위한 ASIP 기반 하드웨어/소프트웨어 통합 설계 접근 방법을 제시하였다. HEVC 보간 필터를 대상으로 명령어를 제안 및 구현하였으며, 이를 통해 HEVC 보간 필터의 성능 향상을 이루었다.

II. 본론

2.1 ASIP 기반 하드웨어/소프트웨어 통합 설계

그림 1에 본 논문에서 수행 한 ASIP를 위한 하드웨어/소프트웨어 통합 설계 과정을 나타내었다. 우선 기존 프로세서를 기반으로 어플리케이션을 구현한 후, 하드웨어 구현을 통한 최적의 성능 향상을 이끌어내기 위해 이를 프로파일링하여 하드웨어와 소프트웨어 구현 부분으로 각각 분할한다. 이렇게 분할된 부분은 각각 하드웨어 개발과 소프트웨어 개발 과정을 거치게 되고, 최종적으로 개발 된 하드웨어와 소프트웨어를 통합하여 ASIP 기반 하드웨어/소프트웨어 통합 설계를 완료한다.

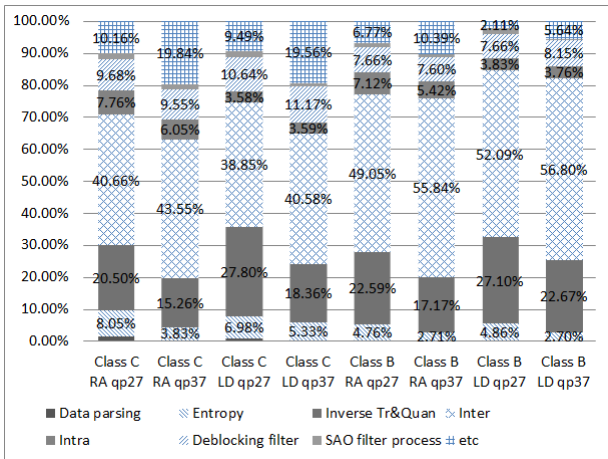


그림 2 HM10.0의 코딩 툴 별 실행 사이클

표 1 화면 간 예측 내 보간 필터 실행 사이클 비율

*RA: random access, **LD: low delay

Class C	%	Class B	%
RA* QP27	50	RA QP27	69
RA QP37	51	RA QP37	73
LD** QP27	43	LD QP27	60
LD QP37	50	LD QP37	69

2.2 하드웨어/소프트웨어 분할

ASIP 기반 하드웨어/소프트웨어 통합 설계의 목적은 기존 프로세서의 부족한 성능을 특정 하드웨어를 추가함으로써 높이는 것이다. 따라서, 높은 성능 향상을 위해서는, 알고리즘에 따라 하드웨어로 구현하였을 시 성능 향상 정도가 크게 달라지므로, 하드웨어로 구현할 부분을 결정하는 것이 매우 중요한 일이다.

하드웨어로 구현하였을 시 높은 성능 향상을 기대하기 위해서는, 구현하려는 연산이 자주 사용되고, 그 실행 시간이 길어야 한다. 그림 2는 기존 프로세서 기반으로 구현된 HEVC Reference 소프트웨어 HM10.0의 코딩 툴 별 실행 사이클을 나타내고 있다. Inter Prediction, Inverse Transform & Quantization, Deblocking Filter가 가장 많은 실행 사이클을 차지하고 있으며, 특정 연산의 반복이 많다. 이들 중 특히 Inter Prediction (화면 간 예측)이 전체 실행 사이클 중 평균 47%를 차지하고 있으며, 표 1과 같이 화면 간 예측의 전체 실행 사이클 중 보간 필터가 평균 58%를 차지하고 있다. 따라서, 효과적인 성능 향상을 위하여 보간 필터의 반복 연산을 가속화하는 명령어를 추가함으로써 보간 필터를 하드웨어로 구현하였다.

2.3 보간 필터 알고리즘 분석

보간 필터는 화면 간 예측에 사용되는 알고리즘으로써, 정밀한 화면 예측을 위해 정수 샘플 사이의 값을 보간한다. 그림 3에 정수 샘플과 보간 필터에 의해 보간

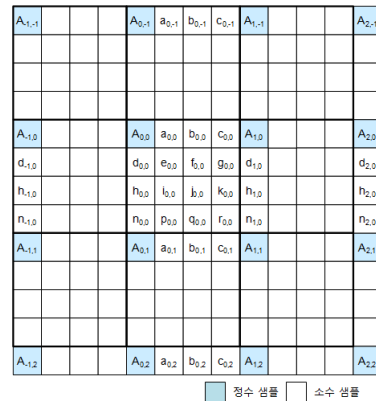


그림 3 휘도 샘플 보간을 위한 정수 샘플과 소수 샘플의 위치 [2]

```

Inst. counts
for (row = 0; row < height; row++){
  for (col = 0; col < width; col++){
    sum = src[ col + 0 * cStride] * c[0];
    sum += src[ col + 1 * cStride] * c[1];
    if (N >= 4){
      sum += src[ col + 2 * cStride] * c[2];
      sum += src[ col + 3 * cStride] * c[3];
    }
    if (N >= 6){
      sum += src[ col + 4 * cStride] * c[4];
      sum += src[ col + 5 * cStride] * c[5];
    }
    if (N = 8){
      sum += src[ col + 6 * cStride] * c[6];
      sum += src[ col + 7 * cStride] * c[7];
    }
    val = ( sum + offset ) >> shift;
    clip(val);
  }
}
Total
96
    
```

132i.n a8, a1, 16
 132i.n a7, a1, 40
 add.n a7, a7, a8
 add.n a8, a1, 2
 116si a8, a8, 0
 132i a9, a1, 84
 addx2 a7, a7, a9
 116si a7, a7, 0
 mull a7, a7, a8
 132i.n a6, a1, 44
 add.n a6, a6, a7
 s32i.n a6, a1, 44

그림 4 HM10.0 Reference 소프트웨어 보간 필터 의사 코드와 대응하는 명령어

되는 소수 샘플의 위치를 나타내었다. 소문자로 나타난 소수 샘플을 계산하기 위해 HEVC 표준에 제정된 FIR 필터 계수들과 인접 정수 샘플들을 사용하여 FIR 필터링을 수행한다. 예를 들어, $h_{0,0}$ 을 보간하기 위해서는 (식1)과 같은 계산을 수행하며, 이 계산은 HEVC Reference 소프트웨어인 HM10.0에 그림 4에 나타난 의사 코드와 같이 구현되어 있다.

$$h_{0,0} = (-A_{0,-3} + 4*A_{0,-2} - 11*A_{0,-1} + 40*A_{0,0} + 40*A_{0,1} - 11*A_{0,2} + 4*A_{0,3} - A_{0,4}) \gg \text{shift1} \quad (\text{식1})$$

HM10.0 Reference 소프트웨어에 구현되어 있는 보간 필터는 같은 명령어를 반복 수행함으로써 많은 실행 사이클이 소요된다. 그림 4에서 볼 수 있듯이, 보간 필터는 정수 샘플(src)과 필터 계수(c)의 곱셈 연산을 필터의 템수(N)만큼 반복 연산한다. 이러한 반복되는 연산은 각각 같은 동작을 하는 연산이지만 다른 데이터에 대하여 수행되므로 같은 명령어를 중복하여 많이 생성하게 되고, 따라서 실행 사이클이 길어지는 결과를 초래한다.

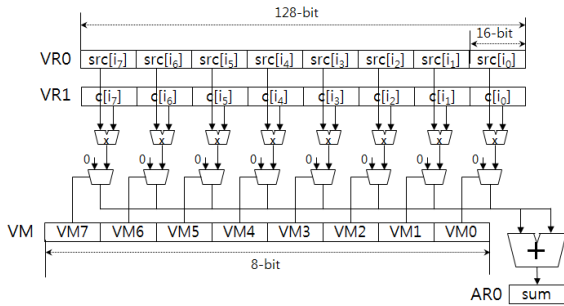


그림 5 VMAC 명령어 및 하드웨어

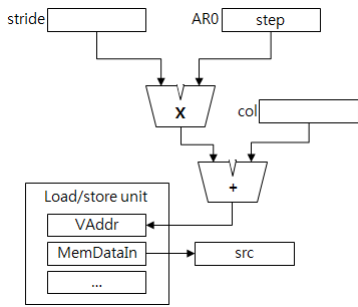


그림 6 SRC_LD 명령어 및 하드웨어

2.4 보간 필터를 위한 특수 명령어 및 하드웨어 설계
 보간 필터의 반복되는 연산은 SIMD (Single Instruction Multiple Data) 기법을 적용하여 연산의 실행에 필요한 명령어와 사이클을 크게 줄일 수 있다. 따라서 SIMD 기법을 보간 필터에 적용하였으며, 이를 위해 VMAC (Vector Multiple anc Accumulate) 명령어와 SRC_LD (SouRcE LoAd) 명령어 및 이를 지원하기 위한 하드웨어들을 추가하였다.

그림 5와 같이 VMAC 명령어는 8개의 데이터가 적재된 128-bit VR (Vector Register)을 이용하여, 동시에 8개의 곱셈 연산 및 누적 연산을 수행한다. 또한, 8-bit VM (Vector Mask) 레지스터를 추가하여, 8개의 곱셈 결과 중 VM의 bit가 0인 위치에 해당하는 결과는 멀티플렉서에 의해 누적되지 않도록 하였다.

SRC_LD 명령어는 정수 샘플(src)의 메모리 위치 계산과 VR로의 적재를 수행한다. col, stride 레지스터를 추가하여, 메모리 위치 계산에 필요한 상수 값은 명령어 필드가 아닌 레지스터에서 전달받도록 하였다. 캐시 적중 시 명령어는 한 사이클에 완료되며, SRC_LD 명령어 및 하드웨어는 그림 6에 나타내었다.

또한 VR을 위한 적재 및 저장, 그리고 이동 명령어를 추가하였다. VR은 128-bit 특수 레지스터 파일로써, 기존 프로세서에서는 VR을 위한 메모리 접근 명령어가 존재하지 않는다. 따라서, 프로세서의 메모리 및 버스 인터페이스를 고려하여 64-bit 메모리 접근 연산을 두 번 수행하는 VR 전용 메모리 접근 명령어를 추가하였다.

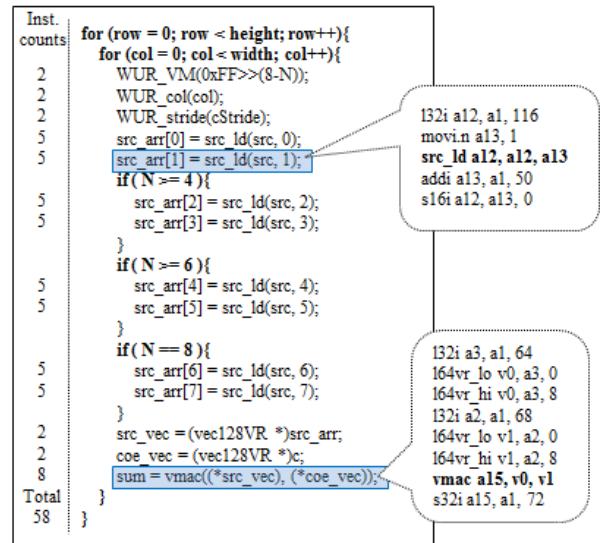


그림 7 제안한 명령어를 적용한 보간 필터 의사 코드와 대응하는 명령어

2.5 하드웨어/소프트웨어 통합

ASIP 기반 하드웨어/소프트웨어 통합은 추가한 명령어를 적용하여 소프트웨어를 구현함으로써 이루어진다. 그림 7에 제안한 명령어를 사용하여 구현한 보간 필터를 나타내었다. SRC_LD 명령어를 통해 정수 샘플을 VR로 적재한 후, VMAC 명령어를 이용해 정수 샘플과 필터 계수의 곱을 한 번에 구하는 소프트웨어이다.

제안한 명령어를 적용한 보간 필터는 기존 프로세서 기반 HM10.0의 보간 필터와 소스 코드 상에서 비교하였을 때, 명령어의 개수 및 실행 사이클이 현저히 줄어들었다. 그림 4의 HM10.0은 12개의 명령어를 포함하는 응용 표시된 연산을 8번 반복하지만, 그림 7의 제안한 명령어를 적용한 보간 필터의 경우 5개의 명령어로 이루어진 SRC_LD 연산 부분만을 8번 반복한다. 따라서, 그림 4와 7에서 보이는 것과 같이 명령어 개수를 비교하였을 때 약 40%의 명령어 감소 효과가 있음을 알 수 있다.

III. 실험

3.1 실험 환경

제안한 명령어는 Cadence社의 Xtensa DC_D_570T 코어 기반으로 구현하였으며, 제안한 명령어의 성능 측정 및 기존 프로세서와의 비교 분석을 위해 Xtensa ISS (Instruction Set Simulator)를 사용하여 실험을 진행하였다. 실험에 사용된 HEVC 소프트웨어는 HM10.0을 사용하였고, 소프트웨어의 컴파일은 Cadence에서 제공하는 xt-xcc를 이용하였다. 실험에 사용한 비트스트림과 그

표 2 실험에 사용된 비트스트림

Bitstream	BasketballDrill	BasketballDrive
Class	C	B
QP	27, 37	27, 37
FPS	50	50
Configuration	Random access, low delay	Random access, low delay

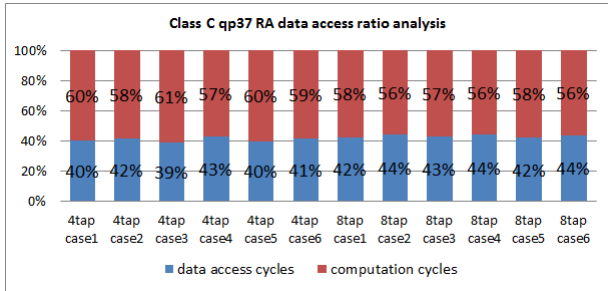


그림 8 보간 필터 함수의 데이터 접근에 의한 사이클과 계산에 의한 사이클 비율

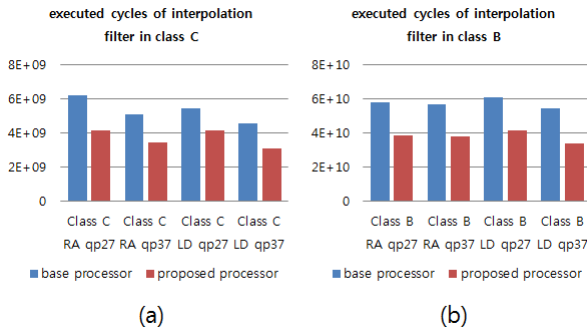


그림 9 기준 프로세서와 제안한 프로세서의 보간 필터 실행 사이클 비교

특성은 표 2와 같다.

3.2 제안한 명령어를 추가한 프로세서의 성능 분석

그림 8은 보간 필터의 메모리 접근에 의한 사이클과 계산에 의한 사이클의 비율을 나타낸다. 보간 필터 함수에서 메모리 접근에 사용되는 사이클이 평균 42%임을 알 수 있다. 제안한 명령어는 데이터 접근에 의한 사이클에는 영향을 주지 못 한다. 따라서, 제안한 명령어는 메모리 접근에 의한 사이클을 제외한 나머지 평균 58%에서만 성능 향상을 보이게 된다.

제안한 명령어를 추가한 프로세서와 추가하지 않은 기준 프로세서의 보간 함수 실행 사이클 비교를 그림 9에 나타내었다. 그림 9 (a)는 Class C, 그림 9 (b)는 Class B 비트스트림의 보간 필터 실행 사이클을 나타낸다. 제안한 프로세서는 보간 필터 함수의 실행 사이클을 평균 32% 감소시켰으며, 최대 38%까지 실행 시간을 단축시킴으로써 효과적인 성능 향상을 보였다.

3.3 하드웨어 구현 비용

제안한 명령어를 구현하기 위해 기준 프로세서에 새로운 로직들이 추가되었으며, 그 면적은 VMAC 명령어 및 SRC_LD 명령어를 위한 로직 20,666 gates, 특수 레지스터들 611 gates, 그리고 VR 레지스터 파일 26,217 gates으로써 총 47,494 gates가 추가되었다. 실험에 사용된 기준 프로세서는 약 130 Kgates로써, 제안한 명령어를 구현하기 위해 면적이 약 38% 증가하였다. 이러한 큰 하드웨어 구현 비용은 실험에 사용한 기준 프로세서가 기존에 널리 사용되는 프로세서와는 달리 gate count가 매우 작음에서 기인한다. 기존에 널리 사용되는 프로세서들은 gate count가 수십에서 수백 Mgate에 달한다. 기준 프로세서와 같이 싱글 코어인 Intel社의 Pentium 프로세서의 경우 gate count가 약 3.1 Mgates로써 제안한 명령어를 추가 할 경우 하드웨어 비용은 무시할만한 수준이다.

IV. 결론

본 논문에서는 HEVC 보간 필터의 성능 향상을 위해 ASIP 기반 하드웨어/소프트웨어 통합 설계 방법을 제시하였으며, 이를 구현하기 위해 보간 필터에 특화된 명령어와 하드웨어 구조를 제안하였다. 제안한 명령어는 보간 필터의 계산에 의한 사이클인 평균 58%에서만 유효한 성능 향상을 보이며, 기준 프로세서와 비교하여 보간 필터의 실행 사이클을 최대 38% 감소시켰다. 제안한 명령어를 지원하기 위해 추가 된 하드웨어는 49,855 gates로써 기준 프로세서에 비해 38% 면적이 증가하였으나, 기존에 널리 사용되는 프로세서에 적용 될 경우 하드웨어 구현 비용은 무시할만한 수준이다.

참고문헌

[1] Y. J. Ahn, W. J. Han, and D. G. Sim, "Study of decoder complexity for HEVC and AVC standards based on tool-by-tool comparison," pp. 84990X-84990X, 2012.

[2] B. Bross, W.-J. Han, J.-R. Ohm, G. J. Sullivan, Y.-K. Wang, T. Wiegand, "High Efficiency Video Coding (HEVC) text specification draft 10 (for FDIS & Consent)", JCT-VC Meeting, Geneva, JCTVC-L1003, 2013.

가상 하드웨어 플랫폼을 사용한 빠른 소프트웨어 성능 평가 기법

권순완, 김중백, 이승욱
삼성전자 DMC 연구소

e-mail : soonwan.kwon@samsung.com, joongb.kim@samsung.com,
swooks.lee@samsung.com

Fast SW Performance Evaluation Methodology on Virtual HW Platform

Joongbaik Kim, Soonwan Kwon, Seungwook Lee
DMC R&D Center, Samsung Electronics.

Abstract

Due to continuously increasing system-on-chip design complexity and shortening time-to-market, virtual platform technology based on Programmer's View (PV) model and Programmer's View with Time (PVT) model have been widely used in industry. PV model is mainly used for early development of the software's functionality due to the fast simulation speed. On the contrary, PVT model, which has slow simulation speed but has high timing accuracy, is mainly used for early hardware architecture exploration and analysis. SW developers try to use PVT model to evaluate SW performance, however they rarely can use PVT model because of slow simulation speed. Therefore, SW developers need a model which can evaluate SW performance with appropriate simulation speed. In this paper, we propose fast SW performance evaluation methodology using PV+ model on virtual platform. The PV+ model uses predicted instruction cycle based on the PV model. With the proposed method, SW engineers can analyze SW performance with minimal simulation speed degradation.

I. 서론

최근 멀티미디어, 인터넷뿐만 아니라 다양한 기능이 모바일 디바이스에 적용됨에 따라 시스템 복잡도가 점점 더 증가하고 있고 사용자의 요구사항도 매우 다양해짐에 따라 제품의 Time-to-Market을 맞추는 것이 더욱 더 힘들어 지고 있다.

이러한 산업 생태계에서 HW가 실제로 존재하기 이전에 빠르게 SW를 개발하고 테스트 할 수 있는 가상 플랫폼 환경은 개발 엔지니어들에게 큰 관심을 받기 시작하였다.

가상 플랫폼이라고 하는 것은 전체적인 시뮬레이션 환경을 말하는 것으로 프로세서, 버스, 메모리, 기타 장치 등 전반적인 SoC HW 환경을 포함 하고 있으며, 이를 구성하는 모델들의 구현 형태는 크게 PV(Programmer's view) 모델과 PVT(Programmer's View with Time) 모델로 나누어 진다[1]. PV 모델은 HW 기능 부분만을 고려한 것으로 실제 HW 시간이 고려되지 않기 때문에 일반적으로 SW 개발자를 위한 동작 검증 모델로 활용된다. 반대로 PVT 모델은 HW 시간이 함께 고려되지만 상대적으로 PV 모델에 비해 100~1000배 정도 시뮬레이션 시간이 길어진다. 이러한 특징으로 인해 PVT 모델은 SW 개발을 위해 사용되기 보다는 제한적으로 전체 시스템 성능을 평가하는데

사용된다.

SW개발과 성능 평가를 함께 진행하기 위해서는 PVT 모델이 적합하지만 수정 및 검증 과정이 자주 발생하는 SW의 특성상 시뮬레이션 속도 문제로 인해 SW 엔지니어들은 PVT 모델 사용을 꺼려 왔다.

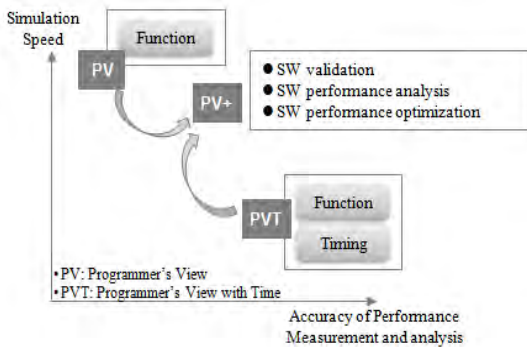


그림 1. PV+ 모델 개념

그림 1.에서 보여지는 바와 같이 PV+ 모델은 PV와 PVT 모델 중간에 위치하게 된다. PV+ 모델은 SW 엔지니어들에게 빠른 시뮬레이션 속도를 유지하면서 개발한 SW 성능을 평가 할 수 있는 환경을 제공한다. 이어지는 본문에서는 일반적인 SoC 성능에 큰 영향을 미치는 DRAM PV+ 모델 개발을 통하여 PV+ 적용 방안과 실제 적용 결과에 대한 성능 분석에 대하여 논의한다.

II. 본론

2.1 PV+ 모델 개념

기존의 성능 평가 방법은 PV 모델에 직접 Timing 정보를 주거나 모델 Interface간 통신에 Timing을 인가하는 방식으로 PVT 모델을 만든 후 시스템을 구성하였다. 하지만 이러한 방식은 시뮬레이션 속도 저하의 가장 큰 원인이 되었다.

PV+ 모델에서는 시뮬레이션 속도 저하를 최소로 하기 위해 새로운 Timing 인가 방식을 적용하였다. PV+ 모델에서는 미리 측정된 Timing 정보를 바탕으로 예상되는 CPU Instruction Cycle 및 Timing Table을 정의한다. 이렇게 정의된 Timing Table과 입력을 바탕으로 PV+ 모델은 예측된 SW 수행 시간을 내부적으로 누적하여 계산한다. 누적된 SW 수행 시간 값은 정해진 주기 혹은 SW Function 별로 누적 기록 된다.

메모리가 전체 SoC 시스템 성능에 가장 큰 영향을 주는 중요한 모델이라는 것에는 의심할 여지가 없기 때문에 DRAM에 PV+ 모델을 적용하여 실제 성능을 비교 분석하였다[2][3].

2.2 DRAM PV+ 모델

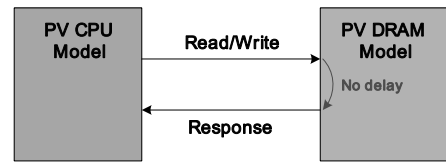


그림 2. 일반적인 PV 모델

그림 2.에서 일반적으로 SW 개발 시 사용되는 PV CPU 모델과 PV DRAM 모델에 대해서 보여주고 있다. 실제적으로 SW 기능 검증을 위해 만들어진 PV 모델의 경우 CPU Cache, 메모리 Latency등이 반영되어 있지 않기 때문에 모든 CPU Instruction은 1 Cycle에 수행되게 된다[4].

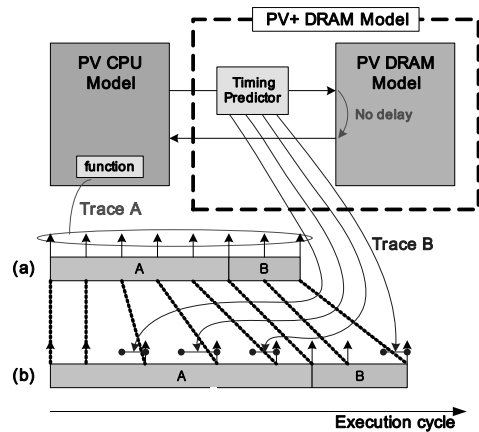


그림 3. 새로운 PV+ 모델

그림 3.에서 DRAM PV+ 모델에 대한 개념을 보여주고 있다. 기존 PV CPU와 PV DRAM 사이에 추가적인 Timing Predictor라는 모듈을 넣어서 새롭게 PV+ DRAM 모델을 구성 하였다. Timing Predictor 모듈에서 실제 CPU와 DRAM 간에 발생할 수 있는 CPU Cache Hit/Miss Delay와 DRAM 메모리 자체의 Open/Close Page 접근에 따른 Latency를 고려하여 계산된 Instruction Cycle인 T_p 를 측정하게 된다. 그림 3.에서와 같이 PV+를 적용할 경우 3(a)와 같은 PV에서의 SW 수행 시간이 3(b)와 같이 메모리 접근 성능이 반영된 결과로 나타나게 된다.

DRAM PV+ 모델에서 CPU의 Cache에 따른 성능 변화를 반영하기 위하여 다음 4가지 상황을 구분하여, Timing Predictor에 반영하였다.

- Cache Hit : Memory Access Latency가 발생하지

않아 Timing Predictor에서 고려해 줄 부분이 없다.

- Cache Miss : Memory Access 크기는 Cache Line 크기와 일치하게 된다. 이에 따라 메모리로부터 Wrap Burst 형태로 Data를 읽어오게 되고 처음 Burst가 오는 순간에 다시 CPU Instruction은 진행할 수 있어 아래와 같이 T_P 를 정의할 수 있다.

$$T_P = T_{miss} = \text{Memory Access Latency} + 1$$

- Non-Cacheable Access: Sequential Burst형태로 메모리에 접근하며 아래와 같이 T_P 를 정의할 수 있다.

$$T_P = T_{NC} = \text{Memory Access Latency} + \text{data transfer}$$

- Cache Line Eviction: 실제로 Cache Manage에 관련된 형태로 실제 Memory Latency가 동작 SW에는 영향을 주지 않게 된다.

메모리 Access Latency는 다음과 같이 메모리의 상태를 Read와 Write 그리고 Open Page와 Close Page로 구분 하여 적용하였다. DRAM의 경우 Open Page, Closed Page Access 여부에 따라 Latency가 큰 차이가 발생하기 때문에 실제 Memory Model로부터 평균 Cycle을 측정하여 표 1.과 같이 적용하게 된다[5].

	Read	Write
Opened Page	5	3
Closed Page	17	15

표 1. PV+ Memory Latency Pre-defined Table

상위 Cache, 메모리 Access Latency 이외에도 메모리 컨트롤러의 Scheduler의 특성에 따라서도 각각의 메모리 Access에 대한 Cycle이 틀려질 수 있으나 이번 PV+ DRAM 모델에서는 단순히 FIFO 형태로 구현하였다.

III. 실험 환경 구현 및 결과

이 번 논문에서 우리는 PV, PV+, PVT 세 가지 형태의 가상화 플랫폼을 구성하였다. 모든 플랫폼은 그림 4.와 같은 구조를 가지게 되며 PV 와 PVT 가상화 플랫폼 구성을 위하여 ARM사의 Fastmodel과 Carbon사의 SoC Designer 모델을 각각 사용하였다.

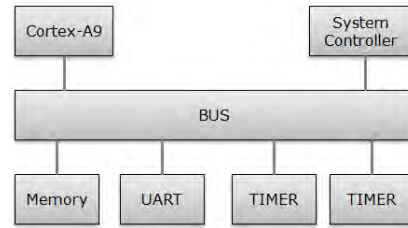


그림 4. 가상화 플랫폼 구조

속도 및 성능 비교 분석을 위하여 (1)EEMBC Coremark Benchmark, (2)Bare-metal Memory copy 두 가지 형태의 SW를 사용하였다.

3.1 EEMBC Coremark Benchmark

우리는 속도와 성능 두 가지 측면에 대해서 세 가지 가상화 플랫폼에 대해서 비교해 보았다

PVT	PV+	PV
2006 sec	4.49 sec	3.98 sec

표 2. Coremark 수행을 통한 시뮬레이션 수행 시간

PV+ 모델의 경우 PV모델과 비교하여 12.8%정도 속도 저하가 생기게 된다. 하지만 PVT 모델이 PV 모델에 비해서 500배 정도 느린점을 고려할 때 상대적으로 매우 빠른 속도이다.

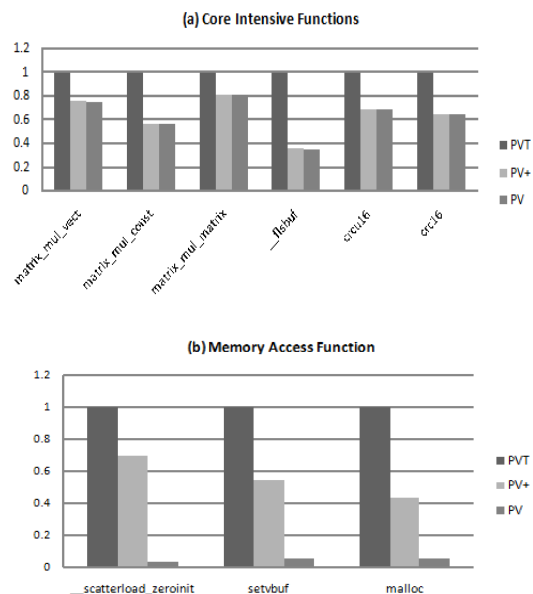


그림 5. Coremark를 통한 수행 cycle 비교 (a) Core Intensive Function (b) Memory Access Function

그림 5.를 통하여 정확한 Cycle Accuracy를 가지는 PVT 모델을 기준으로 PV와 PV+ 모델의 성능 차이가 얼마나 되는지 비교해 보았다. Coremark 벤치마크 수행 function 중 (a)Core Intensive Function의 경우 대부분 CPU에서 집약적으로 수행되는 형태이기 때문에 외부 메모리 access가 거의 발생하지 않는다. 이럴 경우 DRAM PV+ 모델만 적용한 경우 기존 PV 모델과 PV+ 모델간의 차이가 거의 없음을 보여주게 된다. 하지만 일반적인 (b)Memory Access function을 비교하면 PV모델과 PV+ 모델의 성능 차이가 크게 발생함을 확인할 수 있다.

3.2 Bare-Metal Memory Copy

그림 6.에서 Memory Copy를 통해 PV 와 PV+ 모델의 성능차이를 확인하였다.

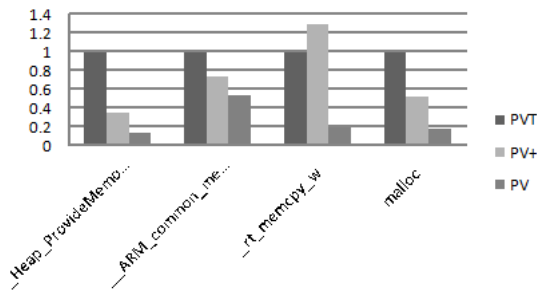


그림 6. Memory Copy를 통한 수행 Cycle 비교

그림 7.에서는 malloc 함수에 대해 PV와 PV+에서의 수행 형태를 PVT와 비교하였다.

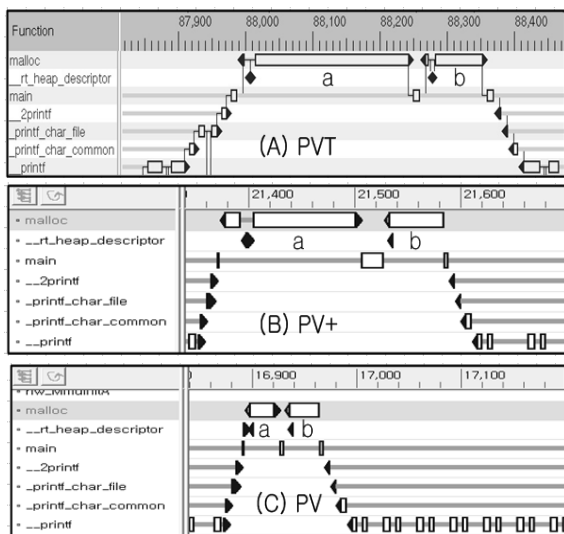


그림 7. memory copy 실행 중 malloc의 실행 Pattern 비교 (a)PVT, (b)PV+, (c)PV

PV+(그림 7.(B))에서는 첫 번째 malloc 함수에 비해 두 번째 malloc 함수가 더 빠르게 수행되는 형태를 잘 반영하고 있다. 하지만 PV(그림 7.(C))에서는 이러한 형태가 전혀 반영되지 못하고 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 방향

본 논문에서 PV+ 모델을 제안하였고, 이를 DRAM 모델이 적용하여 PV, PVT 모델과 함께 수행 시간 및 시뮬레이션 속도를 비교하였다.

결과적으로 PV 모델은 SW 성능을 평가하는데 부적합하고, PVT 모델은 약 500배 이상 낮은 시뮬레이션 속도로 인해 SW 개발 및 성능 평가에 적합하지 않음을 확인하였다. 반면 PV+ 모델은 PV 모델과 비교하여 약 12.8%의 낮은 속도를 보이지만, PVT의 SW 수행 시간 및 형태에 근접한 결과를 얻을 수 있어 상대적인 SW 성능평가에 활용될 수 있다.

향 후 우리는 DRAM 뿐 아니라 다른 HW 모델에 대해서도 PV+ 개념을 적용하여 SW의 성능평가의 정확도를 향상시키고 HW 특성들에 대한 가독성을 증가시킬 수 있을 것으로 기대한다.

참고문헌

- [1] Atsushi Kasuya, Verification Methodologies in a TLM-to-RTL Design Flow. DAC 07, proceedings of the 44th annual design Automation Conference
- [2] A. R. Daniel Jimenez-Gonzalez, Xavier Martorell. Performance analysis for cell for high memory bandwidth applications. ISPASS: Proc. of the IEEE International Symposium on Performance Analysis of System and software, 2007
- [3] N. S. Guangming Tan and G. Gao. A parallel dynamic programming algorithm on a multi-core architecture. SPAA, 2007
- [4] ARM, Fast Model User Guide
- [5] S. Rixner, W. J. Dally, U. J. Kapasi, P. Mattson, and J. D. Owens. Memory access scheduling. In ISCA-27, 2000.

ARM 기반 SoC의 캐쉬 일관성 유지를 위한 스눕 기법 사용에 대한 성능 분석

황찬영, 김중백, 이승욱
삼성전자 DMC 연구소

e-mail : *cy00.hwang@samsung.com, joongb.kim@samsung.com, swooks.lee@samsung.com*

Performance Analysis on Snoop Scheme for the Cache Coherence in the ARM-Based SoC

Chanyoung Hwang, Joongbaik Kim and Seungwook Lee
DMC R&D Center, Samsung Electronics.

Abstract

In a SoC, traditionally, cache maintenance operations like “cache flush” are used to maintain cache coherence among multiple master IPs. As there are more master IPs in the system, the cost of this scheme is bigger than before.

Snooping can be considered for one solution. In this paper, we compared traditional flush scheme and snoop scheme on the system which consisted of ARM cortex-A15 and CCI-400 in the ESL simulation environment for the realistic test. In the two typical test scenarios, snoop scheme is better than cache flush scheme on operating coherent read and write.

I. 서론

캐쉬 일관성 유지 문제는 시스템 내의 모든 CPU가 공유 메모리에 대해 같은 데이터를 바라보도록 유지하는 것을 의미한다.[1] 전통적으로 SoC 환경에서는 공유 메모리 구조를 사용하지만, 캐쉬를 가진 마스터 IP가 CPU 뿐인 경우가 많았기 때문에, 캐쉬 일관성

문제를 고민할 필요가 없었다. 캐쉬 무효화, 메모리 업데이트 같은 S/W적인 캐쉬 관리 명령들을 사용하여 캐쉬를 플러쉬함으로써, 쉽게 CPU 이외의 마스터 IP들 사이에서 공유 데이터의 일관성을 유지할 수 있었기 때문이다. 그러나 고성능 휴대 기기에 대한 시장의 요구가 커짐에 따라, 더 많은 마스터 IP들이 데이터를 공유하고, 그 일관성을 유지해야할 필요가 증가하였다. 그로 인하여, 이와 같은 캐쉬 관리 방식으로는 S/W 복잡성이 증가하고, 캐쉬 플러쉬 동작으로 인한 오버헤드가 더 커지게 되었다.[2] 결국 CPU 내에서의 캐쉬 일관성 문제에서 더 나아가 시스템 전체에서의 캐쉬 일관성을 H/W 차원에서 유지하고자하는 노력을 하게 되었다.[3][4]

캐쉬 일관성 문제를 H/W적으로 해결하는 방법은 스눕과 디렉토리의 두 가지 방법이 있다.[5] 대형 컴퓨팅 환경에서는 이미 모두 사용되고 있는 기법이지만, SoC 환경에서는 최근 몇 년 동안에 비로소 멀티코어가 도입되면서, 멀티코어 내부에서 캐쉬 일관성을 유지하기 위해 스눕 방식이 도입되었다. 최근에는 SoC 시스템에서 버스에 연결되는 모든 모듈들에 대해 스눕 기법을 통해 캐쉬 일관성을 유지하는 방식이 주목받고 있다.

이 논문에서는 전통적인 캐쉬 플러쉬 기법과 스눕 기법을 ESL 디자인 기술을 이용한 정밀한 시뮬레이션을 통해, 두 기법의 성능을 비교 분석한다. 이 결과를 이용하여, 스눕 기법이 시스템의 성능에 미치는 영향을 파악하고, 활용할 수 있는 방안을 모색하고자 한다.

II. 본론

2.1 캐쉬 일관성 유지 기법

일반적으로 여러 마스터 IP들이 데이터를 공유하여 사용하는 경우에, 생산자와 소비자의 관계로 이해될 수 있다. 소비자는 생산자가 공유 메모리에 쓰고 난 후에 읽도록 함으로써 데이터의 일관성을 유지할 수 있다.

S/W 방식으로 이 문제를 해결하기 위해서는, 데이터를 생산하는 쪽이 먼저 공유 메모리에 쓰고, 그 이후에 데이터 소비가 이루어져야 한다. 즉, 동기화의 과정이 필요하다. CPU가 데이터를 생산하는 경우에, 그 데이터는 캐쉬에 있으므로, 그 내용을 메모리에 업데이트하는 과정이 필요하다. DMA가 데이터를 공유 메모리 영역에 새로운 데이터를 쓰려고 하면, CPU는 자신의 캐쉬에서 해당 영역을 무효화해야 DMA가 생성한 새로운 데이터를 온전히 읽을 수 있다. 따라서 S/W 방식으로 캐쉬 일관성을 유지하는 과정은 (공유 메모리 동기화) + (읽기 또는 쓰기) 동작으로 이루어진다.

반면, 스누프 기법으로 캐쉬 일관성을 유지하고자 하는 경우에는 공유 영역에 대한 읽기, 쓰기가 발생할 때, H/W가 프로토콜에 맞게, 캐쉬 라인의 상태를 고려하여 무효화나 메모리 업데이트 과정을 수행하기 때문에, 명시적인 (공유 메모리 동기화) 과정이 필요하지 않다. 스누프 프로토콜이 캐쉬간 데이터 이동을 지원하는 경우에는, 요청하는 데이터가 스누프 대상 CPU의 캐쉬에 있을 경우, 즉 스누프가 히트하는 경우에는 공유 메모리 접근 없이 해당 CPU의 캐쉬로부터 직접 요청한 데이터를 얻을 수 있다.[6] 이러한 기법은, 마스터 IP와 버스가 모두 스누프 프로토콜을 지원해야만 가능하다. 본 논문에서는 캐쉬간 데이터 이동을 지원하는 환경에서 분석을 진행하고자 한다.

2.2 성능 비교 방법론

캐쉬 일관성을 유지하면서 읽고 쓰는 동작에 걸리는 시간은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned} T_{Coherent} &= (\text{공유 메모리 영역에 대한 읽기/쓰기 수행 시간}) \\ T_{Sync} &= (\text{공유 메모리 동기화 시간}) \\ T_{RW} &= (\text{읽기/쓰기 수행 시간}) \\ T_{Coherent} &= T_{Sync} + T_{RW} \quad \dots \text{식(1)} \end{aligned}$$

S/W 방식에서 T_{Sync} 는 CPU의 캐쉬 플러쉬 과정에서 소요되는 시간이 되고 T_{RW} 는 메모리에 대해 읽기/쓰기를 수행하는 데 걸리는 시간을 의미하게 된다. 식(1)에 의해 S/W 방식에서의 $T_{Coherent}$ 는 식(2)로 정리된

다. 여기서, 마스터 IP들 사이에서 동기화가 끝났음을 알리는 통신에 소요되는 시간은 고려하지 않았다.

$$\begin{aligned} T_{Flush} &= (\text{캐쉬 플러쉬 수행 시간}) \\ T_{memRW} &= (\text{메모리 읽기/쓰기 수행 시간}) \\ T_{Coherent} &= T_{Sync} + T_{RW} \\ &= T_{Flush} + T_{memRW} \quad \dots \text{식(2)} \end{aligned}$$

스누프 방식에서는 T_{Sync} 가 명시적으로 드러나지 않으므로, T_{Sync} 을 0으로 본다. 캐쉬간 데이터 이동을 지원하는 환경에서는 스누프 히트의 경우에는 메모리 접근이 필요하지 않으므로, 스누프 히트/미스를 구별하여, $T_{Coherent}$ 를 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} T_{SnoopRW} &= (\text{스누프 읽기/쓰기 수행 시간}) \\ T_{SnoopHit} &= (\text{스누프 히트 시간}) \\ T_{SnoopMiss} &= (\text{스누프 미스 시간}) \\ T_{Coherent} &= T_{Sync} + T_{RW} = 0 + T_{SnoopRW} \\ T_{SnoopRW} &= T_{SnoopHit} \quad \dots \text{식(3)} \\ &= T_{SnoopMiss} + T_{memRW} \quad \dots \text{식(4)} \end{aligned}$$

위의 식 (1),(2),(3),(4)를 통해 우리는 간단하게 스누프 방식이 S/W 방식보다 성능이 좋을 수 있는 조건 (1), (2)를 알 수 있다.

$$\begin{aligned} T_{Flush} + T_{memRW} &> T_{SnoopHit} \quad \dots \text{조건(1)} \\ T_{Flush} + T_{memRW} &> T_{SnoopMiss} + T_{memRW} \quad \dots \text{조건(2)} \end{aligned}$$

III. 실험 환경

3.1 시스템

우리는 SoC 환경에서 캐쉬 일관성을 유지할 수 있는 시스템을 구성하였다. ARM 계열의 최신 CPU인 Cortex-A15 와 CCI-400 (Cache Coherent Interconnect) 라는 모듈을 이용한다. 두 H/W는 ARM의 캐쉬 일관성을 보장하고 캐쉬간 데이터 이동을 지원하는 AMBA4-ACE[2] 프로토콜을 사용한다.

3.2 시뮬레이션

이 논문에서 진행한 모든 실험은 ESL (Electronic System Level[7]) 디자인 환경에서 진행되었다. RTL 보다 상위 수준의 모델을 사용하지만, 사이클 단위의 정확성을 유지하는 시뮬레이션이 가능하다. 시뮬레이터로 Carbon의 SoC Designer[8]를 사용하여 그림 1의 시스템을 구성하고 실험을 진행하였다.

시뮬레이션 시나리오는 전통적인, CPU와 DMA 사이의 데이터 동기화 과정을 선정하였다. CPU가 생산한 데이터를 DMA가 읽는 경우와 DMA가 공유 메모리에 업데이트하기 전에 CPU가 자신의 캐쉬를 플러쉬

시키는 경우이다.

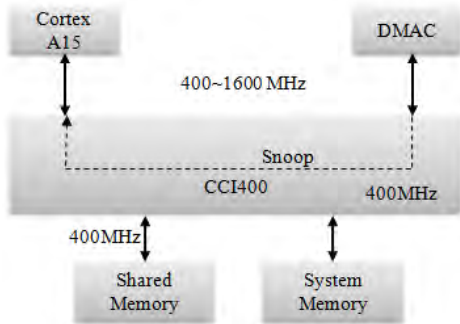


그림 1 ARM-Cortex A15, CCI-400 기반 실험 시스템

IV. 실험 결과 및 분석

4.1 읽기 동작 비교

페이지(= 4KB) 단위의 데이터에 대하여 캐쉬 일관성을 유지하면서 읽기 동작을 수행하는 환경에 대해 실험하였다. 그림 2 는 두 가지 기법에 대하여, 공유 데이터가 모두 캐쉬에 있을 때, CPU 동작 주파수, 공유 데이터 크기에 따른 성능 비교 결과를 보여주고 있다. 스누에 대해서는 스누 미스 100%, 스누 히트 100% 의 두 가지 조건에서 실험하였다. 그래프에서 Read는 S/W 방식에서는 메모리 접근, 스누 방식에서는 스누 Read를 의미한다.

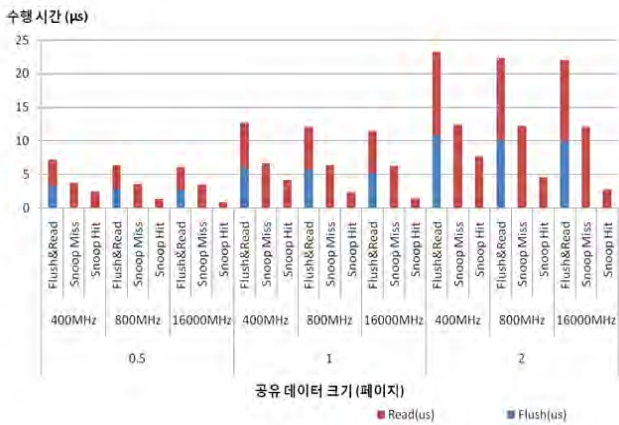


그림 2 공유 영역에 대한 캐쉬 일관성 유지 기법에 따른 읽기 동작 수행 시간 비교

S/W 방식을 먼저 살펴보면, 전체적으로 캐쉬 플러쉬가 전체 수행 시간에서 차지하는 비율이 43~48% 정

도 된다. CPU의 동작 주파수가 빠를수록 다소 비율이 줄어들지만, 공유 데이터 크기가 2페이지가 되면 CPU 동작 주파수에 따른 차이는 거의 없다.

스누 100% 미스의 경우에는, 공유 영역에 대한 읽기 동작이 S/W 방식일 때보다 1% 정도 더 소요된다. 각 데이터 요청에 대한, 스누와 공유 메모리로의 읽기가 별개로 수행되기 때문에, 스누 미스 처리 시간이 가려지는 효과가 발생하기 때문이다. 이는 AMBA 프로토콜의 다중 트랜잭션 처리 방식에서 발생하는 효율이다. 결국 그 효과로 인해, 공유 영역에 대한 읽기 수행 전체 시간은 S/W 방식에 비해 약 50% 정도의 시간만 소요되게 된다.

스누 100% 히트 상황에서는 공유 메모리에 대한 접근이 전혀 일어나지 않기 때문에 공유 영역에 대한 읽기 시간이 더욱 크게 줄어든다. 더구나, CPU의 동작 주파수가 빠를수록 데이터를 전달해주는 시간도 짧아지기 때문에, 빠른 CPU에서 그 효과가 더욱 크다. 실험에서는 400MHz, 800MHz, 1600MHz 각각 S/W 기법 대비, 33%, 20%, 13% 정도의 시간만 소요된다.

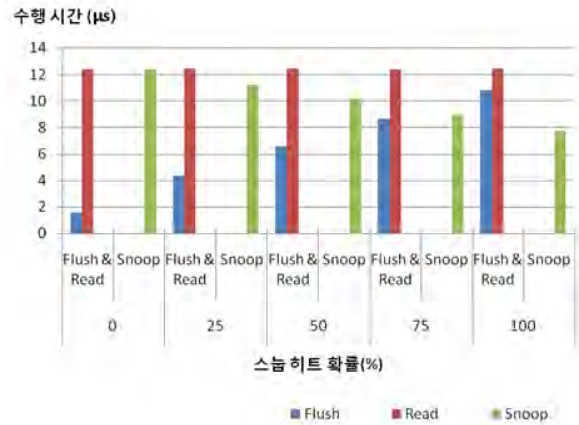


그림 3 스누 히트 확률에 따른 수행 시간 비교 (CPU 400MHz, 2페이지 공유)

그림 3 에서는 스누 히트 확률에 따른 두 기법의 성능을 비교할 수 있다. 스누이 히트하는 확률이 높아지는 것은 스누를 받는 CPU의 캐쉬에 공유 데이터가 그만큼 존재하는 것을 의미한다. 따라서, S/W방식에서는 공유 메모리에 업데이트해야 하는 데이터의 양이 그만큼 많은 것을 의미하게 된다. 결국, 스누 히트 확률이 높아질수록, 스누 방식은 수행 시간이 줄어들게 되고, S/W방식에서는 수행 시간이 더 늘어나게 된다. 이 실험 환경에서, 스누는 100% 미스가 발생하더라도 S/W방식보다는 성능이 좋은 것을 확인할 수 있다.

4.2 쓰기 동작 비교

그림 4에서, 쓰기 동작에 대해 두 기법의 성능을 비교하였다. DMA가 2페이지 크기에 대해 쓰기 동작을 수행하도록 하였기 때문에 스누프를 받는 CPU는 자신의 캐쉬 라인을 무효화하는 동작만을 수행한다. 동시에 공유 메모리에 대한 쓰기 동작은 계속 수행이 되므로, 스누프 히트 여부에 관계없이 비슷한 수행 시간을 보인다. 그러나 S/W 방식으로 캐쉬 일관성을 유지하고자 한다면, CPU는 먼저 자신의 캐쉬를 무효화하는 과정을 진행해야 하는데, 이 동안에는 DMA가 쓰기 동작을 수행하지 않으므로, 비록 상대적으로 짧기는 하지만, 스누프에 비해 더 많은 수행 시간이 걸리는 것을 확인할 수 있다. CPU의 동작 주파수가 느릴수록 무효화를 위해 자신의 캐쉬를 검색하는 시간이 길어진다. 그러므로, 쓰기 동작에서도, S/W 방식보다 스누프 방식이 다소 성능이 좋게 나오는 것을 확인할 수 있다.

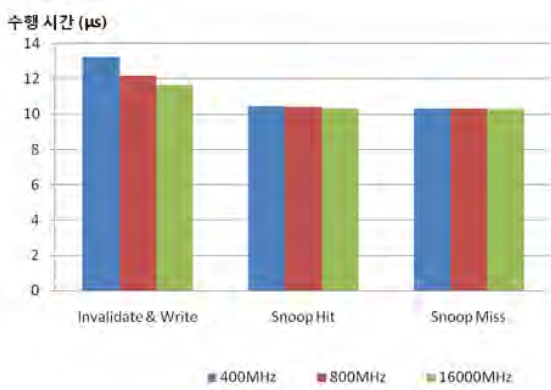


그림 4 공유 영역에 대한 쓰기 동작 수행 시간 비교 (2페이지 공유)

V. 결론 및 향후 연구 방향

시스템에서 공유 영역에 대한 읽기, 쓰기 동작이 일어날 때는, 캐쉬 일관성이 유지되어야 한다. 기존에는 S/W 방식으로 관리를 하였지만, H/W 기법의 스누프를 이용하면, 캐쉬 플러시를 하지 않기 때문에 읽기, 쓰기 동작 모두에서 성능의 향상을 확인할 수 있다. 쓰기 동작에 대해서는 S/W 방식 대비 10~20% 정도의 성능 향상이 있고, CPU 동작 주파수가 낮은 경우에 상대적으로 더 큰 향상을 보인다. 읽기 동작은 S/W 방식 대비, 스누프 100% 미스 발생 경우에 43~47% 가량의 성능 향상이 있었고, 100% 히트 발생 경우에 60~80% 이상의 성능 향상을 보인다. 특히, CPU 동작 주파수가 높

을수록 더 큰 성능 향상을 보인다. 데이터를 공유해야 할 마스터 IP들의 종류와 수가 다양할수록, S/W 만의 관리는 코드의 복잡성을 높이고, 성능 또한 스누프 기법에 미치지 못하기 때문에, H/W에서의 지원이 가능한 경우라면, 스누프를 활용하는 것이 성능과, S/W 관리 차원에서 강점을 가질 것으로 보인다.

추가로, 스누프를 통해 수행 시간이 감소하는 부분에 대해 소비전력과 차지하는 면적의 차원에서 S/W 방식과 비교해볼 필요가 있다. 실제로 스누프를 지원하는 H/W는 그만큼 더 복잡하고, 파워 소비가 많을 것이기 때문에, 스누프를 통한 효과가 그러한 H/W를 사용하는 것에 비해 얼마만큼의 이익이 있는지 분석한다면, SoC 구조 설계를 하는 데 있어, 많은 유용한 정보를 제공할 수 있을 것이다.

참고문헌

- [1] Hennessy, J. L. & Patterson D. A. Computer Architecture, Morgan Kaufmann, 2006
- [2] Stevens A. Introduction to AMBA 4 ACE, ARM, 2011.
- [3] Aisopos K. Chou, C. & Peh L. "Extending Open Core Protocol to Support System-Level Cache Coherence", International Conference on Hardware/Software Codesign and System Synthesis, 2008.
- [4] ARM AMBA® AXI and ACETM Protocol Specification. ARM, 2011.
- [5] Marty M. R. "Cache Coherence Techniques For Multicore Processors", University of Wisconsin, 2008.
- [6] Suh T. "Integration And Evaluation Of Cache Coherence Protocols For Multiprocessor", Georgia Institute of Technology, 2006.
- [7] Javaheri F. & Navabi Z. "ESL Design Methodology for Architecture Exploration", Design & Test Symposium, 2010
- [8] <http://www.carbondesignsystems.com>

An implementation of fast PVR editing system

*전남재, Amit Sahrawat, 권재욱, 함철희
삼성전자, 영상디스플레이 사업부
e-mail : namjae.jeon@samsung.com

Abstract

There are two types of stream editing methods in Personal Video Recording(PVR) system. First one is to remove some parts of a recorded stream. Second one is to break a big recorded stream into several streams. In general, PVR editing requires a very time consuming operation. This paper presents a method to reduce the editing time by use of the manipulation of meta data in the file system(FS). It gives much fast editing time compared to the conventional FS Edit tool.

I. Introduction

PVRs includes set-top boxes (STB) with direct-to-disk recording facility, portable media players (PMP) with recording, recorders (PMR) as camcorders that record onto Secure Digital memory cards and software which enables video-capture and editing on disk-drive. With the televisions also offering built-in digital video recording facilities - emphasis on video editing features has become imperative.

PVR offers freedom to the user to leave the TV on the recording mode, and later watch those recorded video files. When the video streams are of high definition (HD) quality -it means that several hours of recording will mean several GB' s (gigabytes) of storage space on disk. So, when the recorded file is accessed from the disk - it should also offers the best quality, especially it also means that the editing features provided are also useful.

In conventional approach when the PVR editing functionality was introduced - it laid new challenges of timings for performing even the smallest of edit operations on these big recorded video files. Even by adopting the best storage device and choosing the most eligible file systems, the I/O operation sequence for storage

media and the file systems resulted in proportional increase in timings for editing media files.

The advanced PVR editing approach is demonstrated in this paper by reference implementation. It provides a solution which can serve as a base for all the products which are dependent upon the media editing

II. Problem Statement

Given a request for data at some position in a file, the file system must translate that logical position to a physical disk location, request that block from the disk, copy the data from the disk block to buffers in memory (page cache) and then pass the data back to the user.

When a request is made to read (or write) data that is not on a file system boundary, the file system must round the file position to the beginning of a block. Then when the file system copies data to/from the block, it must add in the offset from the start of the block of the original position

When a request for I/O spans multiple blocks, the file system must find the location for all those blocks. If the file system has done a good job, the blocks will be contiguous on the disk. Request for contiguous blocks on disk improve the efficiency of doing I/O to disk. If the blocks are not contiguous then the hard-disk parameters related with the read-write head rotation will have considerable impact on the I/O speed.

Since PVR operations are entirely based upon the storage devices (Hard disk). So the logical functioning of hard disk for READ/Write requests on the device is also a part of the performance optimization.

Data on hard disk is stored on the magnetic

surface of a platter. The Read Write Head (generally termed as RW head) is the key component that performs the reading and writing functions. When reading the data from the disk, the operating system translates logical file offsets into physical offset for the disk. So, it first reads the block mapping for the file and translates each into independent request to access the data. Since, these I/O requests are entirely based upon the performance of the RW head on the disk, so contiguous disk reads provide much higher bandwidth than having to seek and read different blocks of file. It is impossible to negate the importance of this effect. Reading or writing contiguous blocks from a disk is without the doubt fastest possible way of accessing disks and will likely remain so for the foreseeable future.

If we consider the filesystem operations sequence, different requests handling by the hard-disks and correlate this with the functionality of PVR operations which mostly are related with large files. We must also focus on the fragmentation of hard-disk for such behaviors (larger files and greater number of files contribute to fragmentation and consequent performance loss), since for storing large files - there is a very less chance to have the entire file data blocks to be contiguous on the disk. Over the period with multiple files being created - the probability of contiguous space will further degrade. This issue will put more overhead on the hard-disk logic. So, the default combination of hard-disk and filesystem I/O behavior is very time consuming and also makes use of heavy system resources (memory). While if we focus on the metadata of the file which in comparison is very less in size (maximum only few kilobytes) - then it allows to solve the overhead problem for hard-disk as well as filesystem normal read/write sequence will also be avoided. This highlights major points in order to adopt Advanced PVR editing approach to PVR functionality - otherwise it will result in a major bottleneck for all consumer electronic products which are heavily dependent upon on the media editing functionality.

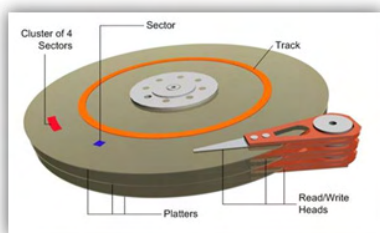


Figure 1: Schematic diagram for HDD internals

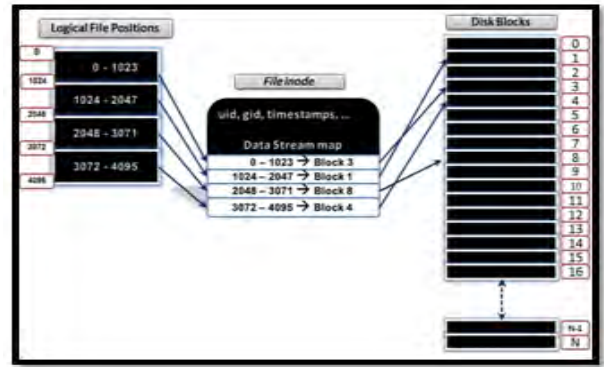


Figure 2: Mapping Logical file positions to inode meta data to physical disk blocks

III. Proposed PVR Editing Scheme

Consider the case of deleting a commercial advertisement from (or splitting) a large media file:

a) Drawback of Normal (Conventional) FS edit tool:

The user space FS edit tool will read complete data blocks from the big media file to edit file data. It will take a lot of time (this time depends on the I/O speed for the disk and the filesystem and will vary with the file size - comparison shown in the later sections) with normal FS edit tool.

Consider XFS filesystem and USB HDD (hard disk drive) combination like which gives around 20MB/sec - read/write speed.

Say, Original file size = 1GB, split offset = 100MB i.e., split will involve moving 900MB after seek to 100MB from original file to destination.

In the best scenario say:

It took Read Time = 900MB/20MB/sec = 45sec

Write Time = 900MB/20MB/sec = 45sec,

Split time = READ TIME + WRITE TIME = 90sec

So even in best scenario for 1GB files - time to split is 90seconds which is extremely high. Now for the file systems with large file support and disk drives with high storage capacities and file in magnitudes or GB's - The time in PVR editing operations will rise proportionally.

b) Advanced PVR Truncate range and split kernel space mechanism: Advanced PVR editing is implemented inside Linux kernel space. Truncate range and split mechanism reads only metadata of a file to know allocated blocks address range for the file. If user wants to delete a portion of a file, it will simply mark specified block range as "free" in block bitmap and update inode of the

file. As there is no need to read all data blocks, it saves a lot of time (which varies with the file size) and system memory.

The fundamental in bringing this approach is - no matter how large the file becomes with the data - the metadata for the file will only be few blocks. So, with this approach only the metadata information from one file is read and updated in case of truncate, while in case of split - metadata information from one file is read and associated with the destination file.

Consider the same scenario as above: if the disk READ speed is 20MB/sec, Write 20MB/sec.

Considering the worst cases like files with huge metadata say 100blocks i.e., 400KB (100*4096) and say split involves reading 350KB metadata from source file and moving this to destination file

Total = 350 + 350 = 700KB = 0.683MB

Time in Split = 0.683MB/20MB/sec = .034 seconds

In order to bring out the actual gain results for the two approaches - we carried out certain experiments for both the approaches.

Consider a system with 512MB RAM (physical memory) with a 200GB hard disk. We carried out the truncate range operation of just a single block (4K) data from the file on various file sizes. In case of split - we retained only 4K data in the original file and moved all other data to the new file.

Below given are the timings results for comparing both the approaches. In order to normalize the results - we carried out the PVR edit operations 10 times for each file size and with same offsets with same hardware constraints.

From the results we can clearly make out that with the conventional approach the time is directly proportional to the file size. Increase in file size results in higher time for editing the files. While in case of PVR Advanced approach the time remains almost constant as the access and editing of only metadata is performed.

File size	Conventional	Advanced	%Gain
10MB	0.4	0.0026	99.35
50MB	1.9	0.0026	99.86315789
100MB	5.5	0.0028	99.94909091
250MB	17.8	0.091	99.48876404
500MB	37	0.067	99.81891892
1GB	74	0.077	99.89594595

Table 1: Timings in PVR Truncate Range

File size	Conventional	Advanced	%Gain
10MB	0.4	0.0017	99.575
50MB	1.89	0.0018	99.9047619
100MB	5.5	0.0021	99.96181818
250MB	17.85	0.0025	99.9859944
500MB	36.64	0.0038	99.98962882
1GB	74.1	0.0061	99.99176788

Table 2: Timings in PVR Split

IV. Conclusion

As discussed above, truncate range and split operate only on meta data of specified file. There is no need to read individual data blocks of the specified files. Due to this approach truncate range and split FS PVR edit feature are very fast and efficient.

With Conventional approach - time to perform PVR edit operations (truncate range and split) varies directly with the increase in file size. While with PVR Advanced approach there is negligible impact of the file size - the time is almost constant. Also, since there is no data read involved so it also saves the memory for page cache. From the PVR advanced edit results it is clear that the gain is around 99% (less than 1 second for each case).

References

- [1] Y. Ma, L. Lu, H. Zhang, and M. Li, "A user attention model for video summarization," in ACM Multimedia. New York, NY, USA: ACM, 2002, pp. 533-542.
- [2] T. Wang, A. Mansfield, R. Hu, and J.P. Collomosse, "An evolutionary approach to automatic video editing," in Conf. for Visual Media Production 2009, pp. 127-134.
- [3] XFS File system structure http://oss.sgi.com/projects/xfs/papers/xfs_filesystem_structure.pdf
- [4] Various file system papers <http://www.forensics.nl/filesystems>
- [5] Virtual file system(VFS) implementation overview <http://tldp.org/LDP/tlk/fs/filesystem.html>
- [6] Disk Fragmentation <http://en.wikipedia.org/wiki/Defragmentation>