



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2018년12월11일
 (11) 등록번호 10-1927811
 (24) 등록일자 2018년12월05일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04L 27/12 (2006.01) *H03M 1/06* (2006.01)
H03M 1/12 (2006.01)
 (52) CPC특허분류
H04L 27/122 (2013.01)
H03M 1/0629 (2013.01)
 (21) 출원번호 10-2016-0180468
 (22) 출원일자 2016년12월27일
 심사청구일자 2016년12월27일
 (65) 공개번호 10-2018-0076237
 (43) 공개일자 2018년07월05일
 (56) 선행기술조사문헌
 KR101556166 B1*
 KR1020020039941 A*
 KR1020160045749 A*
 *는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
국방과학연구소
 대전광역시 유성구 북유성대로488번길 160 (수남동)
 (72) 발명자
나선필
 대전광역시 서구 월평동로 45
장재혁
 광주광역시 북구 첨단과기로 123
 (뒷면에 계속)
 (74) 대리인
박장원

전체 청구항 수 : 총 10 항

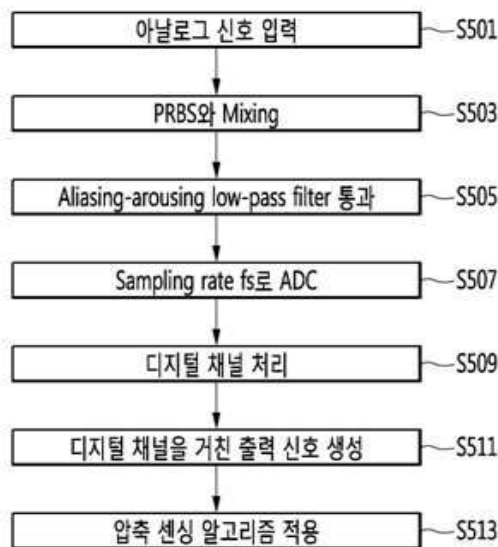
심사관 : 황철규

(54) 발명의 명칭 **에일리어싱을 활용한 부분 나이퀴스트 통신신호 획득 장치 및 그 제어 방법**

(57) 요약

본 발명은 부분 나이퀴스트 표본(sub-Nyquist sample)을 이용하여 통신 신호를 획득하는 장치 및 그 방법에 관한 것으로, 구체적으로 표본화 과정에서 low-pass filter의 대역폭을 표본화 속도보다 크게 증가시켜 무손실 신호 획득에 필요한 sampling rate를 감소하게 하는 통신신호 획득 장치 및 그 방법에 관한 것으로서, 본 발명에 따른 (뒷면에 계속)

대표도 - 도5b



통신신호 획득 장치는 아날로그 신호를 수신 및 압축 표본화하여 압축 표본 신호를 생성하는 신호 압축부 및 압축 표본신호를 복원하는 신호 복원부를 포함하고, 신호 압축부는 아날로그 신호를 수신하고, 복수의 아날로그 채널 각각에서 수신된 아날로그 신호를 PRBS(pseudo-random binary sequence)신호와 혼합하여 혼합 신호를 생성하고, 혼합된 신호를 Aliasing을 고의적으로 유발하는 저역통과필터를 통과시킨 후 저속 아날로그 디지털 변환을 수행하여 압축 표본신호를 생성하고, 신호 복원부는, 복수의 아날로그 채널 각각에 대응하는 복수의 디지털 채널에서 압축 표본 신호를 주파수 변조하고, 디지털 저역통과필터를 거쳐 다운 샘플링(Down sampling)하여 출력 스펙트럼을 생성하고, 디지털 채널 각각에서 출력된 출력 스펙트럼을 결합하여 출력 신호를 생성하고, 출력 신호와 이미 알려진 PRBS의 스펙트럼 정보를 바탕으로 입력신호를 결정하고, 아날로그 디지털 변환에서 샘플링 레이트(sampling rate)는 PRBS신호의 반복율의 q/p 배이고, 아날로그 채널의 저역통과필터의 통과대역주파수는 아날로그 디지털 변환에서 샘플링 레이트의 p 배이고, q 는 p 보다 큰 홀수 이고, p 는 1보다 큰 정수이며, p 와 q 는 서로소 관계이며, 아날로그 디지털 변환을 수행 시 에일리어싱(aliasing)이 발생하는 통신신호 획득 장치이며, MWC에서 요구되는 sampling rate의 PRBS의 이진패턴의 길이에 대한 의존도를 완화하여, PRBS의 성능에 큰 영향을 받지 않고 입력 스펙트럼을 조각내는 주파수 간격을 일정값에 가깝게 줄여주어 신호 획득에 필요한 sampling rate를 줄여줌으로써 sub-Nyquist sampling rate 효율을 극대화할 수 있는 효과가 있다.

(52) CPC특허분류

H03M 1/1245 (2013.01)

H03M 7/30 (2013.01)

H03M 2201/196 (2013.01)

(72) 발명자

이홍노

광주광역시 북구 첨단과기로 123

임상훈

경기도 고양시 일산동구 위시터4로 46

안준일

세종특별자치시 노을3로 14

송규하

대전광역시 유성구 송림로 20

명세서

청구범위

청구항 1

통신신호 획득 장치에 있어서,
 아날로그 신호를 수신 및 압축 표본화하여 압축 표본 신호를 생성하는 신호 압축부; 및
 상기 압축 표본 신호를 복원하는 신호 복원부를 포함하고,
 상기 신호 압축부는
 아날로그 신호를 수신하고,
 복수의 아날로그 채널 각각에서 상기 수신된 아날로그 신호를 PRBS(pseudo-random binary sequence)신호와 혼합하여 혼합 신호를 생성하고,
 상기 혼합 신호를 에일리어싱을 발생시키는 저역통과필터를 통과시킨 후 아날로그 디지털 변환을 수행하여 상기 압축 표본 신호를 생성하고,
 상기 신호 복원부는,
 상기 복수의 아날로그 채널 각각에 대응하는 복수의 디지털 채널에서 상기 압축 표본 신호를 주파수 변조하고, 디지털 저역통과필터를 거쳐 다운 샘플링(Down sampling)하여 출력 스펙트럼을 생성하고,
 상기 디지털 채널 각각에서 출력된 상기 출력 스펙트럼을 결합하여 출력 신호를 생성하고,
 상기 출력 신호와 상기 PRBS신호의 스펙트럼 정보에 근거하여 입력신호를 결정하는 것을 특징으로 하며,
 상기 아날로그 디지털 변환시의 샘플링 레이트(sampling rate)는 상기 PRBS신호의 반복율의 q/p 배이고,
 상기 아날로그 채널의 저역통과필터의 통과대역주파수는, 상기 아날로그 디지털 변환에서 샘플링 레이트의 p 배이고,
 상기 q 는 p 보다 큰 홀수 이고, 상기 p 는 1보다 큰 정수이며, 상기 p 와 q 는 서로소 관계이며,
 상기 신호 압축부에서는 상기 아날로그 디지털 변환을 수행할 때 에일리어싱(aliasing)이 발생하는 것을 특징으로 하는 통신신호 획득 장치.

청구항 2

삭제

청구항 3

제1항에 있어서,
 상기 아날로그 신호는 입력 신호가 실제로 차지하는 대역폭과 입력 신호의 최대주파수의 비가 특정값보다 작거나 같은 신호인 것을 특징으로 하는 통신신호 획득 장치.

청구항 4

제3항에 있어서,
 상기 아날로그 신호는 레이더 신호인 것을 특징으로 하는 통신신호 획득 장치.

청구항 5

제1항에 있어서,

상기 신호 복원부는,

디지털 신호를 주파수 변조 시 디지털 변환을 위한 정현파를 상기 p가 홀수인 경우와 상기 p가 짝수인 경우를 구분하여 연산하는 것을 특징으로 하는 통신신호 획득 장치.

청구항 6

제1항에 있어서,

상기 디지털 저역통과필터의 통과대역폭은 상기 PRBS신호의 반복율의 1/p배인 것을 특징으로 하는 통신신호 획득 장치.

청구항 7

아날로그 신호를 수신하는 단계;

복수의 아날로그 채널 각각에서 상기 수신된 아날로그 신호를 PRBS(pseudo-random binary sequence)신호와 혼합하여 혼합 신호를 생성하는 단계;

상기 혼합 신호를 에일리어싱을 발생시키는 저역통과필터를 통과시킨 후 아날로그 디지털 변환을 수행하여 압축 표본 신호를 생성하는 단계;

상기 복수의 아날로그 채널 각각에 대응하는 복수의 디지털 채널에서 상기 압축 표본 신호를 주파수 변조하고, 디지털 저역통과필터를 거쳐 다운 샘플링(Down sampling)하여 출력 스펙트럼을 생성하는 단계;

상기 디지털 채널 각각에서 출력된 상기 출력 스펙트럼을 결합하여 출력 신호를 생성하는 단계; 및

상기 출력 신호와 상기 PRBS신호의 스펙트럼 정보에 근거하여 입력신호를 결정하는 단계를 포함하고,

상기 아날로그 디지털 변환에서 샘플링 레이트(sampling rate)는 상기 PRBS신호의 반복율의 q/p배이고,

상기 아날로그 채널의 저역통과필터의 통과대역주파수는 상기 아날로그 디지털 변환에서 샘플링 레이트의 p배이고,

상기 q는 p보다 큰 홀수 이고, 상기 p는 1보다 큰 정수이며, 상기 p와 q는 서로소 관계이며,

상기 압축 표본 신호를 생성하는 단계는,

상기 아날로그 디지털 변환을 수행 시 에일리어싱(aliasing)이 발생하는 것을 특징으로 하는 통신신호 획득 방법.

청구항 8

삭제

청구항 9

제7항에 있어서,

상기 아날로그 신호는 입력 신호가 실제로 차지하는 대역폭과 입력 신호의 최대주파수의 비가 특정값보다 적거나 같은 신호인 것을 특징으로 하는 통신신호 획득 방법.

청구항 10

제9항에 있어서,

상기 아날로그 신호는

레이더 신호인 것을 특징으로 하는 통신신호 획득 방법.

청구항 11

제7항에 있어서,

상기 출력 스펙트럼을 생성하는 단계는,

디지털 신호를 주파수 변조 시 디지털 변환을 위한 정현파를 상기 p가 홀수인 경우와 상기 p가 짝수인 경우를 구분하여 연산하는 것을 특징으로 하는 통신신호 획득 방법.

청구항 12

제7항에 있어서,

상기 디지털 저역통과필터의 통과대역폭은 상기 PRBS신호의 반복율의 1/p배인 것을 특징으로 하는 통신신호 획득 방법.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 부분 나이퀴스트 표본(sub-Nyquist sample)을 이용하여 통신 신호를 획득하는 장치 및 그 방법에 관한 것으로, 구체적으로 표본화 과정에서 low-pass filter의 대역폭을 표본화 속도보다 크게 증가시켜 무손실 신호 획득에 필요한 sampling rate를 감소하게 하는 통신신호 획득 장치 및 그 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 안테나에서 수신된 아날로그 통신 신호는 디지털로 변환되어야 정보의 저장 및 처리가 용이하다. 일반적으로, 아날로그 신호가 포함하고 있는 정보의 양은 그 신호 스펙트럼의 대역폭과 관련이 깊으며, 정보의 손실 없이 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환하기 위해서는 아날로그 신호의 대역폭에 비례하는 sampling rate로 표본화(sampling)를 수행하여야 한다. 관련하여, 널리 알려진 이론인 Shannon-Nyquist(SN)의 표본화 이론(sampling theorem)은 sampling rate가 아날로그 신호 스펙트럼의 최대 주파수의 2배 보다 같거나 클 때 손실 없이 표본화할 수 있음을 보였다.

[0003] 그러나 입력 아날로그 신호의 정보가 광대역에 걸쳐 희소하게 분포하고 있을 경우, SN sampling rate (Nyquist rate)는 실제 정보의 양에 비해 훨씬 클 것이므로 비효율적임이 자명하다. 이러한 경우에 대하여 Landau rate는 아날로그 신호의 무손실 표본화를 위한 sampling rate의 필요(최소)조건이 신호 스펙트럼이 실질적으로 차지하는 총 대역폭임을 보였다. 통신 분야에서 radar 신호 획득, cognitive radio의 spectrum usage detection 등 다양한 부분에서 이러한 경우의 문제를 찾을 수 있으며, 많은 연구자들이 Landau rate에 도전하는 sub-Nyquist sampler를 연구해왔다.

[0004] 도 1은 종래의 MWC(Modulated wideband converter)의 sampling system을 설명하기 위한 도면이다.

[0005] 도 2는 종래의 MWC 입력 신호의 스펙트럼을 설명하기 위한 도면이다.

[0006] 도 3은 종래의 pseudo-random binary sequence(PRBS)의 파형을 설명하기 위한 도면이다.

[0007] 도 4는 종래의 Anti-aliasing filter h(t)의 주파수 특성을 설명하기 위한 도면이다.

[0008] 도 1 내지 도4를 참조하면, 2010년 발표된 Modulated wideband converter (MWC)는 다수의 고속 pseudo-random binary sequence (PRBS)를 스펙트럼이 희소하게 분포한 광대역 통신신호에 곱해주고(mixing) anti-aliasing filtering 함으로써 입력신호의 Nyquist rate(f_{NYQ}) 보다 훨씬 낮은 sub-Nyquist sampling rate로 입력신호를 손실없이 표본화하는 sampling system이다.

[0009] 종래의 MWC의 sampling system에서는 anti-aliasing filtering의 특징은 도 4와 같이 주기가 T_P 를 갖는다.

[0010] 도 2와 같이, MWC의 입력신호의 스펙트럼은 N개의 disjoint narrow band가 Nyquist range에 걸쳐 희소하게 분포하고, 각 narrow band의 대역폭은 일정값(B)를 초과하지 않는다고 가정한다.

[0011] MWC에서 사용되는 PRBS는 1, -1의 이진 패턴이 주기적으로 반복되는 신호이며, 도 3과 같이, 한 주기에 M개의 이진 패턴이 나타나고 이진패턴의 변화속도는 f_{NYQ} 보다 같거나 빨라야 한다.

[0012] 손실 없는 sub-Nyquist sampling의 성공 여부에는 PRBS의 특성, MWC의 물리적인 채널 수, 사용된 sampling rate, 입력 신호의 스펙트럼의 희소특성, 디지털 복원 알고리즘의 종류 등 다양한 요인이 작용한다.

[0013] 종래기술의 MWC에서는 사용되는 PRBS 이진 패턴의 반복율 ($f_p=(T_p)^{-1}$) 과 무손실 sub-Nyquist sampling에 필요한 sampling rate ($f_s=(T_s)^{-1}$) 간에는 직접적인 관련이 있다.

- [0014] 결과적으로 봤을 때, MWC는 입력신호의 희소한 스펙트럼을 f_p 만큼의 주파수간격으로 조각 낸 후, 희소한 스펙트럼이 포함된 조각을 sampling 한다.
- [0015] 따라서 손실없는 sub-Nyquist sampling에 필요한 sampling rate는 희소한 스펙트럼이 포함된 조각들의 대역폭의 합에 비례하며, 이는 곧 필요한 sampling rate가 f_p 에 비례함을 의미한다.
- [0016] 한편, f_p 가 입력신호의 B보다 크거나 같은 경우에 희소한 스펙트럼이 포함된 조각의 수가 가장 적음이 알려져 있다.
- [0017] 종합하면, f_p 를 입력신호의 B에 일치하거나 가까워지도록 함으로써 보다 적은 sampling rate를 필요로 하게 되며, 반대로 f_p 가 B보다 지나치게 크게 설정되면 입력 신호 스펙트럼이 실제 차지하는 대역폭에 비해 지나치게 큰 sampling rate를 필요로 하게 된다. 종래기술에서 f_p 를 B에 일치시키기 위해서는 PRBS의 이진패턴의 길이 M을 섬세하게 증가시키는 것 외에는 해답이 존재하지 않는다.
- [0018] 하지만 더 긴 M을 갖는 PRBS를 설계하기 위해서는 더 넓은 fabrication area와 더 높은 power consumption을 요구하는 등 구현상의 문제가 존재하며, PRBS의 특성상 그 길이 M을 원하는 값으로 세밀하게 조정하지 못한다. 일반적으로 PRBS의 이진패턴의 길이는 $M=(2^n)-1$ 이며, 여기서 n은 사용된 shift register의 개수이기 때문이다.
- [0019] 요약하면, 스펙트럼이 광대역에 걸쳐 희소하게 산재한 아날로그 신호를 MWC로 표본화 하는 경우, 길고 적당한 이진패턴 길이 M을 갖는 PRBS를 사용하는 것이 무손실 sub-Nyquist sampling을 위해 요구되는 sampling rate를 감소시키는 방법이 될 수 있다.
- [0020] 그러나 chip rate가 수십 GHz에 이르는 PRBS에서 이진패턴의 길이 M을 증가시키는 것은 구현 관점에서 매우 어렵고, M을 특정 값으로 세밀하게 조절하는 것은 불가능하다.
- [0021] 따라서, 보다 효율적인 sub-Nyquist sampling을 위해서는 짧은 M을 갖는 값싼 PRBS를 사용하면서 동시에 무손실 sampling에 요구되는 sampling rate를 감소시킬 방안이 필요하다.

발명의 내용

해결하려는 과제

- [0022] 본 발명은 전술한 문제 및 다른 문제를 해결하는 것을 목적으로 한다.
- [0023] 또 다른 목적은 MWC에서 요구되는 sampling rate의 PRBS의 이진패턴의 길이 M에 대한 의존도를 완화하여, PRBS의 성능에 큰 영향을 받지 않고 입력 스펙트럼을 조각내는 주파수 간격을 일정값에 가깝게 줄여주어 sub-Nyquist sampling rate 효율을 극대화하는 부분 나이키스트 표본화를 이용한 통신신호 처리 장치를 제공하는 것을 그 목적으로 한다.

과제의 해결 수단

- [0024] 상기 또는 다른 목적을 달성하기 위해 본 발명의 일 측면에 따르면, 통신신호 획득 장치로서, 아날로그 신호를 수신 및 압축 표본화하여 압축 표본 신호를 생성하는 신호 압축부 및 압축 표본신호를 복원하는 신호 복원부를 포함하고, 신호 압축부는 아날로그 신호를 수신하고, 복수의 아날로그 채널 각각에서 수신된 아날로그 신호를 PRBS(pseudo-random binary sequence)신호와 혼합하여 혼합 신호를 생성하고, 혼합된 신호를 Aliasing을 고의적으로 유발하는 저역통과필터를 통과시킨 후 저속 아날로그 디지털 변환을 수행하여 압축 표본신호를 생성하고, 신호 복원부는, 복수의 아날로그 채널 각각에 대응하는 복수의 디지털 채널에서 압축 표본 신호를 주파수 변조하고, 디지털 저역통과필터를 거쳐 다운 샘플링(Down sampling)하여 출력 스펙트럼을 생성하고, 디지털 채널 각각에서 출력된 출력 스펙트럼을 결합하여 출력 신호를 생성하고, 출력 신호와 이미 알려진 PRBS의 스펙트럼 정보를 바탕으로 입력신호를 결정하고, 아날로그 디지털 변환에서 샘플링 레이트(sampling rate)는 PRBS 신호의 반복율의 q/p 배이고, 아날로그 채널의 저역통과필터의 통과대역주파수는 아날로그 디지털 변환에서 샘플링 레이트의 p 배이고, q 는 p 보다 큰 홀수 이고, p 는 1보다 큰 정수이며, p 와 q 는 서로소 관계이며, 아날로그 디지털 변환을 수행 시 에일리어싱(aliasing)이 발생하는 통신신호 획득 장치를 제공한다.
- [0025] 실시 예에 있어서, 상기 아날로그 신호는 입력 신호가 실제로 차지하는 대역폭과 입력 신호의 최대주파수의 비가 특정값보다 작거나 같은 신호인 것을 특징으로 한다.
- [0026] 실시 예에 있어서, 상기 아날로그 신호는 레이더 신호인 것을 특징으로 한다.

- [0027] 실시 예에 있어서, 상기 신호 복원부는 상기 디지털 신호를 주파수 변조 시 디지털 변환을 위한 정현파를 상기 p 값이 홀수인 경우와 상기 p 값이 짝수인 경우를 구분하여 연산하는 것을 특징으로 한다.
- [0028] 실시 예에 있어서, 상기 디지털 저역통과필터의 통과대역폭은 상기 PRBS신호의 반복율의 $1/p$ 배인 것을 특징으로 한다.
- [0029] 또한, 본 발명의 다른 측면에 따르면, 통신신호 획득 방법으로서 아날로그 신호를 수신하는 단계, 복수의 아날로그 채널 각각에서 수신된 아날로그 신호를 PRBS(pseudo-random binary sequence)신호와 혼합하여 혼합 신호를 생성하는 단계, 혼합된 신호를 Aliasing을 고의적으로 유발하는 저역통과필터를 통과시킨 후 저속 아날로그 디지털 변환을 수행하여 압축 표본신호를 생성하는 단계, 복수의 아날로그 채널 각각에 대응하는 복수의 디지털 채널에서 압축 표본신호를 주파수 변조하고, 디지털 저역통과필터를 거쳐 다운 샘플링(Down sampling)하여 출력 스펙트럼을 생성하는 단계, 디지털 채널 각각에서 출력된 출력 스펙트럼을 결합하여 출력 신호를 생성하는 단계 및 출력 신호와 이미 알려진 PRBS의 스펙트럼 정보를 바탕으로 입력신호를 결정하는 단계를 포함하고, 아날로그 디지털 변환에서 샘플링 레이트(sampling rate)는 PRBS신호의 반복율의 q/p 배이고, 아날로그 채널의 저역통과필터의 통과대역주파수는 아날로그 디지털 변환에서 샘플링 레이트의 p 배이고, q 는 p 보다 큰 홀수 이고, p 는 1보다 큰 정수이며, p 와 q 는 서로소 관계이며, 상기 압축 표본 신호를 생성하는 단계는, 아날로그 디지털 변환을 수행 시 에일리어싱(aliasing)이 발생하는 통신신호 획득 방법을 제공한다.
- [0030] 실시 예에 있어서, 상기 아날로그 신호는 입력 신호가 실제로 차지하는 대역폭과 입력 신호의 최대주파수의 비가 특정값보다 적거나 같은 신호인 것을 특징으로 한다.
- [0031] 실시 예에 있어서, 상기 아날로그 신호는 레이더 신호인 것을 특징으로 한다.
- [0032] 실시 예에 있어서, 상기 출력 스펙트럼을 생성하는 단계는, 상기 디지털 신호를 주파수 변조 시 디지털 변환을 위한 정현파를 상기 p 값이 홀수인 경우와 상기 p 값이 짝수인 경우를 구분하여 연산하는 것을 특징으로 한다.
- [0033] 실시 예에 있어서, 상기 디지털 저역통과필터의 통과대역폭은 상기 PRBS신호의 반복율의 $1/p$ 배인 것을 특징으로 하는 통신신호 획득 방법.

발명의 효과

- [0035] 본 발명에 따른 통신신호 획득 장치 및 그 제어 방법의 효과에 대해 설명하면 다음과 같다.
- [0036] 본 발명의 실시 예들 중 적어도 하나에 의하면, MWC에서 요구되는 sampling rate의 PRBS의 이진패턴의 길이 M 에 대한 의존도를 완화하여, PRBS의 성능에 큰 영향을 받지 않고 입력 스펙트럼을 조각내는 주파수 간격 (f_I)을 B 에 가깝게 줄여주어 신호 획득에 필요한 sampling rate를 줄여줌으로써 sub-Nyquist sampling rate 효율을 극대화하는 부분 나이퀴스트 표본화를 이용한 통신신호 획득 장치 및 그 제어 방법을 제공하는 효과가 있다.
- [0037] 본 발명의 적용 가능성의 추가적인 범위는 이하의 상세한 설명으로부터 명백해질 것이다. 그러나 본 발명의 사상 및 범위 내에서 다양한 변경 및 수정은 당업자에게 명확하게 이해될 수 있으므로, 상세한 설명 및 본 발명의 바람직한 실시 예와 같은 특정 실시 예는 단지 예시로 주어진 것으로 이해되어야 한다.

도면의 간단한 설명

- [0038] 도 1은 종래의 MWC(Modulated wideband converter)의 sampling system을 설명하기 위한 도면이다.
- 도 2는 종래의 MWC 입력 신호의 스펙트럼을 설명하기 위한 도면이다.
- 도 3은 종래의 pseudo-random binary sequence(PRBS)의 파형을 설명하기 위한 도면이다.
- 도 4는 종래의 Anti-aliasing filter $h(t)$ 의 주파수 특성을 설명하기 위한 도면이다.
- 도 5a는 본 발명의 일 실시 예에 따른 통신신호 획득 장치의 블록도 이다.
- 도 5b는 본 발명의 신호 처리방법을 설명하기 위한 순서도이다.
- 도 6은 본 발명의 Aliasing-arousing Low-pass filter를 설명하기 위한 도면이다.
- 도 7은 본 발명을 설명하기 위한 블록도 이다.
- 도 8은 종래기술의 아날로그 채널의 세부 블록도 이다.

도 9은 본 발명의 아날로그 채널의 세부 블록도 이다.

도 10은 종래기술의 디지털 채널의 세부 블록도 이다.

도 11 내지 도 14는 본 발명의 일 실시예에 따라 MATLAB을 통해 광대역 아날로그 신호를 본 발명과 종래기술로 sub-Nyquist sampling하는 시뮬레이션을 수행한 결과에 대한 도면들이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0039] 이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 명세서에 개시된 실시 예를 상세히 설명하되, 도면 부호에 관계없이 동일하거나 유사한 구성요소는 동일한 참조 번호를 부여하고 이에 대한 중복되는 설명은 생략하기로 한다. 이하의 설명에서 사용되는 구성요소에 대한 접미사 "모듈" 및 "부"는 명세서 작성의 용이함만이 고려되어 부여되거나 혼용되는 것으로서, 그 자체로 서로 구별되는 의미 또는 역할을 갖는 것은 아니다. 또한, 본 명세서에 개시된 실시 예를 설명함에 있어서 관련된 공지 기술에 대한 구체적인 설명이 본 명세서에 개시된 실시 예의 요지를 흐릴 수 있다고 판단되는 경우 그 상세한 설명을 생략한다. 또한, 첨부된 도면은 본 명세서에 개시된 실시 예를 쉽게 이해할 수 있도록 하기 위한 것일 뿐, 첨부된 도면에 의해 본 명세서에 개시된 기술적 사상이 제한되지 않으며, 본 발명의 사상 및 기술 범위에 포함되는 모든 변경, 균등물 내지 대체물을 포함하는 것으로 이해되어야 한다.
- [0040] 제1, 제2 등과 같이 서수를 포함하는 용어는 다양한 구성요소들을 설명하는데 사용될 수 있지만, 상기 구성요소들은 상기 용어들에 의해 한정되지는 않는다. 상기 용어들은 하나의 구성요소를 다른 구성요소로부터 구별하는 목적으로만 사용된다.
- [0041] 어떤 구성요소가 다른 구성요소에 "연결되어" 있다거나 "접속되어" 있다고 언급된 때에는, 그 다른 구성요소에 직접적으로 연결되어 있거나 또는 접속되어 있을 수도 있지만, 중간에 다른 구성요소가 존재할 수도 있다고 이해되어야 할 것이다. 반면에, 어떤 구성요소가 다른 구성요소에 "직접 연결되어" 있다거나 "직접 접속되어" 있다고 언급된 때에는, 중간에 다른 구성요소가 존재하지 않는 것으로 이해되어야 할 것이다.
- [0042] 단수의 표현은 문맥상 명백하게 다르게 뜻하지 않는 한, 복수의 표현을 포함한다.
- [0043] 본 출원에서, "포함한다" 또는 "가지다" 등의 용어는 명세서상에 기재된 특징, 숫자, 단계, 동작, 구성요소, 부품 또는 이들을 조합한 것이 존재함을 지정하려는 것이지, 하나 또는 그 이상의 다른 특징들이나 숫자, 단계, 동작, 구성요소, 부품 또는 이들을 조합한 것들의 존재 또는 부가 가능성을 미리 배제하지 않는 것으로 이해되어야 한다.
- [0044] 도 5a는 본 발명의 일 실시 예에 따른 통신신호 획득 장치의 블록도 이다.
- [0045] 본 명세서에서 설명되는 통신신호 획득 장치는 휴대폰, 스마트 폰(smart phone), 노트북 컴퓨터(laptop computer), 디지털방송용 단말기, PDA(personal digital assistants), PMP(portable multimedia player), 네비게이션, 슬레이트 PC(slate PC), 태블릿 PC(tablet PC), 울트라북(ultrabook), 웨어러블 디바이스(wearable device, 예를 들어, 위치형 단말기 (smartwatch), 글래스형 단말기 (smart glass), HMD(head mounted display)) 디지털 TV, 데스크탑 컴퓨터, 디지털 사이니지 등에 포함될 수 있다.
- [0046] 그러나, 다양한 형태의 단말기에도 적용될 수도 있음을 본 기술분야의 당업자라면 쉽게 알 수 있을 것이다.
- [0047] 상기 통신신호 획득 장치(500)는 신호 압축부(510) 및 신호 복원부(520)를 포함할 수 있다.
- [0048] 도 5a에 도시된 구성요소들은 통신신호 획득 장치를 구현하는데 있어서 충분한 것은 아니어서, 본 명세서 상에서 설명되는 통신신호 획득 장치는 위에서 열거된 구성요소들 보다 많거나, 또는 적은 구성요소들을 가질 수 있다.
- [0049] 보다 구체적으로, 상기 구성요소들 중 신호 압축부(510)는, 광대역 통신신호의 획득을 위한 안테나 장치와 고주파 신호의 Electro-magnetic interference (EMI)방지를 위한 차폐장치, PRBS 신호의 생성을 위한 디지털 로직 장치 혹은 Linear feedback shift register(LFSR)장치, 아날로그 lowpass-filter의 구현을 위한 아날로그 증폭기 및 능동소자, 아날로그 신호의 표본화를 위한 Track-and-hold 장치, 신호 압축부의 세부장치들간의 임피던스 정합 장치 및 아날로그 세부장치들 간의 동기화를 위한 클럭 발생기(clock generator) 등을 포함할 수 있다.
- [0050] 신호 복원부(520)는 신호 압축부(510)의 출력 신호를 수신 후 처리한다. 신호 복원부(520)는 FPGA(Field-Programmable Gate Array) 혹은 PC(Personal Computer)로 구성될 수 있으며, 신호 압축부(510)의 출력 신호를 수신하는 직렬 또는 병렬 통신장치를 포함한다.

- [0051] 또한, 신호 복원부(520)의 출력 신호를 PC 혹은 다른 디스플레이 장치로의 전송을 위한 통신장치 그리고 가시화하기 위한 응용 프로그램을 포함할 수 있다.
- [0052] 또한, 통신신호 획득 장치(500)는 후술하는 것과 같이 수신한 아날로그 신호를 처리하고, 디지털 신호로 전환하고, 전환된 디지털 신호를 처리할 수 있다. 따라서, 통신신호 획득 장치(500)는 필터(filter)와 같은 역할을 수행할 수 있다.
- [0053] 다만, 본 명세서에서는 통신신호 획득 장치(500)가 필터의 기능을 수행하는 것으로 개시되었으나, 별도의 필터에 의해서 후술할 기능이 수행될 수 있음은 본 기술분야의 당업자라면 쉽게 알 수 있을 것이다.
- [0054] 도 5b는 본 발명의 신호 처리방법을 설명하기 위한 순서도이다.
- [0055] 본 발명의 신호 처리방법을 명확히 하기 위해 본원 발명의 도 6 내지 도 10을 함께 설명한다.
- [0056] 도 6은 본 발명의 Aliasing-arousing Low-pass filter를 설명하기 위한 도면이다.
- [0057] 도 7은 본 발명을 설명하기 위한 블록도 이다.
- [0058] 도 8은 종래기술의 아날로그 채널의 세부 블록도 이다.
- [0059] 도 9은 본 발명의 아날로그 채널의 세부 블록도 이다.
- [0060] 도 10은 종래기술의 디지털 채널의 세부 블록도 이다.
- [0061] 본 명세서에서 본원 발명의 특징을 보다 효과적으로 설명하기 위하여 종래의 발명과 본원 발명의 특징을 각 단계별로 비교하여 설명한다
- [0062] 본 발명에 따르면 본 발명을 실시하기 위하여, 아날로그 신호를 입력 받는 단계(S501), PRSB와 Mixing하는 단계(S502), Aliasing-arousing 저역통과 필터(low-pass filter)를 통과하는 단계(S505), 샘플링 레이트(sampling rate) f_s 로 아날로그 디지털 변환(ADC, Analog-to-Digital Convert)하는 단계(S507), 아날로그 채널 출력을 q (q 는 자연수)개의 디지털 채널로 나누어 처리하는 단계(S509), 디지털 채널을 거친 출력 신호를 전송하는 단계(S511), 압축 센싱 알고리즘을 적용하는 단계(S513)를 포함한다.
- [0063] 아날로그 신호를 입력 받는 단계(S501)는 통신신호 획득 장치(500)의 신호 압축부(510)는 아날로그 신호를 입력 받을 수 있다.
- [0064] sub-Nyquist sampler를 위한 아날로그 신호는 입력 아날로그 신호의 정보가 광대역에 걸쳐 희소하게 분포하여야 한다. 여기서, 희소하게 분포한다는 의미는 아날로그 신호가 일정크기 이하로 분포한다는 것 또는 아날로그 신호가 일정크기를 넘지 않도록 분포한다는 의미를 포함할 수 있다. 또한, 희소하게 분포한다는 의미는, 아날로그 신호의 캐리어 주파수를 모르는 상태 또는 아날로그 신호의 캐리어 주파수를 모르는 상태에서 일정크기를 넘지 않도록 분포한다는 의미를 포함할 수도 있다.
- [0065] 또한, 상기 아날로그 신호는 입력 신호가 실제로 차지하는 대역폭과 입력 신호의 최대주파수의 비가 특정값(예를 들어, 0.25)보다 작거나 같은 신호일 수 있다. 여기서, 상기 희소하게 분포한다는 의미는, 입력 신호가 실제로 차지하는 대역폭과 입력신호의 최대주파수의 비(즉 실제 대역폭 대비 최대주파수의 비)가 특정값(예를 들어, 0.25) 이하인 경우를 포함하는 의미로 이해될 수 있다.
- [0066] 예를 들어, 텔레비전 방송용 신호나 모바일폰에서 이용되는 아날로그 신호를 획득하는 경우에는 상용으로 가용한 대역폭이 협소하고 신호의 캐리어 주파수를 사전에 알고 있기 때문에, 아날로그 신호가 광대역에 걸쳐 희소하게 분포하고 있다고 말할 수 없고, 기존의 Nyquist sampler로도 충분히 신호를 획득할 수 있다.
- [0067] 반면, 레이더 신호의 경우 움직이는 물체를 식별하기 위한 신호로서 방출된 신호가 목표 물체에서 반사되어 다시 돌아오는 아날로그 신호이다. 출처가 불분명한 다수의 레이더 신호를 동시에 수신하는 경우, 캐리어 주파수를 모르는 협대역 신호가 광대역(2GHz~18GHz)에 걸쳐서 희소하게 분포해 있음이 자명하다.
- [0068] 혹은, 출처가 분명한 레이더 신호를 수신하는 경우도 도플러 효과와 산란효과 등에 의해 캐리어 주파수를 모르는 다수의 레이더 신호를 동시에 수신하는 경우와 마찬가지로 알 수 있다. 이러한 경우, 캐리어 주파수를 모르기 때문에 관측 대역 전체를 한번에 표본화 하는 것이 불가피하며, 따라서 최소한의 sampling rate만으로 신호를 획득 할 수 있는 본 발명에 적합할 수 있다.
- [0069] 뿐만 아니라, 서로 다른 종류의 무선 통신서비스가 사용하고 있지 않은 유휴 주파수를 찾아 주파수를 공유하는

기술인 인지무선통신분야에서 주파수 사용 허가를 받지 않은 사용자가 유휴 주파수를 탐색하기 위해 광대역 신호를 수신하는 경우에, 인지무선통신신호는 광대역에 걸쳐 희소하게 분포하는 신호라 할 수 있다. 이러한 경우, 본 발명을 적용하여 보다 적은 sampling rate로 신호를 획득함으로써 탐지에 필요한 신호처리의 복잡도나 소요 시간을 보다 단축하는 이점을 가질 수 있다.

[0070] PRBS와 믹싱(Mixing)하는 단계(S503)에서 통신신호 획득 장치(500)의 신호 압축부(510)는 입력된 아날로그 신호를 m(m은 자연수)개의 채널(701)로 분리하고, 채널 각각의 신호에 독립된 패턴의 PRBS신호를 곱(mixing)(801)한다. 각각의 아날로그 채널의 신호는 입력된 아날로그 신호와 동일한 신호일 수 있다.

[0071] PRBS신호는 1, -1의 이진 패턴이 주기적으로 반복되는 신호이며, 도 3과 같이, 한 주기에 M(M은 자연수)개의 이진 패턴이 나타나고 이진패턴의 변화속도는 f_{NYQ} 보다 같거나 빨라야 한다. 본 발명에서 PRBS신호는 T_p 의 주기일 수 있다. 즉, PRBS신호의 이진 패턴의 반복율 $f_p (= (T_p)^{-1})$ 일 수 있다. 또한, PRBS의 한 주기 동안 나타나는 이진 패턴의 길이는 M일 수 있다.

[0072] Aliasing-arousing low-pass filter를 통과하는 단계(S505)에서 통신신호 획득 장치(500)의 신호 압축부(510)는 믹싱된 신호를 Aliasing-arousing low-pass filter에 통과시킨다.

[0073] 그리고 sampling rate f_s 로 ADC(Analog-to-Digital Convert)하는 단계(S507)에서는 sampling 간격이 $T_s (= (f_s)^{-1})$ 인 저속 ADC를 수행한다.

[0074] 종래의 MWC의 sampling system이 포함하는 PRBS신호의 특징은, 도 3과 같이, 반복율이 $f_p (= (T_p)^{-1})$ 이다. sampling rate f_s 는 q 곱하기 f_p 로 설정되어야 하며 여기서 q는 홀수인 자연수일 수 있다. 마찬가지로, low-pass filter의 대역폭(B_{LPF}) 또한 sampling 과정에서 발생 할 수 있는 aliasing을 제거 하기 위해 $B_{LPF}=f_s$ 로 설정될 수 있다. 즉, 종래의 경우 입력 신호의 스펙트럼은 PRBS와 혼합되는 과정을 통해 f_p 의 간격으로 뒤섞이게 되고, Anti-aliasing filter가 뒤섞인 스펙트럼들 중 $B_{LPF}(=f_s)$ 의 대역폭만을 통과시킨다. 이후, ADC에 의해 aliasing없이 sub-Nyquist sampling 된다.

[0075] 하지만 본 발명의 일 실시 예에 따르면, Anti-aliasing low-pass filter를 Aliasing-arousing low-pass filter로 변경할 수 있다. Aliasing-arousing Low-pass filter의 통과대역폭 sampling rate보다 p배 크게 ($B_{LPF}=p*f_s$) 설정함으로써 ADC에서 고의적으로 aliasing을 유발할 수 있다. 여기서 p는 1보다 큰 정수일 수 있다. 도 6을 참조하면, 본 발명의 일 실시 예에 따른 low-pass filter의 통과 대역이 종래의 발명과 비교하면 변경된 것을 확인할 수 있다.

[0076] 또한, ADC의 sampling rate를 $f_s=(q/p)*f_p$ 로 설정한다. 여기서 q는 p보다 큰 홀수이며, q와 p가 서로소 관계로 설정되어야 aliasing 과정에서 조각난 입력 스펙트럼 정보의 상쇄를 방지할 수 있다. 만약 q가 p에 의해 나누어 떨어진다면, aliasing이 더 넓어진 B_{LPF} 에 의해 추가적으로 수용된 입력 스펙트럼 $X(f)$ 의 정보를 의도대로 활용하지 못하여, 결론적으로 본 발명에 의한 sub-Nyquist sampling의 효율성 향상을 기대할 수 없게 될 수 있다.

[0077] 참조로, 도 7의 아날로그 channel에 의해 출력(702)의 Discrete-time Fourier transform은 다음의 수학적 식 1로 표현된다.

수학적 식 1

$$Y_i(e^{j2\pi f T_s}) = \begin{cases} \sum_{k=-L_0}^{L_0} c_{i,k} X(f - kf_p), & \text{for } -f_s/2 \leq f < f_s/2 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

[0078]

[0079] 여기서 $L_0=M_0+q_0$ 이고, $q_0=(q-1)/2$, $M_0=(M-1)/2$ 이다. 수식에서 출력의 스펙트럼은 f_p 의 간격으로 조각난 입력신호의 스펙트럼이 $c_{i,k}$ 의 weight가 곱해진 채로 더해지고, B_{LPF} 의 대역폭만큼 잘려져 있음을 나타낸다. 여기서 $X(f)$ 는 입력 아날로그 신호 $x(t)$ 의 Fourier transform이고 복소수 $c_{i,k}$ 는 각 채널 PRBS 패턴의 k번째 Fourier series coefficient이며 다음과 같은 수학적 식 2로 정의될 수 있다.

수학식 2

$$c_{i,k} := \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} PRBS_i(t) e^{-j2\pi ft} dt$$

[0080]

[0081] 아날로그 채널 출력을 q개의 디지털 채널로 나누어 처리하는 단계(S509)에서 도7과 같이 디지털로 변환된 아날로그 채널의 출력(702) 각각은 다시 q개의 디지털 채널(703)로 나누어 처리되고, 각 디지털 채널(703)은 주파수 변조(Frequency modulation)과정(1001)과 디지털 저역필터 처리(Digital low-pass filtering, 1002), Decimation(Down sampling)(1003)으로 구성되어있다.

[0082] 종래의 기술에 따르면, 여기서 u번 채널의 Modulation을 위한 정현파는 $\text{sine}_u[n] = e^{-j2\pi un/q}$ 이며, Digital low-pass filter의 대역폭은 f_p 이다. q개의 디지털 채널에서는 Frequency modulation과 Digital low-pass filtering을 통해 대역폭 $B_{LPF}(=f_s=q*f_p)$ 를 갖는 아날로그 출력 스펙트럼 $Y_i(\exp(j2(\pi)fnT_s))$ 을 작은 대역폭 f_p 를 가지는 q개의 스펙트럼들로 분할한다. 이후, 작아진 대역폭만큼 출력 신호의 sampling rate를 decimation 해준다.

[0083] 하지만 본원 발명의 경우, Frequency modulation 과정(1001)에서, Frequency modulation을 위해 곱해주는 정현 신호를 p의 값에 따라 다르게 설정한다. p가 짝수인 경우, 정현신호를

$$\text{sine}_u[n] = \exp(-j2\pi \frac{u-0.5}{pq} n) \text{ for } u=1, \dots, q$$

로 설정한다. p가 홀수인 경우, 정현신호를

$$\text{sine}_u[n] = \exp(-j2\pi \frac{un}{pq}) \text{ for } u=-q_0, \dots, q_0$$

로 설정할 수 있다.

[0084] 또한, 본원 발명의 경우, Digital low-pass filtering(1002)과정에서, Digital low-pass filter의 통과대역폭을 $f_1 = f_p/p$ 로 설정할 수 있다.

[0085] 또한, 본원 발명의 경우, Decimation(Down sampling)(1003)과정에서 Decimation factor를 pq 로 설정하여, $n=pq(n')$ 으로 down sampling 할 수 있다.

[0086] 다음으로, 디지털 채널을 거친 출력 신호 결합하는 단계(S511) 및 압축 센싱 알고리즘을 적용하는 단계(S513)에서 통신신호 획득 장치(500)의 신호 복원부(520)는 디지털 채널을 거친 $m*q$ 개의 신호를 결합하고 결합된 신호에 압축 센싱 알고리즘(705)을 적용하여 입력된 신호를 복원할 수 있다.

[0087] 종래의 기술에 따르면, 디지털 채널을 거친 i,u 번째 출력 $\tilde{y}_{i,u}[\tilde{n}]$ (704)는 수학식 3과 같은 스펙트럼을 갖는다.

수학식 3

$$\tilde{Y}_{i,u}(e^{j2\pi f q T_s}) = \begin{cases} \sum_{k=-M_0}^{M_0} c_{i,k-u} X(f - kf_p), & \text{for } -f_p/2 \leq f < f_p/2 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

[0088]

[0089] 수학식 3에서 출력스펙트럼은 입력 스펙트럼 $X(f)$ 를 f_p 간격으로 조각 낸 상태로 보존하고 있음을 알 수 있다.

구체적으로, 출력 스펙트럼은 입력 스펙트럼 조각의 Linear combination이며, 여기서 linear coefficients

$C_{i,k-u}$ 들은 PRBS의 스펙트럼 성분들임은 상술한 바와 같다.

[0090] 조각난 입력 스펙트럼들을 모두 찾을 수 있다면 입력 스펙트럼 $X(f)$ 를 완벽하게 복원 할 수 있고, 이는 곧 sub-Nyquist sampling의 출력 $y_{-}(i[n])$ 손실이 없었음을 의미한다. 따라서, sub-Nyquist sampling은 디지털 채널들을 통과한 $m \times q$ 개의 출력 신호와 이미 알려진 PRBS의 스펙트럼정보를 바탕으로 M 개로 나뉜 $X(f)$ 의 조각을 찾는 역문제로 귀결된다.

[0091] 이를 위해 수학적 3의 관계식을 행렬식으로 나타내면, 아래 수학적 4와 같다.

수학적 4

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{Y}_{1,q_0} \left(e^{j2\pi f f_p} \right) \\ \vdots \\ \tilde{Y}_{1,-q_0} \left(e^{j2\pi f f_p} \right) \\ \vdots \\ \tilde{Y}_{m,q_0} \left(e^{j2\pi f f_p} \right) \\ \vdots \\ \tilde{Y}_{m,-q_0} \left(e^{j2\pi f f_p} \right) \end{bmatrix}}_{\mathbf{Y}_f \in \mathbb{C}^{m \times q \times M}} = \underbrace{\begin{bmatrix} c_{1,M_0-q_0} & c_{1,(M_0-1)-q_0} & \dots & c_{1,-M_0+q_0} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ c_{1,M_0+q_0} & c_{1,(M_0-1)+q_0} & \dots & c_{1,-M_0+q_0} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ c_{m,M_0-q_0} & c_{m,(M_0-1)-q_0} & \dots & c_{m,-M_0+q_0} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ c_{m,M_0+q_0} & c_{m,(M_0-1)+q_0} & \dots & c_{m,-M_0+q_0} \end{bmatrix}}_{\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{m \times q \times M}} \underbrace{\begin{bmatrix} X(f - M_0 f_p) \\ X(f - (M_0 - 1) f_p) \\ \vdots \\ X(f + M_0 f_p) \end{bmatrix}}_{\mathbf{X}_f \in \mathbb{C}^{M \times q}}, \text{ for } -\frac{f_p}{2} \leq f \leq \frac{f_p}{2}$$

[0092]

[0093] 수학적 4의 선형방정식은 식의 개수 ($m \times q$ 개)보다 미지수의 개수 (M 개)가 더 많은 over-determined 선형연립방정식이다. 압축센싱 이론에 의하여, over-determined 선형연립방정식에서 해의 값들 중 영이 아닌 값을 갖는 미지수가 최소하게 (통상 25% 이하) 존재하고 측정행렬 C 의 원소들이 특정 조건을 만족하는 경우 over-determined 선형 연립 방정식은 유일한 해가 존재함이 알려져 있다. 수학적 4에서는, 입력신호 스펙트럼 $X(f)$ 가 최소하다는 가정으로 인해 X_f 의 행들 중 영이 아닌 값을 가지는 행은 최소하게 존재하며, 잘 알려진 Compressed sensing algorithm(705)들을 적용하여 X_f 유일한 해를 찾을 수 있다. 한편, 신호 수집시간인 시간 동안 수집한

출력 표본들을 수학적 4의 Y_f 로 변형시키기 위해서는 $\tilde{y}_{i,u} \left[\tilde{n} \right]$ 의 Discrete-time Fourier transform

(DTFT)을 계산하여야 할 필요가 있다. 하지만 DTFT 계산 결과는 연속함수, 즉 무한한 길이를 갖기 때문에 디지털영역에서 계산 될 수 없다. 이러한 문제를 극복하기 위해 수학적 4를 스펙트럼을 주파수영역에서 표본화 한 단순 모델로 대체할 수 있다. 구체적으로는, 아래 수학적 5와 같이 구체화 할 수 있다.

수학식 5

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{Y}_{1,q_0} \left(e^{j2\pi f T_p} \right) \Big|_{f=\frac{k}{T_0}} \\ \vdots \\ \tilde{Y}_{1,-q_0} \left(e^{j2\pi f T_p} \right) \Big|_{f=\frac{k}{T_0}} \\ \vdots \\ \tilde{Y}_{m,q_0} \left(e^{j2\pi f T_p} \right) \Big|_{f=\frac{k}{T_0}} \\ \vdots \\ \tilde{Y}_{m,-q_0} \left(e^{j2\pi f T_p} \right) \Big|_{f=\frac{k}{T_0}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{Y}_f \in \mathbb{C}^{M \times q_0}} = \underbrace{\begin{bmatrix} c_{1,M_0-q_0} & c_{1,(M_0-1)+q_0} & \dots & c_{1,-M_0+q_0} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ c_{m,M_0+q_0} & c_{m,(M_0-1)+q_0} & \dots & c_{m,-M_0+q_0} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ c_{m,M_0+q_0} & c_{m,(M_0-1)+q_0} & \dots & c_{m,-M_0+q_0} \end{bmatrix}}_{\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{M \times q_0 \times M}} \underbrace{\begin{bmatrix} X \left(f - M_0 f_p \right) \Big|_{f=\frac{k}{T_0}} \\ X \left(f - (M_0 - 1) f_p \right) \Big|_{f=\frac{k}{T_0}} \\ \vdots \\ X \left(f + M_0 f_p \right) \Big|_{f=\frac{k}{T_0}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{X}_f \in \mathbb{C}^{M \times q_0}}, \text{ for } -\frac{f_p}{2} \leq f \leq \frac{f_p}{2}$$

[0094]

[0095] 이 때, 신호가 시간 동안 수집 되었다는 가정에 의해 단순화 후에도 시간 영역에서 과형이 왜곡되지 않는다.

단순화된 수학식 5의 $\tilde{y}_{i,u}[\tilde{n}]$ 의 Discrete Fourier transform (DFT)를 계산함으로써 얻을 수 있고, DFT는 DTFT와는 다르게 계산 결과가 유한한 길이를 갖는다. 마찬가지로, \mathbf{X}_f 의 해를 찾음으로써 복원한 결과도 아날로그 스펙트럼 $X(f)$ 를 디지털화 한 형태이다.

[0097] 다만 본원 발명에 의하면 i 번째 아날로그 채널 u 번 디지털 채널의 출력 신호와 입력신호 간의 관계식 아래 수학식 6과 같다.

수학식 6

$$\tilde{Y}_{i,u} \left(e^{j2\pi f T_p} \right) = \sum_{l=-\lfloor \frac{pM}{2} \rfloor}^{\lfloor \frac{pM}{2} \rfloor - 1} d_{i,u} \left(l + \left\lfloor \frac{p}{2} \right\rfloor \right) X \left(f - l f_l - \frac{(p+1(\bmod 2))}{2} f_l \right),$$

for $-f_l/2 \leq f < f_l/2$

[0098]

[0099] 여기서 coefficient function $d_{i,u}(x)$ 는 아래 수학식 7 같이 정의된다.

수학식 7

$$d_{i,u}(x) = c_{i, \left\lfloor \frac{l}{p} \right\rfloor - \mu_u(\rho_u^{-1}(l \bmod p))}$$

[0100]

[0101] 기호 $\left\lfloor \cdot \right\rfloor$ 와 $\left\lceil \cdot \right\rceil$ 는 각각의 소수점 아래 올림과 버림을 의미하며, 연산의 $x \bmod p$ 결과는 x 를 p 로 나누어 나머지이다. 두 함수 $\mu_u(x)$ 와 $\rho_u^{-1}(x)$ 는 각각 다음과 같이 수학식 8 및 수학식 9로 정의된다.

수학식 8

$$\mu_u(r) := \left\lfloor \frac{rq - u + p_0}{p} \right\rfloor$$

[0102]

수학식 9

$$\rho_u^{-1}(v) = \begin{cases} \hat{r}_u(v), & \text{for } \hat{r}_u(v) \leq p_0 \\ \hat{r}_u(v) - p, & \text{otherwise} \end{cases}$$

[0103]

$$\hat{r}_u(v) := ((v + u - p_0)q^{-1}) \bmod p$$

[0104]

여기서, $\hat{r}_u(v) := ((v + u - p_0)q^{-1}) \bmod p$ 로 정의된다. 수학식 6에서 출력 스펙트럼은 입력 스펙트럼 $X(f)$ 를 $f_i = f/p$ 의 간격으로 조각내어 linear combination 하였음을 알 수 있다. 종래기술의 경우와 마찬가지로, 수학식 6과 같은 행렬식으로 표현하면 다음과 같다.

수학식 10

$$\begin{bmatrix} \tilde{Y}_{1, \hat{q}_0}(e^{j2\pi f f_1}) \\ \vdots \\ \tilde{Y}_{1, -\hat{q}_0}(e^{j2\pi f f_1}) \\ \vdots \\ \tilde{Y}_{m, \hat{q}_0}(e^{j2\pi f f_1}) \\ \vdots \\ \tilde{Y}_{m, -\hat{q}_0}(e^{j2\pi f f_1}) \end{bmatrix}_{\mathbf{Y}_f \in \mathbb{C}^{m \times q \times \infty}} = \begin{bmatrix} d_{1, \hat{q}_0} \left(\left\lfloor \frac{pM}{2} \right\rfloor - 1 + \left\lfloor \frac{p}{2} \right\rfloor \right) & d_{1, \hat{q}_0} \left(\left\lfloor \frac{pM}{2} \right\rfloor - 2 + \left\lfloor \frac{p}{2} \right\rfloor \right) & \dots & d_{1, \hat{q}_0} \left(-\left\lfloor \frac{pM}{2} \right\rfloor + \left\lfloor \frac{p}{2} \right\rfloor \right) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ d_{1, -\hat{q}_0} \left(\left\lfloor \frac{pM}{2} \right\rfloor - 1 + \left\lfloor \frac{p}{2} \right\rfloor \right) & d_{1, -\hat{q}_0} \left(\left\lfloor \frac{pM}{2} \right\rfloor - 2 + \left\lfloor \frac{p}{2} \right\rfloor \right) & \dots & d_{1, -\hat{q}_0} \left(-\left\lfloor \frac{pM}{2} \right\rfloor + \left\lfloor \frac{p}{2} \right\rfloor \right) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ d_{m, \hat{q}_0} \left(\left\lfloor \frac{pM}{2} \right\rfloor - 1 + \left\lfloor \frac{p}{2} \right\rfloor \right) & d_{m, \hat{q}_0} \left(\left\lfloor \frac{pM}{2} \right\rfloor - 2 + \left\lfloor \frac{p}{2} \right\rfloor \right) & \dots & d_{m, \hat{q}_0} \left(-\left\lfloor \frac{pM}{2} \right\rfloor + \left\lfloor \frac{p}{2} \right\rfloor \right) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ d_{m, -\hat{q}_0} \left(\left\lfloor \frac{pM}{2} \right\rfloor - 1 + \left\lfloor \frac{p}{2} \right\rfloor \right) & d_{m, -\hat{q}_0} \left(\left\lfloor \frac{pM}{2} \right\rfloor - 2 + \left\lfloor \frac{p}{2} \right\rfloor \right) & \dots & d_{m, -\hat{q}_0} \left(-\left\lfloor \frac{pM}{2} \right\rfloor + \left\lfloor \frac{p}{2} \right\rfloor \right) \end{bmatrix}_{\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{m \times q \times pM}}$$

$$\times \begin{bmatrix} X \left(f - \left(\left\lfloor \frac{pM}{2} \right\rfloor - 1 \right) f_i - \frac{(p+1(\bmod 2))}{2} f_i \right) \\ X \left(f - \left(\left\lfloor \frac{pM}{2} \right\rfloor - 2 \right) f_i - \frac{(p+1(\bmod 2))}{2} f_i \right) \\ \vdots \\ X \left(f + \left\lfloor \frac{pM}{2} \right\rfloor f_i - \frac{(p+1(\bmod 2))}{2} f_i \right) \end{bmatrix}_{\mathbf{X}_f \in \mathbb{C}^{pM \times \infty}}, \text{ for } -\frac{f_i}{2} \leq f \leq \frac{f_i}{2}$$

[0105]

[0106] 한편, 입력 스펙트럼 $X(f)$ 를 구성하는 N 개의 narrow band의 대역폭이 B 를 초과하지 않는다는 가정에 의해, 스펙트럼 $X(f)$ 을 조각 내는 간격 f_I 가 B 보다 작지 않으면 각 $X(f)$ 를 구성하는 각각의 narrow band는 최대 두 조각으로 나뉘어 짐을 쉽게 알 수 있다. 이는 곧 수학식 10에서 X_f 의 행 중 영이 아닌 행의 수, 즉 sparsity가 $K \leq 2N$ 으로 결정됨을 의미한다. 압축센싱 이론에 의하면, 미지수의 개수가 식의 개수보다 많은 under-determined system의 역문제를 해결하기 위해 필요한 식의 개수는 미지수의 sparsity의 영향의 지배적이다. 종래기술에서 유도된 출력 수학식 3과 비교 할 때, ADC의 sampling rate가 p 배 만큼 감소하였음에도 불구하고 방정식의 수와 sparsity는 각각 $m \cdot q$ 와 $K \geq 2N$ 으로 동일한 것을 알 수 있다. 다시 말해, ADC의 aliasing을 활용함으로써 Sub-Nyquist sampling에 필요한 sampling rate를 감소시켰음을 알 수 있다.

[0107] 도 11 내지 도 14는 본 발명의 일 실시예에 따라 MATLAB을 통해 광대역 아날로그 신호를 MWC로 sub-Nyquist sampling하는 시뮬레이션을 수행한 결과에 대한 도면들이다.

[0108] 본원 발명은 종래기술과는 다르게 아날로그 신호처리 단에서 low-pass filter의 대역폭을 sampling rate보다 크게 설정해주고 고의적으로 aliasing을 발생시킴으로써 MWC의 sub-Nyquist sampling 효율을 개선시킨다. 여기서, 어떤 회소정도 N 을 갖는 아날로그 신호의 sub-Nyquist sampling 효율의 개선은 주어진 PRBS의 이진패턴의 길이 M 에 대해 lossless sampling하는데 필요한 sampling rate의 감소를 의미한다. 혹은 반대로, 주어진 sampling rate에 대해 lossless sampling에 대해 필요한 M 이 감소할 수 있음을 의미하기도 한다. 이는 모두 MWC의 아날로그 소자를 구현하는데 있어서 비용 및 복잡도의 부담을 줄여준다는 공통적인 이점을 전달한다.

[0109] 본원 발명의 일 실시 예에 따른, 광대역 아날로그 신호를 MWC로 sub-Nyquist sampling하는 시뮬레이션을 수행결과에 의하면, 시뮬레이션에 사용된 입력 신호는 최대주파수 18GHz (Nyquist rate 36GHz)의 신호이며, 이를 $m=4$ 채널로 구성된 MWC로 353ns의 관측시간에 걸쳐 sampling 할 수 있다. 본 발명의 일 실시 예에서 설정된 Signal-to-noise ratio (SNR)은 25dB이다. 수행된 sub-Nyquist sampling이 lossless sampling이었음을 보이기 위해, 모든 실험의 결과는 입력 신호를 sub-Nyquist sampling 한 후 다시 원래의 신호로 되돌릴 수 있는지를 보인다. 이에 대한 지표로써 support recovery와 normalized mean-squared error가 있는데, 전자는 수학식 4에서 $X(f)$ 의 조각들 중 영이 아닌 조각의 위치들을 모두 찾아내었는지를 전달하는 논리적 지표이며, 후자는 입력신호벡터 x 와 복원된 신호벡터 \hat{x} 가 얼마나 다른지를 다음의 수학 11을 통해 산출한다.

수학식 11

$$MSE = \frac{\|x - \hat{x}\|_2^2}{\|\hat{x}\|_2^2}$$

[0110]

[0111] 도 11 내지 도 14는 $B=50$ MHz인 입력 신호의 회소정도가 $N=14$ 그리고 $N=18$ 일 때 sampling rate의 변화에 따른 support recovery rate와 normalized mean-squared error를 측정된 결과이다. 결과적으로 PRBS의 이진패턴의 길이가 $M=127$ 일 때, 제안하는 발명이 성공적인 sub-Nyquist sampling을 위해 요구되는 sampling rate (f_S)를 약 500MHz에서 1GHz정도 감소시킨 것을 알 수 있다.

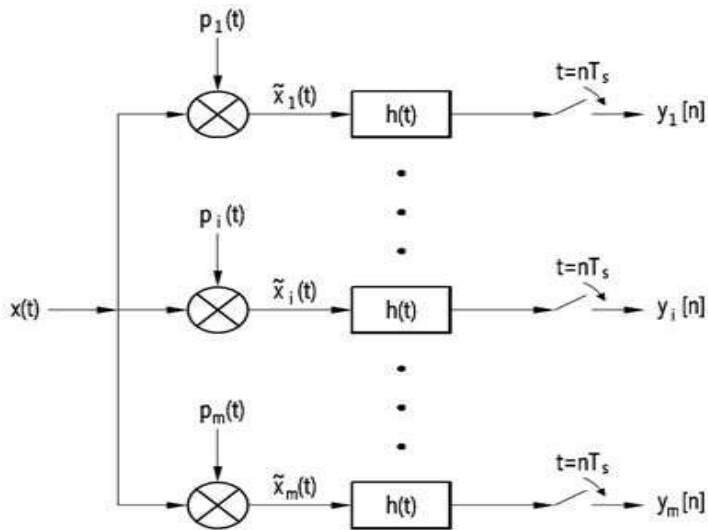
[0112] 진술한 본 발명은, 프로그램이 기록된 매체에 컴퓨터가 읽을 수 있는 코드로서 구현하는 것이 가능하다. 컴퓨터가 읽을 수 있는 매체는, 컴퓨터 시스템에 의하여 읽혀질 수 있는 데이터가 저장되는 모든 종류의 기록장치를 포함한다. 컴퓨터가 읽을 수 있는 매체의 예로는, HDD(Hard Disk Drive), SSD(Solid State Disk), SDD(Silicon Disk Drive), ROM, RAM, CD-ROM, 자기 테이프, 플로피 디스크, 광 데이터 저장 장치 등이 있으며, 또한 캐리어 웨이브(예를 들어, 인터넷을 통한 전송)의 형태로 구현되는 것도 포함한다. 또한, 상기 컴퓨터는 통신신호 획득 장치의 신호 복원부를 포함할 수도 있다. 따라서, 상기의 상세한 설명은 모든 면에서 제한적으로 해석되어서는 아니되고 예시적인 것으로 고려되어야 한다. 본 발명의 범위는 첨부된 청구항의 합리적 해석에 의해 결정되어야 하고, 본 발명의 등가적 범위 내에서의 모든 변경은 본 발명의 범위에 포함된다.

부호의 설명

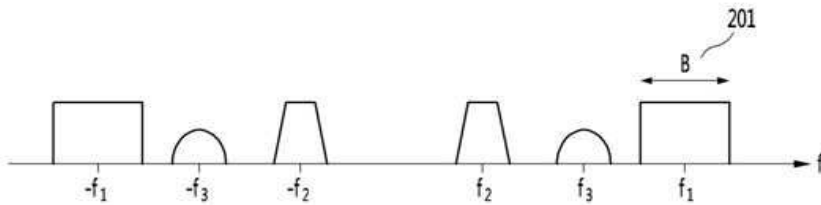
- [0113] 500: 통신신호 획득 장치
- 510: 신호 압축부
- 520: 신호 복원부

도면

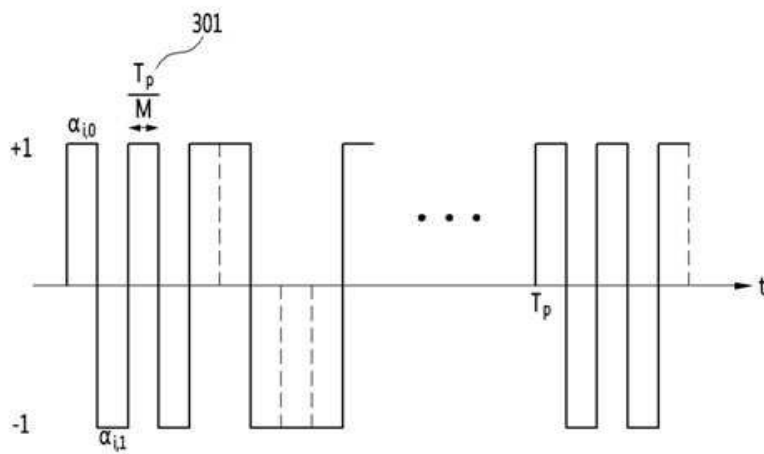
도면1



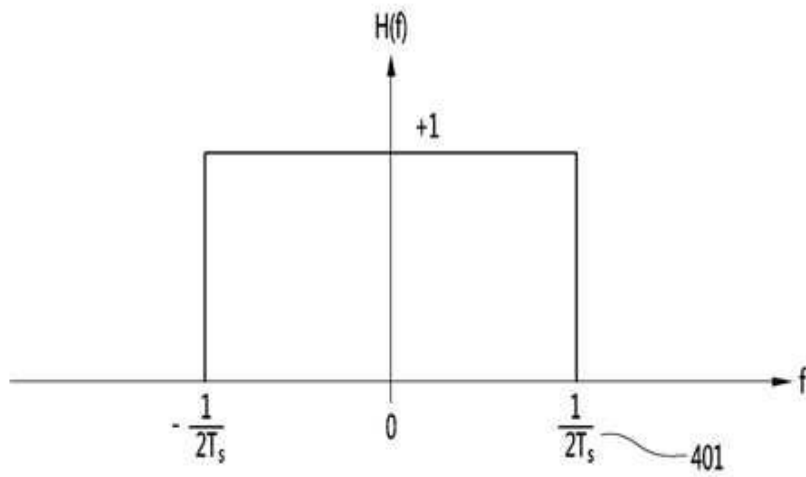
도면2



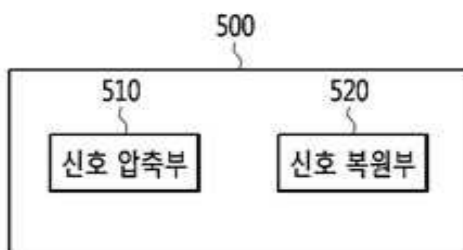
도면3



도면4



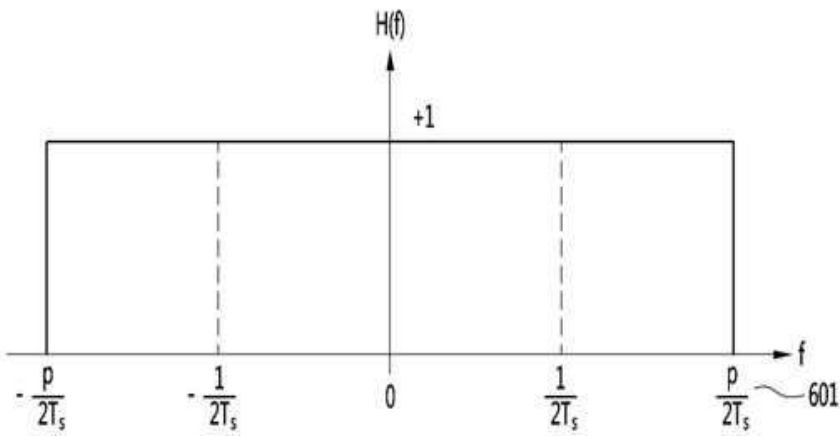
도면5a



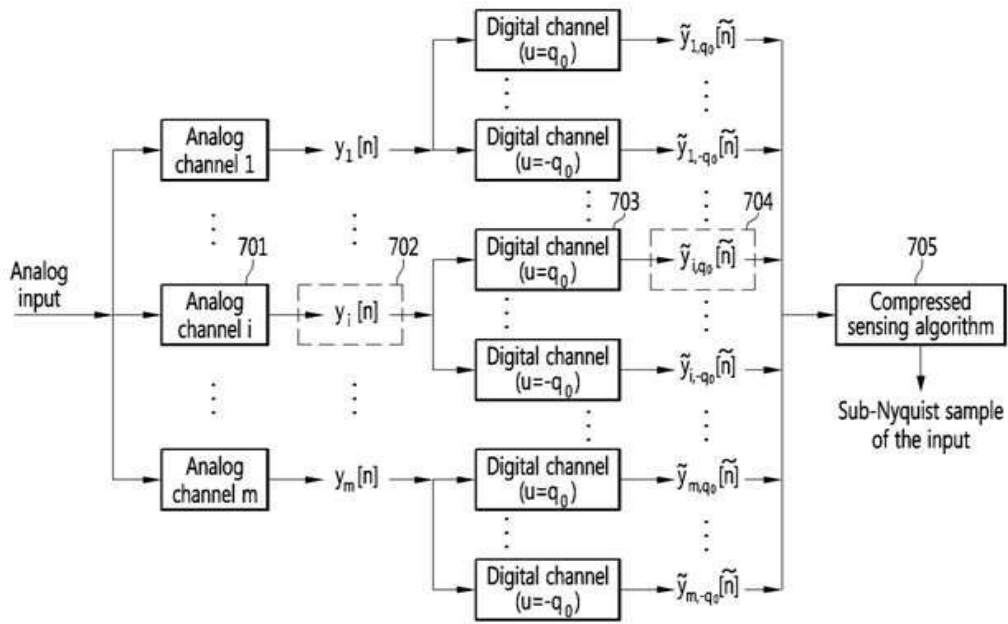
도면5b



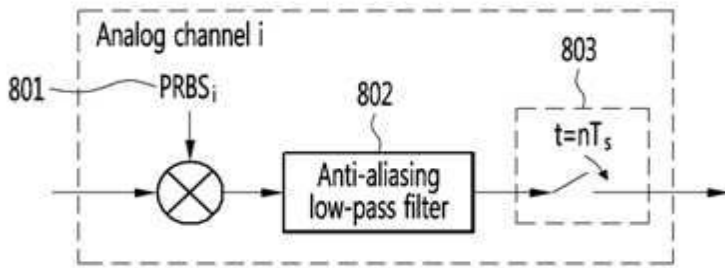
도면6



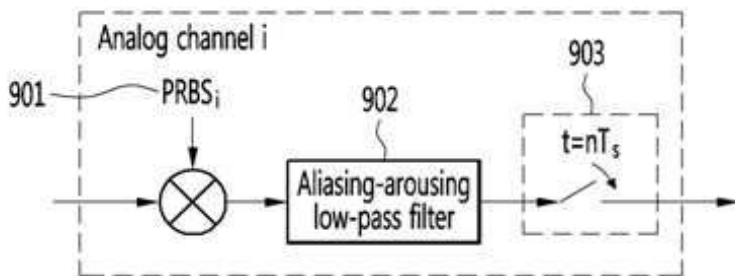
도면7



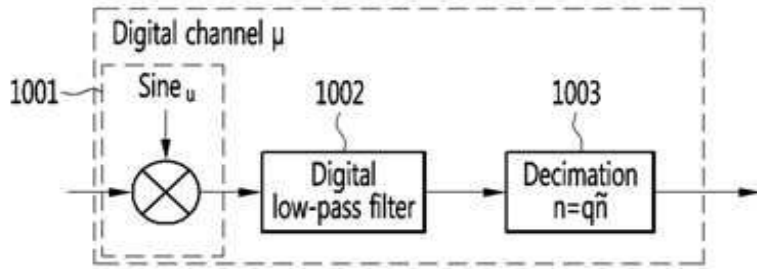
도면8



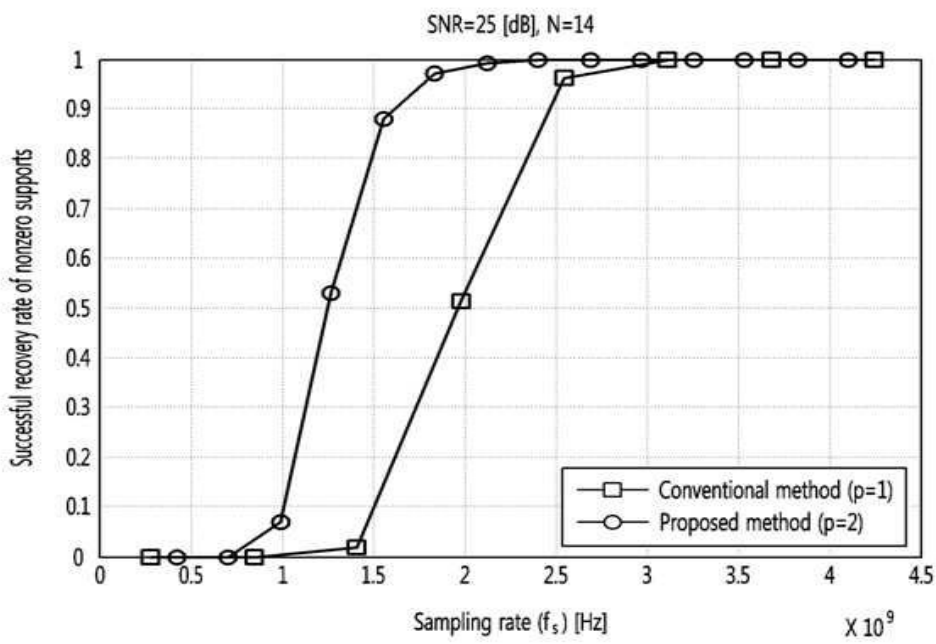
도면9



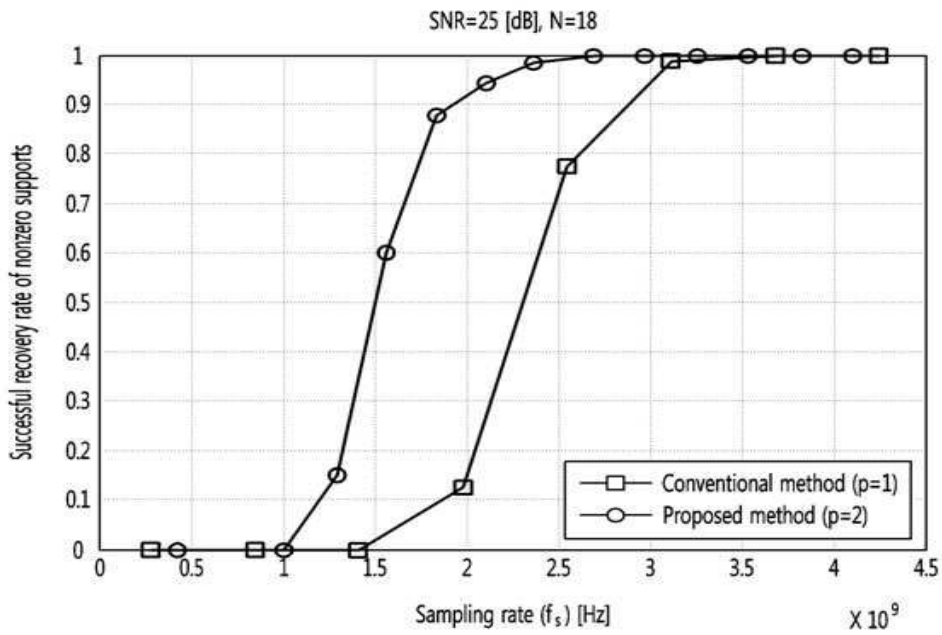
도면10



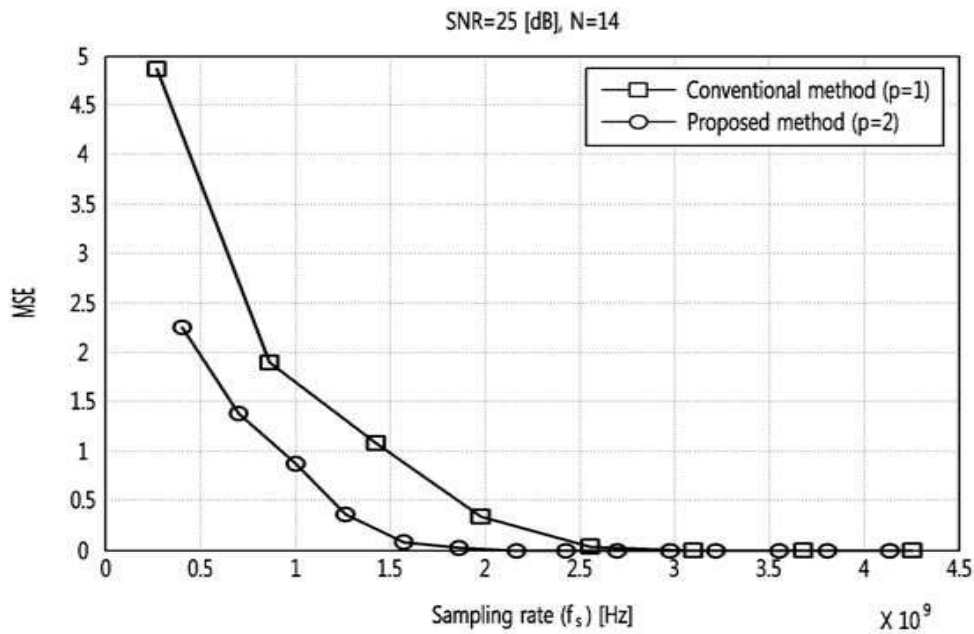
도면11



도면12



도면13



도면14

