(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2018년11월30일
(11) 등록번호 10-1924206
(24) 등록일자 2018년11월26일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
G01S 19/30 (2010.01) *G01C 21/20* (2006.01)
(52) CPC특허분류
G01S 19/30 (2013.01)
G01C 21/20 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2017-0154618
(22) 출원일자 2017년11월20일
심사청구일자 2017년11월20일
(56) 선행기술조사문헌
KR1020160114130 A*
KR101432740 B1
KR1020110132203 A
JP2011237386 A
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
엘아이지넥스원 주식회사
경기도 용인시 기흥구 마북로 207 (마북동)
충남대학교산학협력단
대전광역시 유성구 대학로 99 (궁동, 충남대학교)
(72) 발명자
안재민
경기도 용인시 기흥구 보정로 30, 126동 602호 (보정동, 행원마을동아솔레시티아파트)
이철수
경기도 용인시 기흥구 새천년로 27, 204동 802호 (신갈동, 녹원마을새천년그린빌2단지아파트)
(뒷면에 계속)
(74) 대리인
특허법인우인

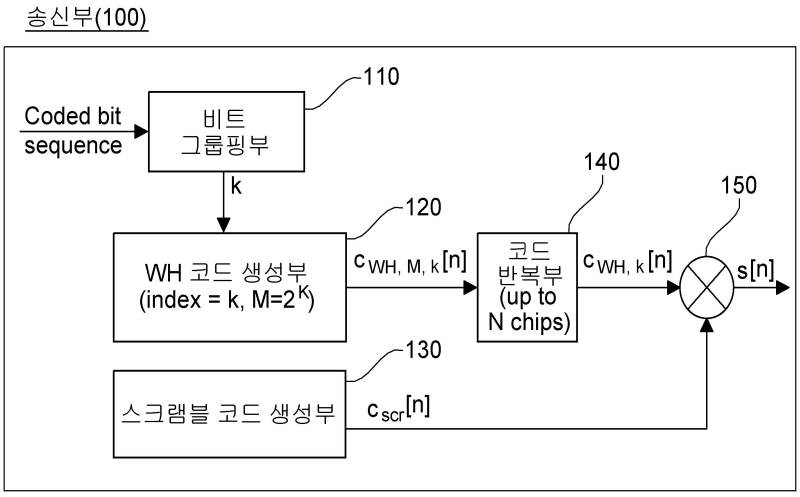
전체 청구항 수 : 총 12 항 심사관 : 변영석

(54) 발명의 명칭 **WH 코드기반 항법위성 데이터 전송방법 및 시스템**

(57) 요 약

본 발명은 WH 코드를 이용하여 직교 변조 심볼을 표현함으로써 파일롯 신호를 배제함에 따라 송신 신호 전체 전력을 WH 코드 송신에 할당할 수 있는 WH 코드기반 항법위성 데이터 전송방법을 제안한다.

대 표 도 - 도1



(72) 발명자

부성춘

경기도 용인시 기흥구 죽전로27번길 14-16, 302호 (보정동)

김도경

서울특별시 양천구 목동중앙서로 37, 107동 801호 (목동, 목동금호어울림아파트)

공지예외적용 : 있음

명 세 서

청구범위

청구항 1

항법위성 데이터의 전송을 위한 신호 생성기가 WH 코드 기반의 직교 변조를 통해 변조 심볼을 생성하는 단계;

수신기가 상기 변조 심볼을 수신하기 위해 수신신호에 대응하는 전송 채널을 모델링하는 단계; 및

상기 변조 심볼을 수신하여 다중경로 채널별로 신호 복조를 실행하는 단계를 포함하되,

상기 전송 채널을 모델링하는 단계는, 상기 수신기 주변의 반사체 분포에 따라 다중 경로 채널 환경에 노출되는 경우, 다중 경로 채널의 복소수 이득 및 수신 지연 시간을 고려하여 상기 수신 신호를 산출하는 것을 특징으로 하는 WH 코드기반 항법위성 데이터 전송방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 변조 심볼을 생성하는 단계는,

송신 비트들을 소정 단위로 그룹화하고, 그룹화된 단위를 이용하여 인덱스 값으로 변환하는 단계;

상기 인덱스 값에 기반하여 월시-아다마르(WH) 코드를 생성하는 단계;

상기 WH 코드를 상기 변조 심볼의 길이에 맞추기 위해 코드 반복 복사를 수행하는 단계;

상기 반복 복사된 WH 코드 신호에 의한 주기적 스펙트럼 제거를 위해 이진 랜덤 코드를 발생하여 스크램블 코드를 생성하는 단계; 및

상기 스크램블 코드를 상기 반복 복사된 WH 코드와 일대일로 연산하여, WH 코드 기반 직교변조 신호를 송신신호로서 생성하는 단계;를 포함하는 것을 특징으로 하는 WH 코드기반 항법위성 데이터 전송방법.

청구항 3

제 2 항에 있어서,

상기 송신 비트들은 K-비트 단위로 그룹화하고, 0에서 2^K-1 사이의 인덱스 값으로 변환하며, 상기 인덱스 값에 기반하여 2^K 길이의 WH 코드를 생성하고, 상기 WH 코드에 대해 상기 변조 심볼의 길이인 N_{WH}에 맞추기 위한 코드 반복복사를 수행하고, N_{WH} 길이의 이진 랜덤 코드를 발생하는 것을 특징으로 하는 WH 코드기반 항법위성 데이터 전송방법.

청구항 4

제 3 항에 있어서,

상기 2^K 길이의 WH 코드를 생성하는 단계는,

상기 생성되는 WH 코드의 인덱스는 상기 0에서 2^K-1 사이의 인덱스 값에 의해 결정되며, 상기 생성된 WH 코드는 1, 0 또는 +1, -1의 이진값을 갖는 것을 특징으로 하는 WH 코드기반 항법위성 데이터 전송방법.

청구항 5

제 2 항에 있어서,

상기 스크램블 코드를 상기 반복 복사된 WH 코드와 일대일로 연산하는 단계는,

상기 WH 코드와 상기 스크램블 코드를 일대일로 곱하는 연산이고, 이진 코드의 값이 1, 0으로 표현될 경우 상기

곱하는 연산은 XOR 연산으로 대치되는 것을 특징으로 하는 WH 코드기반 항법위성 데이터 전송방법.

청구항 6

제 2 항에 있어서,

상기 스크램블 코드로서 생성되는 이진 랜덤코드는,

골드코드, 카사미 코드 및 수도 랜덤 노이즈(PRN) 코드 특성을 갖는 코드 중 적어도 하나인 것을 특징으로 하는 WH 코드기반 항법위성 데이터 전송방법.

청구항 7

삭제

청구항 8

제 1 항에 있어서,

상기 변조 심볼을 수신하는 단계는,

i-번째 변조 심볼 구간에 수신된 상기 변조 심볼을 검출하기 위해, 상기 수신기에서 수신된 신호와 2^K개의 후보 심볼 간의 상관연산을 수행하여 상관값을 구하는 단계; 및

상기 상관값들 중 최대 상관값을 갖는 후보 심볼을 선택함으로써, 상기 변조 심볼의 복조를 완성하는 단계;를 포함하는 것을 특징으로 하는 WH 코드기반 항법위성 데이터 전송방법.

청구항 9

제 8 항에 있어서,

상기 각각의 다중 경로 채널 성분에 대한 2^K개의 상관값들의 크기는 다른 채널 경로에서 얻어진 상관값들의 크기와 합해져 등가이득결합(EGC) 결과를 생성하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 WH 코드기반 항법위성 데이터 전송방법.

청구항 10

제 8 항에 있어서, 상기 상관연산을 수행하는 단계 이전에,

상기 다중 경로 채널 성분에 대한 스크램블 코드 영향을 제거하는 디스크램블링 연산 단계; 및

반복 생성된 WH 코드에 대한 평균화 연산을 수행하는 단계;를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 WH 코드기반 항법위성 데이터 전송방법.

청구항 11

WH 코드 기반의 직교 변조를 통해 변조 심볼을 생성하는 송신기; 및

상기 변조 심볼을 수신하기 위해 수신신호에 대응하는 전송 채널을 모델링하고, 상기 변조 심볼을 수신하여 다중경로 채널별로 신호 복조를 실행하는 수신기;를 포함하되,

상기 수신기는, 주변의 반사체 분포에 따라 다중 경로 채널 환경에 노출되는 경우, 다중 경로 채널의 복소수 이득 및 수신 지연 시간을 고려하여 상기 수신 신호를 산출하는 것을 특징으로 하는 WH 코드기반 항법위성 데이터 전송 시스템.

청구항 12

제 11 항에 있어서,

상기 송신기는,

송신 비트들을 K-비트 단위로 그룹화하여 인덱스 값으로 변환하는 비트 그룹핑부;

상기 인덱스 값에 기반하여 2^K 길이의 월시-아다마르(WH) 코드를 생성하는 WH 코드 생성부;

WH 코드를 상기 변조 심볼의 길이인 N_{WH}에 맞추기 위한 코드 반복복사를 수행하는 코드 생성 반복부;

반복 복사된 WH 코드 신호에 의한 주기적 스펙트럼 제거를 위해 N_{WH} 길이의 이진 랜덤 코드를 발생하여 스크램블 코드를 생성하는 스크램블 코드 생성부; 및

상기 스크램블 코드를 상기 반복 복사된 WH 코드와 일대일로 로직 연산하여, WH 코드 기반 직교변조 신호인 송신신호를 생성하는 로직 연산부;를 포함하는 것을 특징으로 하는 WH 코드기반 항법위성 데이터 전송 시스템.

청구항 13

제 11 항에 있어서,

상기 수신기는,

미리 지정된 지연시간만큼의 시간 지연을 추가하는 신호 지연부;

미리 설정된 스크램블코드를 수신 신호 샘플과 일대일로 곱하여 스크램블 코드 영향을 제거하는 디스크램블러부;

반복 생성된 WH 코드들에 대해 평균화를 실행하는 반복 생성된 코드 누적 평균부;

변조 심볼을 검출하기 위해 2K개의 후보 WH 코드와 수신된 2^K 길이의 코드 간의 상관연산을 수행하는 상관 연산부; 및

상기 상관연산에 의한 상관값들 중 최대 상관값을 갖는 후보 심볼을 선택함으로써, 상기 변조 심볼의 복조를 완성하는 최적 결합 및 심볼 결정부를 포함하는 것을 특징으로 하는 WH 코드기반 항법위성 데이터 전송 시스템.

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 WH 코드기반 항법위성 데이터 전송방법에 관한 것이다. 보다 상세하게는, WH 코드를 이용하여 직교변조 심볼을 표현하여 파일롯 신호를 배제함에 따라 송신 신호 전체 전력을 WH 코드 송신에 할당할 수 있는 WH 코드기반 항법위성 데이터 전송방법에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] GPS(Global Positioning System), Galileo, COMPASS 등의 광역위성항법시스템(Global Navigation Satellite System, GNSS)의 활용이 증가하면서 민간 및 군사용의 다양한 위성 항법 활용 서비스들이 나타나고 있다.

[0003] 이에 따라 단순 측위를 위한 항법 데이터 위한 항법 데이터 전송 용도 이외에 다른 부가 서비스를 위한 데이터 전송에 대한 요구도 점진적으로 증가하고 있으며 이는 항법 위성에서 전송하는 데이터 전송 속도의 증가를 요구하고 있다.

[0004] 항법위성의 데이터 전송속도는 일반적으로 50-150bps 수준으로서 측위를 위한 정보전달을 목적으로 한다.

[0005] 이에 비하여 일본의 QZSS(Quasi-Zenith Satellite System)는 PPP(Precise Point Positioning) 서비스를 위한 데이터를 항법위성을 통해서 전송하기 위하여 LEX(L-band EXperimental) 신호를 새로 제안하였으며 채널 전송속도 2000 bps를 달성하였다.

[0006] LEX 신호는 2000bps의 채널 전송속도 달성을 위하여 직교 변조 방식의 일종인 CSK(Cyclic Shift Keying)를 채용하였으며 수신 성능 개선을 위하여 오류정정부호인 RS코드를 적용하였다. LEX 신호는 직교 변조의 특성과 오류정정부호의 적용에 따라 전송 속도 증가에 따른 채널 파워의 증가를 최소화하도록 하였다.

[0007] 그러나 LEX 신호에서 채용하고 있는 CSK방식은 정보 표현을 위한 심볼을 기본 코드의 순환이동(cyclic shift) 양으로서 표시하기 때문에 심볼 복조를 위한 기준 타이밍 획득을 위한 파일롯 신호를 전송해야 한다.

[0008] 이는 심볼 복조에 있어서 전력 오버헤드가 크다는 문제점을 내포한다.

[0009] 또한 기준 타이밍 획득 이후에도 심볼 복조를 위해 가능한 모든 순환이동 값에 대한 상관연산을 수행해야 하므로 수신기 복잡도가 높아진다는 문제점도 존재한다.

[0010] <LEX CSK 변조 심볼의 생성 및 복조>

[0011] 1.1 변조 심볼의 생성

[0012] LEX CSK 신호의 생성과정을 설명하기 위하여 다음과 같은 기본 신호들을 정의한다. $c_{CSK}[n](0 \leq n < N)$은 CSK 변조를 위한 기본 코드로서 주기 N을 갖는다. LEX CSK는 초당 250 심볼을 5.115 Mcps로 전송하도록 설계되어 있어 심볼주기 4msec, 심볼당 칩수는 20460 칩이다.

[0013] 여기서, n은 이산시간을 나타내는 시간변수이고, 기본 코드의 주기 N은 10230의 값을 갖는다.

[0014] 다만 LEX CSK가 파일롯과 데이터 코드가 멀티플렉싱됨으로 인하여 N의 값으로 20460 칩의 절반인 10230을 사용한다.

[0015] $c_{CSK,i}[n](0 \leq n < N)$은 CSK 변조된 i-번째 송신 심볼로서 $c_{CSK,i}[n]= c_{CSK}[(n+d_i)\%N]$과 같은 관계식으로 나타난다. 여기서 d_i는 i-번째 송신 심볼을 구성하는 K-비트를 자연수로 표현한 값으로서 $[0, 2^K-1]$의 값을 갖고 %는 N으로 나눈 나머지 값을 나타내는 modulo 연산을 표시한다. 이에 따라 $c_{CSK,i}[n]$은 d_i만큼 순환이동된 기본 코드를 나타낸다.

[0016] LEX CSK에서는 K=8을 사용한다. 서술의 편의를 위하여 $d_i=i$로 가정한다. $c_P[n]$은 CSK 신호의 동기 획득을 위한 파일롯 코드로서 LEX CSK에서는 410msec의 주기를 갖는 장주기 코드이지만 설명의 단순화를 위하여 CSK 기본코드와 동일한 주기 N을 갖는 것으로 가정한다.

[0017] LEX CSK의 데이터 코드와 파일롯 코드는 매 칩 단위로 멀티플렉싱 되어 송신된다. 이상에서 정의한 기본신호들을 이용하여 i-번째 송신 심볼 구간에서의 송신신호 s[n]을 정의하면 다음의 식과 같이 표현할 수 있다.

[0018] $s[2n]=c_{CSK,i}[n]$, n= 0, 1, ... , N-1

[0019] $s[2n+1]=c_P[n]$, n= 0, 1, ... , N-1

[0020] 1.2 수신 신호 모델링

[0021] 앞에서 서술한 방식으로 생성된 LEX CSK 신호를 수신하는 과정에서 수신기 주변의 반사체 분포에 따라 다중 경로 채널 환경에 노출될 수 있고 이에 따라 수신되는 신호 r[n]은 다중 경로 수신채널의 특성에 따라 다음과 같이 모델링될 수 있다.

$$r[n] = \sum_{l=0}^{L-1} g_l s[n-\tau_l] + w[n]$$

[0022]

[0023] 여기서, r[n]은 이산시간의 시간변수에 따른 수신신호를 의미하고, g_l은 l-번째 수신 경로의 복소수 이득, τ_l은 수신 지연 시간을 나타내며, 서술의 편의상 $\tau_0 \leq \tau_1 \leq \cdots \leq \tau_{L-1}$와 같은 대소관계를 갖는다고 가정하고 τ_0는 0으로 가정하고, L은 구분 가능한 다중 경로의 개수를 나타내며, w[n]은 수신기 입력단에서 발생하는 열잡음으로써 가산성 백색잡음(Additive White Gaussian Noise, AWGN)의 통계적 특성을 보이며 평균 0, 잡음전력밀도 No를 갖는다.

[0024] 다중경로 채널에서의 신호증폭 및 감쇄는 없다고 가정하기 위하여 다음과 같은 복소수 이득에 대한 가정을 둔다.

[0025] $$E\left\{\sum_{l=0}^{L-1}|g_l|^2\right\}=1$$

[0026] 여기서, E{ }는 평균값을 구하는 함수이고, g_l는 l-번째 다중 경로의 경로이득을 나타낸다.

[0027] LEX CSK 송신신호는 5.115Mcps의 칩율로 설계되어 있기 때문에 한 칩의 주기에 해당하는 약 0.2 마이크로초 이상의 시간 지연 차이를 보이는 다중 경로는 서로 구분되는 신호로서 수신된다.

[0028] 이는 수신기 주변의 반사체에 의하여 약 60미터 이상의 경로차이를 갖는 반사신호가 생성된다면 수신기에서는 한 칩의 경계를 넘어서는 반사 신호가 수신된다는 의미로서 지상 구조물 및 수신기의 동작 환경을 고려할 때 수신 신호의 모델링 식에서 가정하고 있는 다중 경로 채널은 LEX CSK 수신기에서 일상적으로 마주칠 수 있는 상황이라고 할 수 있다.

[0029] 1.3 LEX CSK 신호의 복조

[0030] 수신된 LEX CSK 신호에 대한 복조 과정을 설명하기 위하여 파일롯 신호를 이용한 신호 획득 및 동기 추적이 완벽하게 이루어졌다고 가정한다.

[0031] 수신기에서의 CSK 신호 복조는 i-번째 심볼 구간에 수신된 CSK 심볼이 어떤 것인지를 검출하는 과정으로서 수신된 신호와 2^K개의 후보 심볼간의 상관값을 구하고 이들 중 최대 상관값을 갖는 후보 심볼을 선택하는 것이다.

[0032] 수신기는 후보 심볼 신호와의 상관 연산을 위하여 파일롯 신호와 멀티플렉싱되어 있는 수신신호로부터 CSK 변조된 신호부분만을 추출하여 상관연산을 수행한다. 또한 다중 경로로 수신된 신호에 대하여 각 경로별 신호에 대한 상관연산과 그 결과들을 결합하는 과정도 필요하게 된다.

[0033] 다중 경로 채널로 수신된 신호 성분을 모두 결합하기 위한 최적 수신기로서 최대비결합(maximal ratio combining, MRC)을 적용한 RAKE 수신기를 적용하면 다음의 식과 같은 결합신호를 얻을 수 있다.

[0034] $$\begin{aligned} y[k] &= \sum_{n=0}^{N-1}\left[\sum_{m=0}^{L-1} g_m^* r[2n+\tau_m]\right] c_{CSK,k}[n] \\ &= \sum_{m=0}^{L-1} g_m^* \sum_{n=0}^{N-1} r[2n+\tau_m] c_{CSK,k}[n] \end{aligned}$$

[0035] 여기서, y[k]는 L개의 경로를 거쳐 수신된 신호 r[n]에 대하여 각각의 경로별 지연시간 τ_m에서 복소수 경로이득의 켤레복소수인 g_m^*을 곱하여 채널의 이득과 위상을 보상한 결합신호에 대하여 k-번째 후보 심볼의 코드를 이용하여 상관연산을 수행한 결과이다. 또한, $c_{CSK,k}[n]= c_{CSK}[(n+k)\%N]$은 CSK의 기본코드를 k만큼 순환이동한 후보 코드로서 수신된 CSK 심볼이 k의 순환 이동값을 나타내는지 여부를 판정하기 위한 상관연산에 이용된다. k는 $[0, 2^K-1]$ 범위의 정수 값을 갖는다. CSK 수신기는 상기의 결합신호 식의 y[k]들 중 최대값을 나타내는 인덱스 k를 결정함으로써 아래 식과 같이 심볼 복조를 완성한다.

[0036] $di_{est}=argmax\{y[k]\}$

[0037] 한국등록특허 제10-1432740호는 항법위성 송신기 및 수신기에 대하여 기술하고 있으며, PRN 코드를 생성하고, PRN 코드를 변조하여 변조 심볼을 출력하는 기법에 대해 개시하고 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0038] 본 발명은 상기한 문제점을 해결하기 위해 안출된 것으로서, 월시-하다마다(Walsh-Hadamard, WH) 코드를 이용하여 직교 변조 심볼을 표현하여 모든 WH 코드가 동일한 시작 위치를 가지게 되어 파일롯 신호를 배제하는 방식을 제안함을 목적으로 한다.

[0039] 또한 본 발명은 고속의 월시-하다마드 변환(Fast Walsh-Hadamard Transform, FWHT)을 통하여 수신한 직교 변조

심볼을 검출함으로써 심볼 복조를 위한 수신기 복잡도 증가를 최소화할 수 있는 항법위성 데이터 전송방법을 제안함을 목적으로 한다.

[0040] 그러나 본 발명의 목적은 상기에 언급된 사항으로 제한되지 않으며, 언급되지 않은 또 다른 목적들은 아래의 기재로부터 당업자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

과제의 해결 수단

[0041] 본 발명은 상기한 목적을 달성하기 위해 안출된 것으로서, 항법위성 데이터의 전송을 위한 신호 생성기가 WH 코드 기반의 직교 변조를 통해 변조 심볼을 생성하는 단계와, 수신기가 상기 변조 심볼을 수신하기 위해 수신신호에 대응하는 전송 채널을 모델링하는 단계 및 상기 변조 심볼을 수신하여 다중경로 채널별로 신호 복조를 실행하는 단계를 포함하는 WH 코드기반 항법위성 데이터 전송방법을 제안한다.

[0042] 바람직하게는, 상기 변조 심볼을 생성하는 단계는, 송신 비트들을 K-비트 단위로 그룹화하고, 0에서 2^K-1 사이의 인덱스 값으로 변환하는 단계와, 상기 인덱스 값에 기반하여 2^K 길이의 월시-아다마르(WH) 코드를 생성하는 단계와, 상기 WH 코드에 대해 상기 변조 심볼의 길이인 N_{WH}에 맞추기 위한 코드 반복복사를 수행하는 단계와, N_{WH} 길이의 이진 랜덤 코드를 발생하여 스크램블 코드를 생성하는 단계 및 상기 스크램블 코드를 상기 반복 복사된 WH 코드와 일대일로 연산하여, WH 코드 기반 직교변조 신호를 송신신호로서 생성하는 단계를 포함한다.

[0043] 바람직하게는, 2^K 길이의 WH 코드를 생성하는 단계는 상기 생성되는 WH 코드의 인덱스는 상기 0에서 2^K-1 사이의 인덱스 값에 의해 결정되며, 상기 생성된 WH 코드는 1, 0 또는 +1, -1의 이진값을 갖는다.

[0044] 바람직하게는, 상기 스크램블 코드를 상기 반복 복사된 WH 코드와 일대일로 연산하는 단계는 상기 WH 코드와 상기 스크램블 코드를 일대일로 곱하는 연산이고, 이진 코드의 값이 1, 0으로 표현될 경우 상기 곱하는 연산은 XOR 연산으로 대치된다.

[0045] 바람직하게는, 상기 스크램블 코드로서 생성되는 이진 랜덤코드는 골드코드, 카사미 코드 및 수도 랜덤 노이즈(PRN) 코드 특성을 갖는 코드 중 적어도 하나이다.

[0046] 바람직하게는, 상기 전송 채널을 모델링하는 단계는 상기 수신기 주변의 반사체 분포에 따라 다중 경로 채널 환경에 노출되는 경우, 다중 경로 수신 채널의 상기 복소수 이득 및 수신 지연 시간을 고려하여 상기 수신 신호를 산출한다.

[0047] 바람직하게는, 상기 변조 심볼을 수신하는 단계는 i-번째 변조 심볼 구간에 수신된 상기 변조 심볼을 검출하기 위해, 상기 수신기에서 수신된 신호와 2^K개의 후보 심볼 간의 상관연산을 수행하여 상관값을 구하는 단계 및 상기 상관값들 중 최대 상관값을 갖는 후보 심볼을 선택함으로써, 상기 변조 심볼의 복조를 완성하는 단계를 포함한다.

[0048] 바람직하게는, 상기 각각의 다중 경로 채널 성분에 대한 2^K개의 상관값들의 크기는 다른 채널 경로에서 얻어진 상관값들의 크기와 합해져 등가이득결합(EGC) 결과를 생성하는 단계를 더 포함한다.

[0049] 바람직하게는, 상기 상관연산을 수행하는 단계 이전에 상기 다중 경로 채널 성분에 대한 스크램블 코드 영향을 제거하는 디스크램블링 연산 단계 및 상기 반복 생성된 WH 코드에 대한 평균화 연산을 수행하는 단계를 더 포함한다.

[0050] 또한, 본 발명은 WH 코드 기반의 직교 변조를 통해 변조 심볼을 생성하는 송신기 및 상기 변조 심볼을 수신하기 위해 수신신호에 대응하는 전송 채널을 모델링하고, 상기 변조 심볼을 수신하여 다중경로 채널별로 신호 복조를 실행하는 수신기를 포함하는 항법위성 데이터 전송 시스템을 제안한다.

[0051] 바람직하게는, 송신기는 송신 비트들을 K-비트 단위로 그룹화하여 인덱스 값으로 변환하는 비트 그룹핑부와, 상기 인덱스 값에 기반하여 2^K 길이의 월시-아다마르(WH) 코드를 생성하는 WH 코드 생성부와, WH 코드를 상기 변조 심볼의 길이인 N_{WH}에 맞추기 위한 코드 반복복사를 수행하는 코드 생성 반복부와, 상기 반복 생성된 WH 코드 신호에 의한 주기적 스펙트럼 제거를 위해 N_{WH} 길이의 이진 랜덤 코드를 발생하여 스크램블 코드를 생성하는 스크램블 코드 생성부 및 상기 스크램블 코드를 상기 반복 복사된 WH 코드와 일대일로 로직 연산하여, WH 코드 기반 직교변조 신호인 송신신호를 생성하는 로직 연산부를 포함한다.

[0052] 바람직하게는, 상기 수신기는 미리 지정된 지연시간만큼의 시간 지연을 추가하는 신호 지연부와, 미리 설정된 스크램블코드를 수신 신호 샘플과 일대일로 곱하여 스크램블 코드 영향을 제거하는 디스크램블러부와, 상기 반복 생성된 WH 코드들에 대해 평균화를 실행하는 반복 생성된 코드 누적 평균부와, 변조 심볼을 검출하기 위해 2^K 개의 후보 WH 코드와 수신된 2^K 길이의 코드 간의 상관연산을 수행하는 상관 연산부 및 상기 상관연산에 의한 상관값들 중 최대 상관값을 갖는 후보 심볼을 선택함으로써, 상기 변조 심볼의 복조를 완성하는 최적 결합 및 심볼 결정부를 포함한다.

발명의 효과

[0053] 본 발명은 월시-하다마다(Walsh-Hadamard, WH) 코드를 이용하여 직교 변조 심볼을 표현함으로써 모든 WH 코드가 동일한 시작 위치를 가지게 되어 파일롯 신호를 배제하여, 송신 신호 전체 전력을 WH 코드 송신에 할당하는 효과를 얻을 수 있다.

[0054] 또한, 본 발명은 고속의 월시-하다마드 변환(Fast Walsh-Hadamard Transform, FWHT)을 통하여 수신한 직교 변조 심볼을 검출함으로써 심볼 복조를 위한 수신기 복잡도 증가를 최소화하며, 수신기에서의 프로세싱 이득을 배로 얻을 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0055] 도 1은 본 발명의 실시 예에 따른 항법위성 데이터 전송 시스템의 송신기의 개략적인 구성을 도시하는 블록도이다.

도 2는 본 발명의 실시 예에 따른 항법위성 데이터 전송 시스템의 수신기의 개략적인 구성을 도시하는 블록도이다.

도 3은 종래 기술의 LEX CSK 방식의 SER 성능을 나타내는 그래프이다.

도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 WH 코드 기반 직교 변조 방식의 SER 성능을 나타내는 그래프이다.

도 5는 본 발명의 실시 예에 따른 WH 코드 기반 직교 변조 기법의 다중 경로 수신 성능을 MRC 수신기에서 나타내는 그래프이다.

도 6은 본 발명의 실시 예에 따른 WH 코드기반 항법위성 데이터 전송방법을 설명하기 위한 순서도이다.

도 7은 본 발명의 실시 예에 따른 변조 심볼을 생성하는 방법을 상세히 설명하기 위한 순서도이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0056] 이하, 본 발명의 바람직한 실시예를 첨부된 도면들을 참조하여 상세히 설명한다. 우선 각 도면의 구성요소들에 참조 부호를 부가함에 있어서, 동일한 구성요소들에 대해서는 비록 다른 도면상에 표시되더라도 가능한한 동일한 부호를 가지도록 하고 있음에 유의해야 한다. 또한, 본 발명을 설명함에 있어, 관련된 공지 구성 또는 기능에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명은 생략한다. 또한, 이하에서 본 발명의 바람직한 실시예를 설명할 것이나, 본 발명의 기술적 사상은 이에 한정하거나 제한되지 않고 당업자에 의해 변형되어 다양하게 실시될 수 있음은 물론이다.

[0057] 본 발명에서는 월시-하다마다(Walsh-Hadamard, WH) 코드를 이용하여 직교 변조 심볼을 표현하여 모든 WH 코드가 동일한 시작 위치를 가지게 되어 파일롯 신호를 배제함으로써, 송신 신호 전체 전력을 WH 코드 송신에 할당할 수 있는 항법위성 데이터 전송방식을 제안한다.

[0058] 또한, 본 발명은 고속의 월시-하다마드 변환(Fast Walsh-Hadamard Transform, FWHT)을 통하여 수신한 직교 변조 심볼을 검출함으로써 심볼 복조를 위한 수신기 복잡도 증가를 최소화하며, 수신기에서의 프로세싱 이득을 배로 얻을 수 있다.

[0059] 이하 본 발명에 대하여 자세하게 설명하기로 한다.

[0060] 도 1은 본 발명의 실시 예에 따른 항법위성 데이터 전송 시스템의 송신기의 개략적인 구성을 도시하는 블록도이다.

[0061] 도 1을 참조하면, 본 발명의 실시 예에 따른 항법위성 데이터 전송 시스템의 송신기(100)는 비트 그룹핑부

(110), WH 코드 생성부(120), 코드 (생성) 반복부(130), 스크램블 코드 생성부(140) 및 로직 연산부(150)를 포함하여 구성된다.

[0062] 비트 그룹핑부(110)는 송신 비트들을 K-비트 단위로 그룹화하고, 0에서 2^K-1 사이의 인덱스 값으로 변환하여, 출력되는 인덱스 값을 WH 코드 생성부(120)에 입력시킨다.

[0063] WH 코드 생성부(120)는 상기 인덱스 값에 기반하여 2^K 길이의 월시-하다마드(WH) 코드를 생성한다. 이 때 생성되는 코드의 인덱스는 전단의 비트 그룹핑부(110)에서 출력하는 인덱스 값에 의해 결정된다. 생성된 코드는 1, 0 또는 +1, -1 의 이진값을 갖는다.

[0064] 코드 (생성) 반복부(130)는 WH 코드를 상기 변조 심볼의 길이인 N_{WH}에 맞추기 위한 코드 반복복사를 수행한다. 즉, 2^K 길이의 코드를 N_{WH} 길이로 맞추기 위한 코드 반복복사를 수행하고, 최종 반복부분에서는 Walsh-Hadamard 코드의 앞쪽 일부분에 대한 반복복사를 수행하여 N_{WH} 길이에 맞춘다.

[0065] 스크램블 코드 생성부(140)는 반복 생성된 WH 코드 신호에 의한 주기적 스펙트럼 제거를 위해 N_{WH} 길이의 이진 랜덤 코드를 발생하여 스크램블 코드를 생성한다.

[0066] 그리고, 로직 연산부(150)에서 스크램블 코드를 상기 반복 복사된 WH 코드와 일대일로 로직 연산하여, WH 코드 기반 직교변조 신호인 송신신호를 생성한다. 여기서, 상기 로직 연산은 상기 WH 코드와 상기 스크램블 코드를 일대일로 곱하는 연산이고, 이진 코드의 값이 1, 0으로 표현될 경우 상기 곱하는 연산은 XOR 연산으로 대치된다. 상기 스크램블 코드로서 생성되는 이진 랜덤코드는 골드코드, 카사미 코드 및 수도 랜덤 노이즈(PRN) 코드 특성을 갖는 코드 중 적어도 하나일 수 있다.

[0067] 도 2는 본 발명의 실시 예에 따른 항법위성 데이터 전송 시스템의 수신기의 개략적인 구성을 도시하는 블록도이다.

[0068] 도 2를 참조하면, 본 발명의 실시 예에 따른 항법위성 데이터 전송 시스템의 수신기(200)는 신호 지연부(210, 211), 디스크램블러부(220, 221, 222), 반복 생성된 코드 누적 평균부(230, 231, 232), 상관 연산부(240, 241, 242) 및 최적결합 및 심볼 결정부(250)를 포함하여 구성된다.

[0069] 신호 지연부(210, 211)는 수신기(200)로 입력된 신호에 미리 지정된 지연시간만큼의 시간 지연을 추가하는 역할을 하고 수신신호에 대한 샘플링 과정이후에 적용되는 기능이므로 시간 지연의 추가는 버퍼, 레지스터 등의 메모리 소자를 다단으로 설치하는 형태로 구성된다.

[0070] 디스크램블러부(220, 221, 222)는 수신신호의 스크램블된 코드를 역으로 풀어주는 기능을 수행한다. 이를 위해, 수신기(200)에서 생성하는 미리 설정된 스크램블코드를 입력 신호 샘플과 일대일로 곱해주어 스크램블 코드 영향을 제거한다.

[0071] 반복 생성된 코드 누적 평균부(230, 231, 232)는 디스크램블된 수신신호가 2^K길이의 WH 코드가 반복 생성된 신호이기 때문에, 반복 생성된 WH 코드들에 대해 평균화를 실행함으로써 신호전력대 잡음전력비를 높인다. 이때, 다중 경로 채널별로 디스크램블링 연산과 반복 생성된 WH 코드에 대한 평균화 연산을 수행한다.

[0072] 상관 연산부(240, 241, 242)는 2^K개의 후보 WH 코드와 수신된 2^K 길이의 코드 간의 상관연산을 수행하는데 이를 위해 WH 코드의 구조적 특징을 이용하여 고속연산을 수행하는 구조로 구성된다. 고속 연산 구조는 일반적인 버터플라이 구조 및 이와 유사한 형태의 고속 연산기로 구현될 수 있다.

[0073] 구체적으로, 상관 연산부(240, 241, 242)는 i-번째 변조 심볼 구간에 수신된 변조 심볼을 검출하기 위해, 수신기(200)에서 수신된 신호와 2^K개의 후보 심볼 간의 상관연산을 수행하여 상관값을 구한다.

[0074] 최적 결합 및 심볼 결정부(250)는 상기 상관연산에 의한 상관값들 중 최대 상관값을 갖는 후보 심볼을 선택함으로써, 상기 변조 심볼의 복조를 완성한다.

[0075] 이하에서는 상술한 WH 코드기반 항법위성 데이터 전송 시스템에 기반하여 WH 코드기반 항법위성 데이터를 전송하는 방법에 대해 자세히 서술하기로 한다.

[0076] <WH 코드 기반 직교 변조 심볼의 생성 및 복조>

[0077] 2.1 변조 심볼의 생성

[0078] 본 발명의 WH 코드 기반 직교 변조 방식을 종래 기술의 LEX CSK 변조 방식과 비교하기 위하여 후자의 방식과 동일한 칩율 및 데이터 전송속도 파라미터를 갖는 변조 심볼 생성 방식을 제시한다.

[0079] 먼저, 직교 변조 심볼로서의 코드는 WH 행렬의 각각의 행으로 표시할 수 있으므로 이 행렬의 생성을 위한 기본 방식을 수학식 1과 같이 제시한다.

수학식 1

[0080]
$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

$$H_{2M} = \begin{bmatrix} H_M & H_M \\ H_M & -H_M \end{bmatrix}, \qquad M = 2^n \ (n = 1, 2, \ldots)$$

[0081] 여기서, H_{2M}는 직교 변조 심볼을 나타내고, 수학식 1과 같은 방식으로 생성된 M×M WH 행렬의 (k+1)번째 행(k=0, 1, ..., M-1)라 하면 LEX CSK와 동일한 전송 파라미터 설정 원칙에 따라 M은 256의 값을 갖게 된다. 이때 WH 코드로 생성된 심볼주기는 초당 250 심볼 전송을 가정할 때 4msec가 되고 이는 5.115Mcps의 칩율 기준으로 20460 칩이 한 심볼을 구성하게 된다. 이에 따라 256 칩 길이의 $c_{WH,M,k}[n]$을 20460 칩 길이에 맞추어 반복적으로 전송하게 되고 이때 발생하는 규칙성을 제거하기 위하여 송신신호에 대한 스크램블링이 필요하다.

[0082] 이를 위한 스크램블 코드를 $c_{scr}[n]$(n=0, 1, ..., N_{WH}-1)으로 정의한다. 여기서 N_{WH}는 WH 코드 기반 직교 변조 심볼의 길이를 나타내며 4msec 시간 구간의 칩 수인 20460의 값을 갖는다.

[0083] 송신기는 채널 부호화된 비트열을 K 비트 단위 그룹으로 묶어 [0, 2^K-1] 범위의 값을 생성하고 이를 WH 행렬의 행 인덱스로 지정하여 송신을 위한 길이 M의 직교 변조 심볼을 생성한다. 이때 전술한 바와 같이 K=8, M=256으로 정한다.

[0084] 송신신호 생성은 선택된 WH 코드를 한 심볼이 송신되는 시간 구간에 맞게 반복하고 반복 생성된 신호에 의한 주기적 스펙트럼 제거를 위해 스크램블 코드를 반복 생성된 WH 코드에 곱함으로써 이루어진다.

[0085] 도 1은 이러한 WH 코드 기반 직교 변조 심볼 생성 과정을 도시하는 송신기 블록도이다.

[0086] WH 코드의 길이인 M이 심볼길이인 N_{WH} 칩 구간에 맞추어 들어가기 위한 WH 코드 반복횟수는 N_{WH}/M (소수 부분은 WH 코드의 일부만 반복)이며 설정된 M, N_{WH}의 값에 의하여 길이 M의 WH 코드는 $\lfloor N_{WH}/M \rfloor$=79회 반복되고 $N_{WH} - M \times \lfloor N_{WH}/M \rfloor = 236$ 칩만큼 추가적인 부분반복이 이루어진다. 즉, WH 코드가 심볼길이인 N_{WH} 칩 구간에 맞추어 전송되기 위해 코드 길이가 분할되는 실행이 반복 생성된다.

[0087] 이러한 반복에 의하여 생성한 송신 코드를 $c_{WH,k}[n]$(n=0, 1, ..., N_{WH}-1)이라 하자. 이때 비트 그룹으로 생성된 송신신호의 인덱스는 k이다.

[0088] 이상의 과정에서 생성한 송신코드를 이용하여 생성한 WH 코드 기반 직교 변조 신호 S[n]은 수학식 2와 같다.

[0089] $S[n]=c_{WH,k}[n]c_{scr}[n]$

[0090] 여기서, S[n]은 n의 이산시간에 따른 WH 코드 기반 직교 변조 신호를 의미하고, $c_{WH,k}[n]$는 반복에 의하여 생성된 송신 코드를 의미하며, $c_{scr}[n]$은 스크램블 코드를 의미한다.

[0091] WH 코드 기반 직교 변조 신호는 LEX CSK와는 달리 파일롯 코드를 필요로 하지 않기 때문에 송신 신호 전체 전력을 WH 코드 송신에 할당할 수 있다. 따라서 확산변조를 위한 심볼 당의 칩수도 LEX CSK 신호의 경우보다 2배의 길이를 갖게 되고 이는 수신기에서의 프로세싱이득을 두 배로 얻을 수 있는 요인이 된다.

[0092] 2.2 수신 신호 모델링

[0093] WH 코드 기반 직교변조 신호의 수신은 LEX CSK와 동일한 전송 채널을 거쳐 이루어진다고 가정할 수 있다. 이에 따라 수신 신호에 대한 전송 채널의 모델링을 다음의 수학식 3에 제시하고 있는 모델을 적용한다.

[0094] 앞에서 서술한 방식으로 생성된 WH 코드 기반 직교 변조 신호를 수신하는 과정에서 수신기 주변의 반사체 분포에 따라 다중 경로 채널 환경에 노출될 수 있고 이에 따라 수신되는 신호 r[n]은 다중 경로 수신채널의 특성에 따라 수학식 3과 같이 모델링될 수 있다.

수학식 3

$$r[n] = \sum_{l=0}^{L-1} g_l s[n-\tau_l] + w[n]$$

[0095]

[0096] 여기서, r[n]은 이산시간의 시간변수에 따른 수신신호를 의미하고, g_l 은 l-번째 수신 경로의 복소수 이득, τ_l 은 수신 지연 시간을 나타내며, 서술의 편의상 $\tau_0 \leq \tau_1 \leq \cdots \leq \tau_{L-1}$ 와 같은 대소관계를 갖는다고 가정하고 τ_0 는 0으로 가정하고, L은 구분 가능한 다중 경로의 개수를 나타내며, w[n]은 수신기 입력단에서 발생하는 열잡음으로써 가산성 백색잡음(Additive White Gaussian Noise, AWGN)의 통계적 특성을 보이며 평균 0, 잡음전력밀도 No를 갖는다.

[0097] 다중경로 채널에서의 신호증폭 및 감쇄는 없다고 가정하기 위하여 다음과 같은 복소수 이득에 대한 가정을 둔다.

$$E\left\{\sum_{l=0}^{L-1} |g_l|^2\right\} = 1$$

[0098]

[0099] 여기서, E{ }는 평균값을 구하는 함수이고, g_l 는 l-번째 다중 경로의 경로이득을 나타낸다.

[0100] 2.3 WH 코드 기반 직교 변조 신호의 복조

[0101] WH 코드 기반 직교 변조 신호는 파일롯 신호가 없으며 이에 따라 다중 경로 채널을 통과해 수신된 신호의 다중 경로 결합은 non-coherent 방식으로 이루어져야 한다. 이는 각각의 다중 경로별 신호 복조 이후 경로의 후보 신호별 전력을 구한 후 모든 경로에 대한 전력 결합이 이루어져야 함을 의미하며 이는 준 최적 결합 방식인 등가이득결합(equal gain combining, EGC) 방식으로 이루어질 수 있다.

[0102] 각각의 다중 경로 성분에 대한 복조는 CSK의 경우와 마찬가지로 2^K개의 후보 심볼을 나타내는 기준 코드들과 수신 신호 사이의 상관연산으로 이루어지고, 이로부터 얻어진 2^K개의 상관값들의 크기는 다른 경로에서 얻어진 상관값들의 크기와 합해져 EGC 결과를 생성한다.

[0103] 각각의 다중 경로 성분에 대한 상관연산 과정이 이루어지기 전에 우선적으로 스크램블 코드의 영향을 제거하는 과정이 이루어지며 그 이후 얻어진 길이 M의 신호에 대하여 상관 연산이 이루어진다. 또한 상관연산의 후보코드가 WH 코드이기 때문에 상관연산은 길이 M의 FWHT로 구현할 수 있으며 이는 연산량 감소에 기여할 수 있다.

[0104] 신호 획득 및 동기 추적이 완벽하다고 가정한 상태에서 신호 복조 과정을 모델링해 보면 다음과 같이 나타난다.

[0105] 일차적으로 각각의 다중 경로 성분에 대한 스크램블 코드 영향 제거 연산은 다음의 수학식 4와 같이 이루어진다.

수학식 4

$$y_0[n] = r[n]c_{scr}[n]$$
$$y_1[n] = r[n+\tau_1]c_{scr}[n]$$

[0106]
$$y_{L-1}[n] = r[n+\tau_{L-1}]c_{scr}[n]$$

[0107] 여기서, $y_i[n], i = 0, 1, ..., L-1$ 은 i-1번째 다중 경로 신호 성분에서 스크램블 코드의 영향을 제거한 일차 복조 신호이다.

[0108] 수학식 2, 수학식 3 및 수학식 4를 결합하고 몇 단계의 계산 과정을 거쳐 단순화하면 다음의 수학식 5와 같은 결과를 얻게 된다.

수학식 5

[0109]
$$y_i[n] = g_i c_{WH,k}[n] + \sum_{l \neq i} g_l c_{WH,k}[n+\tau_i-\tau_l]c_{scr}[n+\tau_i-\tau_l]c_{scr}[n] + w[n+\tau_i]c_{scr}[n]$$

[0110] 여기서, 수학식 5의 우변 첫 번째 항은 송신된 WH 코드가 i-번째 다중 경로의 채널 이득을 겪은 형태를 나타내고 있고, 두 번째 항은 스크램블링 코드 간의 타이밍 불일치에 의하여 간섭 형태로 나타난 신호 성분이며, 세 번째 항은 잡음 성분을 나타낸다.

[0111] 수학식 5의 우변 첫째 항은 길이 M의 WH 코드가 반복 생성된 형태이므로 아래의 수학식 6과 같은 평균화 과정을 거쳐 처리 이득을 높이게 된다.

수학식 6

[0112]
$$\overline{y_i}[n] = y_i[n] + y_i[n+M] + ... + y_i[n+(R-1)M] = g_i R c_{WH,M,k}[n] + I_i[n] + W_i[n]$$

[0113] 여기서 WH 코드의 반복이 부분 반복을 포함하고 있으므로 R의 값은 n의 인덱스에 따라 $R = \lfloor N_{WH}/M \rfloor + 1$ 또는 $R = \lfloor N_{WH}/M \rfloor$ 의 값을 갖는다.

[0114] 전술한 송신신호 생성 규칙에 따라 [0, 235] 범위의 n에 대해서는 R=80, [236, 255] 범위에서는 R=79의 값을 갖는다.

[0115] 수학식 7의 $\overline{y_i}[n]$ 에 대한 2^K개의 후보 WH 코드와의 상관 연산은 수학식 6과 같이 이루어지며 FWHT 사용에 의하여 연산량을 줄일 수 있다.

수학식 7

[0116]
$$D_i[k] = \sum_{m=0}^{M-1} \overline{y_i}[m]\, c_{WH,M,k}[m]$$

[0117] 여기서, $D_i[k]$는 i-번째 다중 경로 성분에서의 k-번째 후보 WH 코드와 평균화된 수신 신호 샘플 $\overline{y_i}[m]$과의 상관연산 결과를 나타내고, $c_{WH,M,k}[n]$은 k-번째 후보 WH 코드를 나타낸다.

[0118] 다중 경로 신호 성분들의 결합과 이후의 심볼 결정 과정은 수학식 7 및 수학식 8과 같이 이루어지며 도 2는 WH 코드 기반 직교 변조 신호 수신을 위한 수신기의 연산과정을 블록도로 보이고 있다.

수학식 8

[0119]
$$D[k] = \sum_{l=0}^{L-1} |D_i[k]|^2$$
$$k_{est} = \mathrm{argmax}\{D[k]\}$$

[0120] 여기서, D[k]는 L 개의 다중 경로 성분별로 얻어진 k-번째 후보 WH 코드와의 상관값 결과들을 모든 다중경로에 대하여 결합한 결과로서 경로별 위상 보정 없이 각 경로별 상관 결과값의 절대값 제곱을 합하는 등가결합 방식을 통하여 k-번째 후보 WH 코드의 상관값을 얻고 있다. argmax{D[k]}는 이렇게 얻어진 D[k] 들에 대하여 최대값을 갖는 D[k]의 인덱스를 구하는 함수로서 그 결과값이 복조된 심볼의 인덱스를 나타내게 된다.

[0121] <직교 변조 기법 성능 비교>

[0122] 1. 성능 비교 조건

[0123] LEX CSK 직교 변조 기법과 WH 코드 기반 직교 변조 기법의 수신 성능과 수신기 복잡도를 각각 심볼 오류 확률(Symbol Error Rate, SER)에 대한 시뮬레이션 및 심볼 복조를 위한 수신기 연산량 측면에서 비교하였다.

[0124] 성능 비교를 위한 변조 파라미터로서 두 방식의 칩율은 5.115Mcps, 심볼 전송률은 250sps(symbol per second), 심볼당 비트수는 8비트를 적용하였다. 또한 LEX CSK의 경우 파일롯 코드와 CSK 심볼 코드를 매칩마다 시간 멀티플렉싱 하는 구조를 사용하였다.

[0125] CSK 심볼 코드와 파일럿 코드는 서로 다른 Kasami 코드를 사용하였으며 시뮬레이션의 편의를 위하여 파일럿 코드의 주기는 CSK 심볼 코드와 동일한 10230 칩으로 설정하였다. WH 코드 기반 직교 변조의 경우 WH 코드는 길이 256으로 설정하였고 스크램블 코드는 주기 20460 칩의 이진랜덤코드를 적용하였다.

[0126] 수신 신호 생성을 위한 전송 채널은 AWGN 채널과 2개의 수신 경로를 갖는 다중 경로 채널을 대상으로 하였다.

[0127] 다중 경로 채널은 각각의 경로의 신호 크기가 한 심볼 내에서는 변하지 않고 신호 크기의 통계적 특성은 레일리 분포를 따르는 준정적페이딩(Quasi-static fading) 채널을 가정하였다. 또한 두 경로 간의 전력비를 변화시킴으로써 다양한 다중 경로 환경에서의 SER 성능 경향을 파악하고자 하였다. 두 경로 간의 수신 지연 시간차는 1칩으로 하여 약 60미터의 수신 경로차를 가정하였다.

[0128] 수신기 연산량 측면의 비교는 수신 심볼 한 개의 검출을 위한 256 개의 후보 심볼 도출에 필요한 복소수 곱셈 및 덧셈 연산량을 추정하여 비교하였다.

[0129] 2. SER 성능 비교

[0130] SER 측면에서 두 방식의 비교는 오류정정부호가 적용되지 않은 직교 심볼의 검출 오류 확률을 비교하는 것으로 하였다. 두 방식은 모두 직교 변조 방식으로서 심볼 오류에 의한 비트 오류 발생 형태가 동일하기 때문에 동일

한 오류정정부호의 적용이 가능하다. 따라서 직교 심볼의 검출 오류 확률만으로도 두 방식의 상대 비교가 가능하기 때문에 이러한 비교 방식을 선택하였다.

[0131] 도 3과 도 4는 각각 LEX CSK 방식과 제안한 WH 코드 기반 직교 변조 방식의 SER 성능을 보이고 있다. 도 3에서 LEX CSK의 다중 경로 수신 성능은 coherent 방식인 MRC 수신기에서 얻어진 성능이며, 도 4의 다중 경로 수신 성능은 non-coherent 방식인 EGC 수신기에서 얻을 수 있는 성능을 보이고 있다. 따라서, WH 코드 기반 직교 변조 기법의 coherent 수신 성능에 대한 기준을 제시하기 위하여 도 5에 MRC 수신기에서의 WH 코드 기반 직교 변조 기법의 다중 경로 수신 성능을 보였다.

[0132] 표 1은 10% SER을 얻기 위한 각 방식의 CNo 값을 정리해서 보이고 있다.

표 1

[0133]

	LEX CSK	WH (EGC)	WH (MRC)
AWGN	37.4	34.4	34.4
1-path fading	44.6	42.5	41.5
2-path (0, -20)	44	42	41
2-path (0, -10)	42.5	40.5	39.5
2-path (0, -5)	42	39.3	38.5
2-path (0, 0)	40.8	38.8	37.8

[0134] 표 1에 정리된 결과로부터 MRC 수신기에서 얻어진 WH 코드 기반 직교 변조 방식의 성능은 LEX CSK 대비 약 3 dB의 성능 개선 효과가 있음을 알 수 있다.

[0135] 이는 LEX CSK 방식이 기준 코드의 시작 위치를 획득하기 위해 채용한 파일롯 코드가 총 송신 전력의 절반을 차지하게 됨으로써 WH 코드 기반 방식 대비 절반의 수신 전력만으로 신호 복조가 이루어지기 때문이다.

[0136] 한편, WH 코드 기반 직교 변조 방식의 경우 파일롯 코드를 동반하지 않기 때문에 도 7의 MRC 성능을 얻기 위해서는 복잡한 연산 과정을 거쳐 다중 경로별 위상 보정을 해야 한다. 이러한 과정 없이 수학식 10에 제시된 것과 같은 EGC 수신기로 수신하였을 경우를 MRC 성능과 비교할 경우 표 1에 정리된 바와 같이 약 1 dB의 성능 열화가 발생함을 확인할 수 있다. 그러나 이러한 성능 열화에도 불구하고 EGC 수신기에서 얻을 수 있는 WH 코드 방식의 SER 성능은 LEX CSK 방식 대비 2 dB의 성능 개선 효과가 있음을 알 수 있다. LEX CSK 방식은 최적 수신기인 MRC 수신기를 사용하더라도 파일롯 신호에 의한 오버헤드로 인하여 3 dB의 SER 성능 열화가 발생하지만 WH 코드 기반 방식의 경우 준최적 수신기인 EGC 수신기에 의하여 최적 수신기 대비 1 dB의 SER 성능 열화가 발생하더라도 파일롯 신호에 의한 오버헤드가 없으므로 LEX CSK 방식보다 2dB의 SER 성능 우위를 보이는 것이다.

[0137] 이상의 시뮬레이션 결과 및 이에 대한 분석으로부터 WH 코드 기반 직교 변조 방식은 기존의 LEX CSK 방식 대비 최소 2 dB, 최대 3 dB의 SER 성능 개선을 얻을 수 있음을 확인할 수 있다.

[0138] 이는 본 발명의 WH 코드 기반 직교 변조 방식을 채용할 경우 기존의 LEX CSK 대비 더 넓은 커버리지를 확보할 수 있음을 의미한다.

[0139] 도 3, 도 4 및 도 5에 나타난 다중 경로 채널에서의 SER 성능의 특징은 두 개의 경로 간 수신 전력 비율이 줄어들수록 다이버시티 이득이 증가하여 수신 성능의 개선이 이루어지고 있다는 점이다. 이 결과로부터 데이터 전송률을 증가시킨 항법 신호 전송의 경우 다중 경로에 대한 결합을 통하여 수신 성능을 개선시켜야 함을 확인할 수 있다.

[0140] 3. 수신기 연산량 비교

[0141] LEX CSK와 WH 코드 기반 직교 변조 방식의 수신기 구조로부터 두 방식의 수신기에서 각각 한 개의 심볼을 복조

하는 과정에서 수행하는 복조연산에 필요한 연산량을 추정할 수 있다.

[0142] 먼저 LEX CSK 수신기는 일차적으로 MRC 연산을 수행하며 수행 결과에 대하여 후보 신호별 상관연산을 수행한다. MRC 연산은 수신된 기저대역 복소수 신호 샘플을 각각의 다중 경로 복소수 이득의 켤레복소수로 곱한 후 그 결과들을 합산하는 과정으로 구성된다. 상관연산은 후보 신호를 구성하는 확산코드를 곱한 후 누적연산을 수행하는 과정으로써 확산코드가 이진랜덤부호이기 때문에 실제 연산은 곱셈 연산이 아닌 비트 반전하는 로직 연산으로 이루어진다.

[0143] 따라서 상관연산에서의 실제 연산은 누적연산만으로 이루어진다. MRC 연산의 결과는 복소수 값을 갖지만 이상적으로 MRC 연산이 이루어질 경우 실수부만이 의미 있는 값을 갖고 허수부는 잡음만이 존재하게 된다. 따라서 상관연산에서의 누적은 실수부에 대한 누적연산만으로 수행할 수 있다.

[0144] 다음으로 도 2의 WH 코드 기반 직교 변조 수신기는 다중 경로별로 디스크램블링 연산과 반복 생성된 WH 코드에 대한 평균화 연산을 수행한다. 이후 수행 결과에 대한 후보 신호별 상관연산을 수행하게 되는데 이 과정은 FWHT를 통하여 수행할 수 있다. 다중 경로별 FWHT의 결과는 수학식 10에 나타난 것과 같은 EGC 연산에 의하여 다중 경로 결합 과정이 이루어진다. 디스크램블링 연산의 경우 스크램블링 코드가 이진랜덤부호이므로 LEX CSK의 경우와 마찬가지로 실제 연산은 곱셈 연산이 아닌 비트 반전하는 로직 연산으로 이루어진다. 한편 FWHT는 WH 코드의 상관연산을 고속화 하는 기법으로써 log만큼의 덧셈연산으로 길이가 M인 M개의 후보 신호에 대한 상관연산을 가능하게 한다.

[0145] 도 2의 본 발명의 수신기는 다중 경로에 대한 위상 보정이 이루어지지 않기 때문에 모든 연산과정에서 복소수 신호 샘플에 대한 연산이 이루어져야 한다.

[0146] 표 2에서 두 방식 수신기의 복조연산에 필요한 연산량의 추정값을 비교하였다. 비교 결과로부터 WH 코드 수신기의 연산량이 LEX CSK 대비 10% 미만으로 나타나고 있음을 확인할 수 있다. 이는 LEX CSK 수신기의 후보 신호별 상관연산의 연산량이 매우 크기 때문으로 이를 극복하기 위하여 FFT 연산과 같은 연산 고속화 알고리즘을 적용할 수 있다. 그러나 FFT 연산의 경우 NlogN 만큼의 복소수 곱셈 및 덧셈 연산을 수행하기 때문에 WH 코드 수신기와 비교해서 여전히 많은 연산을 수행하여야 한다. 표 2 기준으로 연산량을 구해보면 두 개의 경로로 수신되는 신호에 대하여 덧셈 연산량 약 150,000과 곱셈 연산량 약170,000 정도로 필요할 것으로 추정할 수 있다. 이에 따라 WH 코드 수신기는 FFT를 채용한 LEX CSK 수신기보다 연산량 측면에서 덧셈 연산 기준으로는 약 1/3, 곱셈연산 기준으로는 약 1/500 정도로 구현할 수 있음을 알 수 있다. 표 2는 LEX CSK와 WH 코드 수신기 연산량 비교를 나타낸다.

표 2

[0147]

L	LEX CSK		WH	
	addition	mult	addition	mult
2	1,319,542	20,460	45,272	256
3	1,329,772	30,690	67,908	384
4	1,340,002	40,920	90,544	512

[0148] 도 6 및 도 7은 본 발명의 실시 예에 따른 WH 코드기반 항법위성 데이터 전송방법을 개략적으로 설명하기 위한 순서도이다.

[0149] 도 6을 참조하면 본 발명의 실시 예에 따른 WH 코드기반 항법위성 데이터 전송방법은 먼저, 항법위성 데이터의 전송을 위한 신호 생성기가 WH 코드 기반의 직교 변조를 통해 변조 심볼을 생성한다(S110). 이 단계는, 도 7에 도시된 바와 같이, 송신 비트들을 K-비트 단위로 그룹화하고, 0에서 2^K-1 사이의 인덱스 값으로 변환하는 단계(S111)와, 상기 인덱스 값에 기반하여 2^K 길이의 월시-아다마르(WH) 코드를 생성하는 단계(S112)와, 상기 WH 코드에 대해 상기 변조 심볼의 길이인 N_{WH}에 맞추기 위한 코드 반복복사를 수행하는 단계(S113)와, N_{WH} 길이의 이진 랜덤 코드를 발생하여 스크램블 코드를 생성하는 단계(S114) 및 상기 스크램블 코드를 상기 반복 복사된 WH

코드와 일대일로 연산하여, WH 코드 기반 직교변조 신호를 송신신호로서 생성하는 단계(S115)를 포함한다.

[0150] 다음으로, 수신기가 상기 변조 심볼을 수신하기 위해 수신신호에 대응하는 전송 채널을 모델링한다(S120). 여기서, 상기 수신기 주변의 반사체 분포에 따라 다중 경로 채널 환경에 노출되는 경우, 다중 경로 채널의 상기 복소수 이득 및 수신 지연 시간을 고려하여 수신 신호를 산출한다.

[0151] 다음으로, 수신기가 변조 심볼을 수신하여 다중경로 채널별로 신호 복조를 실행한다(S130). 여기서, i-번째 변조 심볼 구간에 수신된 상기 변조 심볼을 검출하기 위해, 상기 수신기에서 수신된 신호와 2^K개의 후보 심볼 간의 상관연산을 수행하여 상관값을 구한다. 그리고, 상기 상관값들 중 최대 상관값을 갖는 후보 심볼을 선택함으로써, 상기 변조 심볼의 복조를 완성한다.

[0152] 상술한 바와 같이, 본 발명은 월시-하다마다(Walsh-Hadamard, WH) 코드를 이용하여 직교 변조 심볼을 표현함으로써 모든 WH 코드가 동일한 시작 위치를 가지게 되어 파일롯 신호를 배제하여, 송신 신호 전체 전력을 WH 코드 송신에 할당하는 효과를 얻을 수 있다.

[0153] 또한, 본 발명은 고속의 월시-하다마드 변환(Fast Walsh-Hadamard Transform, FWHT)을 통하여 수신한 직교 변조 심볼을 검출함으로써 심볼 복조를 위한 수신기 복잡도 증가를 최소화하며, 수신기에서의 프로세싱 이득을 배로 얻을 수 있다.

[0154] 이상에서 설명한 본 발명의 실시예를 구성하는 모든 구성요소들이 하나로 결합하거나 결합하여 동작하는 것으로 기재되어 있다고 해서, 본 발명이 반드시 이러한 실시예에 한정되는 것은 아니다. 즉, 본 발명의 목적 범위 안에서라면, 그 모든 구성요소들이 하나 이상으로 선택적으로 결합하여 동작할 수도 있다. 또한, 그 모든 구성요소들이 각각 하나의 독립적인 하드웨어로 구현될 수 있지만, 각 구성요소들의 그 일부 또는 전부가 선택적으로 조합되어 하나 또는 복수개의 하드웨어에서 조합된 일부 또는 전부의 기능을 수행하는 프로그램 모듈을 갖는 컴퓨터 프로그램으로서 구현될 수도 있다. 또한, 이와 같은 컴퓨터 프로그램은 USB 메모리, CD 디스크, 플래쉬 메모리 등과 같은 컴퓨터가 읽을 수 있는 기록매체(Computer Readable Media)에 저장되어 컴퓨터에 의하여 읽혀지고 실행됨으로써, 본 발명의 실시예를 구현할 수 있다. 컴퓨터 프로그램의 기록매체로서는 자기 기록매체, 광 기록매체 등이 포함될 수 있다.

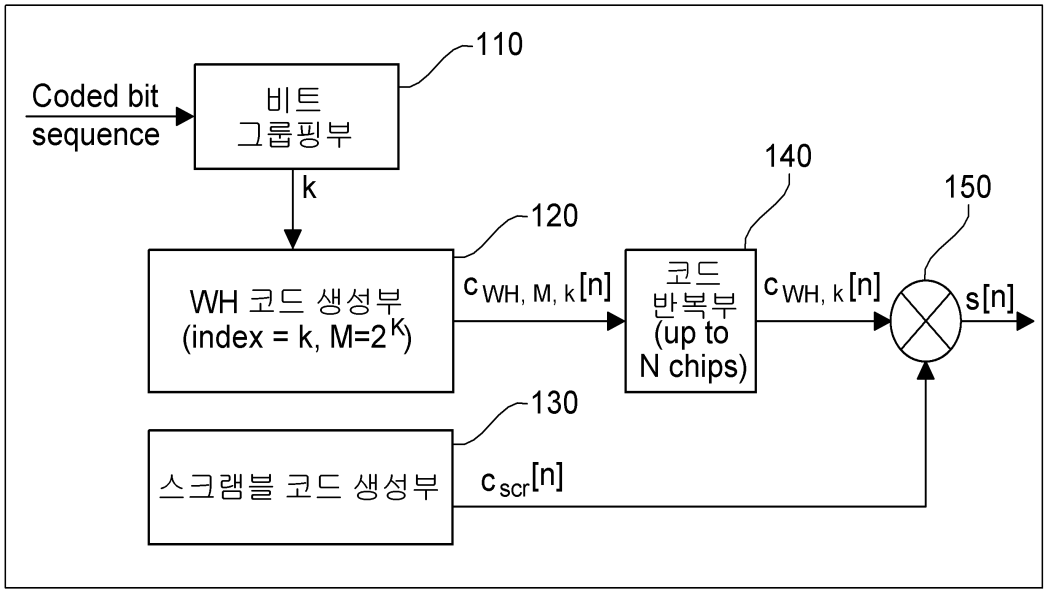
[0155] 또한, 기술적이거나 과학적인 용어를 포함한 모든 용어들은, 상세한 설명에서 다르게 정의되지 않는 한, 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자에 의해 일반적으로 이해되는 것과 동일한 의미를 갖는다. 사전에 정의된 용어와 같이 일반적으로 사용되는 용어들은 관련 기술의 문맥상의 의미와 일치하는 것으로 해석되어야 하며, 본 발명에서 명백하게 정의하지 않는 한, 이상적이거나 과도하게 형식적인 의미로 해석되지 않는다.

[0156] 이상의 설명은 본 발명의 기술 사상을 예시적으로 설명한 것에 불과한 것으로서, 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 본 발명의 본질적인 특성에서 벗어나지 않는 범위 내에서 다양한 수정, 변경 및 치환이 가능할 것이다. 따라서, 본 발명에 개시된 실시예 및 첨부된 도면들은 본 발명의 기술 사상을 한정하기 위한 것이 아니라 설명하기 위한 것이고, 이러한 실시예 및 첨부된 도면에 의하여 본 발명의 기술 사상의 범위가 한정되는 것은 아니다. 본 발명의 보호 범위는 아래의 청구 범위에 의하여 해석되어야 하며, 그와 동등한 범위 내에 있는 모든 기술 사상은 본 발명의 권리 범위에 포함되는 것으로 해석되어야 할 것이다.

도면

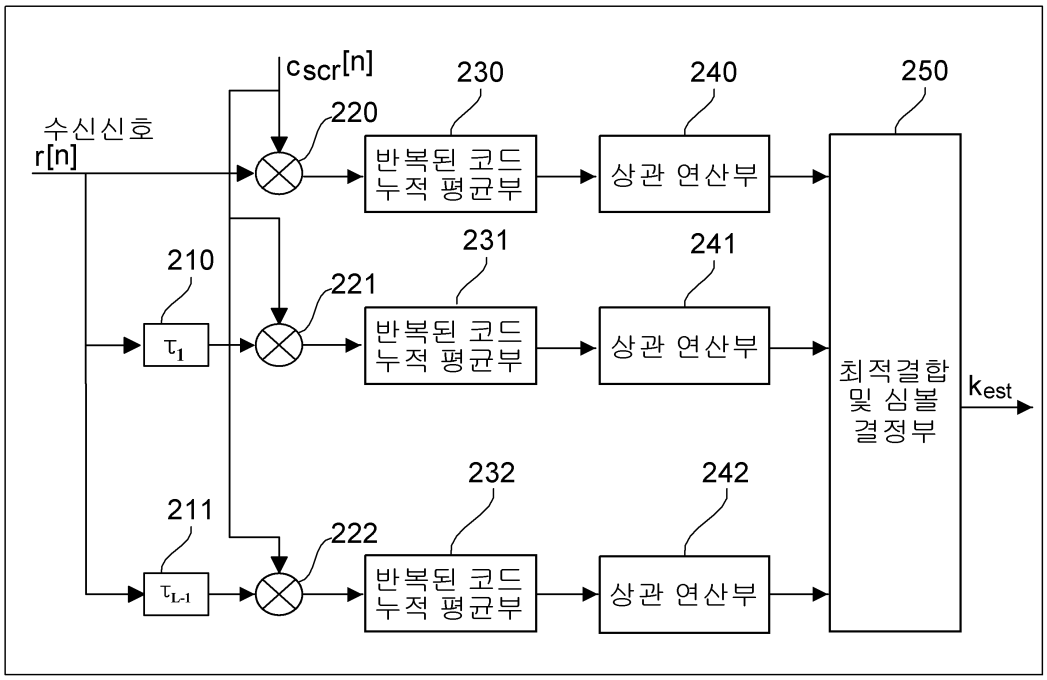
도면1

송신부(100)

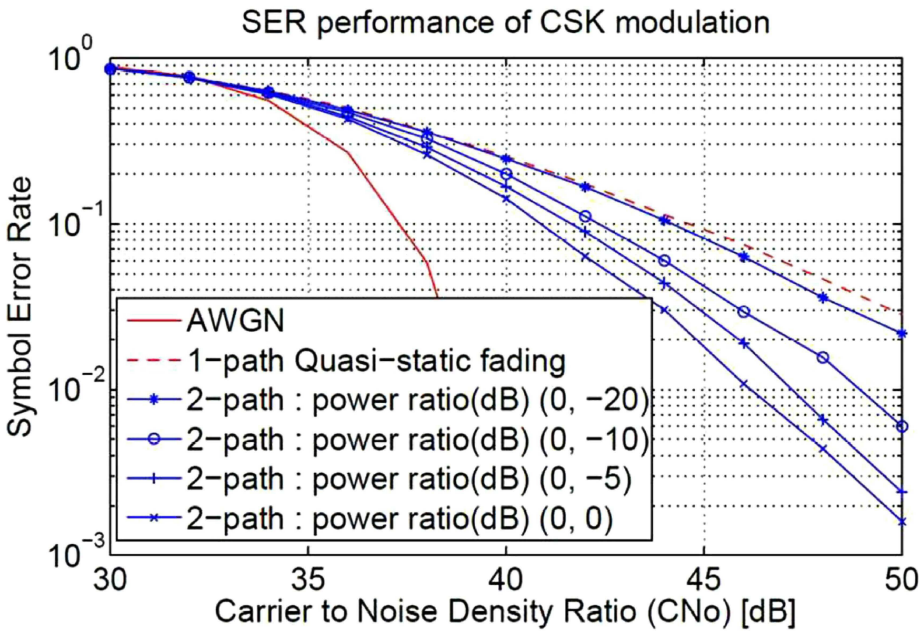


도면2

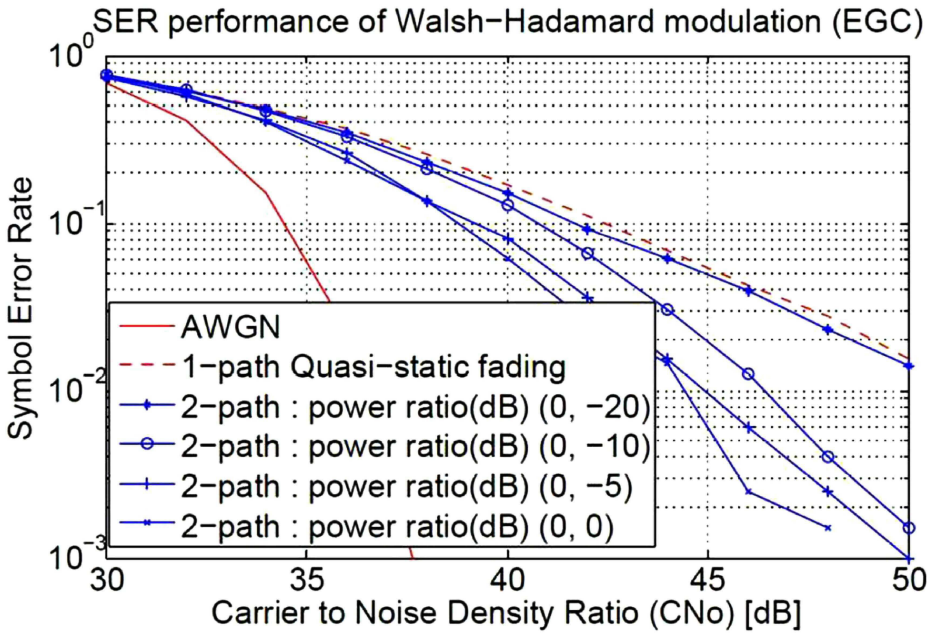
수신부(200)



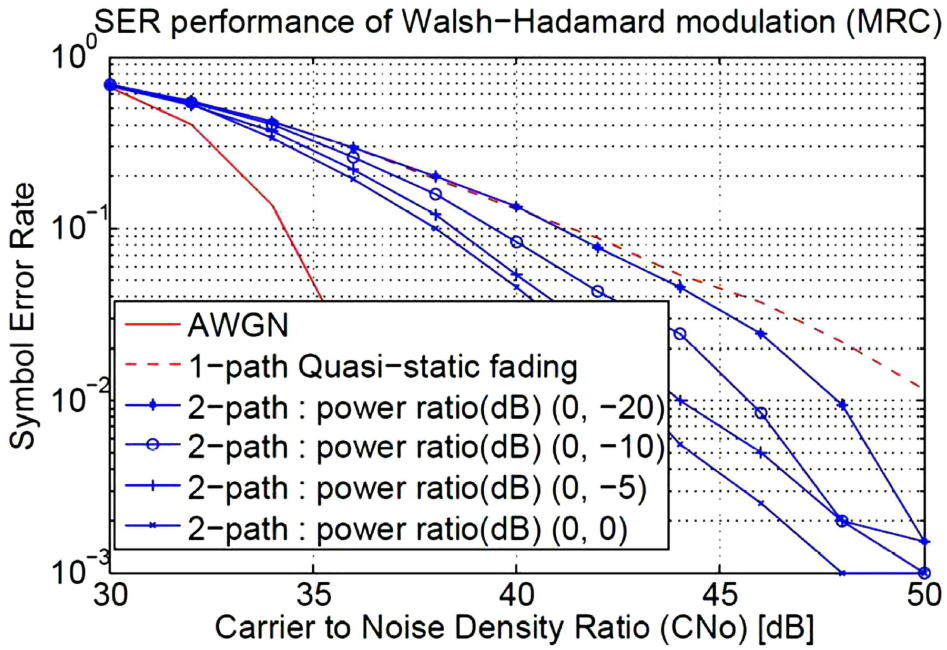
도면3


SER performance of CSK modulation
Symbol Error Rate
Carrier to Noise Density Ratio (CNo) [dB]
AWGN
1-path Quasi-static fading
2-path : power ratio(dB) (0, -20)
2-path : power ratio(dB) (0, -10)
2-path : power ratio(dB) (0, -5)
2-path : power ratio(dB) (0, 0)

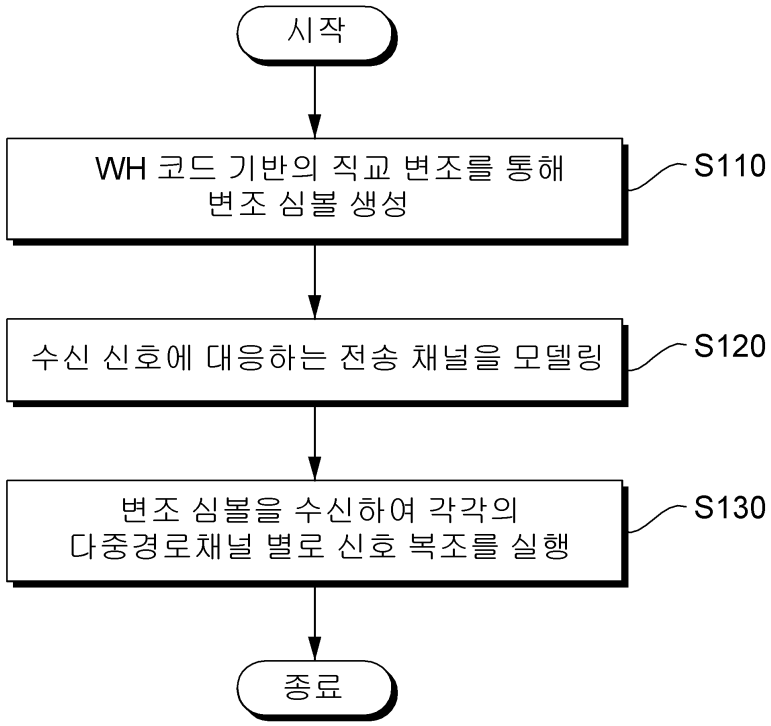
도면4


SER performance of Walsh-Hadamard modulation (EGC)
Symbol Error Rate
Carrier to Noise Density Ratio (CNo) [dB]
AWGN
1-path Quasi-static fading
2-path : power ratio(dB) (0, -20)
2-path : power ratio(dB) (0, -10)
2-path : power ratio(dB) (0, -5)
2-path : power ratio(dB) (0, 0)

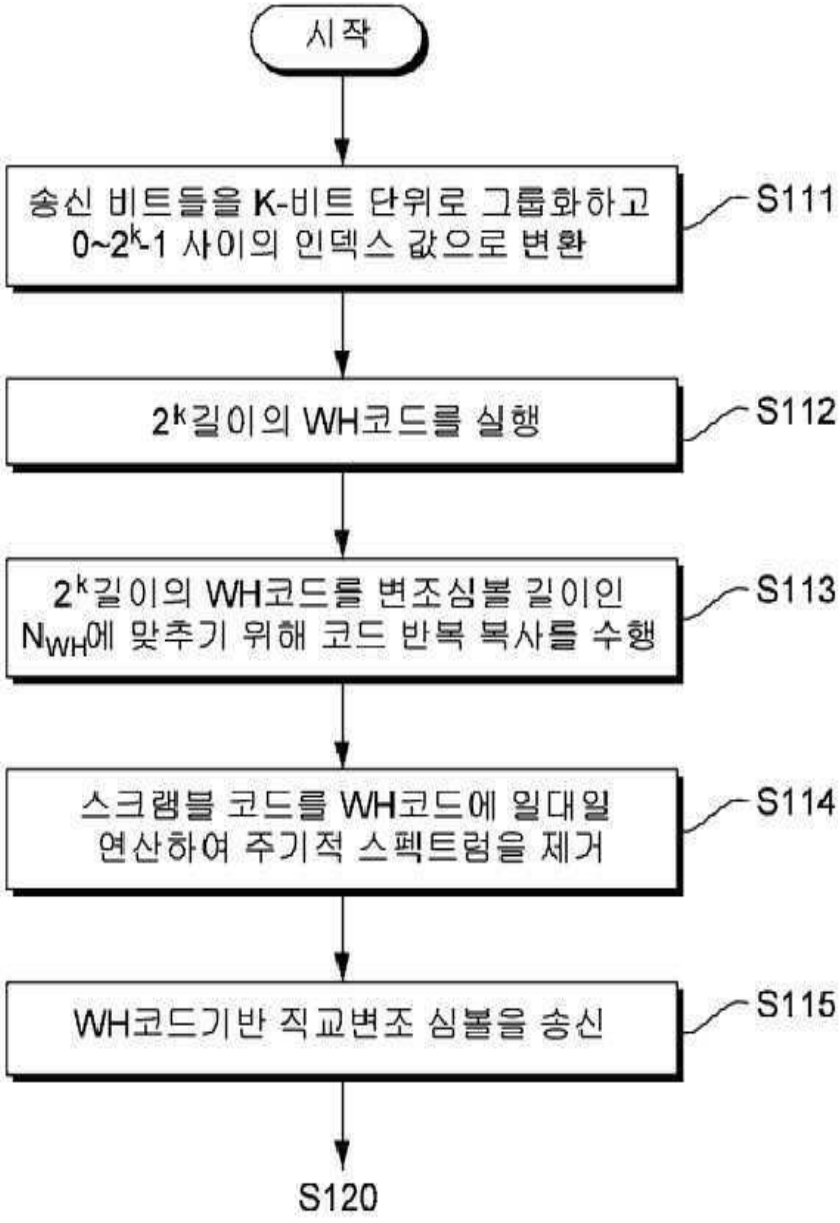
도면5


SER performance of Walsh-Hadamard modulation (MRC)
Symbol Error Rate
Carrier to Noise Density Ratio (CNo) [dB]
AWGN
1-path Quasi-static fading
2-path : power ratio(dB) (0, -20)
2-path : power ratio(dB) (0, -10)
2-path : power ratio(dB) (0, -5)
2-path : power ratio(dB) (0, 0)

도면6


시작
WH 코드 기반의 직교 변조를 통해
변조 심볼 생성
S110
수신 신호에 대응하는 전송 채널을 모델링
S120
변조 심볼을 수신하여 각각의
다중경로채널 별로 신호 복조를 실행
S130
종료

도면7


시작
송신 비트들을 K-비트 단위로 그룹화하고 0~2^k-1 사이의 인덱스 값으로 변환
S111
2^k길이의 WH코드를 실행
S112
2^k길이의 WH코드를 변조심볼 길이인 N_WH에 맞추기 위해 코드 반복 복사를 수행
S113
스크램블 코드를 WH코드에 일대일 연산하여 주기적 스펙트럼을 제거
S114
WH코드기반 직교변조 심볼을 송신
S115
S120