



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2015-0121189
(43) 공개일자 2015년10월28일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04L 27/26 (2006.01) H04L 1/00 (2006.01)
(52) CPC특허분류
H04L 27/2602 (2013.01)
H04L 1/0032 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2015-7026467
(22) 출원일자(국제) 2014년03월20일
심사청구일자 2015년09월24일
(85) 번역문제출일자 2015년09월24일
(86) 국제출원번호 PCT/GB2014/050869
(87) 국제공개번호 WO 2014/155064
국제공개일자 2014년10월02일
(30) 우선권주장
1305805.2 2013년03월28일 영국(GB)

(71) 출원인
소니 주식회사
일본국 도쿄도 미나토구 코난 1-7-1
(72) 발명자
아텡시리 사무엘 아상벵
영국 알지21 4비에스 베이싱스토크 햄프셔 시몬스
워크 13
(74) 대리인
장수길, 이중희

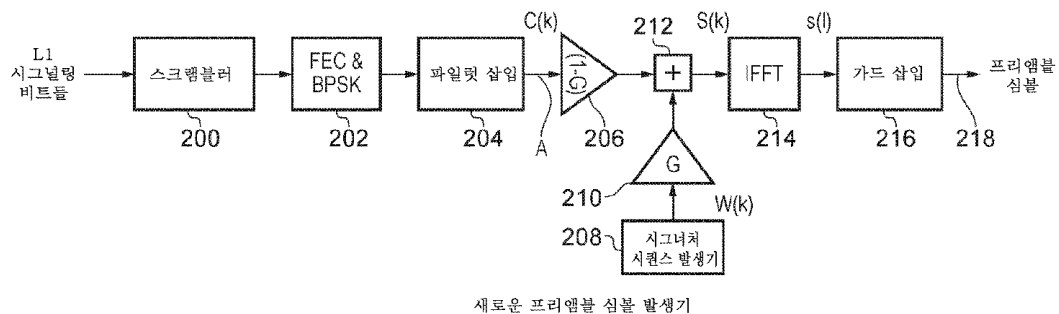
전체 청구항 수 : 총 43 항

(54) 발명의 명칭 OFDM 시스템에서 페이로드 데이터를 송신하는 송신기와 방법, 및 페이로드 데이터를 수신하는 수신기와 방법

(57) 요약

송신기는 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 심볼들을 사용하여 페이로드 데이터를 송신한다. 송신기는 송신될 페이로드 데이터를 수신하고 수신기에서 페이로드 데이터를 검출하고 회복하는 데 사용하기 위한 시그널링 데이터를 수신하고, 페이로드 데이터 및 시그널링 데이터를 송신을 위한 프레임들로 형성하도록 구성된 프레임 빌더를 (뒷면에 계속)

대표도



포함한다. 시그널링 데이터는 프레임들 중 제1 프레임을 형성하고 페이로드 데이터는 하나 이상의 다른 프레임들을 형성한다. 변조기는 제1 프레임을 형성하는 시그널링 데이터로 제1 OFDM 심볼을 변조하고 하나 이상의 다른 프레임들을 형성하는 페이로드 데이터로 하나 이상의 제2 OFDM 심볼들을 변조하도록 구성되고, 송신 유닛은 제1 및 제2 OFDM 심볼들을 송신한다. 시그널링 데이터를 전달하는 제1 OFDM 심볼이 시그너처 시퀀스와 송신 전에 조합된다. 시그너처 시퀀스는 수신기에서의 제1 OFDM 심볼의 검출과 시그널링 데이터의 디코딩이 페이로드 데이터를 전달하는 하나 이상의 제2 OFDM 심볼들 전에 그리고 낮은 신호 대 잡음비에서 가능하게 하도록 구성될 수 있다.

(52) CPC특허분류

H04L 27/2613 (2013.01)

H04L 27/2655 (2013.01)

명세서

청구범위

청구항 1

직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 심볼들을 사용하여 페이로드 데이터를 송신하기 위한 송신기로서, 상기 송신기는

송신될 상기 페이로드 데이터를 수신하고, 수신기에서 상기 페이로드 데이터를 검출하고 회복하는 데 사용하기 위한 시그널링 데이터를 수신하고, 상기 페이로드 데이터와 상기 시그널링 데이터를 송신을 위한 프레임들로 형성하도록 구성된 프레임 빌더,

상기 프레임들 각각의 부분을 형성하는 상기 시그널링 데이터로 제1 OFDM 심볼을 변조하고 상기 프레임들 각각을 형성하기 위해 상기 페이로드 데이터로 하나 이상의 제2 OFDM 심볼들을 변조하도록 구성된 변조기,

시그너처(signature) 시퀀스를 상기 제1 OFDM 심볼과 조합하기 위한 조합기, 및

상기 제1 및 제2 OFDM 심볼들을 송신하기 위한 송신 유닛을 포함하고, 상기 시그널링 데이터를 전달하는 상기 제1 OFDM 심볼은 상기 시그너처 시퀀스와 송신 전에 조합되는 송신기.

청구항 2

제1항에 있어서, 상기 제1 OFDM 심볼은 제2 유형의 상기 하나 이상의 제2 OFDM 심볼들의 서브 캐리어들의 수 이하인 수의 서브 캐리어들을 갖는 제1 유형인 송신기.

청구항 3

제1항에 있어서, 상기 시그너처 시퀀스를 발생하기 위한 시그너처 시퀀스 발생기를 포함하고, 상기 시그너처 시퀀스는 상기 하나 이상의 제2 OFDM 심볼들 전에 상기 프레임 내의 상기 제1 OFDM 심볼을 검출하기 위해 수신기에 의해 검출되도록 구성되는 송신기.

청구항 4

제1항에 있어서, 상기 시그너처 시퀀스는 복소 계수들의 세트를 포함하고 상기 시그너처 시퀀스는 시간 도메인에서 상기 제1 OFDM 심볼의 샘플들 중 대응하는 것에 각각의 상기 복소 계수들을 가산함으로써 상기 제1 OFDM 심볼과 조합되는 송신기.

청구항 5

제1항에 있어서, 상기 시그너처 시퀀스는 복소 계수들의 세트를 포함하고 상기 시그너처 시퀀스는 주파수 도메인에서 상기 제1 OFDM 심볼과 조합되는 송신기.

청구항 6

제4항에 있어서, 상기 시그너처 시퀀스의 복소 계수들의 상기 세트는 적어도 상기 복소 계수들의 실수 성분을 발생하도록 구성된 제1 의사-랜덤 이진 시퀀스 발생기, 및 적어도 상기 복소 계수들의 허수 성분을 발생하도록 별도로 구성된 제2 의사-랜덤 이진 시퀀스 발생기를 사용하여 발생된 시퀀스에 기초하고, 각각의 경우에 발생된 상기 의사-이진 시퀀스는 M-시퀀스 또는 Gold 코드 중인 송신기.

청구항 7

제4항에 있어서, 상기 시그너처 시퀀스의 복소 계수들의 상기 세트는 일정한 진폭 0 자기 상관 시퀀스로부터 형성되는 송신기.

청구항 8

제1항에 있어서, 상기 시그너처 시퀀스는 제1의 미리 정해진 값으로 스케일링되고 상기 제1 OFDM 심볼은 제2의

미리 정해진 값으로 스케일링되는 송신기.

청구항 9

제8항에 있어서, 상기 제2의 미리 정해진 인자는 1에서 상기 제1의 미리 정해진 인자를 뺀 값인 송신기.

청구항 10

제8항에 있어서, 상기 제1의 미리 정해진 인자는 상기 시그널링 데이터를 올바르게 회복하는 가능성의 감소와 상기 수신기에서 상기 시그너처 시퀀스를 검출하는 가능성의 증가 간의 균형으로서 설정되는 송신기.

청구항 11

제1항에 있어서, 상기 시그널링 데이터는 제1 에러 정정 코드로 인코딩되고 상기 페이로드 데이터는 적어도 하나의 다른 에러 정정 코드로 인코딩되고, 상기 제1 에러 정정 코드의 인코딩율은 상기 적어도 하나의 다른 에러 정정 코드의 인코딩율보다 낮은 송신기.

청구항 12

제1항에 있어서, 상기 시그널링 데이터는 에러 정정 코드로 인코딩되고, 상기 에러 정정 코드의 인코딩율은 4분의 1 이하인 송신기.

청구항 13

직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 심볼들을 사용하여 페이로드 데이터를 송신하는 방법으로서, 상기 방법은

송신될 상기 페이로드 데이터를 수신하는 단계,

수신기에서 송신될 상기 페이로드 데이터를 검출하고 회복하는 데 사용하기 위한 시그널링 데이터를 수신하는 단계,

상기 페이로드 데이터와 상기 시그널링 데이터를 송신을 위한 프레임들로 형성하는 단계 - 상기 시그널링 데이터는 상기 페이로드 데이터와 함께 상기 프레임들 각각의 일부를 형성함 -,

상기 시그널링 데이터로 제1 OFDM 심볼을 변조하고 상기 프레임들 각각을 형성하기 위해 상기 페이로드 데이터로 하나 이상의 제2 OFDM 심볼들을 변조하는 단계,

상기 제1 OFDM 심볼을 시그너처 시퀀스와 조합하는 단계, 및

상기 제1 및 제2 OFDM 심볼들을 송신하는 단계

를 포함하는 방법.

청구항 14

제13항에 있어서, 상기 제1 OFDM 심볼은 제2 유형의 상기 하나 이상의 제2 OFDM 심볼들의 서브 캐리어들의 수 이하인 수의 서브 캐리어들을 갖는 제1 유형인 방법.

청구항 15

제13항에 있어서, 상기 시그너처 시퀀스를 발생하는 단계를 포함하고, 상기 시그너처 시퀀스는 상기 하나 이상의 제2 OFDM 심볼들 전에 상기 프레임 내의 상기 제1 OFDM 심볼을 검출하기 위해 수신기에 의해 검출가능한 방법.

청구항 16

제13항에 있어서, 상기 시그너처 시퀀스는 복소 계수들의 세트를 포함하고 상기 시그너처 시퀀스는 시간 도메인에서 상기 제1 OFDM 심볼의 샘플들 중 대응하는 것에 각각의 상기 복소 계수들을 가산함으로써 상기 제1 OFDM 심볼과 조합되는 방법.

청구항 17

제13항에 있어서, 상기 시그너처 시퀀스는 복소 계수들의 세트를 포함하고 상기 시그너처 시퀀스는 주파수 도메

인에서 상기 제1 OFDM 심볼의 대응하는 샘플들에 각각의 상기 복소 계수들을 가산함으로써 상기 제1 OFDM 심볼과 조합되는 방법.

청구항 18

제17항에 있어서, 상기 시그너처 시퀀스의 복소 계수들의 상기 세트는 적어도 상기 복소 계수들의 실수 성분을 발생하도록 구성된 제1 의사-랜덤 이진 시퀀스 발생기, 및 적어도 상기 복소 계수들의 허수 성분을 발생하도록 별도로 구성된 제2 의사-랜덤 이진 시퀀스 발생기를 사용하여 발생된 시퀀스에 기초하고, 각각의 경우에 발생된 상기 의사-이진 시퀀스는 M-시퀀스 또는 Gold 코드 중인 방법.

청구항 19

제16항에 있어서, 상기 시그너처 시퀀스의 복소 계수들의 상기 세트는 일정한 진폭 0 자기 상관 시퀀스로부터 형성되는 방법.

청구항 20

제13항에 있어서,

상기 시그너처 시퀀스를 제1의 미리 정해진 값으로 스케일링하는 단계, 및

상기 제1 OFDM 심볼을 제2의 미리 정해진 값으로 스케일링하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 21

제20항에 있어서, 상기 제2의 미리 정해진 인자는 1에서 상기 제1의 미리 정해진 인자를 뺀 값인 방법.

청구항 22

제20항에 있어서, 상기 제1의 미리 정해진 인자는 상기 시그널링 데이터를 올바르게 회복하는 가능성의 감소와 상기 수신기에서 상기 시그너처 시퀀스를 검출하는 가능성의 증가 간의 균형으로서 설정되는 방법.

청구항 23

제13항에 있어서,

상기 시그널링 데이터를 제1 에러 정정 코드로 인코딩하는 단계, 및

상기 페이로드 데이터를 적어도 하나의 다른 에러 정정 코드로 인코딩하는 단계를 포함하고, 상기 제1 에러 정정 코드의 인코딩율은 상기 적어도 하나의 다른 에러 정정 코드의 인코딩율보다 낮은 방법.

청구항 24

제13항에 있어서, 상기 시그널링 데이터를 에러 정정 코드로 인코딩하는 단계를 포함하고, 상기 에러 정정 코드의 인코딩율은 4분의 1 이하인 방법.

청구항 25

수신된 신호로부터 페이로드 데이터를 검출하고 회복하기 위한 수신기로서, 상기 수신기는

상기 수신된 신호를 검출하기 위한 검출기 - 상기 수신된 신호는 상기 페이로드 데이터와 상기 페이로드 데이터를 검출하고 회복하는 데 사용하기 위한 시그널링 데이터를 포함하고, 상기 시그널링 데이터 및 상기 페이로드 데이터는 상기 수신된 신호 내에 프레임들을 형성하고, 각각의 프레임 내의 상기 시그널링 데이터는 제1 직교 주파수 분할 다중화된(OFDM) 심볼에 의해 전달되고, 상기 페이로드 데이터는 하나 이상의 제2 OFDM 심볼들에 의해 전달되고, 상기 제1 OFDM 심볼은 시그너처 시퀀스와 조합되었음 -,

매칭 필터의 출력이 상기 수신된 신호와의 상기 시그너처 시퀀스의 상관을 나타내는 신호를 발생하는 효과로 상기 시그너처 시퀀스에 매칭된 임펄스 응답을 갖는 상기 매칭 필터,

상기 매칭 필터의 상기 출력 신호로부터 상기 제1 OFDM 심볼을 검출하도록 구성된 동기화 검출기, 및

상기 제2 OFDM 심볼로부터 상기 페이로드 데이터를 회복하기 위해 상기 제1 OFDM 심볼로부터 상기 시그널링 데

이터를 회복하기 위한 복조기
를 포함하는 수신기.

청구항 26

제25항에 있어서,

상기 매칭 필터의 상기 출력 신호로부터 상기 수신된 신호가 통과한 채널의 임펄스 응답을 검출하도록 구성된 채널 임펄스 응답 추정기를 포함하고, 상기 복조기는 상기 시그널링 데이터를 회복하기 위해 상기 수신된 신호로부터 상기 채널 임펄스 응답의 효과들을 제거하도록 구성되는 수신기.

청구항 27

제26항에 있어서,

상기 채널 임펄스 응답의 추정치를 수신하고,

상기 채널 임펄스 응답의 상기 추정치를 상기 시그너처 시퀀스로 컨볼브(convolve)하고,

상기 수신된 신호로부터 상기 시그너처 시퀀스로 상기 컨볼브된 채널 임펄스 응답의 추정치를 빼도록 구성된 시그너처 시퀀스 제거기를 포함하는 수신기.

청구항 28

제25항에 있어서, 상기 채널 임펄스 응답 추정기는

미리 정해진 임계값을 초과하는 상기 매칭 필터 출력 신호의 샘플들을 검출하고,

상기 미리 정해진 임계값 아래의 샘플들을 0으로 설정하고,

상기 샘플들 중 최대에 대해 상기 미리 정해진 임계값 위의 상기 샘플들을 정규화함으로써 상기 채널 임펄스 응답을 추정하도록 구성되는 수신기.

청구항 29

제25항에 있어서, 상기 시그너처 시퀀스는 복소 계수들의 세트를 포함하고, 상기 시그너처 시퀀스의 복소 계수들의 상기 세트는 적어도 상기 복소 계수들의 실수 성분을 발생하도록 구성된 제1 의사-랜덤 이진 시퀀스 발생기, 및 적어도 상기 복소 계수들의 허수 성분을 발생하도록 별도로 구성된 제2 의사-랜덤 이진 시퀀스 발생기를 사용하여 발생된 시퀀스에 기초하고, 각각의 경우에 발생된 상기 의사-이진 시퀀스는 M-시퀀스 또는 Gold 코드 중인 수신기.

청구항 30

제29항에 있어서, 상기 시그너처 시퀀스의 복소 계수들의 상기 세트는 일정한 진폭 0 자기 상관 시퀀스로부터 형성되는 수신기.

청구항 31

제25항에 있어서, 상기 복조기는

상기 제1 OFDM 심볼의 가드 인터벌 부분과 상기 제1 OFDM 심볼의 유용한 부분의 위치를 검출하도록 구성된 가드 인터벌 제거기,

상기 제1 OFDM 심볼의 상기 유용한 부분에 대해 푸리에 변환을 수행하도록 구성된 순방향 푸리에 변환기, 및 주파수 도메인에서 상기 제1 OFDM 심볼로부터 채널 응답 추정치를 제거하도록 구성된 등화기를 포함하는 수신기.

청구항 32

제25항에 있어서, 상기 시그널링 데이터는 제1 에러 정정 코드로 인코딩되었고 상기 페이로드 데이터는 적어도 하나의 다른 에러 정정 코드로 인코딩되고, 상기 제1 에러 정정 코드의 인코딩율은 상기 다른 에러 정정 코드의

인코딩율보다 낮고, 상기 수신기는

상기 시그널링 데이터의 추정치를 발생하기 위해 상기 제1 에러 정정 인코딩된 시그널링 데이터를 디코딩하도록 구성된 에러 정정 디코더를 포함하는 수신기.

청구항 33

제25항에 있어서, 상기 시그널링 데이터는 제1 에러 정정 코드로 인코딩되었고, 상기 에러 정정 코드의 인코딩율은 4분의 1 미만이고, 상기 수신기는

상기 시그널링 데이터의 추정치를 발생하기 위해 상기 에러 정정 인코딩된 시그널링 데이터를 디코딩하도록 구성된 에러 정정 디코더를 포함하는 수신기.

청구항 34

수신된 신호로부터 페이로드 데이터를 검출하고 회복하는 방법으로서, 상기 방법은

상기 수신된 신호를 검출하는 단계 - 상기 수신된 신호는 상기 페이로드 데이터와 상기 페이로드 데이터를 검출하고 회복하는 데 사용하기 위한 시그널링 데이터를 포함하고, 상기 시그널링 데이터 및 상기 페이로드 데이터는 상기 수신된 신호 내에 프레임들을 형성하고, 각각의 프레임 내의 상기 시그널링 데이터는 제1 직교 주파수 분할 다중화된(OFDM) 심볼에 의해 전달되고, 상기 페이로드 데이터는 하나 이상의 제2 OFDM 심볼들에 의해 전달되고, 상기 제1 OFDM 심볼은 시그너처 시퀀스와 조합되었음 -,

매칭 필터의 출력이 상기 수신된 신호와의 상기 시그너처 시퀀스의 상관을 나타내는 신호를 발생하는 효과로 상기 시그너처 시퀀스에 매칭된 임펄스 응답을 갖는 상기 매칭 필터로 상기 수신된 신호를 필터링하는 단계,

상기 매칭 필터의 상기 출력 신호로부터 상기 제1 OFDM 심볼을 검출하는 단계, 및

상기 제2 OFDM 심볼로부터 상기 페이로드 데이터를 회복하는 데 사용하기 위해 상기 시그널링 데이터를 회복하도록 상기 제1 OFDM 심볼을 복조하는 단계

를 포함하는 방법.

청구항 35

제34항에 있어서,

상기 매칭 필터의 상기 출력으로부터 상기 수신된 신호가 통과한 채널의 임펄스 응답을 검출하는 단계, 및

상기 시그널링 데이터를 회복하기 위해 상기 수신된 신호로부터 상기 채널 임펄스 응답의 효과들을 제거하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 36

제35항에 있어서,

상기 채널 임펄스 응답의 추정치를 수신하는 단계,

상기 채널 임펄스 응답의 상기 추정치를 상기 시그너처 시퀀스로 콘볼브하는 단계, 및

상기 수신된 신호로부터 상기 시그너처 시퀀스의 효과를 제거하기 위해, 상기 수신된 신호로부터 상기 시그너처 시퀀스로 상기 콘볼브된 채널 임펄스 응답 추정치를 빼는 단계를 포함하는 방법.

청구항 37

제34항에 있어서,

미리 정해진 임계값을 초과하는 상기 매칭 필터 출력 신호의 샘플들을 검출하는 단계,

상기 미리 정해진 임계값 아래의 샘플들을 0으로 설정하는 단계, 및

상기 샘플들 중 최대에 대해 상기 미리 정해진 임계값 위의 상기 샘플들을 정규화하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 38

제34항에 있어서, 상기 시그너처 시퀀스는 복소 계수들의 세트를 포함하고, 상기 시그너처 시퀀스의 복소 계수들의 상기 세트는 적어도 상기 복소 계수들의 실수 성분을 발생하도록 구성된 제1 의사-랜덤 이진 시퀀스 발생기, 및 적어도 상기 복소 계수들의 허수 성분을 발생하도록 별도로 구성된 제2 의사-랜덤 이진 시퀀스 발생기를 사용하여 발생된 시퀀스에 기초하고, 각각의 경우에 발생된 상기 의사-이진 시퀀스는 M-시퀀스 또는 Gold 코드 중인 방법.

청구항 39

제38항에 있어서, 상기 시그너처 시퀀스의 복소 계수들의 상기 세트는 일정한 진폭 0 자기 상관 시퀀스로부터 형성되는 방법.

청구항 40

제34항에 있어서, 상기 복조 단계는

상기 제1 OFDM 심볼의 가드 인터벌 부분과 상기 제1 OFDM 심볼의 유용한 부분의 위치를 검출하는 단계,

상기 제1 OFDM 심볼의 상기 유용한 부분에 대해 푸리에 변환을 수행하는 단계, 및

주파수 도메인에서 상기 제1 OFDM 심볼로부터 상기 채널 응답 추정치를 제거하는 단계를 포함하는 수신기.

청구항 41

제34항에 있어서, 상기 시그널링 데이터는 제1 에러 정정 코드로 인코딩되었고 상기 페이로드 데이터는 적어도 하나의 다른 에러 정정 코드로 인코딩되고, 상기 제1 에러 정정 코드의 인코딩율은 상기 다른 에러 정정 코드의 인코딩율보다 낮고, 상기 방법은

상기 시그널링 데이터의 추정치를 발생하기 위해 상기 제1 에러 정정 인코딩된 시그널링 데이터를 디코딩하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 42

제34항에 있어서, 상기 시그널링 데이터는 제1 에러 정정 코드로 인코딩되었고, 상기 에러 정정 코드의 인코딩율은 4분의 1 미만이고, 상기 방법은

상기 시그널링 데이터의 추정치를 발생하기 위해 상기 에러 정정 인코딩된 시그널링 데이터를 디코딩하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 43

컴퓨터에 로딩될 때 상기 컴퓨터로 하여금 제13항 또는 제34항에 따른 방법을 수행하게 하는 컴퓨터 실행 가능한 명령어들을 제공하는 컴퓨터 프로그램.

발명의 설명

기술 분야

[0001]

본 개시는 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 심볼들을 사용하여 페이로드 데이터를 송신하는 송신기들과 방법들에 관한 것이다.

배경 기술

[0002]

직교 주파수 분할 다중화(OFDM)를 사용하여 데이터가 전달되는 무선 통신 시스템의 많은 예들이 있다. 디지털 비디오 방송(DVB) 표준들에 따라 동작하도록 구성되어 있는 시스템들은 예를 들어, OFDM을 사용한다. OFDM은 일반적으로 병렬로 변조되는 K개(K는 정수임)의 협대역 서브 캐리어를 제공하며, 각각의 서브 캐리어는 직교 진폭 변조(QAM) 심볼이나 직교 위상 편이 변조(QPSK) 심볼과 같은 변조된 데이터 심볼을 전달하는 것으로서 설명될 수 있다. 서브 캐리어들의 변조는 주파수 도메인에서 형성되고 송신을 위해 시간 도메인으로 변환된다. 데이터 심볼들이 서브 캐리어들 상에서 병렬로 전달되기 때문에, 동일하게 변조된 심볼들은 무선 채널의 코히어런스 시간보다 길 수 있는, 연장된 기간 동안 각각의 서브 캐리어 상에서 전달될 수 있다. 서브 캐리어들은 병렬로 동시에 변조되어, 변조된 캐리어들이 조합하여 OFDM 심볼을 형성한다. 따라서, OFDM 심볼은 각각이 서로

다른 변조 심볼들로 동시에 변조된 복수의 서브 캐리어를 포함한다. 송신 동안, OFDM 심볼의 사이클릭 프리픽스로 채워진 가드 인터벌은 각각의 OFDM 심볼에 선행한다. 존재하는 경우, 가드 인터벌은 다중 경로 전파 또는 다른 지리적 위치들로부터 동일한 신호를 송신하는 다른 송신기들에서 생길 수 있는 송신된 신호의 어떤 에코들을 흡수하도록 치수화된다.

[0003]

위에 명시된 바와 같이, OFDM 심볼 내의 협대역 캐리어들의 수 K 는 통신 시스템의 운용 요구 사항들에 따라 달라질 수 있다. 가드 인터벌은 오버헤드를 나타내고 그래서 스펙트럼 효율을 높이기 위해 OFDM 심볼 기간의 일부로서 최소화될 수 있다. 주어진 가드 인터벌 부분에 대해, 주어진 스펙트럼 효율을 유지하면서 증가된 다중 경로 전파에 대처하기 위한 능력은 서브 캐리어들의 수 K 를 증가시켜서 OFDM 심볼의 기간을 증가시킴으로써 향상될 수 있다. 그러나, 고정된 송신 대역폭에 대해, 서브 캐리어들의 수 K 를 증가시킨다는 것은 또한 각각의 서브 캐리어의 대역폭을 감소시키는 것을 의미하기 때문에, 소수의 서브 캐리어들과 비교하여 다수의 서브 캐리어들을 사용하여 송신된 데이터를 수신기가 회복하는 것은 더 어려울 수 있다는 점에서 강건성이 또한 떨어질 수 있다. 서브 캐리어들 간의 분리의 감소는 예를 들어 도플러 주파수 시프트의 존재 시에, 서브 캐리어들로부터의 데이터의 복조를 더 어렵게 할 수 있다. 즉, 보다 많은 수의 서브 캐리어들(고차 동작 모드)이 일부 전파 조건들을 위해, 더 큰 스펙트럼 효율을 제공할 수 있을지라도, 전달된 데이터의 타깃 비트 에러율이 더 작은 수의 서브 캐리어들에서 요구되는 것보다 더 높은 신호 대 잡음비가 달성하도록 요구할 수 있다.

발명의 내용

[0004]

본 개시의 양태에 따르면 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 심볼들을 사용하여 페이로드 데이터를 송신하기 위한 송신기가 제공된다. 송신기는 송신될 페이로드 데이터를 수신하고 수신기에서 페이로드 데이터를 검출하고 회복하는 데 사용하기 위한 시그널링 데이터를 수신하고, 시그널링 데이터를 갖는 페이로드 데이터를 송신을 위한 프레임들로 형성하도록 구성된 프레임 빌더를 포함한다. 각각의 프레임은 한 부분에는 시그널링 데이터 및 다른 부분에는 페이로드 데이터를 포함한다. 변조기는 각각의 프레임에 대해 시그널링 데이터로 제1 OFDM 심볼을 변조하고 페이로드 데이터로 하나 이상의 제2 OFDM 심볼들을 변조하도록 구성되고, 조합기는 제1 OFDM 심볼을 시그니처(signature) 시퀀스와 조합하고 송신 유닛은 제1 및 제2 OFDM 심볼들을 송신한다. 따라서 본 발명의 실시예들은 시그널링 데이터를 전달하는 제1 OFDM 심볼이 시그니처 시퀀스와 송신 전에 조합되도록 구성된다. 시그니처 시퀀스는 수신기에서의 프레임의 제1 심볼의 검출과 시그널링 데이터의 디코딩이 페이로드 데이터에 대해 요구될 수 있는 것보다 낮은 신호 대 잡음비에서 가능하게 하도록 구성된다.

[0005]

본 개시의 실시예들은 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 심볼들을 사용하여 페이로드 데이터를 송신하도록 구성된 송신기를 제공할 수 있다. 송신기는 송신될 페이로드 데이터를 수신하고 수신기에서 송신될 데이터를 검출하고 회복하는 데 사용하기 위한 시그널링 데이터를 수신하도록 적응된 프레임 빌더를 포함한다. 프레임 빌더는 페이로드 데이터와 시그널링 데이터를 송신을 위한 프레임들로 형성하도록 구성된다. 변조기는 페이로드 데이터 및 시그널링 데이터를 OFDM 심볼들 상으로 변조하도록 구성되고, 송신 유닛은 OFDM 심볼들을 송신하도록 구성된다. 시그널링 데이터는 프레임으로 형성되고 제1 OFDM 심볼을 사용하여 송신되고 페이로드 데이터는 하나 이상의 다른 프레임들로 형성되고 코딩을, 변조 방식과 OFDM 심볼들을 위한 서브 캐리어들의 수에 대한 동작 모드와 같은, 송신 파라미터들에 따라 하나 이상의 제2 OFDM 심볼들을 사용하여 송신된다. 제2 유형의 OFDM 심볼을 위한 송신 파라미터들은 시그널링 데이터 내에 포함될 수 있다. 그러므로 시그널링 데이터는 페이로드 데이터를 회복하기 위해 수신기에 의해 먼저 검출될 수 있다. 어려운 수신 환경들에서 시그널링 데이터를 전달하는, 제1 OFDM 심볼의 검출을 용이하게 하기 위해서, 제1 OFDM 심볼은 프레임 내의 제1 OFDM 심볼을 식별하기 위해 수신기에 의해 사용될 수 있는 것에 대한 시그니처 시퀀스와 송신 전에 조합된다.

[0006]

본 개시의 실시예들은 수신기가 시그널링 데이터를 전달하는 OFDM 심볼들을 검출할 수 있는 가능성이 향상되도록 예를 들어 시그널링 데이터를 전달하는 OFDM 심볼들과 시그니처 시퀀스가 조합된 구성을 제공할 수 있다. 시그널링 데이터를 전달하는 OFDM 심볼들은 시그널링 OFDM 심볼들이라고 말할 것이고 한 예에서 페이로드 데이터가 다른 OFDM 심볼들을 사용하여 송신될 수 있는 송신 프레임의 프리앰블 부분을 형성할 수 있다.

[0007]

본 개시의 실시예들이 적용되는 구성에 따르면 송신 프레임에서 "프리앰블" OFDM 심볼을 제공하는 요구가 있고, 송신 프레임은 페이로드 데이터를 인코딩하고 데이터를 실은(data bearing) OFDM 심볼들 상으로 변조하기 위해 사용된 예를 들어 통신 파라미터들 중 적어도 일부를 나타내기 위해 시그널링 파라미터들을 전달하고 그것에 의해 제1 (프리앰블) OFDM 심볼 내에 시그널링 데이터를 검출한 후 수신기는 데이터를 실은 OFDM 심볼들로부터 페이로드 데이터를 검출하기 위해 송신 파라미터들을 회복할 수 있다.

[0008]

다음의 설명에서 제1 OFDM 심볼은 프리앰블 OFDM 심볼이거나 송신 프레임 내의 하나의 일부를 형성할 수 있고

그래서 프리앰블 OFDM 심볼이라고 말할 수 있고 이것은 시그널링 데이터를 전달하도록 구성되기 때문에, 시그널링 OFDM 심볼이라고 말할 수 있다.

[0009]

한 실시예에 따르면, 시그널링 데이터를 전달하는 OFDM 심볼들을 위해 사용된 서브 캐리어들의 수는 페이로드 데이터를 전달하기 위해 사용되는 OFDM 심볼들에 사용된 서브 캐리어들의 수와 다를 수 있다. 예를 들어, 보다 어려운 무선 환경들에서 검출을 위해 보다 강건하게 하는, 시그널링 데이터를 회복하는 가능성을 향상시키기 위해서, 서브 캐리어들의 수는 페이로드 데이터를 전달하는 OFDM 심볼들을 위한 것보다 작을 수 있다. 예를 들어, 페이로드 데이터를 실은 OFDM 심볼들은 높은 스펙트럼 효율을 갖는 것이 요구될 수 있고 그러므로 예를 들어 서브 캐리어들의 수는 16k(16384) 또는 32k(32768)일 수 있는 반면 수신기가 시그널링 OFDM 심볼들로부터 시그널링 데이터를 회복할 수 있는 가능성을 향상시키기 위해서, 제1 시그널링 OFDM 심볼을 위한 서브 캐리어들의 수는 더 낮은 수, 예를 들어, 4k(4096) 또는 8k(8192)일 수 있다.

[0010]

본 개시의 다양한 다른 양태들 및 특징들이 첨부된 청구범위에 정의된다.

도면의 간단한 설명

[0011]

본 개시의 실시예들은 이하 유사한 부분들이 대응하는 참조 번호로 표시되는 첨부 도면을 참고하여 예로서만 설명될 것이다.

도 1은 방송 송신 네트워크의 배열을 도시하는 개략도이고;

도 2는 도 1의 송신 네트워크를 통해 방송 데이터를 송신하기 위한 예시적 송신 체인을 도시하는 개략 블록도이고;

도 3은 가드 인터벌을 포함하는 시간 도메인에서의 OFDM 심볼들의 개략도이고;

도 4는 OFDM을 사용하여 도 1의 방송 송신 네트워크에 의한 데이터 방송을 수신하기 위한 전형적인 수신기의 개략 블록도이고;

도 5는 페이로드 데이터와 시그널링 데이터를 포함하는 방송 데이터를 송신하기 위한 송신 프레임의 개략도이고;

도 6은 한 실시예에 따른 시그널링 또는 프리앰블 OFDM 심볼을 통해 시그널링 데이터를 송신하기 위한 송신기를 도시하는 블록도이고;

도 7은 한 실시예에 따른 시그너처 시퀀스 발생기의 개략 블록도이고;

도 8은 2분의 1과 4분의 1의 코딩율을 위한 부가 백색 가우스 잡음의 존재 시에 신호 대 잡음비에 대한 비트 에러율의 그래프이고;

도 9는 도 8의 결과들에 따라 허용가능한 성능을 제공하는, 변조된 시그널링 데이터의 전력으로부터의 시그너처 시퀀스 백오프 전력에 대한 비트 에러율의 그래프이고;

도 10a는 단일 주파수 송신 네트워크를 위해 발생된 예상된 채널 지연 확산에 매칭되는 가드 인터벌을 갖는 OFDM 심볼들의 개략적 표현이고; 도 10b는 관련된 OFDM 심볼 기간의 고정된 부분으로서 선택된 가드 인터벌을 갖는 OFDM 심볼당 다른 수의 서브 캐리어들을 갖는 OFDM 심볼들의 개략적 표현이고; 도 10c는 페이로드와 시그널링 OFDM 심볼들의 양쪽과 매칭되는 기간을 갖도록 선택된 가드 인터벌로 페이로드 데이터를 실은 OFDM 심볼당 다른 수의 서브 캐리어들과 시그널링 OFDM 심볼을 위한 다른 수의 서브 캐리어들을 갖는 OFDM 심볼들의 개략적 표현이고;

도 11a는 본 기술에 따른 시그널링 OFDM 심볼로부터 시그널링 데이터를 검출하고 회복하기 위한 수신기의 개략 블록도이고, 도 11b는 도 11a의 부분을 형성하는 주파수 동기화 검출기의 개략 블록도이고, 도 11c는 도 11b의 부분을 형성하는 프리앰블 가드 인터벌 상관기의 개략 블록도이고, 도 11d는 도 11a의 수신기의 부분을 형성하는 대강의 주파수 오프셋 동기화 검출기의 추가 예의 예시적 개략 블록도이고, 도 11e는 도 11d의 부분을 형성하는 차동 인코더의 예시적 개략 블록도이고;

도 12는 주파수 도메인에서 시그너처 시퀀스를 검출하고 제거하는 도 11a에 도시한 수신기의 부분을 형성하는 프리앰블 검출 및 디코딩 프로세서의 한 예의 개략 블록도이고;

도 13은 시간 도메인에서 시그너처 시퀀스를 검출하고 제거하는 도 11a에 도시한 수신기의 부분을 형성하는 프

리앰블 검출 및 디코딩 프로세서의 한 예의 개략 블록도이고;

도 14는 도 13에 도시한 프리앰블 검출 및 디코딩 프로세서의 부분을 형성하는 시그너처 시퀀스 제거기의 예의 개략 블록도이고;

도 15a는 예시적 발생기가 도 7에 도시한 시그너처 시퀀스에 매칭되는 매칭 필터의 개략 블록도이고, 도 15b는 도 14에 도시한 수신기의 시그너처 시퀀스 제거기 형성부의 개략 블록도이고;

도 16a는 매칭 필터의 출력에서 형성된 신호의 그래픽 표현이고; 도 16b는 채널 임펄스 응답의 성분들을 도시하는 도 16a에 도시한 그래픽 표현의 확대도이고;

도 17은 도 11a의 수신기에서 대강의 주파수 오프셋을 검출하기 위한 회로를 도시하는 개략 블록도이고;

도 18은 $-88/\text{Tu}$ 의 주파수 오프셋에 대한 도 17에 도시한 회로의 상관 출력의 그래프이고;

도 19는 비율 2분의 1과 비율 4분의 1 코드들을 위한 시그널링 OFDM 심볼에 추가된 시그너처 시퀀스가 있고 없는 다른 코드들을 위한 신호 대 잡음비에 대한 비트 에러율의 그래프를 제공하고;

도 20a 및 20b는 각각 이상적이고 실제적인 채널 추정으로 도 20c에 도시된 것과 같은 2개의 경로들로 0dB 에코 채널을 위한 신호 대 잡음비에 대한 비트 에러율의 그래프들을 제공한다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

예시적 실시예들의 설명

본 개시의 실시예들은 송신 네트워크가 예를 들어, 텔레비전 신호들을 텔레비전 수신 장치들에 송신하기 위한 방송 네트워크를 형성할 수 있도록 비디오 데이터와 오디오 데이터를 포함하는 데이터를 나타내는 신호들을 송신하기 위한 송신 네트워크를 형성하도록 구성될 수 있다. 일부 예들에서 텔레비전 신호들의 오디오/비디오를 수신하기 위한 장치들은 텔레비전 신호들이 이동 중에 있는 동안 수신되는 이동 장치들일 수 있다. 다른 예들에서 오디오/비디오 데이터는 고정적일 수 있고, 고정형 안테나 또는 안테나들에 접속될 수 있는 종래의 텔레비전 수신기들에 의해 수신될 수 있다.

텔레비전 수신기들은 텔레비전 영상들을 위한 통합된 디스플레이를 포함하거나 포함하지 않을 수 있고, 다중 튜너들과 복조기들을 포함하는 레코더 장치들일 수 있다. 안테나(들)는 텔레비전 수신기 장치들에 내장될 수 있다. 접속되거나 내장된 안테나(들)는 텔레비전 신호들뿐만 아니라 다른 신호들의 수신을 용이하게 하기 위해 사용될 수 있다. 그러므로 본 개시의 실시예들은 다른 환경들에서의 다른 유형의 장치들에 텔레비전 프로그램들을 표현하는 오디오/비디오 데이터의 수신을 용이하게 하도록 구성된다.

알 수 있는 바와 같이, 이동 중에 이동 장치로 텔레비전 신호들을 수신하는 것은 무선 수신 조건들이 그 입력이 고정형 안테나로부터 나오는 종래의 텔레비전 수신기의 것들과 상당히 다른 것이기 때문에 더 어려울 수 있다.

텔레비전 방송 시스템의 예시적 설명이 도 1에 도시된다. 도 1에서 방송 텔레비전 기지국들(1)은 방송 송신기(2)에 접속되는 것으로 도시된다. 방송 송신기(2)는 방송 네트워크에 의해 제공된 커버리지 영역 내에서 기지국들(1)로부터의 신호들을 송신한다. 도 1에 도시한 텔레비전 방송 네트워크는 소위 단일 주파수 네트워크로 동작하고 이 네트워크에서 각각의 텔레비전 방송 기지국들(1)은 이들이 방송 네트워크에 의해 제공된 커버리지 영역 내에서 이동 장치들(6)뿐만 아니라 텔레비전 수신기들(4)에 의해 수신될 수 있도록 오디오/비디오 데이터를 동시에 전달하는 무선 신호들을 송신한다. 도 1에 도시한 예에서 방송 기지국들(1)에 의해 송신된 신호들은 이들 신호가 다른 기지국들(1)로부터 송신되는 경우에도 텔레비전 수신기에 의해 조합될 수 있는 방송국들(2) 각각으로부터 동일 신호들을 송신하기 위한 구성을 제공할 수 있는 직교 주파수 분할 다중화(OFDM)를 사용하여 송신된다. 방송 기지국들(1)의 스펙트럼이 다른 방송 기지국들(1)에 의해 송신된 신호들 사이의 전파 시간이 각각의 OFDM 심볼들의 송신에 선행하는 가드 인터벌 미만이거나 이를 실질적으로 초과하지 않도록 된다면, 수신기 장치(4, 6)는 OFDM 심볼들을 수신하고 다른 방송 기지국들(1)로부터 송신된 신호들을 조합하는 방식으로 OFDM 심볼들로부터 데이터를 회복할 수 있다. 이런 방식으로 OFDM을 이용하는 방송 네트워크들을 위한 표준의 예들은 DVB-T, DVB-T2 및 ISDB-T를 포함한다.

오디오/비디오 소스들로부터 데이터를 송신하기 위한 텔레비전 방송 기지국들(1)의 송신기 형성부의 예시적 블록도가 도 2에 도시된다. 도 2에서 오디오/비디오 소스들(20)은 텔레비전 프로그램들을 나타내는 오디오/비디오 데이터를 발생한다. 오디오/비디오 데이터는 이후 OFDM 심볼들을 변조하는 데 사용되는 변조 심볼들에 인코딩된 데이터를 매핑하는 변조 유닛(24)에 공급되는 순방향 에러 정정(FEC) 인코딩된 데이터를 발생하는 인코딩/

인터리버 블록(22)에 의한 순방향 에러 정정 인코딩을 사용하여 인코딩된다. 분리된 하부 부분에 도시된 바와 같이, 예를 들어, 코딩의 포맷과 오디오/비디오 데이터의 변조를 표시하기 위한 물리적 계층 시그널링을 제공하는 시그널링 데이터는 물리적 계층 시그널링 유닛(30)에 의해 발생되고 인코딩 유닛(32)에 의해 인코딩된 후, 물리적 계층 시그널링 데이터는 이후 오디오/비디오 데이터에서와 같이 변조 유닛(24)에 의해 변조된다.

[0018]

프레임 빌더(26)는 물리적 계층 데이터로 송신될 데이터를 송신을 위한 프레임으로 형성하도록 구성된다. 프레임은 물리적 계층 시그널링이 송신되는 프리앰블을 갖는 시간 분할된 부분 및 오디오/비디오 소스들(20)에 의해 발생된 오디오/비디오 데이터를 송신하는 하나 이상의 데이터 송신 부분들을 포함한다. 심볼 인터리버(34)는 OFDM 심볼 빌더(36) 및 OFDM 변조기(38)에 의해 변조되기 전에 송신을 위한 심볼들로 형성된 데이터를 인터리브할 수 있다. OFDM 심볼 빌더(36)는 파일럿 및 내장된 데이터 발생기(40)에 의해 발생되고 송신을 위한 OFDM 심볼 빌더(36)에 공급되는 파일럿 신호들을 수신한다. OFDM 변조기(38)의 출력은 가드 인터벌을 삽입하는 가드 삽입 유닛(42)에 전달되고 결과로 생기는 신호는 디지털/아날로그 컨버터(44)에 공급되고 그 다음 안테나(48)에 의해 송신되기 전에 RF 프런트엔드(46)에 공급된다.

[0019]

종래의 배열에서와 같이 OFDM은 송신될 데이터 심볼들이 이후 역 푸리에 변환을 사용하여 시간 도메인으로 변환되는 서브 캐리어들에 매핑되는 주파수 도메인에서 심볼들을 발생하도록 배열된다. 그러므로 송신될 데이터는 주파수 도메인에서 형성되고 시간 도메인에서 송신된다. 도 3에 도시된 바와 같이 각각의 시간 도메인 심볼은 기간 T_u 의 유용한 부분과 기간 T_g 의 가드 인터벌로 발생된다. 가드 인터벌은 시간 도메인의 심볼의 유용한 부분의 부분을 복사함으로써 발생된다. 버스트의 유용한 부분을 가드 인터벌과 상관시킴으로써, 수신기는 OFDM 심볼 T_u 의 유용한 부분을 검출하도록 구성될 수 있으며, 이로부터 데이터가 이후 시간 도메인 심볼 샘플들을 주파수 도메인으로 변환시키기 위해 고속 푸리에 변환을 트리거함으로써 OFDM 심볼로부터 회복될 수 있다. 이러한 수신기는 도 4에 도시된다.

[0020]

도 4에서 수신기 안테나(50)는 튜너(52)를 통해 지나가고 가드 인터벌이 가드 인터벌 제거 유닛(56)에 의해 제거되기 전에 아날로그/디지털 변환기(54)를 사용하여 디지털 신호로 변환되는 RF 신호를 검출하도록 구성된다. 시간 도메인 샘플들을 주파수 도메인으로 변환시키기 위해 고속 푸리에 변환(FFT)을 수행하기 위한 최적 위치를 검출한 후, FFT 유닛(58)은 채널 추정 및 정정 유닛(60)에 공급되는 주파수 도메인 샘플들을 형성하기 위해 시간 도메인 샘플들을 변환한다. 채널 추정 및 정정 유닛(60)은 이후 예를 들어, OFDM 심볼들에 내장된 파일럿 서브 캐리어들을 사용하여 송신 채널을 추정한다. 파일럿 서브 캐리어들을 제외한 후, 모든 데이터를 실은 서브 캐리어들은 서브 캐리어 심볼들을 디인터리브하는 심볼 디인터리버(64)에 공급된다. 디매퍼 유닛(62)은 이후 OFDM 심볼의 서브 캐리어들로부터 데이터 비트들을 추출한다. 데이터 비트들은 비트 디인터리버(66)에 공급되고, 비트 디인터리버(66)는 에러 정정 디코더가 종래의 동작에 따라 에러들을 정정할 수 있도록 디인터리빙을 수행한다.

[0021]

프레이밍 구조

[0022]

도 5는 본 기술의 예시적 실시예에 따른 프레이밍 구조의 개략도를 도시한다. 도 5는 어떤 것은 이동 수신을 목표로 하고 다른 것은 고정된 루프-탑 안테나 수신을 목표로 하는, 서로 다른 물리적 계층 프레임들을 도시한다. 시스템은 현재의 시스템을 위해, 신형의 프레임들을 통합시키기 위해 미래에 확장될 수 있는데, 이러한 잠재적 신형의 프레임들은 미래 확장 프레임(FEF들)으로서 간단히 알려져 있다.

[0023]

고정된 수신 프레임들을 위한 하나의 요건은 비교적 좋은 채널 조건들, 및 32K와 같은 OFDM 심볼(FFT 크기) 당 높은 수의 서브 캐리어들로 인해, 예를 들어 256QAM인 고차 변조, 및 예를 들어 2분의 1 비율보다 더 높은 코드율들을 채택하는 것으로서 이러한 특징들에 의해 보장될 수 있는 향상된 스펙트럼 효율이다. 이것은 가드 인터벌 부분으로 인한 용량 손실을 감소시킨다. 그러나, 더 높은 수의 서브 캐리어들은 수신된 신호의 높은 도플러 주파수에 대한 더 낮은 허용 에러 때문에 이러한 OFDM 심볼들을 이동 수신을 위해 부적합하게 할 수 있다. 한편, 이동 수신 프레임들에 대한 주요 요건은 높은 비율의 서비스 유용성을 보장하기 위해 강건할 수 있었다. 이것은 저차 변조 예를 들어, QPSK 또는 BPSK, 낮은 코드율, OFDM 심볼(FFT 크기) 당 낮은 수의 서브 캐리어들 및 고밀도 분산 파일럿 패턴 등과 같은 그러한 특징들을 채택함으로써 향상될 수 있다. OFDM 심볼들을 위한 낮은 수의 서브 캐리어들은 더 낮은 수의 서브 캐리어들은 더 넓은 서브 캐리어 스페이싱을 제공할 수 있고 그래서 높은 도플러 주파수에 대해 많은 탄력성을 갖기 때문에 이동 수신을 위해 유리할 수 있다. 게다가 고밀도 파일럿 패턴은 도플러의 존재 시에 채널 추정을 용이하게 한다.

[0024]

그러므로 도 5에 도시한 프레이밍 구조는 다른 파라미터들을 사용하여 변조되고 인코딩된 페이로드 데이터를 각각 포함할 수 있는 프레임들을 특징으로 한다. 이것은 예를 들어, 다른 변조 방식들을 사용하여 변조될 수 있

는, 심볼 당 다른 수의 서브 캐리어들을 갖는 다른 OFDM 심볼 유형들을 사용하는 것을 포함할 수 있는데, 왜냐하면 다른 프레임들은 다른 유형들의 수신기를 위해 제공될 수 있기 때문이다. 그러나 각각의 프레임은 페이로드 데이터를 전달하는 하나 이상의 OFDM 심볼들과 다르게 변조되었을 수 있는, 시그널링 데이터를 전달하는 적어도 하나의 OFDM 심볼을 포함할 수 있다. 게다가 시그널링 OFDM 심볼은 페이로드 데이터를 전달하는 OFDM 심볼(들)과 다른 유형일 수 있다. 시그널링 데이터는 페이로드 데이터가 복조되고 디코딩될 수 있도록 회복되는 것이 요구된다.

[0025] 프리앰블을 위해 어떤 특성들을 가져야 하는지?

[0026] 프레임 경계들의 한계를 정하기 위해, DVB-T2 내의 P1 심볼과 같은 프레임 프리앰블 심볼이 요구된다. 프리앰블 심볼은 하기 프레임이 어떻게 구축되는지를 기술하는 시그널링을 전달할 것이다. 이동이든지 또는 고정형 안테나를 갖든지 간에 위에 언급된 수신기의 모든 유형들은 그들이 하기 프레임에서 페이로드를 디코딩하여야 하는지 여부를 결정하기 위해 프리앰블을 검출하고 디코딩할 수 있어야 하는 것이 기대된다. 그러한 프리앰블을 위한 바람직한 특성은 다음을 포함한다:

[0027] 1. 시그널링의 높은 용량; 프리앰블은 높은 시그널링 용량을 가지고 있어야 하는데 - 7개의 시그널링 비트들의 용량을 갖는 DVB-T2 내의 P1 프리앰블과는 달리, 시그널링 비트들의 100s를 갖는 DVB-C2에서 보다 유사한 프리앰블이 바람직하다. 이것은 프리앰블 심볼이 모든 시그널링 정보를 전달하기 위해 충분한 서브 캐리어들을 갖는 OFDM 심볼이어야 한다는 것을 제안한다.

[0028] 2. 공통 매크로-구조; 모든 프레임 프리앰블들은 모든 수신기 유형들에 의해 이해된 공통의 미리 정의된 매크로-구조를 가져야 한다. 이것은 프리앰블 심볼이 예를 들어, 일정한 기간, 일정한 수의 서브 캐리어들 및 모든 프레임 유형들을 위한 가드 인터벌을 가져야 한다는 것을 의미한다. 이것은 가드 인터벌이 고정형 안테나 수신에 사용될 수 있는 가장 긴 가드 인터벌과 기간이 유사하여야 한다는 제약을 강요하는데, 그렇지 않은 경우에, 네트워크가 이 가장 긴 가드 인터벌을 사용할 때, 프리앰블 심볼은 과도한 심볼 간 간섭(ISI)을 받고 디코딩 장애를 아마 겪을 것이다.

[0029] 3. 낮은 복잡도 검출 및 디코딩: 프리앰블 심볼 검출 및 디코딩 복잡도는 제한되어 저장된 전력을 효율적으로 사용하기 위해, 배터리 가동 이동 수신기들에서 쉽게 구현시키기 위해 충분한 낮아야 한다. 이것은 최대 FFT 크기와 최대 FEC 블록 길이를 제한한다.

[0030] 4. 프리앰블은 시간 도메인에서 쉽게 검출되어야 한다; DVB-C2에서, 프레임 구조 내의 모든 OFDM 심볼들은 4K 서브캐리어 스페이싱을 사용한다. 이것은 수신기가 주파수 도메인 프레임 동기화(프리앰블 검출)가 이어지는 OFDM 심볼 시간 동기화로 시작할 수 있다는 것을 의미한다. 본 개시의 실시예에서 프레임들은 다른 물리적 계층 프레임들 내의 OFDM 심볼들이 다른 서브 캐리어 스페이싱을 가질 수 있도록 배열될 수 있다. 주파수 도메인 프레임 동기화(프리앰블 검출)는 이로써 바로 가능하지 않다. 그러므로 프리앰블 심볼은 시간 도메인에서 검출되어야 한다. 이것은 단지 프리앰블이 디코딩되고 그것의 시그널링 페이로드가 프레임의 주파수 도메인 처리가 진행될 수 있다고 해석한 후에 만인데, 왜냐하면 그 이후에야 수신기가 프레임의 보디 내의 데이터 페이로드를 실은 OFDM 심볼들의 OFDM 파라미터들(서브 캐리어들의 수, 가드 인터벌) 등을 알 것이기 때문이다.

[0031] 5. 강건성; 프리앰블은 이러한 수신기들이 동작할 것으로 예상되는 모든 채널 조건들 하에서 모든 수신기 유형들에 의해 검출가능하고 디코딩가능하여야 한다. 이것은 프리앰블이 이동 중에 수신하는 동안 겪게 되는 높은 레벨의 잡음, 낮은 신호 대 잡음비들과 높은 레벨의 도플러 시프트 둘 다에 강건하여야 한다는 것을 의미한다. 높은 레벨의 잡음에 대한 강건성은 프리앰블의 시그널링 페이로드를 전달하기 위해 사용될 수 있는 코딩과 변조(MODCOD)를 위한 최대 송신 파라미터들을 제한하고 도플러에 대한 강건성은 프리앰블 OFDM 심볼의 최소 서브 캐리어 스페이싱을 제한한다. 프리앰블 OFDM 심볼은 높은 도플러 확산에 합리적으로 탄력성 있기에 충분히 큰 서브 캐리어 스페이싱을 사용하여야 한다. 게다가, 프리앰블 OFDM 심볼은 또한 주파수 편이, 공통 위상 에러, 최대 예상된 다중 경로 지연 확산 등의 존재 시에 디코딩하는 것을 허용하여야 한다.

[0032] 전술한 바와 같이 프리앰블 OFDM 심볼은 시그널링 데이터를 전달하고 송신 프레임의 보디 내의 OFDM 심볼들은 도 5에 도시된 바와 같이 페이로드 데이터를 전달한다. 도 5에 도시한 각각의 송신 프레임은 특정한 특성들을 갖는다. 데이터를 실은 프레임(100)은 데이터의 프레임을 전달하고, 이것은 OFDM 심볼 당 더 높은 수의 서브 캐리어들, 예를 들어 대략 32,000개의 서브 캐리어들(32k 모드)을 제공하여 상대적으로 높은 스펙트럼 효율을 제공하지만, 상대적으로 높은 신호 대 잡음비가 비트 에러율의 형태로 허용가능한 데이터 무결성을 달성하게 요구하는 것을 제공하는 더 높은 동작 모드를 사용할 수 있다. 그러므로 고차 동작 모드는 32k OFDM 심볼들로부터

터 오디오/비디오 데이터를 회복하기 위한 잘 배치된 고정형 안테나를 포함하는 감지 검출 능력들을 갖는 고정 텔레비전 수신기들과 통신하기에 가장 적합할 수 있을 것이다. 대조적으로, 프레임 구조는 더 어려운 무선 통신 환경에서 이동 텔레비전 수신기들에 의해 수신되도록 발생된 제2 프레임(102)을 또한 포함한다. 그러므로 프레임(102)은 이동 수신기가 상대적으로 어려운 환경에서 오디오/비디오 데이터를 수신하고 회복할 수 있는 가능성을 향상시키기 위해 BPSK 또는 QPSK와 같은 저차 변조 방식을 갖는 페이로드를 실은 OFDM 심볼들 및 4K 또는 8K와 같은 OFDM 심볼(FFT 크기) 당 작거나 더 낮은 수의 서브 캐리어들을 형성하도록 배열될 수 있다. 제1 프레임(100)과 제2 프레임(102)의 양쪽에서 송신 프레임(100, 102)의 페이로드 부분에서 송신된 오디오/비디오 데이터를 검출하기 위한 시그널링 파라미터들을 제공하는 프리앰블 심볼(104, 106)이 제공된다. 유사하게, 프리앰블 심볼(108, 110)은 미래 확장 프레임(112)을 위해 제공된다.

[0033] 새로운 프리앰블 심볼의 설계

[0034] 어떤 예시적 실시예들은 특히 열악한 무선 환경들에서 프리앰블 심볼을 검출하는 가능성이 향상된 도 5에 도시한, 예를 들어, 송신 프레임들에 사용하기 위한 프리앰블 심볼을 형성하기 위한 배열을 제공할 수 있다. 게다가, 도 5에 도시한 프레이밍 구조는 페이로드를 실은 OFDM 심볼들의 서브 캐리어들의 수가 프레임 마다 다르거나, 이들 서브 캐리어들은 다른 변조 방식들을 사용할 수 있도록 고안될 수 있다. 그러므로 페이로드 데이터를 전달하는 OFDM 심볼들은 시그널링 데이터를 전달하는 OFDM 심볼들과 다른 유형을 가질 수 있다. 시그널링 데이터를 송신하기 위한 도 2에 도시한 송신기의 부분의 예시적 블록도가 도 6에 도시된다.

[0035] 도 6에서 시그널링 데이터는 순방향 에러 정정 코드로 시그널링 데이터를 인코딩하고 이후 인코딩된 데이터를 BPSK, DBPSK, $\pi/4$ -BPSK 및 QPSK와 같은 저차 변조 성상도 상에 매핑하기 전에 그것을 인터리브하는 순방향 에러 정정(FEC) 및 변조기 유닛(202)에 이후 공급되는 시그널링 데이터를 스크램블링하는 스크램블링 유닛(200)에 먼저 공급된다. 파일럿 삽입 유닛(204)은 이후 프리앰블(104, 106, 108, 110)의 OFDM 심볼들 중 하나를 형성하기 위해 변조 심볼들 사이에 파일럿들을 삽입한다. 프리앰블을 형성하는 OFDM 심볼은 다음에 미리 정해진 인자 $(1 - G)$ 에 따라 스케일링 유닛(206)에 의해 스케일링된다. 스케일링 유닛(206)은 프리앰블의 전체 송신 전력이 그것이 시그너처 시퀀스가 없었던 것과 동일하게 유지되도록 송신 전에 프리앰블의 OFDM 심볼과 조합된 시그너처 시퀀스에 대하여 프리앰블의 송신 전력을 적응시킨다.

[0036] 본 기술에 따르면 시그너처 시퀀스 발생기(208)는 스케일링된 시그너처 시퀀스가 조합 유닛들(212)에 의해 프리앰블의 OFDM 심볼과 조합되기 전에 미리 정해진 인자 G 로 시그너처 시퀀스를 스케일링하는 제2 스케일링 유닛(210)에 공급되는 시그너처 시퀀스를 발생하도록 구성된다. 그러므로 시그너처 시퀀스 $W(k)$ 는 시그너처 시퀀스의 각각의 계수들이 OFDM 심볼의 서브캐리어 신호들 중 하나에 가산되도록 주파수 도메인에서 OFDM 심볼과 조합된다. 조합된 프리앰블 OFDM 심볼과 시그너처 시퀀스는 이후 가드 인터벌 삽입 유닛이 시간 도메인 가드 인터벌을 삽입하기 전에 역 푸리에 변환 프로세서(IFFT)(214)에 의해 주파수 도메인에서 시간 도메인으로 변환된다. 가드 삽입 유닛(216)의 출력에서 프리앰블 심볼이 출력 채널(218) 상에 형성된다.

[0037] 도 6에 도시한 예에서 알 수 있는 바와 같이 시그너처 시퀀스는 조합 후의 프리앰블 심볼의 스펙트럼이 송신 채널을 위한 스펙트럼 마스크 내에 남도록 주파수 도메인에서 시그널링 데이터를 전달하는 OFDM 심볼과 조합된다. 일부 예들에서 알 수 있는 바와 같이 시그너처 시퀀스는 시간 도메인에서 OFDM 심볼과 조합될 수 있다. 그러나 다른 대역폭 제한 과정들이 이후 수신기에서 시그너처 시퀀스의 상관 특성들에 영향을 미칠 수 있는 시간 도메인에서 프리앰블 OFDM 심볼과 시그너처 시퀀스의 조합 후에 도입되어야 한다.

[0038] 도 6의 예시적 도시에서, 스크램블링 유닛(200)에 의한 시그널링 데이터의 스크램블링은 프리앰블 심볼의 피크-평균 전력비(PAPR)가 많은 유사하게 변조된 OFDM 서브 캐리어들로 인해 과도하지 않게 되는 것을 보장한다. 스크램블링된 시그널링 비트들은 이후 유닛(202) 내에 BPSK, $\pi/4$ -BPSK, DBPSK 및 QPSK와 같은 저차 성상도와의 매핑 전에 낮은 코드율($1/4$ 또는 $1/5$)에서의 4K LDPC 코드와 같은 코드로 FEC 및 BPSK 유닛(202)에 의해 순방향 에러 정정 인코딩된다. 파일럿 삽입 유닛(204)에 의해 이 스테이지에서 삽입된 파일럿들은 곧 설명되는 바와 같이 채널 추정을 위한 것이 아니라, 주파수 오프셋 추정을 위한 것이다. 이 스테이지에서, OFDM 심볼로서 유용한 서브 캐리어들과 동일한 수의 복소 샘플들로 또한 구성된 복소 프리앰블 시그너처 시퀀스는 조합기(212)에 의해 시그널링 OFDM 심볼의 샘플들에 가산된다. 발생될 때, 각각의 프리앰블 시그너처 시퀀스 샘플은 단위 원상의 점이지만 프리앰블 OFDM 심볼에의 가산 전에는, 각각의 샘플은 스케일러(210)에 의해, 미리 정해진 인자 G 로 스케일링되고 대응하는 OFDM 심볼 샘플은 복합 프리앰블 심볼의 전력이 도 6의 점 A에서의 시그널링 OFDM 심볼의 전력과 동일하여야 하도록 스케일러(206)에 의해 $(1-G)$ 로 스케일링된다.

[0039] IFFT(214)는 이후 프리앰블 OFDM 심볼의 시작 - 프리앰블 OFDM 심볼의 사이클릭 프리픽스로서 또한 알려져 있음

- 에서 프리앰블 OFDM 심볼의 N_g 샘플들을 프리퀀드하는 가드 삽입 유닛(216)에 의한 가드 인터벌의 삽입이 이어지는 시간 도메인에서 OFDM 심볼을 이후 형성한다. 가드 인터벌 삽입 후에, T_u 가 N_u 샘플들을 갖는 유용한 심볼 기간이고 T_g 가 N_g 샘플들을 갖는 가드 인터벌 기간인 $N_s = N_u + N_g$ 복소 샘플들로 구성된 기간 $T_s = T_u + T_g$ 의 프리앰블 OFDM 시간 도메인 심볼이 형성된다.

[0040] 시그너처 시퀀스 발생기

[0041] 전술한 바와 같이, 도 6의 프리앰블 심볼 발생기는 시그널링 OFDM 심볼(제1 OFDM 심볼)과 조합된 시그너처 시퀀스를 발생하고, 시그널링 OFDM 심볼은 수신기가 페이로드 데이터를 전달하는 OFDM 심볼들로부터 데이터를 검출하고 회복하는 것이 요구된 신호 대 잡음비들과 비교하여 더 낮은 신호 대 잡음비에서 프리앰블을 검출하게 하기 위해, 프레임의 프리앰블 심볼을 형성한다. 시그너처 시퀀스 발생기(208)에 의해 발생된 시그너처 시퀀스는 동 위상을 위해 하나 및 직각 위상 성분을 위해 다른 하나인 2개의 의사 랜덤 비트 시퀀스 발생기들을 사용하여 형성될 수 있다. 한 예에서 시그너처 시퀀스는 일정한 진폭 0 자기 상관(CAZAC) 또는 Zadoff 및 Chu 시퀀스이다. 다른 예들에서 시그너처 시퀀스는 그들의 좋은 자기 상관 속성으로 인해 선택된 한 쌍의 Gold 코드 시퀀스들로부터 형성되거나, 다른 예시적 시그너처 시퀀스는 예를 들면 한 쌍의 M-시퀀스로부터 사용될 수 있다.

[0042] 도 6에 도시한 시그너처 시퀀스 발생기(208)의 한 예는 도 7에 더 상세하게 도시된다. 도 7은 도 6에 도시한 조합기(212)에 의해 시그널링 OFDM 심볼의 복소 샘플들에 가산된 복소 시그너처 시퀀스를 발생하도록 배열된다.

[0043] 도 7에서, 2개의 선형 피드백 시프트 레지스터들은 동 위상(300.1 및 300.2) 직각 위상(302.1 및 302.2) 성분들을 위한 한 쌍의 의사 랜덤 비트 시퀀스들을 발생하기 위해 각각의 경우에 사용된다. 각각의 경우에서, 의사 랜덤 비트 시퀀스 쌍은 각각 시그너처 시퀀스의 동 위상(300.1 및 300.2) 및 직각 위상(302.1과 302.2) 부분에 대한 Gold 시퀀스들 발생하기 위해 위한 배타적-OR 회로들(310, 312)을 사용하여 조합된다. 이진-바이폴라 맵퍼 유닛(314, 316)은 이후 시그너처 시퀀스의 동 위상(318) 및 직각 위상(허수)(320) 성분들을 위한 샘플을 각각 형성한다. 사실상, 도 7에 도시한 배열은 2개의 m-시퀀스들을 XOR함으로써 형성된 Gold 코드들을 발생한다. m-시퀀스들은 선형 피드백 시프트 레지스터들(300, 302)에 의해 발생된다. 하기 표 1은 도 7에 도시한 예에 따른 선형 피드백 시프트 레지스터들을 위한 발생기 다항식을 보여준다:

표 1

[0044]

시퀀스 명칭	발생기 다항식
R_seq1	$x^{13} + x^{11} + x + 1$
R_seq2	$x^{13} + x^9 + x^5 + 1$
I_seq1	$x^{13} + x^{10} + x^5 + 1$
I_seq2	$x^{13} + x^{11} + x^{10} + 1$

[0045] 표 1: 복소 시그너처 시퀀스를 위한 발생기 다항식

[0046] 스케일링 인자 G의 최적값을 결정

[0047] 도 6에 도시한 바와 같이, 스케일러(210)는 시그너처 시퀀스에 인자 G를 곱하고 스케일러(206)는 시그널링 OFDM 심볼에 인자 1-G를 곱한다. 이와 같이, 시간 도메인 시그널링 OFDM 심볼 신호는 $c(n)$ 이고 시그너처 시퀀스 신호가 $f(n)$ 이면, 복합 송신된 프리앰블 심볼 $s(n)$ 는 다음과 같이 주어진다:

[0048] $s(n) = (1 - G)c(n) + Gf(n)$

[0049] 여기서 G는 시그너처 시퀀스에 적용된 스케일링이다. 시그너처 신호는 시그널링 OFDM 심볼에 왜곡을 효과적으로 더함으로써 수신기에서의 시그널링 OFDM 심볼의 비트 에러율을 증가시킨다. 게다가, 1의 정규화된 전력으로, 복합 심볼은 실제로 시그너처 신호와 시그널링 OFDM 심볼 신호 사이에 전력을 분배한다. G의 높은 값으로, 시그너처 신호는 더 많은 전력을 갖고 그래서 수신기에서의 프레임 동기화(프리앰블의 검출)는 더 낮은 신호 대 잡음비에서 달성되어야 한다. 그러나, (시그너처 신호의 전력을 증가시키기 위해) 시그널링 OFDM 심볼의 전력을 감소시키는 것은 또한 시그널링 OFDM 심볼의 신호 대 잡음이 떨어짐에 따라 시그널링 정보 자체의 에러-프리 디코딩이 수신기에서 더 어렵게 된다는 것을 의미한다. 그러므로, G의 최적값은 이러한 상충하는 목적들 사이의 절충이어야 한다. 우리는 시그널링 OFDM 심볼과 시그너처 신호 사이의 전력 비에 비례하는 $P = (1 - G)/G$ 를 더 정의할 수 있다. G의 적정값은 이 전력 비 P로 실험함으로써 설정될 수 있다.

- [0050] 프리앰블 심볼을 보호하기 위해 사용될 수 있는 예시적 에러 정정 코드들의 성능은 시그널링 정보를 위한 적절한 자리를 사용하여, 부가 백색 가우스 잡음의 존재 시에 평가될 수 있다. 예를 들어 QPSK 변조 방식은 예시적 에러 정정 코드들과 함께 사용될 수 있다. 본 예에서 4K LDPC 2분의 1 비율과 4분의 1 비율 코드들이 평가되었다. 도 8은 이들 2분의 1과 4분의 1 비율 LDPC 코드들을 위한 시그널링 OFDM 심볼을 사용하여 시그널링 데이터를 전달하는 성능의 그래프 도해를 제공하고, 부가 백색 가우스 잡음 채널을 위한 신호 대 잡음비에 대한 비트 에러율 성능을 각각의 코드에 대해 나타낸다. -3dB의 신호 대 잡음비와 1dB의 신호 대 잡음비에서, 2분의 1과 4분의 1 비율 코드들은 각각 에러 프리가 된다. 신호 대 잡음비의 이들 값은 이후 각각 -2dB와 2dB로 증가되었고 0의 비트 에러율이 달성된 때까지 변화되는 P의 값들로 이후 시그너처 신호가 추가된다.
- [0051] 알 수 있는 바와 같이 프리앰블 심볼에 실린 시그널링 데이터를 보호하는 데 사용될 수 있는 에러 정정 코드는 비율 2분의 1과 비율 4분의 1과 다른 코딩율들을 가질 수 있다. 몇몇 실시예들에서, 코딩율은 4분의 1 이하이다. 한 예에서 코딩율은 5분의 1(1/5)이다.
- [0052] 도 9는 x축 상의 인자 P와 -2dB 및 2dB로 각각 고정된 SNR로서 각각의 코딩율을 위한 비트 에러율을 보여주는 4분의 1 및 2분의 1의 코딩율을 위한 그래프를 제공한다. 이들 결과로부터 알 수 있는 바와 같이 P = 8dB로 설정하면 시그널링 OFDM 심볼에 부가된 시그너처 시퀀스의 존재에도 불구하고, 0에 가까운 비트 에러율이 주어질 것이다. 인자 P의 이 값으로, 프리앰블 검출이 달성될 수 있다는 것을 실험적으로 또한 알 수 있다. 그러므로 P = 8dB의 값이 시그널링 OFDM 심볼의 QPSK 변조된 데이터 서브캐리어들로 다른 2분의 1과 4분의 1 비율 코드율을 위해 채택되었다. 알 수 있는 바와 같이 인자 P를 위한 최적한 선택은 발생된 결과들로부터 선택될 수 있다.
- [0053] 적합한 가드 인터벌 부분을 결정
- [0054] 본 기술의 예시적 실시예들에 따르면, 동일한 프리앰블 심볼이 고정 및 이동 수신 of 양쪽으로 의도된 물리적 계층 프레임들의 한계를 정할 것이다. 다음의 분석에서, 양쪽 유형의 송신 프레임들을 갖는 방송 송신 시스템이 사용될 것이라고 가정한다. 이와 같이, 고정 수신을 위해 송신된 페이로드 데이터를 실은 OFDM 심볼들의 수신에 영향을 미치는 주요한 인자들 중 하나는 스펙트럼 효율이다. 전술한 바와 같이, 이것은 더 작은 가드 인터벌 부분(GIF)이 큰 가드 인터벌 기간(GID)을 얻는데 사용될 수 있기 때문에 OFDM 심볼들을 위한 많은 수의 서브 캐리어들 및 대응하게 큰 FFT 크기들의 사용을 의미한다. 큰 GID는 방송 시스템이 방송 송신기들 사이에 더 큰 분리를 갖게 할 수 있고 더 큰 지연 확산을 갖는 환경들에서 동작할 수 있다. 다시 말하면 방송 송신 시스템은 단일 주파수 네트워크(SFN)를 형성하는 송신기들 사이에 더 넓은 스페이싱으로 구성된다.
- [0055] 도 10은 가드 인터벌들의 선택이 OFDM 심볼당 다른 수의 서브 캐리어들(다른 FFT 크기들)을 제공하는 다른 동작 모드들이 동일한 송신에서 다른 프레임들에 사용될 때 어떻게 영향받는지를 예시한다. 도 5에 도시한 다이어그램과 대조적으로, 도 10에 도시한 다이어그램은 시간 도메인에 있다. OFDM 심볼들의 3개의 세트가 단일 송신에서 하나 프레임이 끝나고 다른 것이 시작하는 점에서 발생할 수 있는 것을 예시한 시간 도메인에서 도시된다. 도 10a에서, 끝나는 프레임의 마지막 OFDM 심볼(402)의 기간은 시작하는 프레임의 제1 OFDM 심볼(404)의 것과 동일하다. 2개의 OFDM 심볼들(402와 404) 사이의 비움영 영역(405)은 심볼(404)에 선행하는 가드 인터벌을 나타낸다. 도 10b에서, 밝은 회색 영역(406)으로 나타내진 프리앰블 심볼의 예는 2개의 프레임들의 한계를 정하도록 삽입된다. 알 수 있는 바와 같이, 이 예시적 프리앰블 심볼(406)은 OFDM 심볼당 다른 수의 서브 캐리어들을 갖는 결과로서 데이터를 실은 심볼들(402 및 404) 보다 더 짧은 기간을 갖는다. 따라서, 프리앰블 심볼을 위한 GIF가 데이터 심볼들에 관해서 동일하면, 프리앰블 심볼을 위한 가드 인터벌 기간은 데이터를 실은 심볼들의 것만큼 길지 않을 것이다. 따라서, 채널의 지연 확산이 데이터를 실은 OFDM 심볼(402)의 가드 인터벌만큼 길다면, 프리앰블 심볼(406)은 이전 프레임의 마지막 심볼(402)로부터 심볼 간 간섭을 받을 것이다. 도 10c에 도시한 예들은 프리앰블 심볼을 위한 가드 인터벌 부분이 프리앰블 심볼(406)의 가드 인터벌 기간이 이전 프레임의 마지막 데이터를 실은 심볼(402)의 가드 인터벌 기간과 일치하거나 그보다 더 길 수 있다는 취지로 선택된 배열을 제공할 수 있다.
- [0056] 일부 예시적 실시예들에 따르면, 심볼당 서브 캐리어들의 최대수는 실질적으로 32,000(32K)이다. 예를 들어 DVB-T2 내의 32K FFT 크기로, 최대 GIF는 19/128이다. 6MHz 채널 래스터를 위해, 이것은 약 709.33us의 GID를 나타낸다. 이 GID가 고정된 수신기들을 목표로 한 OFDM 심볼들을 전달하는 프레임에 사용될 때, 프리앰블 OFDM 심볼 GID는 적어도 유사한 값을 가지고 있어야 하고, 그렇지 않으면, 프리앰블 심볼은 이전의 고정된 수신 프레임의 마지막 심볼로부터 심볼 간 간섭을 받을 것이다.
- [0057] 예를 들어 DVB-T2가 송신된 6MHz 채널 래스터 시스템에서, 실질적으로 4,000개의 서브 캐리어들(4K) OFDM 심볼

을 갖는 OFDM 심볼은 단지 $2 \times 224 \times 8 / 6 = 597.33\mu s$ 의 기간을 갖는다. 그러므로 GIF = 1에도 불구하고, 4K OFDM 심볼을 갖는 $709.33\mu s$ 의 GID를 얻는 것은 가능하지 않다. 하기 표는 (이동 환경을 위해) 높은 도플러 주파수들에 대해 매체에서 수용가능한 가능한 모드들 및 일부 가능한 가드 인터벌들을 리스트한다.

표 2

FFT 크기	6MHz에서의 Tu(us)	GIF	GID (us)	Ts (us)
4K	597.33	1	597.33	1194.667
8K	1194.67	1/4	298.67	1493.338
		1/2	597.33	1792.005
		19/32	709.33	1904.000
		3/4	896.00	2090.638

표 2: 이동 FFT 모드들 및 그들의 가능한 가드 인터벌들

상기 표로부터 단지 프리앰블 OFDM 심볼을 위한 8K 동작 모드가 OFDM 심볼의 서브 캐리어들의 32K 최대 수를 위해 최대 GID와 일치하거나 초과하는 GIF < 1을 갖는다는 것을 알 수 있다. 그러므로 결론적으로, 본 기술의 실시예들은 시그널링을 위한 많은 수의 서브 캐리어들 또는 8192개의 서브 캐리어들의 프리앰블 OFDM 심볼을 제공할 수 있고, 이것은 8K FFT 크기에 대응하며, 그에 대해 GIF는 약 19/32일 것이다. 이것은 전체 시그널링 OFDM 심볼이 $T_s \approx 1904\mu s$ 의 기간을 가질 것이라는 것을 의미한다. 또한, 8K 동작 모드는 이동 수신기에 높은 도플러 주파수들에 대한 매체의 프리앰블 OFDM 심볼로부터 시그널링 데이터를 검출하고 회복하는 합당한 기회를 제공하는, 서브 캐리어 스페이싱을 가질 것이다. 본 개시의 실시예들에서, 프리앰블 심볼의 GIF가 시스템에 가용한 최대 FFT 크기의 최장 GID와 동일하거나 그보다 긴 GID를 갖도록 선택되어야 한다는 것을 이해할 수 있다.

채널 추정 고려사항

DVB-C2과 같은 OFDM 송신 시스템들에 알려진 바와 같이, 주파수 도메인 프리앰블 파일럿들은 프리앰블 심볼의 채널 추정 및 등화에 사용하기 위해 일정한 간격으로 프리앰블 심볼 내로 삽입될 수 있다. 주파수에서의 스페이싱인, 이러한 파일럿들 D_x 의 밀도는 채널 상에 예상될 수 있는 최대 지연 확산에 의존한다. 전술한 바와 같이, 단일 주파수 송신 네트워크로, 더 큰 GID를 사용하는 것은 유리할 수 있다. 이러한 단일 주파수 네트워크들을 위해, 채널 임펄스 응답은 GID와 동일한 기간을 가질 수 있다. 그러므로, 프리앰블 등화를 위한 채널의 지연 확산은 GID 정도일 수 있다. D_x 서브 캐리어들 만큼 간격을 둔 프리앰블 파일럿들을 사용하여, 파일럿 지원된 채널 추정이 T_u/D_x 만큼 긴 지연 확산을 위해 가능하다. 이것은 D_x 가 다음과 같이 되도록 설정되어야 한다는 것을 의미한다:

$$T_u / D_x \geq T_g$$

6MHz 채널 내의 8K 프리앰블에 대해, $T_u = 1194.67\mu s$ 이기 때문에,

$$D_x \leq \left\lceil \frac{T_u}{T_g} \right\rceil$$

이다.

$T_u = 1194.67$ 과 $T_g = 709.33$ 을 대입하면, $D_x \leq 2$ 이다. 이것은 시그널링 OFDM 심볼의 모든 2개의 서브 캐리어들 내의 하나 보다 많은 것이 파일럿 서브 캐리어가 될 것이라는 것을 의미한다. 이것은 절반 보다 많은 만큼 시그널링 OFDM 심볼의 용량을 커팅하는 효과를 가질 것이다. 이와 같이, 이 결론은 대체 기술이 주파수 도메인 파일럿들을 사용하는 것보다 오히려 채널 임펄스 응답을 추정하기 위해 채택되어야 하는 것을 제안한다.

주파수 오프셋 고려사항

제1 검출에서, 시그널링 또는 프리앰블 OFDM 심볼은 튜너(52)에 의해 도입된 임의의 튜닝 주파수 오프셋들의 존

제 시에 디코딩되어야 한다. 이것은 시그널링 데이터가 어떤 주파수 오프셋들의 효과들을 감소시키는 방식으로 프리앰블 OFDM 심볼 상에 변조되어야 하거나 리소스들이 주파수 오프셋이 추정된 다음 프리앰블 디코딩 전에 제거되게 하기 위해 프리앰블 심볼 내로 삽입된다는 것을 의미한다. 한 예에서 송신 프레임은 단지 프레임당 하나의 프리앰블 OFDM 심볼을 포함할 수 있어서 제1 선택사항은 달성하기가 어렵다. 제2 선택사항을 위해, 추가적 리소스들은 이들이 주파수 오프셋 및 공통 위상 에러를 추정하는데 사용될 수 있도록 OFDM 내로 삽입된, 주파수 도메인 파일럿 서브 캐리어들의 형태로 있을 수 있다. 주파수 오프셋들은 심볼이 등화되고 디코딩되기 전에 이후 제거된다. 데이터 페이로드를 실은 OFDM 심볼들 내의 파일럿들의 삽입과 유사한 맥락에서, 본 기술의 실시예들은 시그널링(프리앰블) OFDM 심볼 파일럿 서브 캐리어들 내에 제공하도록 배열될 수 있고, 이는 프리앰블 서브 캐리어 스페이싱보다 큰 주파수 오프셋들의 추정을 가능하게 할 수 있다. 이들 파일럿은 다중 경로 전파가 완전 프리앰블 OFDM 심볼을 가로질러 파일럿들의 정규적 널들을 야기할 수 있는 경우들을 회피하기 위해 주파수 차원에서 규칙적으로 스페이스를 두지 않는다. 따라서, 180개의 서브 캐리어들이 선험적으로 정의된 위치들을 갖는 8K 심볼을 가로질러 제공될 수 있다. 서브-FFT 빈 주파수 오프셋은 프리앰블 OFDM 심볼 자체의 검출을 통해 추정된다. 따라서 본 기술의 실시예들은 파일럿 심볼들을 전달하는 서브 캐리어들의 수가 프리앰블 OFDM 심볼이 송신된 채널 임펄스 응답을 추정하기 위해 요구될 수보다 작지만, 송신된 OFDM 심볼의 대강의 주파수 오프셋을 추정하기에 충분한 프리앰블 OFDM 심볼을 제공할 수 있다.

[0070]

수신기에서의 주파수 오프셋 검출

[0071]

전술한 바와 같이 프리앰블은 시그너처 시퀀스와 시그널링 데이터를 전달하는 OFDM 심볼을 조합함으로써 형성된다. 시그널링 데이터를 디코딩하기 위해, 수신기는 첫째로 프리앰블 OFDM 심볼을 검출하고 캡처하여야 한다. 한 예에서 시그너처 시퀀스는 알려진 시그너처 시퀀스의 복소 샘플들의 공액에 매칭되는 임펄스 응답을 갖는 매칭 필터를 사용하여 검출될 수 있다. 그러나 수신된 신호에서의 어떤 주파수 오프셋은 매칭 필터의 출력을 변조하고 매칭 필터를 사용하여 시그너처 시퀀스의 정확한 검출을 방지하는 효과를 갖는다. 주파수 오프셋의 존재 시에 프리앰블을 검출하고 프리앰블에 의해 제공된 시그널링 정보를 회복하기 위한 예시적 수신기가 도 11a에 도시된다. 도 11a에서, 안테나로부터 수신된 신호는 도 4에 도시된 것과 같은 종래의 구성을 사용하여 기저대역 신호로 변환되고, 입력(420)으로부터 각각 복소수 승산기(422)와 주파수 동기화기(424)에 공급된다. 주파수 동기화기(424)는 수신된 신호 $r(x)$ 에서의 주파수 오프셋을 검출하고 다수의 서브 캐리어들에 대한 오프셋의 측정을 발진기(426)에 공급하는 역할을 한다. 발진기(426)는 오프셋의 반전을 수신된 신호 $r(x)$ 에 도입하는 역할을 하는 승산기(422)의 제2 입력에 공급되는 복소 주파수 신호를 발생한다. 그러므로 승산기(422)는 프리앰블 검출 및 디코딩 유닛(430)이 프리앰블 OFDM 심볼을 검출하고 출력 채널(432) 상에 출력되는 프리앰블에 의해 전달되는 시그널링 데이터를 회복할 수 있도록 수신된 신호 $r(x)$ 를 발진기(426)으로부터의 출력으로 승산함으로써 수신된 신호에서의 주파수 오프셋을 보상하거나 실질적으로 반전시킨다.

[0072]

도 11b는 도 11a에 도시한 수신기의 부분을 형성하는 주파수 동기화기(424)의 예시적 구현을 제공한다. 도 11b에서, 수신된 신호는 입력(420)으로부터 OFDM 심볼의 유용한 부분의 시작의 표시를 제공하는 신호를 제1 출력(434)에서 발생하는 프리앰블 가드 인터벌 상관기(432)에 공급된다. 제2 출력(436)은 OFDM 심볼의 샘플들을 푸리에 변환 프로세서(438)에 공급하지만, 유용한 부분에서의 샘플의 수 N_u 만큼 지연된다. 프리앰블 가드 인터벌 상관기(432)로부터의 제1 출력(434)은 가드 인터벌의 위치를 검출하고 OFDM 심볼의 유용한 부분의 N_u 개의 시간도메인 샘플들을 주파수 도메인으로 변환시키기 위해 FFT(438)를 트리거하는 트리거 신호를 채널(442)를 통하여 임계값 검출기(440)로부터 FFT(438)로 제공하는 역할을 한다. 푸리에 변환 프로세서(438)의 출력은 연속적 파일럿(CP) 매칭 필터 유닛(444)에 공급되고, 이 CP 매칭 필터 유닛은 주파수 도메인에서 CP 매칭 필터의 임펄스 응답을 설정하는 데 사용된 수신기에 있는 복제본들에 대하여 수신된 OFDM 심볼 내의 파일럿 신호들을 상관시킨다. 그러므로 매칭 필터(444)는 재발생된 파일럿들을 수신된 OFDM 심볼과 상관시키고 상관의 결과를 검출 임계값 유닛(446)에의 입력에 공급한다. 검출 임계값 유닛(446)은 수신된 신호에서의 오프셋을 정정하기 위해 발진기(426)에 공급되는 주파수 오프셋을 효과적으로 제공하는 채널(448) 상의 FFT 빈들의 수의 관점에서 수신된 신호에서 오프셋을 검출한다.

[0073]

도 11c는 프리앰블 가드 인터벌 상관기(432)의 구현의 예를 제공하고 가드 인터벌을 검출하기 위한 종래의 구성에 대응한다. 검출은 상호 상관 출력들이 연속적인 N_g 샘플 구간들에 걸쳐 축적된 N_u 샘플들의 지연 후에 수신된 OFDM 심볼의 샘플들을 그들 자신과 상호 상관함으로써 수행된다. 그러므로, 수신된 신호는 입력(420)으로부터 승산기(450) 및 수신된 신호로 승산기(450)에 의해 승산하기 위한 복소 공액기(454)에 출력을 공급하는 지연 유닛(452)에 공급된다. 지연 유닛(456)은 가드 인터벌 내의 샘플들의 수 N_g 만큼 샘플들을 지연시키고 단일 지연 유닛(458)은 가산기(460)의 출력을 지연시킨다. 가산기(460)는 이후 가산기(460)에 공급되는 유용한 샘플들

Nu에 대응하는 지연된 샘플들의 공액으로 수신된 신호를 승산한 결과들을 승산기(450)로부터 수신한다. 가산기(460)와 함께, 지연 블록들(456 및 458)은 그 효과가 Ng 샘플들에 대해서 상호-상관기의 연속 출력들을 누산하는 것인 차수 Ng의 이동 평균 필터를 구현한다. 그러므로 점(434)에서 가드 인터벌 기간을 검출함으로써 OFDM 심볼의 유용한 부분의 검출의 표시가 제공된다. 출력(436)은 가드 인터벌이 제1 출력(434)에 의해 검출된 후 푸리에 변환을 트리거하기 위해 FFT에 공급되는 지연되어 수신된 신호 샘플들을 제공한다.

[0074]

도 11d는 주파수 동기화기(424)의 구현의 또 다른 예를 제공하고 시그너처 시퀀스 매칭 필터(462)의 사용에 의한 프리앰블 심볼의 제1 검출에 대응한다. 그러나 첫째로, 차동 인코더 블록(461)은 수신된 신호에 존재하는 어떤 주파수 오프셋만큼 매칭 필터 출력의 변조를 감소시키기 위해 수신된 신호를 변경하는 데 사용된다. 차동 인코더(461)는 수신된 신호 및 주파수 도메인 시그너처 시퀀스 발생기(504)의 출력의 역 푸리에 변환(506)에 의해 발생된 시간 도메인 시그너처 시퀀스 둘 다에 적용된다. 도 15a에서 나중에 설명될 시그너처 시퀀스 매칭 필터(462)는 그 탭들이 차동 인코딩된 시간 도메인 시그너처 시퀀스의 계수들로 설정되는 유한 임펄스 응답 필터이다. 그러므로 도 11d에 도시한 회로는 시그너처 시퀀스 발생기(504)가 시그너처 시퀀스를 재발생하고, 역 푸리에 변환기(506)가 시그너처 시퀀스를 시간 도메인으로 변환하고, 차동 인코더(461)가 무선 신호에서 주파수 오프셋의 변조 효과를 감소시키기 위해 수신된 신호의 차동 연속 샘플들을 비교하고, 대응하여 시그너처 시퀀스의 시간 도메인 버전의 차동 연속 샘플들을 비교하는 주파수 동기화기(424)의 예를 형성한다. 이미 설명된 바와 같이, 매칭 필터(462)는 차동 인코딩된 시그너처 시퀀스에 대응하는 임펄스 응답을 갖고 차동 인코더(461)로부터 수신된 신호를 수신하고 출력에서 대강의 주파수 오프셋의 추정치를 발생하기 위해 차동 인코딩되어 수신된 신호를 필터링한다.

[0075]

도 11b에서 출력 채널(434)에 대응하여, 도 11d의 출력 채널(463)은 FFT(438)를 위한 트리거를 발생하기 위해 임계값 블록(440)에 공급되는 신호를 발생하고; 도 11b의 출력 채널(436)은 도 11d의 출력 채널(464)에 대응한다. 이 채널은 제때에 임계값 블록(440)에 의해 관통 채널(442)에 의해 트리거되는 FFT 블록(438)에 프리앰블 OFDM 심볼 샘플들을 전달한다. 도 11e는 차동 인코딩 블록(461)의 예를 제공한다. 수신된 샘플들 $r(n)$ 은 단위 지연 소자(465)와 또한 공액 블록(466)에 들어간다. 지연 소자(465)는 각각의 샘플을 하나 샘플 기간 동안 지연시키고 공액 소자(466)는 그 효과가 입력 $[r_i(n) + jr_q(n)]$ 을 출력 $[r_i(n) - jr_q(n)]$ 으로 변환시키는 그것의 출력에서 각각의 입력 샘플을 그것의 공액으로 변화시킨다. 이 공액된 샘플은 이후 가산기(467)에 의해 지연 소자(465)의 출력으로부터 감산된다. 입력 신호 $[r_i(n) + jr_q(n)]$ 과 출력 $[y_i(n) + jy_q(n)]$ $n=0,1,2,\dots$ 에 대해, 차동 인코더(461)는 다음 수학적식을 구현시키도록 동작한다:

[0076]

$$[y_i(n) + jy_q(n)] = [r_i(n-1) - r_i(n)] + j[r_q(n-1) + r_q(n)]$$

[0077]

따라서, 프리앰블 검출 및 디코딩이 프리앰블 검출 및 디코딩 유닛(430)에 의해 수행되기 전에 수신된 신호에서의 주파수 오프셋은 도 11a와 11b와 11c, 또는 11d와 11e에 도시한 구성들에 의해 추정되고 정정된다.

[0078]

수신기에서의 프리앰블 검출 및 디코딩

[0079]

도 11a에 도시한 수신기의 예를 들어 전술한 바와 같이, 프리앰블 검출기 및 디코더(430)는 프리앰블 심볼을 검출하고 프리앰블 심볼로부터 시그널링 데이터를 회복하도록 구성된다. 이 목적을 위해, 프리앰블 검출기 및 디코더(430)는 시그너처 시퀀스를 검출함으로써 프리앰블을 검출하고, 이후 프리앰블로부터 시그널링 데이터를 회복하기 전에 시그너처 시퀀스를 제거한다. 프리앰블 검출기 및 디코더(430)의 예시적 실시예들은 도 12, 13 및 14에 도시된다.

[0080]

본 기술의 실시예들은 주파수 도메인에서 또는 시간 도메인에서 시그너처 시퀀스를 검출하고 시그너처 시퀀스를 제거하는 수신기를 제공할 수 있다. 도 12는 시그너처 시퀀스가 주파수 도메인에서 제거되는 제1 예를 제공한다. 도 11a에 도시한 예시적 수신기를 참조하면, 수신된 기저 대역 신호는 수신 채널(428)로부터 매칭 필터(502)와 복조기(550)에 공급된다. 매칭 필터(502)는 송신기에서의 시그너처 시퀀스 발생기(212)와 동일한 시그너처 시퀀스 발생기(504)가 시그너처 시퀀스의 복사를 재발생한 후에 시간 도메인에서 시그너처 시퀀스를 수신한다. 매칭 필터(502)는 시간 도메인 시그너처에 매칭되는 임펄스 응답을 갖도록 구성된다. 이와 같이, 이것은 수신 채널(428)로부터 공급된 수신된 신호와 시간 도메인 시그너처 시퀀스를 상관시키고 상관 출력 결과는 상관 과정의 출력이 미리 정해진 임계값을 초과할 때 프리앰블 OFDM 심볼의 존재를 검출하기 위해 사용될 수 있다. 게다가, 프리앰블 OFDM 심볼의 시그너처 시퀀스의 존재의 결과로서, 수신된 신호가 통과한 채널의 임펄스 응답은 또한 채널 임펄스 응답 추정기(508)에 의해 매칭 필터의 상관 출력으로부터 추정될 수 있다. 그러므로 수신기는 전통적인 분산된 파일럿들에 의지하지 않고 시그너처 시퀀스를 사용하여 채널 임펄스 응답을 추정하기

위한 구성을 포함할 수 있다.

- [0081] 시그너처 시퀀스의 존재를 검출하고 채널 임펄스 응답을 추정하면, 채널 임펄스 응답의 효과는 복조기(550) 내의 수신된 신호로부터 제거될 수 있다. 따라서 고속 푸리에 변환기(518)는 채널 임펄스 응답 추정치를 주파수 도메인 채널 전달 함수로 변환하고, 채널 변환 함수를 복조기(550) 내의 등화기(516)에 공급한다.
- [0082] 도 12에 도시한 수신기에서 복조기(550)는 에러 정정 코드로 인코딩된 기저 대역 형태로 시그널링 데이터를 회복하도록 구성된다. 그러므로 복조기(550)는 이후 도 6에 도시한 스크램블링 유닛(200)에 대응되지만 스크램블링의 반전을 수행하는 디스크램블링 유닛(522)에 의해 디스크램블링되기 전에 순방향 에러 정정 디코더(520)를 사용하여 디코딩된, 시그널링(프리앰블) OFDM 심볼로부터 시그널링 데이터를 회복한다.
- [0083] 복조기(550)는 시그널링 OFDM 심볼들로부터 가드 인터벌을 제거하는 가드 인터벌 제거기(512), 및 시간 도메인 샘플들을 주파수 도메인으로 변환시키는 FFT 유닛(514)을 포함한다. 등화기(516)는 이미 설명된 바와 같이 FFT 유닛(518)에 의해 채널 전달 함수를 형성하기 위해 주파수 도메인으로 변환된 임펄스 응답의 효과들을 제거한다. 주파수 도메인에서, 등화기(516)는 OFDM 서브 캐리어를 전달하는 각각의 시그널링 데이터를, 변조 심볼들로부터 가능한 한 송신 채널의 효과를 제거하기 위해 그것의 대응하는 채널 전달 계수로 나눈다.
- [0084] 시그너처 시퀀스 제거기는 이것이 스케일링 유닛(521)에 의해 전술한 바와 같이, 스케일링 인자 G로 스케일링된 후에 시그너처 시퀀스 발생기(504)에 의해 발생된 주파수 도메인에서 시그너처 시퀀스를 수신하는 가산기 유닛(519)에 의해 형성된다. 그러므로 시그너처 시퀀스 제거기(519)는 제1 입력에서는 등화된 프리앰블 OFDM 심볼 그리고 제2 입력에서는 주파수 도메인에서 스케일링된 시그너처 시퀀스를 수신하고 프리앰블 OFDM 심볼의 데이터를 실은 서브 캐리어들에 의해 전달된 변조 심볼들의 추정치들을 출력에서 형성하기 위해 하나를 다른 것으로부터 뺀다.
- [0085] 에러 정정 인코딩된 프리앰블 시그널링 데이터를 나타내는 변조 심볼들은 이후 복조기 및 FEC 디코더(520)에 의해 복조되고 에러 정정 디코딩되어 이후 출력(524)으로서 L1 시그널링 데이터 비트들을 형성하기 위해 디스크램블링 유닛(522)에 의해 디스크램블링되는 L1 시그널링 데이터의 스크램블링된 비트들을 출력에서 형성한다.
- [0086] 시그너처 시퀀스를 제거하기 위해 시간 도메인에서 동작하는 프리앰블 검출기 및 디코더(430)의 추가 예가 도 13 및 14에 도시된다. 도 13은 도 12에 도시한 예에 대응하는 프리앰블 검출기 및 디코더(430)의 예를 제공하고 그래서 도 13에 도시한 예의 동작에 대해 다른 점만 설명될 것이다. 도 13에서 도 12의 예에서와 같이 기저 대역 수신된 신호는 시그너처 시퀀스 매칭 필터(502) 및 복조기(550)에 공급된다. 도 12에 도시한 예에서와 같이, 시그너처 시퀀스 매칭 필터는 시간 도메인 시그너처 시퀀스에 매칭된 임펄스 응답과 수신된 신호를 상호 상관시킨다. 시그너처 시퀀스는 시그너처 시퀀스 발생기(504)를 사용하여 주파수 도메인에서 시그너처 시퀀스를 재발생하고 역 푸리에 변환 프로세서(506)를 사용하여 시그너처 시퀀스를 시간 도메인으로 변환함으로써 시간 도메인 형태로 수신된다. 도 12에 도시한 예에서와 같이 채널 임펄스 응답 추정기(508)는 시그너처 시퀀스 매칭 필터(502)의 출력으로부터 채널 임펄스 응답을 검출하고, 복조기(550) 내의 등화기(516)에 주파수 도메인 채널 추정치를 공급하기 위해 FFT 유닛(518)을 사용하여 이것을 주파수 도메인 채널 전달 함수로 형성한다.
- [0087] 도 13에 도시한 예의 지금까지의 동작은 도 12에 도시한 것에 대응한다. 도 13에 도시된 바와 같이 복조기(550)는 가드 제거기(512) 전에 시그너처 시퀀스 제거기(559)를 포함한다. 역 푸리에 변환 유닛(560)으로부터 공급된 시간 도메인 시그너처 시퀀스는 미리 정해진 인자 G로 스케일링 유닛(521)에 의해 스케일링된다. 스케일링된 시간 도메인 시그너처 시퀀스는 이후 수신된 기저 대역 신호로부터 시간 도메인에서의 시그너처 시퀀스를 제거하는 시그너처 시퀀스 제거기(559)에 공급된다. 그 후에 가드 제거기(512), FFT 유닛(514) 및 등화기(516)는 도 12에 도시한 소자들에 대응하는 방식으로 동작한다.
- [0088] 도 13에 도시한 시그너처 시퀀스 제거기(559)는 도 14에 더 상세히 도시된다. 도 14에서 시그너처 시퀀스 제거기(559)는 가드 인터벌 삽입기(561), 조합기 유닛(560) 및 FIR 필터(562)를 포함한다. 시간 도메인 기저 대역 수신된 신호는 조합기 유닛(560)의 한 입력에서 입력 채널(428) 상에 수신된다. 제2 입력(564)은 송신기에서의 가드 인터벌 삽입기(561)와 동일한 방식으로 시그너처 시퀀스에 사이클릭 프리픽스를 많이 프리픽스하는 가드 인터벌 삽입기(561)에 공급되는, 시그너처 시퀀스의 스케일링된 시간 도메인 버전을 수신한다. 가드 인터벌 삽입기의 출력은 채널 임펄스 응답 추출 블록(508)에 의해 발생된 채널 임펄스 응답의 추정치를 제2 입력(566)에서 수신하는 FIR 필터(562)에 공급한다. 그러므로 FIR 필터(562)는 이후 시그너처 시퀀스의 효과를 수신된 신호로부터 제거하기 위해 수신된 기저 대역 신호로부터 조합기(560)에 의해 빼진 시간 도메인에서의 시그너처 시퀀스로 채널 임펄스 응답 추정치를 컨볼브(convolve)한다. 도 15b는 이 시그너처 시퀀스 제거의 더 상세한 예

시적 구현과 FIR 필터(562)가 어떻게 구성되는 지를 보여준다.

[0089] 알 수 있는 바와 같이 복조기 및 FEC 디코더(520)와 스크램블러(522)의 동작은 도 12와 관련하여 설명한 것과 동일한 기능들을 수행한다.

[0090] 매칭 필터

[0091] 위에 명시된 바와 같이 매칭 필터(502)는 시그너처 시퀀스와의 수신된 신호의 상관을 나타내는 출력 신호를 발생한다. 시그너처 시퀀스 매칭 필터(502)의 예를 보여주는 블록도가 도 15a에 도시된다.

[0092] 도 15a는 지연 저장 유닛(600)에 저장된 데이터의 각각의 샘플들을 시그너처 시퀀스 P(n)의 대응하지만 공액된 성분으로 스케일링하는 스케일링 유닛들(602)에 접속된 Ns개의 지연 소자들(600)의 시퀀스를 도시한다. 각각의 스케일링 유닛들(602)로부터의 출력은 이후 출력(606)에서 시그너처 시퀀스와의 수신된 신호 샘플들 r(n)의 상관을 나타내는 출력 신호를 형성하는 가산 유닛(604)에 공급된다. 매칭 필터는 다음의 수학적식을 구현한다:

[0093]
$$g(i) = \sum_{n=0}^{N_s-1} P^*(n)r(n+i) \text{ for } i = -N_s+1, -N_s+2, \dots, 0, 1, 2, \dots, N_s-1$$

[0094] 필터 탭들 P(i)가 형태 $(\pm 1 \pm j1)$ 로 될 때, 각각의 탭에서의 승산기는 단순히 각각의 동 위상 및 직각 위상 성분들을 위한 가산 및 감산 회로들에 의해 행해질 수 있었다. 시그너처 시퀀스가 CAZAC 시퀀스일 때, P(i)의 직각 위상 성분들은 바이폴라가 아니다. 스케일링 유닛들(602)은 형태 $(\pm 1 \pm j1)$ 를 갖기 위해 대신에 각각의 직각 위상 성분의 부호를 사용할 수 있다.

[0095] 도 16a 및 도 16b는 다중 경로 환경을 위한 매칭 필터의 상관 출력의 예들을 제공한다. 이 경우에 단지 설명의 목적들을 위해 채널은 3개의 경로들로 구성되고 프리앰블은 1/4의 GIF를 갖는 4K 심볼이다. 알 수 있는 바와 같이, 수신된 신호의 시그너처 시퀀스가 수신기에서의 시그너처 시퀀스와 일치할 때 명백한 상관 피크가 있다. 도 16b에 도시한 예는 매칭 필터의 출력이지만 도 16a에 도시한 상관 피크로부터 확장된 해상도의 증가를 보여주는 보다 더 확장된 x축으로 보여준다. 이 채널을 위해, 아래 표에 목록화된 것과 같이 3개의 경로들이 있다:

표 3

경로	지연(us)(샘플들)	전력(dB)
1	0 [0]	0
2	10 [68]	-10
3	25 [171]	-6

[0096]

[0097] 표 3: 예시적 채널의 다중 경로 프로파일

[0098] 채널 임펄스 응답 추출기

[0099] 도 16b로부터 알 수 있는 바와 같이, 주요 임펄스들의 진폭들과 그들의 상대적 지연들 둘 다는 이 특정한 신호가 전파하는 다중 경로 채널 프로파일의 특성들과 일치한다. 실제 채널 경로들을 검출하기 위해, 에너지 검출의 임계값은 최고 진폭 출력 샘플의 윈도 $\pm N_s$ 내에 매칭 필터 출력의 실효값(RMS) 레벨의 적절한 배수로 설정된다. RMS의 정확한 배수는 시스템이 동작할 가장 낮은 신호 대 잡음비에 의존하여 실험적으로 선택된다. 이 임계값 위의 매칭 필터 출력의 어떤 샘플은 채널 경로로서 취해지고, 모든 다른 샘플들은 이후 채널 임펄스 추정기(508)에서 0으로 설정된다. 마지막으로, 채널 임펄스 응답(CIR)은 모든 그것의 샘플들을 최고 진폭 샘플로 나눔으로써 정규화된다. 이런 방식으로, 수신된 신호가 통과한 채널 내의 각각의 임펄스들의 상대적인 진폭들 및 지연들이 추정될 수 있다.

[0100] 시그너처 시퀀스 제거기

[0101] 채널 임펄스 응답의 추정치를 형성하면, 수신된 신호에서 시그너처 시퀀스에 의해 기여된 것에 대응하는 수신된 신호의 성분은 채널 임펄스 응답의 지연과 진폭 프로파일을 반영하기 위해 필터 탭들 h_n 으로 구성된, 시그너처 시퀀스 제거기(559)를 통하여 수신된 신호 r(i)를 통과시킴으로써 발생될 수 있다. 이것은 프리앰블 심볼의 길이 $N_s = N_u + N_g$ 의 시그너처 시퀀스의 적절한 스케일링, 시프팅 및 가산에 의해 성취될 수 있다. 필터의 예는 도 15b에 도시된다.

[0102] 도 15b에 도시된 바와 같이, 시그너처 시퀀스 제거기(559)는 N_s-1 개의 지연 소자들(652.1, 652.2 내지 652. N_s-1)로 구성된 지연선으로 이루어진 유한 임펄스 응답(FIR) 필터(562)를 포함한다. 이들 지연 소자의 출력은, 그 이득 스테이지들의 각각이 그들의 출력을 가산기(653)에 공급하는 대응하는 이득 항들(651.1, 651.2 내지 651. N_s-1)에 접속된다. 필터의 입력(654)은 지연 소자(652.1)의 입력 및 이득 항(651.0)의 입력 둘 다에 접속된다. FIR 필터(650)의 출력(656)은 그 다른 입력(657)이 수신된 프리앰블 신호 샘플들 $r(i)$ 를 수신하는 가산기(560)의 입력에 접속된다. 동작 동안, FIR 필터의 이득 스테이지들은 채널 임펄스 응답 추정기(506)에 의해 유도된 채널 임펄스 응답의 샘플들의 음의 값들로 설정된다. FIR(650)은 채널 임펄스 응답 추정치에 의한 시그너처 시퀀스의 컨볼루션을 나타내는 신호를 출력(656)에서 발생하고, 이 채널 임펄스 응답 추정치는 시그널링 OFDM 심볼에 부과된 시그너처 시퀀스에 대한 채널의 효과의 추정치를 효과적으로 제공한다. 가산기(560)는 이후 출력(660)을 형성하기 위해 시그너처 시퀀스의 효과를 수신된 신호로부터 제거하기 위해 입력(657)으로부터 수신된 신호로부터의 FIR(656)의 출력 신호를 뺀다. 그러므로 (채널 임펄스 응답에 의해 기술된 채널을 통과하는 시그너처 시퀀스의) 결과는 (매칭 필터의 출력의) 제1 시그니피컨트 임펄스가 발생한 점에 매칭되는 지연으로 시그너처 시퀀스 제거기(510)에 의해 수신된 신호로부터 빠진다. 이 과정은 매칭 필터(502)가 감산의 결과들, 채널 임펄스 응답 추정기(508)에 의해 재추정된 채널 임펄스 응답 및 시그너처 시퀀스 제거기(559)에 의해 다시 추출되는 시그너처 시퀀스에 대한 그것의 효과로 재실행될 수 있다는 점에서 반복될 수 있다. 그 결과, 수신된 신호에 대한 시그너처 시퀀스의 효과의 더 정확한 추정치는 수신된 신호로부터 추정되고 빠질 수 있다. 모든 반복들로부터의 채널 임펄스 응답들은 채널 전달 함수(CTF)가 프리앰블 심볼 등화에 대해 유도된 채널 임펄스 응답의 향상된 추정치를 제공하기 위해 이후 합산되고 정규화될 수 있다.

[0103] 주파수 오프셋 추정

[0104] 도 17은 도 11a의 주파수 동기화기(424)의 부분을 형성할 수 있는, 수신된 시그널링 OFDM 심볼에서 대강의 주파수 오프셋을 검출하기 위해 사용되는 프리앰블 파일럿 매칭 필터(444)의 더 상세한 개략 블록도를 제공한다. 전술한 바와 같이, 시그널링 OFDM 심볼에 도입된 파일럿들의 수는 채널을 추정하기 위하여 요구되는 수 미만이다. 그러므로 파일럿 심볼들의 수는 대강의 주파수 오프셋을 추정하도록 설정된다. 도 17에 도시한 블록도는 대강의 주파수 제거기(513)의 예시적 표현을 제공하고 수신된 프리앰블 신호(701)의 3가지 버전들로 도시된다.

[0105] 도 17에 도시된 바와 같이 지연 소자들(700)의 시퀀스는 상판 출력(706)을 형성하기 위해 승산기들(702)에 의해 알려진 파일럿 신호값들 $P(n)$ 로 승산되고 합산 유닛(704)에 의해 합산된 신호의 이산적 샘플들로 공급하는 데 사용된다. 펄스 검출기 또는 피크 검출기(708)는 수신기에서 파일럿 신호들과 함께 수신된 신호의 상대적 오프셋 사이의 일치가 있을 때 피크를 나타내는 출력 신호를 채널(710) 상에 이후 발생하는 도 11b에서 (446)으로 나타내진 것과 동일하다. 각각의 수신된 신호(701)의 음영 원들은 프리앰블 파일럿들을 나타내는 서브 캐리어 셀들을 보여주지만 비음영 셀들은 비-파일럿 서브 캐리어 셀들을 보여준다. 모든 서브 캐리어 셀들은 우측으로부터 좌측으로 트랜스버설 필터로 시프트된다. 파라미터 MaxOff 는 설계자가 예상할 수 있는 서브 캐리어 스페이싱 Ω 의 단위로 주파수 오프셋의 최대값을 나타내는 설계 파라미터이다. 펄스 검출기의 출력은 시프트들 $(0.5(N_a+N_u)-\text{MaxOff})$ 과 $(0.5(N_a+N_u) + \text{MaxOff})$ 사이에 단지 유효하고 여기서 N_a 는 프리앰블 OFDM 심볼에 사용된 (N_u 의 전체 중에서) 서브 캐리어들의 수이다. 시프트가 $-\text{MaxOff}$ 로부터 $+\text{MaxOff}$ 까지 넘버링되면, 펄스 검출기 출력은 관찰된 주파수 오프셋에 대응하는 시프트에 대하여 하이(high)로 될 것이다.

[0106] 일단 Ω 가 검출되면, 이 대강의 주파수는 서브 캐리어들을 $-\Omega$ 즉, 반대 방향으로 주파수 오프셋으로 시프팅함으로써 제거된다. 이것은 또한 도 11a의 발진기(426)에 의해 발생된 적당한 위상의 정현파를 갖는 변조에 의한 피크 프리앰블 검출 매칭 필터 또는 가드 인터벌 상관(432) 피크 샘플의 인수로부터 추정된 미세한 주파수 오프셋과 공통으로 FFT 전에 제거될 수 있다. 2개의 주파수 오프셋들은 프레임 내의 OFDM 심볼들의 나머지를 위한 캐리어 정정 루프를 시작하는 데 사용될 수 있다.

[0107] 도 18은 MaxOff 가 350으로 설정되는 경우에 $\Omega = -88$ 의 주파수 오프셋에 대한 펄스 검출기의 입력의 예시적 플롯으로 주파수 오프셋의 파일럿 상관 결과를 도시한다. 펄스 검출기는 임계값을 사용하여 이 입력을 상당한 펄스의 존재 또는 부재의 검출로서 클립할 수 있다.

[0108] 프리앰블 심볼 등화

[0109] 수신된 샘플들과 대강의 주파수 오프셋으로부터의 시그너처 시퀀스 제거가 조절된 후에, OFDM 등화는 수신된 시퀀스의 FFT로 시작할 수 있다. FFT 윈도는 채널 임펄스 응답 추정치에서 제1 임펄스의 상대적 지연에 대응하는 FFT 유닛(514)의 트리거 위치로부터 시작한다. 채널 임펄스 응답 추정치 기간이 프리앰블 GID보다 더 길면, 트리거 위치는 그것이 채널 임펄스 응답 추정치의 에너지의 최대가 떨어지는 N_g (N_g 는 프리앰블 심볼의 가드 인터

벌에서 시간 도메인 샘플들의 수이다) 긴 윈도우의 초기에 시작하는 것을 보장하도록 변경된다. Nu 점 FFT는 채널의 효과가 중첩되는 주파수 도메인에서 프리앰블 OFDM 심볼을 발생한다. 등화 및 디코딩 전에, 어떤 주파수 오프셋들은 도 11a, 11b, 11c를 참조하여 전술한 바와 같이 주파수 오프셋 제거기에 의해 계산되고 제거되어야 한다. 이 추정은 완전한 심볼이 우측 또는 좌측으로 얼마나 멀리 주파수 시프트되는지를 결정하기 위해 알려진 프리앰블 파일럿들을 갖는 상관을 사용한다. 프리앰블 OFDM 심볼의 등화는 채널 전달 함수(CTF)를 요구한다. 이것은 FFT 유닛(518)에 의해 채널 임펄스 응답 추정치에 대해 Nu 점 FFT를 실행함으로써 유도된다. 이것은 서브 캐리어 윈-탭 등화에 의한 서브 캐리어가 일어나게 하는 프리앰블 OFDM 심볼에서 모든 서브 캐리어들을 위한 채널 전달 함수를 제공한다. 마지막으로, 등화된 데이터 서브 캐리어들은 (폐기된 파일럿 서브 캐리어들) 추출되고 디패딩되고, 시그널링을 제공하기 위해 순방향 에러 정정(FEC) 디코딩된다.

[0110] 선택된 결과들

[0111] 도 19는 시그널링 OFDM 심볼에 시그너처 시퀀스를 부가하거나 부가하지 않고 다른 코드율을 위한 신호 대 잡음비에 대한 비트 에러율의 그래프를 제공한다. 그러므로, 비율 2분의 1과 4분의 1 비율의 2개의 코드율들이 도시되는데, 각각의 코드율은 시그너처 시퀀스가 존재하고 시그너처 시퀀스가 없는 예를 포함한다. 알 수 있는 바와 같이, 4분의 1 비율에 대한 결과들은 시그널링 OFDM 심볼이 심지어 -2dB 미만의 신호 대 잡음비에서도 검출될 수 있다는 것을 보여준다.

[0112] 도 20a 및 20b에 도시한 결과들의 2개의 추가 세트들은 신호 대 잡음비에 대한 비트 에러율의 그래프를 제공하는데 여기서 도 20a에 도시한 결과들에 대해서는 이상적인 채널 추정에 의한 0dB 에코 채널이 있고 도 20b에서는 도 20c에 도시된 것과 같이 2 경로들을 갖는 다중 경로 환경이 있다. 그러므로 도 20a에 도시한 결과와 대조되는 도 20b에 대해 실제적인 채널 추정으로부터 비롯된 성능의 상대적 열화가 있다. 그러나, 알 수 있는 바와 같이, 결과들은 비교할 만하다.

[0113] 다음의 숫자로 매겨진 조항들은 본 기술의 다른 예시적 양태들 및 특징들을 제공한다:

[0114] 1. 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 심볼들을 사용하여 페이로드 데이터를 송신하기 위한 송신기로서, 상기 송신기는

[0115] 송신될 상기 페이로드 데이터를 수신하고, 수신기에서 상기 페이로드 데이터를 검출하고 회복하는 데 사용하기 위한 시그널링 데이터를 수신하고, 상기 페이로드 데이터와 상기 시그널링 데이터를 송신을 위한 프레임들로 형성하도록 구성된 프레임 빌더,

[0116] 상기 프레임들 각각의 부분을 형성하는 상기 시그널링 데이터로 제1 OFDM 심볼을 변조하고 상기 프레임들 각각을 형성하기 위해 상기 페이로드 데이터로 하나 이상의 제2 OFDM 심볼들을 변조하도록 구성된 변조기,

[0117] 시그너처 시퀀스를 상기 제1 OFDM 심볼과 조합하기 위한 조합기, 및

[0118] 상기 제1 및 제2 OFDM 심볼들을 송신하기 위한 송신 유닛을 포함하고, 상기 시그널링 데이터를 전달하는 상기 제1 OFDM 심볼은 상기 시그너처 시퀀스와 송신 전에 조합되는 송신기.

[0119] 2. 제1항에 따른 송신기로서, 상기 제1 OFDM 심볼은 제2 유형의 상기 하나 이상의 제2 OFDM 심볼들의 서브 캐리어들의 수 이하인 수의 서브 캐리어들을 갖는 제1 유형인 송신기.

[0120] 3. 제1항 또는 제2항에 따른 송신기로서, 상기 시그너처 시퀀스를 발생하기 위한 시그너처 시퀀스 발생기를 포함하고, 상기 시그너처 시퀀스는 상기 하나 이상의 제2 OFDM 심볼들 전에 상기 프레임 내의 상기 제1 OFDM 심볼을 검출하기 위해 수신기에 의해 검출되도록 구성되는 송신기.

[0121] 4. 제1항, 제2항 또는 제3항에 따른 송신기로서, 상기 시그너처 시퀀스는 복소 계수들의 세트를 포함하고 상기 시그너처 시퀀스는 시간 도메인에서 상기 제1 OFDM 심볼의 샘플들 중 대응하는 것에 각각의 상기 복소 계수들을 가산함으로써 상기 제1 OFDM 심볼과 조합되는 송신기.

[0122] 5. 제1항, 제2항 또는 제3항에 따른 송신기로서, 상기 시그너처 시퀀스는 복소 계수들의 세트를 포함하고 상기 시그너처 시퀀스는 주파수 도메인에서 상기 제1 OFDM 심볼과 조합되는 송신기.

[0123] 6. 제4항 또는 제5항에 따른 송신기로서, 상기 시그너처 시퀀스의 복소 계수들의 상기 세트는 적어도 상기 복소 계수들의 실수 성분을 발생하도록 구성된 제1 의사-랜덤 이진 시퀀스 발생기, 및 적어도 상기 복소 계수들의 허수 성분을 발생하도록 별도로 구성된 제2 의사-랜덤 이진 시퀀스 발생기를 사용하여 발생된 시퀀스에 기초하고, 각각의 경우에 발생된 상기 의사-이진 시퀀스는 M-시퀀스 또는 Gold 코드 중인 송신기.

- [0124] 7. 제4항 또는 제5항에 따른 송신기로서, 상기 시그너처 시퀀스의 복소 계수들의 상기 세트는 일정한 진폭 0 자기 상관 시퀀스로부터 형성되는 송신기.
- [0125] 8. 제1항 내지 제7항 중 어느 한 항에 따른 송신기로서, 상기 시그너처 시퀀스는 제1의 미리 정해진 값으로 스케일링되고 상기 제1 OFDM 심볼은 제2의 미리 정해진 값으로 스케일링되는 송신기.
- [0126] 9. 제8항에 따른 송신기로서, 상기 제2의 미리 정해진 인자는 1에서 상기 제1의 미리 정해진 인자를 뺀 값인 송신기.
- [0127] 10. 제8항 또는 제9항에 따른 송신기로서, 상기 제1의 미리 정해진 인자는 상기 시그널링 데이터를 올바르게 회복하는 가능성의 감소와 상기 수신기에서 상기 시그너처 시퀀스를 검출하는 가능성의 증가 간의 균형으로서 설정되는 송신기.
- [0128] 11. 제1항 내지 제10항 중 어느 한 항에 따른 송신기로서, 상기 시그널링 데이터는 제1 에러 정정 코드로 인코딩되고 상기 페이로드 데이터는 적어도 하나의 다른 에러 정정 코드로 인코딩되고, 상기 제1 에러 정정 코드의 인코딩율은 상기 적어도 하나의 다른 에러 정정 코드의 인코딩율보다 낮은 송신기.
- [0129] 12. 제1항 내지 제9항 중 어느 한 항에 따른 송신기로서, 상기 시그널링 데이터는 에러 정정 코드로 인코딩되고, 상기 에러 정정 코드의 인코딩율은 4분의 1 이하인 송신기.
- [0130] 13. 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 심볼들을 사용하여 페이로드 데이터를 송신하는 방법으로서, 상기 방법은
- [0131] 송신될 상기 페이로드 데이터를 수신하는 단계,
- [0132] 수신기에서 송신될 상기 페이로드 데이터를 검출하고 회복하는 데 사용하기 위한 시그널링 데이터를 수신하는 단계,
- [0133] 상기 페이로드 데이터와 상기 시그널링 데이터를 송신을 위한 프레임들로 형성하는 단계 - 상기 시그널링 데이터는 상기 페이로드 데이터와 함께 상기 프레임들 각각의 일부를 형성함 -,
- [0134] 상기 시그널링 데이터로 제1 OFDM 심볼을 변조하고 상기 프레임들 각각을 형성하기 위해 상기 페이로드 데이터로 하나 이상의 제2 OFDM 심볼들을 변조하는 단계,
- [0135] 상기 제1 OFDM 심볼을 시그너처 시퀀스와 조합하는 단계, 및
- [0136] 상기 제1 및 제2 OFDM 심볼들을 송신하는 단계
- [0137] 를 포함하는 방법.
- [0138] 14. 제13항에 따른 방법으로서, 상기 제1 OFDM 심볼은 제2 유형의 상기 하나 이상의 제2 OFDM 심볼들의 서브 캐리어들의 수 이하인 수의 서브 캐리어들을 갖는 제1 유형인 방법.
- [0139] 15. 제13항 또는 제14항에 따른 방법으로서, 상기 시그너처 시퀀스를 발생하는 단계를 포함하고, 상기 시그너처 시퀀스는 상기 하나 이상의 제2 OFDM 심볼들 전에 상기 프레임 내의 상기 제1 OFDM 심볼을 검출하기 위해 수신기에 의해 검출가능한 방법.
- [0140] 16. 제13항, 제14항 또는 제15항에 따른 방법으로서, 상기 시그너처 시퀀스는 복소 계수들의 세트를 포함하고 상기 시그너처 시퀀스는 시간 도메인에서 상기 제1 OFDM 심볼의 샘플들 중 대응하는 것에 각각의 상기 복소 계수들을 가산함으로써 상기 제1 OFDM 심볼과 조합되는 방법.
- [0141] 17. 제13항, 제14항 또는 제15항에 따른 방법으로서, 상기 시그너처 시퀀스는 복소 계수들의 세트를 포함하고 상기 시그너처 시퀀스는 주파수 도메인에서 상기 제1 OFDM 심볼의 대응하는 샘플들에 각각의 상기 복소 계수들을 가산함으로써 상기 제1 OFDM 심볼과 조합되는 방법.
- [0142] 18. 제17항에 따른 방법으로서, 상기 시그너처 시퀀스의 복소 계수들의 상기 세트는 적어도 상기 복소 계수들의 실수 성분을 발생하도록 구성된 제1 의사-랜덤 이진 시퀀스 발생기, 및 적어도 상기 복소 계수들의 허수 성분을 발생하도록 별도로 구성된 제2 의사-랜덤 이진 시퀀스 발생기를 사용하여 발생된 시퀀스에 기초하고, 각각의 경우에 발생된 상기 의사-이진 시퀀스는 M-시퀀스 또는 Gold 코드 중인 방법.
- [0143] 19. 제16항 또는 제17항에 따른 방법으로서, 상기 시그너처 시퀀스의 복소 계수들의 상기 세트는 일정한 진폭 0 자기 상관 시퀀스로부터 형성되는 방법.

- [0144] 20. 제13항 내지 제19항 중 어느 한 항에 따른 방법으로서,
- [0145] 상기 시그너처 시퀀스를 제1의 미리 정해진 값으로 스케일링하는 단계, 및
- [0146] 상기 제1 OFDM 심볼을 제2의 미리 정해진 값으로 스케일링하는 단계를 포함하는 방법.
- [0147] 21. 제20항에 따른 방법으로서, 상기 제2의 미리 정해진 인자는 1에서 상기 제1의 미리 정해진 인자를 뺀 값인 방법.
- [0148] 22. 제20항 또는 제21항에 따른 방법으로서, 상기 제1의 미리 정해진 인자는 상기 시그널링 데이터를 올바르게 회복하는 가능성의 감소와 상기 수신기에서 상기 시그너처 시퀀스를 검출하는 가능성의 증가 간의 균형으로서 설정되는 방법.
- [0149] 23. 제13항 내지 제22항 중 어느 한 항에 따른 방법으로서,
- [0150] 상기 시그널링 데이터를 제1 에러 정정 코드로 인코딩하는 단계, 및
- [0151] 상기 페이로드 데이터를 적어도 하나의 다른 에러 정정 코드로 인코딩하는 단계를 포함하고, 상기 제1 에러 정정 코드의 인코딩율은 상기 적어도 하나의 다른 에러 정정 코드의 인코딩율보다 낮은 방법.
- [0152] 24. 제13항 내지 제22항 중 어느 한 항에 따른 방법으로서,
- [0153] 상기 시그널링 데이터를 에러 정정 코드로 인코딩하는 단계를 포함하고, 상기 에러 정정 코드의 인코딩율은 4분의 1 이하인 방법.
- [0154] 25. 수신된 신호로부터 페이로드 데이터를 검출하고 회복하기 위한 수신기로서, 상기 수신기는
- [0155] 상기 수신된 신호를 검출하기 위한 검출기 - 상기 수신된 신호는 상기 페이로드 데이터와 상기 페이로드 데이터를 검출하고 회복하는 데 사용하기 위한 시그널링 데이터를 포함하고, 상기 시그널링 데이터 및 상기 페이로드 데이터는 상기 수신된 신호 내에 프레임들을 형성하고, 각각의 프레임 내의 상기 시그널링 데이터는 제1 직교 주파수 분할 다중화된(OFDM) 심볼에 의해 전달되고, 상기 페이로드 데이터는 하나 이상의 제2 OFDM 심볼들에 의해 전달되고, 상기 제1 OFDM 심볼은 시그너처 시퀀스와 조합되었음 -,
- [0156] 매칭 필터의 출력이 상기 수신된 신호와의 상기 시그너처 시퀀스의 상관을 나타내는 신호를 발생하는 효과로 상기 시그너처 시퀀스에 매칭된 임펄스 응답을 갖는 상기 매칭 필터,
- [0157] 상기 매칭 필터의 상기 출력 신호로부터 상기 제1 OFDM 심볼을 검출하도록 구성된 동기화 검출기, 및
- [0158] 상기 제2 OFDM 심볼로부터 상기 페이로드 데이터를 회복하기 위해 상기 제1 OFDM 심볼로부터 상기 시그널링 데이터를 회복하기 위한 복조기를 포함하는 수신기.
- [0159] 26. 제25항에 따른 수신기로서
- [0161] 상기 매칭 필터의 상기 출력 신호로부터 상기 수신된 신호가 통과한 채널의 임펄스 응답을 검출하도록 구성된 채널 임펄스 응답 추정기를 포함하고, 상기 복조기는 상기 시그널링 데이터를 회복하기 위해 상기 수신된 신호로부터 상기 채널 임펄스 응답의 효과들을 제거하도록 구성되는 수신기.
- [0162] 27. 제26항에 따른 수신기로서,
- [0163] 상기 채널 임펄스 응답의 추정치를 수신하고,
- [0164] 상기 채널 임펄스 응답의 상기 추정치를 상기 시그너처 시퀀스로 콘볼브하고,
- [0165] 상기 수신된 신호로부터 상기 시그너처 시퀀스로 상기 콘볼브된 채널 임펄스 응답 추정치를 빼도록 구성된 시그너처 시퀀스 제거기를 포함하는 수신기.
- [0166] 28. 제25항, 제26항 또는 제27항에 따른 수신기로서, 상기 채널 임펄스 응답 추정기는
- [0167] 미리 정해진 임계값을 초과하는 상기 매칭 필터 출력 신호의 샘플들을 검출하고,
- [0168] 상기 미리 정해진 임계값 아래의 샘플들을 0으로 설정하고,
- [0169] 상기 샘플들 중 최대에 대해 상기 미리 정해진 임계값 위의 상기 샘플들을 정규화함으로써 상기 채널 임펄스 응

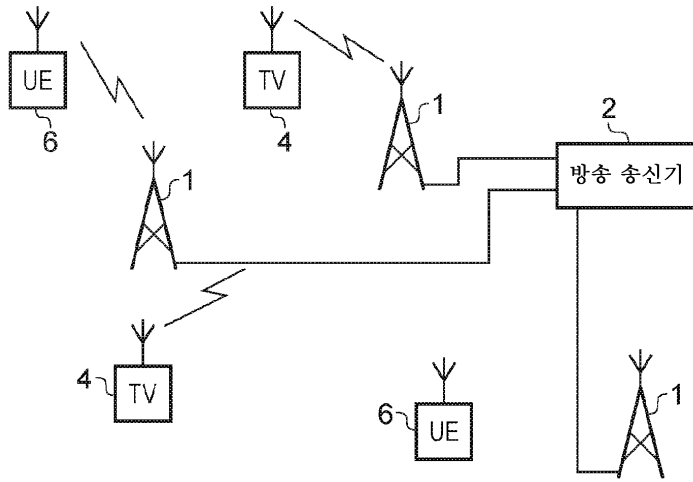
답을 추정하도록 구성되는 수신기.

- [0170] 29. 제25항 내지 제28항 중 어느 한 항에 따른 수신기로서, 상기 시그너처 시퀀스는 복소 계수들의 세트를 포함하고, 상기 시그너처 시퀀스의 복소 계수들의 상기 세트는 적어도 상기 복소 계수들의 실수 성분을 발생하도록 구성된 제1 의사-랜덤 이진 시퀀스 발생기, 및 적어도 상기 복소 계수들의 허수 성분을 발생하도록 별도로 구성된 제2 의사-랜덤 이진 시퀀스 발생기를 사용하여 발생된 시퀀스에 기초하고, 각각의 경우에 발생된 상기 의사-이진 시퀀스는 M-시퀀스 또는 Gold 코드 중인 수신기.
- [0171] 30. 제29항에 따른 수신기로서, 상기 시그너처 시퀀스의 복소 계수들의 상기 세트는 일정한 진폭 0 자기 상관 시퀀스로부터 형성되는 수신기.
- [0172] 31. 제25항 내지 제29항 중 어느 한 항에 따른 수신기로서, 상기 복조기는
- [0173] 상기 제1 OFDM 심볼의 가드 인터벌 부분과 상기 제1 OFDM 심볼의 유용한 부분의 위치를 검출하도록 구성된 가드 인터벌 제거기,
- [0174] 상기 제1 OFDM 심볼의 상기 유용한 부분에 대해 푸리에 변환을 수행하도록 구성된 순방향 푸리에 변환기, 및
- [0175] 주파수 도메인에서 상기 제1 OFDM 심볼로부터 상기 채널 응답 추정치를 제거하도록 구성된 등화기를 포함하는 수신기.
- [0176] 32. 제25항 내지 제31항 중 어느 한 항에 따른 수신기로서, 상기 시그널링 데이터는 제1 에러 정정 코드로 인코딩되었고 상기 페이로드 데이터는 적어도 하나의 다른 에러 정정 코드로 인코딩되고, 상기 제1 에러 정정 코드의 인코딩율은 상기 다른 에러 정정 코드의 인코딩율보다 낮고, 상기 수신기는
- [0177] 상기 시그널링 데이터의 추정치를 발생하기 위해 상기 제1 에러 정정 인코딩된 시그널링 데이터를 디코딩하도록 구성된 에러 정정 디코더를 포함하는 수신기.
- [0178] 33. 제25항 내지 제32항 중 어느 한 항에 따른 수신기로서, 상기 시그널링 데이터는 제1 에러 정정 코드로 인코딩되었고, 상기 에러 정정 코드의 인코딩율은 4분의 1 미만이고, 상기 수신기는
- [0179] 상기 시그널링 데이터의 추정치를 발생하기 위해 상기 에러 정정 인코딩된 시그널링 데이터를 디코딩하도록 구성된 에러 정정 디코더를 포함하는 수신기.
- [0180] 34. 수신된 신호로부터 페이로드 데이터를 검출하고 회복하는 방법으로서, 상기 방법은
- [0181] 상기 수신된 신호를 검출하는 단계 - 상기 수신된 신호는 상기 페이로드 데이터와 상기 페이로드 데이터를 검출하고 회복하는 데 사용하기 위한 시그널링 데이터를 포함하고, 상기 시그널링 데이터 및 상기 페이로드 데이터는 상기 수신된 신호 내에 프레임들을 형성하고, 각각의 프레임 내의 상기 시그널링 데이터는 제1 직교 주파수 분할 다중화된(OFDM) 심볼에 의해 전달되고, 상기 페이로드 데이터는 하나 이상의 제2 OFDM 심볼들에 의해 전달되고, 상기 제1 OFDM 심볼은 시그너처 시퀀스와 조합되었음 -,
- [0182] 매칭 필터의 출력이 상기 수신된 신호와의 상기 시그너처 시퀀스의 상관을 나타내는 신호를 발생하는 효과로 상기 시그너처 시퀀스에 매칭된 임펄스 응답을 갖는 상기 매칭 필터로 상기 수신된 신호를 필터링하는 단계,
- [0183] 상기 매칭 필터의 상기 출력 신호로부터 상기 제1 OFDM 심볼을 검출하는 단계, 및
- [0184] 상기 제2 OFDM 심볼로부터 상기 페이로드 데이터를 회복하는 데 사용하기 위해 상기 시그널링 데이터를 회복하도록 상기 제1 OFDM 심볼을 복조하는 단계
- [0185] 를 포함하는 방법.
- [0186] 35. 제34항에 따른 방법으로서,
- [0187] 상기 매칭 필터의 상기 출력으로부터 상기 수신된 신호가 통과한 채널의 임펄스 응답을 검출하는 단계, 및
- [0188] 상기 시그널링 데이터를 회복하기 위해 상기 수신된 신호로부터 상기 채널 임펄스 응답의 효과들을 제거하는 단계를 포함하는 방법.
- [0189] 36. 제35항에 따른 방법으로서,
- [0190] 상기 채널 임펄스 응답의 추정치를 수신하는 단계,

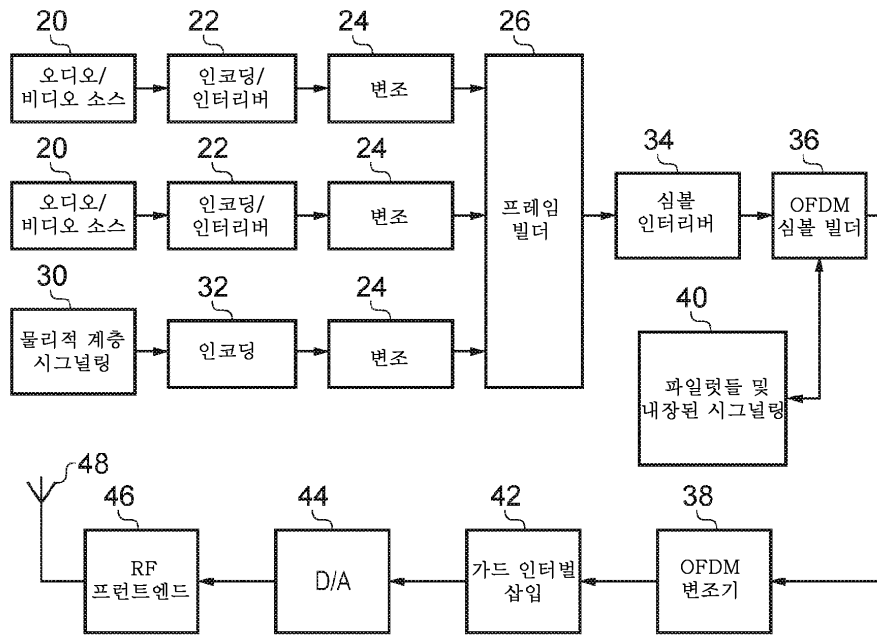
- [0191] 상기 채널 임펄스 응답의 상기 추정치를 상기 시그너처 시퀀스로 콘볼브하는 단계, 및
- [0192] 상기 수신된 신호로부터 상기 시그너처 시퀀스의 효과를 제거하기 위해, 상기 수신된 신호로부터 상기 시그너처 시퀀스로 상기 콘볼브된 채널 임펄스 응답 추정치를 빼는 단계를 포함하는 방법.
- [0193] 37. 제34항, 제35항 또는 제36항에 따른 방법으로서,
- [0194] 미리 정해진 임계값을 초과하는 상기 매칭 필터 출력 신호의 샘플들을 검출하는 단계,
- [0195] 상기 미리 정해진 임계값 아래의 샘플들을 0으로 설정하는 단계, 및
- [0196] 상기 샘플들 중 최대에 대해 상기 미리 정해진 임계값 위의 상기 샘플들을 정규화하는 단계를 포함하는 방법.
- [0197] 38. 제34항 내지 제37항 중 어느 한 항에 따른 방법으로서, 상기 시그너처 시퀀스는 복소 계수들의 세트를 포함하고, 상기 시그너처 시퀀스의 복소 계수들의 상기 세트는 적어도 상기 복소 계수들의 실수 성분을 발생하도록 구성된 제1 의사-랜덤 이진 시퀀스 발생기, 및 적어도 상기 복소 계수들의 허수 성분을 발생하도록 별도로 구성된 제2 의사-랜덤 이진 시퀀스 발생기를 사용하여 발생된 시퀀스에 기초하고, 각각의 경우에 발생된 상기 의사-이진 시퀀스는 M-시퀀스 또는 Gold 코드 등인 방법.
- [0198] 39. 제38항에 따른 방법으로서, 상기 시그너처 시퀀스의 복소 계수들의 상기 세트는 일정한 진폭 0 자기 상관 시퀀스로부터 형성되는 방법.
- [0199] 40. 제34항 내지 제39항 중 어느 한 항에 따른 방법으로서, 상기 복조 단계는
- [0200] 상기 제1 OFDM 심볼의 가드 인터벌 부분과 상기 제1 OFDM 심볼의 유용한 부분의 위치를 검출하는 단계,
- [0201] 상기 제1 OFDM 심볼의 상기 유용한 부분에 대해 푸리에 변환을 수행하는 단계, 및
- [0202] 주파수 도메인에서 상기 제1 OFDM 심볼로부터 상기 채널 응답 추정치를 제거하는 단계를 포함하는 방법.
- [0203] 41. 제34항 내지 제40항 중 어느 한 항에 따른 방법으로서, 상기 시그널링 데이터는 제1 에러 정정 코드로 인코딩되었고 상기 페이로드 데이터는 적어도 하나의 다른 에러 정정 코드로 인코딩되고, 상기 제1 에러 정정 코드의 인코딩율은 상기 다른 에러 정정 코드의 인코딩율보다 낮고, 상기 방법은
- [0204] 상기 시그널링 데이터의 추정치를 발생하기 위해 상기 제1 에러 정정 인코딩된 시그널링 데이터를 디코딩하는 단계를 포함하는 방법.
- [0205] 42. 제34항 내지 제41항 중 어느 한 항에 따른 방법으로서, 상기 시그널링 데이터는 제1 에러 정정 코드로 인코딩되었고, 상기 에러 정정 코드의 인코딩율은 4분의 1 미만이고, 상기 방법은
- [0206] 상기 시그널링 데이터의 추정치를 발생하기 위해 상기 에러 정정 인코딩된 시그널링 데이터를 디코딩하는 단계를 포함하는 방법.
- [0207] 43. 컴퓨터에 로딩될 때 상기 컴퓨터로 하여금 제34항 내지 제42항 중 어느 한 항 또는 제13항 내지 제24항 중 어느 한 항에 따른 방법을 수행하게 하는 컴퓨터 실행 가능한 명령어들을 제공하는 컴퓨터 프로그램.
- [0208] 본 개시의 다양한 다른 양태들 및 특징들이 첨부된 청구범위에 정의된다. 특징들의 다양한 조합들은 첨부된 청구항 종속성에서 기술된 특정한 조합들 이외의 종속 청구항들에서 정의된 특징들과 방법 단계들로 만들어질 수 있다. 그러므로 청구항 종속성들은 제한하는 것으로 받아들여서는 안된다.

도면

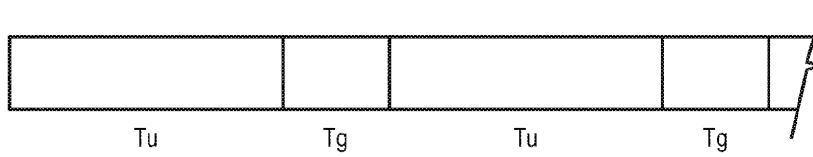
도면1



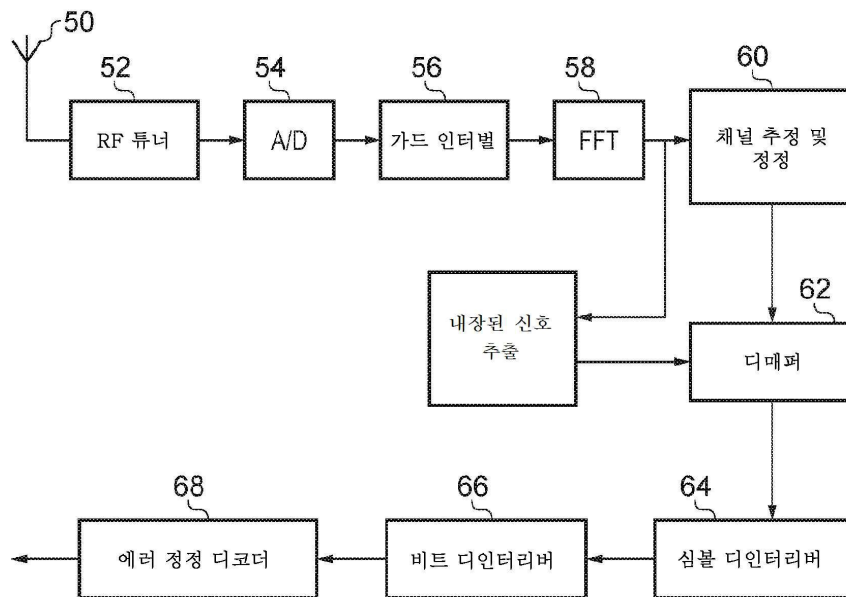
도면2



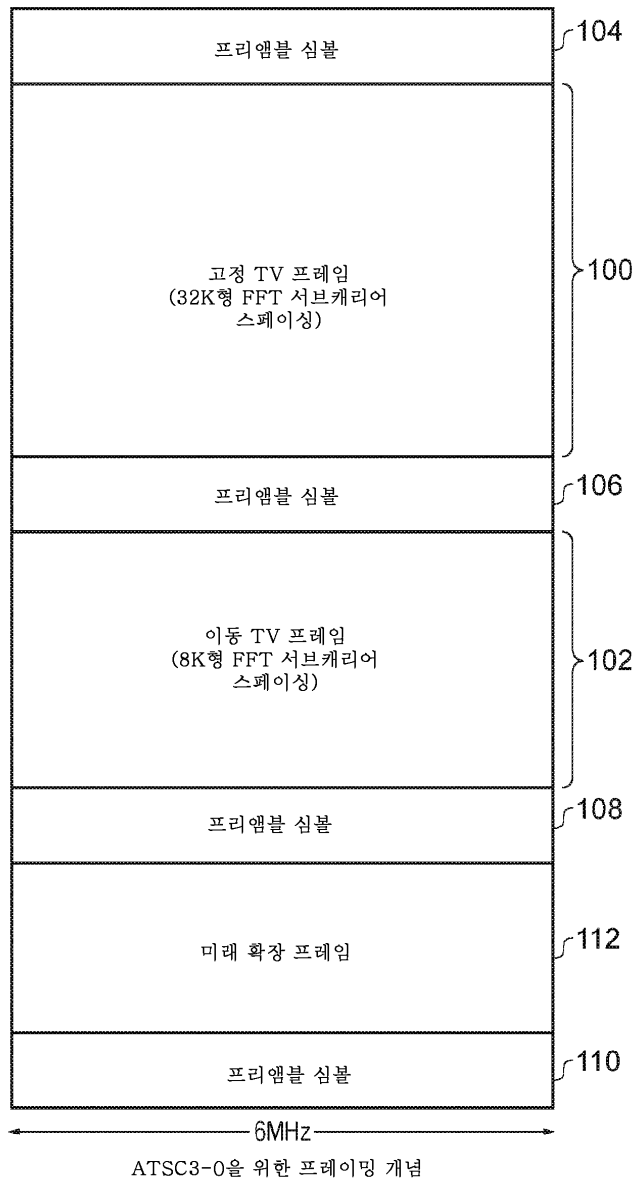
도면3



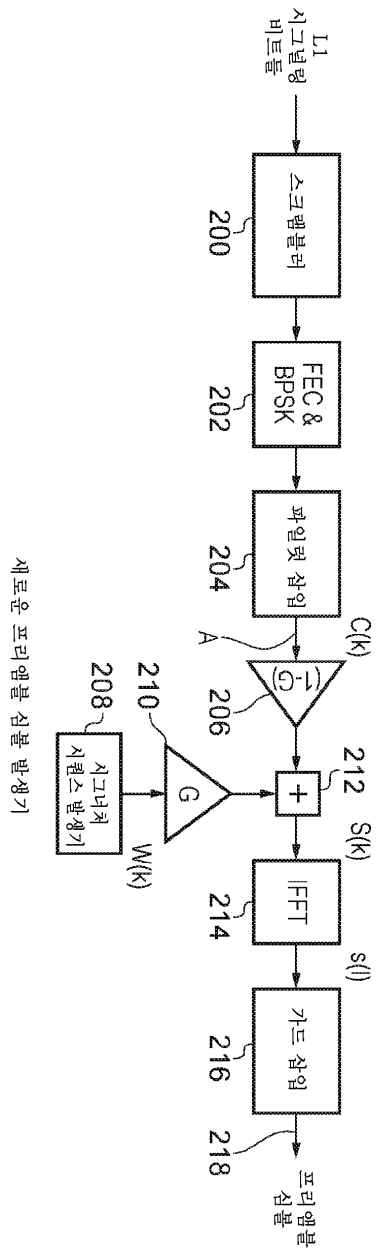
도면4



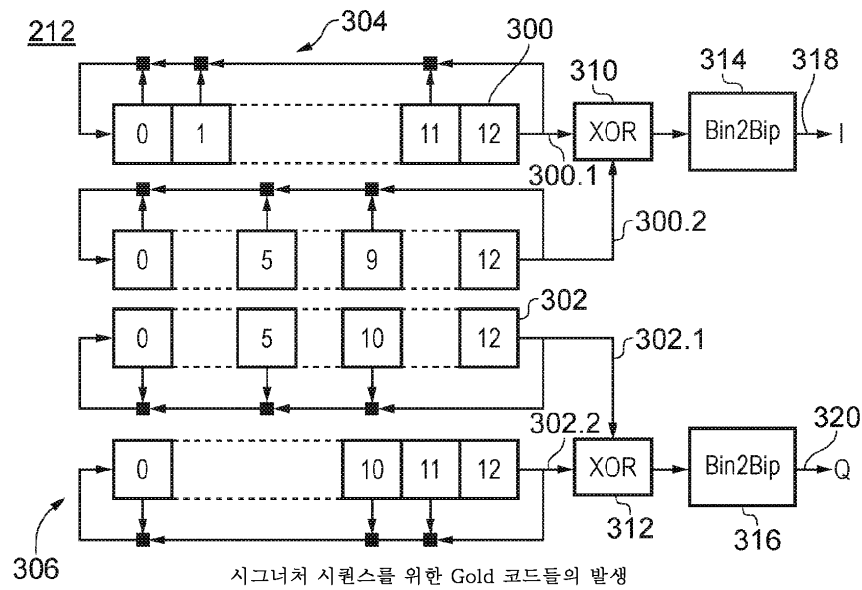
도면5



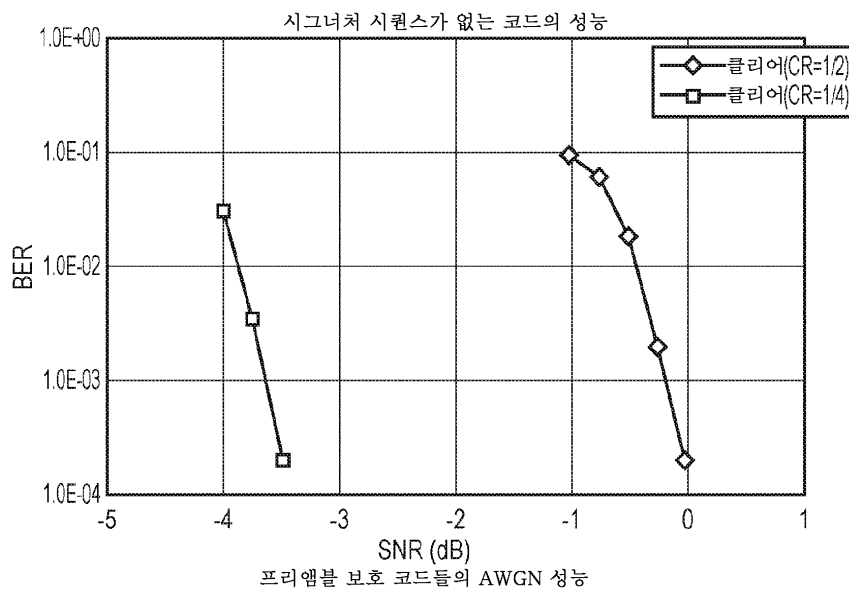
도면6



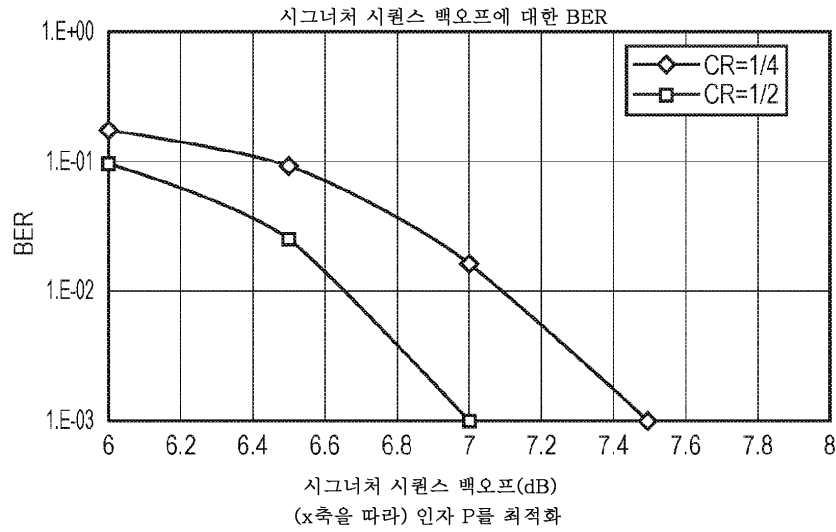
도면7



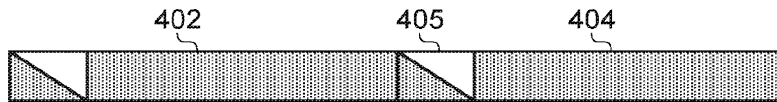
도면8



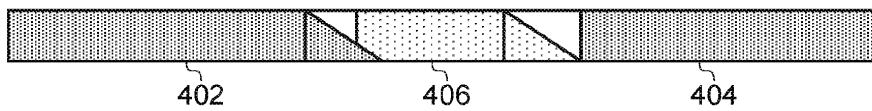
도면9



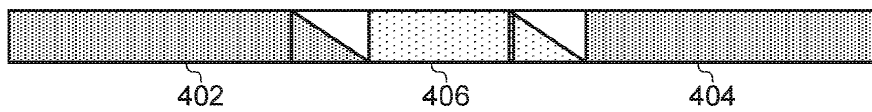
도면10a



도면10b

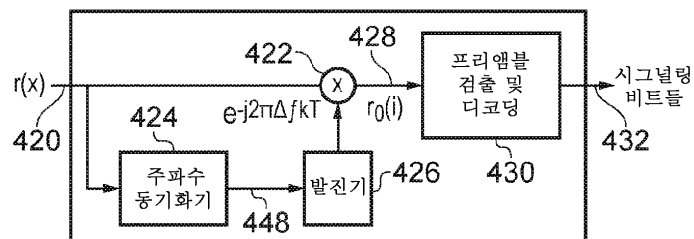


도면10c

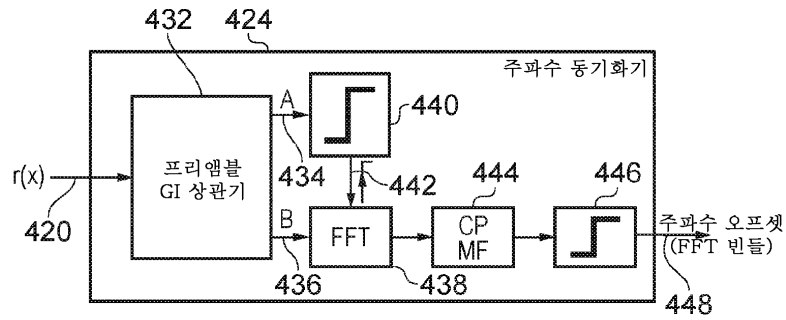


프리앰블 Tg는 모든 FET에 대해 적어도 최대 Tg이어야 한다

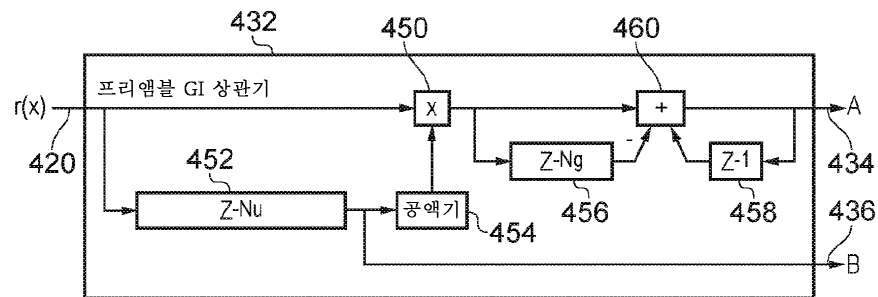
도면11a



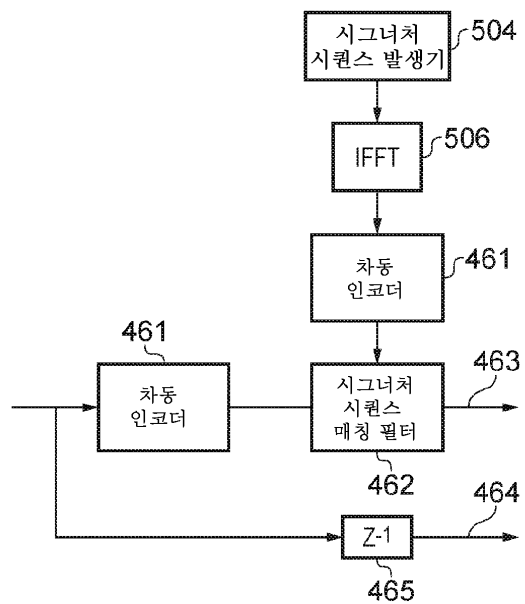
도면11b



도면11c

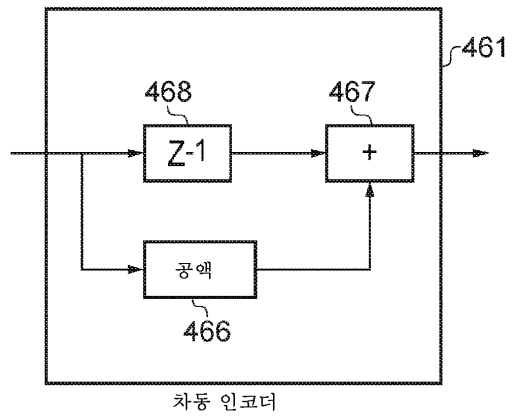


도면11d

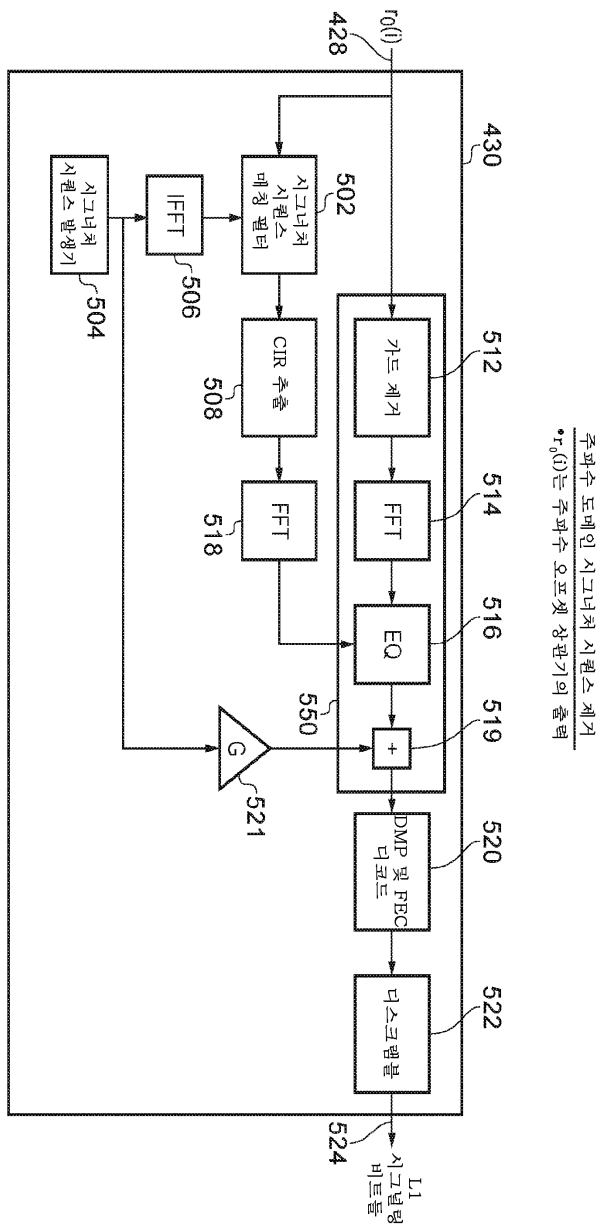


대안적인 대장의 주파수 오프셋 동기화기

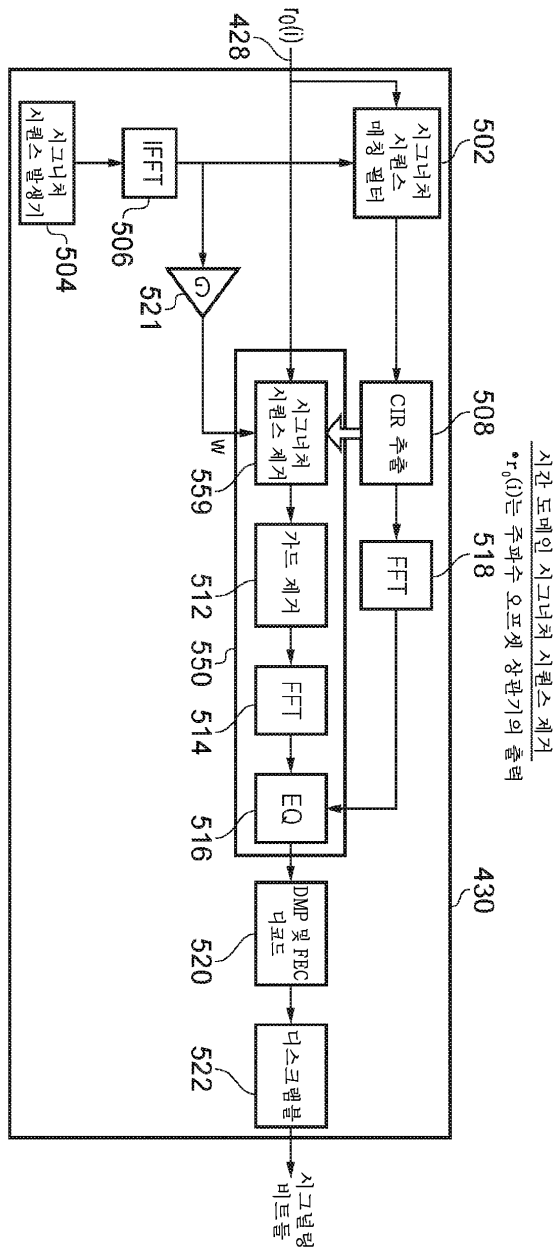
도면11e



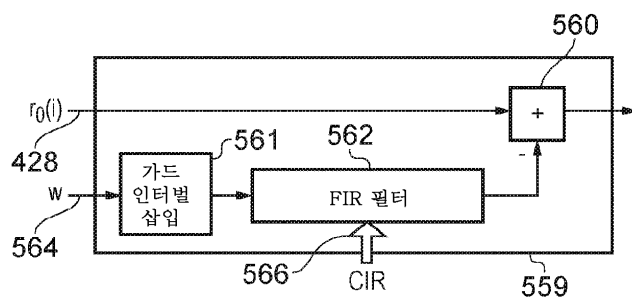
도면12



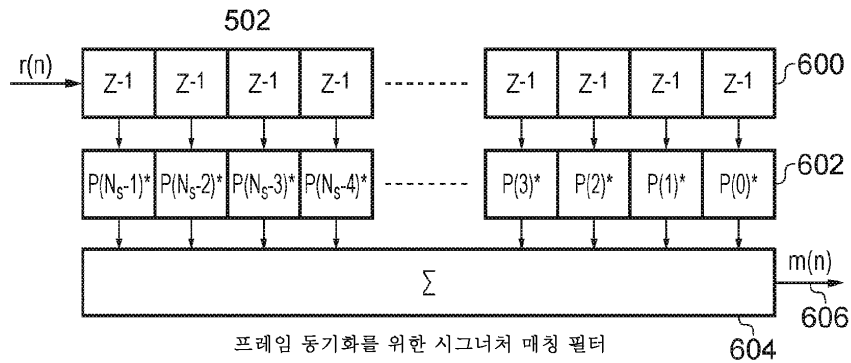
도면13



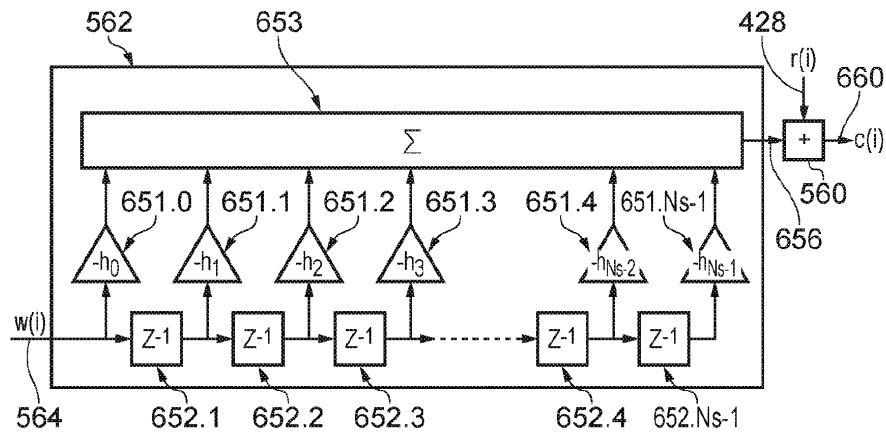
도면14



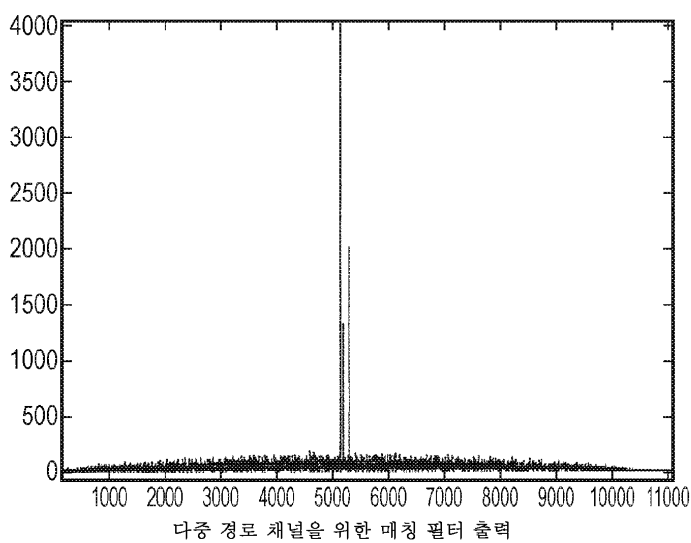
도면15a



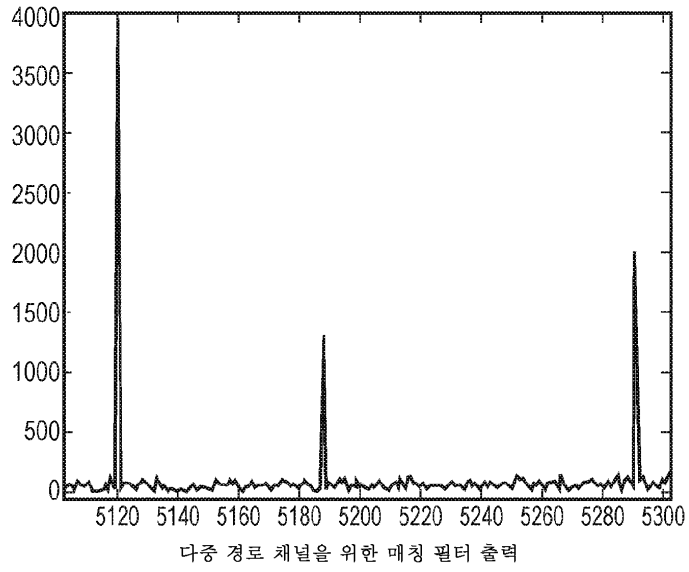
도면15b



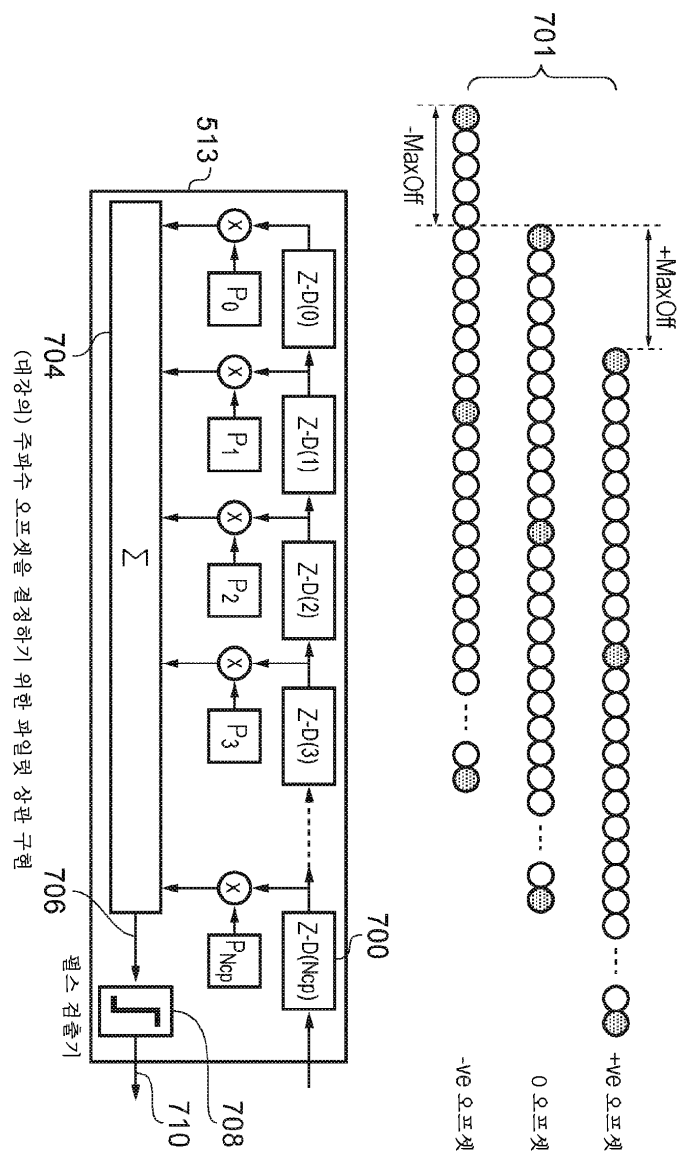
도면16a



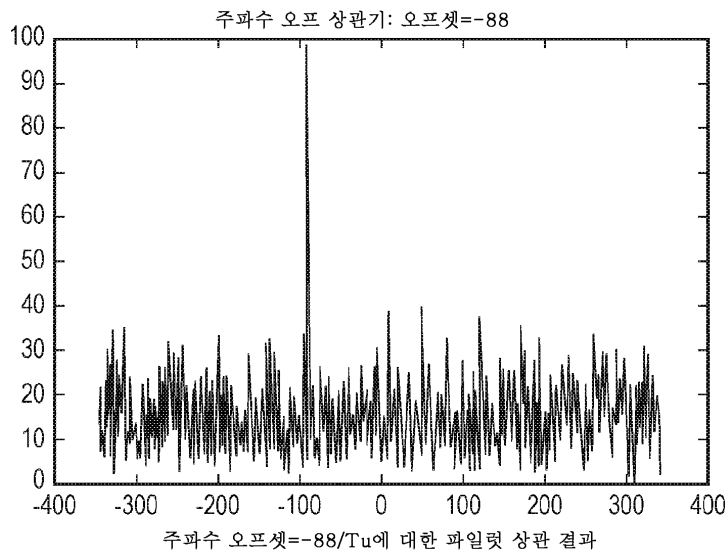
도면16b



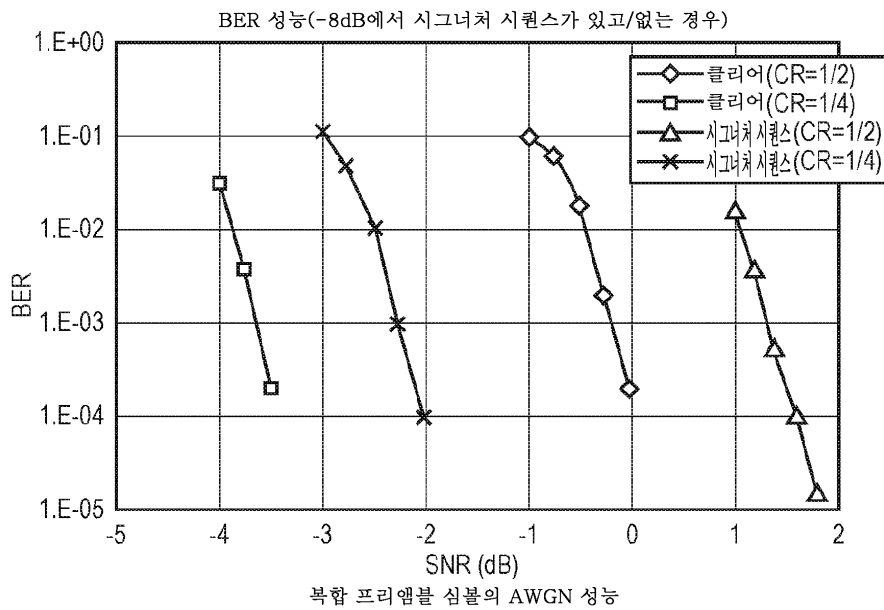
도면17



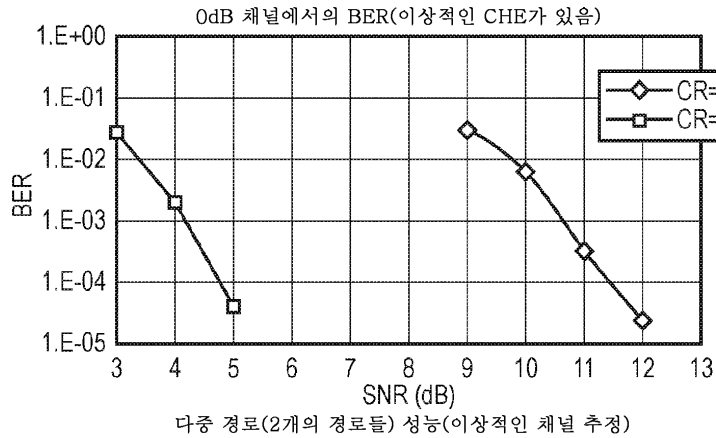
도면18



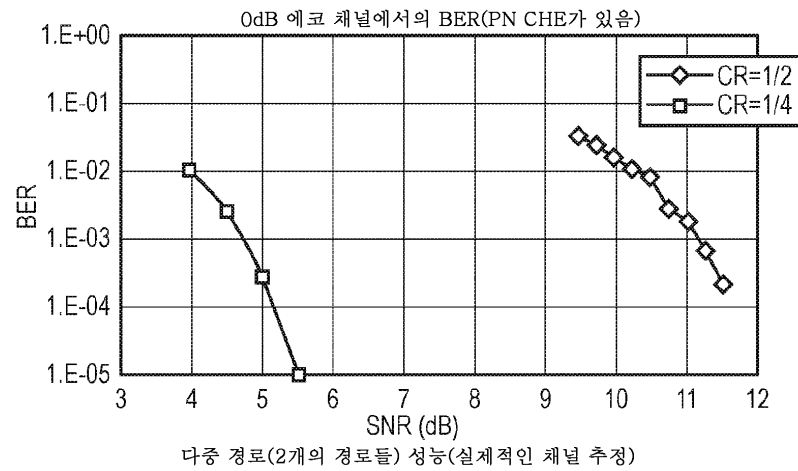
도면19



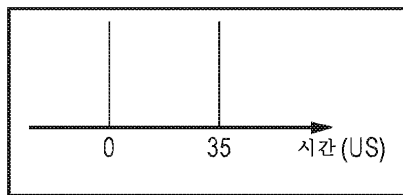
도면20a



도면20b



도면20c



다중 경로(2개의 경로들) 채널 모드