(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2022년04월08일
(11) 등록번호 10-2384850
(24) 등록일자 2022년04월05일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04L 27/26 (2006.01) *H04L 1/00* (2006.01)
H04W 52/28 (2009.01) *H04W 84/12* (2009.01)
(52) CPC특허분류
H04L 27/2605 (2021.01)
H04L 1/0057 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2021-7018248(분할)
(22) 출원일자(국제) 2014년10월24일
심사청구일자 2021년06월14일
(85) 번역문제출일자 2021년06월14일
(65) 공개번호 10-2021-0075220
(43) 공개일자 2021년06월22일
(62) 원출원 특허 10-2016-7013777
원출원일자(국제) 2014년10월24일
심사청구일자 2019년10월11일
(86) 국제출원번호 PCT/US2014/062247
(87) 국제공개번호 WO 2015/061729
국제공개일자 2015년04월30일
(30) 우선권주장
61/895,591 2013년10월25일 미국(US)
(뒷면에 계속)
(56) 선행기술조사문헌
KR1020160077134 A*
(뒷면에 계속)
전체 청구항 수 : 총 34 항

(73) 특허권자
마벨 아시아 피티이 엘티디.
싱가포르 369522 3 어빙 로드 #10-01 타이 셍 센터
(72) 발명자
장 홍위안
미국 캘리포니아 94555 프리몬트 파세오 파드레 파크웨이 4707
루 휘-링
미국 캘리포니아 94087 서니베일 파이어버드 웨이 1485
용 수 키옹
미국 캘리포니아 95054 산타 클라라 피츠패트릭 웨이 4048
(74) 대리인
박장원

심사관 : 곽현선

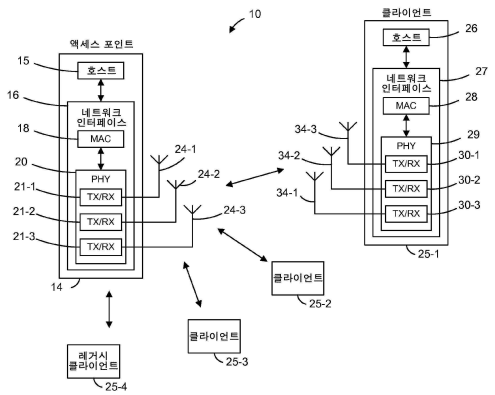
(54) 발명의 명칭 **와이파이를 위한 레인지 확장 모드**

(57) 요 약

PHY 데이터 유닛이 제 1 통신 프로토콜을 따르는 경우 통신 채널을 통한 송신을 위한 물리 계층(PHY) 데이터 유닛을 생성하기 위한 방법이 설명된다. PHY 데이터 유닛의 데이터 필드에 대한 직교 주파수 분할 다중화 (OFDM) 심벌들은 제 1 통신 프로토콜의 레인지 확장 모드에 대응하는 레인지 확장 코딩 기법에 따라 생성된다. PHY 데이

(뒷면에 계속)

대 표 도 - 도1



터 유닛의 프리앰블이 생성되되, 프리앰블은 i) PHY 데이터 유닛의 지속기간을 나타내는 제 1 부분 및 ii) 데이터 필드의 적어도 일부 OFDM 심벌들이 레인지 확장 코딩 기법에 따라 생성된지 여부를 나타내는 제 2 부분을 갖는다. 프리앰블의 제 1 필드가 제 2 통신 프로토콜에 따르지만, 제 1 통신 프로토콜에 따르지 않는 수신기 디바이스에 의해 디코딩 가능하도록 프리앰블의 제 1 부분이 포맷되되 프리앰블의 제 1 부분에 기초하여 PHY 데이터 유닛의 지속 기간을 결정한다. PHY 데이터 유닛은 프리앰블 및 데이터 필드를 포함하도록 생성된다.

(52) CPC특허분류
H04L 27/2613 (2021.01)
H04W 52/286 (2013.01)
H04W 84/12 (2013.01)

(56) 선행기술조사문헌
US20080299962 A1
US20100260159 A1
US20140337690 A1
Minyoung Park et al., "Proposed TGah Draft Amendment", IEEE 802.11-13/0500r0 (2013.05.09.)
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(30) 우선권주장
61/925,332 2014년01월09일 미국(US)
61/950,727 2014년03월10일 미국(US)
61/987,778 2014년05월02일 미국(US)

명 세 서

청구범위

청구항 1

통신 채널을 통한 송신을 위해 물리 계층(PHY) 데이터 유닛을 생성하기 위한 방법으로서, 상기 PHY 데이터 유닛은 제 1 통신 프로토콜을 따르고, 상기 방법은,

상기 제 1 통신 프로토콜의 레인지 확장 모드(range extension mode)에 대응하는 레인지 확장 코딩 기법에 따라 상기 PHY 데이터 유닛의 데이터 필드에 대한 제 1 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 심벌들을 생성하는 단계;

상기 PHY 데이터 유닛의 PHY 프리앰블을 생성하는 단계, 상기 PHY 프리앰블은 i) 상기 PHY 데이터 유닛의 지속기간(duration)을 나타내는 레거시 신호 필드를 갖는 제 2 OFDM 심벌을 포함하는 제 1 부분 및 ii) 상기 레거시 신호 필드의 복사본을 갖는 제 3 OFDM 심벌을 포함하는 제 2 부분을 가지며, 상기 PHY 프리앰블의 제 2 부분은 상기 데이터 필드의 적어도 일부 OFDM 심벌들이 레인지 확장 코딩 기법에 따라 생성되었는지 여부를 나타내고, 상기 PHY 프리앰블의 제 1 부분은 제 1 통신 프로토콜을 따르지 않지만 제 2 통신 프로토콜을 따르는 수신기 디바이스에 의해 상기 PHY 프리앰블의 제 1 부분이 디코딩가능하도록 포멧되어, 상기 PHY 프리앰블의 제 1 부분에 기초하여 상기 PHY 데이터 유닛의 지속기간을 결정하고; 및

상기 PHY 프리앰블 및 상기 데이터 필드를 포함하도록 PHY 데이터 유닛을 생성하는 단계를 포함하는, 방법.

청구항 2

청구항 1에 있어서,

상기 레인지 확장 코딩 기법에 따라 상기 PHY 데이터 유닛의 상기 데이터 필드에 대한 제 1 OFDM 심벌들을 생성하는 단계는,

복수개의 인코딩된 비트들을 획득하기 위해 순방향 오류 정정(FEC : forward error correction) 인코더를 이용하여 상기 PHY 데이터 유닛의 데이터 필드에 포함될 복수개의 정보 비트들을 인코딩하는 단계;

상기 복수개의 인코딩된 비트들을 복수개의 성상도 심벌들에 매핑하는 단계;

상기 복수개의 성상도 심벌들을 포함하도록 제 1 OFDM 심벌들을 생성하는 단계를 포함하고; 그리고

상기 방법은,

i) 블럭 코딩 기법에 따라 상기 복수개의 정보 비트들을 인코딩하는 단계,

ii) 상기 블럭 코딩 기법에 따라 상기 복수개의 인코딩된 비트들을 인코딩하는 단계, 또는

iii) 상기 블럭 코딩 기법에 따라 상기 복수개의 성상도 심벌들을 인코딩하는 단계 중 하나를 수행하는 단계를 더 포함하는, 방법.

청구항 3

청구항 1에 있어서,

상기 레인지 확장 코딩 기법에 따라 상기 PHY 데이터 유닛의 데이터 필드에 대한 제 1 OFDM 심벌들을 생성하는 단계는,

채널 대역폭의 제 1 대역폭 부분내의 복수개의 성상도 심벌들 및 상기 채널 대역폭의 제 2 대역폭 부분내의 복수개의 성상도 심벌들의 복사본을 포함하도록 상기 PHY 데이터 유닛의 데이터 필드에 대한 제 1 OFDM 심벌들을 생성하는 단계를 포함하고, 상기 제 1 대역폭 부분 및 상기 제 2 대역폭 부분은 동일한 대역폭을 갖는, 방법.

청구항 4

청구항 3에 있어서,

상기 제 1 OFDM 심벌들을 생성하는 단계는 미리 결정된 위상 편이(phase shift)를 포함하도록 복수개의 성상도

심벌들의 복사본을 생성하는 단계를 포함하는, 방법.

청구항 5

청구항 3에 있어서,

상기 PHY 프리앰블을 생성하는 단계는 상기 PHY 프리앰블의 제 2 부분을 생성하는 단계를 포함하고;

상기 PHY 프리앰블의 제 2 부분을 생성하는 단계는,

i) 상기 제 1 통신 프로토콜에 따라 숏 트레이닝 필드(short training field) 및 ii) 상기 숏 트레이닝 필드의 적어도 하나의 복사본에 대한 제 4 OFDM 심벌들을 생성하는 단계, 및

i) 상기 제 1 통신 프로토콜에 따라 롱 트레이닝 필드(long training field) 및 ii) 상기 롱 트레이닝 필드의 적어도 하나의 복사본에 대한 제 5 OFDM 심벌들을 생성하는 단계;를 포함하고; 그리고

상기 제 1 OFDM 심벌들, 상기 제 4 OFDM 심벌들, 및 상기 제 5 OFDM 심벌들은 상기 PHY 프리앰블의 제 1 부분에 대한 톤 플랜과 별개인 동일한 톤 플랜(tone plan)을 갖는, 방법.

청구항 6

청구항 1에 있어서,

상기 PHY 프리앰블의 제 1 부분의 디코딩 레인지를 증가시키기 위해 상기 PHY 데이터 유닛의 데이터 필드와 비교하여 송신 파워 부스트(transmission power boost)와 함께 적어도 상기 PHY 프리앰블의 제 1 부분을 송신하는 단계를 더 포함하는, 방법.

청구항 7

청구항 1에 있어서,

상기 레거시 신호 필드의 복사본은 추가 트레이닝 필드로서 상기 제 1 통신 프로토콜을 따르는 수신기 디바이스에 의해 사용 가능한, 방법.

청구항 8

청구항 1에 있어서,

상기 PHY 프리앰블 및 상기 데이터 필드를 포함하도록 상기 PHY 데이터 유닛을 생성하는 단계는,

상기 레거시 신호 필드 및 상기 레거시 신호 필드의 복사본 사이의 가드 간격 없이, 상기 레거시 신호 필드 및 상기 레거시 신호 필드의 복사본이 뒤따르는 제 2 통신 프로토콜에 따른 더블 가드 간격을 포함하도록 상기 PHY 데이터 유닛을 생성하는 단계를 포함하는, 방법.

청구항 9

청구항 1에 있어서,

상기 레거시 신호 필드 및 상기 레거시 신호 필드의 복사본은 상기 레거시 신호 필드 및 상기 레거시 신호 필드의 복사본의 디코딩 신뢰성을 증가시키기 위해 상기 제 1 통신 프로토콜을 따르는 수신기 디바이스에 의해 조합되어 디코딩 가능한, 방법.

청구항 10

청구항 1에 있어서,

상기 PHY 프리앰블을 생성하는 단계는,

상기 제 2 통신 프로토콜에 따르는 정상 가드 간격을 이용하여 상기 PHY 프리앰블의 제 1 부분에 포함된 레거시 프리앰블에 대한 OFDM 심벌들을 생성하는 단계; 및

롱 가드 간격을 이용하는 상기 PHY 프리앰블의 제 2 부분에 대한 OFDM 심벌들을 생성하는 단계를 포함하는, 방법.

청구항 11

청구항 10에 있어서,

상기 PHY 프리앰블의 제 2 부분에 대한 OFDM 심벌들을 생성하는 단계는,

상기 정상 가드 간격을 이용하여 비-레거시 신호 필드 및 비-레거시 숏 트레이닝 필드에 대한 OFDM 심벌들을 생성하는 단계; 및

상기 롱 가드 간격을 이용하여 비-레거시 롱 트레이닝 필드에 대한 OFDM 심벌들을 생성하는 단계를 포함하는, 방법.

청구항 12

청구항 10에 있어서,

상기 PHY 프리앰블의 제 1 부분을 생성하는 단계는 정상 가드 간격을 이용하여 제 2 OFDM 심벌들을 생성하는 단계를 포함하고; 그리고

상기 PHY 프리앰블의 제 2 부분을 생성하는 단계는 롱 가드 간격을 이용하여 비-레거시 신호 필드에 대응하는 제 4 OFDM 심벌들을 생성하는 단계를 포함하는, 방법.

청구항 13

청구항 10에 있어서,

상기 PHY 프리앰블의 제 2 부분은 제 1 통신 프로토콜에 따르는 수신기 디바이스들에 의해 디코딩가능하고; 및

상기 PHY 프리앰블의 제 2 부분의 롱 가드 간격은 상기 PHY 데이터 유닛이 레인지 확장 모드를 준수하는 제 1 통신 프로토콜을 따르는 수신기 디바이스들로 신호를 보내는, 방법.

청구항 14

청구항 1에 있어서,

상기 레인지 확장 모드에 따라 상기 PHY 데이터 유닛의 데이터 필드에 대한 제 1 OFDM 심벌들을 생성하는 단계는,

제 1 톤 간격(spacing) 및 롱 가드 간격(interval)을 이용하여 상기 PHY 데이터 유닛의 데이터 필드에 대한 제 1 OFDM 심벌들을 생성하는 단계를 포함하고; 그리고

상기 PHY 프리앰블을 생성하는 단계는 i) 상기 제 1 톤 간격과 상이한 제 2 톤 간격, 및 ii) 정규 가드 간격을 이용하여 상기 PHY 프리앰블의 제 1 부분에 대한 OFDM 심벌들을 생성하는 단계를 포함하는, 방법.

청구항 15

청구항 14에 있어서,

상기 PHY 프리앰블의 제 1 부분의 제 2 톤 간격은 i) 상기 제 2 통신 프로토콜을 따르는 레거시 톤 간격, 및 ii) 상기 PHY 데이터 유닛의 데이터 필드의 제 1 톤 간격의 정수배이고; 그리고

상기 정규 가드 간격은 제 2 통신 프로토콜을 따르는 레거시 가드 간격인, 방법.

청구항 16

청구항 15에 있어서,

상기 PHY 프리앰블을 생성하는 단계는,

i) 상기 레거시 톤 간격 및 상기 레거시 가드 간격을 이용하여 적어도 제 1 OFDM 심벌 및 ii) 상기 제 1 톤 간격 및 상기 롱 가드 간격을 이용하여 적어도 제 2 OFDM 심벌을 포함하는 상기 PHY 프리앰블의 제 2 부분에 대한 OFDM 심벌들을 생성하는 단계를 포함하는, 방법.

청구항 17

청구항 15에 있어서,

상기 PHY 프리앰블을 생성하는 단계는,

상기 PHY 프리앰블의 제 2 부분에 대한 OFDM 심벌들을 생성하는 단계로서,

상기 레거시 톤 간격 및 상기 레거시 가드 간격을 이용하여 비-레거시 신호 필드 및 비-레거시 숏 트레이닝 필드를 생성하는 단계; 및

상기 제 1 톤 간격 및 상기 롱 가드 간격을 이용하여 비-레거시 롱 트레이닝 필드를 생성하는 단계를 포함하는, 방법.

청구항 18

청구항 14에 있어서,

상기 제 1 톤 간격을 이용하여 상기 PHY 데이터 유닛의 데이터 필드에 대한 제 1 OFDM 심벌들을 생성하는 단계는,

채널 대역폭의 제 1 대역폭 부분내의 복수개의 성상도 심벌들 및 상기 채널 대역폭의 제 2 대역폭 부분내의 복수개의 성상도 심벌들의 복사본을 포함하도록 상기 PHY 데이터 유닛의 데이터 필드에 대한 제 1 OFDM 심벌들을 생성하는 단계를 포함하고; 그리고

상기 제 1 대역폭 부분 및 상기 제 2 대역폭 부분은 동일한 대역폭을 갖는, 방법.

청구항 19

청구항 18에 있어서,

상기 PHY 데이터 유닛의 데이터 필드에 대한 제 1 OFDM 심벌들을 생성하는 단계는 미리 결정된 위상 편이를 포함하는 복수개의 성상도 심벌들의 복사본을 생성하는 단계를 포함하는, 방법.

청구항 20

청구항 14에 있어서,

상기 PHY 데이터 유닛의 데이터 필드에 대한 제 1 OFDM 심벌들을 생성하는 단계는 제 1 톤 간격, 롱 가드 간격 및 롱 심벌 지속기간(symbol duration)을 이용하여 상기 PHY 데이터 유닛의 데이터 필드에 대한 제 1 OFDM 심벌들을 생성하는 단계를 포함하고;

상기 PHY 프리앰블의 제 1 부분에 대한 OFDM 심벌들을 생성하는 단계는 제 2 톤 간격, 정규 가드 간격 및 정규 심벌 지속기간을 이용하여 상기 PHY 프리앰블의 제 1 부분에 대한 OFDM 심벌들을 생성하는 단계를 포함하는, 방법.

청구항 21

청구항 20에 있어서,

상기 PHY 프리앰블의 제 1 부분의 제 2 톤 간격은 i) 레거시 톤 간격, 및 ii) 상기 PHY 데이터 유닛의 데이터 필드의 제 1 톤 간격의 정수 n 배수이고;

상기 정규 가드 간격은 레거시 가드 간격이고; 그리고

상기 롱 심벌 지속기간은 상기 정규 심벌 지속기간의 정수 n 배수인, 방법.

청구항 22

청구항 1에 있어서,

상기 레인지 확장 모드에 따라 상기 PHY 데이터 유닛의 상기 데이터 필드에 대한 제 1 OFDM 심벌들을 생성하는 단계는,

상기 제 2 통신 프로토콜을 따르지 않는 비-레거시 톤 간격 및 비-레거시 톤 플랜을 이용하여 상기 PHY 데이터 유닛의 데이터 필드에 대한 제 1 OFDM 심벌들을 생성하는 단계를 포함하고; 그리고

상기 PHY 프리앰블을 생성하는 단계는 비-레거시 톤 플랜과 상이한 제 2 톤 간격 및 상기 비-레거시 톤 플랜과 상이한 레거시 톤 플랜을 사용하여 상기 PHY 프리앰블의 제 1 부분에 대한 OFDM 심벌들을 생성하는 단계를 포함하는, 방법.

청구항 23

청구항 22에 있어서,

상기 비-레거시 톤 플랜은 직류 전류 톤(direct current tone)에 가까운 상기 레거시 톤 플랜의 대응하는 데이터 톤 대신에 적어도 하나의 가드 톤을 포함하는, 방법.

청구항 24

청구항 23에 있어서,

상기 비-레거시 톤 플랜은 상기 비-레거시 톤 플랜 및 상기 레거시 톤 플랜이 동일한 수의 데이터 톤들을 갖도록 상기 레거시 톤 플랜의 대응하는 가드 톤 대신에 적어도 하나의 데이터 톤을 포함하는, 방법.

청구항 25

청구항 23에 있어서,

상기 비-레거시 톤 플랜은 상기 레거시 톤 플랜보다 더 적은 데이터 톤들을 포함하고; 및

상기 비-레거시 톤 간격 및 상기 비-레거시 톤 플랜을 이용하여 상기 PHY 데이터 유닛의 데이터 필드에 대한 제 1 OFDM 심벌들을 생성하는 단계는 상기 비-레거시 톤 플랜의 데이터 톤들의 수에 기초한 에러 정정 코드를 이용하여 상기 제 1 OFDM 심벌들에 대한 정보 비트들을 인코딩하는 단계를 포함하는, 방법.

청구항 26

청구항 25에 있어서,

상기 에러 정정 코드는 바이너리 컨벌루션 코드(binary convolutional code)인, 방법.

청구항 27

청구항 25에 있어서,

상기 에러 정정 코드는 저 밀도 패러티 체크 코드(low density parity check code)인, 방법.

청구항 28

장치에 있어서,

하나 이상의 집적 회로들을 갖는 네트워크 인터페이스 디바이스로서, 상기 하나 이상의 집적 회로들은,

PHY 데이터 유닛이 따르는 제 1 통신 프로토콜의 레인지 확장 모드에 대응하는 레인지 확장 코딩 기법에 따라 물리 계층(PHY) 데이터 유닛의 데이터 필드에 대한 제 1 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 심벌들을 생성하고;

상기 PHY 데이터 유닛의 PHY 프리앰블을 생성하고, 상기 PHY 프리앰블은 i) 상기 PHY 데이터 유닛의 지속기간(duration)을 나타내는 레거시 신호 필드를 갖는 제 2 OFDM 심벌을 포함하는 제 1 부분 및 ii) 상기 레거시 신호 필드의 복사본을 갖는 제 3 OFDM 심벌을 포함하는 제 2 부분을 가지며, 상기 PHY 프리앰블의 제 2 부분은 상기 데이터 필드의 적어도 일부 OFDM 심벌들이 레인지 확장 코딩 기법에 따라 생성되는지 여부를 나타내고, 상기 PHY 프리앰블의 제1 부분은 제 1 통신 프로토콜을 따르지 않지만 제 2 통신 프로토콜에 따르는 수신기 디바이스에 의해 상기 PHY 프리앰블의 제 1 부분이 디코딩가능하도록 포맷되어, 상기 PHY 프리앰블의 제 1 부분에 기초하여 상기 PHY 데이터 유닛의 지속기간을 결정하고; 그리고

상기 PHY 프리앰블 및 상기 데이터 필드를 포함하도록 상기 PHY 데이터 유닛을 생성하도록 구성되는, 장치.

청구항 29

청구항 28에 있어서,

상기 하나 이상의 집적 회로들은,

i) 채널 대역폭의 제 1 대역폭 부분내의 복수개의 성상도 심벌들 및 ii) 상기 채널 대역폭의 제 2 대역폭 부분내의 복수개의 성상도 심벌들의 복사본을 포함하는 상기 PHY 데이터 유닛의 데이터 필드에 대한 제 1 OFDM 심벌들을 생성하도록 구성되고, 상기 제 1 대역폭 부분 및 상기 제 2 대역폭 부분은 동일한 대역폭을 갖는, 장치.

청구항 30

청구항 29에 있어서,

상기 하나 이상의 집적 회로들은,

상기 PHY 프리앰블의 제 2 부분을 생성하도록 구성되어:

i) 상기 제 1 통신 프로토콜에 따라 숏 트레이닝 필드(short training field) 및 ii) 상기 숏 트레이닝 필드의 적어도 하나의 복사본에 대한 제 4 OFDM 심벌들을 생성하는 것, 및

i) 상기 제 1 통신 프로토콜에 따라 롱 트레이닝 필드(long training field) 및 ii) 상기 롱 트레이닝 필드의 적어도 하나의 복사본에 대한 제 5 OFDM 심벌들을 생성하는 것을 포함하고; 그리고

상기 제 1 OFDM 심벌들, 상기 제 4 OFDM 심벌들, 및 상기 제 5 OFDM 심벌들은 상기 PHY 프리앰블의 제 1 부분에 대한 톤 플랜과 별개인 동일한 톤 플랜(tone plan)을 갖는, 장치.

청구항 31

청구항 29에 있어서,

상기 하나 이상의 집적 회로들은,

상기 네트워크 인터페이스로 하여금 상기 PHY 프리앰블의 제 1 부분의 디코딩 레인지를 증가시키기 위해 상기 PHY 데이터 유닛의 데이터 필드와 비교하여 송신 파워 부스트(transmission power boost)와 함께 상기 PHY 프리앰블의 적어도 제 1 부분을 송신하도록 구성되는, 장치.

청구항 32

청구항 29에 있어서,

상기 PHY 프리앰블을 생성하는 것은,

제 2 통신 프로토콜을 따르는 정상 가드 간격을 이용하여 상기 PHY 프리앰블의 제 1 부분에 포함된 레거시 프리앰블에 대한 OFDM 심벌들을 생성하는 것; 및

롱 가드 간격을 이용하여 상기 PHY 프리앰블의 제 2 부분에 대한 OFDM 심벌들을 생성하는 것을 포함하는, 장치.

청구항 33

청구항 29에 있어서,

상기 하나 이상의 집적 회로들은,

제 1 톤 간격 및 롱 가드 간격을 이용하여 상기 PHY 데이터 유닛의 데이터 필드에 대한 제 1 OFDM 심벌들을 생성하고; 및

i) 상기 제 1 톤 간격과 상이한 제 2 톤 간격, 및 ii) 정규 가드 간격을 이용하여 상기 PHY 프리앰블의 제 1 부분에 대한 OFDM 심벌들을 생성하도록 구성된, 장치.

청구항 34

청구항 29에 있어서,

상기 하나 이상의 집적 회로들은,

상기 제 2 통신 프로토콜을 따르지 않는 비-레거시 톤 간격 및 비-레거시 톤 플랜을 이용하여 상기 PHY 데이터 유닛의 데이터 필드에 대한 제 1 OFDM 심벌들을 생성하고; 및

상기 비-레거시 톤 플랜과 상이한 레거시 톤 플랜 및 상기 비-레거시 톤 간격과 상이한 제 2 톤 간격을 이용하여 상기 PHY 프리앰블의 제 1 부분에 대한 OFDM 심벌들을 생성하도록 구성된, 장치.

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 관련 출원에 관한 참조

[0002] 본 개시는 2013년 10월 25일에 출원된 "레인지 확장 PHY(Range Extension PHY)" 라는 제목의 미국 가특허 출원 번호 61/895,591, 2014년 1월 9일에 출원된 "레인지 확장 PHY" 라는 제목의 미국 가특허 출원 번호 61/925,332, 2014년 3월 10일에 출원된 "레인지 확장 PHY" 라는 제목의 미국 가특허 출원 번호 61/950,727, 및 2014년 5월 2일에 출원된 "레인지 확장 PHY" 라는 제목의 미국 가특허 출원 번호 61/987,778의 이익을 주장하고, 각각의 개시는 그것들의 전체가 참조로서 본 출원에 통합된다.

[0003] 개시의 분야

[0004] 본 개시는 전반적으로 통신 네트워크에 관한 것이며, 보다 특히, 레인지 확장 모드(range extension mode)를 사용하는 무선 근거리 네트워크(wireless local area networks)에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0005] 인프라스트럭처 모드(infrastructure mode)내 운용시, 무선 근거리 통신망들(WLANs)은 전형적으로 액세스 포인트(AP: access point) 및 하나 이상의 클라이언트 스테이션들을 포함한다. WLAN들은 지난 수십 년에 걸쳐 빠르게 진화해 왔다. 전기 전자 기술자 협회(IEEE) 802.11a, 802.11b, 802.11g, and 802.11n 표준들과 같은 WLAN 표준들의 개발은 단일-사용자 피크 데이터 스루풋을 개선시켜 왔다. 예를 들어, IEEE 802.11b 표준은 11 Mbps(megabits per second)의 단일 사용자 피크 처리량을 지정하고, IEEE 802.11a 및 802.11g 표준들은 54 Mbps의 단일 사용자 피크 처리량을 지정하고, IEEE 802.11n 표준은 600 Mbps의 단일 사용자 피크 처리량을 지정하며, IEEE 802.11ac 표준은 Gbps(gigabits per second) 범위에서 단일 사용자 피크 처리량을 지정한다. 미래 표준들은 수십 Gbps 범위에서의 스루풋들과 같이, 훨씬 더 큰 스루풋들을 제공할 것 같다.

발명의 내용

과제의 해결 수단

[0006] 일 실시예에서, 통신 채널을 통한 송신을 위한 물리 계층(PHY) 데이터 유닛을 생성하기 위한 방법은, 상기 PHY 데이터 유닛은 제 1 통신 프로토콜을 따르되, 상기 제 1 통신 프로토콜의 레인지 확장 모드에 대응하는 레인지 확장 코딩 기법에 따라 상기 PHY 데이터 유닛의 데이터 필드에 대한 직교 주파수 분할 다중화 (OFDM) 심벌들을 생성하는 단계를 포함한다. 상기 방법은 또한 상기 PHY 데이터 유닛의 프리앰블을 생성하는 단계를 포함하되, 상기 프리앰블은 i) 상기 PHY 데이터 유닛의 지속기간(duration)을 나타내는 제 1 부분 및 ii) 상기 데이터 필드의 적어도 일부 OFDM 심벌들이 상기 레인지 확장 코딩 기법에 따라 생성된지 여부를 나타내는 제 2 부분을 가지며, 상기 제 1 통신 프로토콜에 따르지 않지만 제 2 통신 프로토콜에 따르는 수신기 디바이스에 의해 상기 프리앰블의 상기 제 1 부분이 디코딩가능하도록 상기 프리앰블의 상기 제 1 부분이 포맷되되 상기 프리앰블의 상기 제 1 부분에 기초하여 상기 PHY 데이터 유닛의 상기 지속기간을 결정한다. 상기 방법은 상기 프리앰블 및 상기 데이터 필드를 포함하는 상기 PHY 데이터 유닛을 생성하는 단계를 포함한다.

[0007] 다른 실시예에서, 장치는 하나 이상의 집적 회로들을 갖는 네트워크 디바이스를 포함한다. 상기 집적 회로들은 상기 PHY 데이터 유닛이 따르는 제 1 통신 프로토콜의 레인지 확장 모드에 대응하는 레인지 확장 코딩 기법에 따라 물리 계층(PHY) 데이터 유닛의 데이터 필드에 대한 직교 주파수 분할 다중화 (OFDM) 심벌들을 생성하도록 구성된다. 상기 집적회로들은 또한 상기 PHY 데이터 유닛의 프리앰블을 생성하도록 구성되되, 상기 프리앰블은 i) 상기 PHY 데이터 유닛의 지속기간(duration)을 나타내는 제 1 부분 및 ii) 상기 데이터 필드의 적어도 일부 OFDM 심벌들이 상기 레인지 확장 코딩 기법에 따라 생성된지 여부를 나타내는 제 2 부분을 가지며, 상기 제 1

통신 프로토콜에 따르지 않지만 제 2 통신 프로토콜에 따르는 수신기 디바이스에 의해 상기 프리앰블의 상기 제 1 부분이 디코딩가능하도록 상기 프리앰블의 상기 제 1 부분이 포맷되되 상기 프리앰블의 상기 제 1 부분에 기초하여 상기 PHY 데이터 유닛의 상기 지속기간을 결정한다. 상기 집적 회로들은 또한 상기 프리앰블 및 상기 데이터 필드를 포함하는 상기 PHY 데이터 유닛을 생성하도록 구성된다.

[0008] 또 다른 실시예들에서, 통신 채널을 통한 송신을 위한 물리 계층(PHY) 데이터 유닛을 생성하기 위한 방법은, 상기 PHY 데이터 유닛은 제 1 통신 프로토콜에 따르고, 상기 PHY 데이터 유닛에 포함될 프리앰블의 제 1 필드에 대한 제 1 복수개의 직교 주파수 분할 다중화 (OFDM) 심벌들을 생성하는 단계를 포함한다. 상기 제 1 복수개의 OFDM 심벌들의 각각의 OFDM 심벌은 제 2 통신 프로토콜의 제 2 롱 트레이닝 시퀀스와 적어도 미리 결정된 시퀀스를 곱함으로써 획득된 상기 제 1 통신 프로토콜의 제 1 롱 트레이닝 시퀀스에 대응한다. 상기 방법은 또한 제 1 복수개의 인코딩된 비트들을 생성하기 위해서 제 2 필드에 대한 제 1 복수개의 정보 비트들을 인코딩하는 단계를 포함한다. 상기 방법은 상기 제 1 복수개의 인코딩된 비트들을 제 1 복수개의 성상도 심벌들에 매핑시키는 단계를 포함한다. 상기 방법은 상기 미리 결정된 시퀀스에 상기 제 1 복수개의 성상도 심벌들을 곱하는 단계를 포함하는 제 1 복수개의 변형된 성상도 심벌들을 생성하는 단계를 포함한다. 상기 방법은 상기 제 1 복수개의 변형된 성상도 심벌들을 포함하는 제 2 복수개의 직교 주파수 분할 다중화 (OFDM) 심벌들을 생성하는 단계를 포함한다. 상기 방법은 상기 제 1 필드에 대한 상기 제 1 복수개의 OFDM 심벌들 및 상기 제 2 필드에 대한 상기 제 2 복수개의 OFDM 심벌들을 포함하는 상기 프리앰블을 생성하는 단계를 또한 포함한다. 상기 방법은 또한 적어도 상기 프리앰블을 포함하는 상기 PHY 데이터 유닛을 생성하는 단계를 포함한다.

[0009] 일 실시예에서, 장치는 하나 이상의 집적 회로들을 갖는 네트워크 인터페이스 디바이스를 포함한다. 상기 집적 회로들은 상기 물리 계층(PHY) 데이터 유닛내 포함될 프리앰블의 제 1 필드에 대한 제 1 복수개의 직교 주파수 분할 다중화 (OFDM) 심벌들을 생성하도록 구성된다. 상기 제 1 복수개의 OFDM 심벌들의 각각의 OFDM 심벌은 제 2 통신 프로토콜의 제 2 롱 트레이닝 시퀀스와 적어도 미리 결정된 시퀀스를 곱함으로써 획득된 상기 제 1 통신 프로토콜의 제 1 롱 트레이닝 시퀀스에 대응한다. 상기 집적 회로들은 또한 제 1 복수개의 인코딩된 비트들을 생성하기 위해서 제 2 필드에 대한 제 1 복수개의 정보 비트들을 인코딩하도록 구성된다. 상기 집적 회로들은 상기 제 1 복수개의 인코딩된 비트들을 제 1 복수개의 성상도 심벌들에 매핑시키도록 구성된다. 상기 집적 회로들은 또한 상기 미리 결정된 시퀀스에 상기 제 1 복수개의 성상도 심벌들을 곱하는 단계를 포함하는 제 1 복수개의 변형된 성상도 심벌들을 생성하도록 구성된다. 상기 집적 회로들은 상기 제 1 복수개의 변형된 성상도 심벌들을 포함하는 제 2 복수개의 직교 주파수 분할 다중화 (OFDM) 심벌들을 생성하도록 구성된다. 상기 집적 회로들은 또한 상기 제 1 필드에 대한 상기 제 1 복수개의 OFDM 심벌들 및 상기 제 2 필드에 대한 상기 제 2 복수개의 OFDM 심벌들을 포함하는 상기 프리앰블을 생성하도록 구성된다. 상기 집적 회로들은 적어도 상기 프리앰블을 포함하는 상기 PHY 데이터 유닛을 생성하도록 구성된다.

도면의 간단한 설명

[0010] 도 1은 일 실시예에 따른, 예시적인 무선 근거리 네트워크(WLAN)의 블록도이다.

도 2a 및 도 2b는 종래 기술의 데이터 유닛 포맷의 다이어그램들이다.

도 3은 또 다른 종래 기술의 데이터 유닛 포맷의 다이어그램이다.

도 4는 또 다른 종래 기술의 데이터 유닛 포맷의 다이어그램이다.

도 5는 또 다른 종래 기술의 데이터 유닛 포맷의 다이어그램이다.

도 6a는 종래 기술의 데이터 유닛내 심벌들을 변조하기 위해 사용된 일 그룹의 변조 다이어그램들이다.

도 6b는 실시예에 따른, 예시적인 데이터 유닛내 심벌들을 변조하기 위해 사용된 일 그룹의 변조 다이어그램들이다.

도 7a는 일 실시예에 따른 직교 주파수 분할 다중화 (OFDM) 데이터 유닛의 다이어그램이다.

도 7b는, 실시예에 따른, 도 7a에 묘사된 데이터 유닛내 심벌들을 변조하기 위해 사용된 일 그룹의 변조 다이어그램들이다.

도 8 은 일 실시예에 따른 OFDM 심벌의 블럭 다이어그램이다.

도 9a는 일 실시예에 따른 정규 코딩 기법(regular coding scheme)이 데이터 유닛의 프리앰블(preamble)을 위

해 사용되는 예제 데이터 유닛을 예시하는 다이어그램이다.

도 9b는 일 실시예에 따른 정규 코딩 기법이 데이터 유닛의 프리앰블 단지 일부만을 위해 사용되는 예제 데이터 유닛을 예시하는 다이어그램이다.

도 10a는 일 실시예에 따른 톤 간격 조절(tone spacing adjustment)이 블럭 코딩(block coding)과 조합하여 사용되는 예제 데이터 유닛을 예시하는 다이어그램이다.

도 10b는 다른 실시예에 따른 톤 간격 조절이 블럭 코딩과 조합하여 사용되는 예제 데이터 유닛을 예시하는 다이어그램이다.

도 11a는 일 실시예에 따른 정규 모드 데이터 유닛(regular mode data unit)을 예시하는 다이어그램이다.

도 11b는 일 실시예에 따른 레인지 확장 모드 데이터 유닛(range extension mode data unit)을 예시하는 다이어그램이다.

도면들 12a-12b는 두개의 예시적 실시예들에 따른 롱 트레이닝 필드(long training field)의 두개의 가능한 포맷들을 개별적으로 예시하는 다이어그램들이다.

도 13a는 일 실시예에 따른 도 11a의 정규 모드 데이터 유닛의 비-레거시 신호 필드(non-legacy signal field)를 예시하는 다이어그램이다.

도 13b는 일 실시예에 따른 도 11b의 레인지 확장 모드 데이터 유닛의 비-레거시 신호 필드를 예시하는 다이어그램이다.

도 14a는 일 실시예에 따른 레인지 확장 모드 데이터 유닛을 예시하는 다이어그램이다.

도 14b는 일 실시예에 따른 도 14a의 레인지 확장 모드 데이터 유닛의 레거시 신호 필드를 예시하는 다이어그램이다.

도 14c는 일 실시예에 따른 레거시 수신 디바이스(leagcy receiving device)에서 도 14b의 레거시 신호 필드에 대한 고속 푸리에 변환 (FFT) 윈도우를 예시하는 다이어그램이다.

도 15는 일 실시예에 따른 비-레거시 신호 필드의 포맷을 예시하는 블럭 다이어그램이다.

도 16은 일 실시예에 따른 정규 코딩 기법을 이용하는 정규 모드 데이터 유닛들을 생성하기 위한 예제 PHY 프로세싱 유닛을 예시하는 블럭 다이어그램이다.

도 17a는 일 실시예에 따른 레인지 확장 코딩 기법을 이용하는 레인지 확장 모드 데이터 유닛들을 생성하기 위한 예제 PHY 프로세싱 유닛의 블럭 다이어그램이다.

도 17b는 다른 실시예에 따른 레인지 확장 모드 데이터 유닛들을 생성하기 위한 예제 PHY 프로세싱 유닛의 블럭 다이어그램이다.

도 18a는 다른 실시예에 따른 레인지 확장 코딩 기법을 이용하는 레인지 확장 모드 데이터 유닛들을 생성하기 위한 예제 PHY 프로세싱 유닛의 블럭 다이어그램이다.

도 18b는 다른 실시예에 따른 레인지 확장 모드 데이터 유닛들을 생성하기 위한 예제 PHY 프로세싱 유닛의 블럭 다이어그램이다.

도 19a는 다른 실시예에 따른 레인지 확장 모드 데이터 유닛들을 생성하기 위한 예제 PHY 프로세싱 유닛의 블럭 다이어그램이다.

도 19b는 다른 실시예에 따른 레인지 확장 모드 데이터 유닛들을 생성하기 위한 예제 PHY 프로세싱 유닛의 블럭 다이어그램이다.

도 20a는 일 실시예에 따른 레인지 확장 모드 데이터 유닛의 프리앰블내 OFDM 심벌들의 반복을 보여주는 다이어그램이다.

도 20b는 일 실시예에 따른 레인지 확장 모드 데이터 유닛의 프리앰블내 OFDM 심벌들의 반복을 보여주는 다이어그램이다.

도 20c는 일 실시예에 따른 OFDM 심벌들을 위한 시간 도메인 반복 기법을 보여주는 다이어그램이다.

도 20d는 다른 실시예에 따른 OFDM 심벌들을 위한 반복 기법을 보여주는 다이어그램이다.

도 21는 일 실시예에 따른 데이터 유닛(data unit)을 생성하기 위한 대표적인 방법의 흐름도이다.

도 22a는 일 실시예에 따른 10 MHz 서브 밴드를 갖는 레인지 확장 데이터 유닛의 반복들을 갖는 20 MHz 전체 대역폭의 다이어그램이다.

도 22b는 일 실시예에 따른 10 MHz 서브 밴드를 갖는 레인지 확장 데이터 유닛의 반복들을 갖는 40 MHz 전체 대역폭의 다이어그램이다.

도 22c는 일 실시예에 따른 32-FFT 모드를 위한 예제 톤 플랜(tone plan)의 다이어그램이다.

도 23은 일 실시예에 따른 레이저 확장 모드가 데이터 유닛의 프리앰블을 위해 사용되는 예제 데이터 유닛의 다이어그램이다.

도 24는 다른 실시예에 따른 레인지 확장 모드 데이터 유닛들을 생성하기 위한 예제 PHY 프로세싱 유닛의 블럭 다이어그램이다.

도 25a는 일 실시예에 따른 ½ 톤 간격을 갖는 예시 20 MHz 전체 대역폭의 다이어그램이다.

도 25 b는 일 실시예에 따른 ½ 톤 간격을 갖는 예시 20 MHz 전체 대역폭의 다이어그램이다.

도 26a는 일 실시예에 따른 사이즈 64 FFT 및 ½ 톤 간격을 갖는 레인지 확장 모드를 위한 비-레거시 톤 플랜의 다이어그램이다.

도 26b는 일 실시예에 따른 사이즈 128 FFT 및 ½ 톤 간격을 갖는 레인지 확장 모드를 위한 비-레거시 톤 플랜의 다이어그램이다.

도 26c는 일 실시예에 따른 사이즈 256 FFT 및 ½ 톤 간격을 갖는 레인지 확장 모드를 위한 비-레거시 톤 플랜의 다이어그램이다.

도 27 은 일 실시예에 따른 데이터 유닛을 생성하기 위한 대표적인 방법의 흐름도이다.

도 28 은 다른 실시예에 따른 데이터 유닛을 생성하기 위한 대표적인 방법의 흐름도이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0011] 이하에 설명된 실시예들에서, 무선 로컬 영역 네트워크(WLAN)의 액세스 포인트(AP)와 같은 무선 네트워크 디바이스는 데이터 스트림들을 하나 이상의 클라이언트 스테이션들에 송신한다. AP는 적어도 제 1 통신 프로토콜에 따라 클라이언트 스테이션들과 동작하도록 구성된다. 제 1 통신 프로토콜은 때때로 본 출원에서 “고 효율 Wi-Fi,” “HEW” 통신 프로토콜, 또는 802.11ax 통신 프로토콜로서 지칭된다. 몇몇 실시예들에서, AP의 부근에서의 상이한 클라이언트 스테이션들은 HEW 통신 프로토콜과 동일한 주파수 대역에 있지만 전체적으로 더 낮은 데이터 스루풋들을 가진 동작을 정의하는 하나 이상의 다른 통신 프로토콜들에 따라 동작하도록 구성된다. 보다 낮은 데이터 스루풋 통신 프로토콜들(예로서, IEEE 802.11a, IEEE 802.11n, 및/또는 IEEE 802.11ac)은 총괄하여 여기에 “레거시(legacy)” 통신 프로토콜들로서 불리운다. 적어도 일부 실시예들에서, 레거시 통신 프로토콜들은 일반적으로 실내 통신 채널들로 배치되고, 및 HEW 통신 프로토콜은 적어도 때때로 실외 통신, 연장된 레인지 통신, 또는 송신된 신호들의 축소된 신호대 잡음비들 (SNR)을 갖는 영역들내의 통신을 위해 배치된다.

[0012] 일 실시예에 따른, AP 에 의해 송신된 심벌들은 심벌들의 증가된 중복(redundancy) 또는 심벌들내 인코딩된 정보 비트들을 제공하는 레인지 확장 코딩 기법에 따라 생성된다. 중복은 특별히 축소된 SNR를 갖는 영역들내에서 AP로부터 심벌들을 수신하는 디바이스에 의해 성공적으로 디코딩되어지는 심벌들의 가능성(likelihood)을 증가시킨다. 축소된 SNR 를 완화시키기 위해 필요한 중복의 양은 일반적으로 지연 채널 확산(delay channel spread) (예를 들어, 실외 통신 채널에 대하여), 심벌들과 간섭하는 다른 신호들, 및/또는 다른 인자들에 의존한다. 일 실시예에서, HEW 통신 프로토콜은 정규 모드 및 레인지 확장 모드를 정의한다. 정규 모드는 일반적으로 더 짧은 채널 지연 확산들 (예를 들어, 실내 통신 채널들) 또는 일반적으로 더 높은 SNR 값들에 의해 특징되는 통신 채널들과 사용되고, 레인지 확장 모드는 일반적으로 일 실시예에서 상대적으로 더 긴 채널 지연 확산들 (예를 들어, 실외 통신 채널들) 또는 일반적으로 더 낮은 SNR 값들에 의해 특징되는 통신 채널들과 사용된다. 일 실시예에서, 정규 코딩 기법은 정규 모드에서 사용되고, 레인지 확장 코딩 기법은 레인지 확장 모드에서 사용된다.

[0013] 일 실시예에서, AP에 의해 송신된 데이터 유닛은 프리앰블(preamble) 및 데이터 부분, 프리앰블은 적어도 부분

적으로, 수신 디바이스로, 데이터 부분의 송신을 위해 사용되는 다양한 파라미터들을 신호를 보내기 위해 사용된다. 다양한 실시예들에서, 데이터 유닛의 프리앰블은 수신 디바이스로, 적어도 데이터 유닛의 데이터 부분에 사용되고 있는 특정 코딩 기법 신호를 보내기 위해 사용된다. 일부 실시예들에서, 동일한 프리앰블 포맷이 레인지 확장 모드에서처럼 정규모드에서 사용된다. 하나의 이런 실시예에서, 프리앰블은 적어도 데이터 유닛의 데이터 부분을 위해 정규 코딩 기법 또는 레인지 확장 코딩 기법이 사용된지를 표시하기 위해 표시 세트(indication set)를 포함한다. 일부 실시예들에서, 표시된 정규 코딩 기법 또는 레인지 확장 코딩 기법은 데이터 유닛의 데이터 부분에 추가하여 적어도 데이터 유닛의 프리앰블의 일부에 대하여 사용된다. 일 실시예에서, 수신 디바이스는 데이터 유닛의 프리앰블내 표시에 기초하여 사용되고 있는 특정 코딩 기법을 결정하고, 그런다음 특정 코딩 기법을 이용하여 데이터 유닛의 적절한 나머지 부분을 (예를 들어, 데이터 부분, 또는 프리앰블의 부분 및 데이터 부분)을 디코딩한다.

[0014] 다른 실시예에서, 레인지 확장 모드에서 사용되는 프리앰블은 정규 모드에서 사용되는 프리앰블과 다르게 포맷된다. 예를 들어, 레인지 확장 모드에서 사용되는 프리앰블은 데이터 유닛이 레인지 확장 모드에 해당된다는 것을 수신 디바이스가 자동으로 (예를 들어, 디코딩 전에) 감지할 수 있도록 포맷된다. 일 실시예에서, 데이터 유닛이 레인지 확장 모드에 해당되는 것을 수신 디바이스가 감지할 때, 수신 디바이스는 레인지 확장 코딩 기법을 이용하여 데이터 유닛의 데이터 부분, 및 적어도 일부 실시예들에서, 적어도 프리앰블의 부분 뿐만 아니라 데이터 유닛의 데이터 부분을 디코딩한다. 반면에, 데이터 유닛이 레인지 확장 모드에 해당되지 않을 것을 수신 디바이스가 감지한 때, 일 실시예에서 데이터 유닛이 정규 모드에 해당되는 것으로 수신 디바이스는 가정한다. 그런 다음 수신 디바이스는 일 실시예에서 정규 코딩 기법을 이용하여 적어도 데이터 유닛의 데이터 부분을 디코딩한다.

[0015] 추가적으로 적어도 일부 실시예들에서, 정규 모드 및/또는 레인지 확장 모드에서 데이터 유닛의 프리앰블은 HEW 통신 프로토콜이 아닌, 레거시 프로토콜에 따라 동작하는 클라이언트 스테이션이 데이터 유닛의 지속 기간과 같은, 데이터 유닛에 관한 특정 정보를 결정할 수 있으며, 및/또는 데이터 유닛이 레거시 프로토콜에 따르지 않도록 포맷된다. 추가적으로, 데이터 유닛의 프리앰블은 HEW 프로토콜에 따라 동작하는 클라이언트 스테이션이 데이터 유닛이 HEW 통신 프로토콜을 따르는지 그리고 데이터 유닛이 일 실시예에서 정규 모드 또는 레인지 확장 모드에 따라 포맷된 지를 결정하는 것이 가능하도록 포맷된다. 유사하게, 일 실시예에서, HEW 통신 프로토콜에 따라 동작하도록 구성된 클라이언트 스테이션은 또한 상기 설명된 것과 같은 데이터 유닛들을 송신한다.

[0016] 적어도 몇몇 실시예들에서, 상기 설명된 것과 같이 포맷팅된 데이터 유닛들은 예를 들면, 복수의 상이한 통신 프로토콜들에 따라 클라이언트 스테이션들과 동작하도록 구성되는 AP를 갖고 및/또는 복수의 클라이언트 스테이션들이 복수의 상이한 통신 프로토콜들에 따라 동작하는 WLAN들을 갖고, 유용하다. 계속하여 상기의 예제에서, HEW 통신 프로토콜 (정규 모드 및 레인지 확장 모드를 포함하는) 및 레거시 통신 프로토콜 둘 모두에 따라 동작하도록 구성된 통신 디바이스는 소정의 데이터 유닛이 레거시 통신 프로토콜이 아니라 HEW 통신 프로토콜에 따라 포맷된 것을 결정할 수 있고, 더구나, 데이터 유닛이 정규 모드가 아니라 레인지 확장 모드에 따라 포맷된 것을 결정할 수 있다. 유사하게, HEW 통신 프로토콜이 아닌 레거시 통신 프로토콜에 따라 동작하도록 구성된 통신 디바이스는 데이터 유닛이 레거시 통신 프로토콜에 따라 포맷팅되지 않음을 결정할 수 있고 및/또는 데이터 유닛의 지속 기간(duration)을 결정할 수 있다.

[0017] 도 1은 일 실시예에 따른 대표적인 무선 로컬 영역 통신망(WLAN)(10)의 블록도이다. AP(14)는 네트워크 인터페이스(16)에 결합되는 호스트 프로세서(15)를 포함한다. 네트워크 인터페이스(16)는 매체 액세스 제어(MAC) 처리 유닛(18) 및 물리 계층(PHY) 처리 유닛(20)을 포함한다. PHY 처리 유닛(20)은 복수의 트랜시버(21)들을 포함하며, 트랜시버(21)는 복수의 안테나(24)에 결합된다. 3개의 트랜시버들(21) 및 3개의 안테나들(24)이 도 1에 예시되지만, AP(14)는 다른 실시예들에서 다른 적절한 수들(예로서, 1, 2, 4, 5 등)의 트랜시버들(21) 및 안테나들(24)을 포함한다. 일 실시예에서, MAC 프로세싱 유닛(18) 및 PHY 프로세싱 유닛(20)은 제 1 통신 프로토콜의 적어도 제 1 모드 및 제 2 모드를 포함하는 제 1 통신 프로토콜(예로서, HEW 통신 프로토콜)에 따라 동작하도록 구성된다. 일부 실시예들에서, 제 1 모드는 레인지 확장 코딩 기법 (예를 들어, 블럭 인코딩(block encoding), 비트-와이즈 복제(bit-wise replication), 또는 심벌 복제), 신호 변조 기법 (예를 들어, 위상 편이 키잉(phase shift keying) 또는 직교 진폭 변조(quadrature amplitude modulation), 또는 레인지 확장 코딩 기법 및 신호 변조 기법 둘모두를 사용하는 레인지 확장 모드에 해당한다. 레인지 확장 모드는 제 2 모드 (예를 들어, 정규 코딩 기법을 이용하는 정규 모드)에 비하여, 레인지 확장 모드에 따르는 PHY 데이터 유닛들의 성공적인 디코딩이 수행될 때 레인지를 증가시키고 및/또는 신호-대-잡음 (SNR) 비를 줄이도록 구성된다. 다양한 실시예들에서, 레인지 확장 모드는 정규 모드에 비교하여 증가된 레인지 및/또는 축소된 SNR 비를 갖는 성공적인

디코딩을 달성하기 위해서 데이터 송신 레이트를 줄인다. 또 다른 실시예에서, MAC 프로세싱 유닛(18) 및 PHY 프로세싱 유닛(20)은 또한 제 2 통신 프로토콜(예로서, IEEE 802.11ac 표준)에 따라 동작하도록 구성된다. 또 다른 실시예에서, MAC 프로세싱 유닛(18) 및 PHY 프로세싱 유닛(20)은 부가적으로 제 2 통신 프로토콜, 제 3 통신 프로토콜 및/또는 제 4 통신 프로토콜(예로서, IEEE 802.11a 표준 및/또는 IEEE 802.11n 표준)에 따라 동작하도록 구성된다.

[0018] WLAN(10)은 복수의 클라이언트 스테이션들(25)을 포함한다. 4개의 클라이언트 스테이션들(25)이 도 1에 예시되지만, WLAN(10)은 다양한 시나리오들 및 실시예들에서 다른 적절한 수들(예로서, 1, 2, 3, 5, 6 등)의 클라이언트 스테이션들(25)을 포함할 수 있다. 클라이언트 스테이션들(25) 중 적어도 하나(예로서, 클라이언트 스테이션(25-1))는 적어도 제 1 통신 프로토콜에 따라 동작하도록 구성된다. 몇몇 실시예들에서, 클라이언트 스테이션들(25) 중 적어도 하나는 제 1 통신 프로토콜에 따라 동작하도록 구성되지 않지만 제 2 통신 프로토콜, 제 3 통신 프로토콜 및/또는 제 4 통신 프로토콜(여기에 "레거시 클라이언트 스테이션"으로서 불리우는) 중 적어도 하나에 따라 동작하도록 구성된다.

[0019] 클라이언트 스테이션(25-1)은 네트워크 인터페이스(27)에 결합된 호스트 프로세서(26)를 포함한다. 네트워크 인터페이스(27)는 MAC 처리 유닛(28) 및 PHY 처리 유닛(29)을 포함한다. PHY 처리 유닛(29)은 복수의 트랜시버(30)를 포함하고 트랜시버(30)는 복수의 안테나(34)에 결합된다. 3개의 트랜시버들(30) 및 3개의 안테나들(34)이 도 1에 예시되지만, 클라이언트 스테이션(25-1)은 다른 실시예들에서 다른 적절한 수들(예로서, 1, 2, 4, 5 등)의 트랜시버들(30) 및 안테나들(34)을 포함할 수 있다.

[0020] 실시예에 따르면, 클라이언트 스테이션(25-4)은 레거시 클라이언트 스테이션이며, 즉 클라이언트 스테이션(25-4)은 제 1 통신 프로토콜에 따라 AP(14) 또는 또 다른 클라이언트 스테이션(25)에 의해 송신되는 데이터 유닛을 수신하며 완전히 디코딩할 수 없도록 한다. 유사하게, 실시예에 따르면, 레거시 클라이언트 스테이션(25-4)은 제 1 통신 프로토콜에 따라 데이터 유닛들을 수신할 수 없도록 한다. 다른 한편으로, 레거시 클라이언트 스테이션(25-4)은 제 2 통신 프로토콜, 제 3 통신 프로토콜 및/또는 제 4 통신 프로토콜에 따라 데이터 유닛들을 수신하고 완전히 디코딩하며 송신할 수 있도록 한다.

[0021] 실시예에서, 클라이언트 스테이션들(25-2 및 25-3) 중 하나 또는 양쪽 모두는 클라이언트 스테이션(25-1)과 동일하거나 또는 유사한 구조를 가진다. 실시예에서, 클라이언트 스테이션(25-4)은 클라이언트 스테이션(25-1)과 유사한 구조를 가진다. 이들 실시예에서, 클라이언트 스테이션(25-1)과 동일하게 혹은 이와 유사한 구조의 클라이언트 스테이션(25)은 동일한 혹은 다른 수의 트랜시버 및 안테나를 갖는다. 예를 들면, 클라이언트 스테이션(25-2)은 실시예에 따라 2개의 트랜시버 및 2개의 안테나(도시되지 않음)만을 갖는다.

[0022] 다양한 실시예들에서, AP(14)의 PHY 프로세싱 유닛(20)은 제 1 통신 프로토콜에 따르며 본 출원에서 설명된 포맷들을 갖는 데이터 유닛들을 생성하도록 구성된다. 트랜시버(들)(21)는 안테나(들)(24)를 통해 생성된 데이터 유닛들을 송신하도록 구성된다. 유사하게, 트랜시버(들)(21)는 안테나(들)(24)를 통해 데이터 유닛들을 수신하도록 구성된다. AP(14)의 PHY 프로세싱 유닛(20)은 다양한 실시예들에 따라, 제 1 통신 프로토콜에 따르며 이후 설명된 포맷들을 갖는 수신된 데이터 유닛들을 프로세싱하며 이러한 데이터 유닛들이 제 1 통신 프로토콜에 따른다고 결정하기 위해 구성된다.

[0023] 다양한 실시예들에서, 클라이언트 디바이스(25-1)의 PHY 프로세싱 유닛(29)은 제 1 통신 프로토콜에 따르며 본 출원에서 설명된 포맷들을 갖는 데이터 유닛들을 생성하도록 구성된다. 트랜시버(들)(30)는 안테나(들)(34)를 통해 생성된 데이터 유닛들을 송신하도록 구성된다. 유사하게, 트랜시버(들)(30)는 안테나(들)(34)를 통해 데이터 유닛들을 수신하도록 구성된다. 클라이언트 디바이스(25-1)의 PHY 프로세싱 유닛(29)은, 다양한 실시예들에 따라, 제 1 통신 프로토콜에 따르며 이후 설명된 포맷들을 갖는 수신된 데이터 유닛들을 프로세싱하기 위해 및 이러한 데이터 유닛들이 제 1 통신 프로토콜에 따른다고 결정하기 위해 구성된다.

[0024] 도 2a는 실시예에 따라, AP(14)가 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 변조를 통해 레거시 클라이언트 스테이션(25-4)으로 송신하도록 구성된 종래 기술의 OFDM 데이터 유닛(200)의 다이어그램이다. 실시예에서, 레거시 클라이언트 스테이션(25-4)은 또한 일 실시예에 따른 데이터 유닛(200)을 AP(14)에 송신하도록 구성된다. 데이터 유닛(200)은 IEEE 802.11a 표준에 따르며 20 메가헤르츠(MHz) 대역을 차지한다. 데이터 유닛(200)은 일반적으로 패킷 검출, 초기 동기화, 및 자동 이득 제어 등을 위해 사용된, 레거시 쇼트 트레이닝 필드(L-STF)(202), 및 일반적으로 채널 추정 및 미세 동기화를 위해 사용된, 레거시 롱 트레이닝 필드(L-LTF)(204)를 가진 프리앰블을 포함한다. 데이터 유닛(200)은 또한 예를 들면, 데이터 유닛을 송신하기 위해 사용된 변조 유형 및 코딩 레이트와 같은, 데이터 유닛(200)의 특정 물리 계층(PHY) 파라미터들을 운반하기 위해 사용되는, 레거시 신호 필드(L-

SIG)(206)를 포함한다. 데이터 유닛(200)은 또한 데이터 부분(208)을 포함한다. 도 2b는 예시적인 데이터 부분(208)(저 밀도 패리티 체크 인코딩되지 않은)의 다이어그램이며, 이것은 요구한 대로, 서비스 필드, 스크램블링된 물리 계층 서비스 데이터 유닛(PSDU), 테일 비트들, 및 패드 비트들을 포함한다. 데이터 유닛(200)은 단일 입력 단일 출력(SISO) 채널 구성에서 하나의 공간 또는 공간-시간 스트림에 걸친 송신을 위해 설계된다.

[0025] 도 3은 실시예에 따라, AP(14)가 직교 주파수 도메인 다중화(OFDM) 변조를 통해 레거시 클라이언트 스테이션(25-4)에 송신하도록 구성되는 종래 기술의 OFDM 데이터 유닛(300)의 다이어그램이다. 실시예에서, 레거시 클라이언트 스테이션(25-4)은 또한 일 실시예에 따른 데이터 유닛(300)을 AP(14)에 송신하도록 구성된다. 데이터 유닛(300)은 IEEE 802.11n 표준에 따르고, 20 MHz 대역을 차지하며, 혼합 모드 상황들, 즉, WLAN이 IEEE 802.11a 표준에 따르지만 IEEE 802.11n 표준에 따르지 않는 하나 이상의 클라이언트 스테이션들을 포함할 때를 위해, 설계된다. 데이터 유닛(300)은 L-STF(302), L-LTF(304), L-SIG(306), 고 스루풋 신호 필드(HT-SIG)(308), 고 스루풋 쇼트 트레이닝 필드(HT-STF)(310), 및 M개 데이터 고 스루풋 롱 트레이닝 필드들(HT-LTF들)(312)을 가진 프리앰블을 포함하며, 여기에서 M은 일반적으로 다중 입력 다중 출력(MIMO) 채널 구성에서 데이터 유닛(300)을 송신하기 위해 사용된 공간 스트림들의 수에 의해 결정된 정수이다. 특히, IEEE 802.11n 표준에 따르면, 데이터 유닛(300)은 데이터 유닛(300)이 두 개의 공간 스트림들을 사용하여 송신된다면 2개의 HT-LTF들(312)을 포함하며, 4개의 HT-LTF들(312)이 3 또는 4개의 공간 스트림들을 사용하여 송신되는 데이터 유닛(300)이다. 이용되는 특정한 수의 공간 스트림들의 표시는 HT-SIG 필드(308)에 포함된다. 데이터 유닛(300)은 또한 데이터 부분(314)을 포함한다.

[0026] 도 4는 실시예에 따라, AP(14)가 직교 주파수 도메인 다중화(OFDM) 변조를 통해 레거시 클라이언트 스테이션(25-4)으로 송신하도록 구성되는 종래 기술의 OFDM 데이터 유닛(400)의 다이어그램이다. 실시예에서, 레거시 클라이언트 스테이션(25-4)은 또한 데이터 유닛(400)을 AP(14)에 송신하도록 구성된다. 데이터 유닛(400)은 IEEE 802.11n 표준에 따르고, 20 MHz 대역을 차지하며, “그린필드(Greenfield)” 상황들, 즉 WLAN이 IEEE 802.11a 표준에 따르는 임의의 클라이언트 스테이션들을 포함하지 않고, IEEE 802.11n 표준에 따르는 클라이언트 스테이션들만 포함하는 때를 위해 설계된다. 데이터 유닛(400)은 고 스루풋 그린필드 쇼트 트레이닝 필드(HT-GF-STF)(402), 제 1 고 스루풋 롱 트레이닝 필드(HT-LTF1)(404), HT-SIG(406), 및 M개의 데이터 HT-LTF들(408)을 가진 프리앰블을 포함하며, M은 일반적으로 다중 입력 다중 출력(MIMO) 채널 구성에서 데이터 유닛(400)을 송신하기 위해 사용된 공간 스트림들의 수에 대응하는 정수이다. 데이터 유닛(400)은 또한 데이터 부분(410)을 포함한다.

[0027] 도 5는 실시예에 따라, AP(14)가 직교 주파수 도메인 다중화(OFDM) 변조를 통해 레거시 클라이언트 스테이션(25-4)으로 송신하도록 구성되는 종래 기술의 OFDM 데이터 유닛(500)의 다이어그램이다. 실시예에서, 레거시 클라이언트 스테이션(25-4)은 또한 데이터 유닛(500)을 AP(14)에 송신하도록 구성된다. 데이터 유닛(500)은 IEEE 802.11ac 표준에 따르며 “혼합 필드(Mixed field)” 상황들을 위해 설계된다. 데이터 유닛(500)은 20MHz 대역폭을 차지한다. 다른 실시예들에서 또는 시나리오들에서, 데이터 유닛(500)과 유사한 데이터 유닛은 40MHz, 80MHz, 또는 160MHz 대역폭과 같은, 상이한 대역폭을 차지한다. 데이터 유닛(500)은 L-STF(502), L-LTF(504), L-SIG(506), 제 1 초고 스루풋 신호 필드(VHT-SIGA1)(508-1) 및 제 2 초고 스루풋 신호 필드(VHT-SIGA2)(508-2)를 포함한 두 개의 제 1 초고 스루풋 신호 필드들(VHT-SIGA들)(508), 초고 스루풋 쇼트 트레이닝 필드(VHT-STF)(510), M개의 초고 스루풋 롱 트레이닝 필드들(VHT-LTF들)(512)(여기에서 M은 정수이다), 및 제 2 초고 스루풋 신호 필드(VHT-SIG-B)(514)를 가진 프리앰블을 포함한다. 데이터 유닛(500)은 또한 데이터 부분(516)을 포함한다.

[0028] 도 6a는 IEEE 802.11n 표준에 의해 정의된 바와 같이, 도 3의 데이터 유닛(300)의 L-SIG, HT-SIG1, 및 HT-SIG2 필드들의 변조를 예시한 다이어그램들의 세트이다. L-SIG 필드는 이진 위상 시프트 키잉(BPSK)에 따라 변조되는 반면, HT-SIG1 및 HT-SIG2 필드들은 BPSK에 따라 변조되지만, 직교 축 상(Q-BPSK)에서는 아니다. 다시 말해서, HT-SIG1 및 HT-SIG2 필드들의 변조는 L-SIG 필드의 변조에 비교하여 90도만큼 회전된다.

[0029] 도 6b는 IEEE 802.11ac 표준에 의해 정의된 바와 같이, 도 5의 데이터 유닛(500)의 L-SIG, VHT-SIGA1, 및 VHT-SIGA2 필드들의 변조를 예시한 다이어그램들의 세트이다. 도 6a에서의 HT-SIG1 필드와 달리, VHT-SIGA1 필드는 L-SIG 필드의 변조와 동일한, BPSK에 따라 변조된다. 다른 한편으로, VHT-SIGA2 필드는 L-SIG 필드의 변조에 비교하여 90도들만큼 회전된다.

[0030] 도 7a는 일 실시예에 따라, AP(14)가 직교 주파수 도메인 다중화(OFDM) 변조를 통해 클라이언트 스테이션(25-1)에 송신하도록 구성된 OFDM 데이터 유닛(700)의 다이어그램이다. 실시예에서, 클라이언트 스테이션(25-1)은

또한 데이터 유닛(700)을 AP(14)에 송신하도록 구성된다. 데이터 유닛(700)은 제 1 통신 프로토콜에 따르며 20MHz 대역폭을 차지한다. 데이터 유닛(700)에 유사한 제 1 통신 프로토콜을 따르는 데이터 유닛들은 예를 들면, 40MHz, 80MHz, 160MHz, 320MHz, 640MHz과 같은 다른 적절한 대역폭을 또는 다른 실시예들에서, 다른 적절한 대역폭들을 차지한다. 데이터 유닛(700)은 "혼합 모드(mixed mode)" 상황들, 즉 WLAN(10)이 레거시 통신 프로토콜에 따르지만 제 1 통신 프로토콜에 따르지 않는 클라이언트 스테이션(예로서, 레거시 클라이언트 스테이션(25-4))을 포함할 때에 적합하다. 데이터 유닛(700)은, 몇몇 실시예들에서, 다른 상황들에서 또한 이용된다.

[0031] 데이터 유닛(700)은 L-STF(702), L-LTF(704), L-SIG(706), 제 1 HEW 신호 필드(HEW-SIGA1)(708-1) 및 제 2 HEW 신호 필드(HEW-SIGA2)(708-2)를 포함하는 두 개의 제 1 HEW 신호 필드들(HEW-SIGA들)(708), HEW 쇼트 트레이닝 필드(HEW-STF)(710), M개의 HEW 롱 트레이닝 필드들(HEW-LTF들)(712)(여기에서, M은 정수이다), 및 제 3 HEW 신호 필드(HEW-SIGB)(714)를 갖는 프리앰블(701)을 포함한다. 각각의 L-STF (702), L-LTF (704), L-SIG (706), HEW-SIGA들 (708), HEW-STF (710), M HEW-LTF들 (712), 및 HEW-SIGB (714)는 정수 숫자의 하나 이상의 OFDM 심벌들을 포함한다. 예를들어, 일 실시예에서, HEW-SIGA들(708)은 두 개의 OFDM 심벌들을 포함하며, 여기에서 HEW-SIGA1(708-1) 필드는 제 1 OFDM 심벌을 포함하며 HEW-SIGA2는 제 2 OFDM 심벌을 포함한다. 다른 실시예에서, 예를 들어, 프리앰블 (701)는 제 3 HEW 신호 필드 (HEW-SIGA3, 미도시)를 포함하고 HEW-SIGA들 (708)은 세 개의 OFDM 심벌들을 포함하고, HEW-SIGA1 (708-1) 필드은 제 1 OFDM 심벌을 포함하고, HEW-SIGA2은 제 2 OFDM 심벌을 포함하고, 및 HEW-SIGA3 은 제 3 OFDM 심벌을 포함한다. 적어도 몇몇 예들에서, HEW-SIGA들(708)은 총괄하여 단일 HEW 신호 필드(HEW-SIGA)(708)로서 불리운다. 몇몇 실시예들에서, 데이터 유닛(700)은 또한 데이터 부분(716)을 포함한다. 다른 실시예들에서, 데이터 유닛(700)은 데이터 부분(716)을 생략한다.

[0032] 도 7a의 실시예에서, 데이터 부분(700)은 L-STF(702), L-LTF(704), L-SIG(706), HEW-SIGA1들(708)의 각각 중 하나를 포함한다. 데이터 유닛(700)과 유사한 OFDM 데이터 유닛이 20MHz 이외의 누적 대역폭을 차지하는 다른 실시예들에서, L-STF(702), L-LTF(704), L-SIG(706), HEW-SIGA1들(708)의 각각은 일 실시예에서, 데이터 유닛의 전체 대역폭의 대응하는 수의 20MHz 서브-대역들에 걸쳐 반복된다. 예를 들면, 실시예에서, OFDM 데이터 유닛은 80MHz 대역폭을 차지하며, 따라서, 실시예에서 L-STF(702), L-STF(704), L-SIG(706), HEW-SIGA1들(708)의 각각의 4개를 포함한다. 몇몇 실시예들에서, 상이한 20 MHz 서브-대역폭 신호들의 변조가 상이한 각도들만큼 회전된다. 예를 들면, 일 실시예에서, 제 1 서브대역은 0-도 회전되고, 제 2 서브대역은 90-도 회전되고, 제 3 서브-대역은 180-도 회전되며, 제 4 서브-대역은 270-도 회전된다. 다른 실시예들에서, 상이한 적절한 회전들이 이용된다. 20MHz 섭-대역 신호들의 상이한 위상들은, 적어도 몇몇 실시예들에서, 데이터 유닛(700)에서의 OFDM 심벌들의 감소된 피크 대 평균 전력 비(PAPR)를 야기한다. 실시예에서, 제 1 통신 프로토콜에 따르는 데이터 유닛이 20MHz, 40MHz, 80MHz, 160MHz, 320MHz, 640MHz 등과 같은 누적 대역폭을 차지하는 OFDM 데이터 유닛이라면, HEW-STF, HEW-LTF들, HEW-SIGB 및 HEW 데이터 부분은 데이터 유닛의 대응하는 전체 대역폭을 차지한다.

[0033] 도 7b는 일 실시예에 따라, 도 7a의 데이터 유닛(700)의 L-SIG(706), HEW-SIGA1(708-1), 및 HEW-SIGA2(708-2)의 변조를 예시하는 다이어그램들의 세트이다. 이 실시예에서, L-SIG(706), HEW-SIGA1(708-1), 및 HEW-SIGA2(708-2) 필드들은 IEEE 802.11ac 표준에 정의되며 도 6b에 묘사된 바와 같이 대응하는 필드의 변조와 동일한 변조를 가진다. 따라서, HEW-SIGA1 필드는 L-SIG 필드와 동일하게 변조된다. 다른 한편으로, HEW-SIGA2 필드는 L-SIG 필드의 변조에 비교하여 90도만큼 회전된다. 제 3 HEW-SIGA3 필드를 갖는 일부 실시예들에서, HEW-SIGA2 필드는 L-Sig 필드 및 HEW-SIGA1 필드와 동일하게 변조되고, 반면 HEW-SIGA3 필드는 L-Sig 필드, HEW-SIGA1 필드, 및 HEW-SIGA2 필드의 변조에 비교하여 90도 만큼 회전된다.

[0034] 실시예에서, 데이터 유닛(700)의 L-SIG(706), HEW-SIGA1(708-1), 및 HEW-SIGA2(708-2) 필드들의 변조들은 IEEE 802.11ac 표준에 따르는 데이터 유닛(예로서, 도 5의 데이터 유닛(500)에서의 대응하는 필드들의 변조들에 대응하기 때문에, IEEE 802.11a 표준 및/또는 IEEE 802.11n 표준에 따라 동작하도록 구성된 레거시 클라이언트 스테이션들은 적어도 몇몇 상황들에서, 데이터 유닛(700)이 IEEE-802.11ac 표준에 따른다고 가정할 것이며 그에 따라 데이터 유닛(700)을 프로세싱할 것이다. 예를 들면, IEEE 802.11a 표준에 따르는 클라이언트 스테이션은 데이터 유닛(700)의 프리앰블의 레거시 IEEE 802.11a 표준을 인지할 것이며 L-SIG(706)에 표시된 지속 기간에 따라 데이터 유닛의 지속 기간(또는 데이터 유닛 지속기간)을 설정할 것이다. 예를 들면, 일 실시예에 따라, 레거시 클라이언트 스테이션(25-4)은 L-SIG 필드(706)에 표시된 레이트 및 길이(예로서, 바이트들의 수로)에 기초하여 데이터 유닛에 대한 지속 기간(duration)을 산출할 것이다. 실시예에서, L-SIG 필드(706)에서의 레이트 및 길이는 레거시 통신 프로토콜에 따라 동작하도록 구성된 클라이언트 스테이션이 레이트 및 길이에 기초하여, 데이터 유닛(700)의 실제 지속 기간에 대응하거나 또는 적어도 이를 근사하는 패킷 지속 기간(T)을 산출하도록 설

정된다. 예를 들면, 일 실시예에서, 레이트는 IEEE 802.11a 표준에 의해 정의된 최저 레이트(즉, 6 Mbps)를 표시하도록 설정되며, 길이는 최저 레이트를 사용하여 계산된 패킷 지속 기간이 적어도 데이터 유닛(700)의 실제 지속 기간을 근사하도록 계산된 값으로 설정된다.

[0035] 일 실시예에서, IEEE-802.11a 표준에 따르는 레거시 클라이언트 스테이션은, 데이터 유닛(700)을 수신할 때, 예로서 L-SIG 필드(706)의 레이트 필드(rate field) 및 길이 필드를 사용하여, 데이터 유닛(700)에 대한 패킷 지속 기간을 계산할 것이며 그리고 일 실시예에서, 클리어 채널 평가(clear channel assessment; CCA)를 수행하기 전에 계산된 패킷 지속 기간의 끝까지 대기할 것이다. 따라서, 이 실시예에서, 통신 매체는 적어도 데이터 유닛(700)의 지속 기간 동안 레거시 클라이언트 스테이션에 의한 평가에 대해 보호된다. 실시예에서, 레거시 클라이언트 스테이션은 데이터 유닛(700)을 계속해서 디코딩할 것이지만, 데이터 유닛(700)의 끝에서 에러 검사(예로서, 프레임 검사 시퀀스(FCS))를 실패할 것이다.

[0036] 유사하게, IEEE 802.11n 표준에 따라 동작하도록 구성된 레거시 클라이언트 스테이션은, 일 실시예에서, 데이터 유닛(700)을 수신할 때, 데이터 유닛(700)의 L-SIG(706)에 표시된 레이트 및 길이에 기초하여 데이터 유닛(700)의 패킷 지속 기간(T)을 계산할 것이다. 레거시 클라이언트 스테이션은 제 1 HEW 신호 필드(HEW-SIGA1)(708-1)(BPSK)의 변조를 검출할 것이며 데이터 유닛(700)이 IEEE-802.11a 표준에 따르는 레거시 데이터 유닛임을 가정할 것이다. 실시예에서, 레거시 클라이언트 스테이션은 계속해서 데이터 유닛(700)을 디코딩할 것이지만, 데이터 유닛의 끝에서 에러 검사(예로서, 프레임 검사 시퀀스(FCS)를 사용하여)를 실패할 것이다. 임의의 이벤트에서, IEEE 802.11n 표준에 따라, 레거시 클라이언트 스테이션은 일 실시예에서, 클리어 채널 평가(CCA)를 수행하기 전에 계산된 패킷 지속 기간(T)의 끝까지 대기할 것이다. 따라서, 통신 매체는 실시예에서, 데이터 유닛(700)의 지속 기간 동안 레거시 클라이언트 스테이션에 의한 액세스로부터 보호될 것이다.

[0037] 제 1 통신 프로토콜이 아닌 IEEE 802.11ac 표준에 따라 동작하도록 구성된 레거시 클라이언트 스테이션은, 실시예에서, 데이터 유닛(700)을 수신할 때, 데이터 유닛(700)의 L-SIG(706)에 표시된 레이트 및 길이에 기초하여 데이터 유닛(700)의 패킷 지속 기간(T)을 계산할 것이다. 그러나, 레거시 클라이언트 스테이션은 실시예에서, 데이터 유닛(700)의 변조에 기초하여, 데이터 유닛(700)이 IEEE 802.11ac 표준에 따르지 않는다는 것을 검출할 수 없을 것이다. 몇몇 실시예들에서, 데이터 유닛(700)의 하나 이상의 HEW 신호 필드들(예로서, HEW-SIGA1 및/또는 HEW-SIGA2)은 의도적으로 레거시 클라이언트 스테이션이 데이터 유닛(700)을 디코딩할 때 에러를 검출하게 하며, 따라서 데이터 유닛(700)을 디코딩하는 것을 정지(또는 “드롭(drop)”)시키도록 포맷된다. 예를 들면, 데이터 유닛(700)의 HEW-SIGA(708)는 일 실시예에서, SIGA 필드가 IEEE 802.11ac 표준에 따라 레거시 디바이스에 의해 디코딩될 때 의도적으로 에러를 야기하도록 포맷팅된다. 추가하여, IEEE 802.11ac 표준에 따라, 에러가 VHT-SIGA 필드를 디코딩할 때 검출될 때, 클라이언트 스테이션은 실시예에서, 데이터 유닛(700)을 드롭시킬 것이며 클리어 채널 평가(CCA)를 수행하기 전에, 예를 들면, 데이터 유닛(700)의 L-SIG(706)에 표시된 레이트 및 길이에 기초하여 산출된, 계산된 패킷 지속 기간(T)의 끝까지 대기할 것이다. 따라서, 통신 매체는 일 실시예에서, 데이터 유닛(700)의 지속 기간 동안 레거시 클라이언트 스테이션에 의한 액세스로부터 보호될 것이다.

[0038] 도 8 은 일 실시예에 따른 OFDM 심벌(800)의 블럭 다이어그램이다. 도 7의 데이터 유닛 (700)은 일 실시예에서 OFDM 심벌들 예컨대 OFDM 심벌들 (800)을 포함한다. OFDM 심벌 (800)는 가드 간격 (GI : guard interval) 부분 (802) 및 정보 부분 (information portion)(804)을 포함한다. 일 실시예에서, 가드 간격은 OFDM 심벌의 말단 부분(end portion)을 반복하는 순환 프리픽스(cyclic prefix)를 포함한다. 일 실시예에서, 가드 간격 부분 (802)은 송신 디바이스 (예를 들어, AP (14))로부터 수신 디바이스로 송신되는 어떤 OFDM 심벌 (800)을 통하여 통신 채널내 다중-경로 전파에 기인하는 심벌간 간섭을 최소화 또는 배제하기 위해 그리고 수신 디바이스 (예를 들어, 클라이언트 스테이션 (25-1))에서 OFDM 톤들의 직교성을 보장하기 위해 사용된다. 일 실시예에서, 가드 간격 부분 (802)의 길이는 송신 디바이스과 수신 디바이스 사이의 통신 채널내 예상되는 최악의 경우의 채널 지연 확산(channel delay spread)에 기초하여 선택된다. 예를 들어, 일 실시예에서 전형적으로 더 짧은 채널 지연 확산들에 의해 특징되는 실내 통신 채널들을 위해 선택되는 더 짧은 가드 간격에 비교하여 더 긴 가드 간격은 전형적으로 더 긴 채널 지연 확산들에 의해 특징되는 실외 통신을 위해 선택된다. 일 실시예에서, 가드 간격 부분 (802)의 길이는 어떤 정보 부분 (804)이 생성되었는지와 함께 톤 간격(tone spacing) (예를 들어, 데이터 유닛의 전체 대역폭의 서브-캐리어 주파수들 사이의 간격)에 기초하여 선택된다. 예를 들어, 더 넓은 톤 간격을 위한 더 짧은 가드 간격에 비교되어 (예를 들어, 64 톤들) 더 좁은 톤 간격을 더 긴 가드 간격은 선택된다 (예를 들어, 256 톤들).

[0039] 일 실시예에 따른, 가드 간격 부분 (802)은 사용되고 있는 송신 모드에 의존하여 숏 가드 간격(short guard interval), 정상 가드 간격(normal guard interval), 또는 롱 가드 간격(long guard interval)에 해당된다. 일

실시예에서, 숏 가드 간격 또는 정상 가드 간격은 실내 통신 채널들, 상대적으로 숏 채널 지연 확산들을 갖는 통신 채널들, 또는 적절하게 높은 SNR 비들을 갖는 통신 채널들을 위해 사용되고, 롱 가드 간격은 실외 통신 채널들, 상대적으로 롱 지연 확산들을 갖는 통신 채널들, 또는 적절하게 높은 SNR 비들을 갖지 않는 통신 채널들을 위해 사용된다. 일 실시예에서, 정상 가드 간격 또는 숏 가드 간격은 HEW 데이터 유닛이 정규 모드로 송신될 때는 HEW 데이터 유닛 (예를 들어, HEW 데이터 유닛 (700))의 일부 또는 전부 OFDM 심벌들을 위해 사용되고, 롱 가드 간격은 HEW 데이터 유닛이 레인지 확장 모드에서 송신될 때는 HEW 데이터 유닛의 적어도 일부 OFDM 심벌들을 위해 사용된다.

[0040] 일 실시예에서, 숏 가드 간격 (SGI)은 0.4 μs의 길이를 갖고, 정상 가드 간격은 0.8 μs이고 롱 가드 간격 (LGI)은 1.2 ㎲ 또는 1.8 ㎲의 길이를 갖는다. 일 실시예에서, 정보 부분 (804)은 3.2 ㎲의 길이를 갖는다. 다른 실시예들에서, 정보 부분 (804)은 정보 부분 (804)이 생성되는 톤 간격에 대응하는 증가된 길이를 갖는다. 예를 들어, 정보 부분 (804)이 64 톤들의 제 1 톤 간격을 이용하는 정규 모드를 위해서는 3.2 ㎲의 제 1 길이를 갖고 128 톤들의 제 2 톤 간격을 위해서는 6.4 ㎲의 제 2 길이를 갖고, 제 2 톤 간격 및 제 2 길이는 제 1 톤 간격 및 제 1 길이에 비교되어 2의 정수 배수만큼 둘 모두 증가된다. 일 실시예에서, 정보 부분 (804)의 남아 있는 길이는 수신된 시간-도메인 신호의 복사본(copy)로 충진(fill)된다 (예를 들어, 정보 부분 (804)은 수신된 시간-도메인 신호의 두개의 복사본들을 수용한다). 다른 실시예들에서, SGI, NGI, LGI, 및/또는 정보 부분 (804)을 위해 다른 적절한 길이들이 사용된다. 일부 실시예들에서, SGI는 NGI의 길이의 50%인 길이를 갖고, NGI는 LGI의 길이의 50%인 길이를 갖는다. 다른 실시예들에서, SGI는 NGI의 길이의 75% 또는 그 미만의 길이를 갖고, NGI는 LGI의 길이의 75% 또는 그 미만의 길이를 갖는다. 다른 실시예들에서, SGI는 NGI의 길이의 50% 또는 그 미만의 길이를 갖고, NGI는 LGI의 길이의 50% 또는 그 미만의 길이를 갖는다.

[0041] 다른 실시예들에서, 축소된 톤 간격을 갖는 OFDM 변조가 동일한 톤 플랜을 이용하여 레인지 확장 모드에서 사용된다(예를 들어, 어느 OFDM 톤들이 데이터 톤들, 파일럿 톤들, 및/또는 가드 톤들을 위해 지정된 지를 표시하는 인덱스들의 미리 결정된 시퀀스). 예를 들어, 20MHz 대역폭 OFDM 데이터 유닛을 위한 정규 모드는 64 OFDM 톤들 (예를 들어, 인덱스들 -32 내지 +31)로 귀결되는 64-포인트 이산 푸리에 변환 (DFT)을 사용하는 반면에, 레인지 확장 모드는 동일한 대역폭에 128 OFDM 톤들 (예를 들어, 인덱스들 -64 내지 +63)로 귀결되는 20MHz OFDM 데이터 유닛을 위해 128-포인트 DFT를 사용한다. 이 경우에서, 레인지 확장 모드 OFDM 심벌들에서 톤 간격은 동일한 톤 플랜을 이용하는 반면 정규 모드 OFDM 심벌들에 비하여 2의 인자(factor)만큼 감소된다(1/2). 다른 예로서, 20MHz 대역폭 OFDM 데이터 유닛을 위한 정규 모드는 64 OFDM 톤들로 귀결되는 64-포인트 이산 푸리에 변환 (DFT)을 사용하는 반면에, 레인지 확장 모드는 동일한 대역폭에 256 OFDM 톤들로 귀결되는 20MHz OFDM 데이터 유닛을 위해 256-포인트 DFT를 사용한다. 이 경우에서, 레인지 확장 모드 OFDM 심벌들에서 톤 간격은 정규 모드 OFDM 심벌들에 비하여 4의 인자만큼 감소된다(1/4). 이런 실시예들에서, 예를 들어, 1.6 ㎲의 롱 GI 지속기간이 사용된다. 그러나, 일 실시예에서 레인지 확장 모드 OFDM 심벌의 정보 부분의 지속기간은 증가되고 (예를 들어, 3.2 ㎲에서 6.4 ㎲로), 총 OFDM 심벌들 지속기간 대 GI 부분 지속기간의 퍼센티지는 동일하게 유지된다. 따라서, 이 경우에서, 적어도 일부 실시예들에서 더 긴 GI 심벌 때문에 효율 손실이 회피된다. 다양한 실시예들에서, 본 출원에서 사용되는 용어 “롱 가드 간격(long guard interval)”은 가드 간격의 증가된 지속기간 뿐만 아니라 가드 간격의 지속기간을 효율적으로 증가시키는 축소된 OFDM 톤 간격을 아우른다.

[0042] 도 9a는 일 실시예에 따른 정규 모드 또는 레인지 확장 모드가 데이터 유닛의 프리앰블을 위해 사용되는 예제 데이터 유닛(900)을 예시하는 다이어그램이다. 데이터 유닛 (900)은 도 7a의 데이터 유닛 (700)과 전반적으로 동일하고 도 7a의 데이터 유닛 (700)과 같이-넘버링된 엘리먼트들을 포함한다. 데이터 유닛 (900)의 HEW-SIGA 필드 (708) (예를 들어, HEW-SIGA1 (708-1) 또는 HEW-SIGA2 (708-2) 는 코딩 표시 (CI : coding indication) (902)를 포함한다. 일 실시예에 따른, CI 표시 (902)는 (i) 정규 코딩 기법을 갖는 정규 모드 또는 (ii) 레인지 확장 코딩 기법을 갖는 레인지 확장 모드 중 하나를 표시하도록 설정된다. 일 실시예에서, CI 표시 (902)는 하나의 비트를 포함하고, 해당 비트의 제 1 값은 정규 모드를 나타내고 해당 비트의 제 2 값은 레인지 확장 모드를 나타낸다. 일부 실시예들에서, CI 표시는 변조 및 코딩 기법 (MCS : modulation and coding scheme) 표시자와 결합된다. 일 실시예에서, 예를 들어, 정규 모드는 레거시 수신기 디바이스에 의해 유효하도록 결정된 (예를 들어, IEEE 802.11ac 프로토콜을 준수하는) MCS 값들에 대응되고 레인지 확장 모드는 레거시 수신기 디바이스에 의해 효력이 없도록 (예를 들어, IEEE 802.11ac 프로토콜을 준수하지 않는) 결정된 (또는 지지되지 않는) MCS 값에 대응한다. 다른 실시예들에서, CI 표시 (902)는 복수개의 정규 모드 MCS 값들 및 복수개의 레인지 확장 모드 MCS 값들을 나타내는 복수개의 비트들을 가진다. 도 9a에 예시된 바와 같이, 정규 코딩 기법은 데이터 유닛 (700)의 프리앰블의 모든 OFDM 심벌들을 위해 사용되고, CI 표시 (902)에 의해 표시된 레인지 확장 코딩 또는

정규 코딩 기법 기법 중 하나는 예시된 실시예에서 데이터 부분 (716)의 OFDM 심벌들을 위해 사용된다.

[0043] 일 실시예에서, 예를 들어, 레인지 확장 코딩 기법이 데이터 부분 (716)의 OFDM 심벌들을 위해 사용되는 경우, PHY 데이터 유닛들의 성공적인 디코딩에서 레인지 및/또는 SNR은 정규 데이터 유닛들에 비교되어 전반적으로 개선된 (즉, 더 긴 레인지 및/또는 더 낮은 SNR에서의 성공적인 디코딩). 일부 실시예들에서, 개선된 레인지 및/또는 SNR 성능은 정규 코딩 기법을 사용하여 생성된 프리앰블 (701)의 디코딩에 대하여 반드시 달성되지는 않는다. 이런 실시예들에서, 프리앰블(701)의 부분의 디코딩 레인지를 증가시키기 위해서 소정의 송신 파워를 갖는 적어도 프리앰블(701)의 부분의 송신은 데이터 부분 (716)의 송신을 위해 사용되는 송신 파워에 비하여 부스트(boost)된다. 일부 실시예들에서, 송신 파워 부스트로 송신된 프리앰블(701)의 부분은 레거시 필드들, 예컨대 L-STF (702), L-LTF (704), 및 L-SIG (708), 및/또는 비-레거시 필드들, 예컨대 HEW-STF 및 HEW-LTF를 포함한다. 다양한 실시예들에서, 송신 파워 부스트는 3dB, 6dB, 또는 다른 적절한 값들이다. 일부 실시예들에서, 송신 파워 부스트는 “부스트된(boosted)” 프리앰블 (701)이 유사한 성능 동일한 위치에서의 “부스트되지 않은(unboosted)” 데이터 부분 (716)에 비하여 유사한 성능으로 디코딩 가능하도록 결정된다. 일부 실시예들에서, L-STF (702), L-LTF (704), 및/또는 L-SIG (706)의 송신 파워 부스트와 조합하여 사용된다. 다른 실시예들에서, L-STF (702), L-LTF (704), 및/또는 L-SIG (706)의 증가된 길이가 송신 파워 부스트 대신에 사용된다.

[0044] 도 9b는 일 실시예에 따른 레인지 확장 코딩 기법이 데이터 유닛의 프리앰블 일부을 위해 사용되는 예제 데이터 유닛(950)을 예시하는 다이어그램이다. 데이터 유닛 (950)은 데이터 유닛 (950)이 CI 표시 (902)에 의해 표시된 코딩 기법이 프리앰블(751)의 부분의 OFDM 심벌들 뿐만 아니라 데이터 부분 (716)의 OFDM 심벌들에 적용되는 프리앰블 (751)를 포함한다는 것을 제외하고는 도 9a의 데이터 유닛 (900)과 전반적으로 동일하다. 특별히, 예시된 실시예에서, 정규 코딩 기법은 프리앰블 (701)의 제 1 부분 (751-1)을 위해 사용되고, CI 표시 (902)에 의해 표시된 레인지 확장 코딩 기법 또는 정규 코딩 기법 중 하나는, 데이터 부분 (716)의 OFDM 심벌들에 추가하여 프리앰블 (751)의 제 2 부분 (751-2)의 OFDM 심벌들을 위해 사용된다. 따라서, CI 표시 (902)에 의해 표시된 코딩 기법은 HEW-STF (710)에 대응하는 OFDM 심벌을 스킵하고 예시된 실시예에서 HEW-LTF (712-1)에 대응하는 OFDM 심벌로 시작하여 적용된다. 적어도 일부 실시예들에서 HEW-STF (710)을 스킵(skip)하는 것은 CI 표시 (902)를 디코딩하고 이런 OFDM 심벌들을 수신하기 앞서서 CI 표시 (902)에 의해 표시된 코딩 기법을 이용하여 OFDM 심벌들 디코딩을 시작하도록 수신기를 적절하게 셋 업하기에 충분한 시간을 데이터 유닛 (950)을 수신하는 디바이스에 허용한다.

[0045] 도 10a는 일 실시예에 따라 OFDM 톤 간격 조절이 레인지 확장 코딩 기법을 위해 비트 및/또는 심벌 반복과 조합하여 사용되는 예제 데이터 유닛 (1000)을 예시하는 다이어그램이다. 데이터 유닛 (1000)은 데이터 유닛 (1000)내에, CI 표시 (902)가 레인지 확장 코딩 기법이 사용되고 있다는 것을 표시할 때 데이터 부분 (716)의 OFDM 심벌들이 데이터 유닛 (1000)의 정규 모드 OFDM 심벌들에 대하여 사용되는 톤 간격에 비하여 축소된 톤 간격을 갖는 OFDM 변조를 이용하여 생성된다는 것을 제외하고는 도 7a의 데이터 유닛 (900)과 전반적으로 동일하다.

[0046] 도 10b는 다른 실시예에 따라 OFDM 톤 간격 조절이 레인지 확장 코딩 기법을 위해 비트 및/또는 심벌 반복과 조합하여 사용되는 예제 데이터 유닛 (1050)을 예시하는 다이어그램이다. 데이터 유닛 (1050)은 데이터 유닛 (1050)내에, CI 표시 (902)가 레인지 확장 코딩 기법이 사용되고 있다는 것을 표시할 때 데이터 부분 (716)의 OFDM 심벌들 및 제 2 부분 (751-2)의 OFDM 심벌들이 데이터 유닛 (1050)의 정규 모드 OFDM 심벌들에 대하여 사용되는 톤 간격에 비하여 축소된 톤 간격을 갖는 OFDM 변조를 이용하여 생성된다는 것을 제외하고는 도 9b의 데이터 유닛 (950)과 전반적으로 동일하다. 도 10a에 도시된 실시예에서, 20 MHz의 전체 대역폭은 전체 대역폭에 걸쳐서 제 1 부분 (751-1)에 정상 톤 간격(tone spacing) 및 가드 간격(guard interval) 및 2 만큼 축소된 톤 간격, 롱 가드 간격, 및 두번 반복된 64 사이즈의 FFT로 사용된다. 일부 실시예들에서, 송신 파워 부스트는 제 1 부분 (751-1)에 적용된다. 다른 실시예들에서, 다른 배수들 예컨대 4x, 8x, 또는 다른 적절한 값들이 전체 대역폭에 걸쳐서 축소된 톤 간격, 증가된 가드 간격, 증가된 심벌 지속기간, 또는 증가된 반복 중 하나이상에 대하여 사용된다.

[0047] 일부 실시예들에서, 정규 모드 데이터 유닛들을 위해 사용되는 프리앰블에 비교 되어 상이한 프리앰블 포맷이 레인지 확장 모드 데이터 유닛들을 위해 사용된다. 이런 실시예들에서, 데이터 유닛을 수신하는 디바이스는 데이터 유닛이 데이터 유닛의 프리앰블의 포맷에 기초하여 정규 모드 데이터 유닛 또는 레인지 확장 모드 데이터 유닛인지를 자동으로 감지할 수 있다. 도 11a는 일 실시예에 따른 정규 모드 데이터 유닛(1100)을 예시하는 다이어그램이다. 정규 모드 데이터 유닛(1100)은 정규 모드 프리앰블(1101)을 포함한다. 정규 모드 프리앰블(1101)은 도 7a의 데이터 유닛(700)의 프리앰블 (701)과 전반적으로 동일하다. 일 실시예에서, 프리앰블 (110

1)은 제 1 HEW-SIGA1 필드 (1108-1) 및 제 2 제 1 HEW-SIGA2 필드(1108-1)를 포함하는 HEW-SIGA 필드(1108)를 포함한다. 일 실시예에서, 프리앰블(1101)의 HEW-SIGA 필드(1108) (예를 들어, HEW-SIGA1(1108-1) 또는 HEW-SIGA2(1108)-2)는 CI 표시(1102)를 포함한다. 일 실시예에서, CI 표시(1102)는 레인지 확장 코딩 기법 또는 정규 코딩 기법이 데이터 유닛 (1100)의 데이터 부분(716)의 OFDM 심벌들을 위해 사용된지 여부를 표시하도록 설정된다. 일 실시예에서, CI 표시 (1102)는 하나의 비트를 포함하고, 해당 비트의 제 1 값은 정규 코딩 기법을 나타내고 해당 비트의 제 2 값은 레인지 확장 코딩 기법을 나타낸다. 이하에서 더 상세하게 설명되듯이, 일 실시예에서, 데이터 유닛(1100)을 수신하는 디바이스는 프리앰블(1101)의 포맷에 기초하여, that 프리앰블(1101)이 정규 모드 프리앰블이고 확장 모드 프리앰블이 아닌 것을 감지할 수 있다. 일 실시예에서 프리앰블(1101)이 정규 모드 프리앰블인 것을 감지하면, CI 표시(1102)에 기초하여 수신 디바이스는 레인지 확장 코딩 기법 또는 정규 코딩 기법이 데이터 부분(716)의 OFDM 심벌들을 위해 사용된지 및 그에 따라 데이터 부분(716)을 디코딩할지 여부를 결정한다. 일부 실시예들에서, CI 표시(1102)가 레인지 확장 코딩 기법이 사용되고 있다는 것을 표시할 때 프리앰블(1101)의 부분의 OFDM 심벌들 (예를 들어, HEW-LTF들 및 HEW-SIGB) 및 데이터부분(716)의 OFDM 심벌들은 데이터 유닛(1050)의 정규 모드 OFDM 심벌들에 대하여 사용되는 톤 간격에 비하여 더 적은 톤 간격을 갖는 OFDM 변조를 이용하여 생성된다.

[0048] 도 11b는 일 실시예에 따른 레인지 확장 모드 데이터 유닛(1150)을 예시하는 다이어그램이다. 레인지 확장 모드 데이터 유닛(1150)은 레인지 확장 모드 프리앰블 (1151)을 포함한다. 데이터 유닛(1150)은 데이터 유닛(1150)의 프리앰블(1151)이 데이터 유닛(1100)의 프리앰블 (1101)과 다르게 포맷된 것을 제외하고는 도 11a의 데이터 유닛(1100)과 전반적으로 유사하다. 일 실시예에서, 프리앰블 (1151)은 HEW 통신 프로토콜에 따라 동작하는 수신 디바이스가 프리앰블(1151)이 정규 모드 프리앰블 대신에 레인지 확장 모드 프리앰블인 것을 결정할 수 있도록 포맷된다. 일 실시예에서, 레인지 확장 모드 프리앰블(1151)은 L-STF(702), L-LTF(704), 및 L-SIG(706), 및 하나 이상의 제 1 HEW 신호 필드들(HEW-SIGA들)(1152)을 포함한다. 일 실시예에서, 프리앰블(1150)은 L-Sig 필드(706)를 뒤따르는 하나 이상의 제 2 L-SIG(들)(1154)을 더 포함한다. 일부 실시예들에서 제 2 L-SIG(들)(1154)은 제 2 L-LTF 필드(L-LTF2) (1156)에 의해 이어진다. 다른 실시예들에서, 프리앰블(1151)은 L-SIG(들)(1154) 및/또는 L-LTF2(1156)을 생략한다. 일부 실시예들에서, 프리앰블 (1151)은 또한 HEW-STF (1158), 하나 이상의 HEW-LTF필드들(1160), 및 제 2 HEW 신호 필드(HEW-SIGB)(1162)를 포함한다. 다른 실시예들에서, 프리앰블(1151)은 HEW-STF(1158), HEW-LTF(들)(1160) 및/또는 HEW-SIGB (1162)을 생략한다. 일 실시예에서, 데이터 유닛(1150)은 또한 데이터 부분(716)(도 11b에 미도시)을 포함한다. 일부 실시예들에서, HEW 신호 필드들(HEW-SIGA들)(1152)은 데이터 필드(716)와 동일한 레인지 확장 코딩 기법을 이용하여 변조된다.

[0049] 일 실시예에서, HEW-SIGA들(1152)의 하나 이상의 심벌들은 HEW 통신 프로토콜에 따라 동작하는 수신 디바이스에 의해 정규 모드와 레인지 확장 모드간의 자동 감지를 허용하기 위해서 예를 들어, BPSK 대신에 QBPSK를 이용하여 변조된다. 일 실시예에서, 예를 들어, 정규 모드 프리앰블이 두개의 BPSK 심벌들 및 L-SIG (706) 필드 뒤에 하나의 Q-BPSK 심벌을 포함하는 경우에, 레인지 확장 모드 프리앰블 세개의 BPSK 심벌들 및 L-SIG (706) 필드 뒤에 하나의 Q-BPSK 심벌을 포함한다. 일 실시예에서, 예를 들어, MCS0의 4x 비트-와이즈 반복을 이용할 때 각각의 64-FFT (20MHz)내에 48 데이터 톤들을 갖는다. 일부 실시예들에서, 예를 들어, 레인지 확장 모드와 정규 모드를 자동감지 구별의 경우에, 예컨대 신호 대역폭, MCS 값을 표시하기 위해 사용되는 비트들 또는 다른 적절한 비트들과 같은 일부 비트들은 HEW-SIGA들(1152)로부터 생략된다.

[0050] 프리앰블(1151)이 하나 이상의 보조 L-SIG(들)(1154)을 포함하는 일 실시예에서, 각각의 L-SIG(들)(1154)의 컨텐츠는 데이터 유닛(1150)의 L-SIG(706)의 컨텐츠와 동일하다. 일 실시예에서, 데이터 유닛(1150)을 수신하는 수신 디바이스는 프리앰블(1151)이 L-Sig 필드들 (706,1154)의 반복(들)을 감지함으로써 레인지 확장 모드 프리앰블에 해당한다는 것을 결정한다. 더구나, 일 실시예에서, L-SIG(706)의 레이트(rate) 서브필드 및 길이 서브필드, 및, 그에 따라, 제 2 L-SIG(들)(1154)의 레이트 서브필드(들) 및 길이 서브필드(들)은 고정된 (예를 들어, 미리 결정된) 값들로 설정된다. 이 경우에서, 일 실시예에서 L-Sig 필드들(706,1154)의 반복(들) 감지시에, 수신 디바이스는 채널 추정을 향상시키기 위해 추가의 트레이닝 정보로서 반복 L-Sig 필드들내 고정된 값들을 사용한다. 그러나, 일부 실시예들에서, 적어도 L-SIG(706)의 길이 서브필드, 및 그에 따라 적어도 제 2 L-SIG(들)(1154)의 길이 필드들은 고정된 값으로 설정되지 않는다. 예를 들어, 대신에 일 실시예에서 길이 필드는 데이터 유닛(1150)의 실제 길이에 기초하여 결정된 값으로 설정된다. 하나의 이런 실시예에서, 수신 디바이스는 먼터 L-SIG(706)을 디코딩하고, 그런다음 L-SIG(706)내 길이 서브필드의 값을 이용하여 L-Sig 필드들(706,1154)의 반복(들)을 감지한다. 다른 실시예에서, 수신 디바이스는 먼저 L-Sig 필드들(706,1154)의 반복(들)을 감지하고 그런다음 L-Sig 필드들(706,1154)의 디코딩 신뢰성을 개선시키기 위해서 감지된 다수의 L-Sig 필드들(706,1154)을 결합시키고 및/또는 채널 추정을 개선시키기 위해서 다수의 L-Sig 필드들(706,1154)내 중복

정보를 사용한다.

[0051] 프리앰블(1151)이 L-LTF2 (1156)를 포함하는 일 실시예에서, L-LTF2(1156)의 OFDM 심벌(들)은 레인지 확장 코딩 기법을 이용하여 생성된다. 프리앰블(1151)이 L-LTF2(11156)를 포함하는 다른 실시예에서, L-LTF2 (1156)의 OFDM 심벌(들)은 정규 코딩 기법을 이용하여 생성된다. 예를 들어, 일 실시예에서 만약 L-LTF (704)에 사용되는 더블 가드 간격(DGI : double guard interval)이 데이터 유닛(1150)이 송신 디바이스로부터 수신 디바이스로 이동하는 통신 채널에 대하여 충분히 길면, 그러면 L-LTF2(1156)의 OFDM 심벌들은 정규 코딩 기법을 이용하여 생성되거나 또는, 대안적으로, 프리앰블(1151)은 L-LTF2(1156)을 생략한다.

[0052] 다른 실시예들에서, 프리앰블(1151)은 제 2 L-SIG(들)(1154)을 생략하지만 L-LTF2(1156)을 포함한다. 이 실시예에서, 수신 디바이스는 L-LTF2(1156)의 존재를 감지함으로써 프리앰블 (1151)이 레인지 확장 모드 프리앰블인 것을 감지한다. 도면들 12a-12b는 두개의 예시적 실시예들에 따른 L-LTF2(1156)로서 사용을 위해 적절한 LTF들의 두개의 가능한 포맷들을 예시하는 다이어그램들이다. 먼저 도 12a로 가서, 제 1 예시적 실시예에서, L-LTF2(1200)은 L-LTF(704)와 동일한 방식으로, 즉, 레거시 통신 프로토콜(예를 들어, IEEE 802.11a/n/ac 표준들)에 의해 정의된 것처럼 포맷된다. 특별히, 예시된 실시예에서, L-LTF2(1200)은 더블 가드 간격(DGI)(1202), 뒤이어 롱 트레이닝 시퀀스(1204), (1206)의 두개의 반복들을 포함한다. 이제 도 12b로 가서, 다른 예에서 실시예, L-LTF2(1208)은 L-LTF(704) 과 다르게 포맷된다. 특별히, 예시된 실시예에서, L-LTF2(1208)는 제 1 정상 가드 간격(1210), 롱 트레이닝 시퀀스(1212)의 제 1 반복, 제 2 정상 가드 간격(1214), 및 롱 트레이닝 시퀀스(1216)의 제 2 반복을 포함한다.

[0053] 다시 도 11b로 돌아가서, 일 실시예에서, HEW-SIGA(들)(1152)는 레인지 확장 코딩 기법을 이용하여 생성된다. 일 실시예에서, HEW-SIGA들(1152)의 수는 정규 모드 프리앰블(1101)의 HEW-SIGA(들)(1108)의 수와 동일하다. 유사하게, 일 실시예에서, HEW-SIGA들(1152)의 컨텐츠는 정규 모드 프리앰블(1101)의 HEW-SIGA(들)(1108)의 컨텐츠와 동일하다. 다른 실시예들에서, HEW-SIGA들 (1152)의 수 및/또는 컨텐츠는 정규 모드 프리앰블(1101)의 HEW-SIGA(들)(1108)의 수 및/또는 컨텐츠와 다르다. 일 실시예에서, 데이터 유닛 (1150)을 수신하는 디바이스는 프리앰블(1151)이 레인지 확장 모드 프리앰블에 해당한 것을 감지한 것에 기초하여 레인지 확장 코딩 기법을 이용하여 HEW-SIGA(들)(1152)을 디코딩하고 레인지 확장 모드를 위해 적절하게 정의된 HEW-SIGA(들)(1152)을 해석한다.

[0054] 프리앰블(1151)이 L-SIG(들)(1154) 및/또는 L-LTF2(1156)을 생략한 일 실시예에서, 수신 디바이스는 레인지 확장 코딩 기법 및 정규 코딩 기법을 이용하는 HEW-SIGA 필드의 자동-상관관계(auto-correlation)에 기초하여 프리앰블내 HEW-SIGA 필드가 레인지 확장 코딩 기법 또는 정규 코딩 기법을 이용하여 생성된지 여부를 감지함으로써 프리앰블이 레인지 확장 모드 프리앰블(1151) 또는 정상 모드 프리앰블(1101)에 해당되는지 여부를 결정한다. 도면들 13a-13b는 일 실시예에 따른 개별적으로, 정규 모드 프리앰블(1101)의 HEW-SIGA (1108) 및 레인지 확장 모드 프리앰블(1151)의 HEW-SIGA (1152)의 다이어그램들이다. 예시된 실시예에서, 정규 모드 프리앰블(1101)의 HEW-SIGA(1108)는 제 1 NGI(1302), 제 1 HEW-SIGA 필드(1304), 제 2 NGI(1306), 및 제 2 HEW-SIGA 필드(1308)를 포함한다. 반면에, 레인지 확장 모드 프리앰블(1151)의 HEW-SIGA (1152)는 제 1 LGI(1310), 제 1 HEW-SIGA 필드(1312), 제 2 LGI(1314), 및 제 2 HEW-SIGA 필드(1312)를 포함한다. 일 실시예에서, 수신 디바이스는 정상 가드 간격 구조, 예컨대 도 13a에 예시된 구조를 이용하여 HEW-SIGA 필드의 제 1 자동-상관관계를 수행하고, 롱 가드 간격 구조, 예컨대 도 13b에 예시된 구조를 이용하여 제 2 자동-상관관계를 수행하고, 및 자동-상관관계 결과들이 비교를 수행한다. 일 실시예에서 만약 정상 가드 간격을 이용하는 HEW-SIGA 필드의 자동-상관관계의 결과에 비교하여 롱 가드 간격을 이용하는 HEW-SIGA 필드의 자동-상관관계가 더 큰 결과를 생성하면, 그러면 수신 디바이스는 프리앰블이 레인지 확장 모드 프리앰블(1151)에 해당한다고 결정한다. 일 실시예에서 만약 롱 가드 간격을 갖는 HEW-SIGA 필드의 자동-상관관계의 결과에 비교하여 정상 가드 간격을 이용하는 HEW-SIGA 필드의 자동-상관관계가 더 큰 결과를 생성하면, 그러면 수신 디바이스는 프리앰블이 정규 모드 프리앰블(1101)에 해당한다고 결정한다.

[0055] 다시 도 11b를 참조하여, 일 실시예에서, 레거시 클라이언트 스테이션이 데이터 유닛(1150)의 지속기간을 결정할 수 있고 및/또는 데이터 유닛은 레거시 통신 프로토콜을 따르지 않도록 프리앰블(1151)은 포맷된다. 부가적으로, 일 실시예에서, HEW 프로토콜에 따라 동작하는 클라이언트 스테이션이 데이터 유닛이 HEW 통신 프로토콜에 따른다고 결정할 수 있도록 프리앰블(1151)은 포맷팅된다. 예를 들어, 프리앰블(1151)의 L-SIG(706)을 바로 뒤따르는 적어도 두 개의 OFDM 심벌들, 예컨대 L-SIG(들)(1154) 및/또는 L-LTF2(1156) 및/또는 HEW-SIGA(들)(1152)은 BPSK 변조을 이용하여 변조된다. 이 경우에서, 일 실시예에서 레거시 클라이언트 스테이션은 레거시 데이터 유닛 처럼 데이터 유닛(1150)을 처리할 것이고, L-SIG(706)에 기초하여 데이터 유닛의 지속기간

을 결정할 것이고, 결정된 지속기간을 매체를 액세스하는 것을 자제할 것이다. 더구나, 일 실시예에서 프리앰블(1151)의 하나 이상의 다른 OFDM 심벌들, 예컨대 하나 이상의 of HEW-SIG(들)(1152)은 Q-BPSK 변조를 이용하여 변조되고, HEW 통신 프로토콜에 따라 동작하는 클라이언트 스테이션으로 하여금 데이터 유닛(1150)이 HEW 통신 프로토콜에 따르는 지를 감지하는 것을 허용한다.

[0056] 일부 실시예들에서, HEW 통신 프로토콜은 레인지 확장 모드에서 빔성형(beamforming) 및/또는 멀티 유저(multi user) MIMO (MU-MIMO) 송신을 허용한다. 다른 실시예들에서, HEW 통신 프로토콜은 레인지 확장 모드에서 단지 단일 스트림만 및/또는 단지 단일 유저 송신만을 허용한다. 계속 도 11b을 참조하여, 프리앰블 (1151)이 HEW-STF(1158) 및 HEW-LTF(들)(1160)을 포함하는 일 실시예에서, AP (14)는 HEW-STF(1158)로 시작하는 빔성형 및/또는 멀티-유저 송신을 적용한다. 다시 말해서, 일 실시예에서 HEW-STF (1158)에 선행하는 프리앰블(1151)의 필드들은 무지향성이고 멀티-유저 모드에서, 데이터 유닛(1150)의 모든 의도된 수신자들에 의해 수신되도록 의도되고, 반면 HEW-STF 필드(1158)을 뒤따르는 HEW-STF 필드(1158), 뿐만 아니라 프리앰블 필드들 및 프리앰블(1151)을 뒤따르는 데이터 부분은 빔-성형되고 및/또는 데이터 유닛(1150)의 다른 의도된 수신자들에 의해 수신되도록 의도된 상이한 부분들을 포함한다. 일 실시예에서, HEW-SIGB 필드(1162)는 MU-MIMO 모드에서 데이터 유닛(1150)의 의도된 수신자들을 위한 유저-특정 정보를 포함한다. HEW-SIGB 필드(1162)는 실시예에 따라 정규 코딩 기법 또는 레인지 확장 코딩 기법을 이용하여 생성된다. 유사하게, HEW-STF (1158)는 실시예에 따라 정규 코딩 기법 또는 레인지 확장 코딩 기법을 이용하여 생성된다. 일 실시예에서, HEW-STF(1158)상에 사용되는 트레이닝 시퀀스는 레거시 통신 프로토콜, 예컨대 IEEE 802.11ac 프로토콜에서 정의된 시퀀스이다.

[0057] 반면에, 프리앰블(1151)이 HEW-STF (1158) 및 HEW-LTF(들)(1160)을 생략하는 일 실시예에서, 빔성형 및 MUMIMO은 확장 가드 간격 모드에서 허용되지 않는다. 이 실시예에서, 단지 단일 유저 단일 스트림 송신이 확장 가드 간격 모드로 허용된다. 일 실시예에서, 수신 디바이스는 L-LTF 필드 (704)에 기초하여 단일 스트림 채널 추정을 획득하고, L-LTF 필드(704)에 기초하여 획득된 채널 추정에 기초하여 데이터 유닛(1150)의 데이터 부분을 복조한다.

[0058] 일부 실시예들에서, 수신기 디바이스는 데이터 부분(716)을 수신하기 위한 자동 이득 제어(AGC) 프로세스를 재개하기 위해서 HEW-STF 필드(1158)를 사용한다. HEW-STF는 일 실시예에서 VHT-STF (즉, 4 마이크로초)와 동일한 지속기간을 갖는다. 다른 실시예들에서, HEW-STF는 VHT-STF보다 더 긴 지속기간을 갖는다. 일 실시예에서, HEW-STF는 VHT-STF과 동일한 시간-도메인 주기성을 가져서, 주파수 도메인내에서 IEEE 802.11ac과 동일한 톤 간격을 이용하고 매 4 톤들마다 하나의 비-제로 톤들이 있다. 1/N 톤 간격을 갖는 다른 실시예들에서, HEW-STF는 매 4*N 톤들마다 하나의 비-제로 톤을 갖는다. 데이터 유닛을 위한 전체 대역폭이 20 MHz보다 더 큰 (예를 들어, 40 MHz, 80 MHz, 등.) 실시예들에서, HEW-STF는 IEEE 802.11ac에서와 동일한 광 대역폭 VHT-STF을 사용한다 (즉, 40 MHz, 80 MHz, 160 MHz, 등.의 전체 대역폭에 대하여 20MHz VHT-STF의 중복).

[0059] 도 14a는 일 실시예에 따른 레인지 확장 모드 데이터 유닛(1400)을 예시하는 다이어그램이다. 데이터 유닛(1400)은 레인지 확장 모드 프리앰블(1401)을 포함한다. 레인지 확장 모드 프리앰블(1401)는 프리앰블 (1151)의 L-SIG 706) 및 제 2 L-SIG(1154)가 프리앰블(1401)내 단일 L-Sig 필드(1406)로 결합된 것을 제외하고는 도 11b의 레인지 확장 모드 프리앰블(1151)에 전반적으로 유사하다. 도 14b는 일 실시예에 따라 L-Sig 필드(1406)을 예시하는 다이어그램이다. 도 14b의 실시예에서, L-Sig 필드(1406)는 더블 가드 간격(1410), 프리앰블(1151)의 L-Sig 필드 (706)의 컨텐츠들을 포함하는 제 1 L-Sig 필드(1412), 및 프리앰블(1151)의 제 2 L-SIG2 필드(1154)의 컨텐츠들을 포함하는 제 2 L-Sig 필드(1414)를 포함한다. 다양한 실시예들에서, L-Sig 필드(1406)는 도 11b의 L-Sig 필드들(706,1154)에 대하여 상기에서 논의된 바와 같이 고정된 값으로 설정되거나 또는 가변 값으로 설정된 길이 서브필드를 포함한다. 다양한 실시예들에서, L-Sig 필드(1406)내 중복의 (반복된) 비트들은 도 11b의 L-Sig 필드들(706,1154)에 대하여 상기에서 논의된 바와 같이 개선된 채널 추정을 위해 사용된다.

[0060] 일 실시예에서, 데이터 유닛 (1400)을 수신하는 레거시 클라이언트 스테이션은 L-Sig 필드(1406)가 정상 가드 간격을 포함한다고 가정한다. 도 14c에 예시된 바와 같이, 이 실시예에서 레거시 클라이언트 스테이션에서 가정된 L-SIG 정보 비트들을 위한 FFT 윈도우는 실제 L-Sig 필드(1412)에 비교하여 천이(shift)된다. 일 실시예에서, 레거시 클라이언트 스테이션에 의해 예상된대로 FFT 윈도우내 성상도 지점들이 BPSK 변조에 해당되는 것을 보장하기 위해서, 따라서 레거시 클라이언트 스테이션이 적절하게 L-Sig 필드(1412)을 디코딩하는 것을 허용하기 위해서, L-Sig 필드(1412)의 변조는 정규 BPSK 변조에 관하여 위상-천이된다(phase-shifted). 예를 들어, 20MHz OFDM 심벌에서, 만약 정상 가드 간격이 0.8 ㎲이고, 더블 가드 간격이 1.6 ㎲이면, 그러면 L-Sig 필드(1412)의 OFDM 톤 k 의 변조는 이하에 보여지는 것처럼 원래의 L-SIG 의 대응하는 OFDM 톤 k에 대하여 천이된

다:

$$S_{LSIG}^{(k)} = S_{SLSIG-LSIG}^{(k)} e^{-j\cdot 2\pi\cdot 0.8\cdot 20/64} = S_{SLSIG-LSIG}^{(k)} \cdot (-j)$$

[0061] 방정식 1

[0062] 따라서, 일 실시예에서, L-Sig 필드(1412)는 정규 BPSK 대신 역 Q-BPSK을 이용하여 변조된다. 따라서, 일 실시예에서 예를 들어, 값 1의 비트는 -j 상에 변조되고, 값 0의 비트는 j 상에 변조되고, 정규 {1, -1} BPSK 변조 대신 {j, -j} 변조로 귀결된다. 일 실시예에서, L-Sig 필드(1412)의 역 Q-BPSK 변조 때문에, 일 실시예에서 레거시 클라이언트 스테이션은 적절하게 L-Sig 필드 (1412)을 디코딩할 수 있고 L-SIG(1412) 필드에 기초하여 데이터 유닛 (1400)의 지속기간을 결정할 수 있다. 반면에 일 실시예에서 HEW 프로토콜에 따라 동작하는 클라이언트 스테이션은 L-Sig 필드(1412)의 반복을 감지함으로써 또는 레거시 클라이언트 스테이션의 FFT 윈도우내 L-Sig 필드의 역 Q-BPSK 변조를 감지함으로써 프리앰블(1401)이 레인지 확장 모드 프리앰블인 것을 자동-감지할 수 있다. 대안적으로, 다른 실시예들에서, HEW 프로토콜에 따라 동작하는 클라이언트 스테이션은 상기에서 논의된 다른 감지 방법들을 이용하여, 예컨대 HEW-SIGA 필드(들)(1152)의 변조 또는 포맷에 기초하여 프리앰블(1401)이 레인지 확장 모드 프리앰블인 것을 감지한다.

[0063] 도면들 11a-11b 및 14a를 참조하여, 일부 실시예들에서 롱 가드 간격이 정규 모드 프리앰블(예를 들어, 프리앰블 (1101) 및 레인지 확장 모드 프리앰블(예를 들어, 프리앰블(1151) 또는 프리앰블(1401)) 둘 모두의 최초 OFDM 심벌들을 위해 사용된다. 예를 들어, 도면들 11a-11b에 관련하여, 일 실시예에서 L-STF 필드(702), L-LTF 필드(704) 및 L-Sig 필드(706,1154), 및 HEW-SIGA 필드(1152)는 롱 가드 간격을 이용하여 각각 생성된다. 유사하게, 도 14a에 관련하여, 일 실시예에서, L-STF 필드(702), L-LTF 필드(704) 및 L-Sig 필드 (1406), 및 HEW-SIGA(들)(1152)는 롱 가드 간격을 이용하여 각각 생성된다. 일 실시예에서, HEW-SIGA 필드(1152)의 변조에 기초하여 (예를 들어, Q-BPSK) 또는 HEW-SIGA 필드 (1152)에 포함된 표시에 기초하여, 다양한 실시예들에서 프리앰블이 정규 모드 프리앰블 또는 레인지 확장 모드 프리앰블에 해당되는지 여부를 수신 디바이스는 결정할 수 있다. 더구나, 도 11b의 프리앰블 (1151)에 유사하게, 도 14a의 프리앰블(1401)은 실시예 및/또는 시나리오에 따라 제 2 L-LTF2 필드(1156)를 포함하거나 또는 생략한다.

[0064] 도 15는 일 실시예에 따른 HEW-SIGA 필드(1500)의 포맷을 예시하는 블럭 다이어그램이다. 일부 실시예들에서, 데이터 유닛(1150) 또는 데이터 유닛(1400)의 HEW-SIGA 필드(들)(1152)은 HEW-SIGA 필드(1500)로 포맷된다. 일부 실시예들에서, HEW-SIGA 필드(들)(1108)은 HEW-SIGA 필드(1500)로 포맷된다. HEW-SIGA 필드(1500)은 더블 가드 간격(1502), HEW-SIGA 필드(1504)의 제 1 반복 및 HEW-SIGA 필드 (1506)의 제 2 반복을 포함한다. 예시적인 실시예에서, DGI는 1.8 μs이고 HEW-SIGA의 각각의 반복은 3.2 μs이다. 일 실시예에서, HEW-SIGA 필드(1500)내 반복된 비트들은 HEW-SIGA 필드(1500)의 디코딩의 신뢰성을 증가시키기 위해서 사용된다. 일 실시예에서, HEW-SIGA 필드(1500)의 포맷을 이용하는 프리앰블의 HEW-SIGA 필드의 자동-상관관계와 도 13a에 예시된 포맷과 같은 정규 모드에서 사용된 정규 HEW-SIGA 필드 포맷을 이용하는 프리앰블의 HEW-SIGA 필드의 자동-상관관계간의 비교에 기초하여 레인지 확장 모드 프리앰블을 자동-감지하기 위해 HEW-SIGA 필드(1500)의 포맷이 사용된다. 일부 실시예들에서, HEW-SIGA 필드(1500)의 추가의 시간 도메인 반복이 디코딩 성능에서의 충분한 개선을 제공하기 때문에 HEW-SIGA 필드(1500)는 데이터 부분 (716)에 비교하여 더 적은 중복(redundancy)을 이용하여 변조된다.

[0065] 도 16은 일 실시예에 따른 정규 코딩 기법을 이용하는 정규 모드 데이터 유닛들을 생성하기 위한 예제 PHY 프로세싱 유닛을 예시하는 블럭 다이어그램이다. 도 1에 관련하여, 일 실시예에서, AP (14) 및 클라이언트 스테이션 (25-1), 각각은 PHY 프로세싱 유닛 예컨대 PHY 프로세싱 유닛 (1600)을 포함한다. 다양한 실시예들 및/또는 시나리오들에서, PHY 프로세싱 유닛 (1600)은 예를 들어 도면들 9a, 9b, 10a, 또는 10b의 데이터 유닛들 중 하나와 같은 레인지 확장 데이터 유닛들을 생성한다. PHY 프로세싱 유닛(1600)은 일반적으로 일들 또는 제로들의 긴 시퀀스들의 발생을 줄이기 위해서 정보 비트 스트림(information bit stream)을 스크램블하는 스크램블러(1602)을 포함한다. 인코딩된 데이터 비트들을 생성하기 위해서 FEC 인코더(1606)는 스크램블링된 정보 비트들을 인코딩한다. 일 실시예에서, FEC 인코더(1606)는 바이너리 컨벌루션 코드(BCC : binary convolutional code) 인코더를 포함한다. 다른 실시예에서, FEC 인코더 (1606)는 바이너리 컨벌루션 인코더에 뒤이어 천공 블럭(puncturing block)를 포함한다. 또 다른 실시예들에서, FEC 인코더(1606)는 저 밀도 패러티 체크(LDPC : low density parity check) 인코더를 포함한다. 인접한 노이즈 비트들의 롱 시퀀스들이 수신기에 디코더로 진입하는 것을 방지하기 위해서 인터리버 (1610)는 인코딩된 데이터 비트들을 수신하고 비트들을 인터리브(interleave)한다 (즉, 비트들의 순서를 변화시킨다). 성상도 맵퍼(1614)는 인터리브된 비트들의 시퀀스를 OFDM 심벌의 상이한

서브캐리어들에 대응하는 성상도 지점들에 매핑시킨다. 보다 구체적으로, 각각의 공간 스트림에 대하여, 성상도 맵퍼(1614)는 길이 $\log_2(M)$의 매 비트 시퀀스를 M 성상도 지점들의 하나로 전환한다.

[0066] 성상도 맵퍼 (1614)의 출력은 성상도 지점들의 블럭을 시간-도메인 신호로 변환하는 역 이산 푸리에 변환(IDFT : inverse discrete Fourier transform) 유닛(1618)에 의해 운용된다. PHY 프로세싱 유닛 (1600)이 다수의 공간 스트림들을 통한 송신을 위한 데이터 유닛들을 생성하도록 동작하는 실시예들 또는 상황들에서, 순환적 천이 다이버시티(CSD : cyclic shift diversity) 유닛 (1622)은 의도적이 아닌 빔성형을 방지하기 위해서 공간 스트림들 중 하나를 제외한 전부에 순환적 천이(cyclic shift)를 삽입한다. CSD 유닛(1622)의 출력은 OFDM 심벌에 대하여, 스펙트럼의 디케이(decay)를 증가시키기 위해서 각각의 심벌의 에지들을 매끈하게 하고 OFDM 심벌의 원형 확장(circular extension)을 앞에 덧붙이는(prepend) 가드 간격(GI) 삽입 및 윈도우 유닛(1626)에 제공된다. GI 삽입 및 윈도우 유닛(1626)의 출력은 송신을 위해 신호를 아날로그 신호로 변환시키고 신호를 RF 주파수로 업컨버트(upconvert)하는 아날로그 및 라디오 주파수(RF) 유닛(1630)에 제공된다.

[0067] 다양한 실시예들에서, 레인지 확장 모드는 정규 모드의 최저의 데이터 레이트 변조 및 코딩 기법(MCS)에 해당하고 데이터 레이트를 추가로 축소하기 위해서 비트들의 중복 또는 반복을 적어도 데이터 유닛의 일부 필드들 또는 심벌들의 반복으로 도입한다. 예를 들어, 다양한 실시예들 및/또는 시나리오들에서 레인지 확장 모드는 이하에서 설명되는 하나 이상의 레인지 확장 코딩 기법들에 따라 중복을 레인지 확장 모드 데이터 유닛의 데이터 부분 및/또는 비-레거시 신호 필드 또는 심벌들의 반복으로 도입한다. 일 예로서, 일 실시예에 따라, 정규 모드 데이터 유닛들은 정규 코딩 기법에 따라 생성된다. 다양한 실시예들에서, 정규 코딩 기법은 일련의 MCS들, 예컨대 MCS0 (바이너리 위상 편이 키잉(BPSK) 변조 및 1/2의 코딩 레이트) 내지 MCS9 (직교 진폭 변조(QAM) 및 5/6의 코딩 레이트)에서 선택된 변조 및 코딩 기법(MCS : modulation and amplitude modulation)이고, 더 높은 차수의 MCS들은 더 높은 데이터 레이트들에 대응한다. 하나의 이런 실시예에서, 레인지 확장 모드 데이터 유닛들은 데이터 레이트를 추가로 축소하는 추가된 비트 반복, 블럭 인코딩, 또는 심벌 반복과 MCS0에 의해 정의된 변조 및 코딩과 같은 레인지 확장 코딩 기법을 이용하여 생성된다.

[0068] 도 17a는 일 실시예에 따른 레인지 확장 코딩 기법을 이용하는 레인지 확장 모드 데이터 유닛들을 생성하기 위한 예제 PHY 프로세싱 유닛(1700)을 예시하는 블럭 다이어그램이다. 일부 실시예들에서, PHY 프로세싱 유닛(1700)은 레인지 확장 모드 데이터 유닛들의 데이터 필드들 및/또는 신호를 생성한다. 도 1에 관련하여, 일 실시예에서, AP(14) 및 클라이언트 스테이션(25-1), 각각은 PHY 프로세싱 유닛 예컨대 PHY 프로세싱 유닛(1700)을 포함한다.

[0069] PHY 프로세싱 유닛(1700)은 PHY 프로세싱 유닛 (1700)이 스크램블러(1702)에 결합된 블럭 코더(block coder)(1704)를 포함하는 것을 제외하고는 도 16의 PHY 프로세싱 유닛(1600)에 유사하다. 일 실시예에서, 블럭 코더 (1704)는 하나의 블럭의 착신(스크램블링된) 정보 비트들을 한번에 판독하고, 각각의 블럭(또는 블럭내 각 비트)의 많은 복사본들을 생성하고, 레인지 확장 코딩 기법에 따라 결과 비트들을 인터리브하고 및 FEC 인코더(1706)(예를 들어, 바이너리 컨벌루션 인코더)에 의한 추가 인코딩을 위해 인터리브된 비트들을 출력한다. 일반적으로, 일 실시예에 따라 각각의 블럭은 블럭 코더(1704)에 의해 그리고 FEC 인코더 (1706)에 의해 인코딩된 후에, 단일 OFDM 심벌의 데이터 톤들을 충진하는 다수의 정보 비트들을 수용한다. 일 예로서, 일 실시예에서, 블럭 코더(1704)는 OFDM 심벌에 포함된 24 비트들을 생성하기 위해서 12 정보 비트들의 각각의 블럭의 두개의 복사본들(2x 반복)을 생성한다. 그런다음 24 비트들은 OFDM 심벌의 48 데이터 톤들을(예를 들어, BPSK 변조를 이용하여) 변조시킨 48 비트들을 생성하기 위해서 1/2의 코딩 레이트에서 FEC 인코더(1706)에 의해 인코딩된다. 다른 예로서, 다른 실시예에서, 블럭 코더(1704)는 OFDM 심벌의 48 데이터 톤들을 변조시킨 48 비트들을 생성하기 위해서 1/2의 코딩 레이트에서 FEC 인코더(1706)에 의해 인코딩되는 24 비트들을 생성하기 위해서 6 정보 비트들의 각각의 블럭의 네개의 복사본들(4x 반복)을 생성한다. 또 다른 예로서, 다른 실시예에서, 블럭 코더(1704)는 OFDM 심벌의 52 데이터 톤들을 변조시킨 52 비트들을 생성하기 위해서 1/2의 코딩 레이트에서 FEC 인코더(1706)에 의해 인코딩되는 26 비트들을 생성하기 위해서 13 정보 비트들의 각각의 블럭의 두개의 복사본들(2x 반복)을 생성한다. 다른 실시예들에서, 블럭 코더 (1704) 및 FEC 인코더(1706)는 OFDM 심벌의 데이터 톤들의 변조를 위한 104, 208, 또는 임의의 적절한 수의 비트들을 생성하도록 구성된다.

[0070] 일부 실시예들에서, 블럭 코더(1704)는 20 MHz 채널에 대하여 IEEE 802.11n 표준에서 지정된 MCS0에 의해 정의된 대로, 즉, OFDM 심벌당 52 데이터 톤들을 갖는 데이터(또는 신호) 필드를 생성할 때 4x 반복 기법을 적용한다. 이 경우에서, 일 실시예에 따른, 블럭 코더 (1704)는 24 비트들을 생성하기 위해서 6 정보 비트들의 각각의 블럭의 네개의 복사본들을 생성하고 그런 다음 두개의 패딩 비트(padding bit)들(즉, 미리 결정된 값들의 두개

의 비트들)을 추가하고 그리고 52 데이터 톤들을 변조하기 위해 52 코딩된 비트들을 생성하기 위해서 1/2의 코딩 레이트를 이용하여 26 비트들을 인코딩하는 BCC 인코더로 지정된 수의 비트들 (즉, 52 데이터 톤들을 위한 26 비트들)을 제공한다.

[0071] 일 실시예에서, 블럭 코더(1704)는 n 비트들의 각각의 블럭이 m 연속 횟수 반복되는 "블럭 레벨(block level)" 반복 기법을 사용한다. 일 예로서, 일 실시예에 따라 만약 m이 4 (4x 반복들)와 같다면, 블럭 코더(1704)는 시퀀스 [C, C, C, C]을 생성하고, C는 n 비트들의 블럭이다. 다른 실시예에서, 블럭 코더(1704)는 각각의 착신 비트가 m 연속 횟수 반복되는 "비트 레벨(bit level)" 반복 기법을 사용한다. 이 경우에서, 일 실시예에서, 만약 m이 4(4x 반복들)와 같으면, 블럭 코더 (1704)는 시퀀스 [b1 b1 b1 b1 b2 b2 b2 b2 b3 b3 b3 b3 . . .]을 생성하고 , b1은 비트들의 블럭내 제 1 비트이고, b2는 제 2 비트이다, 등등. 또 다른 실시예들에서, 블럭 코더(1704)는 착신 비트들의 m 수의 복사본들을 생성하고 임의의 적절한 코드에 따라 결과 비트 스트림을 인터리브한다. 대안적으로, 또 다른 실시예에서, 블럭 코더(1704)는 임의의 적절한 코드, 예를 들어, 1/2, 1/4, 등의 코딩 레이트를 갖는 하밍(Hamming) 블럭 코드 또는 1/2, 1/4, 등의 코딩 레이트를 갖는 임의의 다른 블럭 코드(예를 들어, (1,2) 또는 (1, 4) 블럭 코드, (12,24) 블럭 코드 또는 (6, 24) 블럭 코드, (13,26) 블럭 코드, 등.)을 이용하여 착신 비트들 또는 비트들의 착신 블럭들을 인코딩한다.

[0072] 일 실시예에 따른, 코딩 블럭 코더(1704)에 의해 수행된 코딩 및 FEC 인코더(1706)에 의해 수행된 코딩의 조합에 대응하는 유효 코딩 레이트는 두개의 코딩 레이트들의 곱이다. 예를 들어, 블럭 코더(1704)가 4x 반복(또는 1/4의 코딩 레이트)를 사용하고 FEC 인코더(1706)가 1/2의 코딩 레이트를 사용하는 일 실시예에서, 결과 유효 코딩 레이트는 1/8과 같다. 일 실시예에 따라, 유사한 정규 모드 데이터 유닛을 생성하기 위해서 사용되는 코딩 레이트에 비교하여 축소된 코딩 레이트의 결과로서, 레인지 확장 모드에서 데이터 레이트는 블럭 코더(1704)에 제공된 코딩 레이트에 대응하는 인자만큼 효율적으로 축소된다(예를 들어, 2의 인자, 4의 인자, 등.)

[0073] 일부 실시예들에 따른, 블럭 코더(1704)은 제어 모드 데이터 유닛의 신호 필드를 생성하기 위해 제어 모드 데이터 유닛의 데이터 부분을 생성하기 위해 사용되는 블럭 코딩 기법과 동일한 블럭 코딩 기법을 사용한다. 예를 들어, 일 실시예에서, 신호 필드의 OFDM 심벌 및 데이터 부분의 OFDM 심벌, 각각은 48 데이터 톤들을 포함하고, 이 실시예에서, 예를 들어 블럭 코더(1704)는 2x 반복 기법을 블럭들 of 신호 필드 및 데이터 부분에 대하여 12 비트들의 블럭들에 적용한다. 다른 실시예에서, 제어 모드 데이터 유닛의 데이터 부분 및 신호 필드는 상이한 블럭 코딩 기법들을 이용하여 생성된다. 예를 들어, 일 실시예에서, 롱 레인지 통신 프로토콜은 데이터 부분내 OFDM 심벌당 데이터 톤들의 수에 비교하여 신호 필드내 OFDM 심벌당 데이터 톤들의 상이한 수를 지정한다. 따라서, 이 실시예에서, 데이터 부분을 생성하기 위해 사용되는 블럭 사이즈 및 코딩 기법에 비교하여 신호 필드상에의 동작할 때 블럭 코더(1704)는 상이한 블럭 사이즈 및, 일부 실시예들에서, 상이한 코딩 기법을 사용한다. 예를 들어, 만약 롱 레인지 통신 프로토콜이 신호 필드의 OFDM 심벌당 52 데이터 톤들 및 데이터 부분의 OFDM 톤들당 48 데이터 톤들을 지정하면, 일 실시예에 따라 블럭 코더(1704)는 2x 반복 기법을 신호 필드의 13 비트들의 블럭들에 및 2x 반복 기법을 데이터 부분의 12 비트들의 블럭들에 적용한다.

[0074] 일 실시예에 따른 FEC 인코더(1706)는 블럭 코딩된 정보 비트들을 인코딩한다. 일 실시예에서, BCC 인코딩은 생성되고 있는 전체 필드에 걸쳐 연속적으로 수행된다(예를 들어, 전체 데이터 필드, 전체 신호 필드, 등.). 따라서, 이 실시예에서, 생성되고 있는 필드에 대응하는 정보 비트들은 지정된 사이즈의 블럭들로 분할되고(예를 들어, 6 비트들, 12 비트들, 13 비트들, 또는 임의의 다른 적절한 수의 비트들), 각각의 블럭은 블럭 코더 (1704)에 의해 프로세스되고, 결과 데이터 스트림은 그런다음 착신 비트들을 연속적으로 인코딩하는 FEC 인코더(1706)에 제공된다.

[0075] 도 16의 인터리버 (1610)에 유사하게, 다양한 실시예들에서, 인터리버(interleaver)(1710)는 다이버시티 게인(diversity gain)을 제공하기 위해서 비트들의 순서를 변화시키고 데이터 스트림내 연속적인 비트들이 송신 채널에서 붕괴될 가능성을 줄인다. 일부 실시예들에서, 그러나, 블럭 코더 (1704)이 충분한 다이버시티 게인을 제공하여 인터리버(1710)는 생략된다. 일부 실시예들에서, 인터리버(1710) 또는 FEC 인코더(1706)는 상기에서 설명된 것처럼 송신을 위해 비트들을 성상도 맵퍼(1614)에 제공한다.

[0076] 일부 실시예들에서, 데이터 유닛이 예를 들어 정수 숫자의 OFDM 심벌들을 점유하도록 레인지 확장 모드 데이터 유닛의 데이터 부분내 정보 비트들은 패딩(pad)된다 (즉, 알려진 값의 많은 비트들이 정보 비트들에 추가된다). 도 1에 관련하여, 일부 실시예들에서, 패딩(padding)은 MAC 프로세싱 유닛 (18, 28) 및/또는 PHY 프로세싱 유닛 (20, 29)에서 구현된다. 일부 이런 실시예들에서, 패딩 비트들의 수는 숏 레인지 통신 프로토콜 (예를 들어, IEEE 802.11a 표준, IEEE 802.11n 표준, IEEE 802.11ac 표준, 등.)에 제공된 패딩 방정식들에 따라 결정된다.

일반적으로, 이들 패딩 방정식들은 어느 정도는, OFDM 심벌당 다수의 데이터 비트들 (N_{DBPS}) 및/또는 심벌당 다수의 코딩된 데이터 비트들 (N_{CBPS})에 기초하여 많은 패딩 비트들을 계산하는 단계를 수반한다. 일 실시예에 따른, 레인지 확장 모드에서, 정보 비트들이 블럭 코더 (1704)에 의해 블럭 인코딩되고 그리고 FEC 인코더 (1706)에 의해 BCC 인코딩되기 전에 패딩 비트들의 수는 OFDM 심벌내 정보 비트들의 수에 기초하여 결정된다 (예를 들어, 6 비트들, 12 비트들, 13 비트들, 등.) 따라서, 레인지 확장 모드 데이터 유닛내 패딩 비트들의 수는 전체적으로 대응하는 정규 모드 데이터내 (또는 대응하는 숏 레인지 데이터 유닛내) 패딩 비트들의 수와 다르다. 반면에, 일 실시예에 따른, 심벌당 코딩된 비트들의 수는 정규 모드 데이터 유닛내 (또는 대응하는 숏 레인지 데이터 유닛내) 심벌당 코딩된 비트들의 수, 예를 들어, OFDM당 코딩된 비트들 24, 48,52, 등과 동일하다.

[0077] 도 17b는 다른 실시예에 따른 레인지 확장 모드 데이터 유닛들을 생성하기 위한 예제 PHY 프로세싱 유닛(1750)을 예시하는 블럭 다이어그램이다. 일부 실시예들에서, PHY 프로세싱 유닛 (1750)은 레인지 확장 모드 데이터 유닛들의 데이터 필드들 및/또는 신호를 생성한다. 도 1에 관련하여, 일 실시예에서, AP (14) 및 클라이언트 스테이션 (25-1), 각각은 PHY 프로세싱 유닛 예컨대 PHY 프로세싱 유닛 (1750)을 포함한다.

[0078] PHY 프로세싱 유닛 (1750)에서 FEC 인코더(1706)가 LDPC 인코더(1756)에 의해 대체된 것을 제외하고는 PHY 프로세싱 유닛 (1750)은 도 17a의 PHY 프로세싱 유닛 (1700)에 유사하다. 따라서, 이 실시예에서, 블럭 코더 (1704)의 출력은 LDPC 인코더 (1756)에 의한 추가 블럭 인코딩을 위해 제공된다. 일 실시예에서, LDPC 인코더 (1756)는 1/2의 코딩 레이트에 대응하는 블럭 코드, 또는 다른 적절한 코딩 레이트에 대응하는 블럭 코드를 사용한다. 예시된 실시예에서, 정보 스트림내 인접한 비트들은 LDPC 코드에 의해 그 자체가 확산되고 추가 인터리빙이 요구되지 않기 때문에 PHY 프로세싱 유닛 (1750)은 인터리버 (1710)를 생략한다. 추가적으로, 일 실시예에서, 추가 주파수 다이버시티가 LDPC 톤 재매핑 유닛 (1760)에 의해 제공된다. 일 실시예에 따른, LDPC 톤 재매핑 유닛 (1760)은 톤 재매핑 기능에 따라 코딩된 정보 비트들 또는 코딩된 정보 비트들의 블럭들을 재정리한다 (reorder). 연속적인 OFDM 톤들이 송신 동안에 악영향을 미치는 경우들에서 연속적인 코딩된 정보 비트들 또는 정보 비트들의 블럭들이 수신기에서 데이터 복원을 가능하게 하기 위해서 OFDM 심벌내 비연속적인 톤들상에 매핑되도록 톤 재매핑 기능(tone remapping function)이 전반적으로 정의된다. 일부 실시예들에서, LDPC 톤 재매핑 유닛 (1760)은 생략된다. 다양한 실시예들에서, 다시 도 17a을 참조하여, 많은 테일 비트(tail bit)들이 FEC 인코더 (1706)의 적절한 동작을 위하여 데이터 유닛의 각각의 필드에 전형적으로 추가되어 예를 들어, 인코딩된 각각의 필드가 인코딩된 후에, BCC 인코더가 다시 제로 상태(zero state)로 가는 것을 보장한다. 일 실시예에서, 예를 들어, 데이터 부분이 FEC 인코더 (1706)에 제공되기 전에 (예를 들어, 비트들이 블럭 코더 (1704)에 의해 프로세스된 후에) 여섯개의 테일 비트들이 데이터 부분의 말단에 삽입된다.

[0079] 일부 실시예들에서, 레인지 확장 모드 데이터 유닛의 신호 필드는 정규 모드 데이터 유닛의 신호 필드 포맷에 비교하여 상이한 포맷을 가진다. 일부 이런 실시예들에서, 레인지 확장 모드 데이터 유닛들의 신호 필드는 정규 모드 데이터 유닛의 신호 필드 포맷에 비교하여 더 짧다. 예를 들어, 일 실시예에 따라, 단지 하나의 변조 및 코딩 기법이 레인지 확장 모드에서 사용되어서 변조 및 코딩에 관한 정보 (또는 어떤 정보)가 레인지 확장 모드 신호 필드에서 통신될 필요가 없다. 유사하게, 일 실시예에서, 레인지 확장 모드 데이터 유닛의 최대 길이가 정규 모드 데이터 유닛의 최대 길이 비교하여 더 짧고 이 경우에서, 레인지 확장 모드 신호 필드의 길이 서브필드에 대하여 거의 비트들이 요구되지 않는다. 일 예로서, 일 실시예에서, 레인지 확장 모드 신호 필드는 IEEE 802.11n 표준에 따라 포맷되지만 어떤 서브필드들 (예를 들어, 저 밀도 패러티 체크 (LDPC) 서브필드, 스페이스 시간 블럭 코딩 (STBC) 서브필드, 등.)을 생략한다. 추가적으로 또는 대안적으로, 일부 실시예들에서, 레인지 확장 모드 신호 필드는 정규 모드 신호 필드의 순환적 중복 체크 (CRC) 서브필드에 비교하여 더 짧은 CRC 서브필드를 포함한다 (예를 들어, 8 비트들보다 작은). 일반적으로, 일부 실시예들에 따라 레인지 확장 모드에서, 어떤 신호 필드 서브필드들은 생략되거나 또는 변형되고 및/또는 어떤 새로운 정보는 추가된다.

[0080] 도 18a는 다른 실시예에 따른 레인지 확장 코딩 기법을 이용하는 레인지 확장 모드 데이터 유닛들을 생성하기 위한 예제 PHY 프로세싱 유닛(1800)을 예시하는 블럭 다이어그램이다. 일부 실시예들에서, PHY 프로세싱 유닛 (1800)은 레인지 확장 모드 데이터 유닛들의 데이터 필드들 및/또는 신호를 생성한다. 도 1에 관련하여, 일 실시예에서, AP (14) 및 클라이언트 스테이션 (25-1), 각각은 PHY 프로세싱 유닛 예컨대 PHY 프로세싱 유닛 (1800)을 포함한다.

[0081] PHY 프로세싱 유닛 (1800)에서 블럭 코더(1808)가 FEC 인코더(1806) 뒤에 위치된 것을 제외하고는 PHY 프로세싱 유닛 (1800)은 도 17a의 PHY 프로세싱 유닛 (1700)에 유사하다. 따라서, 이 실시예에서, 정보 비트들은 스크램블러 (1802)에 의해 먼저 스크램블링되고, FEC 인코더 (1806)에 의해 인코딩되고 FEC 코딩된 비트들은 그런다음

복제되거나(replicated) 또는 그렇지 않으면, 블럭 코더 (1808)에 의해 블럭 인코딩된다. PHY 프로세싱 유닛 (1700)의 예시적 실시에에서, 일 실시예에서, FEC 인코더 (1806)에 의한 프로세싱은 생성되고 있는 전체 필드에 걸쳐 연속적으로 수행된다 (예를 들어, 전체 데이터 부분, 전체 신호 필드, 등.). 따라서, 이 실시예에서, 생성되고 있는 필드에 해당하는 정보 비트들은 먼저 FEC 인코더 (1806)에 의해 인코딩되고 그런다음 BCC 코딩된 비트들은 지정된 사이즈의 블럭들로 분할된다 (예를 들어, 6 비트들, 12 비트들, 13 비트들, 또는 임의의 다른 적절한 수의 비트들). 각각의 블럭은 그런다음 블럭 코더 (1808)에 의해 프로세스된다. 일 예로서, 일 실시예에서, FEC 인코더 (1806)는 24 BCC 코딩된 비트들을 생성하기 위해서 1/2의 코딩 레이트를 이용하여 OFDM 심벌당 12 정보 비트들을 인코딩하고 BCC 코딩된 비트들을 블럭 코더 (1808)에 제공한다. 일 실시예에서, 블럭 코더 (1808)는 OFDM 심벌내 포함될 48 비트들을 생성하기 위해서 레인지 확장 코딩 기법 코딩 기법에 따라 각각의 착신 블럭의 두개의 복사본들을 생성하고 생성된 비트들을 인터리브한다. 하나의 이런 실시예에서, 48 비트들은 IDFT 프로세싱 유닛 (1818)에서의 사이즈 64의 고속 푸리에 변환 (FFT)을 이용하여 생성된 48 데이터 톤들에 대응한다. 다른 예로서, 다른 실시예에서, FEC 인코더 (1806)는 12 BCC 코딩된 비트들을 생성하기 위해서 1/2의 코딩 레이트를 이용하여 OFDM 심벌당 6 정보 비트들을 인코딩하고 BCC 코딩된 비트들을 블럭 코더 (1808)에 제공한다. 일 실시예에서, 블럭 코더 (1808)는 OFDM 심벌내 포함될 24 비트들을 생성하기 위해서 레인지 확장 코딩 기법에 따라 각각의 착신 블럭의 두개의 복사본들을 생성하고 생성된 비트들을 인터리브한다. 하나의 이런 실시예에서, 24 비트들은 IDFT 프로세싱 유닛 (1818)에서의 사이즈 32의 고속 푸리에 변환 (FFT)을 이용하여 생성된 24 데이터 톤들에 대응한다.

[0082] 도 17a의 블럭 코더 (1704)에 유사하게, 실시예에 따라 레인지 확장 모드 데이터 유닛의 신호 필드를 생성하기 위해서 블럭 코더 (1808)에 의해 사용되는 레인지 확장 코딩 기법은 레인지 확장 모드 데이터 유닛의 데이터 부분을 생성하기 위해서 블럭 코더 (1808)에 의해 사용되는 레인지 확장 코딩 기법과 동일하거나 또는 상이한다. 다양한 실시예들에서, 블럭 코더 (1808)는 도 17a의 블럭 코더 (1704)에 관련하여 상기에서 논의된 바와 같이 "블럭 레벨(block level)" 반복 기법 또는 "비트 레벨(bit level)" 반복 기법을 구현한다. 유사하게, 다른 실시예에서, 블럭 코더(1808)는 착신 비트들의 m 수의 복사본들을 생성하고 적절한 코드에 따라 결과 비트 스트림을 인터리브하거나 그렇지 않으면, 임의의 적절한 코드, 예를 들어, 1/2, 1/4, 등의 코딩 레이트를 갖는 하밍(Hamming) 블럭 코드 또는 1/2, 1/4, 등의 코딩 레이트를 갖는 임의의 다른 블럭 코드 (예를 들어, (1,2) 또는 (1, 4) 블럭 코드, (12,24) 블럭 코드 또는 (6, 24) 블럭 코드, (13,26) 블럭 코드, 등.)을 이용하여 착신 비트들 또는 비트들의 착신 블럭들을 인코딩한다. 일 실시예에 따라, PHY 프로세싱 유닛 (1800)에 의해 생성된 데이터 유닛들을 위한 유효 코딩 레이트는 FEC 인코더 (1806)에 의해 사용되는 코딩 레이트 및 블럭 코더 (1808)에 의해 사용되는 반복들(repetition)의 수 (또는 코딩 레이트)의 곱이다.

[0083] 일 실시예에서, 블럭 코더 (1808)는 충분한 다이버시티 게인을 제공하여 코딩된 비트들의 추가 인터리빙이 요구되지 않고, 인터리버 (1810)는 생략된다. 인터리버 (1810)를 생략하는 한가지 장점은 이 경우에 52 데이터 톤들을 갖는 OFDM 심벌들은 설사 일부 이런 상황들에서 심벌당 데이터 비트들의 수가 정수가 아닐지라도 4x 또는 6x 반복 기법들을 이용하여 생성될 수 있다는 것이다. 예를 들어, 하나의 이런 실시예에서, FEC 인코더 (1806)의 출력은 13 비트들의 블럭들로 분할되고 각각의 블럭은 OFDM 심벌내 포함될 52 비트들을 생성하기 위해서 네번 (또는 1/4의 레이트로 블럭 인코딩되는) 반복된다. 이 경우에서, 만약 FEC 인코더 (1806)가 1/2의 코딩 레이트를 사용하면, 심벌당 데이터 비트들의 수는 6.5와 같다. 6x 반복을 사용하는 예시적인 실시예에서, FEC 인코더 (1806)는 1/2의 코딩 레이트를 이용하여 정보 비트들을 인코딩하고 출력은 네개의 비트들의 블럭들로 분할된다. 블럭 코더 (1808)은 각각의 네개의 비트 블럭을 여섯번 반복하고 (또는 1/6의 코딩 레이트를 이용하여 각각의 블럭을 블럭 인코딩하고), OFDM 심벌내에 포함될 52 비트들을 생성하기 위해서 네개의 패딩 비트(padding bit)들을 추가한다.

[0084] 상기에서 설명된 도 17의 PHY 프로세싱 유닛 (1700)의 예에서처럼, 만약 패딩이 PHY 프로세싱 유닛 (1800)에 의해 사용되면, 패딩 비트 계산을 위해 사용되는 심벌당 데이터 비트들의 수 (N_{DBPS})는 OFDM 심벌내 비-중복(non-redundant) 데이터 비트들의 실제 수이다 (예를 들어, 상기의 예에서 6 비트들, 12 비트들, 13 비트들, 또는 임의의 다른 적절한 수의 비트들). 패딩 비트 계산에서 사용되는 심벌당 코딩된 비트들의 수(N_{CBPS})는 OFDM 심벌에 실제로 포함된 비트들의 수와 같다 (예를 들어, OFDM 심벌에 포함된 24 비트들, 48 비트들, 52 비트들, 또는 임의의 다른 적절한 수의 비트들).

[0085] 또한 도 17의 PHY 프로세싱 유닛(1700)의 예에서, 많은 테일 비트(tail bit)들이 FEC 인코더 (1806)의 적절한 동작을 위하여 데이터 유닛의 각각의 필드에 전형적으로 삽입되어 예를 들어, 인코딩된 각각의 필드가 인코딩된 후에, BCC 인코더가 다시 제로 상태(zero state)로 가는 것을 보장한다. 일 실시예에서, 예를 들어, 데이터 부

분이 FEC 인코더 (1806)에 제공되기 전에 (예를 들어, 블럭 코더 (1704)에 의한 프로세싱 후에 수행된다) 여섯 개의 테일 비트들이 데이터 부분의 말단에 삽입된다. 유사하게, 일 실시예에 따라 신호 필드의 경우에, 신호 필드가 FEC 인코더 (1806)에 제공되기 전에 테일 비트들이 신호 필드의 말단에 삽입된다. 블럭 코더 (1808)가 4x 반복 기법 (또는 코딩 레이트 of 1/4의 코딩 레이트를 갖는 다른 블럭 코드)을 사용하는 예시적인 실시예에서, FEC 인코더 (1806)는 1/2의 코딩 레이트를 사용하고, 신호 필드는 24 정보 비트들 (테일 비트들을 포함하여)을 포함하고, 24 신호 필드 비트들은 48 BCC 인코딩된 비트들을 생성하기 위해서 BCC 인코딩된 다음 블럭 코더 (1808)에 의한 추가 인코딩을 위하여 각각의 12 비트들의 네개의 블럭들로 분할된다. 따라서, 이 실시예에서, 신호 필드는 네개의 OFDM 심벌들상에서 송신되고 심벌들의 각각은 신호 필드의 6 정보 비트들을 포함한다.

[0086] 더구나, 일부 실시예들에서, PHY 프로세싱 유닛 (1800)은 IEEE 802.11n 표준 또는 IEEE 802.11ac 표준에 지정된 MCS0에 따라 52 데이터 톤들을 갖는 OFDM 심벌들을 생성하고 블럭 코더 (1808)는 4x 반복 기법을 사용한다. 일부 이런 실시예들에서, OFDM 심벌내에 포함될 결과 인코딩된 데이터 스트림이 52 비트들을 포함하는 것을 보장하기 위해 잉여 패딩이 사용된다. 하나의 이런 실시예에서, 비트들이 블럭 코더 (1808)에 의해 프로세스된 후에 패딩 비트들이 코딩된 정보 비트들에 추가된다.

[0087] 도 18a의 실시예에서, PHY 프로세싱 유닛 (1800)는 또한 피크 대 평균 파워 비율(PAPR : peak to average power ratio) 감소 유닛 (1809)을 포함한다. 일 실시예에서, PAPR 감소 유닛 (1809)은 OFDM 심벌내 상이한 주파수 위치들에서 동일한 비트 시퀀스들의 발생을 축소 또는 배제하기 위해서 일부 또는 전부 반복된 블럭들내 비트들을 플립(flip)시키고 그렇게 함으로써 출력 신호의 피크 대 평균 파워 비율을 줄인다. 일반적으로, 비트 플립은 비트 값 제로를 비트 값 일로 바꾸는 것 및 비트 값 일을 비트 값 제로로 바꾸는 것을 포함한다. 일 실시예에 따른, PAPR 감소 유닛 (1809)은 XOR 동작을 이용하여 비트 플립(bit flipping)을 구현한다. 예를 들어, 코딩된 비트들의 블럭의 4x 반복을 사용하는 일 실시예에서, 만약 OFDM 심벌들내에 포함될 코딩된 비트들의 블럭이 C로 표시되면 그리고 만약 C' = C XOR 1 (즉, 플립된 비트들을 갖는 블럭 C), 그러면 일부 실시예들에 따라 PAPR 감소 유닛 (1809)의 출력에서 일부 가능한 비트 시퀀스들은 [C C' C' C'], [C' C' C' C], [C C' C C'], [C C C C'], 등이다. 일반적으로, 플립된 비트들을 갖는 블럭과 플립되지 않은 비트들을 갖는 블럭들의 임의의 조합이 사용될 수 있다. 일부 실시예들에서, PAPR 유닛 (1809)은 생략된다.

[0088] 도 18b는 다른 실시예에 따른 레인지 확장 모드 데이터 유닛들을 생성하기 위한 예제 PHY 프로세싱 유닛(1850)을 예시하는 블럭 다이어그램이다. 일부 실시예들에서, PHY 프로세싱 유닛 (1850)은 레인지 확장 모드 데이터 유닛들의 데이터 필드들 및/또는 신호를 생성한다. 도 1에 관련하여, 일 실시예에서, AP (14) 및 클라이언트 스테이션 (25-1), 각각은 PHY 프로세싱 유닛 예컨대 PHY 프로세싱 유닛 (1850)을 포함한다.

[0089] PHY 프로세싱 유닛 (1850)에서 FEC 인코더(1806)가 LDPC 인코더(1856)에 의해 대체된 것을 제외하고는 PHY 프로세싱 유닛 (1850)은 도 18의 PHY 프로세싱 유닛 (1800)에 유사하다. 따라서, 이 실시예에서, 정보 비트들은 먼저 LDPC 인코더 (1856)에 의해 인코딩되고 LDPC 코딩된 비트들은 그런다음 복제되거나 또는 그렇지 않으면, 블럭 코더 (1808)에 의해 블럭 인코딩된다. 일 실시예에서, LDPC 인코더 (1856)는 1/2의 코딩 레이트에 대응하는 블럭 코드, 또는 다른 적절한 코딩 레이트에 대응하는 블럭 코드를 사용한다. 예시된 실시예에서, 일 실시예에 따라, 정보 스트림내 인접한 비트들은 LDPC 코드에 의해 그 자체가 확산되고 추가 인터리빙이 요구되지 않기 때문에 PHY 프로세싱 유닛 (1850)은 인터리버 (1810)를 생략한다. 추가적으로, 일 실시예에서, 추가 주파수 다이버시티가 LDPC 톤 재매핑 유닛 (1860)에 의해 제공된다. 일 실시예에 따른, LDPC 톤 재매핑 유닛 (1860)은 톤 재매핑 기능에 따라 코딩된 정보 비트들 또는 코딩된 정보 비트들의 블럭들을 재정리한다. 연속적인 OFDM 톤들이 송신 동안에 악영향을 미치는 경우들에서 연속적인 코딩된 정보 비트들 또는 정보 비트들의 블럭들이 수신기에서 데이터 복원을 가능하게 하기 위해서 OFDM 심벌내 비연속적인 톤들상에 매핑되도록 톤 재매핑 기능이 전체적으로 정의된다. 일부 실시예들에서, LDPC 톤 재매핑 유닛 (1860)은 생략된다.

[0090] 도 19a는 다른 실시예에 따른 레인지 확장 모드 데이터 유닛들을 생성하기 위한 예제 PHY 프로세싱 유닛(1900)을 예시하는 블럭 다이어그램이다. 일부 실시예들에서, PHY 프로세싱 유닛 (1900)은 레인지 확장 모드 데이터 유닛들의 데이터 필드들 및/또는 신호를 생성한다. 도 1에 관련하여, 일 실시예에서, AP (14) 및 클라이언트 스테이션 (25-1), 각각은 PHY 프로세싱 유닛 예컨대 PHY 프로세싱 유닛 (1900)을 포함한다.

[0091] PHY 프로세싱 유닛(1900)에서 블럭 코더(1916)가 성상도 맵퍼(1914) 뒤에 위치된 것을 제외하고는 PHY 프로세싱 유닛(1900)은 도 18a의 PHY 프로세싱 유닛(1800)에 유사하다. 따라서, 이 실시예에서, 인터리버(1910)에 의해 프로세스된 후에 BCC 인코딩된 정보 비트들은 성상도 심벌들에 매핑되고 그런다음 성상도 심벌들은 복제되거나 또는 그렇지 않으면, 블럭 코더(1916)에 의해 블럭 인코딩된다. 일 실시예에 따라, FEC 인코더(1906)에 의한 프

로세싱은 생성되고 있는 전체 필드에 걸쳐 연속적으로 수행된다(예를 들어, 전체 데이터 필드, 전체 신호 필드, 등.). 이 실시예에서, 생성되고 있는 필드에 해당하는 정보 비트들은 먼저 FEC 인코더(1806)에 의해 인코딩되고 그런다음 BCC 코딩된 비트들은 성상도 맵퍼(1914)에 의해 성상도 심벌들에 매핑된다. 그런 다음 성상도 심벌들은 지정된 사이즈의 블럭들로 분할되고(예를 들어, 6 심벌들, 12 심벌들, 13 심벌들, 또는 임의의 다른 적절한 수의 심벌들) 그리고 그런 다음 각각의 블럭은 블럭 코더(1916)에 의해 프로세스된다. 일 예로서, 2x 반복을 사용하는 일 실시예에서, 성상도 맵퍼(1914)는 24 성상도 심벌들을 생성하고 블럭 코더(1916)는 OFDM 심벌의 48 데이터 톤들에 대응하는 48 심벌들을 생성하기 위해서 (예를 들어, IEEE 802.11a 표준에서 지정된대로) 24 심벌들의 두개의 복사본들을 생성한다. 다른 예로서, 4x 반복을 사용하는 일 실시예에서, 성상도 맵퍼(1914)는 12 성상도 심벌들을 생성하고 블럭 코더(1916)는 OFDM 심벌의 48 데이터 톤들에 대응하는 48 심벌들을 생성하기 위해서 (예를 들어, IEEE 802.11a 표준에서 지정된대로) 12 성상도 심벌들의 네개의 복사본들을 생성한다. 또 다른 예로서, 2x 반복을 사용하는 일 실시예에서, 성상도 맵퍼(1914)는 26 성상도 심벌들을 생성하고 블럭 코더(1916)는 OFDM 심벌의 52 데이터 톤들에 대응하는 52 심벌들을 생성하기 위해서 (예를 들어, IEEE 802.11n 표준 또는 IEEE 802.11ac 표준에서 지정된 대로) 26 심벌들을 반복한다(즉, 26심벌들의 두개의 복사본들을 생성한다). 일반적으로, 다양한 실시예들 및/또는 시나리오들에서, 블럭 코더(1916)는 착신 성상도 심벌들의 블럭들의 임의의 적절한 수의 복사본들을 생성하고 임의의 적절한 코딩 기법에 따라 생성된 심벌들을 인터리브한다. 도 17a의 블럭 코더(1704) 및 도 18a의 블럭 코더 (1808)에 유사하게, 실시예에 따라 레인지 확장 모드 데이터 유닛의 신호 필드(또는 신호 필드들)를 생성하기 위해서 블럭 코더 (1916)에 의해 사용되는 레인지 확장 코딩 기법은 레인지 확장 모드 데이터 유닛의 데이터 부분을 생성하기 위해서 블럭 코더 (1916)에 의해 사용되는 레인지 확장 코딩 기법과 동일하거나 또는 상이하다. 일 실시예에 따라, PHY 프로세싱 유닛(1900)에 의해 생성된 데이터 유닛들을 위한 유효 코딩 레이트는 FEC 인코더(1906)에 의해 사용되는 코딩 레이트 및 블럭 코더(1916)에 의해 사용되는 반복들의 수(또는 코딩 레이트)의 곱이다.

[0092] 일 실시예에 따라, 이 경우에 정보 비트들이 성상도 심벌들로 매핑된 후에 중복이 도입되기 때문에, PHY 프로세싱 유닛 (1900)에 의해 생성된 각각의 OFDM 심벌은 정규 모드 데이터 유닛들내에 포함된 OFDM 데이터 톤들에 비교하여 더 적은 비-중복의 데이터 톤을 포함한다. 따라서, 인터리버 (1910)는 정규 모드에 사용되는 인터리버 (예컨대, 도 16의 인터리버 (1610)), 또는 대응하는 숏 레인지 데이터 유닛을 생성할 때 사용되는 인터리버에 비교하여 OFDM 심벌당 더 적은 톤들상에서 동작하도록 디자인된다. 예를 들어, OFDM 심벌당 12 비-중복 데이터 톤들을 갖는 일 실시예에서, 인터리버 (1910)는 컬럼들의 수 (N_{col}) 6 및 로우들의 수 (N_{row}) 2* 서브캐리어당 비트들의 수 (N_{bpscs})을 이용하여 디자인된다. OFDM 심벌당 12 비-중복 데이터 톤들을 갖는 다른 예제 실시예에서, 인터리버 (1910)는 N_{col} 4 및 N_{row} 3* N_{bpscs}을 이용하여 디자인된다. 다른 실시예들에서, 정규 모드에서 사용되는 인터리버 파라미터와 다른 다른 인터리버 파라미터들이 인터리버 (1910)에 대하여 사용된다. 대안적으로, 일 실시예에서, 블럭 코더 (1916)는 충분한 다이버시티 게인을 제공하여 코딩된 비트들의 추가 인터리빙이 요구되지 않고, 인터리버 (1910)는 생략된다. 이 경우에서 도 18a의 PHY 프로세싱 유닛 (1800)을 사용하는 대표적인 실시예에서 처럼, 52 데이터 톤들을 갖는 OFDM 심벌들은 설사 일부 이런 상황들에서 심벌당 데이터 비트들의 수가 정수가 아닐지라도 4x 또는 6x 반복 기법들을 이용하여 생성될 수 있다.

[0093] 상기에서 설명된 도 17a의 PHY 프로세싱 유닛 (1700) 또는 도 18의 PHY 프로세싱 유닛 (1800)의 예시 실시예에서 처럼, 만약 패딩이 PHY 프로세싱 유닛 (1900)에 의해 사용되면, 패딩 비트 계산을 위해 사용되는 심벌당 데이터 비트들의 수 (N_{DBPS})는 OFDM 심벌내 비-중복(non-redundant) 데이터 비트들의 실제 수이다 (예를 들어, 상기의 예에서 6 비트들, 12 비트들, 13 비트들, 또는 임의의 다른 적절한 수의 비트들). 패딩 비트 계산들에서 사용되는 심벌당 코딩된 비트들의 수(N_{CBPS})는 이 경우에서, 블럭 코더 (1916)에 의해 프로세스된 성상도 심벌들의 블럭내 비트들의 수 (예를 들어, 12 비트들, 24 비트들, 26 비트들, 등.)에 대응하는 OFDM 심벌에 포함된 비-중복 비트들의 수와 같다.

[0094] 일부 실시예들에서, PHY 프로세싱 유닛 (1900)은 IEEE 802.11n 표준 또는 IEEE 802.11ac 표준에 지정된 MCS0에 따라 52 데이터 톤들을 갖는 OFDM 심벌들을 생성하고 블럭 코더 (1916)는 4x 반복 기법을 사용한다. 일부 이런 실시예들에서, OFDM 심벌내에 포함될 결과 인코딩된 데이터 스트림이 52 비트들을 포함하는 것을 보장하기 위해 잉여 패딩이 사용된다. 하나의 이런 실시예에서, 비트들이 블럭 코더 (1808)에 의해 프로세스된 후에 패딩 비트들이 코딩된 정보 비트들에 추가된다.

[0095] 도 19의 실시예에서, PHY 프로세싱 유닛 (1900)는 피크 대 평균 파워 비율(PAPR) 감소 유닛 (1917)을 포함한다. 일 실시예에서, 피크 대 평균 파워 비율 유닛 (1917)은 반복된 성상도로 변조된 일부의 데이터 톤들에 위상 편

이(phase shift)를 추가한다. 예를 들어, 일 실시예에서 추가된 위상 편이는 180 도이다. 180 도 위상 편이는 위상 편이들이 구현되는 데이터 톤들을 변조하는 비트들의 부호 플립(sign flip)에 해당한다. 다른 실시예에서, PAPR 감소 유닛 (1917)는 180 도와 다른 위상 편이를 추가한다 (예를 들어, 90 도 위상 편이 또는 임의의 다른 적절한 위상 편이). 일 예로서, 4x 반복을 사용하는 일 실시예에서, 만약 OFDM 심벌들내에 포함될 12 성상도 심벌들의 블럭이 C 로서 표시되고 간단한 블럭 반복이 수행되면, 결과 시퀀스는 [C C C C]이다. 일부 실시예들에서, PAPR 감소 유닛 (1917)은 부호 플립 (즉, -C) 또는 일부 반복된 블럭들에 대하여 90 도 위상 편이 (즉, j*C)을 도입한다 . 일부 이런 실시예들에서, 결과 시퀀스는 예를 들어, [C -C -C -C], [-C -C -C -C], [C -C C -C], [C C C -C], [C j*C, j*C, j*C], 또는 C, -C, j*C, 및 -j*C의 임의의 다른 조합이다. 일반적으로, 다양한 실시예들 및/또는 시나리오들에서 임의의 적절한 위상 편이가 임의의 반복된 블럭에 도입될 수 있다. 일부 실시예들에서, PAPR 감소 유닛 (1809)은 생략된다.

[0096] 일부 실시예들에서, PHY 프로세싱 유닛 (1900)은 IEEE 802.11n 표준 또는 IEEE 802.11ac 표준에 지정된 MCS0에 따라 52 데이터 톤들을 갖는 OFDM 심벌들을 생성하고 블럭 코딩 (1916)은 4x 반복 기법을 사용한다. 일부 이런 실시예들에서, OFDM 심벌내 데이터 및 파일럿 톤들의 결과 수가 숏 레인지 통신 프로토콜에 지정된 56과 같은 것을 보장하기 위해서 잉여 파일럿 톤들이 삽입된다. 일 예로서, 일 실시예에서, 여섯개의 정보 비트들은 1/2의 코딩 레이트에서 BCC 인코딩되고 결과 12 비트들은 12 성상도 심벌들 (BPSK)에 매핑된다. 12 성상도 심벌들은 12 데이터 톤들로 변조되고 그런다음 네 번 반복되어 생성된 48 데이터 톤들이다. 네개의 파일럿 톤들이 IEEE 802.11n 표준에 지정된 대로 추가되고 56 데이터 및 파일럿 톤들을 생성하기 위해서 4 잉여 파일럿 톤들이 추가된다.

[0097] 도 19b는 다른 실시예에 따른 레인지 확장 모드 데이터 유닛들을 생성하기 위한 예제 PHY 프로세싱 유닛(1950)을 예시하는 블럭 다이어그램이다. 일부 실시예들에서, PHY 프로세싱 유닛 (1950)은 레인지 확장 모드 데이터 유닛들의 데이터 필드들 및/또는 신호를 생성한다. 도 1에 관련하여, 일 실시예에서, AP (14) 및 클라이언트 스테이션 (25-1), 각각은 PHY 프로세싱 유닛 예컨대 PHY 프로세싱 유닛 (1950)을 포함한다.

[0098] PHY 프로세싱 유닛 (1950)에서 FEC 인코더(1906)가 LDPC 인코더(1956)에 의해 대체된 것을 제외하고는 PHY 프로세싱 유닛 (1950)은 도 19의 PHY 프로세싱 유닛 (1900)에 유사하다. 따라서, 이 실시예에서, LDPC 인코딩된 정보 비트들은 성상도 맵퍼 (1914)에 의해 성상도 심벌들에 매핑되고 그런다음 성상도 심벌들은 복제되거나 또는 그렇지 않으면, 블럭 코더 (1916)에 의해 블럭 인코딩된다. 일 실시예에서, LDPC 인코더 (1956)는 1/2의 코딩 레이트에 대응하는 블럭 코드, 또는 다른 적절한 코딩 레이트에 대응하는 블럭 코드를 사용한다. 예시된 실시예에서, 일 실시예에 따라, 정보 스트림내 인접한 비트들은 LDPC 코드에 의해 그 자체가 확산되고 추가 인터리빙이 요구되지 않기 때문에 PHY 프로세싱 유닛 (1950)은 인터리버 (1910)를 생략한다. 추가적으로, 일 실시예에서, 추가 주파수 다이버시티가 LDPC 톤 재매핑 유닛 (1960)에 의해 제공된다. 일 실시예에 따른, LDPC 톤 재매핑 유닛 (1960)은 톤 재매핑 기능에 따라 코딩된 정보 비트들 또는 코딩된 정보 비트들의 블럭들을 재정리한다. 연속적인 OFDM 톤들이 송신 동안에 악영향을 미치는 경우들에서 연속적인 코딩된 정보 비트들 또는 정보 비트들의 블럭들이 수신기에서 데이터 복원을 가능하게 하기 위해서 OFDM 심벌내 비연속적인 톤들상에 매핑되도록 톤 재매핑 기능이 전체적으로 정의된다. 일부 실시예들에서, LDPC 톤 재매핑 유닛 (1960)은 생략된다.

[0099] 도면들 17-19에 관하여 상기에서 설명된 실시예들에서, 레인지 확장 모드는 비트들 및/또는 주파수 도메인에서 성상도 심벌들을 반복함으로써 중복을 도입한다. 대안적으로, 일부 실시예들에서, 레인지 확장 코딩 기법은 시간 도메인에서 수행되는 레인지 확장 모드 데이터 유닛들의 데이터 필드들 및/또는 신호의 OFDM 심벌 반복을 포함한다. 예를 들어, 도 20a는 일 실시예에 따라 레인지 확장 모드 데이터 유닛의 프리앰블내 HT-SIG1 및 HT-SIG2 필드들의 각각의 OFDM 심벌의 2x 반복을 보여주는 다이어그램이다. 유사하게, 도 20b는 일 실시예에 따라 레인지 확장 모드 데이터 유닛의 프리앰블내 L-Sig 필드의 각각의 OFDM 심벌의 2x 반복을 보여주는 다이어그램이다. 도 20c는 일 실시예에 따라 제어 모드 데이터 유닛의 데이터 부분내 OFDM 심벌들에 대한 시간 도메인 반복 기법을 보여주는 다이어그램이다. 도 20d는 다른 실시예에 따라 데이터 부분내 OFDM 심벌들에 대한 반복 기법(repetition scheme)을 보여주는 다이어그램이다. 도시된 바와 같이, 도 20c의 실시예에서 OFDM 심벌 반복들은 연속으로 출력되지만, 도 20d의 실시예에서 OFDM 심벌 반복들은 인터리브된다. 일반적으로, OFDM 심벌 반복들은 다양한 실시예들 및/또는 시나리오들에서 임의의 적절한 인터리빙 기법에 따라 인터리브된다.

[0100] 도 21는 일 실시예에 따른 데이터 유닛을 생성하기 위한 대표적인 방법(2100)의 흐름도이다. 도 1을 참조하면, 방법(2100)은 일 실시예에서, 네트워크 인터페이스(16)에 의해 구현된다. 예를 들면, 이러한 일 실시예에서, PHY 프로세싱 유닛(20)은 방법(2100)을 구현하도록 구성된다. 또 다른 실시예에 따르면, MAC 프로세싱(18)은 또한 방법(2100)의 적어도 일 부분에서 구현하도록 구성된다. 도 1을 계속 참조하면, 또 다른 실시예에서, 방법

(2100)은 네트워크 인터페이스(27)(예를 들어, PHY 프로세싱 유닛(29) 및/또는 MAC 프로세싱 유닛(28))에 의해 구현된다. 다른 실시예들에서, 방법(2100)은 다른 적절한 네트워크 인터페이스들에 의해 구현된다.

[0101] 블럭 (2102)에서, 데이터 유닛내에 포함될 정보 비트들은 블럭 코드에 따라 인코딩된다. 일 실시예에서, 정보 비트들은 예를 들어 도 17의 블럭 코더 (1704)에 대하여 상기에서 설명된 블럭 레벨 또는 비트 레벨 반복 기법을 이용하여 인코딩된다. 블럭 (2104)에서, 정보 비트들은 예를 들어 도 17a의 FEC 인코더 (1706) 또는 도 17b의 LDPC 인코더 (1756)과 같은 FEC 인코더를 이용하여 인코딩된다. 블럭 (2106)에서, 정보 비트들은 성상도 심벌들에 매핑된다. 블럭 (2108)에서, 성상도 지점들을 포함하기 위해서 복수개의 OFDM 심벌들은 생성된다. 블록 (2110)에서, OFDM 심벌들을 포함하기 위한 데이터 유닛이 생성된다.

[0102] 일 실시예에서, 도 21에 예시된 바와 같이, 예를 들어 도 17a에 대하여 상기에서 설명된 것 처럼 정보 비트들은 먼저 블럭 인코더를 이용하여 인코딩되고 (블럭 2102) 블럭 코딩된 비트들은 그런다음 FEC 인코더를 이용하여 인코딩된다 (블럭 (2104). 다른 실시예에서, 블럭들 (2102) 및 (2104)의 순서는 상호교환된다. 따라서, 이 실시예에서, 예를 들어 도 18a에 대하여 상기에서 설명된 것 처럼 정보 비트들은 먼저 FEC 인코딩되고 FEC 인코딩된 비트들은 블럭 코딩 기법에 따라 인코딩된다. 또 다른 실시예들에서, 블럭 (2102)은 블럭 (2106) 뒤에 위치된다. 이 실시예에서, 정보 비트들은 블럭 (2104)에서 FEC 인코딩되고, FEC 인코딩된 비트들은 블럭 (2106)에서 성상도 심벌들에 매핑되고, 그런다음 성상도 심벌들은 예를 들어,도 19a에 대하여 상기에서 설명된 것 처럼 블럭 (2102)에서 블럭 코딩 또는 반복 기법에 따라 인코딩된다.

[0103] 다양한 실시예들에서, 레인지 확장 코딩 기법은 레인지 및/또는 SNR 성능을 개선하기 위해서 전체 대여폭에 걸쳐 반복되는 축소된 수의 성상도 심벌들을 출력하는 축소된 사이즈 고속 푸리에 변환 (FFT) 기술을 사용한다. 예를 들어, 일 실시예에서, 성상도 맵퍼는 일련의 비트들을 24 데이터 톤들을 갖는 32 서브캐리어들 (예를 들어, 32-FFT 모드)에 대응하는 복수개의 성상도 심벌들에 매핑시킨다. 32 서브 캐리어들은 전체 20 MHz 대역폭의 10 MHz 서브 밴드에 대응한다. 이 예에서, 성상도 심벌들의 중복을 제공하기 위해서 성상도 심벌들은 20 MHz의 전체 대역폭에 걸쳐 반복된다. 다양한 실시예들에서, 축소된 사이즈 FFT 기술은 도면들 17-19에 관해 상기에서 설명된 비트-와이즈 및/또는 심벌 복제 기술들과 조합하여 사용된다.

[0104] 40MHz, 80MHz, 160MHz, 320MHz, 640MHz, 등.과 같은 추가 대역폭이 이용 가능한 일부 실시예들에서, 32 서브캐리어들은 전체 대역폭의 각각의 10 MHz 서브 밴드에 걸쳐 반복된다. 예를 들어, 다른 실시예에서, 32-FFT 모드는 전체 20 MHz 대역폭의 5 MHz 서브 밴드에 대응한다. 이 실시예에서, 복수개의 성상도가 전체 20 MHz 대역폭에 걸쳐 4x 반복된다 (즉, 각각의 5 MHz 서브 밴드에서). 따라서, 수신 디바이스는 성상도의 디코딩 신뢰성(reliability)을 개선하기 위해서 다수의 성상도를 결합한다. 몇몇 실시예들에서, 상이한 5 또는 10 MHz 서브-대역폭 신호들의 변조는 상이한 각도들만큼 회전된다. 예를 들면, 일 실시예에서, 제 1 서브대역은 0-도 회전되고, 제 2 서브대역은 90-도 회전되고, 제 3 서브-대역은 180-도 회전되며, 제 4 서브-대역은 270-도 회전된다. 다른 실시예들에서, 상이한 적절한 회전들이 이용된다. 20MHz 서브-대역 신호들의 상이한 위상들은, 적어도 몇몇 실시예들에서, 데이터 유닛내 OFDM 심벌들의 감소된 피크 대 평균 전력 비(PAPR)로 귀결된다.

[0105] 도 22a는 일 실시예에 따른 10 MHz 서브 밴드를 갖는 레인지 확장 데이터 유닛을 갖는 2x 반복들을 갖는 20 MHz 전체 대역폭의 다이어그램이다. 도 22a에 도시된 바와 같이, 10 MHz의 각각의 서브 밴드는 개별적으로 회전 r1 및 r2 만큼 회전된다. 도 22b는 일 실시예에 따른 10 MHz 서브 밴드를 갖는 레인지 확장 데이터 유닛의 4x 반복들을 갖는 40 MHz 전체 대역폭의 다이어그램이다. 도 22b에 도시된 바와 같이, 10 MHz의 각각의 서브 밴드는 개별적으로 회전 r1, r2, r3, 및 r4 만큼 회전된다. 도 22c는 일 실시예에 따라 10 MHz 서브 밴드에 대응하는 32-FFT 모드에 대한 예제 톤 플랜 (2230)의 다이어그램이다. 톤 플랜 (2230)은 도 22 에 도시된 바와 같이 24 데이터 톤들, 인덱스들 +7 및 -7에서의 2 파일럿 톤들, 1 직류 전류 톤, 및 5 가드 톤들을 갖는 32 총 톤들을 포함한다. 축소된 사이즈 FFT 기술이 사용되는 실시예들에서, 대응하는 톤 플랜은 존재한다면 HEW-LTF 필드를 위해 사용된다. 축소된 사이즈 FFT 기술이 사용되지만 HEW-LTF 필드가 존재하지 않는 다른 실시예들에서, L-LTF 필드(704)는 변형된 톤 플랜의 대응하는 인덱스들에 대한 파일럿 톤들을 위한 추가의 ±1 부호들을 포함하도록 변형된다. 예를 들어, 일 실시예에서, 톤들 -29, -27, +27, 및 +29가 L-LTF 필드에 대한 톤 플랜에 추가된다. 추가 실시예에서, ±1 부호들은 20 MHz 대역폭내 톤들 -2, -1, 1, 및 2에 L-LTF 톤 플랜에서 제거된다. 유사한 변화들이 40 MHz, 80 MHz, 160 MHz, 등의 전체 대역폭들에 대하여 적용된다.

[0106] 도 23은 일 실시예에 따른 레이저 확장 모드가 데이터 유닛의 프리앰블(2301)을 위해 사용되는 예제 데이터 유닛(2300)의 다이어그램이다. 일부 실시예들에서, 프리앰블 (2301)은 정규 모드 및 레인지 확장 모드 둘 모두를 표시한다. 이런 실시예에서, 도면들 9, 10, 및 11에 관해서 상기에서 설명된 것들과 같은 레인지 확장 모드와

정규 모드를 구별하기 위한 다른 방법이 사용된다.

[0107] 데이터 유닛 (2300)의 프리앰블 (2301)이 데이터 유닛 (1101)의 프리앰블 (1151)과 다르게 포맷된 것을 제외하고는 데이터 유닛 (2301)은 전체적으로 도 11b의 데이터 유닛 (1150)과 유사하고, 같은 번호로 넘버링된 엘리먼트들을 포함한다. 일 실시예에서, 프리앰블 (2301)은 HEW 통신 프로토콜에 따라 동작하는 수신 디바이스가 프리앰블 (2301)이 정규 모드 프리앰블 대신에 레인지 확장 모드 프리앰블인 것을 결정할 수 있도록 포맷된다. 일 실시예에서, 프리앰블 (2301)은 데이터 유닛 (1151)에 비교하여 개별적으로, L-LTF (704) 및 L-SIG (706) 대신에 변형된 롱 트레이닝 필드 M-LTF (2304) 및 변형된 신호 필드 M-SIG (2306)를 포함한다. 일 실시예에서, 프리앰블 (2301)은 L-STF (702), 더블 가드 간격, 뒤이어 M-LTF (2304)로서 변형된 롱 트레이닝 시퀀스의 두개의 반복들, 정상 가드 간격, 및 변형된 신호 필드 M-SIG를 포함한다. 일부 실시예들에서, 프리앰블 (2301)은 하나 이상의 제 1 HEW 신호 필드들 (HEW-SIGA들) (1152)를 더 포함한다. 일 실시예에서, 프리앰블 (2301)은 M-Sig 필드 (2306)를 뒤따르는 하나 이상의 제 2 L-SIG(들) (1154)을 더 포함한다. 일부 실시예들에서 제 2 L-SIG(들) (1154)은 제 2 L-LTF 필드 (L-LTF2) (1156)에 의해 이어진다. 다른 실시예들에서, 프리앰블 (2301)은 L-SIG(들) (1154) 및/또는 L-LTF2 (1156)을 생략한다. 일부 실시예들에서, 프리앰블 (2301)은 또한 HEW-STF (1158), 하나 이상의 HEW-LTF필드들 (1160), 및 제 2 HEW 신호 필드 (HEW-SIGB) (1162)를 포함한다. 다른 실시예들에서, 프리앰블 (2301)은 HEW-STF (1158), HEW-LTF(들) (1160) 및/또는 HEW-SIGB (1162)을 생략한다. 일 실시예에서, 데이터 유닛 (2300)은 또한 데이터 부분 (716) (도 23에 미도시)을 포함한다. 일부 실시예들에서, HEW 신호 필드들 (HEW-SIGA들) (1152)은 데이터 필드 (716)와 동일한 레인지 확장 코딩 기법을 이용하여 변조된다.

[0108] 다양한 실시예들에서, M-LTF (2304)는 미리 결정된 시퀀스 (예를 들어, 극성 코드(polarization code))에 의해 곱해진 L-LTF (704)에 대응한다. 예를 들어, 인덱스 i를 이용하여, 방정식 1에 보여지는 바와 같이 M-LTF (2304)를 획득하기 위해 L-LTF (704)의 i-th 성상도 심벌은 미리 결정된 시퀀스의 i-th 값 (예를 들어, ±1)에 곱해진다:

[0109] $$M\text{-}LTF_i = C_i * L\text{-}LTF_i \quad \text{(방정식 1)}$$

[0110] 여기서 C는 미리 결정된 시퀀스이다. 일부 실시예들에서, M-SIG (2306)는 방정식 2에 보여지는 바와 같이 미리 결정된 시퀀스에 의해 곱해진 L-SIG (706)에 대응한다:

[0111] $$M\text{-}SIG_i = C_i * L\text{-}SIG_i \quad \text{(방정식 2)}$$

[0112] 일부 실시예들에서, 미리 결정된 시퀀스의 길이 (즉, 많은 값들)는 IEEE 802.11ac 프로토콜내 20 MHz 대역당 많은 데이터 톤들 및 많은 파일럿 톤들의 합, 예를 들어 52 값들과 같다 (즉, 48 데이터 톤들 및 4 파일럿 톤들에 대하여).

[0113] 일 실시예에서, 미리 결정된 시퀀스 및 변형된 롱 트레이닝 시퀀스 각각은 데이터 톤들의 수 및 파일럿 톤들의 수의 합보다 더 크거나 같은 길이를 갖는다. 10 MHz 서브 밴드에 대응하는 32-FFT 모드에 대한 톤 플랜(2230)에 관하여 상기에서 설명된 것 처럼, 만약 HEW-STF 및/또는 HEW-LTF 필드들이 레인지 확장 프리앰블에서 존재하지 않으면, 수신기는 후속 필드들의 복조를 위해 L-LTF 필드에 의존한다. 일 실시예에서, 톤 플랜은 20 MHz L-LTF 사이에서 불일치하고 10 MHz 32-FFT 모드는 누락 톤들을 위해 (예를 들어 총 58 톤들을 위한 , 톤들 -29, -27, +27, 및 +29) L-LTF에 +1 또는 -1 부호들을 삽입함으로써 정정된다.

[0114] 도 24는 다른 실시예에 따른 레인지 확장 모드 데이터 유닛들을 생성하기 위한 예제 PHY 프로세싱 유닛(2400)을 예시하는 블럭 다이어그램이다. 일부 실시예들에서, PHY 프로세싱 유닛(2400)은 레인지 확장 모드 데이터 유닛들의 트레이닝 필드들 및/또는 신호를 생성한다. 도 1에 관련하여, 일 실시예에서, AP(14) 및 클라이언트 스테이션(25-1), 각각은 PHY 프로세싱 유닛 예컨대 PHY 프로세싱 유닛 (2400)을 포함한다.

[0115] PHY 프로세싱 유닛(2400)에서 톤 배율기(tone multiplier)(2404)가 성상도 맵퍼(1614) 뒤에 위치된 것을 제외하고는 PHY 프로세싱 유닛 (2400)은 도 17a의 PHY 프로세싱 유닛(1700)에 유사하다. 일부 실시예들에서, 톤 배율기(2404)는 i) L-Sig 필드에 대한 변형된 성상도 심벌들(즉, M-SIG (2306)) 및 ii) 레인지 확장 모드 데이터 유닛의 L-LTF 필드(즉, M-LTF(2304)) 에 대한 변형된 롱 트레이닝 시퀀스를 생성한다.

[0116] 일부 실시예들에서, PHY 프로세싱 유닛(2400)은 적어도 미리 결정된 시퀀스를 제 2 통신 프로토콜의 제 2 롱 트레이닝 시퀀스와 곱합으로써 레인지 확장 모드 프리앰블을 위한 제 1 롱 트레이닝 시퀀스를 생성하도록 구성된

다. 일 실시예에서, 예를 들어, 톤 배율기(2404)는 M-LTF(2304)를 획득하기 위해 L-LTF(704)에 미리 결정된 시퀀스를 곱한다. 일 실시예에서, 톤 배율기(2404)는 레인지 확장 모드 동안에 L-LTF(704)대신에 M-LTF(2304)를 IDFT(1618)에 제공한다.

[0117] 일 실시예에서, 톤 배율기(2404)는 성상도 맵퍼(1614)로부터 L-SIG(706)에 포함된 데이터에 대한 성상도 심벌들을 수신하고 파일럿 톤 제너레이터(2408)로부터 파일럿 톤을 위한 성상도 심벌들을 수신한다. 따라서, 일 실시예에서 톤 배율기(2404)로부터의 M-SIG(2306) 출력은 IDFT(1618)에 의해 시간-도메인 신호로 변환될 데이터 톤들 및 파일럿 톤들을 위한 변형된 성상도 심벌들을 포함한다.

[0118] 일부 실시예들에서, 수신기 디바이스는 예를 들어, M-LTF (2304)에 기초된 채널 추정들을 이용하여 M-SIG (2306)을 디코딩한다. 이 예에서, L-LTF (704) 및 L-SIG (706) 둘 모두가 미리 결정된 시퀀스에 의해 곱해졌기 때문에, 레거시 수신기 디바이스는 채널 추정 프로세스 또는 자동-상관관계 프로세스의 일부로서 곱셈(multiplication)을 효율적으로 생략한다. 일 실시예에서, 수신 디바이스는 프리앰블이 프리앰블내 LTF 필드(예를 들어, M-LTF (2304) 또는 L-LTF (704))가 미리 결정된 시퀀스와 곱하지 않고 및 미리 결정된 시퀀스와 곱하는 L-LTF 필드의 자동-상관관계에 기초하여 미리 결정된 시퀀스로 생성되거나 (예를 들어, 곱하여) 미리 결정된 시퀀스와 곱하지 않는지 여부를 감지함으로써 레인지 확장 모드 프리앰블 (2400)에 또는 정상 모드 프리앰블 (1101)에 대응하는지 여부를 결정한다. 일 실시예에서, 수신 디바이스는 L-LTF(704)로 LTF의 제 1 자동-상관관계를 수행관계, M-LTF(2304)로 LTF의 제 2 자동-상관관계를 수행하고, 자동-상관관계 결과들의 비교를 수행한다. 일 실시예에서, 만약 M-LTF (2304)로의 자동-상관관계가 L-LTF(704)로의 자동-상관관계의 결과에 비교하여 더 큰 결과를 생성하면, 그러면 수신 디바이스는 프리앰블이 확장 모드 프리앰블(2300)에 대응하는 것을 결정한다. 반면에, 일 실시예에서 만약 L-LTF (704)로의 LTF의 자동-상관관계가 M-LTF(2304)로의 자동-상관관계의 결과에 비교하여 더 큰 결과를 생성하면, 그러면 수신 디바이스는 프리앰블이 정규 모드 프리앰블 (1101)에 대응하는 것을 결정한다. 일부 실시예들에서, 수신기 디바이스는 방정식 3에 따라 주파수 도메인에서 자동-상관관계를 수행한다:

[0119] $$\max_L \left|\sum_i y_i L_i y_{i+1}^* L_{i+1}\right| \qquad \text{(방정식 3)}$$

[0120] 여기서 y_i는 최종 수신된 및 평균된 L-LTF 시퀀스이고, L_i는 IEEE 802.11a/n/ac에 속하는 송신된 L-LTF 시퀀스 또는 변형된 롱 트레이닝 시퀀스 M-LTF이다. 예를 들어, L_i는 레인지 확장 모드를 위한 C_i * $L\text{-}LTF_i$ 또는 정규 모드를 위한 $L\text{-}LTF_i$이다. 일부 시나리오들에서, 연속적인 톤들의 교차상관은 일반적으로 채널 영향들을 제거하고 주파수 도메인 매치 필터링은 최적의(most likely) 송신된 시퀀스를 찾는다. 일부 실시예들에서, 수신기 디바이스는 데이터 유닛의 추가의 필드들을 (즉, HEW-SIG 및/또는 데이터 필드들) 디코드하기 위해서 M-LTF로부터의 채널 추정을 사용한다. 일부 시나리오들에서, 파일럿 톤들에 대응하는 미리 결정된 시퀀스의 값들은 모두 일이고, 파일럿 톤들상의 위상 추적(phase tracking)을 허용한다.

[0121] 일부 실시예들에서, 축소된 톤 간격을 갖는 OFDM 변조는 동일한 사이즈 FFT 와 사용되어 레인지 확장 모드에서 데이터 레이트를 줄인다. 예를 들어, 20MHz 대역폭 OFDM 데이터 유닛에 대한 정규 모드는 64 OFDM 톤들로 귀결되는 64-포인트 고속 푸리에 변환 (FFT)을 사용하는 반면에, 레인지 확장 모드는 동일한 대역폭에 128 OFDM 톤들로 귀결되는 2의 인자만큼 축소된 톤 간격을 사용한다. 이 경우에서, 레인지 확장 모드 OFDM 심벌들에서 톤 간격은 동일한 64-포인트 FFT, 2x 증가된 심벌 지속기간, 및 2x 증가된 가드 간격을 이용하는 동안 정규 모드 OFDM 심벌들에 비교하여 2의 인자만큼 줄어 들고(1/2), 그런다음 심벌들은 잔존 대역폭에서 반복된다. 다른 예로서, 20MHz 대역폭 OFDM 데이터 유닛을 위한 정규 모드는 64 OFDM 톤들로 귀결되는 64-포인트 고속 푸리에 변환 (FFT)을 사용하는 반면에, 레인지 확장 모드는 동일한 대역폭에 256 OFDM 톤들로 귀결되는 20MHz OFDM 데이터 유닛에 대하여 ¼ 축소된 톤 간격을 사용한다. 이 경우에서, 레인지 확장 모드 OFDM 심벌들에서 톤 간격은 4x 증가된 심벌 지속기간, 및 4x 증가된 가드 간격을 이용하는 동안 정규 모드 OFDM 심벌들에 비교하여 4의 인자만큼 줄어든다 (1/4). 이런 실시예들에서, 예를 들어, 1.6 ㎲의 롱 GI 지속기간이 사용된다. 그러나, 일 실시예에서 레인지 확장 모드 OFDM 심벌의 정보 부분의 지속기간은 증가되고 (예를 들어, 3.2 ㎲에서 6.4 ㎲로), 총 OFDM 심벌들 지속기간 대 GI 부분 지속기간의 퍼센티지는 동일하게 유지된다. 따라서, 이 경우에서, 적어도 일부 실시예들에서 더 긴 GI 심벌 때문에 효율 손실이 회피된다. 다양한 실시예들에서, 본 출원에서 사용되는 용어 “롱 가드 간격(long guard interval)”은 가드 간격의 증가된 지속기간 뿐만 아니라 가드 간격의 지속기간을 효율적으로 증가시키는 축소된 OFDM 톤 간격을 아우른다. 다른 실시예들에서, 톤 간격은 축소되고, 가드 간격들은 증가되고, 및 심벌 지속기간은 인자들 6, 8, 또는 다른 적절한 값들에 따라 증가된다. 일부 실시예들에

서, 톤 간격, 가드 간격들, 및 심벌 지속기간에서의 변형들은 상기에서 설명된 것 처럼 블럭 코딩 또는 심벌 반복과 조합하여 사용된다.

[0122] 레인지 확장 모드에 대한 데이터 유닛들의 충 신호 대역폭은 일부 실시예들에서 20 MHz이다. 예를 들어, 증가된 신호 대역폭은 추가로 레인지를 증가시키거나 또는 SNR 성능을 개선시키지 않을 것이다. 일부 실시예들에서, 레인지 확장 모드는 512 지점들까지의 FFT 사이즈를 사용하도록 구성된다. 이런 실시예에서, 만약 톤-간격이 레인지 확장 모드에 대하여 4의 인자만큼 감소되면, 그러면 512 FFT에 대한 전체 대역폭은 40 MHz이고 따라서 레인지 확장 모드는 40 MHz 신호 대역폭까지 사용한다.

[0123] 다른 실시예들에서, 레인지 확장 모드는 가장 큰 이용 가능한 신호 대역폭 (예를 들어, 160 MHz)까지를 위해 구성된다. 다양한 실시예들에서, 예를 들어, ½ 톤 간격은 10 MHz 대역에 대하여 64 FFT, 20 MHz 대역에 대하여 128 FFT, 40 MHz 대역에 대하여 256 FFT, 80 MHz 대역에 대하여 512 FFT, 및 160 MHz 대역에 대하여 1024 FFT에 대응한다. 일부 실시예들에서, 축소된 톤 간격은 더 작은 FFT 사이즈와 조합하여 사용된다. 다양한 실시예들에서, 더 짧은 가드 간격들이 예를 들어, 정상 가드 간격이 OFDM 심벌의 지속기간의 25%와 같은 지속시간을 갖고 숏 가드 간격이 OFDM 심벌의 $1/9^{th}$과 같은 지속기간을 갖는 축소된 톤 간격과 함께 사용된다.

[0124] 일부 실시예들에서, 레인지 확장 모드는 더 작은 톤 간격(즉, ½, ¼, 등.)을 사용한다. 이런 실시예에서, 동일한 FFT 사이즈는 예를 들어, 1/2 톤 간격은 10 MHz 대역에 대하여 64FFT에 대응하는 더 작은 대역폭을 나타낸다. 일 실시예에서, 동일한 FFT 사이즈내 톤 플랜은 레인지 확장 모드 및 정규 모드 둘모두에 대하여 동일하다, 예를 들어, 레인지 확장 모드에서 64 FFT는 IEEE 802.11ac내 20 MHz에 대하여 64 FFT와 동일한 톤 플랜(tone plan)을 사용한다. 도 25a는 일 실시예에 따른 ½ 톤 간격을 갖는 예시 20 MHz 전체 대역폭의 다이어그램이다. 이 경우에서, 각각의 64FFT를 위한 레거시 톤 플랜의 원래의 DC 톤들에 대한 인덱스들은 이제 총 20 MHz 대역폭의 중간 대신에 10 MHz 서브 밴드의 중간에 있고, 원래의 가드 톤들에 대한 인덱스들은 진짜 DC 톤에 근접하다. 레인지 확장 모드 데이터 유닛을 위해 사용되는 대역이 20 MHz보다 작은 일부 실시예들에서, 인덱스들이 “진짜 DC 톤(true DC tone)”과 중첩하지 않을 것이기 때문에, 가장 작은 신호 대역폭이 레인지 확장 모드 또는 정규 모드에 대하여 20MHz이기 때문에 비-레거시 톤 플랜은 원래의 DC 톤들에 대한 인덱스들에서 추가의 데이터 또는 파일럿 톤들을 포함한다. 일부 실시예들에서, 비-레거시 톤 플랜은 동일한 수의 밀집된(populated) 톤들을 유지하기 위해서 레거시 톤 플랜의 에지들에서 가드 톤들 대신에 추가의 데이터 톤들을 포함한다.

[0125] 다른 실시예들에서, 톤 간격이 축소될 때, 직류 전류 오프셋 및 캐리어 주파수 오프셋 (CFO)로부터의 영향은 정규 모드에 비교하여 더 크게 된다. 도 25b는 일 실시예에 따른 ½ 톤 간격을 갖는 예시 20 MHz 전체 대역폭의 다이어그램이다. 일부 실시예들에서, 추가의 제로 톤들은 정규 모드내 동일한 FFT 사이즈의 레거시 톤 플랜에 비교하여 레인지 확장 모드의 비-레거시 톤 플랜에 대한 밴드의 직류 전류 톤에 근접하게 정의된다. 다양한 실시예들에서, 예를 들어, FFT 사이즈가 ½ 만큼 축소된 톤 간격을 갖는 128보다 더 크거나 같을 때, 또는 FFT 사이즈가 ¼만큼 축소된 톤 간격을 갖는 256보다 더 크거나 같을 때 단지 미리 결정된 FFT 사이즈 및/또는 톤 간격이상으로 추가의 제로 톤들이정의된다. 일부 실시예들에서, 예를 들어, 정규 모드의 레거시 톤 플랜에 비교하여 대역 에지들에서 동일한 절대 가드 간격 (예를 들어, 절대 주파수 간격)을 유지하기 위해서 증가된 수의 가드 톤들은 레인지 확장 모드를 위한 비-레거시 톤 플랜에 대하여 사용된다. 이 경우에서, 비-레거시 톤 플랜내 데이터 톤들 및 파일럿 톤들의 전체 수는 레거시 톤 플랜보다 작다. 일부 예들에서, 동일한 절대 가드 간격은 필터 디자인들을 용이하게 한다. 일부 실시예들에서, 예를 들어, 비-레거시 톤 플랜에 대한 데이터 톤들의 전체 수가 정규 모드의 동일한 FFT 사이즈와 다른 경우에, FEC 인터리버 및/또는 LDPC 톤 맵퍼를 위한 PHY 파라미터들은 비-레거시 톤 플랜의 데이터 톤들의 수에 대하여 다시 정의된다.

[0126] 도 26a는 일 실시예에 따른 사이즈 64 FFT 및 ½ 톤 간격을 갖는 레인지 확장 모드를 위한 비-레거시 톤 플랜(2600)의 다이어그램이다. 비-레거시 톤 플랜 (2600)에서, 정규 모드에 대한 레거시 톤 플랜에 비교하여 추가의 가드 톤들이 포함된다(즉, 가드 톤들 -28, -27, +27, +28). 일부 실시예들에서, 64 FFT은 파일럿 톤 또는 데이터 톤과 함께 DC톤로 밀집된다. 도 26b는 일 실시예에 따른 사이즈 128 FFT 및 ½ 톤 간격을 갖는 레인지 확장 모드를 위한 비-레거시 톤 플랜(2601)의 다이어그램이다. 비-레거시 톤 플랜(2601)에서, 정규 모드를 위한 레거시 톤 플랜에 비교하여 추가의 가드 톤들(즉, 가드 톤들 -58, -57, +57, +58) 및 추가의 DC 톤들(즉, DC 톤들 -2, -1, 0, 1, 2)이 포함된다. 도 26c는 일 실시예에 따른 사이즈 256 FFT 및 ½ 톤 간격을 갖는 레인지 확장 모드를 위한 비-레거시 톤 플랜(2602)의 다이어그램이다. 비-레거시 톤 플랜(2602)에서, 정규 모드를 위한 레거시 톤 플랜에 비교하여 추가의 가드 톤들(즉, 가드 톤들 -122, -121, +121, +122) 및 추가의 DC 톤들(즉, DC

톤들 -2, -1, 0, 1, 2)이 포함된다. 다른 실시예들에서, 정규 모드에 비교하여 레인지 확장 모드를 위한 비-레거시 톤 플랜들에 추가의 가드 톤들 및/또는 DC 톤들이 추가된다.

[0127] 도 27 은 일 실시예에 따른 데이터 유닛을 생성하기 위한 대표적인 방법(2700)의 흐름도이다. 도 1을 참조하면, 방법(2700)은 일 실시예에서, 네트워크 인터페이스(16)에 의해 구현된다. 예를 들면, 이러한 일 실시예에서, PHY 프로세싱 유닛(20)은 방법(2700)을 구현하도록 구성된다. 또 다른 실시예에 따르면, MAC 프로세싱(18)은 또한 방법(2700)의 적어도 일 부분에서 구현하도록 구성된다. 도 1을 계속 참조하면, 또 다른 실시예에서, 방법(2700)은 네트워크 인터페이스(27)(예를 들어, PHY 프로세싱 유닛(29) 및/또는 MAC 프로세싱 유닛(28))에 의해 구현된다. 다른 실시예들에서, 방법(2700)은 다른 적절한 네트워크 인터페이스들에 의해 구현된다.

[0128] 블럭(2702)에서, 데이터 필드에 대한 제 1 OFDM 심벌들이 생성된다. 다양한 실시예들에서, 블럭(2702)에서 OFDM 심벌들을 생성하는 단계는 레인지 확장 모드에 대응하는 레인지 확장 코딩 기법 또는 정규 모드에 대응하는 정규 코딩 기법 중 하나에 따라 데이터 부분의 OFDM 심벌들을 생성하는 단계를 포함한다. 일 실시예에서, 레인지 확장 코딩 기법은 도 10에 대하여 상기에서 설명된 레인지 확장 코딩 기법들 (예를 들어, 축소된 톤 간격)을 포함한다. 다른 실시예에서, 레인지 확장 코딩 기법은 도면들 17-20에 대하여 상기에서 설명된 레인지 확장 코딩 기법들 (예를 들어, 비트-와이즈 반복 또는 심벌 반복)을 포함한다. 또 다른 실시예에서, 레인지 확장 코딩 기법은 도 22에 대하여 상기에서 설명된 레인지 확장 코딩 기법들 (예를 들어, 데이터 유닛 반복)을 포함한다. 또 다른 실시예에서, 레인지 확장 코딩 기법은 도면들 10, 도면들 17-20 및 도 22에 대하여 상기에서 설명된 레인지 확장 코딩 기법들의 적절한 조합을 포함한다.

[0129] 일 실시예에서, 레인지 확장 코딩 기법에 따라 PHY 데이터 유닛의 데이터 부분에 대한 OFDM 심벌들을 생성하는 단계는 : 복수개의 인코딩된 비트들을 획득하기 위해서 순방향 오류 정정 (FEC) 인코더(예를 들어, FEC 인코더 (1706), (1806), 또는 (1906))을 이용하여 복수개의 정보 비트들을 인코딩하는 단계; 예를 들어, 성상도 맵퍼 (1614) 또는 (1914)을 이용하여, 상기 복수개의 인코딩된 비트들을 복수개의 성상도 심벌들에 매핑시키는 단계; 예를 들어, IDFT (1618) 또는 (1818)을 이용하여 상기 복수개의 성상도 심벌들을 포함하는 OFDM 심벌들을 생성하는 단계를 포함한다. 일 실시예에서, OFDM 심벌들을 생성하는 단계는 : i) 블럭 코딩 기법에 따라 복수개의 정보 비트들을 인코딩하는 단계(예를 들어, 블럭 코더 (1704)을 이용하여), ii) 블럭 코딩 기법에 따라 복수개의 인코딩된 비트들 인코딩하는 단계 (예를 들어, 블럭 코더 (1808)을 이용하여), 또는 iii) 인코딩 블럭 코딩 기법에 따라 복수개의 성상도 심벌들을 인코딩하는 단계(예를 들어, 블럭 코더 (1916)을 이용하여) 중 하나를 수행하는 단계를 더 포함한다. 다른 실시예에서, 예를 들어, 도22에 대하여 상기에서 설명된 것처럼, 데이터 필드에 대한 OFDM 심벌들을 생성하는 단계는 채널 대역폭의 제 1 대역폭 부분내 복수개의 성상도 심벌들 및 채널 대역폭의 제 2 대역폭 부분내 복수개의 성상도 심벌들의 복사본을 포함하는 데이터 필드의 OFDM 심벌들을 생성하는 단계를 포함한다. 추가 실시예에서, 미리 결정된 위상 편이를 포함하는 복수개의 성상도 심벌들의 복사본이 생성된다.

[0130] 블록(2704)에서, 데이터 유닛의 프리앰블이 생성된다. 블럭 (2704)에서 생성된 프리앰블은 블럭 (2702)에서 생성된 적어도 데이터 유닛의 데이터 부분이 레인지 확장 코딩 기법 또는 정규 코딩 기법을 이용하여 생성된지 여부를 표시하도록 생성된다. 다양한 실시예들 및/또는 시나리오들에서, 프리앰블들(701)(도면들 9a, 10a), (751)(도면들, 9b, 10b), (1101) (도 11a), (1151) (도 11b), 또는 (1401) (도 14a) 중 하나가 블럭 (1604)에서 생성된다. 다른 실시예들에서, 다른 적절한 프리앰블들이 블럭(2704)에서 생성된다.

[0131] 일 실시예에서, 프리앰블은 i) PHY 데이터 유닛의 지속기간을 나타내는 제 1 부분 및 ii) 데이터 부분의 적어도 일부 OFDM 심벌들이 레인지 확장 코딩 기법에 따라 생성된지 여부를 나타내는 제 2 부분을 갖도록 생성된다. 추가 실시예에서, 프리앰블의 제 1 부분이 제 1 통신 프로토콜(예를 들어, HEW 통신 프로토콜)에 따르지 않지만 제 2 통신 프로토콜(예를 들어, 레거시 통신 프로토콜)에 따르는 수신기 디바이스에 의해 디코딩가능하도록 프리앰블의 제 1 부분이 포맷되되, 프리앰블의 제 1 부분에 기초하여 PHY 데이터 유닛의 지속기간을 결정한다.

[0132] 일 실시예에서, 블럭 (2704)에서 생성된 프리앰블은 적어도 데이터 부분이 레인지 확장 코딩 기법 또는 정규 코딩 기법을 이용하여 생성된지 여부를 표시하도록 설정된 CI표시를 포함한다. 일 실시예에서, CI 표시는 일 비트를 포함한다. 일 실시예에서, 데이터 부분에 추가하여, 프리앰블의 일부가 CI 표시에 의해 표시된 코딩 기법을 이용하여 생성된다. 다른 실시예에서, 블럭 (2704)에서 생성된 프리앰블은 프리앰블이 정규 모드 프리앰블에 또는 레인지 확장 모드 프리앰블에 대응하는지 여부를 수신 디바이스가 자동으로 감지할 수 있도록 (예를 들어, 디코딩 없이) 포맷된다. 일 실시예에서, 레인지 확장 모드 프리앰블의 감지는 적어도 데이터 부분이 레인지 확장 코딩 기법을 이용하여 생성된 것을 수신 디바이스로 신호를 보낸다.

[0133] 일 실시예에서, 프리앰블을 생성하는 단계는 i) 제 1 통신 프로토콜에 따른 숏 트레이닝 필드 및 ii) 숏 트레이닝 필드의 적어도 하나의 복사본에 대한 제 2 OFDM 심벌들을 포함하는 프리앰블의 제 2 부분을 생성하는 단계, 및 i) 제 1 통신 프로토콜에 따른 롱 트레이닝 필드 및 ii) 롱 트레이닝 필드의 적어도 하나의 복사본에 대한 제 3 OFDM 심벌들을 생성하는 단계를 포함한다. 추가 실시예에서, 데이터 부분에 대한 OFDM 심벌들, 제 2 OFDM 심벌들, 및 제 3 OFDM 심벌들은 프리앰블의 제 1 부분을 위한 톤 플랜과 별개인 동일한 톤 플랜(tone plan)을 갖는다.

[0134] 다른 실시예에서, 블럭 (2704)는 제 2 통신 프로토콜 (예를 들어, 레거시 통신 프로토콜)에 따라 PHY 데이터 유닛에 대한 제 1 신호 필드를 생성하는 단계 및 데이터 필드의 적어도 일부 OFDM 심벌들이 레인지 확장 모드에 따라 생성된 것을 표시하기 위해 제 1 신호 필드의 복사본으로 제 2 신호 필드를 생성하는 단계를 포함한다. 추가 실시예에서, 제 1 신호 필드 및 제 2 신호 필드는 PHY 데이터 유닛의 지속기간이 미리 결정된 지속기간인 것을 나타내고, 제 2 신호 필드는 추가 트레이닝 필드로서 제 1 통신 프로토콜을 따르는 수신기 디바이스에 의해 사용 가능하다. 다른 실시예에서, 제 1 신호 필드 및 제 2 신호 필드는 제 1 신호 필드 및 제 2 신호 필드의 디코딩 신뢰성을 증가시키기 위해서 제 1 통신 프로토콜을 따르는 수신기 디바이스에 의해 조합하여 디코딩가능하다.

[0135] 일 실시예에서, 프리앰블의 제 1 부분은 i) 제 2 통신 프로토콜을 따르는 레거시 숏 트레이닝 필드(legacy short training field), ii) 비-레거시 롱 트레이닝 필드, 및 iii) 제 2 통신 프로토콜을 따르는 레거시 신호 필드를 포함하고,및 프리앰블의 제 2 부분은 임의의 트레이닝 필드들을 포함하지 않는다. 이 실시예에서, 제 1 복수개의 성상도 심벌들이 제 2 통신 프로토콜을 따르는 레거시 톤 플랜을 이용하여 레거시 숏 트레이닝 필드에 대하여 생성되고, 제 2 복수개의 성상도 심벌들이 비-레거시 톤 플랜을 이용하여 비-레거시 롱 트레이닝 필드에 대하여 생성되고; 및 데이터 필드에 대한 OFDM 심벌들은 비-레거시 톤 플랜을 이용하여 생성된 제 3 복수개의 성상도 심벌들을 포함한다.

[0136] 일 실시예에서, OFDM 심벌들이 제 2 통신 프로토콜을 따르는 정상 가드 간격을 이용하여 레거시 프리앰블로서 프리앰블의 제 1 부분에 대하여 생성되고, OFDM 심벌들은 롱 가드 간격을 이용하여 프리앰블의 제 2 부분에 대하여 생성된다. 추가 실시예에서, 프리앰블의 제 2 부분의 비-레거시 신호 필드 및 비-레거시 숏 트레이닝 필드에 대한 OFDM 심벌들은 정상 가드 간격을 이용하여 생성되고, 제 2 프리앰블의 부부분에 OFDM 심벌들이 롱 가드 간격을 이용하여 비-레거시 롱 트레이닝 필드에 대하여 생성된다. 다른 실시예에서, OFDM 심벌들이 정상 가드 간격을 이용하여 프리앰블의 제 1 부분의 레거시 신호 필드에 대하여 생성되고, OFDM 심벌들이 롱 가드 간격을 이용하여 프리앰블의 제 2 부분의 비-레거시 신호 필드에 대하여 생성된다. 일 실시예에서, 프리앰블의 제 2 부분은 제 1 통신 프로토콜을 따르는 수신기 디바이스들에 의해 디코딩가능하고 제 2 프리앰블의 롱 가드 간격은 PHY 데이터 유닛이 레인지 확장 모드를 따르는 것을 제 1 통신 프로토콜을 따르는 수신기 디바이스들에 신호를 보낸다. 또 다른 실시예들에서, OFDM 심벌들은 롱 가드 간격을 이용하여, i) 비-레거시 신호 필드 및 ii) 비-레거시 신호 필드에 대한 제 1 OFDM 심벌의 복사본을 위한 프리앰블의 제 2 부분에 대하여 생성된다. 일 실시예에서, OFDM 심벌들이 i) 더블 가드 간격, ii) 필드에 대한 제 1 OFDM 심벌, 및 iii) 제 1 OFDM 심벌의 복사본인 필드에 대한 제 2 OFDM 심벌을 포함하는 프리앰블의 제 2 부분의 복수개의 필드들 중 각각의 필드에 대하여 생성된다.

[0137] 블럭 (2706)에서, 데이터 유닛은 블럭 (2704)에서 생성된 프리앰블 및 블럭 (2702)에서 생성된 데이터 부분을 포함하도록 생성된다. 일 실시예에서, PHY 데이터 유닛은 제 1 신호 필드와 제 2 신호 필드 사이에 가드 간격 없이, 제 2 통신 프로토콜에 따른 더블 가드 간격, 뒤이어 신호 필드의 제 1 부분 및 신호 필드의 제 2 부분을 포함하도록 생성된다.

[0138] 일부 실시예들에서, 적어도 프리앰블의 제 1 부분은 프리앰블의 제 1 부분의 디코딩 레인지를 증가시키기 위해서 데이터 필드에 비교하여 송신 파워 부스트를 갖고 송신된다.

[0139] 다른 실시예에서, 데이터 필드에 대한 OFDM 심벌들은 제 1 톤 간격 및 롱 가드 간격을 이용하여 생성되고, 프리앰블의 제 1 부분에 대한 OFDM 심벌들은 i) 제 1 톤 간격과 다른 제 2 톤 간격, 및 ii) 정규 가드 간격을 이용하여 생성된다. 추가 실시예에서, 프리앰블의 제 1 부분의 제 2 톤 간격(tone spacing)은 i) 제 2 통신 프로토콜을 따르는 레거시 톤 간격, 및 ii) 데이터 필드의 제 1 톤 간격의 정수 배수이고; 및 정규 가드 간격은 제 2 통신 프로토콜을 따르는 레거시 가드 간격이다. 다른 실시예에서, 제 2 프리앰블 부분에 대한 OFDM 심벌들은 i) 레거시 톤 간격 및 레거시 가드 간격을 이용하는 적어도 제 1 OFDM 심벌 및 ii) 제 1 톤 간격 및 롱 가드 간격을 이용하는 적어도 제 2 OFDM 심벌을 포함하여 생성된다. 또 다른 실시예들에서, 데이터 필드에 대한 OFDM 심

벌들은 채널 대역폭의 제 1 대역폭 부분내 복수개의 성상도 심벌들 및 채널 대역폭의 제 2 대역폭 부분내 복수개의 성상도 심벌들의 복사본을 포함하는 제 1 톤 간격을 이용하여 생성되고, 제 1 대역폭 부분 및 제 2 대역폭 부분을 동일한 대역폭을 가진다. 추가 실시예에서, 데이터 필드에 대한 OFDM 심벌들을 생성하는 단계는 미리 결정된 위상 편이를 포함하는 복수개의 성상도 심벌들의 복사본을 생성하는 단계를 포함한다.

[0140] 일 실시예에서, 데이터 필드에 OFDM 심벌들을 생성하는 단계는 제 1 톤 간격, 롱 가드 간격, 및 롱 심벌 지속기간(symbol duration)을 이용하여 데이터 필드에 대한 OFDM 심벌들을 생성하는 단계를 포함한다. 추가 실시예에서, 제 1 프리앰블 부분에 대한 OFDM 심벌들을 생성하는 단계는 제 2 톤 간격, 정규 가드 간격, 및 정규 심벌 지속기간을 이용하여 프리앰블의 제 1 부분에 대한 OFDM 심벌들을 생성하는 단계를 포함한다. 추가 실시예에서, 프리앰블의 제 1 부분의 제 2 톤 간격(tone spacing)은 i) 레거시 톤 간격, 및 ii) 데이터 필드의 제 1 톤 간격의 정수 배수이고, 정규 가드 간격은 레거시 가드 간격이고, 및 롱 심벌 지속기간은 정규 심벌 지속기간의 정수 n 배수이다.

[0141] 다른 실시예에서, 레인지 확장 모드에 따라 PHY 데이터 유닛의 데이터 필드에 OFDM 심벌들을 생성하는 단계는 : 제 2 통신 프로토콜을 따르지 않는 비-레거시 톤 간격 및 비-레거시 톤 플랜을 이용하여 데이터 필드에 대한 OFDM 심벌들을 생성하는 단계; 및 비-레거시 톤 간격과 다른 제 2 톤 간격 및 비-레거시 톤 플랜과 다른 레거시 톤 플랜을 이용하여 프리앰블의 제 1 부분에 대한 OFDM 심벌들을 생성하는 단계를 포함하는 프리앰블을 생성하는 단계를 포함한다. 추가 실시예에서, 비-레거시 톤 플랜은 직류 전류 톤(direct current tone)에 가까운 레거시 톤 플랜의 대응하는 데이터 톤 대신에 적어도 하나의 가드 톤을 포함한다. 일 실시예에서, 비-레거시 톤 플랜은 레거시 톤 플랜의 대응하는 가드 톤 대신에 적어도 하나의 데이터 톤을 포함하여 비-레거시 톤 플랜 및 레거시 톤 플랜이 동일한 수의 데이터 톤들을 갖는다. 다른 실시예에서, 비-레거시 톤 플랜은 레거시 톤 플랜보다 더 적은 데이터 톤들을 포함하고, 비-레거시 톤 간격 및 비-레거시 톤 플랜을 이용하여 데이터 필드에 대한 OFDM 심벌들을 생성하는 단계는 비-레거시 톤 플랜의 많은 데이터 톤들에 기초된 에러 정정 코드를 이용하여 OFDM 심벌들에 대한 정보 비트들을 인코딩하는 단계를 포함한다. 일 실시예에서, 에러 정정 코드는 바이너리 컨벌루션 코드(binary convolutional code)이다. 다른 실시예에서, 에러 정정 코드는 저 밀도 패러티 체크 코드(low density parity check code)이다.

[0142] 도 28은 일 실시예에 따른 데이터 유닛을 생성하기 위한 대표적인 방법(2800)의 흐름도이다. 도 1을 참조하면, 방법(2800)은 일 실시예에서, 네트워크 인터페이스(16)에 의해 구현된다. 예를 들면, 이러한 일 실시예에서, PHY 프로세싱 유닛(20)은 방법(2800)을 구현하도록 구성된다. 또 다른 실시예에 따르면, MAC 프로세싱(18)은 또한 방법(2800)의 적어도 일 부분에서 구현하도록 구성된다. 도 1을 계속 참조하면, 또 다른 실시예에서, 방법(2800)은 네트워크 인터페이스(27)(예를 들어, PHY 프로세싱 유닛(29) 및/또는 MAC 프로세싱 유닛(28))에 의해 구현된다. 다른 실시예들에서, 방법(2800)은 다른 적절한 네트워크 인터페이스들에 의해 구현된다.

[0143] 블럭 (2802)에서, 일 실시예에서, 제 1 복수개의 직교 주파수 분할 다중화 (OFDM) 심벌들이 PHY 데이터 유닛내 포함될 프리앰블의 제 1 필드에 대하여 생성된다. 일부 실시예들에서, 제 1 복수개의 OFDM 심벌들의 각각의 OFDM 심벌은 제 2 통신 프로토콜의 제 2 롱 트레이닝 시퀀스와 적어도 미리 결정된 시퀀스를 곱함으로써 획득된 제 1 통신 프로토콜의 제 1 롱 트레이닝 시퀀스에 대응한다. 블럭 (2804)에서, 일 실시예에서, 제 1 복수개의 정보 비트들을 생성하기 위해서 프리앰블의 제 2 필드에 대한 제 1 복수개의 인코딩된 비트들이 인코딩된다.

[0144] 블럭 (2806)에서, 일 실시예에서, 제 1 복수개의 인코딩된 비트들이 제 1 복수개의 성상도 심벌들에 매핑된다. 블럭(2808)에서, 일 실시예에서, 미리 결정된 시퀀스에 제 1 복수개의 성상도 심벌들을 곱하는 단계를 포함하여 제 1 복수개의 변형된 성상도 심벌들이 생성된다. 블럭 (2810)에서, 일 실시예에서 제 1 복수개의 변형된 성상도 심벌들을 포함하는 제 2 복수개의 직교 주파수 분할 다중화 (OFDM) 심벌들이 생성된다. 블럭 (2812)에서, 일 실시예에서 제 1 필드에 대한 제 1 복수개의 OFDM 심벌들 및 제 2 필드에 대한 제 2 복수개의 OFDM 심벌들을 포함하는 프리앰블이 생성된다. 블록(2814)에서, 적어도 프리앰블을 포함하는 PHY 데이터 유닛이 생성된다.

[0145] 일부 실시예들에서, 제 1 복수개의 정보 비트들은 PHY 데이터 유닛의 지속기간을 나타내는 제 1 세트의 하나이상의 정보 비트들을 포함하고, 제 2 통신 프로토콜에 따르지만 제 1 통신 프로토콜에 따르지 않는 수신기 디바이스에 의해 디코딩 가능하도록 프리앰블이 포맷되되 프리앰블에 기초하여 PHY 데이터 유닛의 지속기간이 결정된다. 일 실시예에서, 제 1 롱 트레이닝 시퀀스의 i-th 값은 제 2 롱 트레이닝 시퀀스의 대응하는 i-th 값과 곱하여진 미리 결정된 시퀀스의 i-th 값에 대응하고, 여기서 i는 인덱스이다.

[0146] 일 실시예에서, 제 1 롱 트레이닝 시퀀스의 길이는 제 2 통신 프로토콜에 의해 지정된 OFDM 심벌내 다수의 데이터 톤들 및 다수의 파일럿 톤들의 합 보다 더 크거나 같다. 일부 실시예들에서, 제 1 복수개의 변형된 성상도

심벌들을 생성하는 단계는 제 2 통신 프로토콜에 대한 복수개의 파일럿 톤 성상도 심벌들에 미리 결정된 시퀀스를 곱하는 단계를 포함한다. 일부 실시예들에서, 복수개의 파일럿 톤 성상도 심벌들에 대응하는 미리 결정된 시퀀스의 값들은 값 1을 가진다. 일 실시예에서, 미리 결정된 시퀀스의 값들은 값 +1 또는 -1을 가진다.

[0147] 일부 실시예들에서, 제 1 복수개의 OFDM 심벌들을 생성하는 단계는 수신기 디바이스에 의한 제 1 모드 또는 제 2 모드의 자동 감지를 가능하게 하기 위해서 제 1 통신 프로토콜에 따르는 수신기에 의해 생성된 제 1 필드에 대한 자동-상관관계(auto-correlation) 출력이 i) 제 1 통신 프로토콜의 제 1 모드 또는 ii) 제 1 통신 프로토콜의 제 2 모드 신호를 보내도록 제 1 복수개의 OFDM 심벌들을 생성하는 단계를 포함한다. 일 실시예에서, 제 1 필드는 제 1 롱 트레이닝 시퀀스를 포함한다. 다른 실시예에서, 제 1 필드는 제 2 롱 트레이닝 시퀀스를 포함한다.

[0148] 일 실시예에서, 방법 (2800)은 : 제 2 복수개의 인코딩된 비트들을 생성하기 위해서 PHY 데이터 유닛의 데이터 필드에 대한 제 2 복수개의 정보 비트들을 인코딩하는 단계; 제 2 복수개의 인코딩된 비트들을 제 2 복수개의 성상도 심벌들에 매핑시키는 단계; 상기 제 2 복수개의 성상도 심벌들에 상기 미리 결정된 시퀀스를 곱하는 단계를 포함하는, 제 2 복수개의 변형된 성상도 심벌들을 생성하는 단계; 상기 제 2 복수개의 변형된 성상도 심벌들을 포함하는 제 3 복수개의 직교 주파수 분할 다중화 (OFDM) 심벌들을 생성하는 단계; 및 상기 제 3 복수개의 OFDM 심벌들을 포함하는 상기 데이터 필드를 생성하는 단계,을 더 포함하고,상기 PHY 데이터 유닛을 생성하는 단계는 적어도 상기 프리앰블 및 상기 데이터 필드를 포함하는 상기 PHY 데이터 유닛을 생성하는 단계를 포함한다.

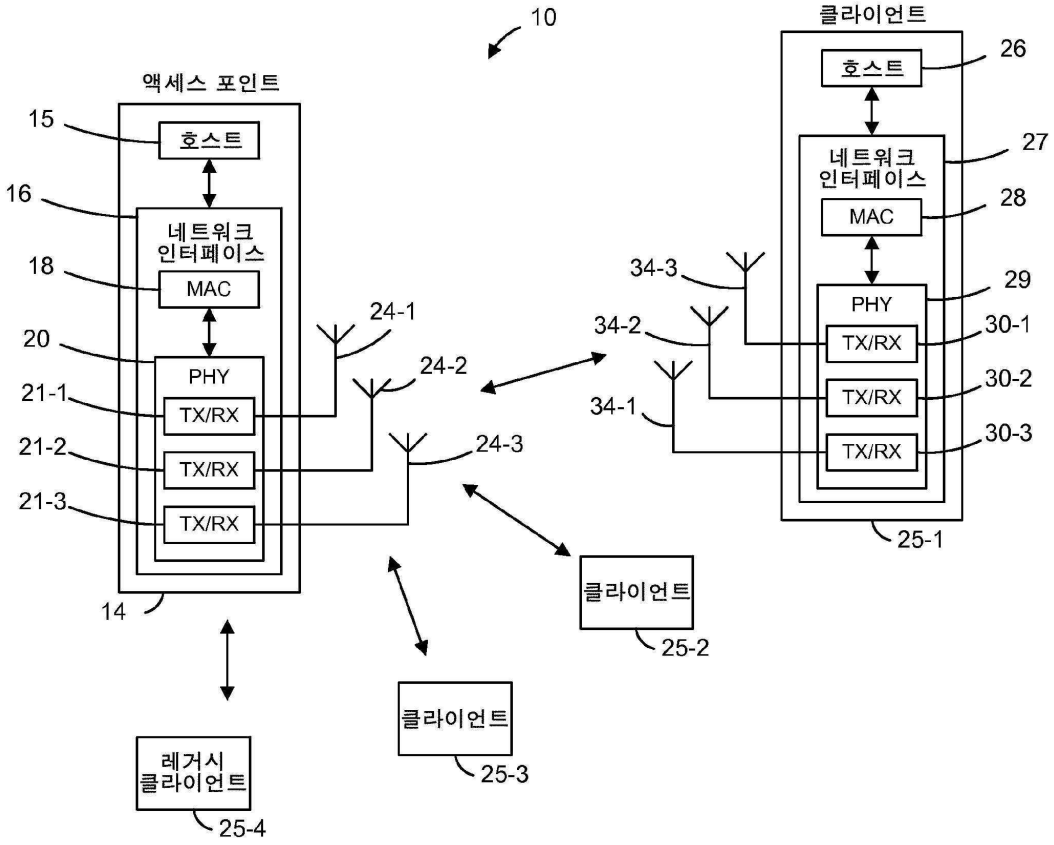
[0149] 상기 설명된 다양한 블록들, 동작들, 및 기술들의 적어도 몇몇은 하드웨어, 프로세서 실행 펌웨어 지시들, 프로세서 실행 소프트웨어 지시들, 또는 그것의 임의의 조합을 이용하여 구현될 수 있다. 프로세서 실행 소프트웨어 또는 펌웨어 지시들을 이용하여 구현될 때, 소프트웨어 또는 펌웨어 지시들은 자기 디스크, 광 디스크, 또는 다른 저장 매체 상에서, RAM 또는 ROM 또는 플래시 메모리, 프로세서, 하드 디스크 드라이브, 광 디스크 드라이브, 테이프 드라이브 등에서와 같이 임의의 컴퓨터 판독 가능한 메모리에 저장될 수 있다. 마찬가지로, 소프트웨어 또는 펌웨어 지시들은 예를 들면, 컴퓨터 판독 가능한 디스크 또는 다른 수송 가능한 컴퓨터 저장 메커니즘 상에 또는 통신 미디어를 통해서를 포함하는 임의의 알려진 또는 원하는 전달 방법을 통해 사용자 또는 시스템에 전달될 수 있다. 통신 미디어는 전형적으로 컴퓨터 판독가능 명령, 데이터 구조, 프로그램 모듈 혹은 이를테면 캐리어 파 또는 그외 수송 메커니즘과 같은 변조된 데이터 신호로 다른 데이터를 구현한다. 변조된 데이터 신호라는 용어는 신호의 특징 중 하나 이상을 신호 내 정보를 엔코딩하게 설정 또는 변경한 신호를 의미한다. 예로서, 그러나 제한없이, 통신 미디어는 유선 네트워크 또는 직결 연결과 같은 유선 미디어, 및 어쿠스틱, 라디오 주파수, 적외선 및 다른 무선 미디어와 같은 무선 미디어를 포함한다. 이에 따라, 소프트웨어 또는 펌웨어 명령은 이를테면 전화 라인, DSL 라인, 케이블 텔레비전 라인, 광섬유 라인, 무선 통신 채널, 인터넷, 등(이들은 운반가능한 저장 매체를 통해 이러한 소프트웨어를 제공하는 것과 동일하거나 이와 교환할 수 있는 것으로서 간주된다)과 같은 통신 채널을 통해 사용자 또는 시스템에 전달될 수 있다. 소프트웨어 또는 펌웨어 지시들은 프로세서에 의해 실행될 때, 프로세서가 다양한 동작들을 수행하게 하는 기계 판독 가능한 지시들을 포함할 수 있다.

[0150] 하드웨어로 구현되었을 때, 하드웨어는 이산 컴포넌트들, 집적회로, 응용특정의 집적회로(ASIC), 등 중 하나 이상을 포함할 수 있다.

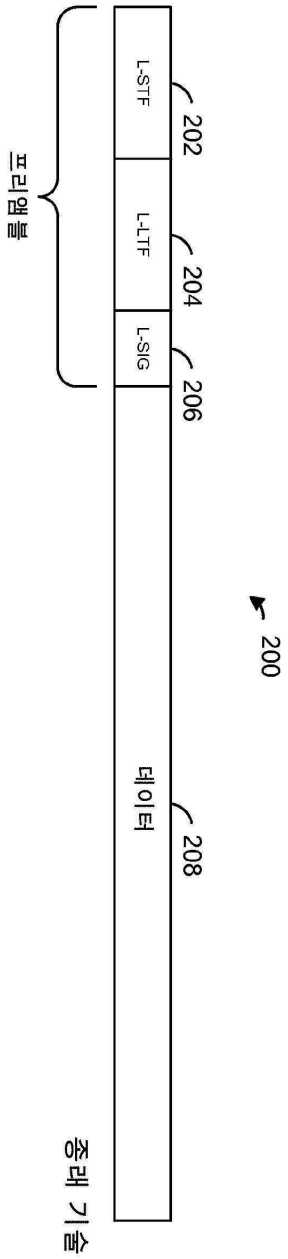
[0151] 본 발명은 단지 예시적이며 본 발명의 제한으로서 의도되지 않는, 특정 예들을 참조하여 설명되지만, 변화들, 부가들, 및/또는 삭제들이 본 발명의 범위로부터 벗어나지 않고 개시된 실시예들에 대해 이루어질 수 있다.

도면

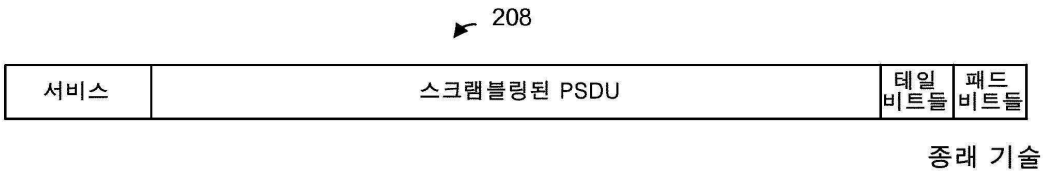
도면1


10
액세스 포인트
15
호스트
16
네트워크
인터페이스
18
MAC
20
PHY
21-1
TX/RX
21-2
TX/RX
21-3
TX/RX
14
24-1
24-2
24-3
레거시
클라이언트
25-4
클라이언트
25-3
클라이언트
25-2
클라이언트
26
호스트
27
네트워크
인터페이스
28
MAC
29
PHY
30-1
TX/RX
30-2
TX/RX
30-3
TX/RX
34-3
34-2
34-1
25-1

도면2a

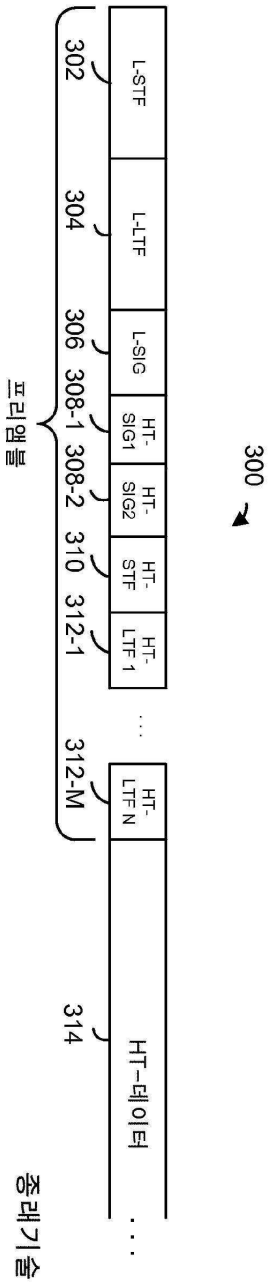


도면2b

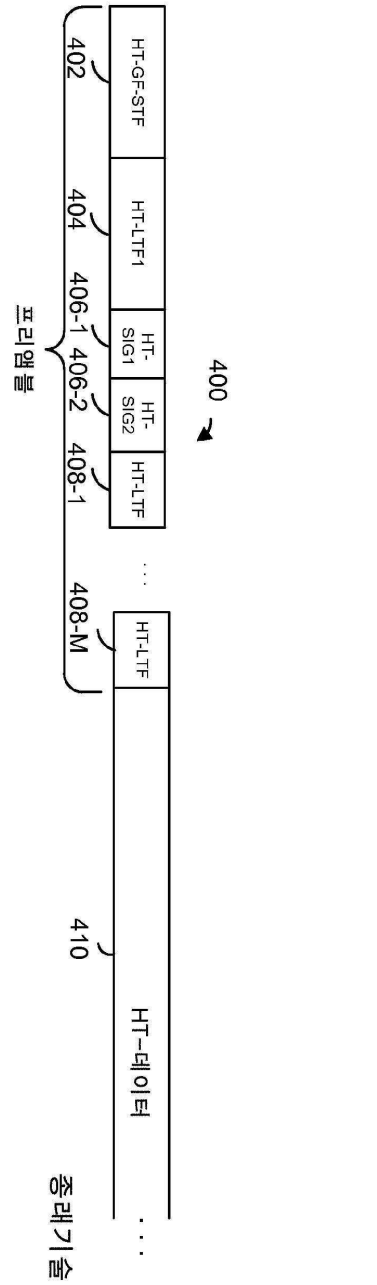


종래 기술

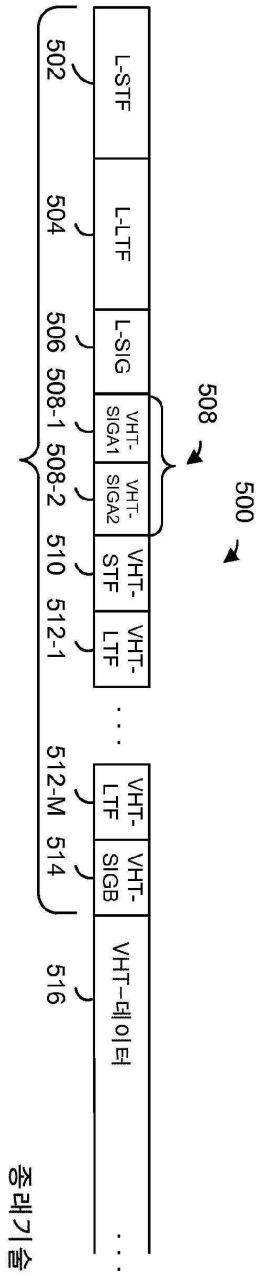
도면3


300
프리앰블
302
304
306
308-1
308-2
310
312-1
312-M
314
L-STF
L-LTF
L-SIG
HT-SIG1
HT-SIG2
HT-STF
HT-LTF 1
HT-LTF N
HT-데이터
종래기술

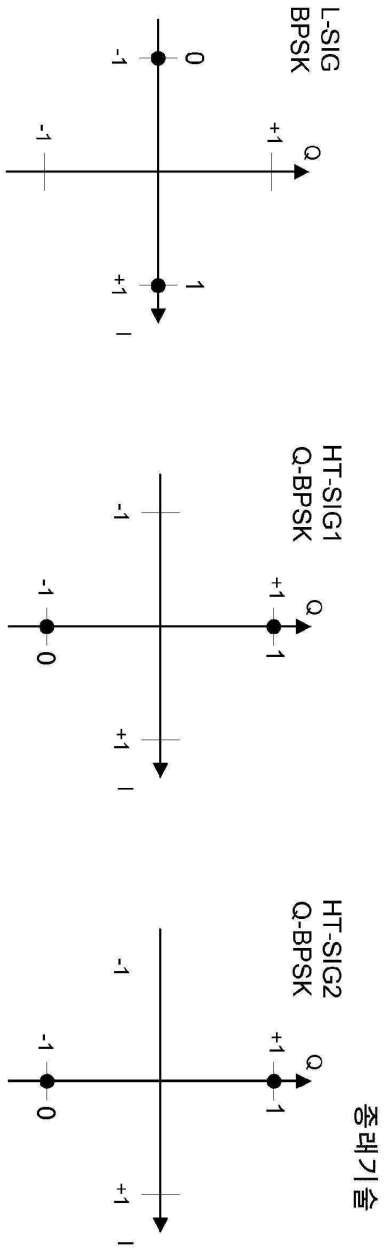
도면4


400
HT-GF-STF
HT-LTF1
HT-SIG1
HT-SIG2
HT-LTF
HT-LTF
HT-데이터
402
404
406-1
406-2
408-1
408-M
410
프리앰블
종래기술

도면5

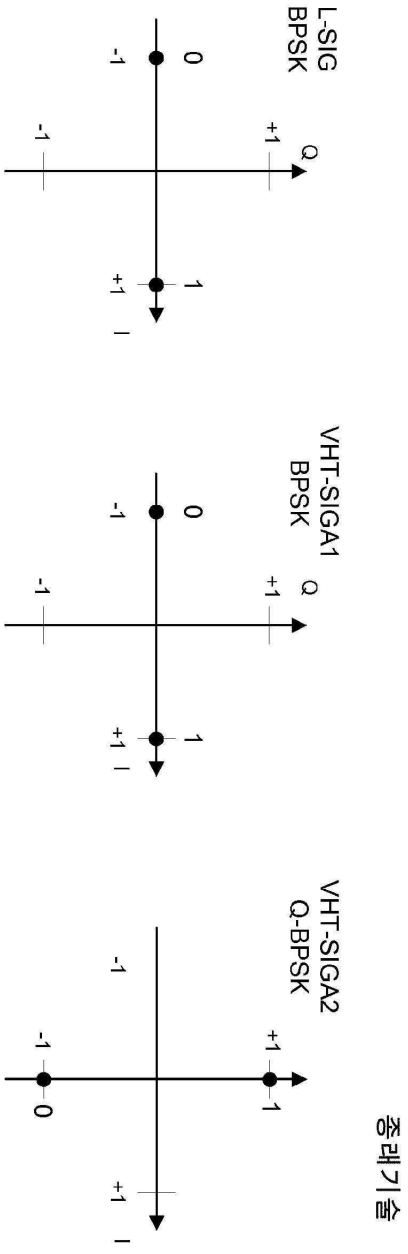

L-STF
L-LTF
L-SIG
VHT-SIGA1
VHT-SIGA2
VHT-STF
VHT-LTF
VHT-LTF
VHT-SIGB
VHT-데이터
502
504
506
508-1
508-2
510
512-1
512-M
514
516
508
500
종래기술

도면6a



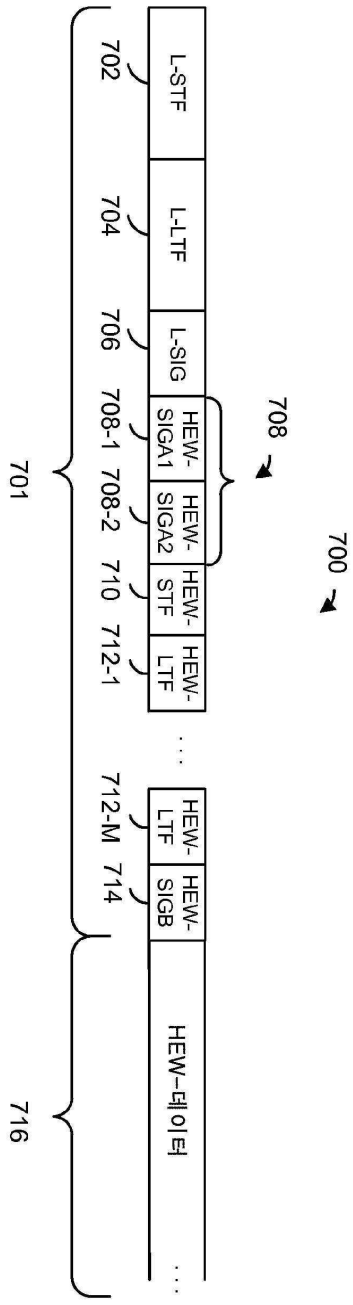
종래기술

도면6b

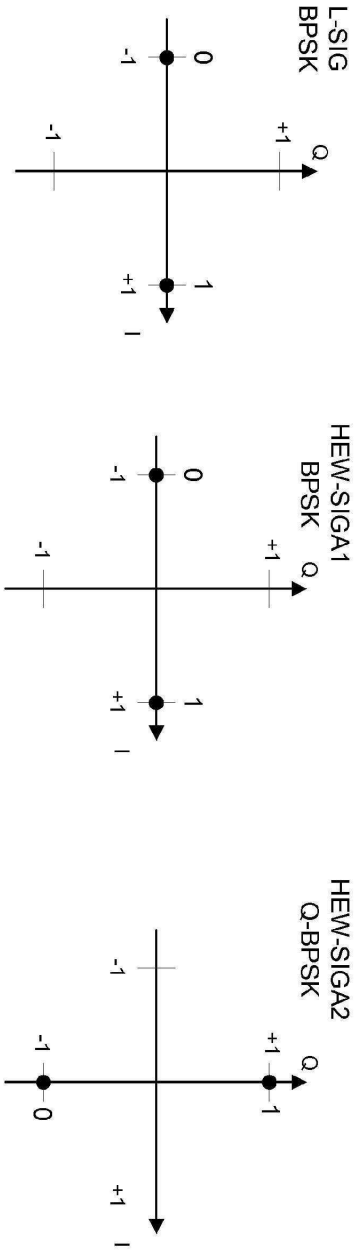


종래기술

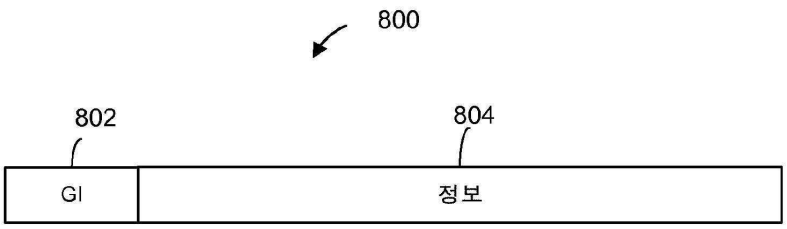
도면7a


L-STF
L-LTF
L-SIG
HEW-SIGA1
HEW-SIGA2
HEW-STF
HEW-LTF
...
HEW-LTF
HEW-SIGB
HEW-데이터
...
702
704
706
708-1
708-2
710
712-1
712-M
714
708
700
701
716

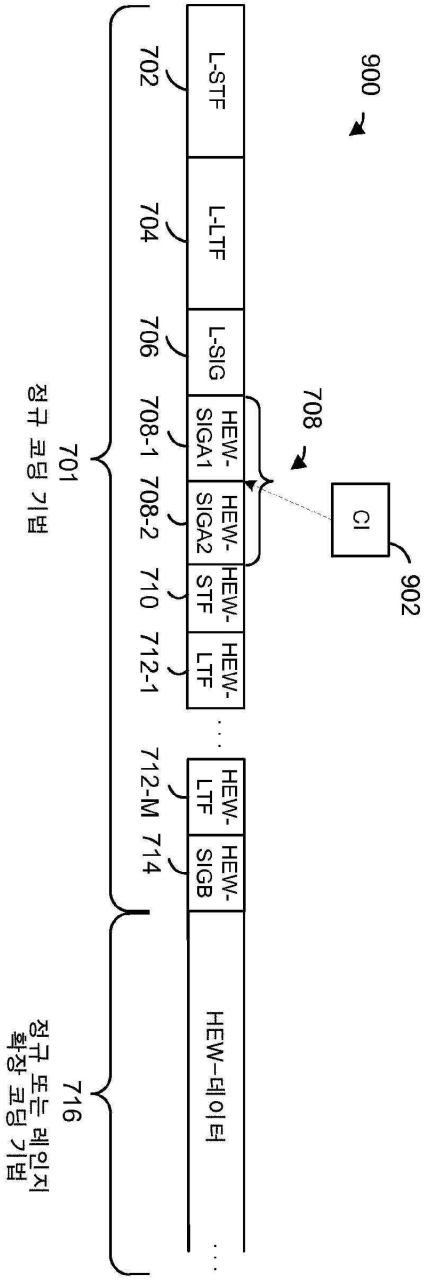
도면7b


L-SIG
BPSK
HEW-SIGA1
BPSK
HEW-SIGA2
Q-BPSK
Q
I
0
1
-1
+1

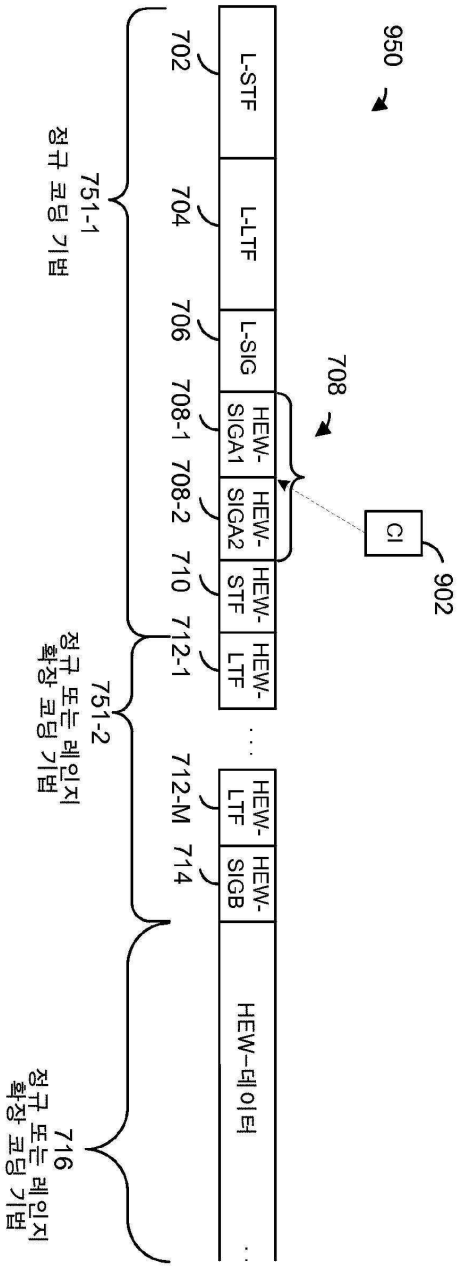
도면8


800
802
804
GI
정보

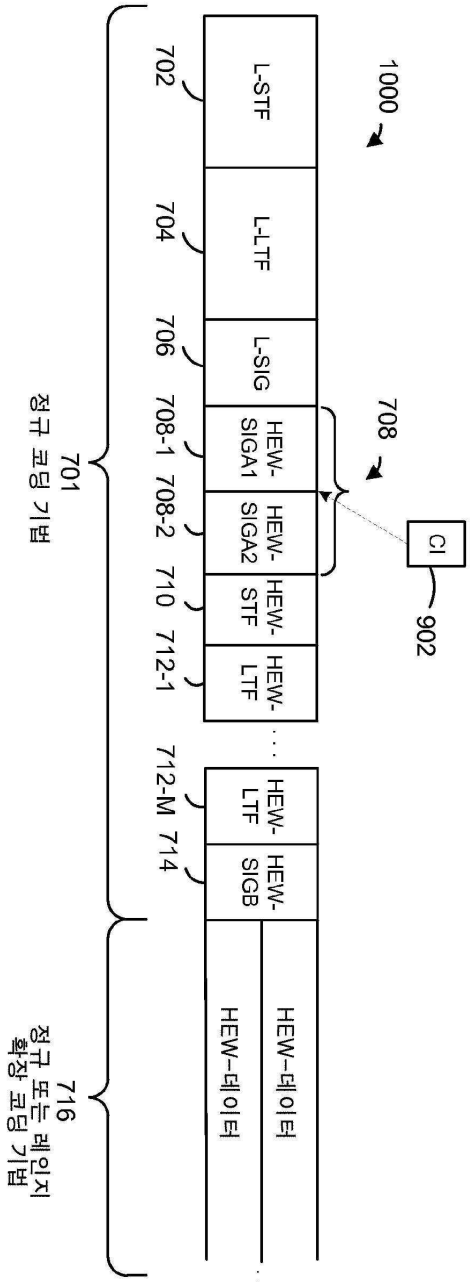
도면9a


900
L-STF
L-LTF
L-SIG
HEW-SIGA1
HEW-SIGA2
HEW-STF
HEW-LTF
HEW-LTF
HEW-SIGB
HEW-데이터
CI
902
708
702
704
706
708-1
708-2
710
712-1
712-M
714
701
정규 코딩 기법
716
정규 또는 레인지 확장 코딩 기법

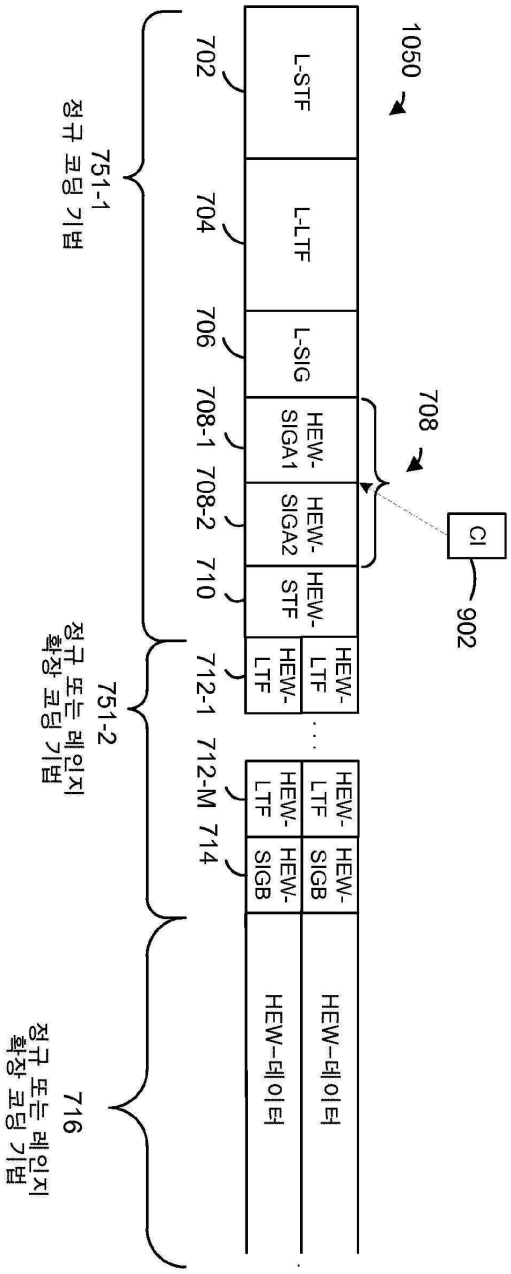
도면9b


950
L-STF
L-LTF
L-SIG
HEW-SIGA1
HEW-SIGA2
HEW-STF
HEW-LTF
HEW-LTF
HEW-SIGB
HEW-데이터
CI
902
708
702
704
706
708-1
708-2
710
712-1
712-M
714
751-1
정규 코딩 기법
751-2
정규 또는 레인지 확장 코딩 기법
716
정규 또는 레인지 확장 코딩 기법

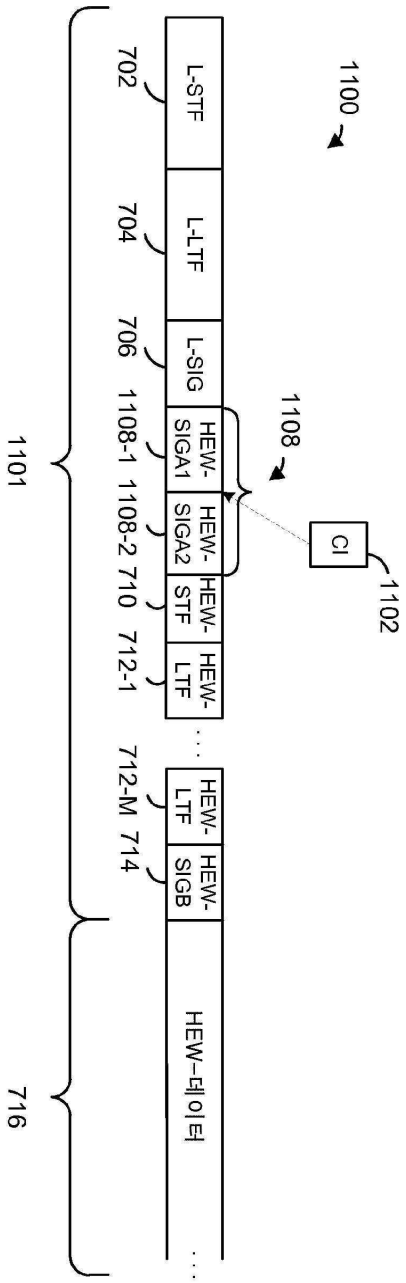
도면10a


1000
L-STF
L-LTF
L-SIG
HEW-SIGA1
HEW-SIGA2
HEW-STF
HEW-LTF
HEW-LTF
HEW-SIGB
HEW-데이터
HEW-데이터
CI
902
708
702
704
706
708-1
708-2
710
712-1
712-M
714
701
정규 코딩 기법
716
정규 또는 레인지 확장 코딩 기법

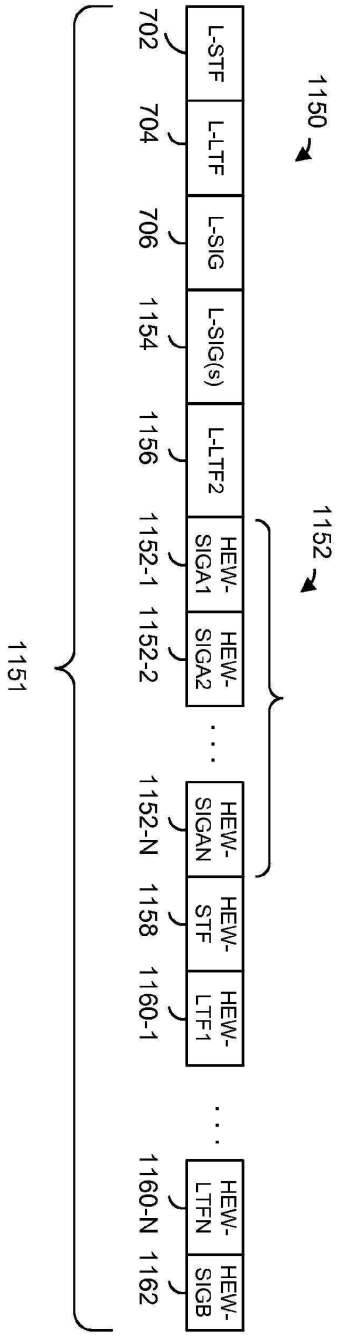
도면10b


1050
L-STF
L-LTF
L-SIG
HEW-SIGA1
HEW-SIGA2
HEW-STF
HEW-LTF
HEW-LTF
HEW-LTF
HEW-SIGB
HEW-데이터
HEW-데이터
CI
902
708
702
704
706
708-1
708-2
710
712-1
712-M
714
716
751-1
정규 코딩 기법
751-2
정규 또는 레인지 확장 코딩 기법
정규 또는 레인지 확장 코딩 기법

도면11a


1100
L-STF
L-LTF
L-SIG
HEW-SIGA1
HEW-SIGA2
HEW-STF
HEW-LTF
HEW-LTF
HEW-SIGB
HEW-데이터
CI
1102
1108
1101
716
702
704
706
1108-1
1108-2
710
712-1
712-M
714

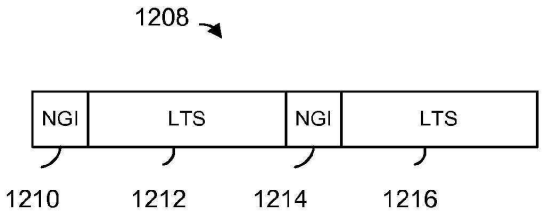
도면11b


L-STF
L-LTF
L-SIG
L-SIG(s)
L-LTF2
HEW-SIGA1
HEW-SIGA2
HEW-SIGAN
HEW-STF
HEW-LTF1
HEW-LTFN
HEW-SIGB
1150
1151
1152
1152-1
1152-2
1152-N
1154
1156
1158
1160-1
1160-N
1162
702
704
706

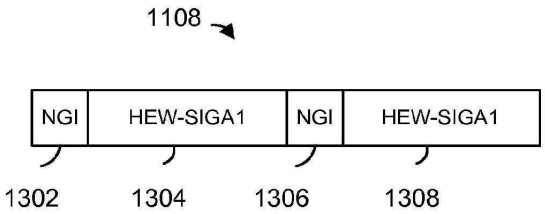
도면12a


1200
DGI
LTS
LTS
1202
1204
1206

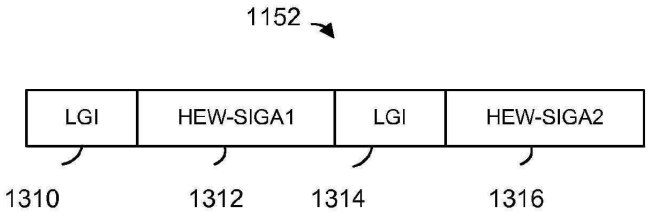
도면12b



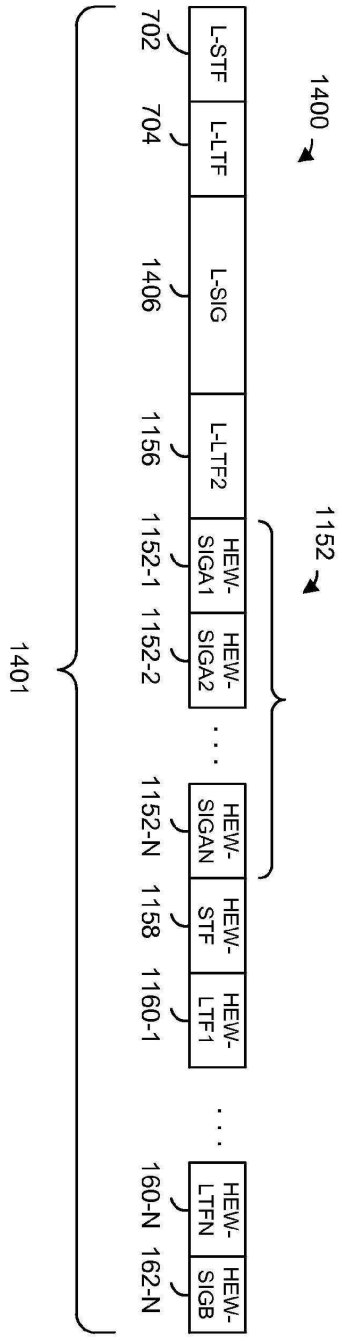
도면13a



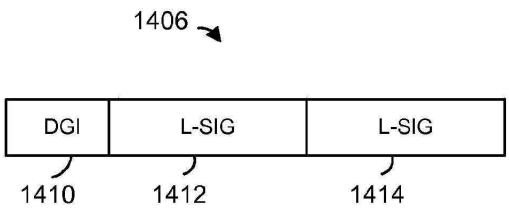
도면13b



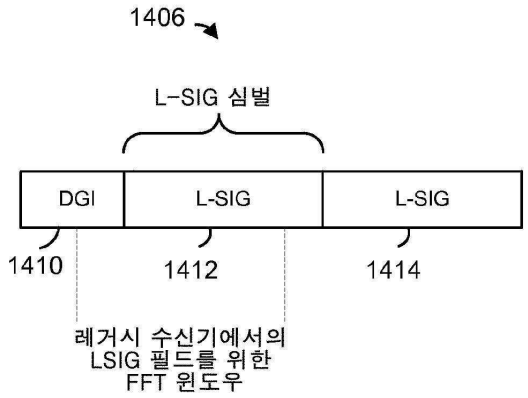
도면14a


1400
1401
1152
L-STF
L-LTF
L-SIG
L-LTF2
HEW-SIGA1
HEW-SIGA2
HEW-SIGAN
HEW-STF
HEW-LTF1
HEW-LTFN
HEW-SIGB
702
704
1406
1156
1152-1
1152-2
1152-N
1158
1160-1
160-N
162-N

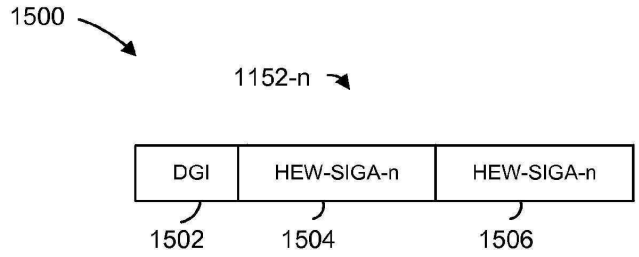
도면14b


1406
DGI
L-SIG
L-SIG
1410
1412
1414

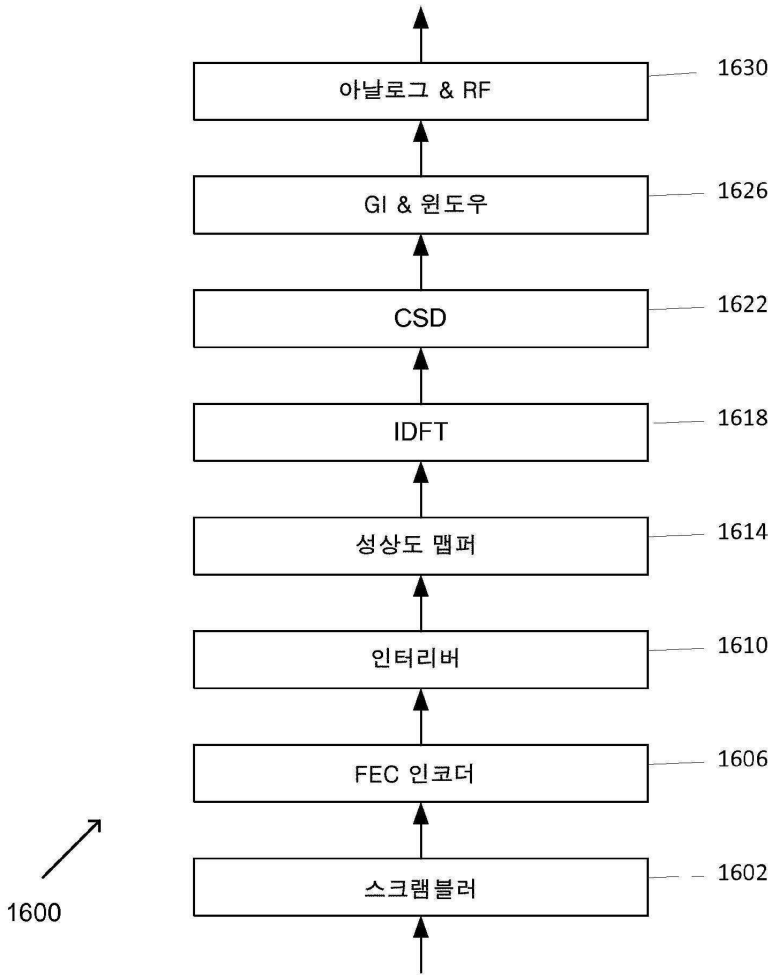
도면14c


1406
L-SIG 심벌
DGI
L-SIG
L-SIG
1410
1412
1414
레거시 수신기에서의
LSIG 필드를 위한
FFT 윈도우

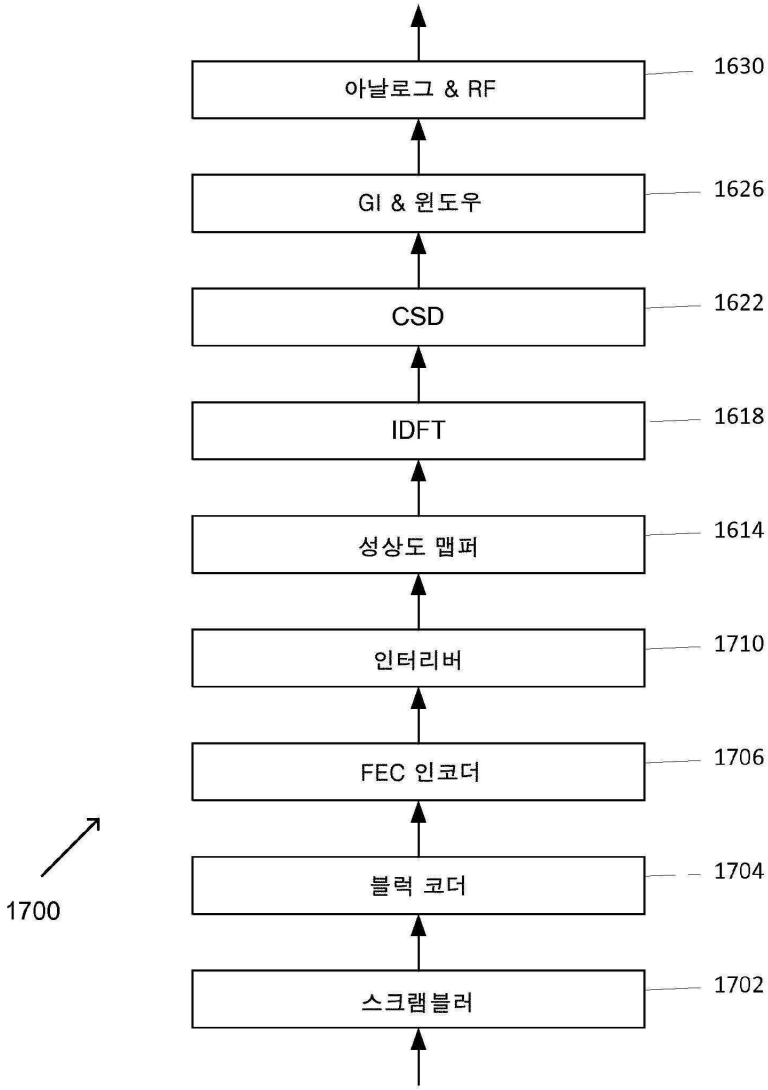
도면15


1500
1152-n
DGI
HEW-SIGA-n
HEW-SIGA-n
1502
1504
1506

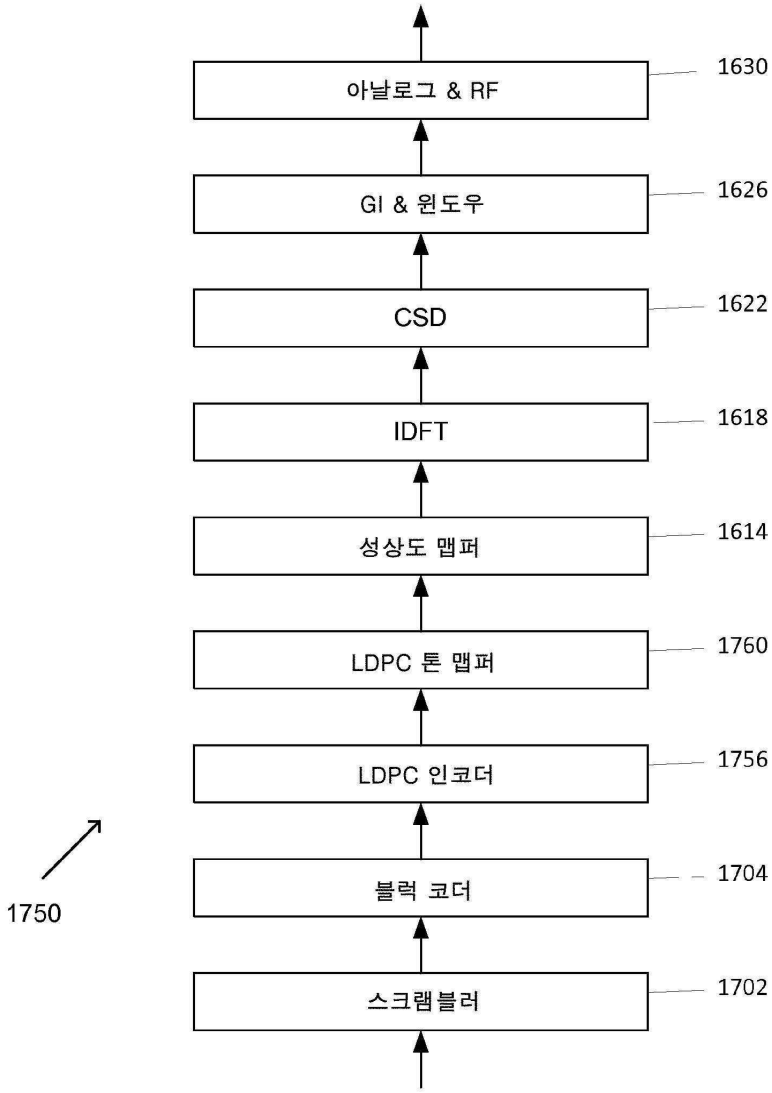
도면16


아날로그 & RF
1630
GI & 윈도우
1626
CSD
1622
IDFT
1618
성상도 맵퍼
1614
인터리버
1610
FEC 인코더
1606
스크램블러
1602
1600

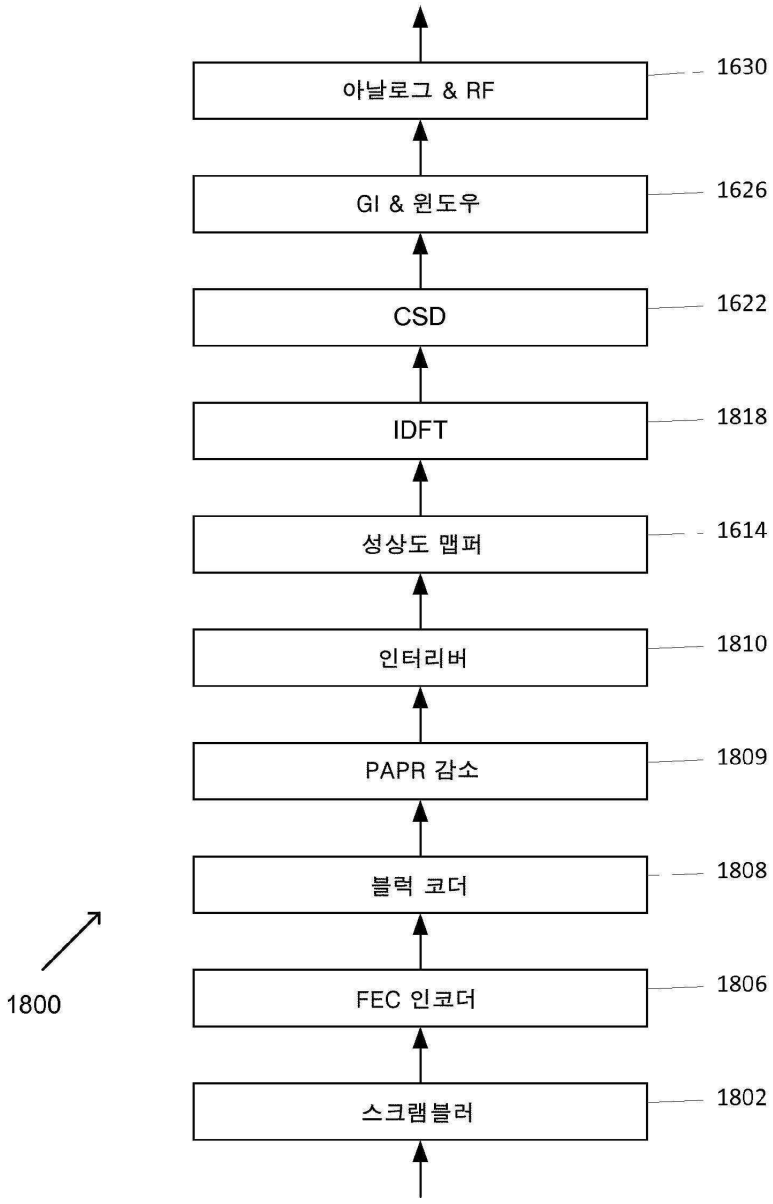
도면17a


아날로그 & RF
1630
GI & 윈도우
1626
CSD
1622
IDFT
1618
성상도 맵퍼
1614
인터리버
1710
FEC 인코더
1706
블럭 코더
1704
스크램블러
1702
1700

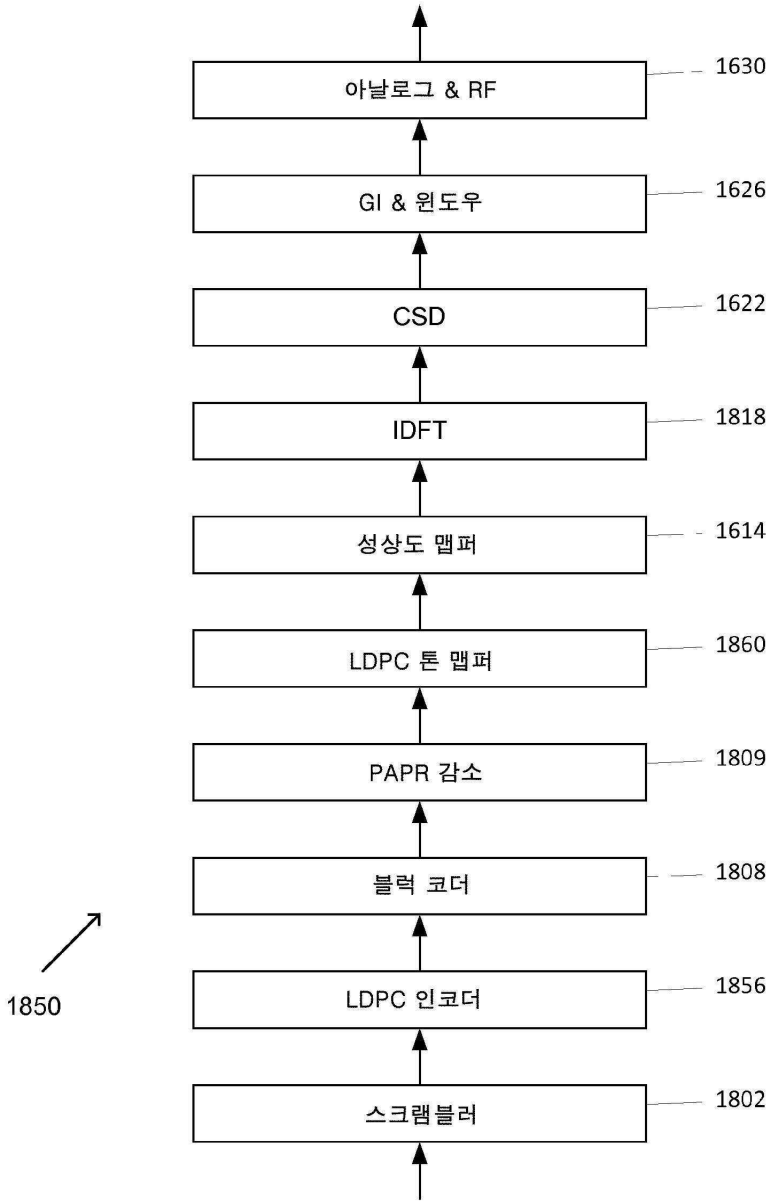
도면17b


아날로그 & RF
1630
GI & 윈도우
1626
CSD
1622
IDFT
1618
성상도 맵퍼
1614
LDPC 톤 맵퍼
1760
LDPC 인코더
1756
블럭 코더
1704
스크램블러
1702
1750

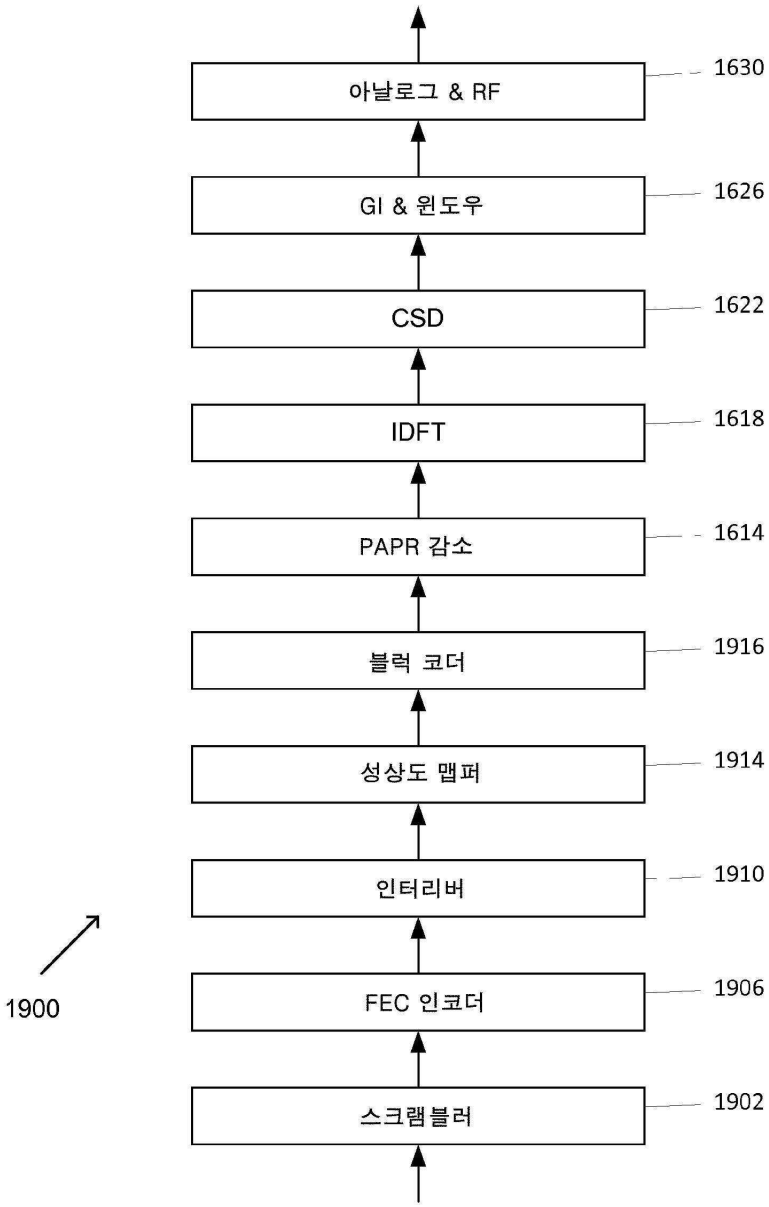
도면18a


아날로그 & RF
1630
GI & 윈도우
1626
CSD
1622
IDFT
1818
성상도 맵퍼
1614
인터리버
1810
PAPR 감소
1809
블럭 코더
1808
FEC 인코더
1806
스크램블러
1802
1800

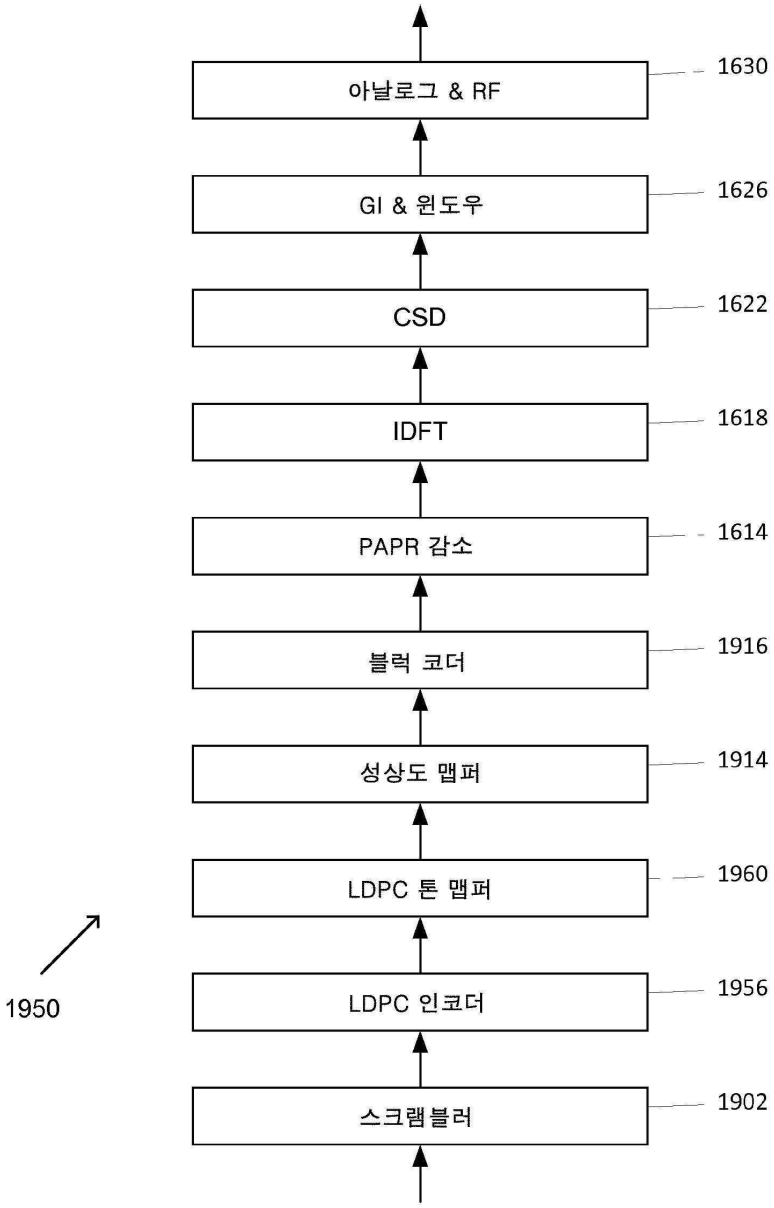
도면18b


아날로그 & RF
1630
GI & 윈도우
1626
CSD
1622
IDFT
1818
성상도 맵퍼
1614
LDPC 톤 맵퍼
1860
PAPR 감소
1809
블럭 코더
1808
LDPC 인코더
1856
스크램블러
1802
1850

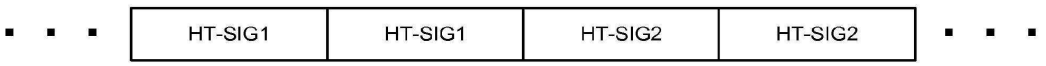
도면19a


아날로그 & RF
1630
GI & 윈도우
1626
CSD
1622
IDFT
1618
PAPR 감소
1614
블럭 코더
1916
성상도 맵퍼
1914
인터리버
1910
FEC 인코더
1906
스크램블러
1902
1900

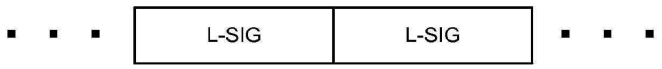
도면19b



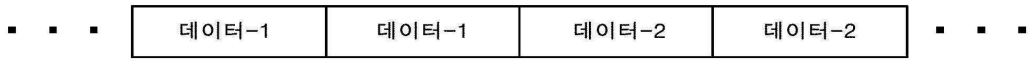
도면20a



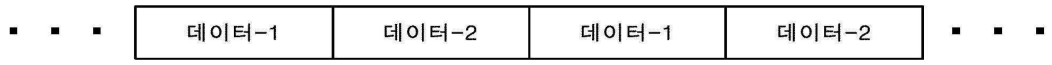
도면20b



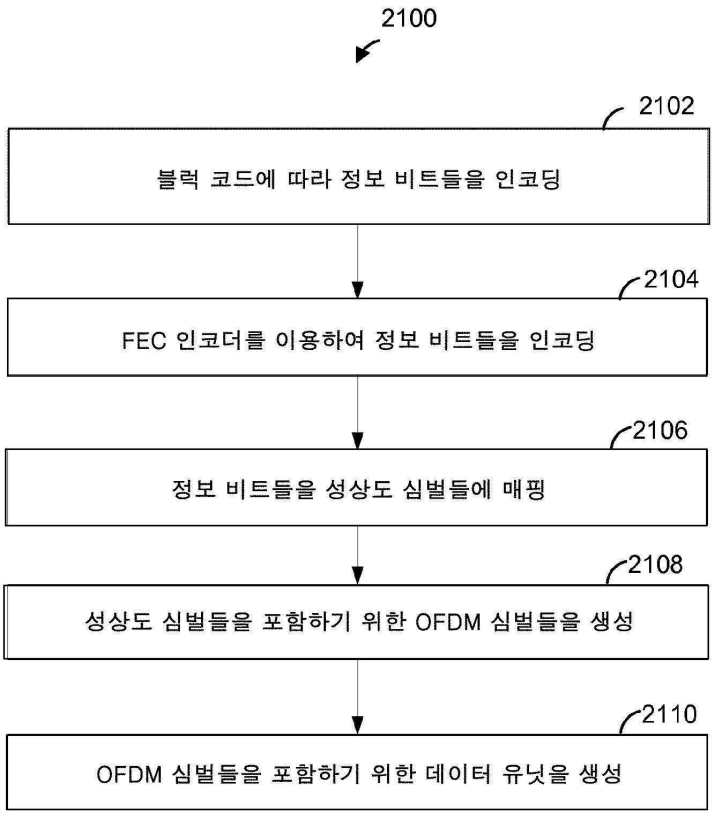
도면20c



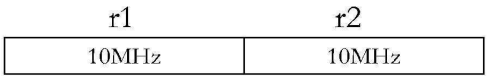
도면20d



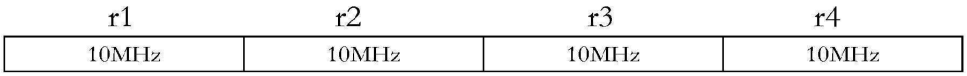
도면21



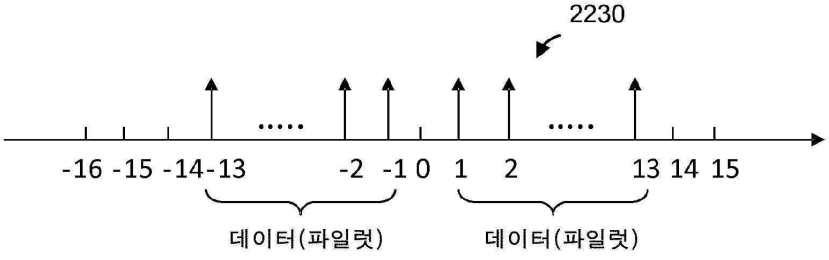
도면22a



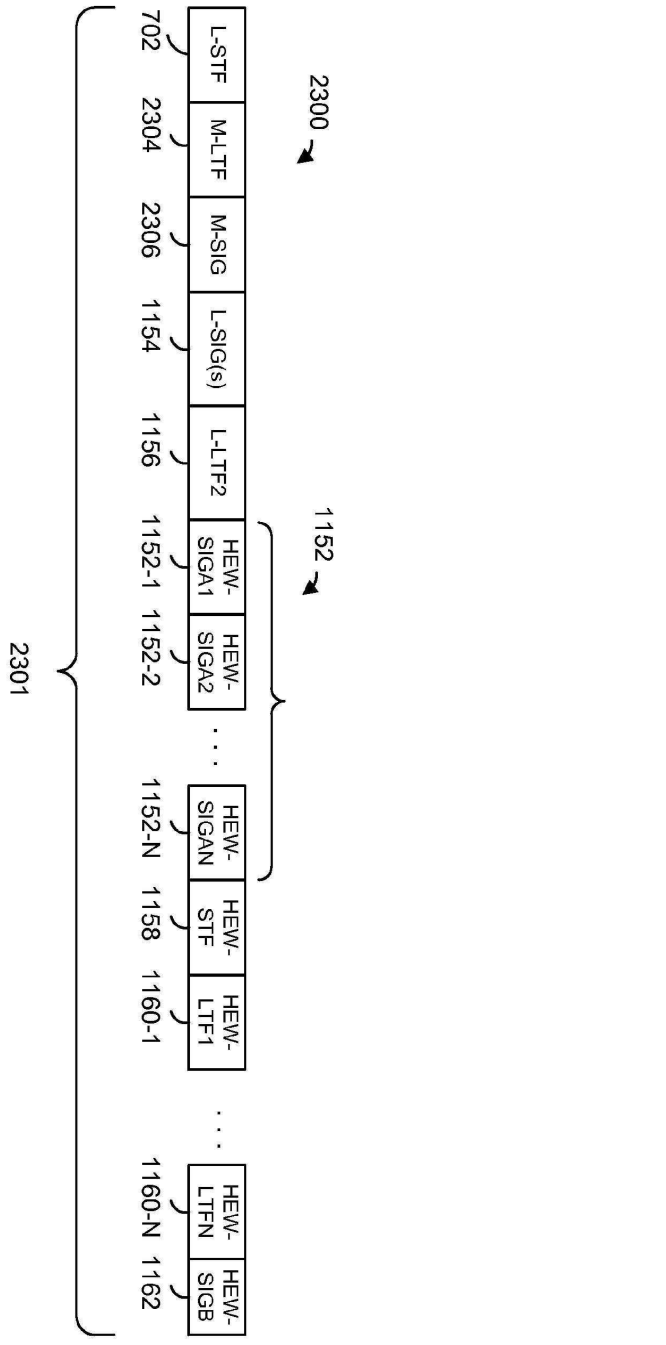
도면22b



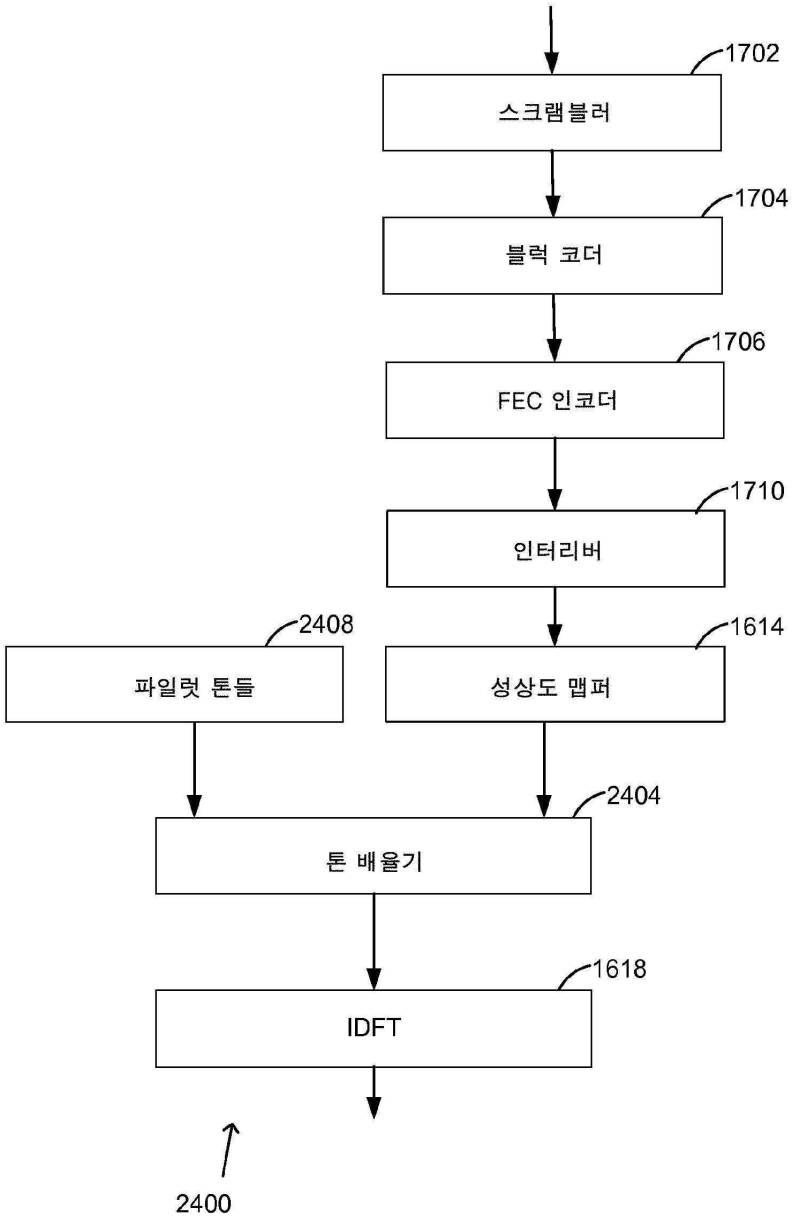
도면22c



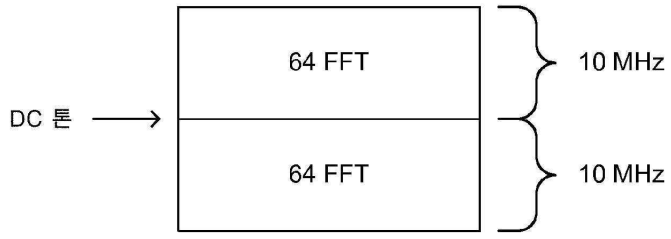
도면23


2300
1152
2301
L-STF
M-LTF
M-SIG
L-SIG(s)
L-LTF2
HEW-SIGA1
HEW-SIGA2
HEW-SIGAN
HEW-STF
HEW-LTF1
HEW-LTFN
HEW-SIGB
702
2304
2306
1154
1156
1152-1
1152-2
1152-N
1158
1160-1
1160-N
1162

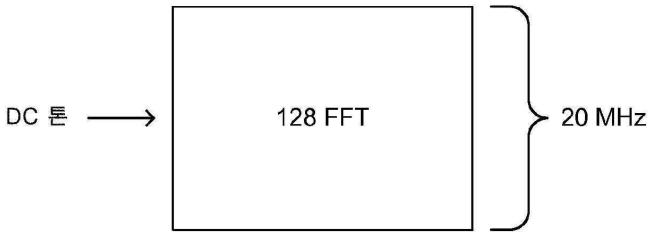
도면24


1702
스크램블러
1704
블럭 코더
1706
FEC 인코더
1710
인터리버
2408
파일럿 톤들
1614
성상도 맵퍼
2404
톤 배율기
1618
IDFT
2400

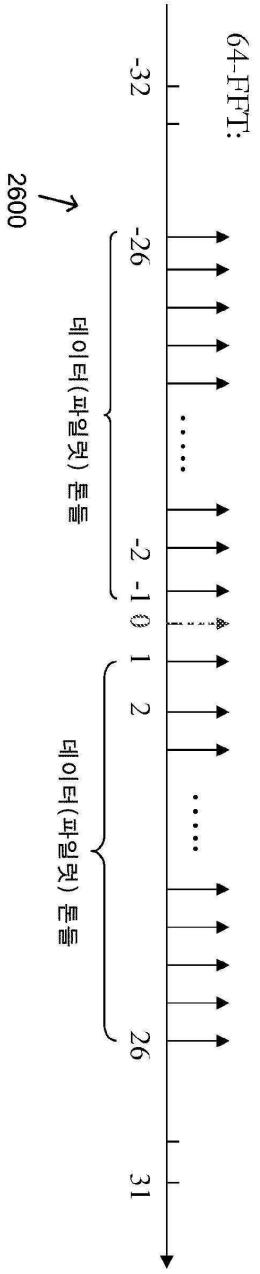
도면25a


DC 톤
64 FFT
64 FFT
10 MHz
10 MHz

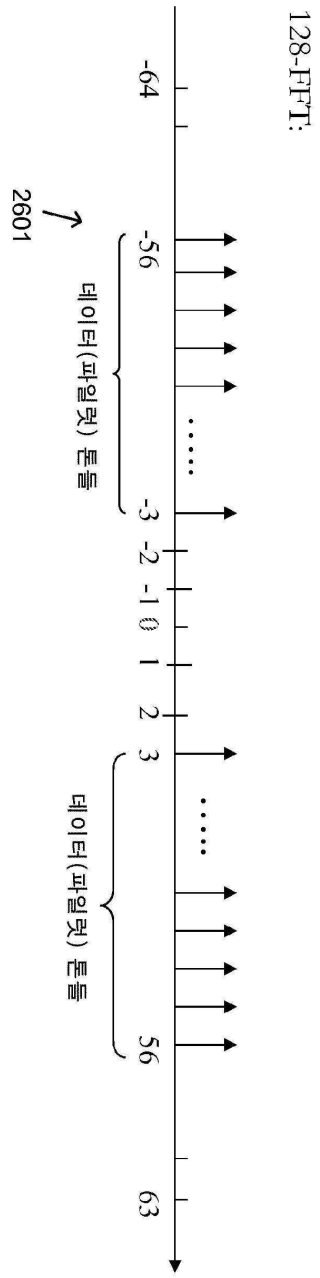
도면25b


DC 톤
128 FFT
20 MHz

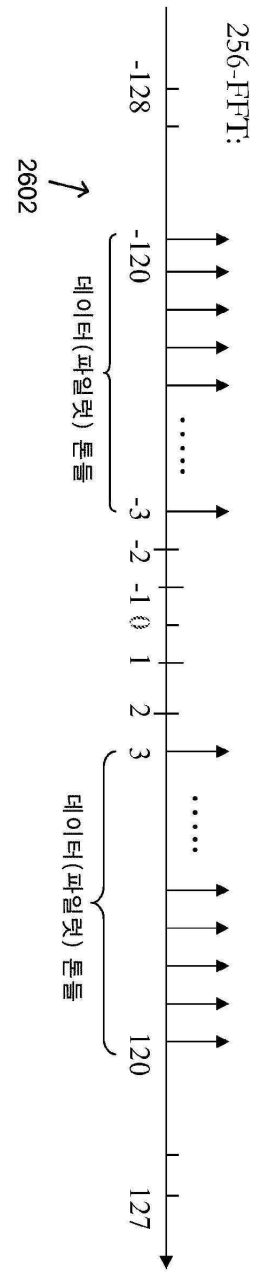
도면26a


64-FFT:
-32
-26
-2
-1
0
1
2
26
31
2600
데이터(파일럿) 톤들
데이터(파일럿) 톤들

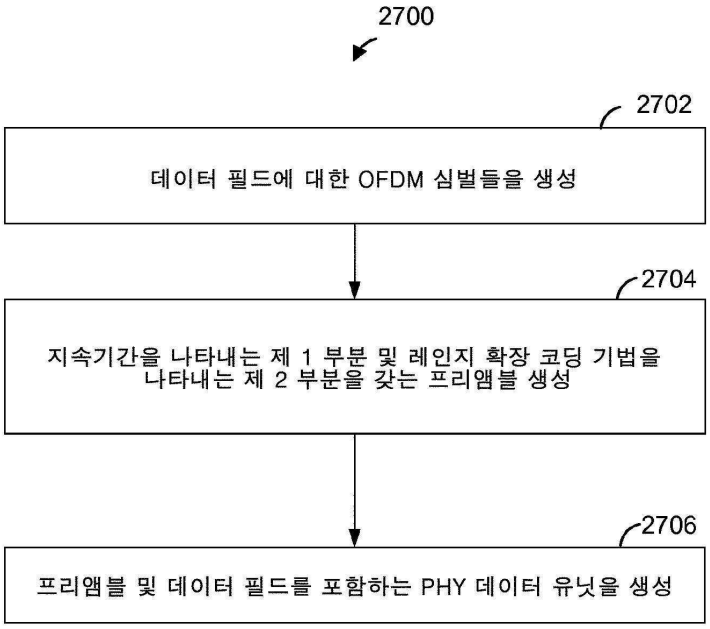
도면26b



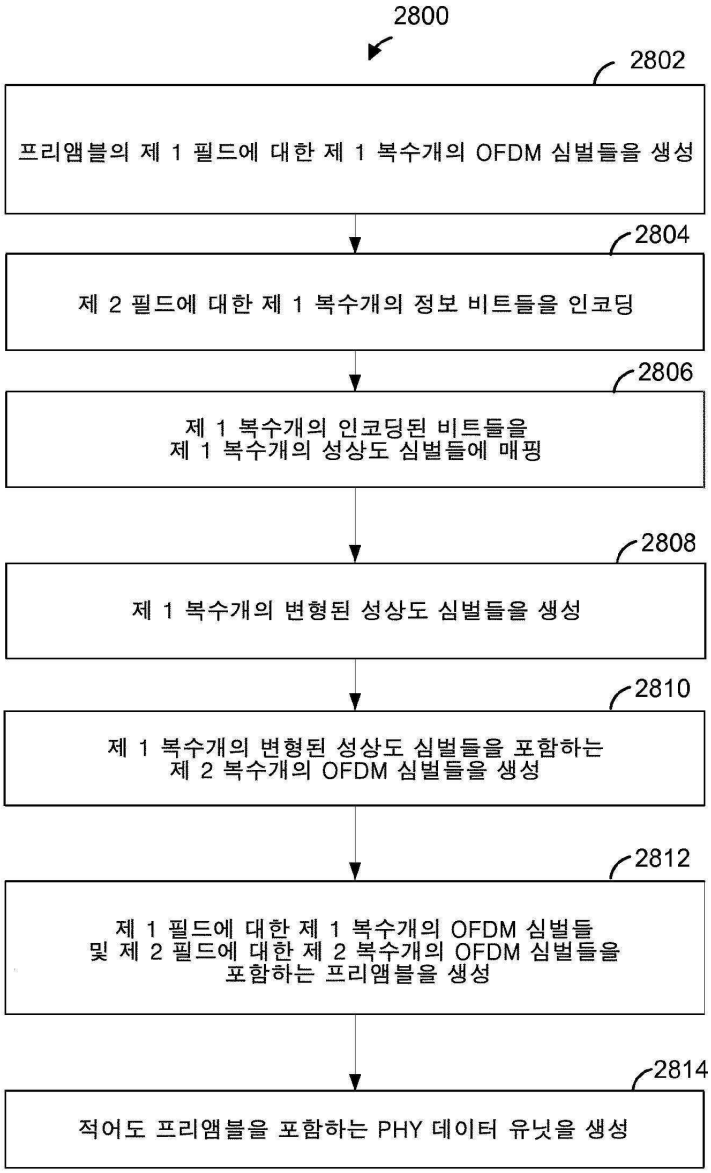
도면26c



도면27


2700
2702
데이터 필드에 대한 OFDM 심벌들을 생성
2704
지속기간을 나타내는 제 1 부분 및 레인지 확장 코딩 기법을 나타내는 제 2 부분을 갖는 프리앰블 생성
2706
프리앰블 및 데이터 필드를 포함하는 PHY 데이터 유닛을 생성

도면28


2800
2802
프리앰블의 제 1 필드에 대한 제 1 복수개의 OFDM 심벌들을 생성
2804
제 2 필드에 대한 제 1 복수개의 정보 비트들을 인코딩
2806
제 1 복수개의 인코딩된 비트들을
제 1 복수개의 성상도 심벌들에 매핑
2808
제 1 복수개의 변형된 성상도 심벌들을 생성
2810
제 1 복수개의 변형된 성상도 심벌들을 포함하는
제 2 복수개의 OFDM 심벌들을 생성
2812
제 1 필드에 대한 제 1 복수개의 OFDM 심벌들
및 제 2 필드에 대한 제 2 복수개의 OFDM 심벌들을
포함하는 프리앰블을 생성
2814
적어도 프리앰블을 포함하는 PHY 데이터 유닛을 생성