(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2014년08월05일
(11) 등록번호 10-1426904
(24) 등록일자 2014년07월30일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
*H04L 27/26* (2006.01) *H04L 1/16* (2006.01)
(21) 출원번호 10-2012-7029654
(22) 출원일자(국제) 2011년04월12일
심사청구일자 2012년11월12일
(85) 번역문제출일자 2012년11월12일
(65) 공개번호 10-2013-0008608
(43) 공개일자 2013년01월22일
(86) 국제출원번호 PCT/US2011/032174
(87) 국제공개번호 WO 2011/130316
국제공개일자 2011년10월20일
(30) 우선권주장
61/323,326 2010년04월12일 미국(US)
61/323,434 2010년04월13일 미국(US)
(56) 선행기술조사문헌
US20030179721 A1*
US20070025252 A1*
US20100074243 A1*
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
**퀄컴 인코포레이티드**
미국 92121-1714 캘리포니아주 샌 디에고 모어하우스 드라이브 5775
(72) 발명자
**영, 로렌스 더블유., 3세**
미국 34480 플로리다 오칼라 주니퍼 로드 8380
**카타르, 스리니바스**
미국 32608 플로리다 개인스빌 에스더블유 49 플레이스 7644
(74) 대리인
**특허법인 남앤드남**

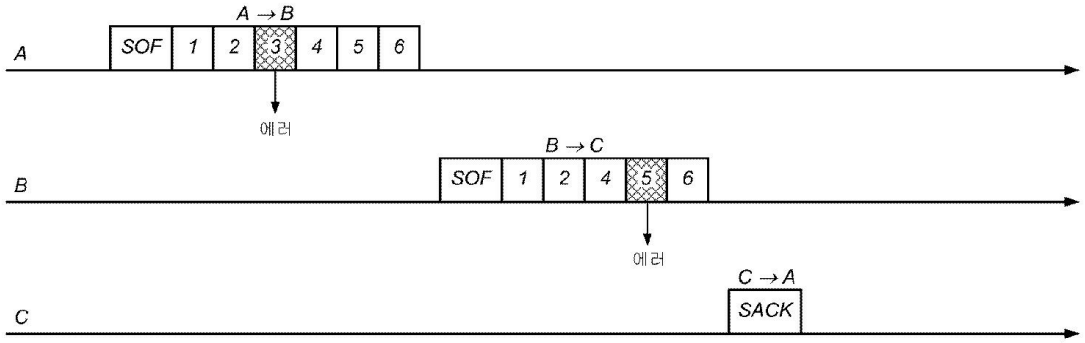
전체 청구항 수 : 총 22 항 심사관 : 남인호

(54) 발명의 명칭 **네트워크에서 저-오버헤드 통신을 위한 중계**

## (57) 요 약

공유 매체를 통해 스테이션들 사이에서 통신은, 목적지 스테이션에서, 다수의 세그먼트들의 시퀀스를 갖는 근원 스테이션으로부터 발생된 페이로드의 하나 또는 그 초과의 세그먼트들을 포함하는 제 1 파형을 수신하는 단계 - 상기 제 1 파형에 포함된 상기 하나 또는 그 초과의 세그먼트들은 근원 스테이션에 의해 및 하나 또는 그 초과의 중계기 스테이션들 각각에 의해 공유 매체를 통해 송신되었고, 상기 제 1 파형은 다수의 세그먼트들의 시퀀스 중 어느 것이 중계기 스테이션들 중 적어도 하나에 의해 올바르게 디코딩되지 않았는지를 표시함 -; 상기 제 1 파형에 기초하여, 다수의 세그먼트들의 시퀀스 중 어느 것이 목적지 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되었는지를 특정하는 확인응답 정보를 생성하는 단계; 및 상기 공유 매체를 통해 상기 목적지 스테이션으로부터 제 2 파형을 송신하는 단계 - 상기 제 2 파형은 확인응답 정보를 포함함 - 를 포함한다.

## 대 표 도



## *특허청구의 범위*

**청구항 1**

공유 매체를 통해 스테이션들 사이에서 통신하기 위한 방법으로서,

목적지 스테이션에서, 다수의 세그먼트들의 시퀀스를 갖는 근원(origin) 스테이션으로부터 발생된 페이로드의 하나 또는 그 초과의 세그먼트들을 포함하는 제 1 파형을 수신하는 단계 - 상기 제 1 파형에 포함된 상기 하나 또는 그 초과의 세그먼트들은 상기 근원 스테이션에 의해 공유 매체를 통해 송신되었고 그리고 중계기 스테이션에 의해 재송신되었고, 상기 제 1 파형은 상기 다수의 세그먼트들의 시퀀스 중 어느 것이 상기 중계기 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되지 않았는지를 표시하는 중계기 정보를 포함함 -;

상기 목적지 스테이션에서, 상기 다수의 세그먼트들의 시퀀스 중 어느 것이 상기 목적지 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되었는지를 특정하는 확인응답 정보를 생성하는 단계 - 상기 확인응답 정보는 상기 중계기 정보에 적어도 부분적으로 기초함 -; 및

상기 공유 매체를 통해 상기 목적지 스테이션으로부터 제 2 파형을 송신하는 단계 - 상기 제 2 파형은 상기 확인응답 정보를 포함함 -

를 포함하는,

공유 매체를 통해 스테이션들 사이에서 통신하기 위한 방법.

**청구항 2**

제 1 항에 있어서,

상기 페이로드의 각각의 세그먼트는 미리 결정된 심볼 길이를 가진 적어도 하나의 심볼을 포함하고, 각각의 심볼의 주파수 성분들의 캐리어 주파수들은 상기 심볼 길이의 역에 의해 결정된 주파수 간격의 정수 배들인,

공유 매체를 통해 스테이션들 사이에서 통신하기 위한 방법.

**청구항 3**

제 1 항에 있어서,

상기 제 2 파형에 포함된 상기 확인응답 정보는 상기 근원 스테이션으로부터 상기 목적지 스테이션으로 상기 하나 또는 그 초과의 세그먼트들을 송신하기 위하여 사용된 것보다 적은 중계기 스테이션들을 사용하여 상기 목적지 스테이션으로부터 상기 근원 스테이션으로 송신되는,

공유 매체를 통해 스테이션들 사이에서 통신하기 위한 방법.

**청구항 4**

제 3 항에 있어서,

상기 목적지 스테이션으로부터 상기 근원 스테이션으로 상기 확인응답 정보를 송신하기 위한 제 1 쓰루풋은 상기 중계기 스테이션을 통해 상기 근원 스테이션으로부터 상기 목적지 스테이션으로 상기 하나 또는 그 초과의 세그먼트들을 송신하기 위한 제 2 쓰루풋보다 작은,

공유 매체를 통해 스테이션들 사이에서 통신하기 위한 방법.

**청구항 5**

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 파형은 상기 근원 스테이션에 의해 상기 공유 매체를 통해 송신되고 그리고 다수의 중계기 스테이션들에 의해 재송신되는,

공유 매체를 통해 스테이션들 사이에서 통신하기 위한 방법.

**청구항 6**

제 5 항에 있어서,

상기 다수의 세그먼트들의 시퀀스 중 어느 것이 적어도 하나의 중계기 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되지 않았는지를 특정하는 상기 중계기 정보는 상기 다수의 중계기 스테이션들에 의한 다수의 송신들을 통해 축적되는,

공유 매체를 통해 스테이션들 사이에서 통신하기 위한 방법.

**청구항 7**

제 5 항에 있어서,

상기 다수의 중계기 스테이션들 중 제 1 중계기 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되지 않은 세그먼트들은 상기 다수의 중계기 스테이션들 중 제 2 중계기 스테이션으로 송신되는,

공유 매체를 통해 스테이션들 사이에서 통신하기 위한 방법.

**청구항 8**

제 7 항에 있어서,

상기 다수의 중계기 스테이션들 중 상기 제 1 중계기 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되지 않은 세그먼트들은 상기 다수의 세그먼트들의 시퀀스 중 어느 것이 적어도 하나의 중계기 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되지 않았는지를 특정하는 정보를 포함하는,

공유 매체를 통해 스테이션들 사이에서 통신하기 위한 방법.

**청구항 9**

공유 매체를 통해 스테이션들 사이에서 통신하기 위한 시스템으로서,

다수의 세그먼트들의 시퀀스를 가진 페이로드를 포함하는 데이터 파형을 송신하도록 구성된 근원 스테이션;

적어도 올바르게 디코딩된 페이로드의 세그먼트들을 포함하는 제 1 파형을 송신하도록 구성된 적어도 하나의 중계기 스테이션 - 상기 제 1 파형은 어느 세그먼트들이 상기 적어도 하나의 중계기 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되지 않았는지를 표시하는 중계기 정보를 포함함 -; 및

목적지 스테이션

을 포함하고,

상기 목적지 스테이션은,

상기 페이로드의 하나 또는 그 초과의 세그먼트들을 포함하는 상기 제 1 파형, 및 상기 중계기 정보를 수신하고;

상기 수신된 제 1 파형에 기초하여, 상기 다수의 세그먼트들의 시퀀스 중 어느 것이 상기 목적지 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되었는지를 특정하는 확인응답 정보를 생성하고 - 상기 확인응답 정보는 상기 중계기 정보에 적어도 부분적으로 기초함 -; 그리고

상기 공유 매체를 통해 상기 목적지 스테이션으로부터 제 2 파형을 송신하도록 - 상기 제 2 파형은 상기 확인응답 정보를 포함함 -

구성되는,

공유 매체를 통해 스테이션들 사이에서 통신하기 위한 시스템.

**청구항 10**

제 9 항에 있어서,

상기 페이로드의 각각의 세그먼트는 미리 결정된 심볼 길이를 가진 적어도 하나의 심볼을 포함하고, 각각의 심볼의 주파수 성분들의 캐리어 주파수들은 상기 심볼 길이의 역에 의해 결정된 주파수 간격의 정수 배들인,

공유 매체를 통해 스테이션들 사이에서 통신하기 위한 시스템.

**청구항 11**

제 9 항에 있어서,

상기 제 2 파형에 포함된 상기 확인응답 정보는 상기 근원 스테이션으로부터 상기 목적지 스테이션으로 상기 하나 또는 그 초과의 세그먼트들을 송신하기 위하여 사용된 것보다 적은 중계기 스테이션들을 사용하여 상기 목적지 스테이션으로부터 상기 근원 스테이션으로 송신되는,

공유 매체를 통해 스테이션들 사이에서 통신하기 위한 시스템.

**청구항 12**

제 11 항에 있어서,

상기 목적지 스테이션으로부터 상기 근원 스테이션으로 상기 확인응답 정보를 송신하기 위한 제 1 쓰루풋은 상기 적어도 하나의 중계기 스테이션을 통해 상기 근원 스테이션으로부터 상기 목적지 스테이션으로 상기 하나 또는 그 초과의 세그먼트들을 송신하기 위한 제 2 쓰루풋보다 작은,

공유 매체를 통해 스테이션들 사이에서 통신하기 위한 시스템.

**청구항 13**

제 9 항에 있어서,

상기 데이터 파형은 상기 근원 스테이션에 의해 상기 공유 매체를 통해 송신되고 그리고 다수의 중계기 스테이션들에 의해 재송신되는,

공유 매체를 통해 스테이션들 사이에서 통신하기 위한 시스템.

**청구항 14**

제 13 항에 있어서,

상기 다수의 세그먼트들의 시퀀스 중 어느 것이 적어도 하나의 중계기 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되지 않았는지를 특정하는 상기 중계기 정보는 상기 다수의 중계기 스테이션들에 의한 다수의 송신들을 통해 축적되는,

공유 매체를 통해 스테이션들 사이에서 통신하기 위한 시스템.

**청구항 15**

제 13 항에 있어서,

상기 다수의 중계기 스테이션들 중 제 1 중계기 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되지 않은 세그먼트들은 상기 다수의 중계기 스테이션들 중 제 2 중계기 스테이션으로 송신되는,

공유 매체를 통해 스테이션들 사이에서 통신하기 위한 시스템.

**청구항 16**

제 15 항에 있어서,

상기 다수의 중계기 스테이션들 중 상기 제 1 중계기 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되지 않은 세그먼트들은 상기 다수의 세그먼트들의 시퀀스 중 어느 것이 적어도 하나의 중계기 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되지 않았는지를 특정하는 정보를 포함하는,

공유 매체를 통해 스테이션들 사이에서 통신하기 위한 시스템.

**청구항 17**

스테이션으로서,

다수의 세그먼트들의 시퀀스를 갖는 근원 스테이션으로부터 발생된 페이로드의 하나 또는 그 초과의 세그먼트들

을 포함하는 제 1 파형을 수신하도록 구성된 수신기 - 상기 제 1 파형에 포함된 상기 하나 또는 그 초과의 세그먼트들은 상기 근원 스테이션에 의해 공유 매체를 통해 송신되었고 그리고 중계기 스테이션에 의해 재송신되었고, 상기 제 1 파형은 상기 다수의 세그먼트들의 시퀀스 중 어느 것이 상기 중계기 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되지 않았는지를 표시하는 중계기 정보를 포함함 -; 및

송신기

를 포함하고,

상기 송신기는,

상기 다수의 세그먼트들의 시퀀스 중 어느 것이 목적지 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되었는지를 특정하는 확인응답 정보를 생성하고 - 상기 확인응답 정보는 상기 중계기 정보에 적어도 부분적으로 기초함 -; 그리고

상기 공유 매체를 통해 제 2 파형을 송신하도록 - 상기 제 2 파형은 상기 확인응답 정보를 포함함 -

구성되는,

스테이션.

**청구항 18**

제 17 항에 있어서,

상기 페이로드의 각각의 세그먼트는 미리 결정된 심볼 길이를 가진 적어도 하나의 심볼을 포함하고, 각각의 심볼의 주파수 성분들의 캐리어 주파수들은 상기 심볼 길이의 역에 의해 결정된 주파수 간격의 정수 배들인,

스테이션.

**청구항 19**

제 17 항에 있어서,

상기 제 2 파형에 포함된 상기 확인응답 정보는 상기 근원 스테이션으로부터 상기 수신기로 상기 하나 또는 그 초과의 세그먼트들을 송신하기 위하여 사용된 것보다 적은 중계기 스테이션들을 사용하여 상기 근원 스테이션으로 송신되는,

스테이션.

**청구항 20**

제 17 항에 있어서,

상기 제 1 파형은 상기 근원 스테이션에 의해 상기 공유 매체를 통해 송신되고 그리고 다수의 중계기 스테이션들에 의해 재송신되는,

스테이션.

**청구항 21**

제 20 항에 있어서,

상기 다수의 세그먼트들의 시퀀스 중 어느 것이 적어도 하나의 중계기 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되지 않았는지를 특정하는 상기 중계기 정보는 상기 다수의 중계기 스테이션들에 의한 다수의 송신들을 통해 축적되는,

스테이션.

**청구항 22**

컴퓨터 프로그램 코드를 저장하는 컴퓨터 판독가능 매체로서,

상기 컴퓨터 프로그램 코드는 디바이스의 프로세서에 의해 실행될 때 상기 디바이스로 하여금 동작들을 수행하게 하는 명령들을 포함하고,

상기 동작들은,

다수의 세그먼트들의 시퀀스를 갖는 근원 스테이션으로부터 발생된 페이로드의 하나 또는 그 초과의 세그먼트들을 포함하는 제 1 파형을 수신하는 동작 - 상기 제 1 파형에 포함된 상기 하나 또는 그 초과의 세그먼트들은 상기 근원 스테이션에 의해 공유 매체를 통해 송신되었고 그리고 중계기 스테이션에 의해 재송신되었고, 상기 제 1 파형은 상기 다수의 세그먼트들의 시퀀스 중 어느 것이 상기 중계기 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되지 않았는지를 표시하는 중계기 정보를 포함함 -;

상기 다수의 세그먼트들의 시퀀스 중 어느 것이 목적지 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되었는지를 특정하는 확인응답 정보를 생성하는 동작 - 상기 확인응답 정보는 상기 중계기 정보에 적어도 부분적으로 기초함 -; 및

상기 공유 매체를 통해 제 2 파형을 송신하는 동작 - 상기 제 2 파형은 상기 확인응답 정보를 포함함 -

을 포함하는,

컴퓨터 판독가능 매체.

# 명 세 서

## 기 술 분 야

[0001] **관련 출원들에 대한 상호 참조**

[0002] 본 출원은 그 전체 내용이 인용에 의해 여기에 포함되는 2010년 4월 12일 출원된 미국 가출원 제61/323,326호 및 그 전체 내용이 인용에 의해 여기에 포함되는 2010년 4월 13일 출원된 미국 가출원 제61/323,434호에 대한 우선권을 주장한다.

[0003] 본 개시물은 네트워크에서 저-오버헤드 통신을 위한 중계에 관한 것이다.

## 배 경 기 술

[0004] 네트워크에서 통신하는 몇몇 기법들은 공유 매체를 통해 송신되는 신호들로의 데이터의 변조를 수반한다. 예를 들어, 이산 멀티 톤(DMT)으로서 또한 알려져 있는 직교 주파수 분할 멀티플렉싱(OFDM)은 매체의 가용 대역폭이 다수의 협대역 저 데이터 레이트 채널들 또는 "캐리어들"로 서브분할되는 확산 스펙트럼 신호 변조 기법이다. 고 스펙트럼 효율을 획득하기 위해, 캐리어들의 스펙트럼은 오버랩하고 서로에 대해 직교한다. 데이터는 미리 결정된 지속기간을 갖고 몇몇 개의 캐리어들을 포함하는 심볼들의 형태로 송신된다. 이들 캐리어들상에서 송신되는 데이터는 이진 위상 시프트 키(BPSK), 직교 위상 시프트 키(QPSK), 또는 m-비트 직교 진폭 변조(m-QAM)와 같은 변조 방식들을 사용하여 진폭 및/또는 위상 변조될 수 있다. 대안적으로, 다른 변조 기법들이 또한 사용될 수 있다.

[0005] 다수의 유선 및 무선 네트워크 기술들은 프리앰블, 헤더, 및 페이로드 부분들을 포함하는 물리적 프로토콜 데이터 유닛(PPDU) 포맷을 사용한다. 통상적으로, 프리앰블은 PPDU 검출의 시작 및 헤더를 디코딩하기 위한 초기 채널 추정을 위해 사용되는 (하나 또는 그 초과의 OFDM 심볼들상에서 송신된) 미리 결정된 신호로 이루어진다. 헤더는 페이로드(예를 들어, 톤 맵 인덱스)를 적절하게 디코딩하기 위해 수신자에게 네트워크 관리 정보를 제공한다. 추가로, 헤더는 적절한 네트워크 동작(예를 들어, 가상 캐리어 감지)을 위한 정보를 제공할 수도 있다. PPDU에는 일반적으로, PPDU의 수신기로부터의 확인응답을 제공하는 후속의 짧은 PPDU가 후속한다. 잡음이 있는 유선 및 무선 매체들에 대해, 프리앰블, 헤더, 및 확인응답은 통상적으로 다양한 채널 조건들하에서 동작하도록 설계되어서, 신뢰가능하도록 지속기간이 비교적 긴 경향이 있다. 그러나, 이들 아이템들은 페이로드를 반송하는 송신의 일부에 대해 오버헤드를 추가한다.

## 발명의 내용

[0006] 일 양상에서, 일반적으로, 공유 매체를 통해 스테이션들 사이에서 통신하는 방법은, 목적지 스테이션에서, 다수의 세그먼트들의 시퀀스를 갖는 근원(origin) 스테이션으로부터 발생된 페이로드의 하나 또는 그 초과의 세그먼트들을 포함하는 제 1 파형을 수신하는 단계 - 상기 제 1 파형에 포함된 상기 하나 또는 그 초과의 세그먼트들은 근원 스테이션에 의해 및 하나 또는 그 초과의 중계기 스테이션들 각각에 의해 공유 매체를 통해 송신되었고, 상기 제 1 파형은 다수의 세그먼트들의 시퀀스 중 어느 것이 중계기 스테이션들 중 적어도 하나에 의해 올바르게 디코딩되지 않았는지를 표시함 -; 상기 제 1 파형에 기초하여, 다수의 세그먼트들의 시퀀스 중 어느 것이 목적지 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되었는지를 특정하는 확인응답 정보를 생성하는 단계; 및 상

기 공유 매체를 통해 상기 목적지 스테이션으로부터 제 2 파형을 송신하는 단계 - 상기 제 2 파형은 확인응답 정보를 포함함 - 를 포함한다.

[0007] 양상들은 아래의 특징들 중 하나 또는 그 초과를 포함할 수 있다.

[0008] 페이로드의 각각의 세그먼트는 미리 결정된 심볼 길이를 가진 적어도 하나의 심볼을 포함하고, 각각의 심볼의 주파수 성분들의 캐리어 주파수들은 심볼 길이의 역에 의해 결정된 주파수 간격의 정수 배들이다.

[0009] 제 2 파형에 포함된 확인응답 정보는 근원 스테이션으로부터 목적지 스테이션으로 하나 또는 그 초과의 세그먼트들을 송신하기 위하여 사용된 것보다 적은 중계기 스테이션들을 사용하여 목적지 스테이션으로부터 근원 스테이션으로 송신된다.

[0010] 목적지 스테이션으로부터 근원 스테이션으로 확인응답 정보의 송신을 위한 쓰루풋은 근원 스테이션으로부터 목적지 스테이션으로 하나 또는 그 초과의 세그먼트들의 송신을 위한 쓰루풋보다 작다.

[0011] 제 1 파형은 근원 스테이션에 의해 및 다수의 중계기 스테이션들 각각에 의해 공유 매체를 통해 송신된다.

[0012] 다수의 세그먼트들의 시퀀스 중 어느 것이 적어도 하나의 중계기 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되지 않았는지를 특정하는 정보는 다수의 중계기 스테이션들에 의한 다수의 송신들을 통해 축적된다.

[0013] 다수의 중계기들 중 제 1 중계기에 의해 올바르게 디코딩되지 않은 세그먼트들은 다수의 중계기들 중 제 2 중계기로 송신된다.

[0014] 다수의 중계기들 중 제 1 중계기에 의해 올바르게 송신되지 않은 세그먼트들은 다수의 세그먼트들의 시퀀스 중 어느 것이 적어도 하나의 중계기 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되지 않았는지를 특정하는 정보를 포함한다.

[0015] 다른 양상에서, 일반적으로, 공유 매체를 통해 스테이션들 사이에서 통신하는 시스템은, 다수의 세그먼트들의 시퀀스를 가진 페이로드를 포함하는 파형을 송신하도록 구성된 근원 스테이션; 적어도 올바르게 디코딩된 페이로드의 세그먼트들을 포함하는 파형을 송신하도록 구성된 적어도 하나의 중계기 스테이션; 및 목적지 스테이션을 포함한다. 목적지 스테이션은 페이로드의 하나 또는 그 초과의 세그먼트들을 포함하는 파형을 수신하도록 - 상기 수신된 파형은 다수의 세그먼트들의 시퀀스 중 어느 것이 중계기 스테이션들 중 적어도 하나에 의해 올바르게 디코딩되지 않았는지를 표시함 -; 상기 수신된 파형에 기초하여, 다수의 세그먼트들의 시퀀스 중 어느 것이 목적지 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되었는지를 특정하는 확인응답 정보를 생성하도록; 및 상기 공유 매체를 통해 상기 목적지 스테이션으로부터 파형을 송신하도록 - 상기 송신된 파형은 확인응답 정보를 포함함 - 구성된다.

[0016] 양상들은 아래의 특징들 중 하나 또는 그 초과를 포함할 수 있다.

[0017] 페이로드의 각각의 세그먼트는 미리 결정된 심볼 길이를 가진 적어도 하나의 심볼을 포함하고, 각각의 심볼의 주파수 성분들의 캐리어 주파수들은 심볼 길이의 역에 의해 결정된 주파수 간격의 정수 배들이다.

[0018] 제 2 파형에 포함된 확인응답 정보는 근원 스테이션으로부터 목적지 스테이션으로 하나 또는 그 초과의 세그먼트들을 송신하기 위하여 사용된 것보다 적은 중계기 스테이션들을 사용하여 목적지 스테이션으로부터 근원 스테이션으로 송신된다.

[0019] 목적지 스테이션으로부터 근원 스테이션으로 확인응답 정보의 송신을 위한 쓰루풋은 근원 스테이션으로부터 목적지 스테이션으로 하나 또는 그 초과의 세그먼트들의 송신을 위한 쓰루풋보다 작다.

[0020] 제 1 파형은 근원 스테이션에 의해 및 다수의 중계기 스테이션들 각각에 의해 공유 매체를 통해 송신된다.

[0021] 다수의 세그먼트들의 시퀀스 중 어느 것이 적어도 하나의 중계기 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되지 않았는지를 특정하는 정보는 다수의 중계기 스테이션들에 의한 다수의 송신들을 통해 축적된다.

[0022] 다수의 중계기들 중 제 1 중계기에 의해 올바르게 디코딩되지 않은 세그먼트들은 다수의 중계기들 중 제 2 중계기로 송신된다.

[0023] 다수의 중계기들 중 제 1 중계기에 의해 올바르게 디코딩되지 않은 세그먼트들은 다수의 세그먼트들의 시퀀스 중 어느 것이 적어도 하나의 중계기 스테이션에 의해 올바르게 디코딩되지 않았는지를 특정하는 정보를 포함한다.

[0024] 본 발명의 다수의 이점들(그 중 몇몇은 본 발명의 다양한 양상들 및 구현들 중 몇몇에서만 달성될 수도 있음)은

다음과 같다.

[0025] 각각의 프레임들내에서 데이터의 패킷들을 통신하는 통신 시스템들에서, 다양한 팩터들이 임의의 주어진 프레임에 대한 최소 크기를 결정한다. 몇몇 시스템들은 OFDM 변조를 사용하는 시스템들과 같은, 미리 결정된 심볼 길이(또는 다수의 미리 결정된 심볼 길이들 중 하나)의 다수의 심볼들을 포함하는 프레임들을 사용한다. 프레임의 길이는 프레임을 구성하는 심볼들의 수에 의존한다. 심볼들은 지연 확산과 같은 채널 특징들로 인한 타이밍에서의 불확실성들을 설명하기 위해 첨부된 순환 확장자를 가질 수도 있다. 따라서, N개의 인접 심볼들의 시퀀스는 심볼 길이 보다 N배 길 수도 있다. OFDM 변조의 경우에서, 더욱 좁은 간격의 캐리어들은 캐리어 주파수들이 심볼 길이의 역에 의해 결정된 주파수 간격의 정수 배들이기 때문에 더 긴 심볼 길이에 대응한다.

[0026] 각각의 프레임들 내의 패킷들을 송신하는 효율 및 전체 쓰루풋은 패킷 데이터를 반송하는 페이로드에 전용된 대역폭에 대한 오버헤드의 몇몇 형태(예를 들어, 프레임 검출 및 채널 추정의 시작에 대한 프리앰블, 페이로드내에 패킷 데이터를 포함하는 프레임들내의 프레임 제어 데이터, 확인응답 패킷들과 같은 패킷 데이터를 포함하지 않는 프레임들, 및 프레임간 시간 지연들)에 전용된 대역폭의 비율에 의해 결정된다. 몇몇 경우들에서, 프레임은 오버헤드에 또한 추가하는, 프레임의 시작에 동기화하는 하나 또는 그 초과의 프리앰블 심볼들로 시작한다. 전송된 데이터가 심볼의 일부내에 피팅(fit)하더라도, 프레임은 심볼 길이의 배수일 필요가 있기 때문에, 소량의 데이터가 프레임들(예를 들어, 단지 프레임 제어 데이터를 갖고 페이로드가 없는 프레임들)내에서 전송되는 경우들에서 더 긴 프리앰블 길이가 쓰루풋을 감소시킬 수 있다. 대량의 데이터가 전송되고 심볼 당 비트들의 수가 증가되는 경우들에서 더 긴 구분문자 심볼 길이가 또한 쓰루풋을 감소시킬 수 있어서, 비트들에서의 주어진 크기의 페이로드들이 더 적은 심볼들내에서 피팅하게 한다.

[0027] 전용 프리앰블 심볼에 의해 제공될 몇몇 기능들을 수행하고, 그렇지 않으면 개별 심볼에서 송신되는 (프레임 제어 데이터, 또는 심지어 짧은 페이로드의 부분과 같은) 몇몇 데이터를 또한 인코딩하는 구분문자 심볼로 프레임을 시작하는 것은, 오버헤드를 감소시킬 수 있어서, 짧은 페이로드들이 빈번하게 통신될 수도 있는 경우들에서 쓰루풋을 증가시킨다. 구분문자 심볼은 또한, 채널 특징들의 추정치를 제공하는 기능을 수행할 수 있다.

[0028] 프리앰블 또는 프레임 제어에 영향을 미치는 임펄스 잡음은 페이로드의 복구에 악영향을 미친다. 감소된 지속기간으로 인한 짧은 구분문자 심볼은 통상적으로 임펄스 잡음 또는 잡음 스파이크들에 영향을 덜 받는다. 프리앰블 및 프레임 제어의 지속기간의 감소(예를 들어, 몇몇 경우들에서 110 마이크로초로부터 대략 50 마이크로초까지)는 페이로드 디코딩의 실패를 감소시킨다. 몇몇 경우들에서, 이것은 프리앰블 검출 및/또는 프레임 제어 검출의 손실이 더 짧은 구분문자 심볼에 대해 적다는 것을 발생시키는 임펄스 잡음 이벤트의 확률로 인한 것이다.

[0029] 본 발명의 다른 특징들 및 이점들은 상세한 설명, 도면들, 및 청구항들에서 발견될 것이다.

## 도면의 간단한 설명

[0030] 도 1은 네트워크 구성의 개략도이다.

도 2는 통신 시스템의 블록도이다.

도 3은 인코딩 모듈의 블록도이다.

도 4a 내지 도 4m은 다양한 송신 방식들에 관한 타이밍도들이다.

도 5a 내지 도 5e는 구분문자 심볼을 프로세싱하는 절차들에 대한 플로우차트들이다.

도 6은 디코딩 모듈에서의 예시적인 동작들을 도시하는 플로우차트이다.

도 7a는 OFDM 심볼에 대한 예시적인 인코딩 방식을 도시하는 개략도이다.

도 7b 및 도 7c는 MIMO OFDM 심볼들에 대한 예시적인 인코딩 방식들을 도시하는 개략도들이다.

도 8a 및 도 8b는 수신기에서 채널 추정 동안의 예시적인 동작들을 나타내는 흐름도들이다.

도 9a는 잡음 신호를 도시한다.

도 9b는 윈도우 함수를 도시한다.

도 9c는 필터링된 신호를 도시한다.

도 10은 반복 송신을 포함하는 방식에 관한 타이밍도를 도시한다.

도 11a 내지 도 11c는 지연된 확인응답들에 관한 타이밍도들을 도시한다.

도 12a, 도 12b, 도 13, 도 14a, 및 도 14b는 구분문자 필드들을 설정하는 예들의 타이밍도들을 도시한다.

도 15a는 적어도 하나의 중계기를 사용하여 스테이션들에 의한 송신의 예시적인 시퀀스의 개략도이다.

도 15b, 도 16 및 도 17은 반복된 송신들 및 지연된 확인응답들을 포함하는 방식들에 관한 타이밍도들을 도시한다.

## *발명을 실시하기 위한 구체적인 내용*

[0031] 너무 많아 여기에 설명할 수 없지만, 본 발명의 매우 많은 가능한 구현들이 존재한다. 현재 바람직한 몇몇 가능한 구현들이 후술된다. 그러나, 이들이 본 발명의 구현들의 설명들이고, 본 섹션에 설명된 상세한 설명들에 제한되는 것이 아니라 청구항들의 더 넓은 범위들로 설명되는 본 발명의 설명들이 아니라는 것은 아무리 강조해도 지나치지 않을 수 있다.

[0032] 도 1에 도시되어 있는 바와 같이, 네트워크 구성(100)은 다수의 통신 스테이션들(102A 내지 102E(예를 들어, 컴퓨팅 디바이스들, 또는 시청각 디바이스들))이 서로 통신하기 위한 공유 통신 매체(110)를 제공한다. 통신 매체(110)는 예를 들어, 동축 케이블, 비차폐 연선, 전력 라인들, 또는 (송신 안테나와 수신 안테나 사이에서 전파하는 전자기파들을 사용하는) 무선 채널들과 같은 하나 또는 그 초과의 타입의 물리적 통신 매체들을 포함할 수 있다. 네트워크 구성(100)은 또한 브리지들 또는 중계기들과 같은 디바이스들을 포함할 수 있다. 통신 스테이션들(102A 내지 102E)은 네트워크 인터페이스 모듈들(106)에 의해 사용된 미리 결정된 물리적(PHY) 층 및 매체 액세스 제어(MAC) 층 통신 프로토콜들을 사용하여 서로 통신한다. MAC 층은 데이터 링크 층의 서브-층이고, 예를 들어, 개방 시스템 상호 접속(OSI) 네트워크 아키텍처 모델에 따라 PHY 층에 대한 인터페이스를 제공한다. 네트워크 구성(100)은 임의의 다양한 네트워크 토폴로지들(예를 들어, 버스, 트리, 스타, 메시)을 가질 수 있다.

[0033] 몇몇 구현들에서, 스테이션들은 네트워크를 통한 프레임들내의 데이터 송신의 효율을 증가시키기 위한 후술하는 저-오버헤드 구분문자 기법을 사용한다. 저 오버헤드 구분문자를 단일 심볼 구분문자(SSD)로 또한 칭할 수 있다. SSD는 프레임의 시작(SOF) 구분문자로서 OFDM 시스템에서 사용될 수도 있다. 몇몇 구현들에서, SSD는 또한 (RTS/CTS) 파형들을 전송하기 위한 전송/클리어에 대한 확인응답들(예를 들어, ACK/SACK) 또는 요청과 같은 다른 파형들에 대한 구분문자로서 사용될 수도 있다. 구분문자 심볼은 일반적으로 프레임을 구성하는 심볼들의 시퀀스 이전에 송신된다. 몇몇 구현들에서, 구분문자 심볼은 추정된 도달 시간 근처의 프레임의 존재를 확인하는 파일럿 시퀀스로 인코딩된 캐리어들을 포함할 수 있다. 파일럿 시퀀스를 또한 프리앰블로서 칭한다. 구분문자 심볼은 또한 구분문자에 후속하는 심볼들의 시퀀스에 대한 샘플링 횟수를 조정하는 타이밍 레퍼런스로서 기능할 수 있고, 채널 특징들(예를 들어, 임펄스 응답 및/또는 주파수 응답)의 추정치를 제공할 수 있다. 몇몇 구현들에서, 구분문자 심볼은 오버헤드 데이터 및/또는 페이로드 데이터로 인코딩되는 데이터 캐리어들을 또한 포함한다. 예를 들어, 프레임 제어 데이터 캐리어들은 MAC 층 프로토콜에서 사용된 데이터로 인코딩될 수 있고, 페이로드 데이터 캐리어들은 상위 층 패킷과 같은 프레임의 페이로드의 적어도 일부로 인코딩될 수 있다. 프레임 제어 정보를 또한 헤더로 칭한다. 몇몇 구현들에서, 짧은 프레임이 구분문자 심볼에 대해 사용될 수 있다. 몇몇 경우들에서, 짧은 프레임은 프레임 제어 데이터(예를 들어, 이전의 프레임을 나타내는 확인응답 프레임이 수신됨), 또는 구분문자 심볼내에서 피팅하는 프레임 제어 데이터 및 짧은 페이로드 양자로 변조된 구분문자 심볼을 포함할 수 있다. 몇몇 경우들에서, 구분문자 심볼내의 파일럿 캐리어들은 구분문자 심볼의 다른 캐리어들상에서 인코딩된 넌-파일럿 데이터를 디코딩하는 초기 채널 추정을 위해 사용될 수 있다. 그 후, 파일럿 캐리어들 및 넌-파일럿 데이터 캐리어들 양자는 구분문자 심볼에 후속하는 심볼들로부터 데이터를 디코딩하는 더욱 정확한 채널 추정치를 형성하기 위해 사용될 수 있다.

[0034] 몇몇 구현들에서, 네트워크 구성(100)은 "중앙 조정자(central coordinator)"(CCo) 스테이션을 사용한다. 임의의 스테이션(예를 들어, 102B)이 특정한 네트워크 구성에서 CCo 스테이션으로서 기능하도록 지정될 수 있다. CCo는 네트워크 구성(100)에서 다른 스테이션들의 적어도 몇몇에 대한 특정한 조정 기능을 제공하는 통신 스테이션이다. 단일 CCo의 조정하에서 동작하는 스테이션들의 세트를 기본 서비스 세트(BSS)라 칭한다. CCo에 의해 수행되는 기능들은 BSS에 조인(join)시에 스테이션들의 인증, 스테이션들에 대한 식별자들의 프로비저닝(provisioning), 및 매체 액세스의 스케줄링 및 타이밍 중 하나 또는 그 초과를 포함할 수 있다. 몇몇 구현들에서, CCo는 BSS에서의 스테이션이 스케줄링 및 타이밍 정보를 결정할 수 있는 중계된 비콘 송신을 브로드캐스

팅한다. 이러한 비콘 송신은 통신을 조정하기 위해 스테이션들에 의해 사용된 정보를 반송하는 필드들을 포함할 수 있다. 중계된 비콘 송신 각각의 포맷이 실질적으로 유사하지만, 내용은 통상적으로 각 송신에서 변화한다. 비콘 송신은 대략 주기적으로 중계되고, 몇몇 구현들에서는, 통신 매체(110)의 특징에 동기화된다. 몇몇 경우들에서, 프록시 조정자(PCo)는 CCo로부터 "은닉(hidden)"된 스테이션들(예를 들어, CCo로부터 신호들을 신뢰가능하게 수신하지 못하는 스테이션들)을 관리하기 위해 사용될 수 있다.

[0035] 몇몇 구현들에서, 네트워크 인터페이스 모듈들(106)은 네트워크 구성(100)이 변하는 송신 특징들을 나타내는 통신 매체(110)를 포함할 때 성능을 개선시키기 위한 특징들을 포함하는 프로토콜들을 사용한다. 예를 들어, 통신 매체(110)는 선택적으로 다른 매체들(예를 들어, 동축 케이블 라인들)에 결합된 가정에서의 AC 전력 라인들을 포함할 수도 있다.

[0036] 전력-라인 통신 시스템들은 정보를 교환하기 위해 기존의 AC 배선을 사용한다. 이들이 저주파수 송신을 위해 설계되기 때문에, AC 배선은 데이터 송신을 위해 사용된 더 높은 주파수들에서 변하는 채널 특징들을 제공한다. 예를 들어, 채널 특징들은 사용된 배선 및 실제 레이아웃에 의존하여 변할 수 있다. 다양한 링크들 사이의 데이터 레이트를 증가시키기 위해, 스테이션들은 그들의 송신 파라미터들을 동적으로 조정할 수도 있다. 이러한 프로세스를 채널 적응(channel adaptation)이라 칭한다. 채널 적응은 각 링크상에서 사용될 수 있는 송신 파라미터들의 세트를 특정하는 적응 정보를 제공하는 것을 포함한다. 적응 정보는 사용된 주파수들, 변조 파라미터들, 및 순방향 에러 정정(FEC) 방식과 같은 파라미터들을 포함할 수 있다.

[0037] 통신 매체(110)에 의해 제공된 임의의 2개의 스테이션들 사이의 통신 채널은 잡음 특징들 및 주파수 응답에서의 주기적 변동과 같은 변하는 채널 특징들을 나타낼 수도 있다. 변하는 채널 특징들의 존재에서 성능 및 QoS 안정성을 개선시키기 위해, 스테이션들은 채널 적응을 AC 라인의 주파수(예를 들어, 50 또는 60Hz)와 동기시킬 수 있다. 일반적으로, AC 라인 사이클의 위상 및 주파수는 로컬 잡음 및 부하 변화들에 따라 AC 라인을 생성하는 발전 플랜트에 의존하는 변동들을 나타낸다. AC 라인의 주파수와의 동기화는 스테이션들이 AC 라인 사이클의 특정한 위상 영역에 대해 최적화된 일관된 채널 적응을 사용할 수 있게 한다. 이러한 동기화의 예는 그 전체 내용이 인용에 의해 여기에 포함되는, 2006년 1월 23일에 출원된 미국 특허 출원 제 11/337,946 호에 기재되어 있다.

[0038] 변하는 채널 특징들에 의해 야기된 잠재적 손상들을 경감시키는 다른 양상은 OFDM과 같은 강건한 신호 변조 포맷의 사용을 수반한다. OFDM 변조를 사용하는 예시적인 통신 시스템이 후술된다.

[0039] 임의의 다양한 통신 시스템 아키텍처들은 통신 매체를 통해 송신되는 신호 파형으로 및 파형으로부터 데이터를 변환하는 네트워크 인터페이스 모듈(106)의 일부를 구현하기 위해 사용될 수 있다. 스테이션상에서 구동하는 애플리케이션에 대한 통신 프로토콜은 프레임의 페이로드내에서 반송되는 세그먼트들 또는 "패킷들"로 네트워크 인터페이스 모듈(106)에 데이터를 제공하고 그 네트워크 인터페이스 모듈로부터 데이터를 수신한다. "MAC 프로토콜 데이터 유닛"(MPDU)은 MAC 층이 PHY 층에 전송을 요청한 프레임이다. MPDU는 송신된 데이터의 타입에 기초하여 임의의 다양한 포맷들을 가질 수 있다. "PHY 프로토콜 데이터 유닛(PPDU)"은 전력 라인을 통해 송신되는 MPDU를 나타내는 변조된 신호 파형을 칭한다.

[0040] OFDM 변조에서, 데이터는 OFDM "심볼들"의 형태로 송신되고 프레임은 하나 또는 그 초과의 심볼들로 구성된다. 각 심볼은 미리 결정된 시간 지속기간 또는 심볼 시간($T_s$)을 갖는다. 각 심볼은 서로 직교하고 OFDM 캐리어들을 형성하는 N개의 사인 반송파 파형들의 중첩으로부터 생성된다. 각 캐리어는 심볼의 시작부로부터 측정된 피크 주파수( $f_i$) 및 위상($\Phi_i$)을 갖는다. 이들 상호 직교 캐리어들 각각에 대해, 사인 파형의 주기들의 전체수는 심볼 시간($T_s$)내에 포함된다. 등가적으로, 각 캐리어 주파수는 주파수 간격($\Delta f = 1/T_s$)의 정수 배들이다. 캐리어 파형들의 위상($\Phi_i$) 및 진폭($A_i$)은 결과적인 변조된 파형들의 직교성에 영향을 미치지 않고 (적절한 변조 방식에 따라) 독립적으로 선택될 수 있다. 캐리어들은 OFDM 대역폭이라 칭하는 주파수들($f_1$ 및 $f_N$ ) 사이의 주파수 범위를 점유한다.

[0041] 도 2를 참조하면, 통신 시스템(200)은 통신 매체(204)를 통해 신호(예를 들어, OFDM 심볼들의 시퀀스)를 수신기(206)에 송신하는 송신기(202)를 포함한다. 송신기(202) 및 수신기(206)는 모두 각 스테이션에서의 네트워크 인터페이스 모듈(106)에 통합될 수 있다. 통신 매체(204)는 네트워크 구성(100)의 통신 매체(110)를 통해 하나의 스테이션으로부터 다른 스테이션으로의 경로를 나타내는 "채널"을 제공한다.

[0042] 송신기(202)에서, PHY 층을 구현하는 모듈들은 MAC 층으로부터 MPDU를 수신한다. 송신기(202)는 인코딩 모듈

(220), 매핑 모듈(222), 변조 모듈(224), 포스트-프로세싱 모듈(226), 및 아날로그 프런트 엔드(AFE) 모듈(228)을 포함한다. 송신기(202)는 더욱 상세히 후술하는 바와 같은 ("심볼 세트"라 칭하는) 시퀀스의 시작부에서 구분문자 심볼을 포함하는, 통신 매체(204)를 통해 송신될 심볼들의 시퀀스들을 형성한다.

[0043] MPDU는 인코딩 모듈(220)에서 프로세싱되어 스크램블링, 콘볼루셔널 코딩, 인터리빙, 및 다이버시티 카핑과 같은 프로세싱을 수행한다. 도 3을 참조하면, 예시적인 인코딩 모듈(220)은 스크램블러(300), 인코더(302), 인터리버(304), 및 다이버시티 카피어(copier)(306)를 포함한다.

[0044] 스크램블러(300)는 (예를 들어, 0들 또는 1들의 긴 스트링들의 확률을 감소시키기 위해) MPDU에 의해 표현된 정보를 더욱 랜덤한 분포로 제공한다. 몇몇 구현들에서, 데이터는 아래와 같은 생성기 다항식을 사용하여 반복의사 잡음(PN) 시퀀스와 "XOR"된다.

$$S(x) = x^{10} + x^3 + 1 \quad \text{(식 1)}$$

[0045] 스크램블러(300)에서의 상태 비트들은 MPDU 프로세싱의 시작에서 미리 결정된 시퀀스(예를 들어, 모두 1들)로 초기화된다. 스크램블러(300)로부터의 스크램블링된 정보 비트들은 임의의 다양한 코딩 기법들(예를 들어, 콘볼루셔널 코딩)을 사용하는 인코더(302)에 의해 인코딩될 수 있다. 인코더(302)는 데이터 비트들의 스트림 및 몇몇 경우들에서는, 패리티 비트들의 하나 또는 그 초과의 스트림들과 같은 보조 정보를 생성할 수 있다. 예를 들어, 인코더(302)는 m개의 입력 정보 비트들의 각 블록에 대해, 입력 정보를 나타내는 m개의 "데이터 비트들"(d)의 블록, 정보 비트들에 대응하는 n/2개의 "패리티 비트들"(p)의 제 1 블록, 및 정보 비트들의 알려진 순열(permutation)에 대응하는 n/2개의 "패리티 비트들"(q)의 제 2 블록을 생성하기 위해 터보 코드를 사용할 수 있다. 이와 함께, 데이터 비트들 및 패리티 비트들은 잠재적 에러들을 정정하기 위해 사용될 수 있는 리던던트 정보를 제공한다. 이러한 방식은 m/(m+n)의 레이트를 갖는 코드를 산출한다.

[0046] 인터리버(304)는 인코더(302)로부터 수신된 비트들을 인터리빙한다. 인터리빙은 예를 들어, MPDU의 미리 결정된 부분들에 대응하는 블록들에 대해 수행될 수 있다. 인터리빙은, 정보의 주어진 블록에 대한 리던던트 데이터 및 패리티 비트들이 주파수에서(예를 들어, 상이한 캐리어들에 대해) 및 시간에서(예를 들어, 상이한 심볼들에 대해) 분포되어 로컬화된 신호 간섭(예를 들어, 시간 및/또는 주파수에서 로컬화됨)으로 인해 발생하는 에러들을 정정하기 위한 능력을 제공하는 것을 보장한다. 인터리빙은, 제한된 대역폭 간섭이 모든 캐리어들을 손상시킬 가능성이 없도록 MPDU의 주어진 부분에 대한 리던던트 정보가 OFDM 대역폭을 통해 균일하게 분포되는 캐리어들 상으로 변조된다는 것을 보장할 수 있다. 인터리빙은 또한, 광대역이지만 짧은 지속기간 간섭이 모든 심볼들을 손상시킬 가능성이 없도록 리던던트 정보가 하나 보다 많은 심볼 상으로 변조되는 것을 보장할 수 있다.

[0047] ROBO 모드들이라 칭하는 통신의 몇몇 모드들에서, 다이버시티 카피어(306)는 추가의 프로세싱을 수행하여 출력 데이터 스트림에서 증가된 리던던시를 생성한다. 예를 들어, ROBO 모드는 인코딩 모듈(220)의 출력에서 다수의 비트들에 의해 각 인코딩된 비트를 표현하기 위해 상이한 사이클릭 시프트들에서 버퍼 위치를 다수 번 판독함으로써 추가의 리던던시를 도입할 수 있다.

[0048] MPDU의 각 부분이 전체 보다 적은 변조된 캐리어들 또는 전체 보다 적은 변조된 심볼들로부터 복구될 수 있게 하기 위해 리던던시를 또한 제공하는 다른 타입의 인코더들, 인터리버들, 및/또는 다이버시티 카피어들이 사용될 수 있다.

[0049] 다시 도 2를 참조하면, 인코딩된 데이터는 현재의 심볼에 대해 사용된 성상도(constellation)(예를 들어, BPSK, QPSK, 8-QAM, 16-QAM 성상도)에 의존하여 데이터 비트들(예를 들어, 1, 2, 3, 4, 6, 8, 또는 10 비트들)의 그룹들을 취하고, 이들 비트들에 의해 표현된 데이터 값을 현재 심볼의 캐리어 파형의 동위상(I) 및 직교 위상(Q) 성분의 대응하는 진폭들에 매핑하는 매핑 모듈(222)로 공급된다. 이것은 그 실수부가 I 성분에 대응하고, 그 허수부가 피크 주파수($f_i$)를 갖는 캐리어의 Q 성분에 대응하는 복소수($C_i = A_i \exp(j\Phi_i)$)와 연관된 각 데이터 값을 발생시킨다. 대안적으로, 데이터 값들을 변조된 캐리어 파형들에 연관시키는 임의의 적절한 변조 방식이 사용될 수 있다.

[0050] 매핑 모듈(222)은 또한, OFDM 대역폭내의 캐리어 주파수들($f_1$,…, $f_N$)(또는 "톤들") 중 어느 것이 "톤 마스크"에 따라 정보를 송신하기 위해 시스템(200)에 의해 사용되는지를 결정한다. 예를 들어, 특정한 지역(예를 들어, 북아메리카)에서 라이센싱된 엔터티들과 간섭할 것 같은 몇몇 캐리어들이 회피될 수 있고, 전력은 이들 캐리어들에 대해 방출되지 않는다. 주어진 지역에서 판매된 디바이스들은 그 지역을 위해 구성된 톤 마스크를 사용하도록 프로그램될 수 있다. 매핑 모듈(222)은 또한, "톤 맵"에 따라 톤 마스크에서 캐리어들 각각에 대해

사용될 변조의 타입을 결정한다. 톤 맵은 (예를 들어, 다수의 스테이션들 사이의 리던던트 브로드캐스트 통신을 위한) 디폴트 톤 맵, 또는 (예를 들어, 2개의 스테이션들 사이의 더욱 효율적인 유니캐스트 통신을 위한) 통신 매체(204)의 특징들에 적응된 수신국에 의해 결정된 커스터마이징된(customized) 톤 맵일 수 있다. 스테이션이 (예를 들어, 채널 적응 동안), 톤 마스크에서의 캐리어가 (페이딩 또는 잡음으로 인해) 사용에 적합하지 않다는 것을 결정하면, 톤 맵은 캐리어가 데이터를 변조하는데 사용되지 않는다는 것을 특정할 수 있지만, 대신에, 그 캐리어에 대해 의사랜덤 잡음(예를 들어, 의사 잡음(PN) 시퀀스로부터의 이진 값으로 변조된 코히어런트 BPSK)을 사용할 수 있다. 2개의 스테이션들이 통신하기 위해, 이들은 신호들이 적절하게 복조되도록 동일한 톤 마스크 및 톤 맵을 사용해야 하거나, 적어도 다른 디바이스가 사용하는 톤 마스크 및 톤 맵이 무엇인지 알아야 한다.

[0051] MPDU에서의 제 1 심볼은 일반적으로 구분문자 심볼로 칭하는 심볼이다. 이러한 구분문자 심볼에서의 몇몇 캐리어들은 파일럿 캐리어들로서 사용될 수 있다. 파일럿 캐리어들은 수신기에 알려진 미리 결정된 진폭 및 위상으로 변조될 수 있다. 이러한 파일럿 캐리어들은 다양한 목적들을 위해 수신기에 의해 사용될 수 있다. 예를 들어, 수신기는 (예를 들어, 매칭된 필터를 사용하여) 파일럿 캐리어들의 존재를 검출하여 구분문자 심볼이 예상 시간 슬롯에서 전송되었는지 여부를 결정할 수 있다. 예상 도달 시간으로부터의 구분문자 심볼의 도달 시간의 임의의 편차는 다음의 심볼이 샘플링될 시간을 예측하거나 추정하기 위해 사용될 수 있다. 파일럿 캐리어들은 또한 예를 들어, 채널의 임펄스 응답 및 파일럿 캐리어들의 알려진 위상들에 대한 채널의 영향들을 포함하는 채널의 특징들을 추정하기 위해 사용될 수 있다. 파일럿 캐리어들은 사용되는 스펙트럼 영역의 일부상에 균일하게 분포될 수 있다. 예를 들어, 네 번째 캐리어 마다 파일럿 캐리어로서 사용될 수 있다. (데이터 캐리어들 또는 넌-파일럿 캐리어들로서 또한 칭하는) 파일럿 캐리어들로서 사용되지 않은 나머지 캐리어들은 프레임 제어 데이터 및 몇몇 경우들에서는 페이로드 데이터를 포함하는 데이터를 인코딩하기 위해 사용될 수 있다. 데이터를 인코딩하기 위해 구분문자 심볼의 적어도 몇몇 캐리어들을 사용하는 것은 구분문자 심볼들로 인해 오버헤드를 감소시켜서, 시스템의 쓰루풋을 개선시킨다.

[0052] 변조 모듈(224)은 피크 주파수들($f_1$,…, $f_N$)을 갖는 N개의 직교 캐리어 파형들 상으로 매핑 모듈(222)에 의해 결정되는 N개의 복수들(이들 중 몇몇은 미사용 캐리어들에 대해 0일 수도 있음)의 결과적인 세트의 변조를 수행한다. 변조 모듈(224)은 역 이산 퓨리에 변환(IDFT)을 수행하여 아래와 같이 쓸 수 있는 (샘플링 레이트($f_R$)에 대한) 이산 시간 심볼 파형(S(n))을 형성한다.

$$S(n) = \sum_{i=1}^{N} A_i \exp[j(2\pi i n/N+\Phi_i)]$$

[0053] (식 2)

[0054] 여기서, 시간 인덱스 n은 1 내지 N이고, $A_i$는 진폭이고, $\Phi_i$는 피크 주파수 $f_i = (i/N) f_R$, 및 $j = \sqrt{-1}$을 갖는 캐리어의 위상이다. 몇몇 구현들에서, 이산 퓨리에 변환은 N이 2의 멱수인 고속 퓨리에 변환(FFT)에 대응한다.

[0055] 포스트-프로세싱 모듈(226)은 연속(잠재적으로는 오버래핑) 심볼들의 시퀀스를, 통신 매체(204)를 통해 연속 블록으로서 송신될 수 있는 "심볼 세트"에 결합한다. (예를 들어, 시스템(200) 및/또는 통신 매체(204)에서의 손상으로 인한) 인터심볼 및 인터캐리어 간섭을 완화시키기 위해, 포스트-프로세싱 모듈(226)은 심볼의 타단의 카피인 사이클릭 확장자(예를 들어, 프리픽스)를 갖는 각 심볼의 일단을 확장할 수 있다. 포스트-프로세싱 모듈(226)은 또한, (예를 들어, 상승된 코사인 윈도우 또는 다른 타입의 펄스 정형 윈도우를 사용하여) 심볼 세트내의 심볼들의 서브세트들에 펄스 정형 윈도우를 적용하고 심볼 서브세트들을 오버랩하는 것과 같은 다른 기능들을 수행할 수 있다.

[0056] 변조 모듈(224) 또는 포스트-프로세싱 모듈(226)은 (예를 들어, 그 전체가 인용에 의해 여기에 포함되는 2006년 12월 21일 출원된 미국 출원 번호 제 11/614,729 호에 기재되어 있는 바와 같은) "진폭 마스크"에 따라 변조된 심볼들을 포함하는 신호의 스펙트럼을 더 변경시키는 스펙트럼 정형 모듈을 포함할 수 있다. 톤 마스크가 네트워크의 스테이션들 사이에서 메시지들을 교환함으로써 변화될 수 있지만, 진폭 마스크는 스테이션이 스테이션들 사이에서 메시지들을 교환할 필요없이 특정한 캐리어들에 대해 송신된 전력을 감쇠시킬 수 있게 한다. 따라서, 스펙트럼 정형 모듈은 간섭을 초래할 수도 있는 캐리어들의 진폭을 조정함으로써 스펙트럼 제약들의 변화에 응답하여 동적 스펙트럼 정형을 가능하게 한다. 몇몇 경우들에서, 스펙트럼 정형 모듈은 라이센싱된 엔터티로부

터의 송신의 검출과 같은 이벤트에 응답하여 미리 결정된 제한 아래의 주파수 성분의 진폭을 설정한다. 진폭은 (예를 들어, 미리 결정된 성상도에 따라) 정보를 변조하는데 일반적으로 사용되는 미리 결정된 레벨 아래로 설정될 수도 있어서, 결과적인 방출된 전력은 다른 디바이스들과 간섭하지 않는다. 진폭 마스크는 또한, 캐리어가 완벽하게 널(null)된다는 것을 나타낼 수도 있다, 즉, 대응하는 진폭이 0으로 설정된다. 감쇠된 캐리어들은 이들이 0 진폭으로 송신되더라도 변조 및 인코딩 방식이 보존되도록 수신국에 의해 여전히 프로세싱된다.

[0057] 일반적으로, 2개의 통신국들은 다른 스테이션이 어떤 진폭 마스크를 사용하는지(또는 다른 스테이션이 진폭 마스크를 전혀 사용하지 않는지 여부)를 반드시 알 필요는 없다. 따라서, 이러한 경우들에서, 진폭 마스크가 캐리어를 부분적으로 또는 전체적으로 감쇠시키기 위해(즉, 턴 오프) 사용될 때 송신기와 수신기 사이의 변조 방식의 변경은 필요하지 않다. 몇몇 경우들에서, 수신국은 감쇠된 캐리어들에 대한 불량한 신호 대 잡음비를 검출하고 (톤 마스크내의 캐리어들이 어떻게 변조되는지를 결정하는) 업데이트된 톤 맵으로부터 이들을 배제하여, 이들 캐리어들이 데이터를 변조하기 위해 사용되지 않는다는 것을 나타낸다. 몇몇 경우들에서, 송신기에 의해 사용된 진폭 마스크를 수신기가 아는 것이 바람직하다. 예를 들어, 수신기가 평활화(예를 들어, 잡음 에너지를 감소시키기 위해 주파수 도메인에서 필터링)를 사용하여 (예를 들어, 캐리어 마다) 채널의 더 양호한 추정치를 생성할 때, 각 캐리어에 대한 송신 진폭의 지식은 왜곡을 추가하지 않고 추정치를 적절하게 필터링하기 위해 사용될 수 있다.

[0058] 몇몇 구현들에서, 스펙트럼 정형 모듈은 예를 들어, 신호에서 하나 또는 그 초과의 협주파수 대역들의 진폭을 감소시키는 프로그램가능한 노치 필터로서 포스트-프로세싱 모듈(226)에 포함될 수 있다.

[0059] AFE 모듈(228)은 심볼 세트의 연속-시간(예를 들어, 저역 통과 필터링된) 버전을 포함하는 아날로그 신호를 통신 매체(204)에 커플링한다. 통신 매체(204)를 통한 파형(S(t))의 연속 시간 버전의 송신의 영향은 통신 매체를 통한 송신의 임펄스 응답을 나타내는 함수(g(τ;t))와의 콘볼루션에 의해 표현될 수 있다. 통신 매체(204)는 재머(jammer)에 의해 방출된 랜덤 잡음 및/또는 협대역 잡음일 수도 있는 잡음(n(t))을 추가할 수도 있다.

[0060] 수신기(206)에서, PHY 층을 구현하는 모듈들은 통신 매체(204)로부터의 신호를 수신하고 MAC 층에 대한 MPDU를 생성한다. 심볼 프로세싱 모듈(230)은 구분문자 검출, 시간 동기화, 및 채널 추정과 같은 기능들을 수행하여, 타이밍 정보, 채널 추정 정보, 및 각 심볼에 대한 샘플링된 신호 값들을 복조기/디코더 모듈(232)에 제공한다. 복조기/디코더 모듈(232)은 이산 퓨리에 변환(DFT)을 수행하여 (N-포인트 DFT를 수행함으로써) 인코딩된 값들을 나타내는 N개의 복소값들의 시퀀스를 추출한다. 복조기/디코더 모듈(232)은 복소 DFT 값들을 복조하여 대응하는 비트 시퀀스들을 획득하고, (디인터리빙, 에러 정정, 및 디스크램블링을 포함하는) 비트들의 적절한 디코딩을 수행한다.

[0061] 복조는 또한, (예를 들어, DFT 값들이 획득된 이후에) 수신된 신호를 프로세싱하여 송신된 신호에 대한 채널의 영향들을 제거하는 것을 포함한다. 캐리어들의 위상 및 진폭에 대한 채널의 영향들(예를 들어, 채널의 위상 감지 주파수 응답)을 나타내는 "코히어런트 레퍼런스"는, 송신된 파일럿 캐리어들이 수신기에 의해 알려져 있기 때문에 구분문자 심볼의 일부로서 수신된 파일럿 캐리어들로부터 추정될 수 있다. 파일럿 캐리어들이 구분문자 심볼에서 사용된 캐리어들의 일부만을 나타내기 때문에, (수신기에 의해 반드시 알려지지 않은) 데이터 캐리어들에 대한 영향들은 파일럿 캐리어들에 기초하여 보간될 수 있다. 더욱 상세히 후술하는 바와 같이, 어떤 데이터가 원래 송신되었는지에 관하여 복조기/디코더 모듈(232)로부터 획득된 정보는 심볼 프로세싱 모듈(230)로 피드백되어 코히어런트 레퍼런스의 정확성을 증가시킬 수 있다.

[0062] 심볼 프로세싱 모듈(230)은, (예를 들어, 그 전체가 여기에 인용에 의해 포함되는 2006년 1월 24일 출원된 미국 출원 번호 제 11/339,293 호에 기재된 바와 같이) 네트워크가 CCo 스테이션을 포함하는 경우에 몇몇 경우들에서는 이전에 수신된 비콘 송신, 및 하나 또는 그 초과의 다른 스테이션들의 클록들에 동기화된 로컬 클록의 값과 같은 타이밍 정보에 기초하여 예측된 구분문자 도달 시간에서 통신 매체(204)로부터의 값들의 샘플링을 시작한다. 타이밍 레퍼런스가 수신된 비콘 송신에 기초하여 결정될 때에도, 송신 및 수신 스테이션들 각각과 CCo 스테이션 사이의 상대적 전파 지연들이 알려지지 않을 수도 있기 때문에 주어진 스테이션으로부터 프레임의 도달 시간에서는 여전히 불확실성이 존재할 수도 있다. 몇몇 구현들에서, 구분문자에는 시작부 및/또는 종단에 사이클릭 확장자가 제공될 수도 있다. 이러한 사이클릭 확장자들로, 구분문자의 예상된 시작 시간의 정확성에 관하여 유연성이 존재한다. 구분문자 심볼의 시작부 또는 종단에서 발생하는 신호 값들의 샘플들은 이들 값들이 구분문자 심볼의 종단 및 시작부 둘 다에서 반복되기 때문에 (구분문자 심볼의 샘플링이 늦게 또는 이르게 시작하는 경우에) 배제될 수 있다. 몇몇 구현들에서, 구분문자가 (예를 들어, 프레임 제어 및/또는 페이로드로부터, 또는 확인응답 정보로부터의) 데이터로 변조된 캐리어들을 포함하는 경우에, 신호의 샘플링은 어떤 공차내에서

구분문자의 예상된 시작 시간에 관하여 더욱 정밀하게 타이밍되어서, 알려진 프리앰블 정보 및 알려지지 않은 데이터를 반송하는 캐리어들이 직교를 유지하는 것을 보장한다.

[0063] 심볼 프로세싱 모듈(230)은 또한 구분문자 심볼에서 파일럿 캐리어들로부터 타이밍 정보를 획득할 수 있다. 복조기/디코더 모듈(232)은 구분문자 심볼의 도달 시간의 예측에서의 불확실성을 보상하기 위해 이러한 타이밍 정보를 사용할 수 있다. 예를 들어, 샘플링이 늦게 또는 이르게 시작하는 경우에 정보가 분실되더라도, 시간 오프셋은 DFT 값들의 예상된 위상들에서 변화들을 초래할 수 있다. 복조기/디코더 모듈(232)은 (시간 도메인에서의 시간 시프트가 주파수 도메인에서의 선형 위상 시프트와 등가이기 때문에) 파일럿 캐리어들에 대응하는 DFT 값들로부터 적어도 부분적으로 유도된 시간 오프셋을 보상하기 위해 모든 DFT 값들을 위상 시프트할 수 있다. 시간 오프셋은 또한, 후속 프레임에 대한 구분문자 심볼이 수신기에 도달하는 시간의 더욱 정확한 예측을 결정하는데 사용될 수 있다. 후속 심볼들에 대해 사용된 사이클릭 확장자의 길이(또는 다른 형태의 가드 간격)는 임의의 잔류 타이밍 불확실성을 설명하기에 충분히 길게 이루어질 수 있다.

[0064] 구분문자 심볼의 샘플들이 취득되고 초기 코히어런트 레퍼런스가 획득된 이후에, 심볼 프로세싱 모듈(230)은 구분문자 심볼의 존재를 확인하기 위해 "구분문자 검출"을 수행할 수 있다. 복조기/디코더 모듈(232)은 몇몇 경우들에서는, 구분문자 검출과 동시에, 초기 코히어런트 레퍼런스를 사용하여 데이터 캐리어들 상으로 인코딩되고 변조된 데이터를 복조 및 디코딩할 수 있다. 데이터가 (예를 들어, 무결성 체크 값에 의해 확인되는 바와 같이) 올바르게 디코딩된 이후에, 데이터는 재-인코딩되어 전체 구분문자 심볼의 재구성을 획득할 수 있고, 이 재구성은 그 후 구분문자 심볼에 후속하는 나머지 페이로드 심볼들을 복조하고 디코딩하는 더욱 정확한 코히어런트 레퍼런스로서 사용될 수 있다(보간이 필요하지 않기 때문이다).

[0065] 몇몇 경우들에서, 다수의(및 점진적으로 더욱 정확한) 코히어런트 레퍼런스들이 반복적으로 생성될 수 있다. 예를 들어, 구분문자 심볼에서의 몇몇 데이터 캐리어들이 프레임 제어 데이터에 대해 사용되고 몇몇 데이터 캐리어들이 페이로드 데이터에 대해 사용되는 경우에, 프레임 제어 데이터만이 제 1 패스에서 복조되고 디코딩되어 알려진 파일럿 캐리어들을 재생성할 수 있고 구분문자 심볼의 각각의 캐리어들 상으로 프레임 제어 데이터를 재인코딩할 수 있다. 결과적으로 재생성된 심볼은 나머지 알려지지 않은 페이로드 데이터 캐리어들에 대해 (예를 들어, 필터링 또는 평활화를 사용하는) 몇몇 보간을 여전히 사용한다. 그러나, 이러한 경우에서, 초기 코히어런트 레퍼런스의 경우에서 보다는 더 적은 수의 캐리어들이 보간을 요구한다. 그 후, 다른 새로운 코히어런트 레퍼런스가 재생성된 구분문자 심볼로부터 획득될 수 있고 나머지 페이로드 데이터 캐리어들을 복조 및 디코딩하기 위해 사용될 수 있다. 몇몇 구현들에서, 이러한 프로세스는 어떠한 캐리어에 대해서도 보간을 사용하지 않는 재생성된 구분문자 심볼로부터 획득된 더욱더 정확한 제 3 코히어런트 레퍼런스를 생성함으로써 계속될 수 있다. 그 후, 이러한 코히어런트 레퍼런스는 구분문자 심볼에 후속하는 심볼들을 복조 및 디코딩하기 위해 사용될 수 있다. 구분문자 심볼에 대해 수행될 수 있는 프로세싱의 양은 구분문자 심볼의 샘플링의 종단과 다음의 심볼의 샘플링의 시작부 사이에 존재하는 시간량에 의해 제한될 수도 있다.

[0066] 송신기(202) 또는 수신기(206)에서 모듈들을 포함하는 통신 시스템(200)의 임의의 모듈들이 하드웨어, 소프트웨어, 또는 하드웨어와 소프트웨어의 조합으로 구현될 수 있다.

[0067] 네트워크 기술들이 다음 세대로 발전함에 따라, 더 높은 물리층 데이터 레이트들의 이점이 프리앰블, 헤더 및 확인응답 신호들로 인한 오버헤드를 감소시킴으로써 더 양호하게 실현될 수 있다.

[0068] 도 4a는 OFDM 심볼의 개략도를 도시한다. 이제, 도 4b를 참조하면, 홈플러그(HomePlug) AV에서 사용된 PPDU 포맷의 예시적인 개략도가 도시되어 있다. 이러한 예에서, AV 프리앰블은 길이가 총 51.21 마이크로초인 다수의 5.12 마이크로초 OFDM 심볼들이다. AV 프레임 제어(AVFC) OFDM 심볼은 길이가 59.28 마이크로초이다. AV 프리앰블과 AVFC의 합은 길이가 대략 총 110.5 마이크로초이다. 나머지 OFDM 심볼들은 페이로드를 포함한다.

[0069] 도 4c에 도시되어 있는 바와 같이, PPDU에는 AV 프리앰블 및 페이로드 심볼을 갖지 않는 AVFC를 포함하는 추가의 짧은 PPDU를 통해 송신되는 선택적 확인응답(SACK)이 후속한다. 이러한 예에서, PPDU와 짧은 PPDU 사이의 응답 프레임간 공간(RIFS_AV)은 80 마이크로초이다. 따라서, 사용자 데이터그램 프로토콜(UDP) 페이로드에 대한 총 오버헤드는 RIFS_AV + 2*(AV 프리앰블 길이 + AVFC 길이) = 301 마이크로초이다. 표 1은 데이터의 20,000 바이트의 페이로드 및 3개의 상이한 채널 물리층(PHY) 데이터 레이트들: 100 Mbps, 500 Mbps 및 1,000 Mbps를 가정한 유효 UDP 쓰루풋 및 효율을 나타낸다.

[0070] 표 1

| PHY 데이터레이트 (Mbps) | 100 | 500 | 1,000 |
|---|---|---|---|
| 유효 데이터 레이트 (Mbps) | 84.2 | 257.6 | 347.1 |
| UDP 효율 (%) | 84.2% | 51.5% | 34.7% |

[0071]

[0072] 송신 제어 프로토콜(TCP)의 경우에서, 오버헤드 문제는 PPUD들이 TCP 확인응답을 리턴하여 추가의 오버헤드를 추가하기 때문에 더 심해진다. 홈플러그 AV에서, (예를 들어 그 전체가 인용에 의해 여기에 포함되는 2008년 5월 9일 출원된 미국 출원 번호 제 12/118,613 호에 기재되어 있는 바와 같이) 양방향 버스팅으로서 칭하는 PPDU 포맷이 TCP 확인응답들과 연관된 오버헤드의 일부를 감소시키기 위해 사용된다. 도 4d는 이러한 포맷의 예를 도시한다. 도 4d에 도시된 예에서, TCP 확인응답은 길이가 48.52 마이크로초인 단일 OFDM 페이로드 심볼로 피팅된다. 이러한 예에서 TCP 페이로드의 총 오버헤드는 2*RIFS + 3*(AV 프리앰블 길이 + AVFC 길이) + OFDM 페이로드 심볼 = 540 마이크로초이다.

[0073] 표 2는 데이터의 20,000 바이트의 페이로드 및 3개의 상이한 채널 물리층(PHY) 데이터 레이트들: 100 Mbps, 500 Mbps 및 1,000 Mbps를 가정한 유효 TCP 쓰루풋 및 효율을 나타낸다.

[0074] 표 2

| PHY 데이터 레이트 (Mbps) | 100 | 500 | 1,000 |
|---|---|---|---|
| 유효 데이터 레이트 (Mbps) | 74.8 | 186.0 | 228.6 |
| TCP 효율 (%) | 74.8% | 37.2% | 22.9% |

[0075]

[0076] 구분문자, 응답 프레임간 공간 및 TCP 확인응답들을 반송하는 OFDM 심볼에서의 길이의 감소는 더 높은 PHY 데이터 레이트들(예를 들어, 100 Mbps 보다 큰)의 이점을 산출하는 것을 도울 수 있다. 일반적으로, 구분문자의 길이를 단축시키는 것은 특히 잡음 매체에서 구분문자의 신뢰도에 악영향을 미칠 수도 있다. 구분문자들은 그들이 동작하는 채널들에 따라 설계된다. 예를 들어, 홈플러그 AV의 경우에서, 구분문자는 신호 대 잡음(SNR)비가 0dB 보다 낮은 채널들 상에서 신뢰가능한 검출을 제공하면서 짧도록 설계된다. 일반적으로, 적어도 1개의 풀 OFDM 심볼이 페이로드 OFDM 심볼들을 디코딩하기 위해 채널의 신뢰가능한 추정치를 제공하도록 홈플러그 AV에서 요구된다.

[0077] 몇몇 구현들에서, 프리앰블, 프레임 제어 및 선택적으로는 페이로드의 적어도 일부는 구분문자로 인한 오버헤드를 감소시키기 위해 OFDM 심볼 구분문자에서 인코딩될 수 있다. 이러한 인코딩 방식의 예가 도 7a에 도시되어 있다. 이러한 방식들에서, 모든 송신들은 TDMA를 사용하여 양호하게 동기화된다. 또한, PPDU의 시작은 일반적으로 수신기에서 알려져 있다.

[0078] 몇몇 구현들에서, 단일 OFDM 심볼 구분문자가 사용되는 경우에, PPDU의 시작점은 정확하게 디코딩되어야 한다. 이것은 예를 들어, 프리앰블을 검출함으로써 행해질 수 있다. 일반적으로, PPDU의 시작부는 CSMA와 같은 비동기 송신의 경우에서 수신기에 의해 사전에 알려지지 않는다. 몇몇 구현들에서, 미리 정의된 시간, 예를 들어, 홈플러그 AV 비콘 주기(도 4e에 도시됨), 및 네트워크 시간 베이스는 PPDU 검출의 신뢰가능한 시작을 지원하고, 단일 OFDM 심볼 구분문자가 사용되는 경우들에서 디코딩하기 위해 동기화를 제공하도록 사용될 수 있다. 이러한 동기화는 그 전체 내용들이 인용에 의해 여기에 포함되는 2006년 1월 23일 출원된 미국 출원 제 11/337,946 호 및 미국 특허 제 7,558,294 호에 또한 기재되어 있다.

[0079] 몇몇 구현들에서, (프레임의 시작(SOF) 구분문자라 또한 칭하는) 구분문자의 시간 지속기간은 예를 들어, 55 마이크로초 또는 그 미만으로 감소될 수 있다. 몇몇 구현들에서, SACK의 시간 지속기간은 예를 들어, 27 마이크로초 또는 그 미만으로 또한 감소될 수 있다. 구분문자 및 SACK의 지속기간들에서의 이러한 감소들은 단축된 (예를 들어, 절반 또는 더 작은 길이) OFDM 심볼들을 사용하여 달성될 수 있다. 단축된 OFDM 심볼들의 길이는 채널에 따라 조정될 수 있다. 예를 들어, 길이는 양호한 채널들에 대해서는 더 짧을 수 있고 불량한 채널들에 대해서는 더 길 수 있다. 이러한 경우들에서, 비콘 송신을 위해, 더 긴 AV 프리앰블은 네트워크에서의 모든 스테이션들이 비콘 송신들을 검출할 기회를 증가시키기 위해 사용될 수 있다.

[0080] UDP에 대해, 지연된 확인응답들을 사용하여 예를 들어, 20 마이크로초까지의 감소된 RIFS를 갖는 하프 심볼

SACK를 가정하면, 오버헤드는 SOF 구분문자 + RIFS + SACK이다. 본 예에서, 오버헤드는 102 마이크로초와 같다. 몇몇 구현들에서, RIFS는 20 마이크로초 보다 상당히 짧을 수 있고(몇몇 경우들에서는 심지어 0에 가깝다) (수신기에 의해 특정된) 송신기와 수신기에 의존할 수 있고 그 사이에서 협상될 수 있다.

[0081] (도 4f에 도시된 예로서) TCP의 경우에서, TCP 확인응답 페이로드를 갖는 하드 심볼 길이 SACK, RIFS가 예를 들어, 20 마이크로초까지 감소될 수 있도록 최종 PHY 블록(들)에 대한 지연된 확인응답들, 및 예를 들어 다음의 송신의 SOF까지 지연된 TCP ACK들에 대한 확인응답을 가정하면, 오버헤드는 SOF 구분문자+RIFS+SACK로서 계산될 수 있다. 이러한 예에서, 오버헤드는 따라서 102 마이크로초이다.

[0082] 표 3은 데이터의 20,000 바이트의 페이로드 및 3개의 상이한 채널 물리층(PHY) 데이터 레이트들: 100 Mbps, 500 Mbps 및 1,000 Mbps를 가정한 유효 UDP 및 TCP 쓰루풋 및 효율을 나타낸다. 쓰루풋 및 효율이 단축되고 지연된 SACK들을 사용함으로써 현저하게 증가될 수 있다는 것을 표 3으로부터 알 수 있다.

[0083] 표 3

| 데이터 레이트 (Mbps) | 100 | 500 | 1,000 |
|---|---|---|---|
| 유효 PHY 레이트 (Mbps) | 94.0 | 379.1 | 610.7 |
| TCP/UDP 효율 (%) | 94.0% | 75.8% | 61.1% |

[0084]

[0085] MIMO에 대한 단일 OFDM 심볼 구분문자

[0086] 프리앰블 캐리어들의 세트들이 NxM 다중-입력/다중-출력(MIMO) 시스템에서 N개의 송신기들 각각에 할당될 수도 있고, 여기서, N은 송신기들(또는 송신 안테나들)의 수이고, M은 수신기들(또는 수신 안테나들)의 수이고, M은 통상적으로 N보다 크거나 같다. MIMO 시스템에 대한 예시적인 인코딩 방식이 도 7b에 도시되어 있다. (전력 라인상의 2x2 MIMO에 대한) 이러한 예에서, 프리앰블 캐리어들의 25%가 2개의 송신기들 중 하나에 할당되고 프리앰블 캐리어들 중 25%가 다른 송신기에 할당된다. 전력 라인 매체상의 동작을 위한 MIMO 시스템들의 몇몇 구현들에서, 다수 안테나들이 전력 라인 매체의 3개의 컨덕터들(라인, 중성, 및 접지)의 상이한 페어링(pairing)을 사용하여 구현될 수 있다. 예를 들어, 스테이션들은 제 1 안테나로서 라인-중성 컨덕터들 사이에 인가된 전압 및 MIMO 신호를 송신 및 수신하는 제 2 안테나로서 라인-접지 컨덕터들 사이에 인가된 전압을 사용할 수도 있다. 채널의 임펄스 응답의 길이가 단일 심볼 구분문자(SSD)에 대한 심볼 길이의 1/4보다 작다고 가정하면, 수신기는 각 송신기로부터의 프리앰블 캐리어들의 각 세트로부터 캐리어들을 보간함으로써 모든 캐리어들에 대한 완벽한 MIMO 채널 매트릭스의 정확한 추정치를 획득할 수도 있다. 채널 임펄스 응답이 SSD 길이의 1/4이라는 가정은, 캐리어들의 25%가 각 프리앰블에 대해 사용되기 때문에 이루어진다. 이러한 예에서, 다른 가정은 캐리어 간격들이 프리앰블 캐리어들의 각 세트에 대해 균일하다는 것이다. 제 2 가정이 넌-MIMO 시스템에 대해 또한 이루어질 수도 있다. MIMO SSD가 프레임 제어 캐리어들 및 페이로드 캐리어들을 여전히 포함할 수도 있지만, 일반적으로, 이러한 넌-프리앰블 캐리어들의 수는 넌-MIMO 시스템에 비교하여 작다. 몇몇 구현들에서, MIMO SSD에 대해 요구되는 프리앰블 캐리어들의 수는 캐리어 간격, 채널의 임펄스 응답의 길이, 및 수신기에서 캐리어들의 신호 대 잡음비 중 하나 또는 그 초과에 의존한다. 프리앰블, 프레임 제어 및 페이로드에 할당된 SSD 캐리어들의 부분들이 다양한 채널 조건들에 기초하여 선택될 수 있다.

[0087] 2x2에 대한 완벽한 MIMO 채널 매트릭스는 4개의 단계들에서 계산된다.

[0088] 1. 제 1 송신기(TX1)에 의해 송신되고 제 1 수신기(RX1)에 의해 수신된 프리앰블 캐리어들이 보간되고 선택적으로 필터링되어 모든 캐리어들에 대한 제 1 매트릭스 엘리먼트(H11)에 대한 추정치를 획득한다.

[0089] 2. TX1에 의해 송신되고 제 2 수신기(RX2)에 의해 수신된 프리앰블 캐리어들이 보간되고 선택적으로 필터링되어 모든 캐리어들에 대한 제 2 매트릭스 엘리먼트(H12)에 대한 추정치를 획득한다.

[0090] 3. TX2에 의해 송신되고 RX1에 의해 수신된 프리앰블 캐리어들이 보간되고 선택적으로 필터링되어 모든 캐리어들에 대한 제 3 매트릭스 엘리먼트(H21)에 대한 추정치를 획득한다.

[0091] 4. TX2에 의해 송신되고 RX2에 의해 수신된 프리앰블 캐리어들이 보간되고 선택적으로 필터링되어 모든 캐리어들에 대한 제 4 매트릭스 엘리먼트(H22)에 대한 추정치를 획득한다.

[0092] 상기 4개의 단계들 각각은 서로 독립적으로 실행될 수도 있다. 예를 들어, 단계들은 임의의 순서로 또는 심지어 병렬로 실행될 수도 있다. 2x2 MIMO 채널 매트릭스가 계산되면, MMO 페이로드의 디코딩은 개별 프레임 제어

및/또는 페이로드 스트림들을 각 송신기(TX1 및 TX2)로부터 분리하기 위해 매트릭스를 적용함으로써 수행된다.

[0093] 프레임 제어는 다양한 방식들로 인코딩될 수도 있다. 몇몇 구현들에서, 프레임 제어는 인코딩되고, 그 후 리던던시를 위해 카피 인코딩된다. 인코딩은 또한 FEC 인코딩과 같은 에러 제어 코딩을 포함할 수도 있다. 몇몇 구현들에서, 인코딩된 프레임 제어 스트림은 각 송신기에 대해 하나의 데이터 스트림인, 다수의 데이터 스트림들로 분할된다. 카피 인코딩의 경우에서, 다수의 스트림들은, 정보 및 패리티 비트들이 각 스트림에 대해 선택되어 각 비트의 상이한 카피들에 대한 주파수에서의 분리를 최대화하기 위해 서브-분할될 수도 있다. 수신기에서의 수신된 데이터의 디코딩은 다수의 수신기들(또는 수신 안테나들) 각각에서의 스트림들의 프로세싱 및 카피들의 결합을 포함한다. 디코딩은 또한, 바람직하게는, 터보, 저밀도 패리티 체크(LDPC) 또는 유사한 에러 정정 코드를 사용하여 FEC 디코딩을 수행하는 것을 포함할 수도 있다.

[0094] 몇몇 구현들에서, 프레임 제어 정보는 각 송신기가 인코딩된 프레임 제어 캐리어들의 일부를 전송하도록 인코딩된다. 이러한 방식의 예가 도 7c에 도시되어 있다. 프레임 제어를 인코딩하는 이러한 방식들은 MIMO 채널 매트릭스의 추정 뿐만 아니라 성능을 개선시킬 수 있다. 도 7c는 프레임 제어 캐리어들의 절반이 송신기(또는 송신 안테나)(TX1)에 의해 송신되고 다른 반이 송신기(또는 송신 안테나)(TX2)에 의해 송신되는 2x2 MIMO의 예를 도시한다. 이러한 예에서, 수신기들(또는 수신 안테나들)(RX1 및 RX2)의 디코딩은 아래와 같이 수행된다.

[0095] 1. 완벽한 2x2 MIMO 채널 매트릭스가 상술한 바와 같이 추정된다.

[0096] 2. TX1에 의해 송신된 프레임 제어 캐리어들을 디코딩하기 위해 RX1과 H11이 사용되고 RX2와 H12가 사용된다.

[0097] 3. TX2에 의해 송신된 프레임 제어 캐리어들을 디코딩하기 위해 RX1과 H21이 사용되고 RX2와 H22가 사용된다.

[0098] 4. 예를 들어, FEC 방식 및 카피 결합을 사용하는 에러들의 정정, 및 프레임 제어 정보가 (예를 들어, 사이클릭 리던던시 체크(CRC)를 사용하여) 정확하게 디코딩되었다는 것을 검증하는 것을 포함하는, 프레임 제어 캐리어들의 완벽한 세트가 프레임 제어 정보를 디코딩하기 위해 사용된다.

[0099] 5. 프레임 제어의 CRC가 유효한 경우에, 프레임 제어는 TX1 및 TX2상의 프레임 제어 캐리어들의 송신 상태를 생성하기 위해 재인코딩된다(송신 상태의 재인코딩 및 재생성은 FEC 인코딩, 카피들의 생성, 및 변조의 수행을 포함할 수도 있다). CRC가 유효한 것으로 결정되기 때문에, FEC 디코딩되기 이전에 프레임 제어 정보에 존재할 수도 있는 임의의 에러들은 새롭게 재인코딩된 프레임 제어 정보로부터 제거될 것이고, 이것은 먼저 수신될 때 적절하게 복조할 수 없게 너무 많은 잡음을 반송한 캐리어들에 대해서도 송신 상태가 재생성될 수 있게 한다.

[0100] 6. TX1에 의해 송신되고 RX1에 의해 수신된 프리앰블 및 프레임 제어 캐리어들이 보간되고 선택적으로 필터링되어 모든 캐리어들에 대한 제 1 매트릭스 엘리먼트(H11)에 대한 수정된 추정치를 획득한다.

[0101] 7. TX1에 의해 송신되고 RX2에 의해 수신된 프리앰블 및 프레임 제어 캐리어들이 보간되고 선택적으로 필터링되어 모든 캐리어들에 대한 제 2 매트릭스 엘리먼트(H12)에 대한 수정된 추정치를 획득한다.

[0102] 8. TX2에 의해 송신되고 RX1에 의해 수신된 프리앰블 및 프레임 제어 캐리어들이 보간되고 선택적으로 필터링되어 모든 캐리어들에 대한 제 3 매트릭스 엘리먼트(H21)에 대한 수정된 추정치를 획득한다.

[0103] 9. TX2에 의해 송신되고 RX2에 의해 수신된 프리앰블 및 프레임 제어 캐리어들이 보간되고 선택적으로 필터링되어 모든 캐리어들에 대한 제 4 매트릭스 엘리먼트(H22)에 대한 수정된 추정치를 획득한다.

[0104] 상기 4개의 단계들(6 내지 9) 각각은 서로 독립적으로 실행될 수도 있다. 예를 들어, 단계들은 임의의 순서로 또는 심지어 병렬로 실행될 수도 있다.

[0105] 다른 접근방식에서, 캐리어들의 추가의 세트는 페이로드 정보로 MIMO 인코딩될 수도 있고, 단계 6 내지 9에서 결정된 MIMO 채널 매트릭스를 사용하여 페이로드 세그먼트는 디코딩되고, CRC 검증되며 재인코딩될 수도 있어서 심볼에서 나머지 캐리어들의 상태를 결정한다. 추가의 프로세싱이 알려진 프리앰블, 알려진 프레임 제어 및 알려진 페이로드 캐리어들을 사용하여 수행될 수도 있어서 연속(또는 나머지) 심볼들의 MIMO 인코딩된 페이로드를 디코딩하기 위한 더욱 정확한 MIMO 채널 매트릭스를 추정한다.

[0106] 몇몇 구현들에서, 채널 추정 동안 필터링(또는 평활화 및/또는 보간)은 시간 도메인에서 추정된 임펄스 응답을 윈도잉하는 효과를 달성하기 위해 주파수 도메인에서 캐리어들의 세트들을 필터링(예를 들어, FIR 필터를 사용)하고 채널 임펄스 응답 길이 보다 현저하게 긴 심볼 길이를 활용하는 것을 포함한다. 몇몇 경우들에서, 이것은 잡음을 감소시킨다. 예를 들어, 상승 코사인 윈도우가 임펄스 응답을 윈도잉하기 위해 사용될 수도 있고, 여기서, 윈도우의 넌-제로 값들은 심볼 길이의 작은 부분일 수도 있고, 임펄스 응답의 추정치의 나머지는 0으로

설정된다. 몇몇 구현들에서, 프리앰블 캐리어들은 윈도우가 집중화될 필요가 있는 임펄스 응답에서의 위치를 추정하기 위해 포스트 프로세싱된다. 통상적으로, 윈도잉은 임펄스 응답의 피크를 중심으로 한다.

[0107] 도 8a 및 도 8b는 채널 추정 프로세스에서 예시적인 동작들의 플로우차트들을 도시한다. 통상적으로, 도 8a에 도시된 동작들은 도 8b에 도시된 동작들과 실질적으로 동일한 효과를 달성한다. 도 8a에서, 프리앰블 또는 레퍼런스 캐리어들로부터의 채널 추정치들은 주파수 도메인에서 필터 (예를 들어, 디지털 FIR 필터)를 사용하여 필터링된다. FIR 필터는 대응하는 윈도우 함수의 주파수 도메인 표현일 수 있다. 도 8b에서, 추정치들은 IFFT와 같은 변환을 사용하여 시간 도메인으로 변환되어 채널의 임펄스 응답의 추정치(도 9a)를 생성한다. 몇몇 구현들에서, 프리앰블 캐리어들의 추가의 포스트 프로세싱은 윈도우가 집중화될 필요가 있는 임펄스 응답에서의 위치를 결정하기 위해 행해진다. 임펄스 응답은 (도 9b에 도시된 바와 같은) 윈도우에 의해 곱셈되어, 윈도우의 범위 외부의 잡음이 제거되고, 따라서 채널의 임펄스 응답의 잡음 필터링된 추정치를 발생시킨다(도 9c). 잡음 필터링된 추정치는 FFT와 같은 다른 변환을 사용하여 주파수 도메인으로 다시 변환될 수 있다.

[0108] 몇몇 구현들에서, 프레임 제어에 대한 CRC 체크는 유효 신호가 존재하는지를 결정하기 위해 사용된다. CRC가 유효한 것으로 결정되면, PPDU의 유효 시작의 존재를 확인한다. 몇몇 구현들에서, 프리앰블 캐리어들의 정정이 또한, PPDU의 유효 시작의 존재를 확인하기 위해 사용될 수도 있다.

[0109] 잡음 채널에서 고속(단시간) 캐리어 감지

[0110] 일반적으로, 간단한 에너지 감지 캐리어 검출은 매우 낮은 SNR 조건들로 인해 전력라인상에서 신뢰가능하게 사용될 수 없다. 이러한 조건들 하에서, 채널상의 에너지에서의 변화는 매우 작고 임펄스 잡음은 통상적으로 크다. 이러한 조건들은 통상적으로 높은 수의 거짓 음성(false negative) 및 거짓 양성(false positive) 양자를 발생시킨다. 홈플러그 AV와 같은 이러한 낮은 SNR 조건들 하에서 동작하는 시스템들은 캐리어 감지를 위해 프리앰블 신호의 상관 기반 검출에 의존한다.

[0111] 일반적으로, 홈플러그 AV와 같은 시스템들에 대한 경합 슬롯 시간은 프레임 제어 심볼 시간 또는 데이터 OFDM 심볼 시간 보다 상당히 작다. 예를 들어, 홈플러그 AV는 프리앰블에 대해 5.12$\mu$s OFDM 심볼들을 사용함으로써 캐리어 감지를 위한 프리앰블을 검출한다. 이것은 통상적으로, 프레임 제어 및 페이로드에 대해 사용된 OFDM 심볼들의 길이의 1/8이다.

[0112] 몇몇 구현들에서, 구분문자 심볼에서의 캐리어들이 프리앰블에 부가하여 프레임 제어 및 페이로드 데이터 중 하나 또는 그 초과로 인코딩되는 경우에, 프리앰블 신호는 전체 심볼이 샘플링되지 않으면 신뢰가능하게 검출될 수 없다. 전체 심볼이 샘플링되고 프리앰블 캐리어들이 FFT와 같은 변환을 통해 추출되는 경우에만, 프리앰블의 존재가 확인될 수 있다. 구분문자 심볼에서의 캐리어들이 넌-프리앰블 데이터로 또한 인코딩될 때, 구분문자내의 특정한 캐리어들상의 데이터(및 따라서 전체로서 구분문자의 콘텐츠)는 수신기에 알려지지 않는다. 이러한 경우들에서, 수신기는 구분문자의 시간 도메인 신호 패턴이 수신기에 알려지지 않기 때문에 구분문자의 시간 도메인 상관(또는 매칭된 필터링) 기반 검출을 수행할 수 없다. 몇몇 구현들에서, 이것은 구분문자 심볼의 적어도 일부를 카피하고 카피된 일부를 구분문자 자체를 송신하기 직전에 구분문자의 확장자로서 송신함으로써 다루어진다. 몇몇 구현들에서, 확장자는 고정된 오프셋을 선택적으로 갖는 구분문자 OFDM 심볼의 시작부에서의 짧은 부분의 카피이다. 이것은 도 4g에서 예로서 예시되어 있다. 이러한 경우들에서, 수신기는 확장자를 캐리어 감지 검출을 위한 구분문자 심볼의 시작부와 비교하기 위해 상관을 사용한다. 캐리어 감지가 경합 슬롯에서 검출되면, 스테이션들은 송신을 연기할 것이다. 몇몇 구현들에서, 확장자는 또한 자동 이득 제어(AGC)를 설정하기 위해 사용될 수 있다. 몇몇 구현들에서, 확장자 및/또는 구분문자 심볼의 윈도잉이 스펙트럼 노치들(예를 들어, 아마추어 밴드들과 같은 제한된 밴드들로 방사를 감소시키기 위해 사용된 노치들)을 유지하기 위해 요구된다. 이러한 확장자는 TDMA를 사용하여 전송된 SACK 또는 PPDU들에 대해서는 요구되지 않는다.

[0113] 몇몇 구현들에서, 확장자는 구분문자로부터 미리 결정된 오프셋만큼 분리된다. 오프셋의 길이, 카피의 길이 및 경합 슬롯들의 길이가 하나 또는 그 초과의 팩터들에 기초하여 선택될 수 있다. 예를 들어, 프리앰블 검출(캐리어 감지)은 적절한 CSMA 동작을 백-오프(back-off)하기 위해 하나의 경합 슬롯(신호 샘플링과 하드웨어 레이턴시의 합)내에서 발생해야 한다. 이러한 경우들에서, 카피와 오프셋의 합의 길이는 경합 슬롯 시간 보다 작아야 한다. 그러나, 카피와 오프셋의 길이는 예상된 채널 조건들하에서 신뢰가능한 신호 검출을 충분하게 지원할 정도로 충분히 길어야 한다. 몇몇 구현들에서, 신호 검출 신뢰도에 대한 윈도윙의 효과가 또한 고려된다. 몇몇 구현들에서, 카피는 (시간 동기화 및 채널 추정을 위한) 프리앰블, 프레임 제어, 및 만약 존재하면 페이로드를 검출하기 위해 구분문자 신호의 샘플링 이전에 AGC가 안정되는데 충분히 길다.

[0114] 고속 캐리어 감지 메커니즘은 경합 슬롯 시간의 지속기간의 감소를 가능하게 하여 CSMA의 성능을 개선시킨다. 고속 캐리어 감지없이, 전체 SSD는 신호의 존재(즉, 캐리어 감지)를 결정하기 위해 프로세싱되어야 한다. 이것은 가능하게는 SSD 보다 큰 경합 시간을 발생시키고 또한, 증가된 프로세싱으로 인해 추가의 레이턴시를 수반한다. 예를 들어, 홈플러그 AV에서, OFDM 심볼 지속기간은 40.96 마이크로초이고, 경합 슬롯 시간은 35.84 마이크로초이다. 홈플러그 AV 기반 시스템들에서 고속 캐리어 감지없는 SSD 사용은 경합 슬롯 시간이 40.96 마이크로초 보다 많아지게 한다. 고속 캐리어 감지의 사용은 35.84 마이크로초에서 경합 슬롯 시간을 유지하거나 몇몇 경우들에서는 이것을 더 감소시킨다.

[0115] 동기화

[0116] 몇몇 구현들에서, 경합 슬롯들은 비콘 주기와 완전하게 동기화되어 사용되는 우선순위 해결 슬롯(PRS)들 및 경합 해결 슬롯(CRS)들을 포함한다. 이것은 도 4h에서 예로서 예시되어 있다. 통상적으로, (SACK들을 배제하는) PPDU들의 송신은 CRS 경계들에서 시작된다. PRS들은 더욱 상세히 후술하는 바와 같이, 몇몇 스테이션들이 우선순위를 선언할 수 있게 하기 위해 사용된다.

[0117] 몇몇 구현들에서, 수신기는 신호를 샘플링 및 프로세싱하여 다음의 CRS의 종단 이전에 캐리어를 검출한다. 캐리어가 감지되면, 수신기는 통상적으로 제 1 OFDM 심볼(식별자)을 샘플링하고, (FFT와 같은 변환 이후에) 주파수 도메인에서 상관을 사용하여 프리앰블을 검출한다. 프리앰블 캐리어들은 구분문자에 후속하는 페이로드 OFDM 심볼들을 샘플링하고 프레임 제어를 디코딩하기 위해 채널을 추정하는 타이밍을 추정하기 위해 사용된다. 몇몇 구현들에서, 성공적인 FEC 디코딩 및 CRC 체크 이후에, 프레임 제어는 채널의 더 양호한 추정치를 생성하기 위해 프리앰블로 재인코딩 및 결합되어 구분문자에서 페이로드 및/또는 프레임 제어를 디코딩한다. 몇몇 구현들에서, 제 1 성공적으로 디코딩된 페이로드 FEC 블록이 프리앰블 및 프레임 제어 캐리어들로 재인코딩 및 결합되어 후속 페이로드 심볼들을 디코딩하는 채널의 더 양호한 추정치를 생성한다. 이러한 프로세스가 도 6에 예로서 개략적으로 도시되어 있다.

[0118] 몇몇 구현들에서, 송신이 CRS 경계들에 따라 행해질 때, 수신기는 SSD를 검출하기 위해 샘플링할 (또는 샘플링을 시작할) 위치를 선험적으로 인식할 필요가 있을 수도 있다. 프리앰블 검출을 위해 통상적으로 사용되는 바와 같이, 연속 탐색은 프리앰블, 프레임 제어 및 가능하면 페이로드가 단일 OFDM 심볼에서 믹싱되기 때문에, SSD 검출에서 실용적이지 않다. 이러한 경우들에서, 수신기는 CRS 경계들에 따라 시간 베이스에 동기화된다. 몇몇 경우들에서, 송신기와 수신기 사이의 전파 지연을 보상하는 것이 필요할 수도 있다. 이러한 보상은 송신된 PPDU의 타이밍 및/또는 수신 샘플링의 타이밍에 적용될 필요가 있을 수도 있다. 이러한 송신 및/또는 수신 전파 지연 보상은 CSMA 경합 슬롯, TDMA 할당 또는 PPDU에 대한 즉시 ACK(SACK)에서 PPDU에 적용될 필요가 있을 수도 있다. 송신기 및 의도한 수신자(들)에 부가하여, 전파 지연 보상은 특히 CSMA에 대한 네트워크에서 다른 스테이션들을 고려할 필요가 있을 수도 있다. 브로드캐스트 송신을 위해, 전파 지연 보상은 각 의도한 수신기에서 조정될 필요가 있을 수도 있다.

[0119] 슬롯 동기화

[0120] 몇몇 구현들에서, 동기화는 네트워크에서의 다양한 스테이션들 사이의 슬롯 동기화 또는 시간 슬롯 정렬을 포함한다. 몇몇 구현들에서, 이러한 슬롯 정렬은 비콘 송신에 대해 상대적일 수 있다. 몇몇 구현들에서, 비콘은 CSMA 경합을 사용하여 송신될 수도 있다. 이러한 경우들에서, 비콘 위치는 트래픽에 기초하여 예측불가능하게 변할 수 있다. 이러한 경우에서, (가능하면 비콘 송신에 포함된 스케줄에서 통신되는) 비콘 주기의 논리적 시작 포인트가 비콘 위치 자체 대신에 사용될 수 있다. 몇몇 구현들에서, 비콘 위치 또는 비콘 주기의 논리적 시작 포인트는 외부 신호에 자체 정렬될 수도 있다. 예를 들어, 홈플러그 AV에서, 비콘 주기는 기반 AC 라인 사이클과 적어도 대략적으로 정렬된다.

[0121] 몇몇 구현들에서, SSD는 또한 네트워크 클록 또는 시간 베이스에 기초할 수도 있다. 이러한 네트워크 클록들 또는 시간 베이스들은 일반적으로 마스터 노드에서 유지된다. 마스터 노드는 마스터 클록의 시간 스탬프들을 모든 스테이션들에 제공하여 이들이 네트워크 클록을 정밀하게 트랙킹할 수 있게 한다. 몇몇 구현들에서, 슬롯 경계들은 여러 비콘 송신들이 분실된 경우에도 네트워크 클록으로부터 유도될 수 있다.

[0122] 예를 들어, 홈플러그 AV에서, 마스터에 의해 송신된 비콘은 네트워크 시간 베이스의 시간 스탬프 및 비콘 주기에서 다양한 간격들에 대한 할당 정보(즉, 스케줄링 정보)를 포함한다. 비콘에서의 시간 스탬프는 네트워크 시간 베이스에 동기화하기 위해 네트워크에서의 모든 스테이션들에 의해 사용될 수 있다. 스케줄링 정보는 TDMA 할당들 및 CSMA 할당들의 시작 및 종료를 결정하기 위해 사용될 수 있다. 몇몇 구현들에서, 스케줄링 정보는 다

수의 비콘 주기들에 대해 유효할 수 있어서, 스테이션들이 비콘 신호를 때때로 분실한 경우에도 그들의 할당을 사용할 수 있게 한다. 네트워크에서의 스테이션들은 슬롯 경계들을 결정하기 위해 네트워크 시간 베이스에 따라 스케줄링 정보의 지식을 결합할 수 있다. 예를 들어, 할당의 제 1 슬롯 경계는 할당들의 시작에 정렬될 수 있으며, 모든 후속 슬롯 경계들은 슬롯 지속기간 및 네트워크 시간 베이스의 지식에 기초하여 결정될 수 있다.

[0123] 몇몇 구현들에서, CSMA 송신은 우선순위 해결 신호들이 송신될 필요가 있는 위치를 결정하기 위해 슬롯 경계들을 사용한다. 우선순위 해결 신호는 스테이션이 트래픽의 우선순위를 표시할 수 있게 하여서, 더 낮은 우선순위 트래픽 이전에 더 높은 우선순위 트래픽이 송신되게 한다. 우선순위 해결 신호들을 송신하는 우선순위 해결 슬롯(PRS)들에는 CRS들이 후속하고, 여기서, 가장 높은 우선순위 트래픽을 갖는 스테이션들이 채널 액세스를 위해 경쟁한다. CRS들은 또한 다른 스테이션들로부터의 송신의 시작을 디코딩하기 위해 슬롯 경계들을 사용한다.

[0124] 몇몇 구현들에서, TDMA 송신들은 또한 슬롯 경계들을 사용할 수 있다. 예를 들어, TDMA 할당에서의 제 1 송신은 TDMA 할당의 제 1 슬롯 경계에서 시작할 수 있다. TDMA 할당에서의 모든 후속 송신들은 다른 슬롯 경계에서 시작한다. 이러한 접근방식은 하나 또는 그 초과의 송신을 분실한 수신기(들)가 후속 송신들을 수신할 수 있게 한다.

[0125] 몇몇 구현들에서, 새로운 또는 최근에 추가된 스테이션들은 슬롯 동기화 정보를 획득하기 위한 메커니즘을 갖는다 예를 들어, 새로운 스테이션은 다양한 미리 결정된 슬롯 오프셋들을 갖는 관측된 SSD 신호들을 프로세싱함으로써 슬롯 동기화를 자동으로 유도할 수도 있다. 몇몇 구현들에서, 네트워크의 마스터는 검출되도록 슬롯 동기화를 요구하지 않는 특수 신호들(예를 들어, 비콘들)을 송신할 수도 있다(예를 들어, SSD를 사용하지 않지만 레거시 프리앰블 및 프레임 제어를 사용하는 비콘 송신들). 이러한 특수 신호들은 새로운 스테이션들이 슬롯 정렬을 빠르게 결정할 수 있게 한다. 이러한 정보는 슬롯 정렬을 유지하기 위해 기존의 스테이션들에 의해 또한 사용될 수 있다.

[0126] 지연된 선택적 확인응답

[0127] 몇몇 구현들에서, 예를 들어, 홈플러그 AV와 같은 프로토콜들에서, SACK는 다음 중 하나 또는 그 초과를 송신기에 나타내기 위해 PPDU 직후에 송신된다: 1) 다수의 세그먼트들이 적절하게 수신되고, 2) (CSMA의 경우에서) 충돌이 없고, 3) 톤 맵들의 현재의 세트(비트 로딩)가 여전히 적절하다(예를 들어, 채널은 실질적으로 변경되지 않는다). 몇몇 구현들에서, SSD의 사용은 프리앰블이 SACK 송신의 콘텐츠에 독립적인 고정 신호가 더 이상 아니기 때문에 SACK 신호를 생성하기 위해 더 적은 프로세싱 시간을 허용한다. 이러한 경우들에서, 통상적으로 이용가능한 것 보다 긴 응답 프레임간 공간(RIFS)이 완벽한 인코딩된 SACK 신호를 생성하기 위해 요구될 수도 있다. 예를 들어, (홈플러그 AV 2.0으로 칭하는) 장래의 버전들의 홈플러그 AV 1.1에서 SSD를 사용하는 경우에서, 프리앰블이 더 이상 독립적인 신호가 아니기 때문에, 요구되는 시간 보다 작은 대략 50 마이크로초가 최종 세그먼트를 디코딩하고 이전의 버전의 홈플러그 AV 1.1에서 이용가능한 전체 SACK를 (기존의 하드웨어를 사용하여) 생성하기 위해 이용가능하고, 여기서, RIFS 및 프리앰블 신호 시간 양자가 사용될 수 있다. 몇몇 구현들에서, 복잡성(및 비용)이 증가된 하드웨어가 더 빠른 프로세싱을 제공하기 위해 사용될 수 있어서, 전체 SACK 신호는 통상적으로 이용가능한 RIFS내에서 생성될 수 있다. 몇몇 구현들에서, 부분적 SACK 신호(즉, 수신된 세그먼트들의 서브세트를 확인응답하는 SACK)가 요구된 RIFS의 증가를 회피하고 가능하면 RIFS의 감소를 가능하게 하기 위해 PPDU에 후속하여 바로 SACK로서 사용될 수도 있다. 이러한 경우들에서, 부분적 SACK에서 확인응답된 세그먼트들의 수는 세그먼트들의 디코딩 및 그 다수의 세그먼트들에 대한 SACK 신호의 인코딩이 이용가능한 RIFS내에서 프로세싱될 수도 있도록 결정될 수도 있다. 이러한 경우들에서, SACK 프로토콜은 몇몇 세그먼트들, 예를 들어, PPDU의 최종 OFDM 페이로드(데이터) 심볼에서 종료하는 세그먼트들이 장래의 송신 전까지는 확인응답되지 않도록 변화된다. 이러한 지연된 SACK 방식의 예가 도 4i에 개략적으로 도시되어 있다.

[0128] 도 4i에 도시된 예에서, SACK를 생성하기 위한 프로세싱 시간은 RIFS 및 최종 OFDM 페이로드(데이터) 심볼의 길이를 포함한다. 몇몇 구현들에서, 최종의 2개 또는 그 초과의 OFDM 페이로드 심볼들에서 종료하는 세그먼트들은 하드웨어에 대한 더욱 많은 프로세싱 시간을 제공하여 PPDU에 바로 후속하는 SACK를 생성하기 위해 장래의 SACK에서 확인응답될 수 있다. 이러한 메커니즘을 사용하여, RIFS는 적당한 하드웨어 프로세싱 복잡도 및 속도를 갖고 거의 제로로 감소될 수도 있다. 도 4i에 도시된 예에서, 즉시 SACK에서 확인응답되지 않은 세그먼트들은 장래의 SACK에서 확인응답된다. 몇몇 구현들에서, 송신기는 미확인응답 세그먼트들에 대한 확인응답 정보를 획득하기 위한 요청을 전송할 수도 있다. 예를 들어, 송신기가 임의의 펜딩 데이터를 갖지 않으면, 송신기는 요청을 전송하고 수신기는 펜딩 확인응답 정보로 응답한다.

[0129] 다른 접근방식들이 미확인응답 세그먼트들을 통신하기 위해 또한 사용될 수 있다. 몇몇 구현들에서, 수신기는

송신기에 전송한 임의의 송신의 일부로서 확인응답 정보를 포함할 수 있다. 예를 들어, 수신기가 송신기에 대한 임의의 펜딩 데이터를 가지면, 이러한 송신의 프레임 제어에서 확인응답 정보를 포함할 수 있다. 수신기는 또한, 확인응답 정보를 포함하는 제어 프레임들을 전송할 수도 있다.

[0130] 지연된 확인응답 방식은 단일 심볼 구분문자(SSD)가 사용되지 않을 때에도 사용될 수 있다. 예를 들어, 지연된 확인응답 방식은 홈플러그 AV에서 응답 프레임간 공간(RIFS)을 감소시키기 위해 사용될 수 있다. 지연된 확인응답 방식은 또한 홈플러그 AV에서 MPDU 버스팅과 결합될 수 있다. 예를 들어, 송신기는 4개의 MPDU들의 버스트를 전송할 수도 있고 수신기는 응답하여, 처음의 3개의 MPDU들에서의 모든 세그먼트들 및 제 4 MPDU에서의 세그먼트들의 일부에 대한 확인응답 정보를 포함하는 SACK를 송신한다. 최종 MPDU에서의 미확인응답 세그먼트들은 예를 들어, 장래의 SACK를 사용함으로써 지연된 확인응답 방식을 사용하여 확인응답될 수 있다.

[0131] 몇몇 구현들에서, 송신기는 지연된 확인응답들이 상이한 송신들을 위해 사용될 수 있는지 여부를 결정할 수 있다. 예를 들어, VoIP(Voice-over-Internet Protocol)과 같은 지연 감지 트랙에 대해, 송신기는 전체 페이로드에 대해 확인응답을 즉시 제공할 것을 수신기에 요청할 수 있다. 몇몇 구현들에서, 지연된 확인응답들은 수신기에 대한 일치하는 트래픽이 존재하는 경우에만 사용될 수 있다. 이것은 확인응답이 지연되는 데이터에 대한 확인응답을 단지 획득하는 개별 송신을 전송하는 가능성을 감소시킨다. 몇몇 구현들에서, 송신기는 지연된 확인응답들이 페이로드에 대해 사용될 수 있는지 여부를 프레임 제어 정보에 표시할 수 있다. 몇몇 구현들에서, 송신기는 또한 지연된 확인응답들이 요구되는 페이로드의 일부를 통신할 수 있다. 예를 들어, 송신기는 지연된 확인응답들이 최종 OFDM 심볼에서 또는 최종 2개의 OFDM 심볼들에서 페이로드에 대해 요구되는지 여부를 선택할 수 있다. 몇몇 구현들에서, 송신기는 지연된 확인응답들이 송신을 위해 사용될 수 있는지 여부를 결정하기 위해 바이트들의 수 및/또는 (예를 들어, OFDM 심볼들의 수에서) 페이로드의 지속기간을 사용할 수 있다. 예를 들어, 송신기는 바이트들의 수가 미리 결정된 임계값 보다 클 때 지연된 확인응답을 사용할 수 있다.

[0132] 몇몇 구현들에서, 수신기는 또한 지연된 확인응답들을 사용할지 여부를 결정할 수 있다. 예를 들어, 수신기는 그 수신기가 페이로드의 몇몇 일부에 대한 확인응답들을 지연시킬지 여부를 결정하기 위해 페이로드에서의 바이트들의 수 또는 페이로드의 지속기간을 사용할 수 있다. 몇몇 구현들에서, 송신기 및 수신기는 지연된 확인응답이 사용되기 이전에 지연된 확인응답과 연관된 파라미터들을 (예를 들어, 관리 메시지들을 사용하여) 서로 협상할 수 있다.

[0133] 몇몇 구현들에서, 지연된 확인응답들은 특정한 특징들을 갖는 트래픽에 대해 사용될 수 있다. 예를 들어, 지연된 확인응답들은 높은 우선순위 트래픽에 대해 턴-오프될 수도 있고 낮은 우선순위 트래픽에 대해서만 사용될 수 있다. 이것은 높은 우선순위 트래픽이 낮은 레이턴시로 전달될 수 있게 한다.

[0134] 지연된 확인응답은 UDP 트래픽 뿐만 아니라 TCP 트래픽과 사용될 수 있다. 지연된 확인응답들이 홈플러그 AV에서 TCP 트래픽에 대한 양방향 버스팅과 결합될 수 있다(예를 들어, 양방향 버스팅의 예시적인 구현들이 여기에 인용에 의해 포함되는 미국 특허 공개 번호 제 2008/0279126 호에 기재되어 있다). 도 11a는 양방향 버스팅과 지연된 확인응답들을 결합한 예를 도시한다. 이러한 예에서, TCP 데이터가 후속하는 프레임의 시작(SOF) 구분문자가 송신기에 의해 전송된다. TCP 데이터의 일부는 TCP 데이터에 즉시 후속하는 프레임의 역 시작(RSOF)을 사용하여 수신기에 의해 즉시 확인응답된다(즉, MAC 층 확인응답을 사용함). TCP 데이터의 나머지에 대한 MAC 층 확인응답은 후속 RSOF에 포함된다. RSOF에는 TCP 확인응답들이 후속할 수 있다. 이러한 예에서, TCP 확인응답들에는 송신기에 의해 MAC 층 확인응답들이 즉시 후속한다. MAC 층 확인응답들은 개별 선택적 확인응답(SACK) 구분문자를 사용한다. 이것은 손상된 TCP ACK들이 MAC 층 SACK에 응답하여 재송신될 수 있게 한다.

[0135] 도 11b는 양방향 버스팅과 지연된 확인응답들을 결합한 다른 예를 도시한다. 이러한 예에서, TCP 데이터의 일부는 TCP 데이터에 즉시 후속하는 RSOF를 사용하여 수신기에 의해 즉시 확인응답된다(즉, MAC 층 확인응답을 사용함). TCP 데이터의 나머지에 대한 MAC 층 확인응답은 후속 RSOF에 포함된다. RSOF에는 TCP 확인응답들이 후속된다. TCP 확인응답들에 대한 MAC 층 확인응답은 다음의 SOF 구분문자에서 송신될 수 있다. 이러한 접근방식은 SOF에 TCP 확인응답들에 대한 확인응답을 포함함으로써 매체의 사용을 더욱 효율적으로 만든다.

[0136] 상기 예에서, SOF, RSOF 및 SACK는 SSD 포맷 또는 몇몇 다른 포맷을 사용할 수 있다. 예를 들어, SOF는 홈플러그 AV 1.1 구분문자 포맷을 사용할 수 있고, RSOF는 SSD 포맷을 사용한다. MAC 층 확인응답들은 선택적 확인응답들, 통신 확인응답 등을 포함하는 다양한 접근방식들을 사용할 수 있다. 몇몇 구현들에서, TCP 확인응답들에 대한 MAC 층 확인응답들이 지연된 확인응답들을 또한 사용할 수 있다.

[0137] 스테이션이 확인응답들이 이전에 지연된 데이터에 대한 확인응답들을 송신할 때, 스테이션은 송신기가 확인응답

들을 대응하는 데이터에 명백하게 매핑할 수 있다는 것을 확실하게 해야 할 수도 있다. 몇몇 구현들에서, 데이터는 세그먼트들로 분할될 수 있고, 각 세그먼트에는 시퀀스 번호가 할당된다. 확인응답들을 송신하는 스테이션은 확인응답이 대응하는 세그먼트들의 시퀀스 번호를 포함할 수 있다. 몇몇 구현들에서, 각 MPDU 또는 MPDU들의 버스터는 MPDU 시퀀스 번호 또는 MPDU 버스트 시퀀스 번호 각각을 포함할 수 있다. 스테이션이 MPDU 또는 MPDU 버스트에 대한 확인응답을 송신할 때, 스테이션은 확인응답이 대응하는 MPDU 또는 MPDU 버스트를 묵시적으로 또는 명시적으로 나타낼 수 있다. 이것은 수신기가 확인응답들을 대응하는 데이터에 적절하게 매핑할 수 있게 한다.

[0138] 도 11c는 지연된 확인응답들을 대응하는 데이터에 바인딩하는 것을 예시하는 예를 도시한다. 이러한 예에서, 송신기는 페이로드에서 7개의 데이터 세그먼트들을 갖는 SOF를 전송한다. 송신기는 이러한 MPDU를 식별하기 위해 1로 설정되는 버스트 카운트 필드를 포함한다. 제 7 데이터 세그먼트에 후속하는 SACK는 확인응답을 처음의 5개 데이터 세그먼트들에 제공한다. 데이터 세그먼트들(6 및 7)에 대한 확인응답은 지연된다. 송신기는 일부 나중 시간에, 2로 설정된 버스트 카운트를 갖는 다른 MPDU를 전송한다. 이러한 수신기는 버스트 카운트=1을 갖는 MPDU에서 데이터 세그먼트들(6 및 7)에 대한 지연된 확인응답들을 포함하는 SACK를 전송한다. 이러한 예에서, SACK를 송신하는 스테이션은 버스트 카운트=N에 대한 SACK에서 버스트 카운트=N-1에 대한 지연된 확인응답들을 자동으로 포함할 것이다. 이것은 대응하는 데이터에 지연된 확인응답의 적절한 매핑을 가능하게 할 수 있다. 예를 들어, 도 11c에서, 버스트 카운트=1을 갖는 MPDU 직후에 송신된 SACK가 수신되지 않으면, 송신기는 버스트 카운트=1을 갖는 동일한 데이터를 재송신할 수 있다. 이것은 이것이 재송신이라는 것을 수신기가 알게 할 수 있고 따라서 버스트 카운트=0을 갖는 MPDU에 대한 지연된 확인응답 정보를 단지 포함하게 할 수 있다.

[0139] 전파 지연 보상

[0140] SSD의 신뢰가능한 검출은, 송신기로부터의 신호가 예상된 위치에서 수신기(들)에 수신되는 것을 요구한다. 상술한 바와 같이, 수신기 및/또는 송신기에서의 슬롯 경계들과의 슬롯 동기화 또는 SSD의 정렬이 SSD를 신뢰가능하게 검출하는데 요구될 수도 있다. 일반적으로, 신호에 의해 발생한 전파 지연들은 수신기에서의 슬롯 경계들과의 SSD 정렬에 영향을 미친다. 몇몇 구현들에서, 전파 지연은 송신기 및 수신기(들) 중 하나 또는 그 초과에서 보상될 수 있다. 몇몇 구현들에서, 송신기는 슬롯에서이지만 송신기에 타이밍을 제공하는 스테이션으로부터의 전파 지연에 기초하여 초기에 조정된 타이밍을 갖는 SSD 신호를 송신함으로써 전파 지연을 보상한다. 이러한 경우에서, 슬롯에서 시작하는 모든 송신들은 동시에 발생하지만 각 수신기에 상이한 시간들에 도달할 수도 있다.

[0141] 몇몇 구현들에서, 수신기는 타이밍을 조정하여, 송신기로부터의 SSD 신호는 알려진(또는 예측가능한) 시간에 수신된다. 이러한 경우들에서, 수신기는 SSD의 검출 신뢰도를 최대화시키기 위해 그것의 타이밍을 연속적으로(또는 필요에 기초하여) 조정할 수도 있다.

[0142] 몇몇 구현들에서, 상기 접근방식들의 결합이 또한 사용될 수도 있다. 일반적으로, 송신기 및 수신기는 또한 전파 지연들을 측정할 수도 있고 측정된 정보를 전파 지연 보상 기법의 일부로서 사용할 수도 있다.

[0143] 몇몇 구현들에서, 송신기는 수신기에 의해 예상된 시간에 의도한 수신기에 수신된다는 것을 보장하기 위해 송신 시간을 조정한다. 이러한 경우들에서, 송신기는 송신기에 타이밍을 제공하는 스테이션으로부터의 전파 지연 및 또한 송신기로부터 수신기로의 전파 지연 양자를 보상한다.

[0144] 몇몇 구현들에서, 확장된 가드 간격(GI)은 수신기가 슬롯 경계들로부터 SSD 신호의 오프셋을 허용할 수 있게 한다. 확장된 가드 간격은 또한, 추가의 오버헤드를 추가하여서, 시그널링 효율을 감소시킨다.

[0145] SSD가 TDMA 할당들에서 사용되고, 단일 송신기 및 단일 수신기가 존재하는 경우에, 상기 접근방식들 중 하나 또는 그 초과가 사용될 수 있다. 예를 들어, 송신기는 채널 변동들 및/또는 전파 지연 추정 에러들을 수용하기 위해 SSD에 대한 일부 추가 GI와 함께 전파 지연 보상을 사용할 수도 있다.

[0146] SSD가 TDMA 할당들에서 사용될 때 및 단일 송신기 및 다수의 수신기들이 존재할 때, 송신기 기반 전파 지연 보상 자체는, 일반적으로 전파 지연이 상이한 수신기들에 대해 상이하기 때문에 충분하지 않을 수도 있다. 이러한 경우들에서, (각 수신기가 TDMA 간격의 시작에 관한 도달 시간을 학습하는 경우) 수신기 기반 전파 지연 보상을 사용하는 것은 확장된 가드 가드 간격의 최소화(또는 제거)를 가능하게 한다.

[0147] SSD는 또한 다수의 스테이션들이 송신할 수 있는 공유 할당들에서 사용될 수 있다. 공유 할당의 일례는 스테이션들이 매체에 대한 액세스를 얻기 위해 백 오프 알고리즘을 사용하여 경쟁하는 CSMA/CA 할당이다. 공유 할당들에서, 수신기들은 일반적으로 송신기의 임의의 선험적 지식을 갖지 않는다. 또한, 송신들은 단일 수신기 또

는 다수의 수신기들(예를 들어, 브로드캐스트 송신들)에 대해 의도될 수도 있다. 이러한 경우들에서, 추가의 SSD GI가 필요할 수도 있다. 그러나, 전파 지연 기반 보상이 SSD GI를 감소시키기 위해 여전히 사용될 수 있다. 예를 들어, 네트워크들에서 스테이션들의 임의의 쌍 사이의 전파 지연이 범위(1 마이크로초 내지 3 마이크로초) 내에 있으면, 송신기는 최소 전파 지연(즉, 1 마이크로초)을 보상할 수도 있어서, SSD GI는 적어도 더 짧다(이러한 예에서, 단지 2 마이크로초). 대안적으로, 수신기들은 PPDU들이 그것의 위치에 도달하는 최소 및 최대 레이턴시를 학습할 수 있고 최소 도달 시간과 최대 도달 시간 사이의 중간을 샘플링할 수 있다.

[0148] 몇몇 구현들에서, 특정한 송신의 위치는 선험적으로 알려질 수도 있다. 예를 들어, 몇몇 기술들(예를 들어, 홈플러그 AV, 802.11)에서, 수신기는 송신 직후의 송신의 수신 상태를 확인응답한다. 이러한 경우들에서, 전파 지연 기반 보상이 확인응답에 대한 SSD GI의 필요성을 최소화(또는 제거)하기 위해 사용될 수 있다. 보상은 송신기 또는 수신기 또는 양자에 의해 수행될 수 있다.

[0149] 몇몇 구현들에서, 송신기는 확인응답들에 대해 SSD 포맷을 사용할지 여부를 선택할 수 있다. 이러한 경우들에서, 송신기는 처음에 전파 지연이 추정될 수 있을 때까지 넌-SSD 확인응답 포맷을 초기에 선택할 수 있고, 그 후 SSD 확인응답들을 선택할 수 있다.

[0150] 예시적인 전파 지연 측정

[0151] 한 쌍의 송신기와 수신기 사이의 전파 지연은 다양한 기법들을 사용하여 측정될 수 있다. 예를 들어, 즉시 확인응답들이 사용되는 시스템에서, 송신기는 확인응답의 위치에 기초하여 전파 지연을 측정할 수 있다.

[0152] 도 4j는 스테이션 A(송신기)가 선택적 확인응답(SACK)의 위치에 기초하여 스테이션 B(수신기)에 대한 전파 지연을 측정하는 일례를 예시한다.

[0153] CSMA/CA 할당에서 예시적인 전파 지연 보상

[0154] 도 4k는 전파 지연 보상이 사용되지 않는 3개의 노드들(스테이션 A, 스테이션 B 및 스테이션 C)을 갖는 네트워크를 갖는 일례를 예시한다. 이러한 예에서, SSD의 가드 간격은 최대 전파 지연(즉, $\Delta 2$)을 처리하기 위해 충분히 커야 한다.

[0155] 도 4l은 스테이션 A가 $\Delta 1$ 만큼 일찍 SSD를 송신함으로써 전파 지연을 보상한 동일한 네트워크를 도시한다. 이러한 예에서, SSD의 가드 간격은 전파 지연에서의 최대 변동(즉, $\Delta 2$-$\Delta 1$)을 처리하기 위해 충분히 커야 한다.

[0156] 몇몇 구현들에서, 슬롯 경계들은 네트워크에서 단일 스테이션(예를 들어, CCo)에 의해 확립된다. CCo로부터 다른 스테이션들로의 전파 지연은 다양한 스테이션들에서의 슬롯 경계들의 위치에서 변동들을 초래한다. 네트워크에서의 각 스테이션은 모든 송신들이 슬롯 경계상에서 정확하게 시작하도록 스테이션과 CCo 사이의 전파 지연을 설명하기 위해 슬롯 경계 위치를 보상할 수도 있다. 이것이 행해지지 않으면, SSD GI는 네트워크내에서 최대 전파 지연을 넘어 확장할 필요가 있을 수 있다.

[0157] 레거시 스테이션들(즉, SSD를 지원하지 않는 스테이션들)을 갖는 SSD 동작

[0158] 몇몇 구현들에서, SSD를 지원하는 스테이션들은 SSD를 지원하지 않는 스테이션들과 매체를 공유할 필요가 있을 수도 있다. 예를 들어, SSD는 레거시 스테이션들(예를 들어, 홈플러그 AV 1.1 스테이션들)과 새로운 스테이션들(예를 들어, 홈플러그 AV 2.0 스테이션들과 같은 SSD를 지원하는 장래 버전의 홈플러그 AV 스테이션들)이 서로 간섭하는 범위내에 있는 네트워크에서 사용될 필요가 있을 수도 있다. 이러한 경우들에서, SSD는 다음과 같이 사용될 수 있다.

[0159] a. AV2.0 스테이션들(즉, AV2.0 송신기 및 AV2.0 수신기)에 제공된 TDMA 할당 동안

[0160] b. AV2.0 스테이션들에 의해서만 사용될 수 있는 특수 CSMA 할당 동안

[0161] SSD는 또한, AV1.1과 AV2.0 사이에 공유되는 할당들 동안 확인응답들을 송신하기 위해 사용될 수 있다. 예를 들어, SSD 확인응답들은 공유된 CSMA 할당 동안 사용될 수 있다. 도 4m은 AV 1.0 MPDU 시퀀스 및 변형된 AV 1.1 MPDU 시퀀스를 예시하고, 여기서 AV 1.0 구분문자는 긴 MPDU에 대해 사용되고 SSD는 확인응답을 위해 사용된다. 이러한 경우에서, AV1.0 구분문자에서의 프레임 길이는 AV1.1 및 AV2.0 스테이션들 양자가 우선순위 해결 시그널링(PRS) 슬롯들의 시작의 동일한 해석을 갖도록 설정되어야 한다. 레거시 스테이션들의 존재하에서, SSD는 레거시 스테이션들에 의해 수신될 필요가 없는 임의의 송신을 위해 사용될 수 있다.

[0162] 도 12a 및 도 12b는 레거시 홈플러그 AV 1.1 스테이션들과의 적절한 공존을 가능하게 하는 SSD 확인응답들을 갖는 SOF 필드들을 설정하는 방법의 예를 예시한다. 도 12a는 페이로드가 후속하는 SOF가 송신되는 AV2.0 매체 액티비티를 도시한다. 페이로드에는 응답 프레임간 공간(RIFS_SSD), SSD SACK 및 경합 프레임간 공간(CIFS_SSD)이 각각 후속한다. CIFS_SSD는 최종 송신의 종단(예를 들어, SACK)과 경합(CSMA에서) 또는 송신 기회(TDMA에서)의 시작 사이의 갭이다. 이러한 갭은 송신기-수신기의 턴-어라운드(turn-around)를 허용한다. 예를 들어, 스테이션이 SACK를 송신하고 다른 패킷의 수신을 기대하면, CIFS_SSD는 스테이션이 그것의 하드웨어를 송신 상태로부터 수신 상태로 들어가도록 구성하게 할 것이다. CIFS_SSD의 종단에는 우선순위 해결 심볼(PRS) 슬롯들이 후속한다. 레거시 AV1.1과의 호환성을 가능하게 하기 위해, SOF는 AV1.1 포맷을 사용하여 송신된다. 또한, SOF에서의 필드들의 설정은 레거시 디바이스들이 다음의 PRS 슬롯의 시작을 적절하게 결정할 수 있게 하는 가상 캐리어 감지(VCS)를 레거시 디바이스들이 적절하게 설정할 수 있게 할 방식으로 행해진다. 이러한 예에서, AV2 스테이션은 현재 MPDU가 버스트에서의 최종 MPDU이고, 수신기에 역 승인(reverse grant)이 제공되지 않는다는 것을 SOF에 나타낸다. 이것은 PRS 슬롯들이 현재의 송신의 완료 이후에 시작할 것이라는 것을 레거시 AV1.1 스테이션들에 나타낸다. AV2.0 스테이션은 도 12a에 도시된 바와 같은 송신의 프레임 길이(FL_SSD)를 더 나타낸다. 특히, AV2.0은 레거시 스테이션들이 PRS 슬롯들이 시작할 때를 알도록 프레임 길이를 설정한다. 도 12b는 레거시 AV1.1 스테이션들에 의해 해석된 바와 같은 매체 액티비티를 도시한다. AV2.0 수신기가 SSD SACK의 존재를 인식하기 때문에(예를 들어, SOF에서의 추가의 필드가 SSD SACK의 존재를 나타내기 위해 사용될 수 있음), 이들은 아래와 같이 페이로드의 지속기간을 결정할 수 있다.

[0163] AV2.0 페이로드 지속기간 = FL_SSD + (AV1.1 SACK 지속기간 + AV1.1 CIFS_AV 지속기간) - (RIFS_SDD + SSD SACK 지속기간 + CIFS_SSD)

[0164] 몇몇 구현들에서, SSD 구분문자들은 또한 레거시 AV1.1 스테이션들의 존재하에서 프레임의 역 시작(RSOF)의 송신을 위해 사용될 수 있다. 도 13은 레거시 홈플러그 AV 1.1 스테이션들과의 적절한 공존을 가능하게 하는 SSD RSOF를 갖는 SOF 필드들을 설정하는 방법의 예를 도시한다. 도 13a는 페이로드가 후속하는 SOF가 송신되는 AV2.0 매체 액티비티를 도시한다. 페이로드에는 SSD RSOF 및 그것의 페이로드가 후속하는 응답 프레임간 공간(RIFS_SSD)이 후속한다. SSD RSOF 페이로드에는 CIFS_SSD가 후속한다. CIFS_SSD에는 PRS 슬롯들이 후속한다. RSOF의 존재 및 RSOF 페이로드의 지속기간은 레거시 스테이션들의 행위에 실질적으로 영향을 미치지 않는 SOF에서의 필드들을 사용하여 표시된다.

[0165] 도 13에 도시된 예에서, SOF는 레거시 AV1.1 시스템들과의 호환성을 가능하게 하기 위해 AV1.1 포맷을 사용하여 송신된다. 또한, SOF에서의 필드들의 설정은 레거시 디바이스들이 다음의 PRS 슬롯의 시작을 적절하게 결정할 수 있게 하는 가상 캐리어 감지(VCS)를 레거시 디바이스들이 적절하게 설정할 수 있게 하는 방식으로 행해진다. 이러한 예에서, AV2 스테이션은 현재 MPDU가 버스트에서의 최종 MPDU이고, 수신기에 역 승인이 제공되지 않는다는 것을 SOF에 나타낸다. 이것은 PRS가 현재의 송신의 완료 이후에 시작할 것이라는 것을 레거시 AV1.1 스테이션들에 나타낸다. AV2.0 스테이션은 도 13에 도시된 바와 같은 송신의 프레임 길이(FL_SSD)를 더 나타낸다. 특히, AV2.0 스테이션은 레거시 스테이션들이 PRS 슬롯들의 정확한 시작을 알도록 프레임 길이를 설정한다. 레거시 AV1.1 스테이션에 의한 송신 신호의 해석은 도 12b를 참조하여 상술한 바와 실질적으로 동일하다. 이러한 경우에서, AV2.0 수신기가 SSD RSOF의 존재 및 RSOF 페이로드를 인식하기 때문에, SOF 페이로드의 지속기간은 다음과 같이 결정된다.

[0166] AV2.0 SOF 페이로드 지속기간 = FL_SSD + (AV1.1 SACK 지속기간 + AV1.1 CIFS_AV 지속기간) - (RIFS_SDD + SSD RSOF 지속기간 + RSOF 페이로드 지속기간 + CIFS_SSD).

[0167] 몇몇 구현들에서, AV2.0 스테이션들은 SSD RSOF 페이로드의 송신이 종료한 이후에 계속 송신하는 것을 원할 수도 있다. 도 14a 및 도 14b는 레거시 홈플러그 AV1.1 스테이션들이 SSD RSOF 페이로드의 송신의 종료 이후에 매체에 액세스하는 것을 계속 연기한다는 것을 보장하기 위해 SOF 필드들을 설정하는 방법의 예를 도시한다. 도 14a는 페이로드가 후속하는 SOF가 송신되는 AV2.0 매체 액티비티를 도시한다. 페이로드에는 SSD RSOF 및 SSD_RSOF 페이로드가 후속하는 응답 프레임간 공간(RIFS_SSD)이 후속한다. SSD RSOF 페이로드에는 CIFS_SSD가 후속한다. CIFS_SSD의 종단에서, 제 1 SOF를 송신하는 스테이션은 매체의 제어를 유지할 수 있고 다른 MPDU를 전송할 수 있다. 이러한 예에서, 스테이션은 제 2 SOF를 전송한다. RSOF의 존재 및 RSOF 페이로드의 지속기간은 레거시 스테이션들의 행위에 실질적으로 영향을 미치지 않는 SOF에서의 필드들을 사용하여 표시된다.

[0168] 도 14a 및 도 14b에 도시된 예에서, SOF는 레거시 AV1.1과의 호환성을 가능하게 하기 위해 AV1.1 포맷을 사용하여 송신된다. 또한, SOF에서의 필드들의 설정은 레거시 디바이스들이 SSD RSOF 페이로드의 종단 이후에 매체에

액세스하는 것을 적절하게 연기할 수 있게 하는 VCS를 레거시 디바이스들이 적절하게 설정할 수 있게 하는 방식으로 행해진다. 이러한 예에서, AV2 스테이션은 현재 MPDU가 버스트에서의 최종 MPDU이고, 수신기에 역 승인이 제공된다는 것을 SOF에 나타낸다. 이것은 다른 송신이 현재의 송신이 완료된 이후에 시작할 것이라는 것을 레거시 AV1.1 스테이션들에 나타내어서, 이 레거시 AV1.1 스테이션들로 하여금 매체에 액세스하는 것을 연기하게 한다. AV2.0 스테이션은 도 14a에 도시된 바와 같은 송신의 프레임 길이(FL_SSD)를 더 나타낸다. 특히, 프레임 길이는 레거시 스테이션들이 다음의 송신이 시작할 때를 알도록 설정된다. 도 14b는 레거시 AV1.1 스테이션들에 의해 해석된 바와 같은 매체 액티비티를 도시한다. AV2.0 수신기가 SSD RSOF의 존재 및 RSOF 페이로드를 인식하기 때문에, SOF 페이로드의 지속기간은 다음과 같이 결정될 수 있다.

[0169] AV2.0 SOF 페이로드 지속기간 = FL_SSD - (RIFS_SDD + SSD RSOF 지속기간 + RSOF 페이로드 지속기간 + CIFS_SSD)

[0170] 송신 전력의 변동

[0171] 몇몇 구현들에서, SSD의 캐리어들 중 일부에 대한 송신 전력 레벨은 검출 신뢰도를 증가시키도록 조정될 수도 있다. 예를 들어, 프리앰블 캐리어들은 더 양호한 프리앰블 검출 성능 및 채널 추정(코히어런트 레퍼런스)의 제공을 돕기 위해 SSD에서의 다른 캐리어들에 비해(또는 아래의 OFDM 심볼들의 캐리어들의 전력 레벨에 비해) 2dB 만큼 승압될 수도 있다. 전력 승압은 프리앰블, 프레임 제어 또는 가능하면 모든 캐리어들에 적용될 수도 있고, 프리앰블 캐리어들에 대해 더 높게, 프레임 제어에 대해 중간, 및 페이로드 캐리어들에 대해 작게와 같이 상이한 양으로 적용될 수도 있다. SSD가 비교적 짧기 때문에, 캐리어들 중 일부 또는 모두는 규제 준수에서 사용된 RF 검출기의 특징들 때문에 상당히 증가하는 방사 레벨없이 소량(예를 들어, 2 내지 3dB) 만큼 승압될 수도 있다.

[0172] SSD 및 중계

[0173] SSD는 중계기들을 사용하는 통신 시스템들에서 사용될 수 있다. 중계는 데이터가 의도한 수신지(들)에 도달되기 이전에 다수의 재송신들을 수반하기 때문에, SSD는 각 중계에 대한 오버헤드를 감소시킴으로써 성능의 향상을 제공한다.

[0174] 도 10은 중계를 위해 SSD를 사용하는 예시적인 방식을 도시한다. 이러한 예에서, 스테이션 A로부터의 데이터는 수신지 스테이션 D에 도달하기 이전에 스테이션들(B 및 C)에 의해 중계된다. 스테이션 B에 의해 송신된 SSD는 스테이션 A로부터의 이전의 송신에 대한 확인응답 정보를 포함한다. 유사하게는, 스테이션 C에 의해 송신된 SSD는 스테이션 B로부터의 이전의 송신에 대한 확인응답 정보를 포함한다. 스테이션 C로부터의 송신에 대한 확인응답 정보는 스테이션 D로부터의 SSD를 사용하여 표시된다. 이러한 예는 SSD를 사용함으로써 획득될 수 있는 오버헤드의 감소를 예시한다. 이러한 접근방식은 (예를 들어, 도 15a, 도 15b, 도 16 및 도 17을 참조하여 후술하는 바와 같이) RIFS로 인한 오버헤드를 감소시키거나 및/또는 제거하기 위해 지연된 확인응답들을 사용함으로써 더 강화될 수 있다.

[0175] 도 10에 도시된 방식은 CSMA 및 TDMA 할당들에서 사용될 수 있다. CSMA 할당들에서, 스테이션 A는 송신 이후에 매체의 제어를 스테이션 B로 패스할 수 있다. 유사하게는, 스테이션 B는 스테이션 C로 제어를 패스할 수 있고 스테이션 C는 스테이션 D로 제어를 패스할 수 있다. 이러한 접근방식은 스테이션들(B, C 및 D)이 어떠한 채널 액세스 오버헤드도 발생시키지 않기 때문에(즉, 이들이 매체 액세스에 대해 경쟁할 필요가 없음), 채널 액세스에 대한 오버헤드를 감소시킬 수 있다. 스테이션들(A, B 및 C) 각각으로부터 수신된 송신들에 대한 스테이션들(B, C 및 D)에 의한 확인응답 정보의 표시는, 스테이션들이 미전달 페이로드를 장래의 송신들에서 재송신할 수 있게 한다. 이러한 접근방식에서, 중간 스테이션들(즉, 스테이션들 B 및 C)은 성공적으로 전달되지 않은 페이로드 데이터를 저장하고 장래의 송신의 일부로서 재송신할 필요가 있을 수도 있다. 몇몇 구현들에서, 중간 스테이션들이 (예를 들어, 충분하지 못한 메모리로 인해) 미전달 패킷들을 저장하거나 재송신할 수 없는 경우에, 도 15a 및 도 15b에 예시된 접근방식이 사용될 수 있다.

[0176] 도 15a는 스테이션 A가 중계기로서 스테이션 B를 사용하여 스테이션 C에 데이터를 송신하는 예를 도시한다. 다시 말해, 스테이션 A는 데이터를 스테이션 B에 전송하고 스테이션 B는 수신된 데이터를 스테이션 C에 전송한다. 이러한 예에서, 스테이션 C는 선택적 확인응답(SACK)들을 스테이션 A에 직접 전송한다. 도 15b는 스테이션 A로부터 스테이션 B로의 송신이 페이로드 유닛들{1, 2, 3, 4, 5, 6}을 포함한다는 것을 도시한다. 이러한 예는 스테이션 A로부터 스테이션 B로의 송신 동안, 페이로드 유닛 3이 손상된다는 것을 가정한다. 이 예는 스테이션 B가 페이로드 유닛 5가 손상된 페이로드 유닛들{1, 2, 4, 5, 6}을 재송신한다는 것을 더 가정한다. 따라서, C로

부터 A로의 SACK는 페이로드 유닛들{1, 2, 4, 6}이 적절하게 수신되었다는 것을 나타낸다. 이것은 A로 하여금 페이로드 유닛들{3, 5}을 재송신하게 한다. 다양한 접근방식들이 스테이션 C에서 적절하게 수신된 페이로드 유닛들에 대한 정보를 스테이션 A에 통신하기 위해 사용될 수 있다. 몇몇 구현들에서, 페이로드 유닛들 각각은 식별 시퀀스 번호를 가질 수도 있다. 이러한 구현들에서, 스테이션 C는 적절하게 수신된 페이로드 유닛들의 시퀀스 번호들을 나타낼 수 있다. 몇몇 구현들에서, MPDU내의 페이로드 유닛의 상대적 위치는 확인응답들을 위해 사용될 수 있다. 이러한 경우들에서, 스테이션 C는 페이로드 유닛들{1, 2, 3, 4, 5, 6} 각각이 스테이션 C에 적절하게 수신되었는지 여부를 나타내기 위해 비트 맵을 사용할 수 있다. 이러한 접근방식에서, 스테이션 B는 에러들을 가지고 수신된 페이로드 유닛들을 스테이션 C에 통지할 수 있다. 이러한 정보는 예를 들어, 스테이션 B로부터 송신된 MPDU의 SOF에 포함될 수 있다. 스테이션 C는 그 정보를 사용할 수 있고 스테이션 A에 나타내기 위해 정확한 비트 맵을 결정할 수 있다. 이러한 예에서, 스테이션 C의 SACK 비트 맵은 {G,G,B,G,B,G}이고, 여기서, G(양호(Good))는 페이로드 유닛이 적절하게 수신되었다는 것을 나타내고, B(불량(Bad))는 페이로드 유닛이 에러들을 가지고 수신되었다는 것을 나타낸다.

[0177] 상기 예에서, 스테이션 C는 SACK를 스테이션 A에 직접 전송한다. 이것은 스테이션 C가 스테이션 A에 직접적으로 통신할 수 있을 때만 가능하고, 스테이션 B는 스테이션들 A와 C 사이의 더 높은 데이터 레이트를 달성하기 위해 사용된다. SACK 정보가 데이터에 비교하여 비교적 작기 때문에, 스테이션 C로부터 스테이션 A로의 SACK의 직접 송신이 몇몇 경우들에서는 더욱 효율적일 수 있다. 몇몇 구현들에서, 스테이션 C는 SACK 정보를 스테이션 B(또는 임의의 다른 적합한 스테이션)에 전송할 수 있고, 그 후, 이 스테이션 B는 스테이션 A에 SACK 정보를 재송신한다. 이러한 접근방식은 스테이션 C가 스테이션 A와 직접적으로 통신할 수 없을 때 사용될 수 있다. 일반적으로, 원래의 스테이션으로부터 수신지 스테이션으로 공유 매체를 통해 데이터를 중계하기 위해 사용된 스테이션들의 시퀀스는 수신지 스테이션으로부터 원래의 스테이션으로 SACK를 중계하기 위해 사용된 스테이션들의 시퀀스의 쓰루풋 보다 높은 쓰루풋을 가질 수도 있지만, SACK의 크기에 비하여 각 중계기에서의 프로세싱 오버헤드로 인해 더 적은 중계로 SACK를 송신하는 것이 여전히 바람직할 수도 있다.

[0178] 도 16은 중계하는 다른 예시적인 방식을 도시한다. 이러한 예에서, 스테이션 B는 에러들을 갖는 페이로드 유닛 3을 수신하고, 적절하게 수신된 페이로드 유닛들과 함께 에러가 있는 페이로드 유닛을 스테이션 C에 재송신한다. 스테이션 C는 에러들을 갖는 페이로드 유닛들{3, 5}을 수신한다. 스테이션 B에 의한 에러가 있는 페이로드 유닛들의 중계는 스테이션 B가 스테이션 A와 동일한 페이로드 유닛들의 상대적 순서를 유지할 수 있게 한다. 그 후, 이것은 MPDU에서의 어느 페이로드가 적절하게 수신되는지 나타내기 위한 비트 맵과 같은 식별자를 사용하는 SACK를 스테이션 C가 생성할 수 있게 한다. 이러한 예에서, 스테이션 C는 비트 맵{G,G,B,G,B,G}을 갖는 SACK를 송신할 수 있다.

[0179] 홈플러그 AV는 MPDU에 대한 페이로드 유닛들의 수신 상태를 나타내는 비트 맵을 갖는 SACK를 사용하는 시스템의 예이다(예를 들어, 비트 맵에서의 제 1 비트는 MPDU에서의 제 1 페이로드 유닛의 수신 상태를 나타낸다). 몇몇 구현들에서, 도 16에 설명된 접근방식은 홈플러그 AV에 기초한 시스템들에서의 중계 송신을 위해 사용될 수 있다. 상술한 접근방식은 또한 MPDU 버스팅과 결합될 수 있다. 몇몇 구현들에서, MPDU 버스트에서의 모든 페이로드 유닛들은 SACK를 나타내는 순서인 것으로서 취급될 수 있다. 예를 들어, 스테이션 A가 버스트에서의 2개의 MPDU들을 페이로드 유닛들{1, 2, 3, 4}을 포함하는 버스트에서의 제 1 MPDU를 갖는 스테이션 B로 전송하고, 버스트에서의 제 2 MPDU가 {5, 6}을 포함하는 경우에, 스테이션 B는 단일 MPDU에서 수신된 모든 페이로드 유닛들을 스테이션 C에 재송신할 수도 있다. 스테이션 C로부터의 SACK 정보는 제 1 비트가 버스트에서의 제 1 페이로드 유닛의 수신 상태 등을 나타내는 비트맵을 포함할 수 있다. 페이로드 유닛 순서가 버스트내의 상대적 위치에 기초하는 비트 매핑된 SACK 포맷은 각 송신에 따라 변할 수 있는 버스트 특징(즉, 버스트에서 MPDU들의 수 및 버스트 당 페이로드 유닛들의 수)에 대한 SACK 정보의 의존성을 제거할 수 있다.

[0180] 송신 제어 프로토콜(TCP)이 널리 사용되는 전송 층 프로토콜이다. TCP는 데이터가 수신지에 적절하게 수신되는 것을 보장하기 위해 TCP 확인응답을 사용한다. TCP 확인응답들은 일반적으로 TCP 데이터에 비하여 작다. 도 17은 TCP가 사용될 때 중계 송신들을 위한 접근방식을 도시한다. 이러한 예에서, 스테이션 A는 TCP 데이터를 스테이션 B에 전송한다. 스테이션 B는 TCP 데이터를 스테이션 C에 중계한다. 스테이션 C는 TCP ACK들을 갖는 RSOF를 스테이션 A에 송신한다. RSOF는 스테이션 A로부터 송신되는 페이로드 유닛들의 수신 상태를 나타내는 선택적 확인응답 정보를 포함한다. 스테이션 C로부터의 송신을 수신한 이후에, 스테이션 A는 TCP ACK들의 수신 상태를 나타내기 위해 SACK를 전송한다. 이러한 예에서, 스테이션 C가 스테이션 A에 직접 전송한다는 것이 가정된다. 이것이 가능하지 않은 시나리오들에서, 스테이션 B(또는 임의의 다른 적합한 스테이션)가 스테이션 C로부터 스테이션 A로 RSOF 및 TCP ACK들을 송신하기 위한 중계기로서 사용될 수 있다. 몇몇 구현들에서, 스테

이션 A는 TCP ACK에 대한 SACK를 즉시 전송하지 못할 수도 있다. 이러한 경우들에서, 스테이션 A는 후속 SOF 송신에서 TCP ACK에 대한 확인응답 정보를 결합할 수 있다.

[0181] 중계된 송신들은 구분문자들을 송신하기 위해 SSD 또는 다른 포맷을 사용할 수 있다. 예를 들어, SOF는 홈플러그 AV 1.1 포맷을 사용하여 송신될 수 있고, RSOF 및 SACK는 SSD 포맷을 사용하여 송신된다. 중계 접근방식은 TDMA 또는 CSMA 할당들에서 사용될 수 있다.

[0182] SSD 및 자동 이득 제어

[0183] 송신기로부터 SSD를 수신하는 자동 이득 제어(AGC)는 그 송신기로부터의 이전의 송신들을 위해 사용된 AGC 세팅을 고려할 수 있다. 이러한 접근방식은 수신기가 송신의 수신을 예상하는, 스테이션의 정밀한 지식을 가질 때마다 사용될 수 있다. 예를 들어, AGC는 SACK들 등을 수신하기 위해, TDMA 할당에서 사용될 수 있다.

[0184] 몇몇 구현에서, 수신기는 특정한 송신기에 대한 미리 결정된 값으로 AGC를 사전설정할 수도 있다.

[0185] 예시적인 예들

[0186] 본 섹션은 저-오버헤드 구분문자들의 예시적인 예들을 설명한다. 본 섹션에 설명된 예들은 특정한 구현들을 예시하고, 청구항들에 의해 정의된 바와 같은 본 발명의 범위를 제한하는 것으로 해석되어서는 안된다. 예들은 하나의 OFDM 심볼 및 캐리어들 파일럿 정보(때때로 프리앰블 정보로 칭함), 프레임 제어(FC) 정보(때때로 헤더 정보로 칭함), 및 선택적으로는 제 1 페이로드 PHY 블록(PB)으로부터의 데이터(때때로 페이로드 세그먼트로 칭함)를 포함하는 구분문자를 설명한다. 정보는 역 심볼 길이에 관한 캐리어 간격의 정수 배들로 이격된 각각의 캐리어들(때때로 톤들로 칭함)상에서 변조되었다. 이러한 구분문자에서, 파일럿 캐리어들은 프레임 검출 및 동기화를 허용하였고 FC 디코딩을 위한 코히어런트 레퍼런스의 구성을 위해 또한 사용되었다. 프레임 제어를 위해 예약된 캐리어들은 수신된 프레임을 프로세싱하기 위해 수신기에 의해 사용된 제어 정보를 반송하였다. 몇몇 경우들에서, 파일럿 캐리어들과 함께 프레임 제어 캐리어들이 페이로드를 디코딩하는 더욱 정확한 코히어런트 레퍼런스를 획득하기 위해 또한 사용되었다.

[0187] 구분문자 인코딩

[0188] 이러한 예에서의 구분문자 인코딩은 파일럿 캐리어들, 프레임 제어 캐리어들, 및 선택적으로는 데이터 캐리어들을 사용하였다. 송신기로부터 수신기로의 송신 매체를 통한 경로("채널")의 신호 대 잡음비(SNR)에 의존하여, 상이한 시그널링 방식들이 활용되었다. 디폴트 방식은 파일럿으로서 캐리어들의 1/4 및 FC 캐리어로서 캐리어들의 3/4를 예약하였다. 높은 SNR을 갖는 클린 채널에 대해, 캐리어들의 1/4이 파일럿을 위해 사용되었고, 캐리어들의 1/4이 프레임 제어를 위해 사용되었고, 나머지 1/2이 데이터를 전송하기 위해 사용되었다. 이들 2개의 구성들이 표 4 및 5에 도시되어 있고, 여기서, 제 1 로우(row)는 캐리어 번호를 제공하고, 제 2 로우는 캐리어 할당들을 제공한다. X는 인코딩 1 톤 마스크에 의해 마스킹된 캐리어들을 나타내고, P, F, 및 D는 파일럿, 프레임 제어 및 데이터를 각각 나타낸다. 인코딩 1 톤 마스크는 로컬 방출 규제들을 충족시키는 각 나라 또는 지역에 대해 생성된 하드 코딩된 마스크를 칭한다. 인코딩 2 톤 마스크는 추가의 리던던시를 제공하기 위해 인코딩 1에 의해 마스킹된 톤들을 사용자들이 턴 온할 수 있게 하는 미디어 및 네트워크 상세이다. 후술하는 바와 같이, 몇몇 경우들에서, 인코딩 2에 의해 인에이블된 톤들은 인코딩 1 톤 마스크를 사용하는 수신기들이 구분문자를 완전하게 검출하고 디코딩할 수 있는 방식으로 강건한 인코딩 모드에 대한 리던던트 정보를 인코딩하는 파일럿 및 프레임 제어 캐리어들로서 사용되었다. 리던던트하게 인코딩되지 않은 데이터는 인코딩 1 톤 마스크만을 활용하는 수신기들을 고려하여 인코딩 2 톤 마스크에 의해 인에이블된 톤들에 대해 인코딩되지 않는다.

[0189] 표 4 : 구성 #1 - 파일럿 및 FC - 인코딩 2 사용되지 않음

[0190]

| 0 | ... | 74 | 75 | 76 | ... | 87 | 88 | 89 | 90 | 91 | 92 | 93 | 94 | 95 | 96 | 97 | 98 | 99 | 100 | 101 | 102 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 대역외 | | | X | X | X | F | P | F | F | F | P | X | X | X | X | X | F | F | P | F | F |

[0191] 표 5 : 구성 #2 - 파일럿, FC 및 데이터 - 인코딩 2 사용되지 않음

[0192]

| 0 | ... | 74 | 75 | 76 | ... | 87 | 88 | 89 | 90 | 91 | 92 | 93 | 94 | 95 | 96 | 97 | 98 | 99 | 100 | 101 | 102 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 대역외 | | | X | X | X | D | P | D | F | D | P | X | X | X | X | X | F | D | P | D | F |

[0193] 몇몇 경우들에서, 캐리어들(93 내지 97)은 인코딩 2에 의해 인에이블 되었다. 사용된 대응하는 캐리어 할당들이 표들 6 및 7에 도시되어 있다.

[0194] 표 6 : 구성 #1 - 파일럿 및 FC - 인코딩 2 인에이블됨

[0195]

| 0 | ... | 74 | 75 | 76 | ... | 87 | 88 | 89 | 90 | 91 | 92 | 93 | 94 | 95 | 96 | 97 | 98 | 99 | 100 | 101 | 102 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 대역외 | | | X | X | X | F | P | F | F | F | P | F | F | F | P | F | F | F | P | F | F |

[0196] 표 7 : 구성 #2 - 파일럿, FC 및 데이터 - 인코딩 2 인에이블됨

[0197]

| 0 | ... | 74 | 75 | 76 | ... | 87 | 88 | 89 | 90 | 91 | 92 | 93 | 94 | 95 | 96 | 97 | 98 | 99 | 100 | 101 | 102 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 대역외 | | | X | X | X | D | P | D | F | D | P | X | F | X | P | X | F | D | P | D | F |

[0198] 파일럿

[0199] 표 4에 예시된 구분문자에서, 4번째 마다의 톤이 파일럿으로서 예약된다. 파일럿 톤들은 0으로부터 50MHz까지("채널 1")의 캐리어들을 스팬(span)하는 선형 처프(chirp) 신호로부터 획득된 위상 레퍼런스 표(후술됨)에 따라 변조되었다. 동일한 위상 레퍼런스 표가 50으로부터 100MHz까지("채널 2") 의 캐리어들에 대해 사용되었다. 몇몇 경우들에서, 위상 레퍼런스 표는 π/4의 정수 배들을 포함했다.

[0200] 채널 1 또는 채널 2에 대한 인코딩

[0201] 위상 레퍼런스 표로부터, 네 번째 마다의 톤이 파일럿에 대해 사용되었고, 이들 톤들로부터, 톤 마스크의 인코딩 1 및 인코딩 2에서 마스킹되지 않은 톤들만이 그 목적을 위해 변조되었다. 사용된 파일럿 변조가 식 2에 나타나 있고, 여기서, QAMScale은 836인 것으로 취해졌고 전력은 페이로드의 전력의 0.8dB 이상 만큼 승압되었다.

$$PilotFFT(PilotTones) = QAMScale \times PhaseRef(PilotTones) \times IFFTScale \times 10^{0.8/20}$$

(식 3)

[0202] 이러한 송신된 파일럿은 아래와 같이 구분문자에 의해 사용된 사이클릭 프리픽스(CP) 오프셋(CP_Offset)에 대해 위상 정정된 이후에 수신기에 대한 레퍼런스로서 또한 유지되었다.

[0203]
$$TxPilotFreqRef(PilotTones) = PilotFFT(PilotTones) \times \exp(-\frac{j \times 2\pi \times CP_Offset \times PilotToneIndices}{FFTLength}) \quad \text{(식 4)}$$

[0204] 여기서, FFTLength는 4096이다. CP_오프셋은 후술된다. 파일럿, 프레임 제어 및 구분문자의 페이로드 부분들이 IFFT 연산 이전에 결합되기 때문에, 스케일링 및 위상 레퍼런스는 종단에서 단지 1회 적용되었다.

[0205] 채널 3에 대한 인코딩

[0206] 채널 3에 대해, 상위 및 하위 채널들(채널 1 및 채널 2 각각)로부터의 톤 마스크들이 결합 되었지만, 파일럿 톤들은 상위 및 하위 대역들에 대해 동일한 위상 레퍼런스를 사용하는 동일한 방식으로 변조되었다. 식 4에서의 FFTLength는 8192로 변경되었고 파일럿 톤 인덱스들은 그에 따라 변경되었다.

[0207] 프레임 제어(FC)

[0208] 구분문자 구성에 의존하여, 톤들의 3/4 또는 1/4가 FC 캐리어들로서 인코딩되었다. 프레임 제어 필드는 128 정보 비트들을 포함하였다. 인코딩이 선택적으로 증가된 리던던시를 위한 추가의 단계(들)로 도 3에 도시된 바와 같이 모듈에서 수행되었다. 인코딩 이후에, FC 서브-캐리어들이 언급된 위상 레퍼런스 표에 따라 스케일링되고 위상 회전되었다. 이것을 식 5에 나타내었다.

$$FrameControlFFT(FCTones) = FCQAMScale \times (FC_I + jFC_Q) \times PhaseRef(FCTones) \times IFFTScale \times 10^{0.8/20} \quad \text{(식 5)}$$

[0209] 파일럿 생성과 유사하게, IFFT 및 전력 스케일링 및 위상 레퍼런스가 종단에서만 적용되었다.

[0210] 채널 1 또는 채널 2에 대한 인코딩

[0211] FC는 톤 마스크의 인코딩 1에서의 이용가능한 톤들에 기초하여 인코딩되었다. 몇몇 경우들에서, 톤 마스크의

인코딩 2는 또한 추가의 다이버시티 카핑을 제공하기 위해 사용되었다. 이것은 인코딩 2에서의 이용가능한 톤들의 수와 동일한 길이의 새로운 다이버시티 카피어 테이블을 시작하고 인코딩 1 세트에 대한 테이블이 종료되는 I 및 Q에 대한 제 1 로우를 시작함으로써 행해졌다. 이것을 표 8 및 표 9에 나타내었다. 이러한 구현에서, 인코딩 2에는 적절한 디코딩이 요구되지 않았지만, 이용가능하게 되면 성능을 향상시킨다.

[0212] 표 8 : 인코딩 1에 대한 다이버시티 카피어 표

| 인코딩1사용 캐리어# | I-채널 인터리빙된 비트 어드레스 | Q-채널 인터리빙된 비트 어드레스 |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 128 |
| 1 | 1 | 129 |
| 2 | 2 | 130 |
| ... | ... | ... |
| c | c mod 256 | (c+128) mod 256 |
| ... | ... | ... |
| Enc 1 NumCarriers-1 | (Enc 1 NumCarriers-1) mod 256 | ((Enc 1 NumCarriers-1)+128) mod 256 |

[0213]

[0214] 표 9 : 인코딩 2에 대한 다이버시티 카피어 표

| 인코딩2사용캐리어# | I-채널 인터리빙된 비트 어드레스 | Q-채널 인터리빙된 비트 어드레스 |
|---|---|---|
| 0 | (Enc 1 NumCarriers) mod 256 | ((Enc 1 NumCarriers)+128) mod 256 |
| ... | ... | ... |
| Enc 2 NumCarriers-1 | (Enc 1+Enc 2 NumCarriers-1) mod 256 | ((Enc 1+Enc 2 NumCarriers-1)+128) mod 256 |

[0215]

[0216] 채널 3에 대한 인코딩

[0217] 채널 3에 대해, 채널 1 및 채널 2로부터의 톤 마스크들이 결합되었다. 이들 각각의 인코딩 1 마스크들은 이들이 병합되기 이전과 동일하게 유지되었다. 새로운 인코딩 2 마스크들은 일반적으로 상이하였다. 수신기가 채널 1만을 찾음으로써 채널 3을 사용하여 송신기 프레임 제어를 검출할 수 있어야 하기 때문에, 채널 3의 채널 1 부분에 대한 인코딩이 상술한 바와 같이 유지되었다. 한편, 채널 2는 채널 1이 인코딩 1을 완료한 곳에서 시작하였다. 다시 말해, 채널 2는 인코딩 1에 대한 제 1 로우가 아래에 나타낸 바와 같이 채널 1의 인코딩 2의 제 1 로우와 유사하다는 점을 제외하고, 이전에 설명한 동일한 다이버시티 카핑 접근방식을 사용하여 인코딩되었다. 인코딩 2 표는 또한 상기에 설명하고 표 11에 도시된 동일한 절차를 따른다.

[0218] 표 10 : 채널 3의 상위 대역에 대한 다이버시티 카피어, 인코딩 1

| 인코딩1사용캐리어# | I-채널 인터리빙된 비트 어드레스 | Q-채널 인터리빙된 비트 어드레스 |
|---|---|---|
| 0 | (Ch1, Enc 1 NumCarriers) mod 256 | ((Ch1, Enc 1 NumCarriers)+128) mod 256 |
| ... | ... | ... |
| Ch2, Enc 1 NumCarriers-1 | (Ch1, Enc 1 + Ch2, Enc 1 NumCarriers-1) mod 256 | ((Ch1, Enc 1 + Ch2, Enc 1 NumCarriers-1)+128) mod 256 |

[0219]

[0220] 표 11 : 채널 3의 상위 대역에 대한 다이버시티 카피어, 인코딩 2

| 인코딩1사용캐리어# | I-채널 인터리빙된 비트 어드레스 | Q-채널 인터리빙된 비트 어드레스 |
|---|---|---|
| 0 | (Ch1, Enc 1 + Ch2, Enc 1 NumCarriers) mod 256 | ((Ch1, Enc 1 + Ch2 Enc1 NumCarriers)+128) mod 256 |
| ... | ... | ... |
| Ch2, Enc 2 NumCarriers-1 | (Ch1, Enc 1 + Ch2, Enc 1 + Ch2, Enc 2 NumCarriers-1) mod 256 | ((Ch1, Enc 1 + Ch2, Enc 1 + Ch2, Enc 2 NumCarriers-1)+128) mod 256 |

[0221]

[0222] 데이터

[0223] 높은 SNR들을 갖는 채널들에서, 페이로드 인코딩은 표 5에 도시된 바와 같이 데이터에 대해 예약된 대역에서 톤들 중 절반(모든 다른 톤)을 갖는 구분문자에서 시작하였다. 인코딩 1 톤 마스크에서 인에이블된 톤들은 데이

터 반송 톤들이었다. 인코딩 2는 데이터에 대해 사용되지 않았다.

[0224] 데이터 캐리어들을 인코딩하기 위해, 톤 맵이 데이터 반송 톤들에 대한 변조를 결정하기 위해 사용되었다. 채널 인터리빙 동작들에 후속하여, 각 데이터 블록에 대한 인터리빙된 비트들이 구분문자로부터 시작하는 각 심볼에 할당되었다. 이러한 할당은 구분문자 심볼 생성 이전에 이루어졌다. 각 심볼에 할당된 비트들이 톤 맵에 따라 적절한 데이터 캐리어들에 매핑되었다. 몇몇 경우들에서, 매핑은 구분문자 및 페이로드에 대해 개별적으로 수행되었다.

[0225] 정보 비트들이 후속 심볼들에 대해 인코딩 및 변조되었다. 채널 1 또는 2에 대한 인코딩 데이터는, 채널 3에서, 상위 및 하위 대역들이 결합되어, 더 큰 수의 톤들을 발생시킨다는 점을 제외하고는 채널 3의 인코딩 데이터와 유사하였다.

[0226] 구분문자 심볼 생성

[0227] 주파수 도메인에서의 모든 캐리어들에 대한 변조가 알려지면, 식 6에 나타낸 바와 같은 위상 레퍼런스에 의해 곱셈된다. IFFT 연산 및 후속 스케일링 조정에 이어서, 구분문자 전력이 페이로드 심볼(들)의 0.8dB 이상 만큼 승압되었다. 다음으로서, 시간 샘플들의 종단으로부터 고정 수의 샘플들이 취해져 IFFT 간격의 프런트에서 사이클릭 프리픽스로서 삽입되어 (예를 들어, 도 4에 도시된 바와 같은) 확장된 OFDM 심볼을 생성하였다. 구분문자의 사이클릭 프리픽스는 롤오프 간격(RI) 및 가드 간격(GI)을 포함하였다. GI 길이는 알려진 시작 위치에서 불확실성을 수용하도록 선택되었다. 다시 말해, RI=4.96μs 및 GI=6.96μs가 제공되면, 프레임이 시작-탐색 심볼 경계의 +/- 1μs내에서 도달하는 경우에, 수신기는 그것의 FFT에서 전체(오버랩되지 않은) 구분문자를 여전히 프로세싱할 수 있다. 이것은 (GI+RI)/2의 CP 오프셋이 제공되면, PacketStartLocation + RI + (GI-RI)/2에서 수신 파형을 프로세싱함으로써 행해진다.

[0228] $$TimeDomain = IFFT(Freq(Pilot, FC, Data) \times PhaseRef) \times IFFTScale \times 10^{0.8/20}$$

[0229] (식 6)

[0230] 이러한 예에서, 실제 4096-포인트 IFFT가 채널들 1 또는 2상에서 송신하기 위해 사용되었고, 실제 8192-포인트 IFFT가 결합된 톤들을 갖는 채널 3의 경우에서 사용되었다. 또한, 동일한 위상 레퍼런스가 채널 3의 상위 및 하위 대역 부분들에 대해 사용되었다.

[0231] 구분문자 검출 및 디코딩

[0232] 수신기는 프레임을 성공적으로 검출 및 프로세싱하기 위해 프레임 도달 시간의 추정치를 결정하였다. 구분문자의 사이클릭 프리픽스는 (예를 들어, GI 길이에 의존하는 공차내에서) 예상 시작 위치의 정확도에 관하여 특정량의 유연성을 허용하였다. 구분문자의 샘플들이 취득된 이후에, 구분문자 검출(즉, 파일럿 톤들을 사용한 구분문자의 존재의 확인 및 그것의 시작 위치의 결정) 및 수신기에서의 FC 디코딩 프로세스들이 동시에 수행되었다. 페이로드에 대한 코히어런트 레퍼런스가 결정되면, (가능하면) 구분문자의 데이터 부분이 디코딩되었다.

[0233] 검출

[0234] 수신기가 그것의 FFT에서 전체 (오버래핑되지 않은) 구분문자를 프로세싱하도록, 수신기는 PacketStartLocation + RI + (GI-RI)/2에서 수신 파형을 프로세싱하였고, 여기서, PacketStartLocation는 예상 시작 포지션이고, RI는 오버랩 크기가며, GI는 가드 간격 길이이다. 채널 1 및 2에 대한 구분문자를 검출하기 위해, 수신기는 동일한 알고리즘을 사용하였고, 채널 3에 대해, (채널 3이 더 많은 캐리어들을 갖기 때문에) 더 큰 크기들의 FFT 및 IFFT가 사용되었다.

[0235] 채널 1 또는 채널 2에 대한 검출

[0236] 파일럿 톤들은 모든 사용된 캐리어들 중 1/4에만 존재하였다. 구분문자는 톤 마스크의 인코딩 1만을 사용함으로써 검출되었다. 그러나, 인코딩 2가 또한 이용가능한 경우에, 수신기의 성능은 인코딩 1 및 2에서의 톤들의 결합된 세트를 사용함으로써 더 향상되었다. 이에 부가하여, 몇몇 경우들에서, 증폭 맵의 지식이 진폭 맵에 따라 제로의 진폭을 갖는 수신 파일럿 톤들을 마스킹하기 위해 사용되어, 검출기에서 특정 파일럿 톤들이 회피된다.

[0237] 검출은 도 5a의 플로우차트에 도시된 바와 같이 수행되었다. 4096-포인트 FFT이후의 제 1 단계는 (송신된 위상들이 송신기 및 수신기 양자에 의해 알려졌기 때문에) 식 4로부터의 송신된 위상들에 의한 수신된 파일럿 위상

들을 분할함으로써 파일럿 톤들에 대해 채널에 의해 부과된 위상 회전을 제거하는 것이었다. 다음으로서, 정규화된 채널 임펄스 응답이 결과의 IFFT를 얻음으로써 획득되었다. 이것이 식 7에 의해 표현된다. 파일럿 톤들이 네 번째 캐리어 마다만에 존재하기 때문에, 사용된 실제 IFFT의 크기는 1024이었다.

[0238] $$Norm_resp = IFFT(UsedMask \times \exp(j(\phi_{RX}(k_p) - \phi_{TX}(k_p)))) / (FFTSIZE/4/NumUsedTones)$$

[0239] (식 7)

[0240] $$UsedMask = (Encoding\,1\,Pilots + Encoding\,2\,Pilots) \times (Amplitude\,Map(Pilots) \neq 0)$$

[0241] (식 8)

[0242] 여기서, $k_P$는 총 FFTSIZE/4=1024 캐리어들에 대한 파일럿의 캐리어 수이고, $\Phi_{RX}$는 수신된 파일럿 톤들의 위상각이고, $\Phi_{TX}$는 (식 4로부터의) 송신된 파일럿 톤의 위상이다. 또한, UsedMask는 길이 FFTSIZE/4이었다. 임펄스 피크의 더 양호한 추정치를 획득하기 위해, 이동 평균 윈도우 또는 매칭된 필터가 잡음을 감소시키기 위해 그리고 채널에 의해 확산된 피크 에너지를 수집하는 것을 돕기 위해 사용되었다. 이동 평균 접근방식에서, 검출기는 M개의 샘플들(예를 들어, M=21)의 폭의 슬라이딩 직사각형 윈도우(Win[ ])를 사용하였다. 먼저 피크의 위치는 아래에 의해 획득되었다.

[0243] $$PeakIdx = PeakSearch(|Norm_resp[n]|)$$

[0244] (식 9)

[0245] 여기서, n은 0으로부터 (FFTSIZE/2 -1)까지의 범위이다.

[0246] 상기 식에서, PeakIdx는 프레임의 실제 시작으로부터의 샘플들의 수이다. 이것은 +/-FFTSIZE/4 개의 샘플들 사이로 트랜슬레이션된다. 필요한 경우에, 이러한 오프셋 에러는 알게 될 때 코히어런트 레퍼런스 블록상으로 패스되었다. 구분문자가 검출되는지 여부를 결정하기 위해, 아래의 동작들이 수행되었다.

[0247] $$Xcut[n] = \begin{cases} |Norm_resp[n]|, & |Norm_resp[n]| > K_{noise} \\ 0, & \text{그렇지 않으면} \end{cases}$$ (식 10)

[0248] 여기서, Knoise=0.1은 잡음을 필터 아웃하기 위해 사용되었다. 직사각형 윈도우(Win[ ])는 아래와 같이 Xcut[n]과의 순환 콘볼루션을 수행함으로써 데이터를 평활화시키기 위해 사용되었다.

[0249] $$\eta[n] = Xcut[n] \otimes Win[n]$$ (식 11)

[0250] 추가의 수를 감소시키기 위해, 콘볼루션은 범위 : 순환 방식에서 PeakIdx+WinLength/2 내지 PeakIdx-WinLength/2에서만 구동되었다. 최종으로, $C_{peak}$라 칭하는 η[ ]의 피크 값이 고정 임계값과 비교되었고 더 크게 발견되는 경우에, 구분문자 검출이 확인된다. 검출기의 성능을 향상시키기 위해, 몇몇 경우들에서는, 이러한 절차는 2개의 직사각형 윈도우들을 동시에 수행하였다. 큰 폭을 갖는 윈도우가 다수-경로 상황들을 돕고 작은 윈도우는 임펄스들의 거부를 시도했다.

[0251] 피크 및 그것의 위치가 획득되면, 구분문자의 존재는 피크값이 필요한 임계값 보다 높은 경우에 확인되었다. 그 후, 피크 위치는 다음의 심볼의 시작을 조정하기 위해 사용되었다. 파일럿들이 4개의 톤들 중 하나에만 존재하였기 때문에, 4096/4 또는 1024개의 샘플들(+/-5.12μs)의 프레임 에러의 최대 시작만이 불명확함없이 검출될 수 있다는 것에 유의해야 한다. 이러한 최대 제한을 완전하게 활용하기 위해, 4.96μs의 RI가 제공되면, 15.2μs의 GI가 클린 언-오버랩된 신호를 프로세싱하기 위해 사용되었다. 6.96μs의 디폴트 GI로, +/-1μs까지의 에러가 어떠한 품질 저하없이 검출될 수 있다.

[0252] 채널 3에 대한 검출

[0253] 상술한 바와 같이, 수신기는 채널 1만을 찾음으로써 채널 3을 사용하여 그것의 송신기 구분문자를 검출할 수 있어야 한다. 채널들 양자가 수신기에 의해 사용된 경우에, 동일한 절차가 단계 4(도 5a)의 종단까지 채널들 1 및 2에 대한 구분문자의 존재를 검출하도록 후속될 수 있다. 몇몇 경우들에서, 2개의 임펄스 응답들은 나머지

단계들이 완료되기 이전에 결합되었다. 또한, 몇몇 경우들에서, 2개의 개별 4096 FFT 연산들 대신에, 하나의 8192 FFT 연산이 단계 1(도 5a)의 시작에서 수행되었다.

[0254] 코히어런트 레퍼런스 생성 및 프레임 제어 디코딩

[0255] 시스템 구성에 의존하여, 구분문자에서의 톤들의 3/4 또는 1/4가 FC 톤들로서 사용되었다. 프레임 제어가 디코딩될 수 있기 이전에, 캐리어들의 각각의 진폭들 및 위상들에 대한 채널의 영향들을 나타내는 코히어런트 레퍼런스(위상 의존형 주파수 응답)가 추정되었다. 이것은 수신 및 송신된 파일럿 톤들을 사용하여 행해졌다. FC 코히어런트 레퍼런스가 획득되면, FC가 디코딩되었다. 그 결과, FC가 재인코딩되었고, 페이로드에 대한 새로운 코히어런트 레퍼런스가 생성되었다.

[0256] 채널 1 또는 채널 2

[0257] 프레임 제어는 톤 마스크의 인코딩 1만을 사용함으로써 일반적으로 프로세싱되었다. 그러나, 인코딩 2가 또한 이용가능한 경우에, 수신기의 성능은 캐리어들의 인코딩 2 세트에서의 추가의 다이버시티 카핑을 사용함으로써 더 향상되었다. 이에 부가하여, 몇몇 경우들에서, 증폭 맵의 지식이 제로의 진폭들을 갖는 수신 FC 톤들을 마스킹하기 위해 사용되어, 수신기에서의 특정한 톤들을 회피하였다.

[0258] FC 프로세싱에서의 제 1 스테이지, 코히어런트 레퍼런스 생성이 도 5b에 관하여 설명한 동작들의 시퀀스에 따라 수행되었다. 사용된 톤들에 기초한 초기 채널 레퍼런스가 (Rx FFT 출력으로부터의) 수신된 파일럿 캐리어들을 식 4로부터의 캐리어들로 나눔으로써 획득되었다. 그 후, 식 12에 나타낸 바와 같이, 프레임의 시작으로부터 샘플들에서의 오프셋 에러로부터 발생한 각 톤에 대한 위상 회전이 정정되었다.

$$PilotRefAdj(Tones) = PilotRef(Tones) \times \exp\left(\frac{-j \times 2\pi \times OffsetError \times Tone\ Indices}{FFTLength}\right)$$

[0259] (식 12)

[0260] 여기서, PilotRef 는 단계 1의 출력이고, OffsetError는 식 9에 의해 제공된 구분문자 검출기에 의해 보고된 에러이다. 파이프라인 지연들로 인해, 검출기의 출력이 알려지지 않았을 때, 이러한 단계는 스킵되었다. 큰 오프셋 에러들(예를 들어, > 1μs)에 대해, 에지들 주위에서 매우 정확하지 않은 FC 코히어런트 레퍼런스를 때때로 초래하는 노치들 사이에 어떤 위상 불명확함이 존재한다. 그러나, FC가 QPSK로 인코딩되기 때문에, 그 영향은 해롭지 않았다. 단계 3에서, 파일럿 톤들 뿐만 아니라 노치들 사이의 갭들에서의 톤들에 대한 채널 응답이 추정되었다. 여기서 사용된 톤 마스크는 식 8에 의해 제공된 것이었다. 우선, 제 1 및 최종 유효 파일럿 톤들은 DC 및 FFTLength/2 각각으로 확장된 카피이다. 즉, 제 1/최종 마스킹되지 않은 캐리어 이전/이후인 모든 캐리어들은 제 1/최종 마스킹되지 않은 캐리어로부터 그들의 데이터 값을 취했다. 선형 보간이 분실 톤들에 대한 채널 추정치들을 획득하기 위해 모든 각각 2개의 유효 파일럿 톤들 사이에 후속된다.

[0261] 캐리어들 A 및 B가 알려져 있다 가정하고, A를 벗어난 L개의 톤들 및 B를 벗어난 H개의 톤들인 C를 계산하기 위해 이들 값들 사이를 보간하려 한다. 더욱 정확하게, 보간은 위상 및 진폭에 대해 개별적으로 행해졌다. C의 진폭이 다음과 같이 발견되었다.

$$|C| = \frac{H \times |A| + L \times |B|}{L + H}$$

[0262] (식 13)

[0263] C의 위상은 동일한 원리들을 사용하고 위상이 사분면 1 내지 4를 크로스 오버할 때 A와 B 사이의 위상 관계를 고려하여 발견되었고, 그 반대의 경우도 마찬가지이다. A와 B의 위상들은 0도와 360도 사이인 것으로 가정되고 다음과 같이 계산된다.

$$If\ (\angle A < 90)\ AND\ (\angle B \geq 270) \longrightarrow \angle B = \angle B - 360$$

$$If\ (\angle B < 90)\ AND\ (\angle A \geq 270) \longrightarrow \angle A = \angle A - 360$$

[0264] (식 14)

[0265] 이것에는 C의 위상을 계산하기 위해 식 15가 후속된다.

$$\angle C = \frac{H \times \angle A + L \times \angle B}{L + H}$$

[0266] (식 15)

[0267] 몇몇 경우들에서, 이것은 캐리어들의 실수부 및 허수부를 개별적으로 보간함으로써 행해졌다. 절대값들 대신에, 캐리어들 A 및 B의 실수부 또는 허수부가 캐리어 C의 실수부 및 허수부 각각을 보간하기 위해 사용되었다는 점을 제외하고는, 식 13과 동일한 식이 사용되었다.

[0268] 모든 분실 캐리어들에 대한 채널 응답 추정치가 발견되었다면, (플랫(flat) 중심을 갖는) 좁은 해닝 윈도우가 잡음 감소를 위해 FIR 평활 필터를 통해 시간 도메인 응답에 적용되었다. 다음으로, 단계 2가 스킵되지 않으면, 오프셋 에러로 인한 위상 회전이 다시 추가된다. 이러한 경우에서 단계 5에 대한 식은 네거티브 부호가 빠졌다는 것을 제외하고 식 12와 실질적으로 동일하다. 단계 5의 종단에서, FC 코히어런트 레퍼런스가 사용될 준비가 된다. 이러한 특정한 채널에 대한 페이로드 코히어런트 레퍼런스가 이전에 저장된 경우들에 대해, 저장된 값은 더욱 정확한 코히어런트 레퍼런스를 획득하기 위해 이러한 새로운 추정치로 평균된다. 레퍼런스들이 평균되기 이전에, 샘플들의 수에 관하여 이들 사이의 잠재적 시간 오프셋이 추정되었다. 위상 상관기가 2개의 단계들에서 이러한 샘플 시프트를 결정하기 위해 사용되었다. 먼저, I-샘플 단계들에서 코오스(coarse) 상관을 수행하고, 다음으로, 코오스 상관기로부터 획득된 범위내에서 .01-샘플 단계들에서 미세(fine) 상관을 수행한다. 오프셋이 추정되면, 이전의 코히어런트 레퍼런스(PrevCohRef)는 다음과 같이 평균화 필터에 배치되기 이전에 조정되었다.

$$NewCohrRef = \alpha \times PrevCohRef \times \exp(-i \times 2\pi \times (0 : FFTLength/2 - 1) \times SampleShift / FFTLength) + (1-\alpha) \times CurrCohRef$$

[0269]

[0270] (식 16)

[0271] 여기서, α는 0.75이다.

[0272] 프레임 제어는 도 5c에 도시된 바와 같은 동작들의 시퀀스를 사용하여 디코딩되었다. 상술한 바와 같이, 톤 마스크 인코딩 1은 예를 들어, 홈플러그 AV 표준에 설명된 알고리즘을 사용하여 프레임 제어를 디코딩하는데 충분하였다. 그러나, 톤 마스크 인코딩 2가 또한 이용가능한 경우에, 인터리빙된 비트들의 더 많은 카피들이 표 9에 나타낸 바와 같은 디코딩 프로세스에서 결합되었다. 이러한 스테이지에서, FC 캐리어들만이 코히어런트 레퍼런스에서 대응하는 캐리어들에 의해 분할되었다. 여기에 사용된 마스크는 유효 인코딩 1과 인코딩 2 톤 마스크들의 결합된 조합이다. 또한, 도 5c에서의 단계 2에 나타낸 바와 같이, 진폭 맵이 송신기에서의 IFFT 이전에 턴 오프된 톤들을 마스킹하기 위해 또한 사용되었다. 단계들 3 및 4가 식 17에 의해 더 설명된다. 이러한 예에서, 톤 당 SNR은 구분문자에서의 성상도 잡음으로부터 추정되었다. 차례로서, 캐리어 당 잡음은 소프트와 하드 판정들 사이의 차이의 제곱으로서 계산되었다. 또한, 모든 톤들에 대한 평균 SNR이 최종 스테이지에서 사용된 평활화 필터 타입을 결정하는 것을 돕기 위해 획득되었다. 대안적으로, 이전의 프레임들로부터 세이빙된 SNR 이력이 그 대신에 사용되었다.

$$RxConst(FC\ Tones) = \frac{RxFFT(FC\ Tones) \times \exp\left(\frac{j \times 2\pi \times CP_Offset \times FC\ Tone\ Indices}{FFTLength}\right) \times 10^{-0.8/20}}{CohRef(FC\ Tones) \times IFFTScale \times PhaseRef(FC\ Tones)}$$

[0273]

[0274] (식 17)

[0275] 프레임 제어가 스테이지 2에서 디코딩되면, 송신된 FC 캐리어들을 획득하기 위해 재인코딩된다. 이것이 도 5d에 나타나 있고 식 5에 의해 또한 설명된다. 다음으로, 새로운 코히어런트 레퍼런스가 결합된 송신 파일럿 및 FC 캐리어들을 사용함으로써 계산되었다. 이것은 갭들이 더 적고 더 많은 캐리어들이 추정에서 사용되었기 때문에 더욱 정확하고 페이로드를 디코딩하기 위해 나중에 사용된다.

[0276] 페이로드 코히어런트 레퍼런스의 최종 스테이지가 도 5e에 나타낸 단계들의 시퀀스를 사용하여 수행되었다. 이러한 경우에서, 이전과 동일한 프로세스가 반복되지만, 이번에는, 결합된 파일럿 및 FC 캐리어들이 나머지 갭들을 보간하기 위해 사용되었다. 또한 (모든 톤들에 대한) 평균 SNR에 의존하여, 좁거나 넓은 해닝 필터 계수들이 평활화 필터에서 사용되었다. 좁은 윈도우는 낮은 SNR들에서 양호하게 작동하였지만, 넓은 윈도우는 더 높

은 SNR들에서 양호한 추정치를 제공하였다. 최종 결과는 페이로드 코히어런트 레퍼런스로서 사용되었다. 몇몇 경우들에서, 도 5e의 단계들 2 및 5는 계산된 코히어런트 레퍼런스의 품질을 증가시키기 위해 구현되었다는 것에 유의한다. 몇몇 경우들에서, 구분문자 검출 블록은 식 12에서 사용된 오프셋 에러를 제공하였다.

[0277] 채널 3

[0278] 채널 3이 채널 1과 채널 2의 주파수 대역들을 결합하였지만, 프레임 제어에서 정보 비트들의 수는 여전히 128 비트에서 유지된다. 검출 알고리즘과 유사하게, 채널 1만을 찾는 수신기들은 이러한 경우에서 프레임 제어를 성공적으로 디코딩할 수 있다.

[0279] 코히어런트 레퍼런스를 생성하고 채널 3에 대한 프레임 제어를 디코딩하기 위한 절차는, 사용된 톤들의 수가 증가되고 채널 2에서 추가의 다이버시티 카핑이 존재한다는 점을 제외하고는 상술한 바와 유사하였다. 디코딩은 각각의 톤 마스크들을 사용하는 개별 엔티티들로서 또는 결합된 톤 마스크를 사용하는 하나의 채널로서 채널들 1 및 2에서 동시에 발생하였다. 이것이 개별적으로 행해질 때, FC의 디코딩으로 진행하기 이전에 채널들 양자로부터의 다이버시티 카피들을 적절하게 결합하기 위해 스테이지 2의 단계 5에서는 일시중지가 요구된다. 채널들 양자로부터의 코히어런트 레퍼런스들이 획득되면, 이들은 결합되어 채널 3에 대한 전체 코히어런트 레퍼런스를 형성한다.

[0280] 디코딩이 결합된 톤 마스크를 사용하여 행해질 때, 다이버시티 결합이 또한 수행되었다. 인코딩 1 부분에서 다루는 다이버시티는 연속적이고 결합된 톤 마스크에 따른다. 인코딩 2 부분에서 다루는 다이버시티는 더 낮은 대역의 종단에서 중지되고, 표 11에 나타낸 바와 같은 상위 대역의 시작에서 상이한 어드레스로 재시작된다. 앞서 설명한 바와 같이, 이것은 전체 채널 3 대역을 프로세싱할 때 하이 레벨의 다이버시티를 제공하면서 더 낮은 대역을 단지 프로세싱함으로써 수신기들이 FC를 디코딩하게 한다.

[0281] 페이로드 디코딩

[0282] 구분문자는 채널 조건들이 바람직할 때 데이터 페이로드를 반송한다. 캐리어 할당들은 표 5에 나타낸 구성에 기초한다. 인코딩 1 톤 마스크에 의해 인에이블된 톤들만이 넌-로보(non-Robo) 패킷들에서 데이터를 반송하는데 활용되었다. 페이로드는 아래의 식에 나타낸 바와 같이 프레임 제어와 유사한 방식으로 복조되었다.

$$RxConst(DataTones) = \frac{RxFFT(DataTones) \times \exp(\frac{j \times 2\pi \times CP_Offset \times DataToneIndices}{FFTLength}) \times 10^{-0.8/20}}{CohRef(DataTones) \times IFFTScale \times PhaseRef(DataTones)}$$

[0283]

[0284] (식 18)

[0285] 수신된 성상도들의 계산에 이어서, 캐리어들에 대한 인코딩된 데이터 비트들 당 로그 우도비(LLR)들이 톤 맵 및 수신된 성상도 포인트들을 사용하여 획득되었다. 이에 이어서, LLR들은 후속 심볼들로부터의 LLR들과 함께 놓이고 디인터리빙되고 터보 디코딩되며, 최종 데이터 비트들은 디스크램블링된다.

[0286] 위상 레퍼런스 표

[0287] 위상 레퍼런스는 선형 처프 파형이고 각 캐리어에 대한 위상은 π/4에 의해 곱셈된 캐리어의 위상각 수(phase angle number)로서 정의된다. 위상각 수들은 0 내지 7의 정수들이다. 제 1 유효 캐리어 FC=75 및 최종 유효 캐리어 LC=3277(8192 길이 FFT)로, 표는 다음과 같이 계산된다.

$$PhaseAngle(K) = Floor(\frac{PhaseTemp(K-1)}{\pi/4})$$

[0288]

[0289] (식 19)

[0290] 여기서 K는 FC 내지 LC의 캐리어들을 나타내고, PhaseAngle(LC)=7이며, PhaseTemp는 다음에 의해 제공된다.

$$PhaseTemp(K) = Mod(PhaseTemp(K-1) - \frac{(K-FC+1) \times 2\pi}{NumCarrs}, 2\pi)$$

[0291]

[0292] (식 20)

[0293] 여기서, PhaseTemp는 초기에는 제로이고, K는 FC-1 내지 LC-2이고, Mod는 모듈로 연산을 칭하며, NumCarrs는 다음에 의해 제공된다.

[0294] $$NumCarrs = LC - FC + 1$$ (식 21)

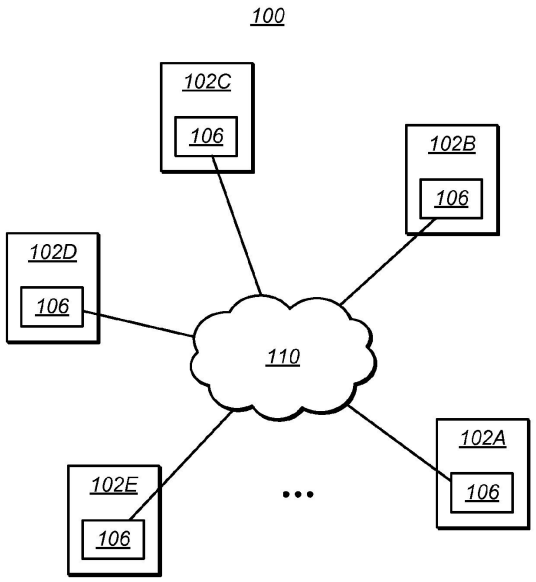
[0295] 상술한 기법들은 컴퓨터 시스템상에서 실행을 위해 소프트웨어를 사용하여 구현될 수 있다. 예를 들어, 소프트웨어는 적어도 하나의 프로세서, 적어도 하나의 데이터 저장 시스템(예를 들어, 휘발성 및 비휘발성 메모리 및/또는 저장 엘리먼트들을 포함), 적어도 하나의 입력 디바이스(예를 들어, 키보드 및 마우스) 또는 포트, 및 적어도 하나의 출력 디바이스(예를 들어, 모니터) 또는 포트를 각각 포함하는 하나 또는 그 초과의 프로그램되거나 프로그램가능한 컴퓨터 시스템들(예를 들어, 데스크탑, 분산, 클라이언트/서버 컴퓨터 시스템들)상에서 실행하는 하나 또는 그 초과의 컴퓨터 프로그램들에서의 절차들을 정의한다. 소프트웨어는 더 큰 프로그램의 하나 또는 그 초과의 모듈들을 형성할 수도 있다.

[0296] 소프트웨어는 범용 또는 특수용 프로그램가능한 컴퓨터에 의해 판독가능한 CD-ROM과 같은 컴퓨터 판독가능한 저장 매체상에 제공될 수도 있거나 네트워크와 같은 매체를 통해 소프트웨어가 실행되는 컴퓨터로 전달될 수도 있다(예를 들어, 전파 신호로 인코딩됨). 각 이러한 컴퓨터 프로그램은 바람직하게는, 저장 매체가 소프트웨어의 절차를 수행하기 위해 컴퓨터 시스템에 의해 판독될 때 컴퓨터 시스템을 구성하고 동작시키는, 범용 또는 특수용 프로그램가능한 컴퓨터에 의해 판독가능한 저장 매체(예를 들어, 고체 상태 메모리 또는 매체들, 또는 자기 또는 광학 매체들)상에 저장되거나 거기에 다운로딩된다.

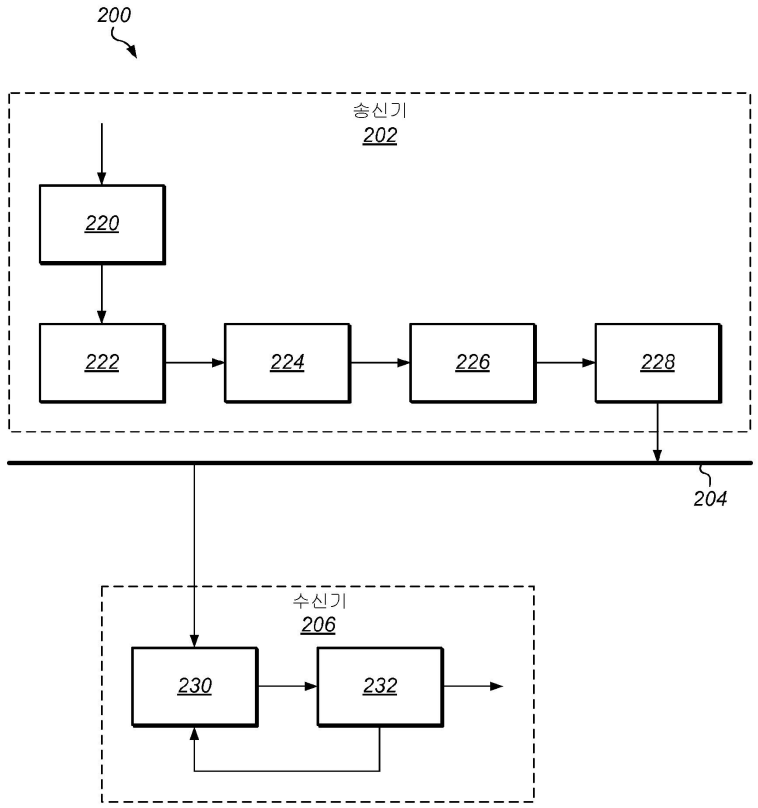
[0297] 상술한 바 이외의 본 발명의 다수의 다른 구현들이 아래의 청구항들에 의해 정의되는 본 발명내에 있다.

## 도면

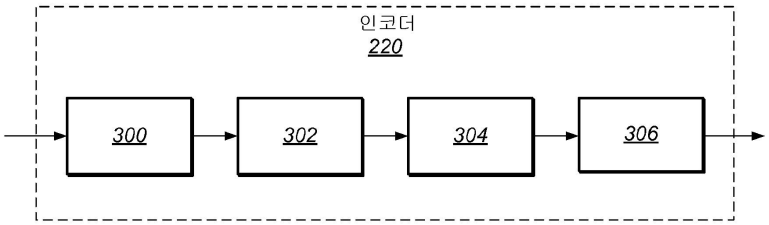
### 도면1



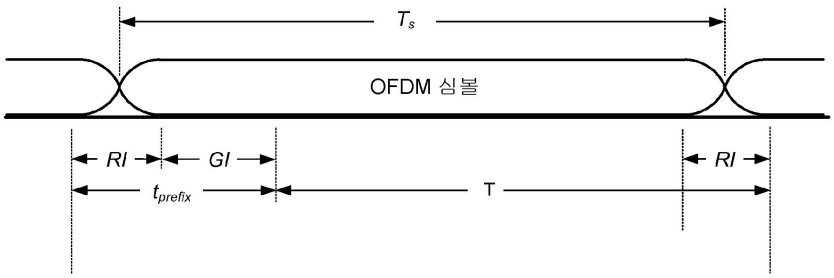
도면2


200
송신기
202
220
222
224
226
228
204
수신기
206
230
232

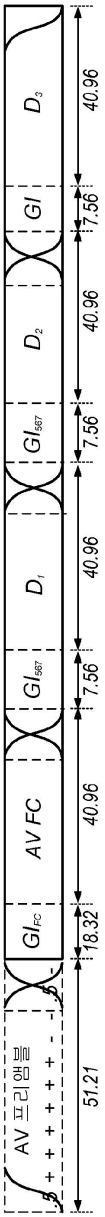
도면3


인코더
220
300
302
304
306

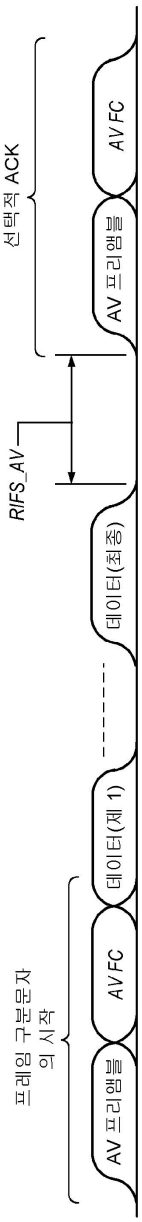
도면4a


$T_s$
OFDM 심볼
RI
GI
RI
$t_{prefix}$
T

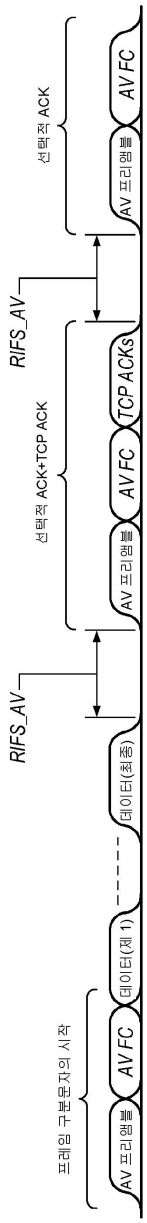
도면4b


AV 프리앰블
GI_FC
AV FC
GI_587
D_1
GI_587
D_2
GI
D_3
51.21
18.32
40.96
7.56
40.96
7.56
40.96
7.56
40.96

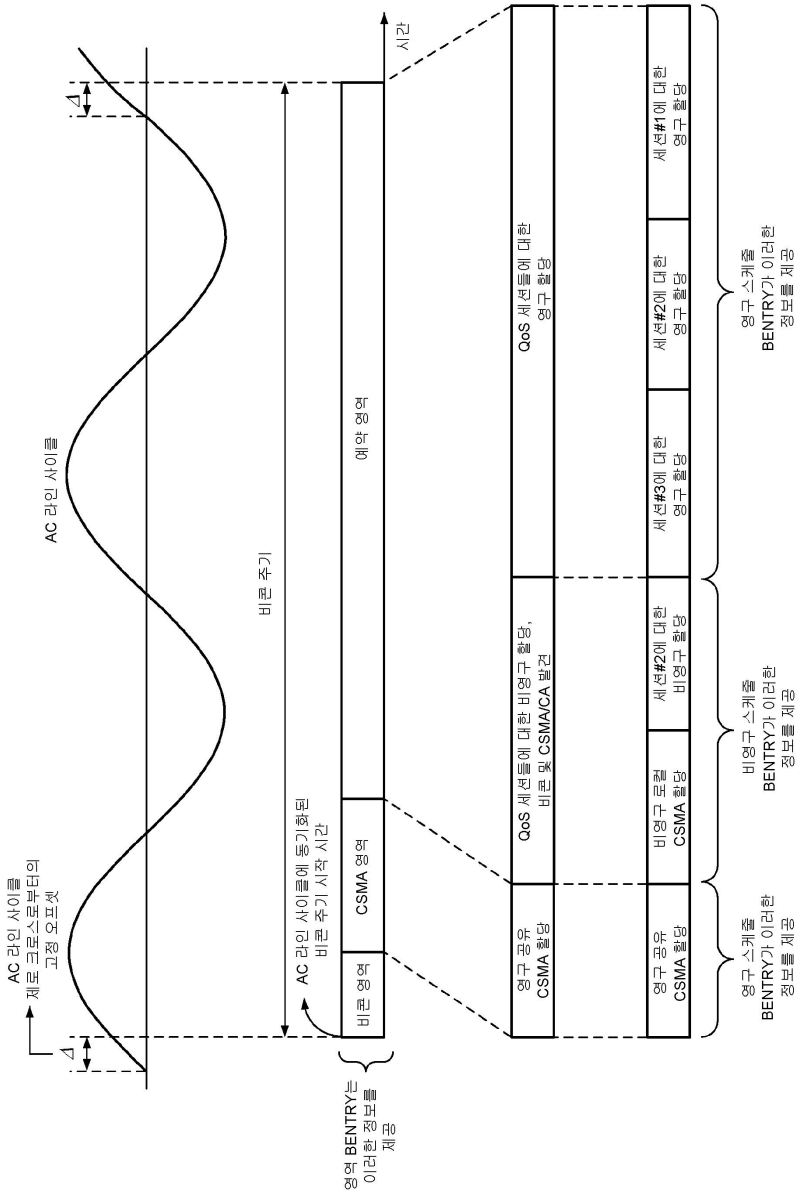
도면4c


프레임 구분문자
의 시작
AV 프리앰블
AV FC
데이터(제 1)
데이터(최종)
RIFS_AV
AV 프리앰블
AV FC
선택적 ACK

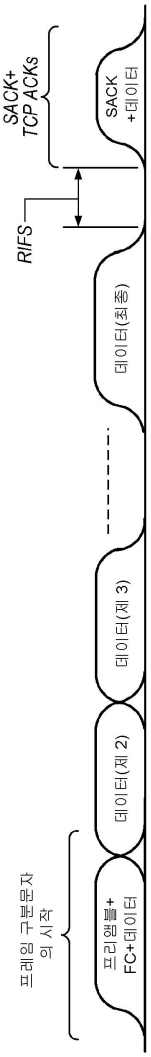
도면4d


프레임 구분문자의 시작
AV 프리앰블
AV FC
데이터(제 1)
데이터(최종)
RIFS_AV
선택적 ACK+TCP ACK
AV 프리앰블
AV FC
TCP ACKs
RIFS_AV
선택적 ACK
AV 프리앰블
AV FC

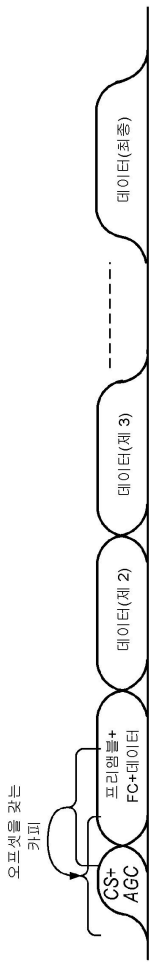
도면4e


AC 라인 사이클
제로 크로스로부터의
고정 오프셋
Δ
AC 라인 사이클
Δ
비콘 주기
AC 라인 사이클에 동기화된
비콘 주기 시작 시간
시간
비콘 영역
CSMA 영역
예약 영역
영역 BENTRY는
이러한 정보를
제공
영구 공유
CSMA 할당
QoS 세션들에 대한 비영구 할당,
비콘 및 CSMA/CA 발견
QoS 세션들에 대한
영구 할당
비영구 콜럴
CSMA 할당
세션#2에 대한
비영구 할당
세션#3에 대한
영구 할당
세션#2에 대한
영구 할당
세션#1에 대한
영구 할당
영구 스케줄
BENTRY가 이러한
정보를 제공
비영구 스케줄
BENTRY가 이러한
정보를 제공
영구 스케줄
BENTRY가 이러한
정보를 제공

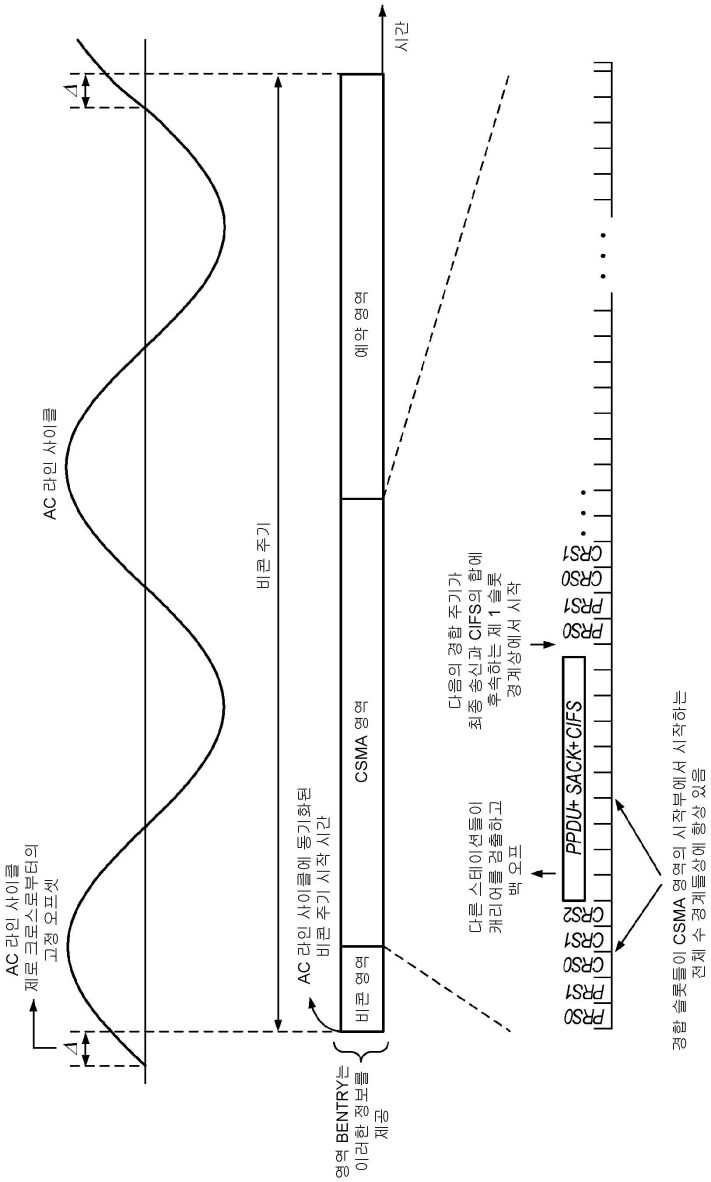
도면4f


프레임 구분문자
의 시작
프리앰블+
FC+데이터
데이터(제 2)
데이터(제 3)
데이터(최종)
RIFS
SACK+
TCP ACKs
SACK
+데이터

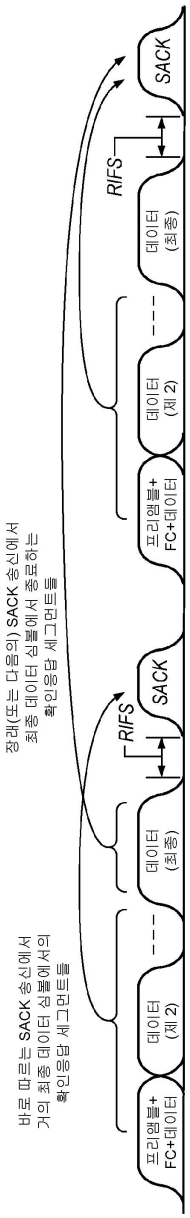
도면4g



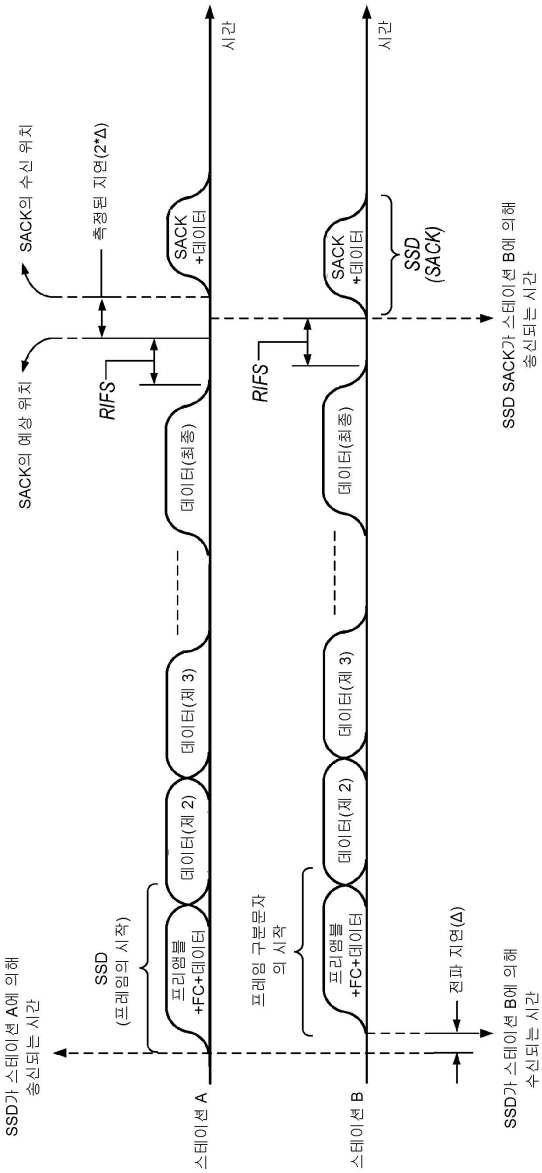
도면4h


AC 라인 사이클
제로 크로스로부터의
고정 오프셋
Δ
AC 라인 사이클
Δ
비콘 주기
AC 라인 사이클에 동기화된
비콘 주기 시작 시간
비콘 영역
CSMA 영역
예약 영역
시간
영역 BENTRY는
이러한 정보를
제공
다른 스테이션들이
캐리어를 검출하고
백 오프
다음의 경합 주기가
최종 송신과 CIFS의 합에
후속하는 제 1 슬롯
경계상에서 시작
PPDU+ SACK+CIFS
PRS0
PRS1
CRS0
CRS1
CRS2
PRS0
PRS1
CRS0
CRS1
경합 슬롯들이 CSMA 영역의 시작부에서 시작하는
전체 수 경계들상에 항상 있음

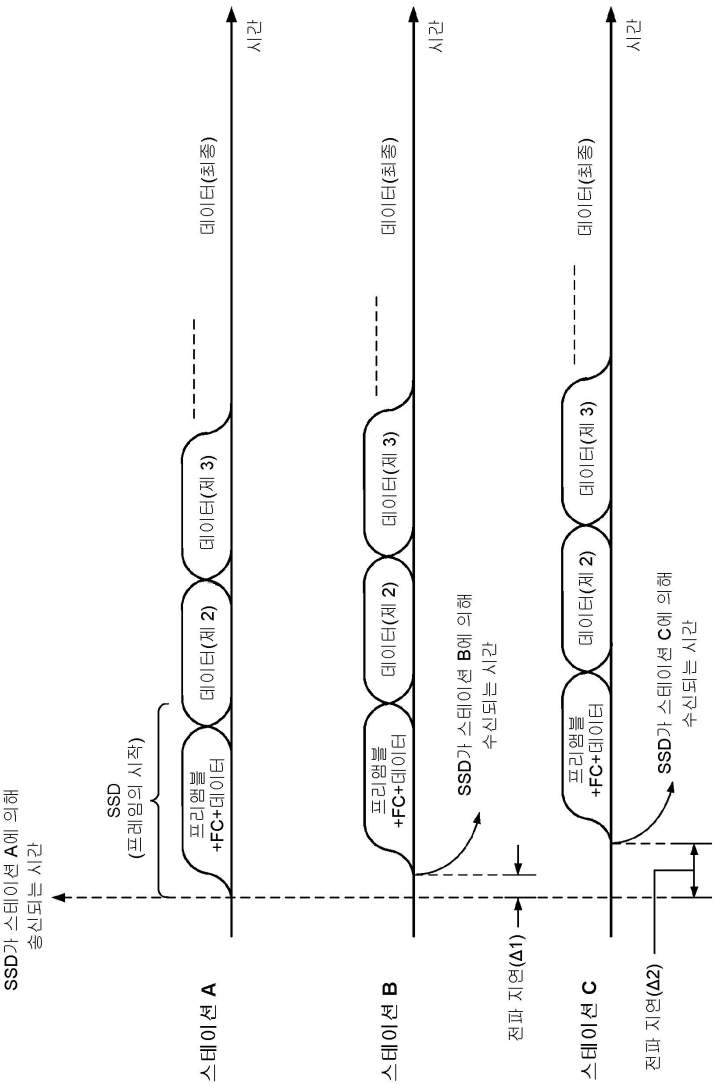
도면4i


장래(또는 다음의) SACK 송신에서
최종 데이터 심볼에서 종료하는
확인응답 세그먼트들
바로 따르는 SACK 송신에서
거의 최종 데이터 심볼에서의
확인응답 세그먼트들
프리앰블+
FC+데이터
데이터
(제 2)
데이터
(최종)
RIFS
SACK
프리앰블+
FC+데이터
데이터
(제 2)
데이터
(최종)
RIFS
SACK

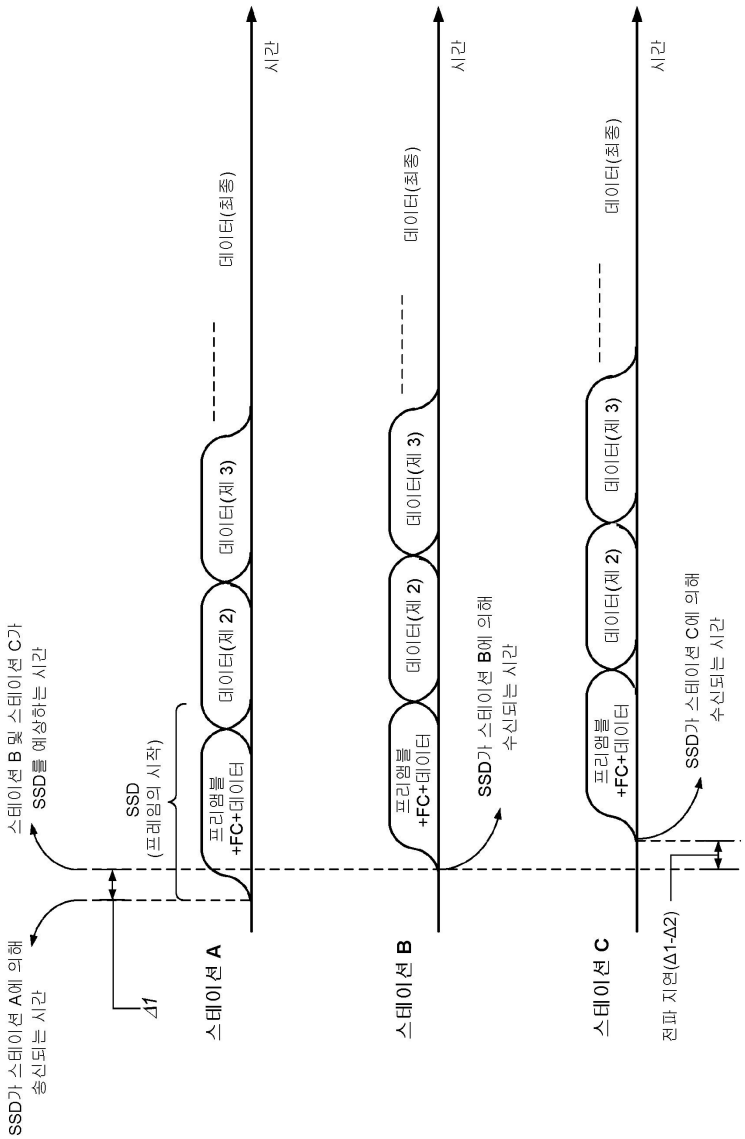
도면4j


SSD가 스테이션 A에 의해 송신되는 시간
SSD (프레임의 시작)
프리앰블 +FC+데이터
데이터(제 2)
데이터(제 3)
데이터(최종)
RIFS
SACK의 예상 위치
SACK의 수신 위치
측정된 지연(2*Δ)
SACK +데이터
시간
스테이션 A
프레임 구분문자 의 시작
프리앰블 +FC+데이터
데이터(제 2)
데이터(제 3)
데이터(최종)
RIFS
SACK +데이터
SSD (SACK)
SSD SACK가 스테이션 B에 의해 송신되는 시간
시간
스테이션 B
전파 지연(Δ)
SSD가 스테이션 B에 의해 수신되는 시간

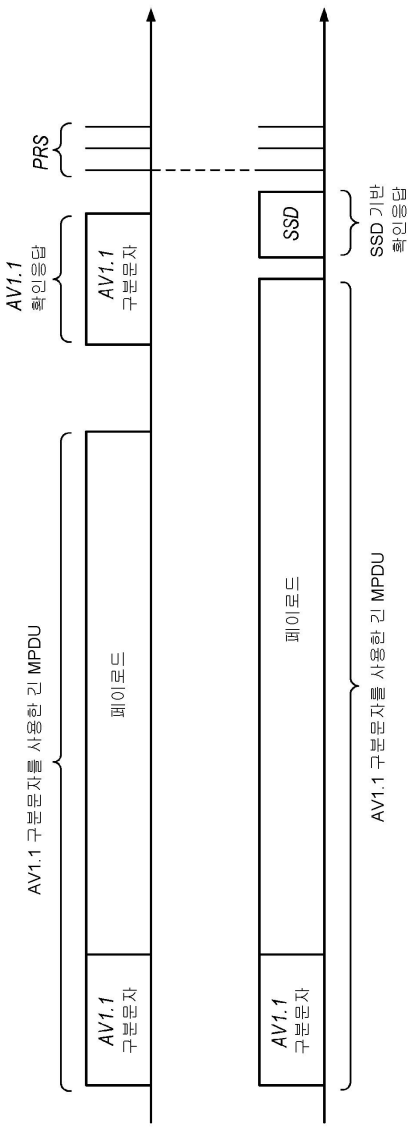
도면4k


SSD가 스테이션 A에 의해
송신되는 시간
SSD
(프레임의 시작)
프리앰블
+FC+데이터
데이터(제 2)
데이터(제 3)
데이터(최종)
시간
스테이션 A
프리앰블
+FC+데이터
데이터(제 2)
데이터(제 3)
데이터(최종)
시간
스테이션 B
SSD가 스테이션 B에 의해
수신되는 시간
전파 지연(Δ1)
프리앰블
+FC+데이터
데이터(제 2)
데이터(제 3)
데이터(최종)
시간
스테이션 C
SSD가 스테이션 C에 의해
수신되는 시간
전파 지연(Δ2)

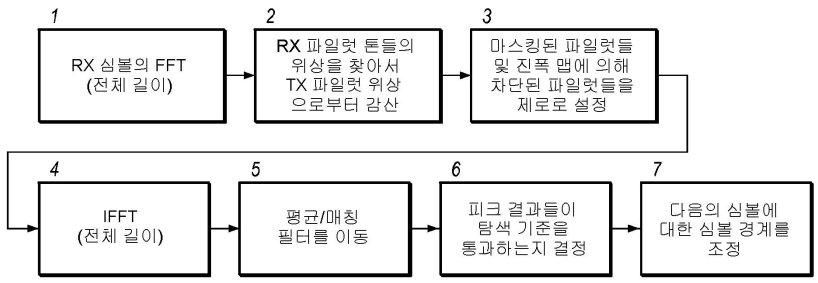
도면41


스테이션 B 및 스테이션 C가
SSD를 예상하는 시간
SSD
(프레임의 시작)
SSD가 스테이션 A에 의해
송신되는 시간
Δ1
스테이션 A
프리앰블
+FC+데이터
데이터(제 2)
데이터(제 3)
데이터(최종)
시간
스테이션 B
프리앰블
+FC+데이터
데이터(제 2)
데이터(제 3)
데이터(최종)
SSD가 스테이션 B에 의해
수신되는 시간
시간
스테이션 C
프리앰블
+FC+데이터
데이터(제 2)
데이터(제 3)
데이터(최종)
SSD가 스테이션 C에 의해
수신되는 시간
시간
전파 지연(Δ1-Δ2)

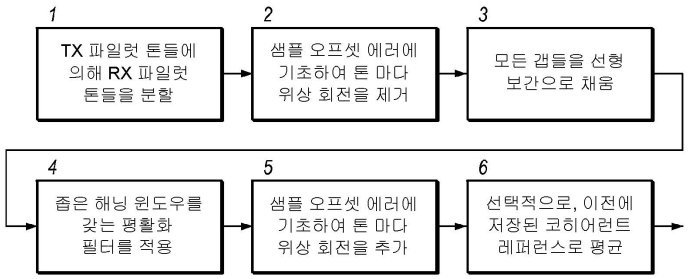
도면4m


PRS
AV1.1 확인응답
AV1.1 구분문자
SSD
SSD 기반 확인응답
AV1.1 구분문자를 사용한 긴 MPDU
페이로드
AV1.1 구분문자
AV1.1 구분문자
페이로드
AV1.1 구분문자를 사용한 긴 MPDU

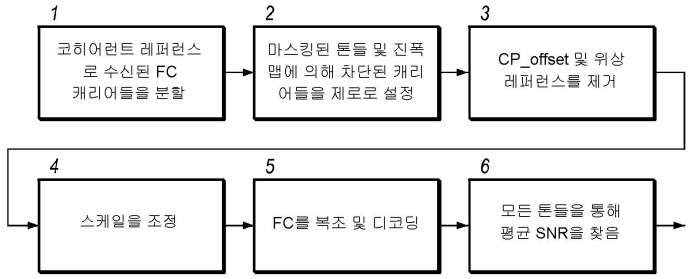
도면5a


1
RX 심볼의 FFT (전체 길이)
2
RX 파일럿 톤들의 위상을 찾아서 TX 파일럿 위상으로부터 감산
3
마스킹된 파일럿들 및 진폭 맵에 의해 차단된 파일럿들을 제로로 설정
4
IFFT (전체 길이)
5
평균/매칭 필터를 이동
6
피크 결과들이 탐색 기준을 통과하는지 결정
7
다음의 심볼에 대한 심볼 경계를 조정

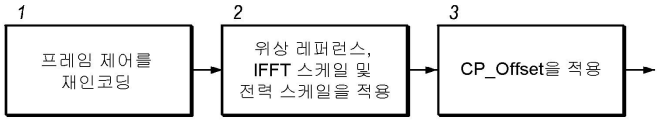
도면5b



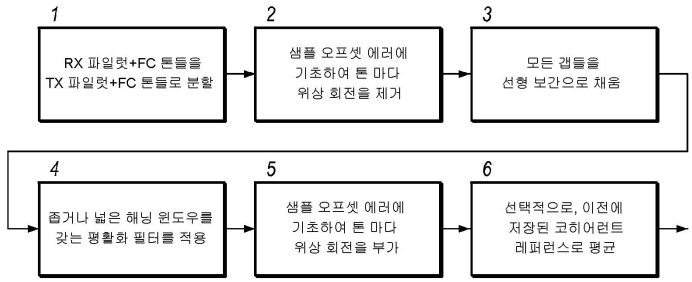

도면5c



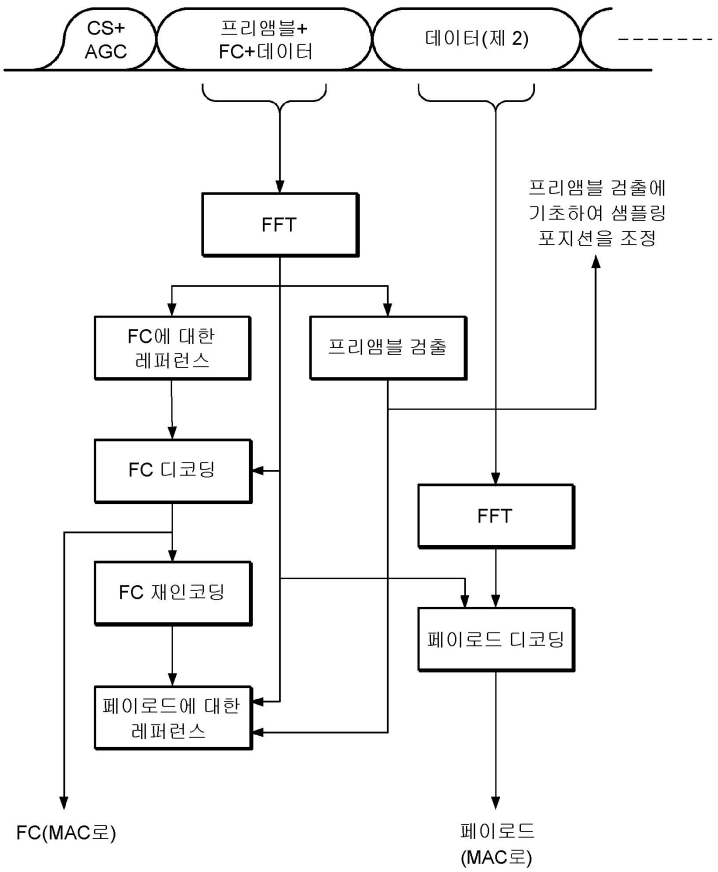

도면5d



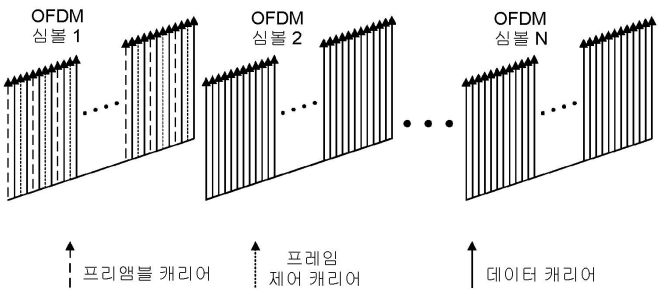

도면5e



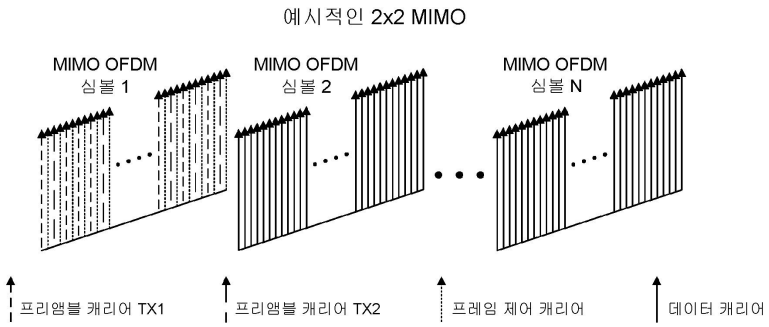
도면6



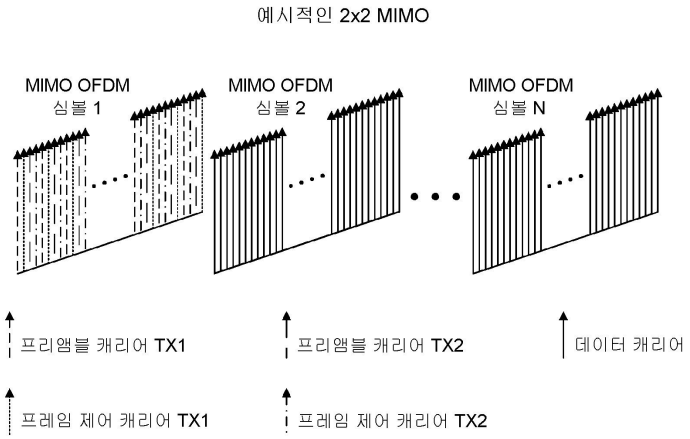

도면7a



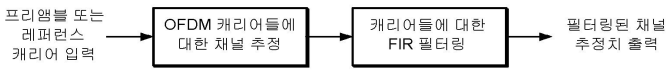

도면7b



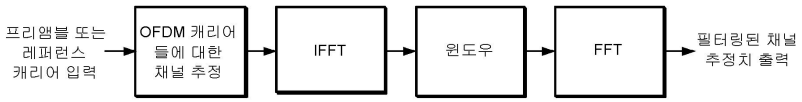
도면7c




도면8a




도면8b

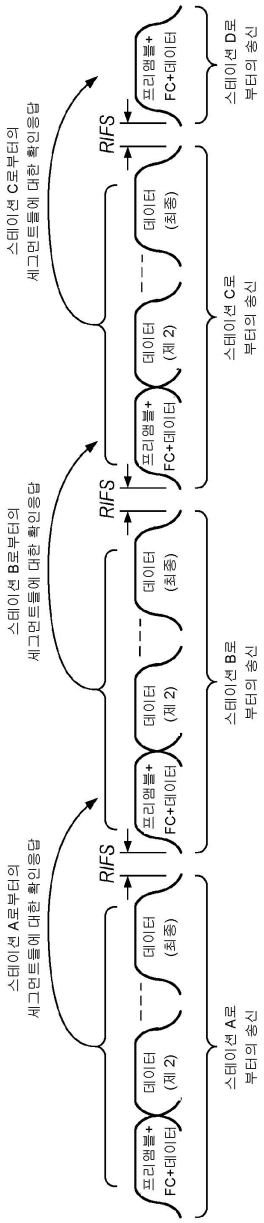



도면9a

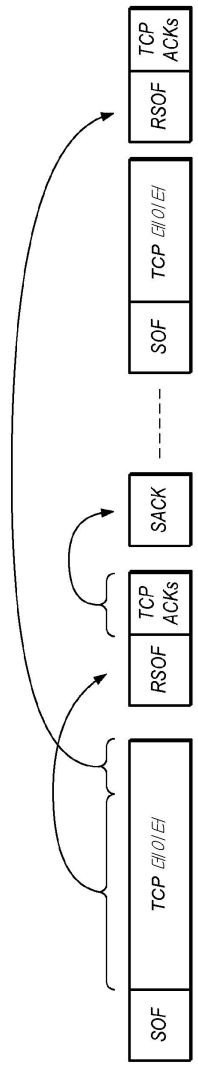
도면9b

도면9c

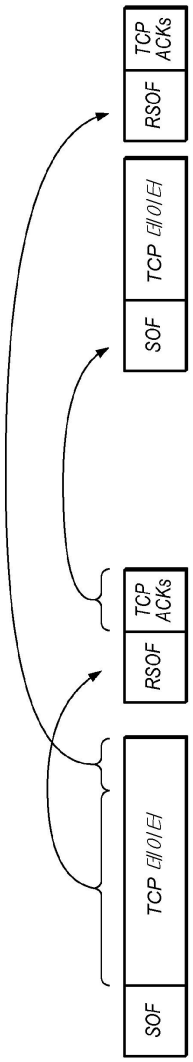
도면10


스테이션 A로부터의
세그먼트들에 대한 확인응답
스테이션 B로부터의
세그먼트들에 대한 확인응답
스테이션 C로부터의
세그먼트들에 대한 확인응답
RIFS
RIFS
RIFS
프리앰블+
FC+데이터
데이터
(제 2)
데이터
(최종)
프리앰블+
FC+데이터
데이터
(제 2)
데이터
(최종)
프리앰블+
FC+데이터
데이터
(제 2)
데이터
(최종)
스테이션 A로
부터의 송신
스테이션 B로
부터의 송신
스테이션 C로
부터의 송신
스테이션 D로
부터의 송신

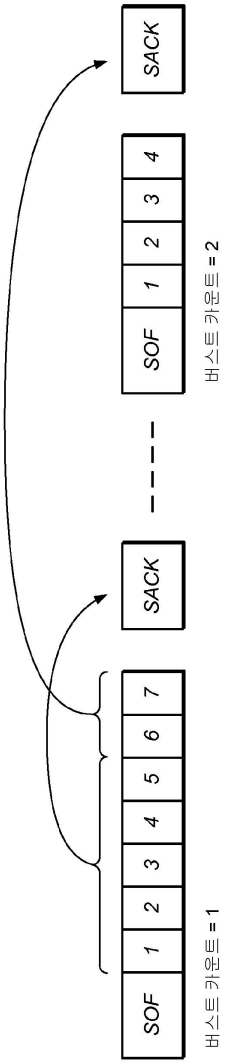
도면11a



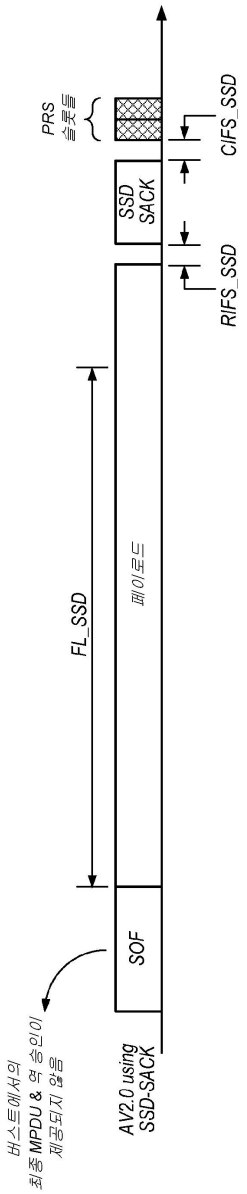
도면11b



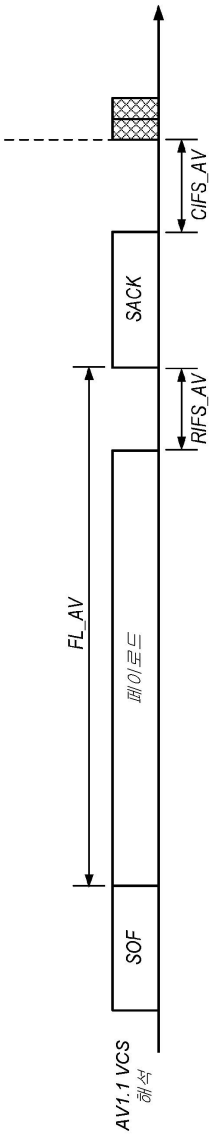
도면11c



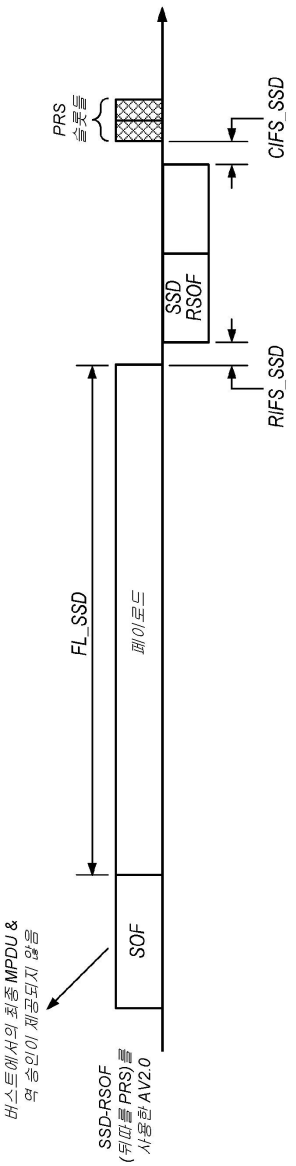
도면12a


PRS
슬롯들
CIFS_SSD
SSD
SACK
RIFS_SSD
FL_SSD
페이로드
SOF
AV2.0 using
SSD-SACK
버스트에서의
최종 MPDU & 역 승인이
제공되지 않음

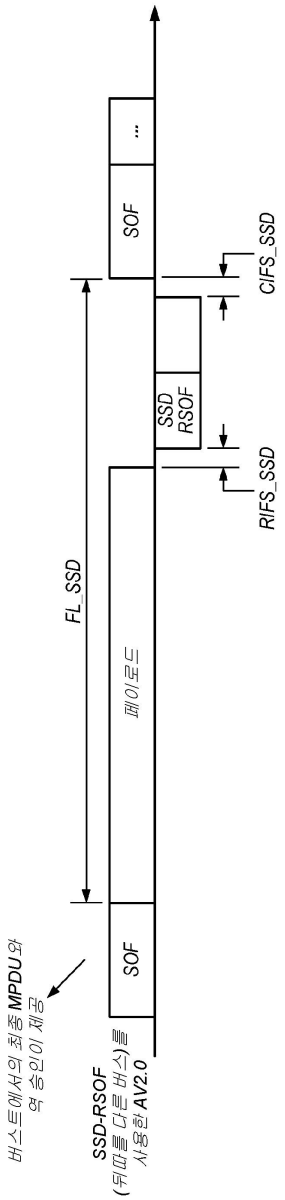
도면12b



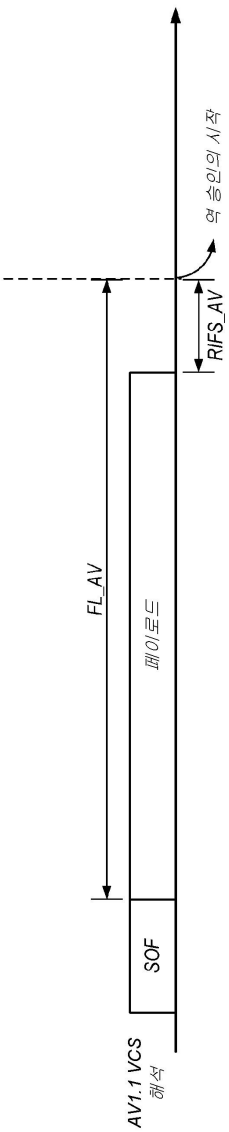
도면13


PRS
슬롯들
CIFS_SSD
SSD
RSOF
RIFS_SSD
FL_SSD
페이로드
SOF
SSD-RSOF
(뒤따를 PRS)를
사용한 AV2.0
비스트에서의 최종 MPDU &
역 승인이 제공되지 않을

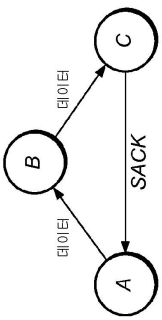
도면14a


SOF
페이로드
SOF
SSD
RSOF
...
FL_SSD
CIFS_SSD
RIFS_SSD
SSD-RSOF
(뒤따를 다른 버스)를
사용한 AV2.0
버스트에서의 최종 MPDU와
역 승인이 제공

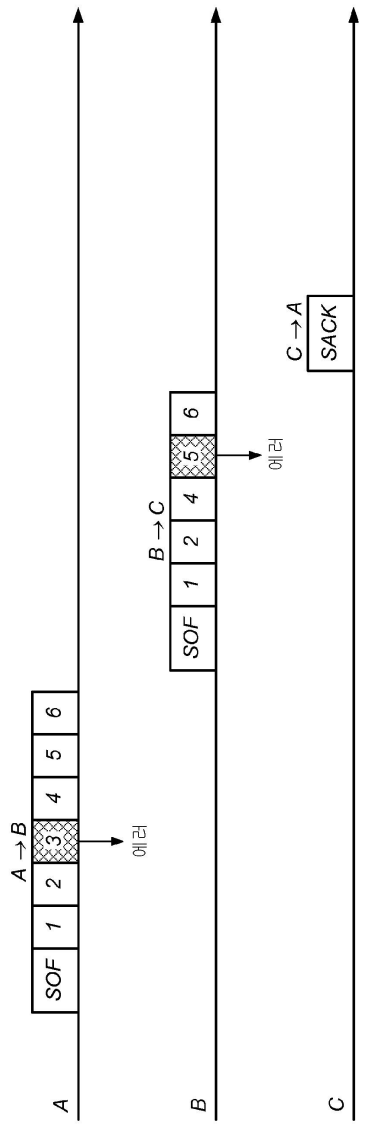
도면14b



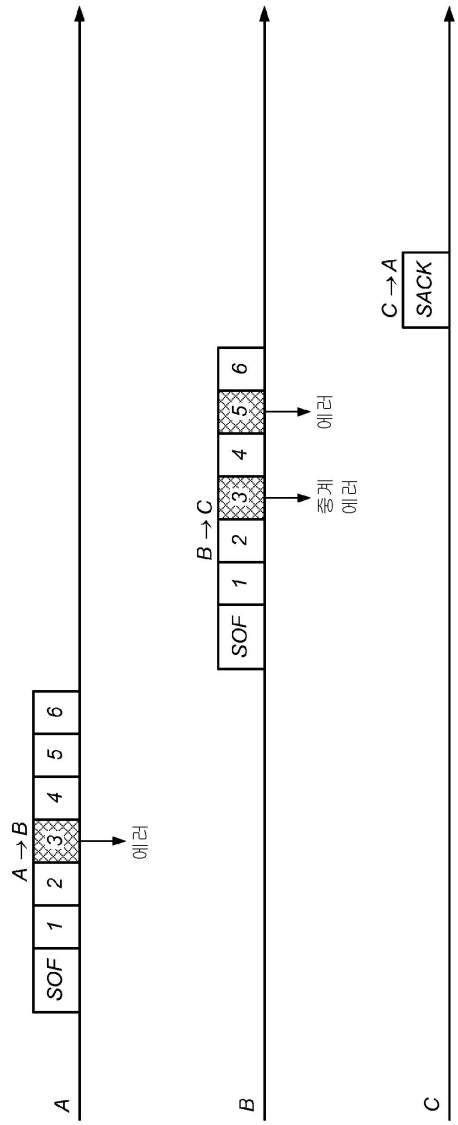
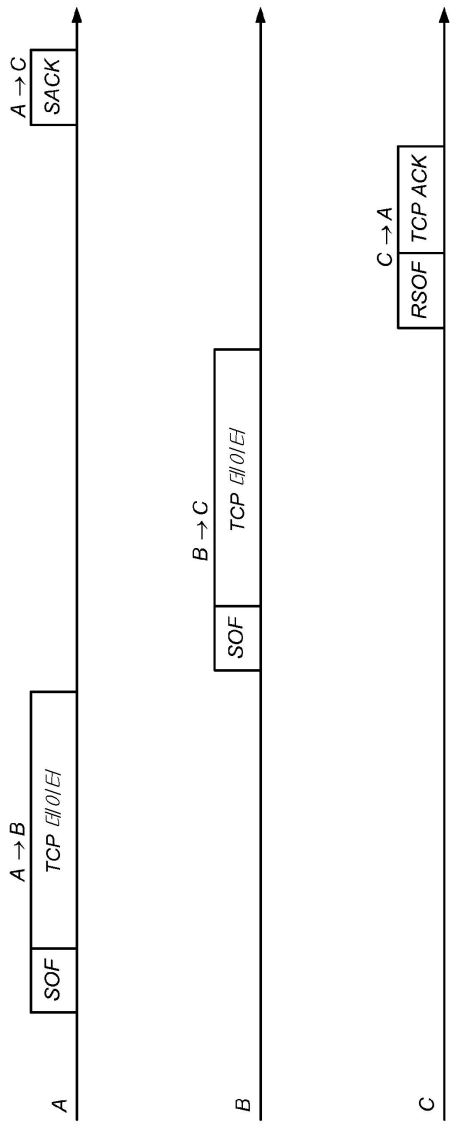

도면15a



도면15b



도면16



도면17