



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2012년04월12일
(11) 등록번호 10-1126989
(24) 등록일자 2012년03월08일

- | | |
|--|--|
| <p>(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
<i>H04L 27/26</i> (2006.01)</p> <p>(21) 출원번호 10-2009-7020683</p> <p>(22) 출원일자(국제) 2008년03월04일
심사청구일자 2009년10월01일</p> <p>(85) 번역문제출일자 2009년10월01일</p> <p>(65) 공개번호 10-2009-0115771</p> <p>(43) 공개일자 2009년11월05일</p> <p>(86) 국제출원번호 PCT/US2008/055797</p> <p>(87) 국제공개번호 WO 2008/109600
국제공개일자 2008년09월12일</p> <p>(30) 우선권주장
11/777,251 2007년07월12일 미국(US)
(뒷면에 계속)</p> <p>(56) 선행기술조사문헌
US20060215539 A1*
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌</p> | <p>(73) 특허권자
켈컴 인코포레이티드
미국 92121-1714 캘리포니아주 샌 디에고 모어하우스 드라이브 5775</p> <p>(72) 발명자
브레러 마티아스
미국 92121-1714 캘리포니아주 샌디에고 모어하우스 드라이브 5775</p> <p>찬 조셉
미국 92121-1714 캘리포니아주 샌디에고 모어하우스 드라이브 5775</p> <p>(74) 대리인
특허법인코리아나</p> |
|--|--|

전체 청구항 수 : 총 25 항

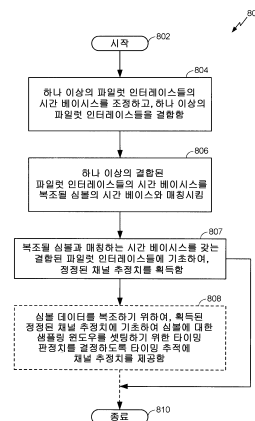
심사관 : 김재문

(54) 발명의 명칭 멀티 캐리어 시스템에서의 채널 추정을 위한 타이밍 조정

(57) 요약

멀티 캐리어 통신 시스템에서 타이밍 조정을 행하기 위한 장치 및 방법이 제공된다. 일 양태에서, 타이밍 조정 방법은 멀티-캐리어 시스템에 대해 제공된다. 이것은, 2개 이상의 파일럿 인터레이스들을 결합할 경우 그 인터레이스들 사이의 타이밍 차이들을 고려하기 위해, 서로에 대해 그 2개 이상의 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스를 조정하는 단계 (804), 및 그 후, 그 결합된 인터레이스들의 시간 베이스들을 복조될 심볼로 조정 또는 그 심볼과 매칭하는 단계 (806) 를 포함한다. 정렬 및 매칭은 데이터 복조를 위한 채널 추정치들을 생성하기 위해 수행된다 (807). 이에 따라 생성된 채널 추정치들과 함께 타이밍 정렬 정보는, 차례로, 특정한 심볼의 복조에 적용될 타이밍 정정들을 결정하기 위해 사용된다. 또한, 그 방법을 구현한 대응하는 장치가 개시된다.

대표도 - 도8



(30) 우선권주장

60/893,058 2007년03월05일 미국(US)

60/893,060 2007년03월05일 미국(US)

특허청구의 범위

청구항 1

통신 시스템에서 타이밍 정정을 위한 방법으로서,

하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스들을 조정하고 상기 하나 이상의 파일럿 인터레이스들을 결합하는 단계;

상기 결합된 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스를 복조될 심볼과 매칭하는 단계; 및

상기 심볼과 매칭하는 시간 베이스를 갖는 결합된 파일럿 인터레이스들에 기초하여, 정정된 채널 추정치를 획득하는 단계를 포함하고,

상기 하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스들을 조정하는 것은, 주파수에서의 변경들을 정정하기 위해 상기 하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 하나 이상의 파일럿 톤들의 위상들을 변경시키는 단계를 포함하며, 상기 하나 이상의 파일럿 톤들의 위상들을 변경시키는 단계는,

소정의 수의 2개 이상의 위상 회전들을 통해 적어도 하나의 파일럿 톤의 회전들의 시퀀스를 수행하는 단계; 및

상기 적어도 하나의 파일럿 톤의 단일 회전을 수행하는 단계를 더 포함하며,

상기 단일 회전은 상기 소정의 수의 2개 이상의 위상 회전들과 동등한, 타이밍 정정 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 획득된 정정된 채널 추정치에 기초하여, 상기 심볼에 대한 샘플링 윈도우를 셋팅하기 위한 타이밍 판정치를 결정하는 단계를 더 포함하는, 타이밍 정정 방법.

청구항 3

제 1 항에 있어서,

상기 정정된 채널 추정치를 사용하여, 상기 심볼에 포함된 데이터를 복조하는 단계를 더 포함하는, 타이밍 정정 방법.

청구항 4

제 1 항에 있어서,

상기 하나 이상의 파일럿 인터레이스들을 결합하는 것은, 주파수 도메인 및 시간 도메인 중 하나의 도메인에서 수행되는, 타이밍 정정 방법.

청구항 5

제 1 항에 있어서,

상기 하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스들을 조정하는 것은, 주파수 도메인 및 시간 도메인 중 하나의 도메인에서 수행되는, 타이밍 정정 방법.

청구항 6

제 1 항에 있어서,

상기 결합된 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스를 복조될 심볼과 매칭하는 단계는, 주파수 도메인 및 시간 도메인 중 하나의 도메인에서 수행되는, 타이밍 정정 방법.

청구항 7

삭제

청구항 8

삭제

청구항 9

무선 트랜시버에서의 사용을 위한 프로세서로서,

하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스들을 조정하고, 상기 하나 이상의 파일럿 인터레이스들을 결합하도록 구성되는 제 1 모듈;

상기 결합된 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스를 복조될 심볼과 매칭하도록 구성되는 제 2 모듈; 및

상기 심볼과 매칭하는 시간 베이스를 갖는 결합된 파일럿 인터레이스들에 기초하여, 정정된 채널 추정치를 획득하기 위한 제 3 모듈을 포함하고,

상기 제 1 모듈은, 또한, 주파수에서의 변경들을 정정하기 위해 상기 하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 하나 이상의 파일럿 톤들의 위상들을 변경시킴으로써, 상기 하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스들을 조정하도록 구성되며, 소정의 수의 2개 이상의 위상 회전들을 통해 적어도 하나의 파일럿 톤의 회전들의 시퀀스를 수행하고; 상기 적어도 하나의 파일럿 톤의 단일 회전을 수행하는 것을 포함하고, 상기 단일 회전은 상기 소정의 수의 2개 이상의 위상 회전들과 동등한, 프로세서.

청구항 10

제 9 항에 있어서,

상기 획득된 정정된 채널 추정치에 기초하여, 상기 심볼에 대한 샘플링 윈도우를 셋팅하기 위한 타이밍 판정치를 결정하도록 구성되는 제 4 모듈을 더 포함하는, 프로세서.

청구항 11

제 9 항에 있어서,

상기 정정된 채널 추정치는 상기 심볼에 포함된 데이터를 복조하는데 사용되는, 프로세서.

청구항 12

제 9 항에 있어서,

상기 제 1 모듈은, 주파수 도메인 및 시간 도메인 중 하나의 도메인에서 상기 하나 이상의 파일럿 인터레이스들을 결합하도록 구성되는, 프로세서.

청구항 13

제 9 항에 있어서,

상기 제 1 모듈은, 주파수 도메인 및 시간 도메인 중 하나의 도메인에서 상기 하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스들을 조정하도록 구성되는, 프로세서.

청구항 14

제 9 항에 있어서,

상기 제 2 모듈은, 주파수 도메인 및 시간 도메인 중 하나의 도메인에서, 상기 결합된 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스를 상기 복조될 심볼과 매칭하도록 구성되는, 프로세서.

청구항 15

삭제

청구항 16

삭제

청구항 17

무선 시스템에서의 사용을 위한 트랜시버로서,

하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스들을 조정하고, 상기 하나 이상의 파일럿 인터레이스들을 결합하고; 상기 결합된 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스를 복조될 심볼과 매칭하며; 상기 심볼과 매칭하는 시간 베이스를 갖는 결합된 파일럿 인터레이스들에 기초하여, 정정된 채널 추정치를 획득하도록 구성되는 채널 추정 유닛;

상기 정정된 채널 추정치에 기초하여, 이산 푸리에 변환 유닛의 타이밍을 셋팅하도록 구성되는 타이밍 추적 유닛; 및

소정의 수의 2개 이상의 위상 회전들을 통해 적어도 하나의 파일럿 톤의 회전들의 시퀀스를 수행하고; 상기 적어도 하나의 파일럿 톤의 단일 회전을 수행함으로써, 상기 하나 이상의 파일럿 톤들의 위상들을 변경시키도록 구성되는 회전기 유닛을 더 포함하고,

상기 단일 회전은 상기 소정의 수의 2개 이상의 위상 회전들과 동등한, 트랜시버.

청구항 18

제 17 항에 있어서,

상기 정정된 채널 추정치를 수신 및 사용하여, 상기 심볼에 포함된 데이터를 복조하도록 구성되는 복조기 유닛을 더 포함하는, 트랜시버.

청구항 19

제 17 항에 있어서,

상기 채널 추정 유닛은, 주파수 도메인 및 시간 도메인 중 하나의 도메인에서 상기 하나 이상의 파일럿 인터레이스들을 결합하도록 구성되는, 트랜시버.

청구항 20

제 17 항에 있어서,

상기 채널 추정 유닛은, 주파수 도메인 및 시간 도메인 중 하나의 도메인에서 상기 하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스들을 조정하도록 구성되는, 트랜시버.

청구항 21

제 17 항에 있어서,

상기 채널 추정 유닛은, 주파수 도메인 및 시간 도메인 중 하나의 도메인에서 상기 결합된 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스를 상기 복조될 심볼과 매칭하도록 구성되는, 트랜시버.

청구항 22

제 17 항에 있어서,

상기 채널 추정 유닛은, 주파수에서의 변경들을 정정하기 위해 상기 하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 하나 이상의 파일럿 톤들의 위상들을 변경시킴으로써, 상기 하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스들을 조정하도록 구성되는, 트랜시버.

청구항 23

삭제

청구항 24

무선 트랜시버에서의 사용을 위한 장치로서,

하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스들을 공통적인 시간 베이스로 조정하고 상기 하나 이상의 파

일련 인터레이스들을 결합하는 수단;

상기 결합된 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스를 복조될 심볼과 매칭하는 수단; 및

상기 심볼과 매칭하는 시간 베이스를 갖는 결합된 파일럿 인터레이스들에 기초하여, 정정된 채널 추정치를 획득하는 수단을 포함하고,

상기 하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스들을 조정하는 수단은, 주파수에서의 변경들을 정정하기 위해 상기 하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 하나 이상의 파일럿 톤들의 위상들을 변경시키는 수단을 포함하며, 상기 하나 이상의 파일럿 톤들의 위상들을 변경시키는 수단은,

소정의 수의 2개 이상의 위상 회전들을 통해 적어도 하나의 파일럿 톤의 회전들의 시퀀스를 수행하는 수단; 및

상기 적어도 하나의 파일럿 톤의 단일 회전을 수행하는 수단을 더 포함하며,

상기 단일 회전은 상기 소정의 수의 2개 이상의 위상 회전들과 동등한, 무선 트랜시버에서의 사용을 위한 장치.

청구항 25

제 24 항에 있어서,

상기 획득된 정정된 채널 추정치에 기초하여, 상기 심볼에 대한 샘플링 윈도우를 셋팅하기 위한 타이밍 관정치를 결정하는 수단을 더 포함하는, 무선 트랜시버에서의 사용을 위한 장치.

청구항 26

제 24 항에 있어서,

상기 정정된 채널 추정치를 사용하여, 상기 심볼에 포함된 데이터를 복조하는 수단을 더 포함하는, 무선 트랜시버에서의 사용을 위한 장치.

청구항 27

제 24 항에 있어서,

상기 하나 이상의 파일럿 인터레이스들을 결합하는 수단은, 주파수 도메인 및 시간 도메인 중 하나의 도메인에서 결합하도록 구성되는, 무선 트랜시버에서의 사용을 위한 장치.

청구항 28

제 24 항에 있어서,

상기 하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스들을 조정하는 수단은, 주파수 도메인 및 시간 도메인 중 하나의 도메인에서 상기 시간 베이스들을 조정하도록 구성되는, 무선 트랜시버에서의 사용을 위한 장치.

청구항 29

제 24 항에 있어서,

상기 결합된 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스를 복조될 심볼과 매칭하는 수단은, 주파수 도메인 및 시간 도메인 중 하나의 도메인에서 매칭하도록 구성되는, 무선 트랜시버에서의 사용을 위한 장치.

청구항 30

삭제

청구항 31

삭제

청구항 32

컴퓨터로 하여금, 하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스들을 조정하고 상기 하나 이상의 파일럿 인터레이스들을 결합하게 하기 위한 코드;

상기 컴퓨터로 하여금, 상기 결합된 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스를 복조될 심볼과 매칭하게 하기 위한 코드; 및

상기 컴퓨터로 하여금, 상기 심볼과 매칭하는 시간 베이스를 갖는 결합된 파일럿 인터레이스들에 기초하여, 정정된 채널 추정치를 획득하게 하기 위한 코드를 포함하고,

상기 하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스들을 조정하게 하기 위한 코드는, 주파수에서의 변경들을 정정하기 위해 상기 컴퓨터로 하여금, 상기 하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 하나 이상의 파일럿 톤들의 위상들을 변경시키게 하기 위한 코드를 포함하며, 상기 하나 이상의 파일럿 톤들의 위상들을 변경시키게 하기 위한 코드는,

상기 컴퓨터로 하여금, 소정의 수의 2개 이상의 위상 회전들을 통해 적어도 하나의 파일럿 톤의 회전들의 시퀀스를 수행하게 하기 위한 코드; 및

상기 컴퓨터로 하여금, 상기 적어도 하나의 파일럿 톤의 단일 회전을 수행하게 하기 위한 코드를 더 포함하며,

상기 단일 회전은 상기 소정의 수의 2개 이상의 위상 회전들과 동등한, 컴퓨터-판독가능 매체.

명세서

[0001] 35 U.S.C. § 119 하의 우선권 주장

[0002] 본 특허 출원은, 발명이 명칭이 "멀티 캐리어 시스템에서의 채널 추정을 위한 타이밍 조정 (TIMING ADJUSTMENTS FOR CHANNEL ESTIMATION IN A MULTI CARRIER SYSTEM)" 으로 2007년 3월 5일자로 출원되어 본 발명의 양수인에게 양도되어 있으며 여기에 참조로서 명백하게 포함되는 가출원 제 60/893,058호, 및 발명이 명칭이 "멀티 캐리어 시스템에서의 자동 이득 제어를 고려하는 장치 및 방법 (APPARATUS AND METHODS ACCOUNTING FOR AUTOMATIC GAIN CONTROL IN A MULTI CARRIER SYSTEM)" 으로 2007년 3월 5일자로 출원되어 본 발명의 양수인에게 양도되어 있으며 여기에 참조로서 명백하게 포함되는 가출원 제 60/893,060 호를 우선권 주장한다.

[0003] 관련 특허 출원에 대한 참조

[0004] 본 특허 출원은 다음의 동시-계류중인 미국 특허 출원, 즉,

[0005] 2006년 3월 9일자로 출원되어 본 발명의 양수인에게 양도되어 있으며 여기에 참조로서 명백하게 포함되는, Bojan Vrcelj 등의 "채널 추정 시간 필터에 대한 멀티 캐리어 시스템 및 전파에서의 타이밍 정정 (TIMING CORRECTIONS IN A MULTI CARRIER SYSTEM AND PROPAGATION TO A CHANNEL ESTIMATION TIME FILTER)" 인 미국 특허 출원 제 11/373,764 호; 및

[0006] 2007년 7월 12일자로 출원되어 본 발명의 양수인에게 양도되어 있으며 여기에 참조로서 명백하게 포함되는, Matthias Brehler 의 "멀티 캐리어 시스템에서의 자동 이득 제어를 고려하는 장치 및 방법 (APPARATUS AND METHODS ACCOUNTING FOR AUTOMATIC GAIN CONTROL IN A MULTI CARRIER SYSTEM)" 인 미국 특허 출원 11/777,263 호와 관련된다.

[0007] **배경**

[0008] **기술분야**

[0009] 본 발명은 멀티 캐리어 무선 시스템에서의 채널 추정을 위한 타이밍 조정에 관한 것으로, 더 상세하게는, 심볼 시간 베이스 (basis) 와 또한 매칭하는 매칭 시간 베이스들을 파일럿 톤 인터레이스들이 갖는다는 것을 포함함으로써 타이밍을 조정하는 것에 관한 것이다.

[0010] **배경기술**

[0011] 직교 주파수 분할 멀티플렉싱 (OFDM) 은, 서로 직교하는 상이한 캐리어 주파수에서 수개의 협대역 채널들로 신호가 분할되는 디지털 변조 방법이다. 이들 채널들은 종종 서브대역 또는 서브캐리어로 지칭된다. 몇몇 관점에서, OFDM은, 신호들이 변조 및 복조되는 방식을 제외하면, 종래의 주파수-분할 멀티플렉싱 (FDM) 과 유사하다. OFDM 기술의 일 이점은, 신호 송신에 있어서 채널들 및 심볼들 사이에서 간섭 또는 혼선의 양을 감소

시킨다는 것이다. 그러나, 시변 채널 및 주파수 선택적 페이딩 채널은 다수의 OFDM 시스템에서 문제를 제공한다.

[0012] 시변 채널 및 주파수 선택적 페이딩 채널을 고려하기 위해, 채널 추정이 사용된다. 코히런트 검출 시스템에서, 각각의 OFDM 심볼의 데이터에 삽입된 레퍼런스 값들 또는 "파일럿 심볼들" (또한 단순히 "파일럿" 으로 지칭됨) 이 채널 추정을 위해 사용될 수도 있다. 채널 추정에서 파일럿들을 사용하여 시간 및 주파수 추적이 달성될 수도 있다. 예를 들어, 각각의 OFDM 심볼이 N개의 서브캐리어들 및 P개의 파일럿들로 이루어지면, (N-P) 개의 서브캐리어들은 데이터 송신을 위해 사용될 수 있으며, P개의 서브캐리어들은 파일럿 톤에 할당될 수 있다. 종종, 이들 P개의 파일럿들은 N개의 서브캐리어들에 걸쳐 균일하게 확산되므로, 2개의 파일럿 톤들 각각은 (N/P-1) 개의 데이터 서브캐리어들만큼 분리되어 있다 (또는, 즉, 각각의 파일럿은 매 N/P 번째 캐리어에서 발생한다). OFDM 심볼내 및 시간적으로 발생하는 다수의 심볼들에 걸친 그러한 균일한 서브세트의 서브캐리어들은 인터레이스로서 지칭된다.

[0013] 일 영역의 애플리케이션에서, 예로서, OFDM은, 예를 들어, 디지털 비디오 브로드캐스트 (DVB-T/H (terrestrial/handheld)) 표준 및 통합된 서비스 디지털 브로드캐스트 (ISDB-T) 표준을 갖는 디지털 브로드캐스트 서비스들에 대해 유럽 및 일본에서 또한 사용되고 있다. 그러한 무선 통신 시스템에서, 현저한 에너지, 경로 이득, 및 경로 지연을 갖는 채널 탭들의 수 (즉, 샘플들의 수, 또는 수신 신호의 채널을 나타내는데 사용되는 유한 임펄스 응답 (FIR) 필터의 "길이") 의 관점에서 채널 특성들은 시간 주기에 걸쳐 매우 현저하게 변하는 것으로 기대된다. OFDM 시스템에서, 수신기는, 고속 푸리에 변환 (FFT) 윈도우에서 포착된 에너지를 최대화하기 위해 OFDM 심볼 경계를 적절하게 선택함으로써 (즉, 윈도우 타이밍의 정정에 의해), 채널 프로파일에서의 변화들에 응답한다.

[0014] 타이밍 정정이 발생할 경우, 채널 추정 알고리즘이 타이밍 정정을 고려하면서, 소정의 OFDM 심볼을 복조하는데 사용될 채널 추정치를 계산하는 것이 중요하다. 몇몇 구현에서, 장래의 심볼들에 적용될 필요가 있는 심볼 경계에 대한 타이밍 조정을 결정하는데 채널 추정치가 또한 사용되며, 따라서, 이미 도입된 타이밍 정정과 장래의 심볼들에 대해 결정될 타이밍 정정 사이에서 미세한 인터플레이 (interplay) 를 초래한다. 또한, 수신기에서의 채널 추정 블록이 다수의 OFDM 심볼들로부터의 파일럿 관측치들을 버퍼링한 이후 프로세싱하는 것이 일반적이며, 이로 인해, 채널 추정치가 더 양호한 잡음 평균을 갖고 더 긴 채널 지연 확산을 지출빙 (resolve) 한다. 이것은, 시간 필터링 유닛으로 지칭된 유닛에서, 연속적으로 타이밍된 OFDM 심볼들로부터의 채널 관측치들을 더 긴 채널 추정치와 결합함으로써 달성된다. 일반적으로, 더 긴 채널 추정치들은 더 강한 타이밍 동기화 알고리즘을 유도할 수도 있다. 그러나, 다수의 OFDM 심볼들로부터의 파일럿 관측치들이 함께 프로세싱되어 채널 추정치를 생성할 경우, 결합된 인터레이스들 및 복조될 OFDM 심볼들이 심볼 타이밍에 관계 정렬되지 않으면 (즉, 동일한 시간-베이스스를 갖지 않으면), 채널 추정은 그것이 성공적인 심볼 복조에 사용될 수 없을 정도로 열화되게 될 수도 있다.

[0015] **요약**

[0016] 본 발명의 일 양태에 따르면, 통신 시스템에서 타이밍 정정을 위한 방법이 개시된다. 그 방법은, 하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스스들을 조정하는 단계, 및 그 하나 이상의 파일럿 인터레이스들을 결합하는 단계를 포함한다. 그 방법은, 그 결합된 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스스를 복조될 심볼과 매칭하는 단계, 및 그 후, 그 심볼과 매칭하는 시간 베이스스를 갖는 결합된 파일럿 인터레이스들에 기초하여, 정정된 채널 추정치를 획득하는 단계를 더 포함한다.

[0017] 본 발명의 또 다른 양태에 따르면, 무선 트랜시버에서의 사용을 위한 프로세서가 개시된다. 특히, 그 프로세서는, 하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스스들을 조정하고, 그 하나 이상의 파일럿 인터레이스들을 결합하도록 구성된다. 또한, 그 프로세서는, 그 결합된 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스스를 복조될 심볼과 매칭하며, 그 심볼과 매칭하는 시간 베이스스를 갖는 결합된 파일럿 인터레이스들에 기초하여, 정정된 채널 추정치를 획득한다.

[0018] 본 발명의 또 다른 양태에 따르면, 무선 시스템에서의 사용을 위한 트랜시버가 개시된다. 그 트랜시버는, 하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스스들을 조정하고 그 하나 이상의 파일럿 인터레이스들을 결합하고, 그 결합된 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스스를 복조될 심볼과 매칭하며, 그 심볼과 매칭하는 시간 베이스스를 갖는 결합된 파일럿 인터레이스들에 기초하여, 정정된 채널 추정치를 획득하도록 구성된 채널 추정 유닛을 포함한다. 또한, 그 트랜시버는, 그 정정된 채널 추정치에 기초하여 이산 푸리에 변환 유닛의 타이밍을 셋팅하도록 구성된 타이밍 추적 유닛을 포함한다.

[0019] 본 발명의 또 다른 양태에 따르면, 무선 트랜시버에서의 사용을 위한 장치가 개시된다. 그 장치는, 하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스들을 공통 시간 베이스로 조정하고 그 하나 이상의 파일럿 인터레이스들을 결합하는 수단, 그 결합된 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스를 복조될 심볼로 정렬시키는 수단, 및 그 심볼과 매칭하는 시간 베이스를 갖는 결합된 파일럿 인터레이스들에 기초하여, 정정된 채널 추정치를 획득하는 수단을 포함한다.

[0020] 본 발명의 또 다른 양태에 따르면, 컴퓨터 프로그램 제품이 개시된다. 그 컴퓨터 프로그램 제품은, 하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스들을 조정하고 그 하나 이상의 파일럿 인터레이스들을 결합하기 위한 코드를 갖는 컴퓨터-판독가능 매체를 포함한다. 또한, 그 컴퓨터-판독가능 매체는, 그 결합된 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스를 복조될 심볼과 매칭하기 위한 명령 코드, 및 그 심볼과 매칭하는 시간 베이스를 갖는 결합된 파일럿 인터레이스들에 기초하여, 정정된 채널 추정치를 획득하기 위한 코드를 포함한다.

[0021] **도면의 간단한 설명**

- [0022] 도 1은 본 발명에 따른 예시적인 트랜시버의 블록도를 도시한다.
- [0023] 도 2는 특정한 OFDM 표준에서 사용되는 예시적인 파일럿 톤 스테거링 (staggering) 방식의 다이어그램이다.
- [0024] 도 3은 도 2의 예시적인 파일럿 톤 스테거링 방식의 파일럿 톤 결합의 시각화의 다이어그램이다.
- [0025] 도 4는 인터레이스들을 결합하기 위한 예시적인 방법에 따라 4개의 세그먼트들로 분할된 시간-도메인 채널 추정치를 도시한다.
- [0026] 도 5는 인터레이스들을 생성하는 예시적인 개념적 신호 프로세싱 뷰를 도시한다.
- [0027] 도 6은 트랜시버에서의 3개의 상이한 타이밍 발생에 대한 FFT 타이밍 윈도우들을 도시한다.
- [0028] 도 7은 본 발명에 따른 ISDB-T 시스템에 대한 캐리어들의 배열 및 이들 캐리어들의 매핑을 도시한다.
- [0029] 도 8은 무선 디바이스에서 타이밍 정정을 수행하기 위한 방법을 도시한다.
- [0030] 도 9는 무선 디바이스에서 타이밍 정정을 수행하기 위한 또 다른 장치를 도시한다.
- [0031] 도 10은 무선 통신 시스템에서 타이밍 업데이트를 수행하는 시각화를 도시한다.

[0032] **상세한 설명**

[0033] 본 발명은, 멀티 캐리어 시스템에서 채널 추정 및 타이밍 추적을 위한 타이밍 조정을 결정하기 위한 장치 및 방법을 설명한다.

[0034] 도 1은, 본 발명에 따른 예시적인 OFDM 트랜시버 또는 트랜시버의 일부의 블록도를 도시한다. 특히, 도 1의 시스템은, 채널 추정을 위해 사용되는 파일럿 톤들을 사용하여 타이밍 조정을 행하기 위한 개시된 기술들을 이용할 수도 있다. 트랜시버 또는 하나 이상의 프로세서들, 하드웨어, 펌웨어, 또는 이들의 조합일 수도 있는 시스템 (100) 은, 도시된 바와 같이 송신된 RF 신호를 수신한다. 진단 프로세싱 블록 (102) 은 RF 신호를 수신하고, 아날로그-디지털 변환, 하향 변환, 및 AGC (자동 이득 제어) 를 포함하는 다양한 프로세싱 기능들을 수행한다. 진단 프로세싱 이후, 결과적인 신호들은 샘플 서버 (104) 로 전송되며, 그 샘플 서버는, 신호내의 서브캐리어들을 샘플링하기 위해 실제 타이밍 윈도우 (예를 들어, FFT 타이밍 윈도우) 를 달성한다. 그 후, 동기화된 디지털 신호인 샘플 서버 (104) 의 출력은 옵션적인 주파수 회전기 (106) 로 입력된다. 옵션적인 주파수 회전기 (106) 는 주파수 추적 블록 (108) 과 함께 그리고 그 제어하에서 동작하여, 주파수에서 정밀한 조정 또는 정정을 행하기 위해 주파수에서의 신호 위상의 회전 또는 시프트를 초래한다.

[0035] 이용될 경우, 샘플 서버 (104) 또는 주파수 회전기 (106) 중 어느 하나로부터의 신호들은, 신호의 이산 푸리에 변환을 수행하는 고속 푸리에 변환 (FFT; 110) 에 전송된다. 더 상세하게, FFT (110) 는 데이터 캐리어들 및 파일럿 캐리어들을 추출한다. 데이터는, 그 데이터의 복조를 위해 복조기 (112) 에 전송되고, 이용된 임의의 적절한 인코딩 방식에 따른 그 데이터의 디코딩을 위해 후속 디코더 (114) 에 전송된다. 디코더의 출력은, 트랜시버 디바이스내의 다른 프로세서들, 소프트웨어, 또는 펌웨어에 의한 사용용의 비트 스트림이다.

[0036] FFT (110) 에 의해 추출된 파일럿 톤들은, 하나 이상의 OFDM 심볼들로부터 다수의 파일럿 인터레이스들을 버퍼링하는 파일럿 버퍼 (116) 에 전송된다. 여기에 개시된 일 예에 따르면, 버퍼 (116) 는, DVB-T/H 또는 ISDB-T 시스템에 대한 인터레이스들을 결합할 시에 사용을 위해 7개의 파일럿 인터레이스들을 버퍼링하도록 구

성될 수도 있으며, 이는 더 상세히 후술될 것이다. 버퍼링된 파일럿 인터레이스들은, 송신기 (미도시)에 의해 디지털 신호의 심볼들로 삽입되는 인터레이스된 파일럿 톤들을 사용하여 채널들을 추정하는 채널 추정 유닛 또는 블록 (118)으로 버퍼 (116)에 의해 전달된다. 후술될 바와 같이, 채널 추정은, 타이밍 추적에 사용될 채널 임펄스 응답 (CIR) $\hat{h}_{k,n}$ 및 복조기 (112)에 의한 채널 데이터의 복조를 위해 사용될 채널 주파수 응답 $\hat{H}_{k,n}$ 을 산출한다. 특히, 채널 임펄스 응답 (CIR) $\hat{h}_{k,n}$ 는, 샘플 서버 (104)에 의해 사용되는 FFT 윈도우에 대한 타이밍 판정치를 결정하기 위한 타이밍 추적 알고리즘 또는 방법을 달성하는 타이밍 추적 유닛 또는 블록 (120)에 전달된다.

[0037] 상술된 바와 같이, OFDM 시스템에서 사용되는 트랜시버에서, 데이터 심볼들의 복조를 위한 각각의 캐리어 k 및 OFDM 심볼 시간 n에서의 채널의 채널 전달 함수 추정치 $\hat{H}_{k,n}$ 및 시간 추적에서의 사용을 위한 대응하는 채널 임펄스 응답 (CIR)의 추정치 $\hat{h}_{k,n}$ 를 획득하기 위해, 채널 추정 유닛 (예를 들어, 도면부호 (118))이 이용된다. 특히, DVB-T/H 및 ISDB-T 시스템 양자에서, 첫번째 몇몇 캐리어 k 및 심볼 시간 n에 대한 방식을 도시하는 도 2에 의해 도시된 바와 같은 소정의 인터레이스 스테거링 방식 (200)에 따라 파일럿 톤들이 송신된다. 도 2에서 관측될 수도 있는 바와 같이, 소정의 심볼 시간 n에서, OFDM 심볼 n 당 최대 $N_k/12$ 개의 총 파일럿 톤들에 대해 매 12번째 캐리어에서 파일럿 톤들 p가 삽입되며 (예를 들어, 도 3의 심볼 시간 0에서, $N_k/12$ 개의 파일럿 톤들이 존재할 수 있으며, 여기서, 캐리어 0은 파일럿 톤에 대해 사용되지만, 심볼들에 대한 $N_k/12 - 1$ 은 도 2의 OFDM 심볼 시간 1, 2 및 3과 같이 스테거링된 파일럿들을 갖는다), 여기서, N_k 는 캐리어들의 총 수이다. 후속 심볼들에 있어서, 파일럿 톤들의 삽입은, 시간 0 ($n=0$)으로부터 기초로 하여, $3 \times (n \bmod 4)$ 톤들 만큼 오프셋된다. 따라서, 심볼 1에서, 첫번째 파일럿 톤은 캐리어 3에서 삽입되고, 심볼 2에서, 첫번째 파일럿 톤은 캐리어 6에서 삽입되며, 이하 동일하게 진행된다. 추가적으로 도시된 바와 같이, 파일럿 톤들 $p_{l,m}$ 은 각각의 인터레이스 m에 대해 매 1번째 캐리어에서 삽입되며, 여기서, 1은 이러한 예에서 12와 동일하고, $m = \bmod 4$ (즉, $0 \leq m \leq 3$)이며, 여기서, mod는 모듈로 연산을 나타낸다. 따라서, 4개의 OFDM 심볼 (예를 들어, OFDM 심볼 시간들 0 내지 3) 이후, 패턴이 반복된다. 예를 들어, 심볼들 0, 1, 2 및 3에 각각 삽입된 4개의 파일럿들 $p_{0,0}$, $p_{0,1}$, $p_{0,2}$, 및 $p_{0,3}$ 에 의해 관측될 수도 있는 바와 같이, 도 2는 첫번째 파일럿 (즉, $l=0$)에 대해 인터레이스 패턴이 $m=0$ 내지 3에 대해 스테거링된다는 것을 나타낸다.

[0038] 일 예로서, 통상적으로, 도 2에 도시되어 있는 인터레이스를 이용하는 시스템에서의 공지된 채널 추정 알고리즘들은 7개의 연속하는 OFDM 심볼들로부터의 파일럿 인터레이스들을 결합하며, 그 파일럿 인터레이스들은 시간 n에 대한 채널 추정치를 발견하기 위해 페어드 (paired) 방식으로 파일럿 인터레이스 버퍼 (미도시)에 버퍼링된다. 특히, 파일럿 톤들의 각각의 페어 (pair)는 상이한 OFDM 심볼 시간 인스턴스에서 동일한 파일럿 (즉, 1번째 파일럿)에 대응하며, 그들은 데이터의 시간에 대응하는 채널을 추정하기 위해 결합된다. 그러한 결합의 일 예로서, 도 3은, 파일럿 톤들의 결합의 추가적인 가시적 표현으로, 도 2에 도시된 파일럿 심볼들 p의 예시적인 인터레이싱의 다이어그램 (300)을 도시한다. 도시된 바와 같이, 예를 들어, $l=0$ 에 대한 첫번째 파일럿 $p_{l,m}$ 은 캐리어들 각각에 대해 시간적으로 결합된다 (즉, 시간적으로 보간된다). 도 3에서 관측될 수도 있는 바와 같이, 캐리어 3 (즉, 3개의 캐리어들의 오프셋 ($3 \times n \bmod 4$), 이에 따른 동일한 $m+1$ 인터레이스의 부분) 및 시간들 $n+1$ 및 $n-3$ 에서의 파일럿들 ($p_{0,1}$)의 페어 (302, 304)는, 각각, 수직 화살표로 표시된 바와 같이 심볼 시간 n (이러한 예에서, n은 0이다)의 시간에 결합된다. 그 후, 도 3의 수평 화살표에 의해 나타낸 바와 같이, 또한, 보간된 파일럿 톤 (306)은 다른 보간된 파일럿 톤들 (308) 또는 n 시간 OFDM 심볼 (210)에 존재하는 파일럿 톤과 주파수적으로 보간될 수도 있다.

[0039] 파일럿 톤들을 결합하는 것은, 보간 기술들을 포함하는 임의의 공지된 기술들을 사용하여 달성될 수도 있다. 또한, 더 상세히 후술될 바와 같이, 인터레이스들이 주파수 또는 시간 도메인에서 결합될 수도 있다는 것을 유의한다. 이론적인 관점으로부터, 양자의 결합 방법 (strategy) (주파수 또는 시간 도메인)은 동일한 성능을 산출한다. 그러나, 시간적으로 결합하는 것이 (더 짧기 때문에) 고정점 (fixed point) 구현에서 채널 IFFT에 대해 더 적은 스트레스를 제공할 수도 있음을 유의한다.

[0040] 도 2 및 3에 도시된 파일럿 분산 방식을 이용할 시에, 이용가능한 분산된 파일럿 톤 위치들이 파일럿 톤들의 결합을 위해 사용된다. 그 결과, 채널 임펄스 응답 (CIR)은 유용한 OFDM 심볼 시간의 1/3 (최대 가드의 4/3)

을 커버링한다.

[0041] 상술된 바와 같이, 인터레이스들의 파일럿 톤들을 결합하기 위한 제 1 방법은 필터를 사용하여 주파수 도메인에서 결합하는 것이다. 주파수 도메인에서 파일럿 톤들을 결합하는 것은, 파일럿 톤 추정치 $\bar{H}_{k,n}$ 를 제공하는 아래의 수학식 (1) 에 나타낸 바와 같이 수학적으로 표현될 수 있다.

수학식 1

[0042]
$$\bar{H}_{k,n} = \sum_{i=-\lceil N_c/4 \rceil}^{\lceil N_c/4 \rceil} m_{i,[n-k]_4} P_{\lfloor k/4 \rfloor, \lfloor n - ([n-k]_4 - i \cdot 4) \rfloor_4}, \quad 0 \leq k < N_p$$

[0043] 상기 수학식 (1) 에서, N_p 는 최종 시간-도메인 채널 추정치의 길이이고, $m_{i,[n-k]_4}$ 는 필터의 필터 계수이며, N_c 및 N_{nc} 는, 각각, 인과성 (causal) 및 비-인과성 필터 길이이다. $[]_4$ 라는 표기는 약칭된 표기임을 유의하며, 여기서, 아랫첨자 4는 모듈로 연산 x_{mod4} 의 나머지이다. 간략화를 위해, 필터 출력과 동일한 인터레이스에 대응하는 파일럿 톤들의 필터링만이 허용된다. 즉, 그 필터는 본 개시된 예에 대해 도 3에 나타낸 바와 같이 수직으로 작동하며, 여기서, $N_c = N_{nc} = 3$ 이다. 이러한 예에 따르면, 2개의 파일럿-톤들 사이에서의

선형 보간을 달성하도록 필터 계수들 $m_{i,[n-k]_4}$ 이 선택되며, 아래의 테이블 1에 도시되어 있다. 그 테이블에서 관측될 수도 있는 바와 같이, 이러한 예에서, 필터 계수들은, 캐리어 0 (예를 들어, $k=1$) 에 더 근접한 그들 톤들이 주파수에서 더 이격되어 있는 그들 톤들 (예를 들어, $k=3$) 보다 더 높은 가중치를 부여받는다는 의미로 효율적으로 가중한다.

k	0	1	2	3
$m_{0,k} =$	1	0.75	0.5	0.25
$m_{1,k} =$	0	0.25	0.5	0.75

[0044] **테이블 1 - 선형 보간을 위한 필터 계수들**

[0045] 더 일반적인 필터는 다른 인터레이스들로부터의 파일럿 톤들을 통합 (즉, 또한, 대각으로 작동) 할 수 있음을 유의하며, 이에 따라 복잡도가 증가한다. $\bar{H}_{k,n}$ 의 IFFT 필터링이 취해진 이후, 특정한 임계값 이하의 탭들은 제로로 셋팅되고, (주파수적으로 보간하기 위해) $2N_p$ 개의 제로들로 제로-패딩 (zero-padding) 한 이후, 최종 채널 추정치 $\hat{H}_{k,n}$ 에 도달하도록 FFT 가 취해지며, 여기서, N_p 는 최종 시간-도메인 채널 추정치의 길이이다.

[0046] 상술된 바와 같이, 주파수 도메인에서 인터레이스들을 결합하는 것이 직접적이지만, 여기에 참조로서 명백하게 포함되는 순방향 링크 전용 (FLO) 시스템에 대한 미국 특허 출원 제 11/373,764 호에서 고려되었던 바와 같이, 또 다른 방법은 시간 도메인에서 인터레이스들을 결합하는 것이다. 본 발명의 예에서, 예를 들어, 동일한 시간 도메인 결합이 DVB-T/H 및 ISDB-T OFDM 시스템에 대해 행해질 수 있다. 그러나, DVB-T/H 및 ISDB-T 시스템에서의 4개의 인터레이스들로 인해 (예를 들어, 도 1 및 2를 참조), 2개의 인터레이스들만이 "실제" 및 "과도한" 채널 탭들을 획득하는데 사용되는 FLO 시스템과는 그 메커니즘이 약간 상이하다. 본 발명의 예에서, DVB-T/H 및 ISDB-T 시스템에서 사용된 바와 같은 4개의 상이한 인터레이스들은, 완전한 채널 임펄스 응답 (CIR) 의 4개의 세그먼트들을 획득하는데 사용된다.

[0047] 먼저, 각각의 인터레이스의 파일럿 톤들의 IFFT 가 취해진다. 더 상세하게, $\frac{N_k}{12}$ (또는 인터레이스 0에 대해서는 $\frac{N_k}{12} + 1$) 개의 파일럿 톤들 $P_{l,m}$ 내지 N_{IL} 의 제로-패딩 (즉, 시간 (또는 주파수 대역) 제한을 연장하도록 제로들로 신호 (또는 스펙트럼) 를 연장하는 것) 이 수행되며, 여기서, N_k 는 캐리어들의 수를 나타내고, N_{IL} 은

제로 패딩 이후의 주파수에서의 인터레이스들의 길이를 나타낸다. 예를 들어, DVB-H 시스템에서, 캐리어들의 수 N_K 는 동작 모드에 의존하여 1705, 3409, 또는 6817 이다. 추가적인 예로서, 통상적으로, ISDB-T 세그먼트-0 시스템은 동작 모드에 의존하여 108, 216, 또는 432 개의 캐리어들 N_K 를 갖는다. 예를 들어, DVB-H 시스템에서, 인터레이스들의 길이 N_{IL} 은 동작 모드에 의존하여 256 또는 512 또는 1024 이다. 또 다른 예로서, ISDB-T 시스템은 동작 모드에 의존하여 16 또는 32 또는 64의 인터레이스 길이를 가질 것이다.

$\frac{N_K}{12}$ 개의 톤들의 제로 패딩이후, 다음의 수학적 식 (2) 에 의해 관리되는 인터레이스 당 채널의 시간-도메인 추정치 $\tilde{h}_{k,n}$ 를 획득하기 위해 IFFT 가 취해진다.

수학적 식 2

$$\tilde{h}_{k,n} = \frac{1}{N_{IL}} \sum_{l=0}^L P_{l,[n]_4} e^{j \frac{2\pi}{N_{IL}} lk}, \quad m=0 \text{ 에 대해 } L = \frac{N_K}{12}, \quad m \neq 0 \text{ 에 대해 } L = \frac{N_K}{12} - 1$$

길이 N_{IL} 을 갖는 시간-도메인 인터레이스 채널 추정치들을 길이 N_P (여기서, $N_P=4 N_{IL}$) 를 갖는 채널 추정치와 결합할 준비시에, $\tilde{h}_{k,n}$ 의 위상은 조정될 필요가 있다. 따라서, 채널 추정치는,

수학적 식 3

$$b_{k,n} = e^{j \frac{2\pi}{N_P} [n]_4 k} \tilde{h}_{k,n}, \quad 0 \leq k \leq N_{IL} - 1$$

와 같은 수학적 식 (3) 에 따라 조정되며, 여기서, $b_{k,n}$ 은 인터레이스 버퍼로서 지칭된다. 각각의 인터레이스 채널 추정치가 연속하는 OFDM 심볼 시간들에서 채널 추정치들의 계산에 대해 4회 사용되기 때문에, $b_{k,n}$ 가 버퍼링되며, 본 개시된 예들에 대해 $7N_{IL}$ 개의 복합 저장 공간들을 요구한다.

인터레이스 버퍼들은 $N_P=4N_{IL}$ 의 길이를 갖는 시간-도메인 채널 추정치 $\bar{h}_{k,n}$ 를 형성하기 위해 결합될 수 있다.

그 후, 채널 추정치 $\bar{h}_{k,n}$ 는 도 4에 도시된 바와 같이 4개의 세그먼트들로 분할될 수도 있다. 4개의 세그먼트들 각각의 세그먼트 u 는 N_{IL} 의 길이를 가지며, 여기서, 각각의 세그먼트 u 는, 다음의 관계식에 의해 증명된 바와 같이 버퍼들로부터 획득될 수 있다.

수학적 식 4

$$\bar{h}_{k+uN_{IL},n} = \frac{1}{4} \sum_{l=-N_c}^{N_c} m_{[l/4],[l]_4} e^{j \frac{\pi}{2} [n+l]_4 u} b_{k,n+l}, \quad 0 \leq k \leq N_{IL} - 1, \quad 0 \leq u \leq 3$$

동일한 필터 계수들 $m_{l,k}$ 에 있어서, 여기에서 획득된 시간-도메인 채널 탭들은, 간단히, 상기 수학적 식 (1) 의 결합된 파일럿 톤들의 IFFT 이다. 간단히, 시간 도메인에서의 결합은, 주파수적으로 결합된 파일럿 톤들의 이산 푸리에 변환 (DFT) 에 대한 고속 알고리즘을 구현하는 일 방식으로서 뷰잉될 수도 있다. 더 상세하게, 4 개의 연속하는 인터레이스들을 정확히 사용하고 모든 4개의 필터 계수들 $m_{l,k}$ 가 1 인 경우에 대해, 등가물이 다음과 같이 유도된다 (필터링에 의한 더 일반적인 경우가 이후에 고려될 것이다).

그 후, 각각의 시간 인터레이스 $\tilde{h}_{k,m}$ 는 다운-샘플링하고 (주파수에서) 전진함으로써 주파수-도메인 채널 $\bar{H}_{k,n}$ 로부터 획득되는 바와 같이 뷰잉될 수 있다. 도 5는 개념적인 신호 프로세싱 뷰에서 $\tilde{h}_{k,m}$ 를 생성하는 것으로서 고려될 수 있는 다운-샘플 및 전진 동작을 도시한다.

[0055] 도 5에 도시된 바와 같이, 매 캐리어 주파수에서 샘플링된 채널이 입력되며, (모든 인터레이스들이 결합되면 3개의 톤 당 파일럿에 대응하여) 먼저 블록 (502) 에서 3 만큼 다운-샘플링되고, 인터레이스 0에 대해 4 만큼 추가적으로 다운-샘플링된다 (블록 (505)). 다른 인터레이스에 있어서, 주파수 인덱스들은 1만큼 시프트되며 (블록 (506) 에서의 F 연산자는 순방향 시프트를 나타냄), 그 후, 블록 (508) 에 의해 나타낸 바와 같이 4 만큼 다운-샘플링된다. 주파수에서의 다운-샘플링이 시간에서의 위상 시프트에 대한 주파수에서의 시프트 및 시간에서의 에일리어싱 (aliasing) 에 대응하므로, 당업자는 아래의 수학적 식 (5) 에서의 다음 관계식이 관리됨을 인식할 것이다.

수학적 식 5

[0056]
$$\tilde{h}_{k,n} = \sum_{l=0}^3 e^{-j\frac{2\pi}{N_P}[n]_4(k+lN_{II})} \bar{h}_{k+lN_{II},n}$$

[0057] 시간 도메인 인터레이스 결합의 현재 유도를 위해, 채널이 일정하다고 가정한다. 따라서, 인터레이스들 $\tilde{h}_{k,n}$ 로부터 다시 $\bar{h}_{k+uN_{II},n}$ 를 획득하기 위해, 계수들 α_{kmu} 이,

수학적 식 6

[0058]
$$\sum_{m=0}^3 \alpha_{kmu} \tilde{h}_{k,n-m} = \bar{h}_{k+uN_{II},n}$$

[0059] 와 같은 수학적 식 (6) 에 따라 발견될 수 있고, 그 수학적 식 (6) 은,

수학적 식 7

[0060]
$$\sum_{m=0}^3 \alpha_{kmu} e^{-j\frac{2\pi}{N_P}m(k+lN_{II})} = \delta(l-u) \quad \forall 0 \leq k \leq N_{II} - 1$$

[0061] 일 경우라면 달성될 수도 있으며, 그 수학적 식 (7) 은, 수학적 식 (6) 의 선형 조합에서, $\bar{h}_{k+uN_{II},n-m}$ 의 앞쪽의 계수들이 유니티 (unity) 로 합산되고, 다른 모든 엘리어스에 대해 그 계수들이 0으로 합산된다는 것을 보장한다. 따라서, 당업자가 인식할 바와 같이, α_{kmu} 에 대한 해는 다음과 같다.

수학적 식 8

[0062]
$$\alpha_{kmu} = \frac{1}{4} e^{+j\frac{2\pi}{N_P}mk} e^{+j\frac{2\pi}{N_P}muN_{II}}$$

[0063] 비율이 $\frac{N_{II}}{N_P} = \frac{1}{4}$ 라는 것을 추가적으로 인식함으로써, 디램핑 (deramping) 및 인터레이스 버퍼 결합 계수들이 이러한 해로부터 추출될 수 있다.

[0064] 계수들 $m_{l,k}$ 로 도입된 추가적인 필터링이 소정의 인터레이스에 대해서만 동작하도록 부여될 수 있으므로, 그것은 시간 및 주파수 도메인에서 동등하다 (즉, 선형 동작들은 교환가능하다). 그 후, 필터링된 인터레이스들이 주파수 또는 시간 도메인에서 결합되는지는 본 개시된 방법에 따라 동일하다. 따라서, 상기 수학적 식 (4) 은,

수학적 식 9

[0065]
$$\bar{h}_{k+uN_{II},n} = \frac{1}{4} \sum_{r=0}^3 e^{j\frac{\pi}{2}[n-r]_4u} e^{j\frac{2\pi}{N_P}[n-r]_4k} \sum_{l=-\lceil N_c/4 \rceil}^{\lceil N_{nc}/4 \rceil} m_{l,r} \tilde{h}_{k,n-(r-l)4}$$

[0066] 와 같이 다시 쓰여질 수 있으며, 여기서, 내합 (inner sum) 은 인터레이스 필터링에 대응하고, 외합 (outer sum) 은 시간 도메인에서의 인터레이스 결합 및 위상 디램핑에 대응한다.

[0067] 주파수 도메인이든 또는 시간 도메인이든 인터레이스들을 결합할 경우, 현재 n의 OFDM 심볼에서의 파일럿 톤들과 이전의 인터레이스들 사이의 위상 시프트로 인해 특정한 타이밍 조정이 필요하다. 예를 들어, 공지되어 있는 정밀한 타이밍 추적 알고리즘은, (후술될) 샘플 서버에서의 FFT 윈도우의 위치를 지연 또는 전진시킨다. 이들 타이밍 조정들은 주파수-도메인에서의 위상 시프트들에 대응하며, 따라서, 채널 추정에 영향을 준다. 시간 n에서의 파일럿 톤들은 이전의 인터레이스들과 비교되는 위상 시프트를 갖는다. 따라서, 채널 추정은 이러한 위상 시프트를 정정하여, 인터레이스 버퍼들을 결합하도록 구성되어야 한다. 또한, FFT 윈도우의 전진 또는 지연은, OFDM 심볼의 샘플링의 전진 또는 지연으로서 지칭될 수도 있다.

[0068] 더 상세하게, 공지되어 있는 정밀한-시간 추적 알고리즘은, 여기에 ADV_RET_n 으로서 명칭된 변수만큼 시간 n에서의 FFT 윈도우의 위치를 전진 또는 지연시키며, 여기서, $ADV_RET_n < 0$ 은 FFT 윈도우의 전진에 대응하고, $ADV_RET_n > 0$ 은 FFT 윈도우의 지연에 대응한다. 일 예로서, 도 6은, 3개의 연속하는 OFDM 심볼들 (n-1, n, n+1) 의 특정한 스트림에 대한 3개의 상이한 FFT 윈도우 위치 시나리오를 도시한다. 도면부호 (600) 에 의해 표시된 제 1 시나리오는 타이밍 윈도우 (602) 를 도시하며, 여기서, 화살표 (604) 에 의해 나타난 윈도우들 사이의 타이밍은 일 심볼 (즉, n-1) 로부터 다음 심볼 (n) 까지 변화없이 본질적으로 일정하다.

[0069] 그러나, 하부 채널에서 변화가 없다고 가정하면, FFT 윈도우의 전진은 채널의 지연을 유도한다. 일 예로서, 도 6의 제 2 시나리오 (606) 는, FFT 윈도우 (608) 가 짧아진 화살표 (610) 에 의해 나타난 바와 같이 전진된다는 것을 나타내며, 따라서, 그 윈도우에서의 샘플들이 지연되게 된다. 대응하여, FFT 윈도우의 지연은 시나리오 (612) 에 의해 나타난 바와 같이 채널의 전진을 유도하며, 여기서, 윈도우 (614) 는 더 긴 화살표 (616) 에 의해 나타난 바와 같이 지연된다.

[0070] 채널로 향한 FFT 윈도우에 대한 조정들의 역효과 (opposite effect) 때문에, 타이밍 조정은 $a_n = -ADV_RET_n$ 에 의해 정의된다. 따라서, FFT 윈도우가 전진될 경우, 윈도우 내의 (채널/신호) 샘플들은 우측으로 순환적으로 시프트되며, 이는 채널에 대한 지연에 대응한다. 한편, FFT 윈도우가 지연될 경우, 윈도우 내의 샘플들은 좌측으로 순환적으로 시프트되며, 이는 채널의 전진에 대응한다.

[0071] 심볼 시간 n에서의 a_n 에 의한 타이밍 조정은 주파수에서 위상 시프트를 유도하며, 즉, 채널에서 다른 변화가 없다면, 시간 n에서의 실제 채널 톤들은,

수학식 10

[0072]
$$H_{k,n} = e^{-j\frac{2\pi}{N_{RX_FFT}}a_n k} e^{+j\frac{2\pi}{N_{RX_FFT}}a_n \left\lfloor \frac{N_K}{2} \right\rfloor} H_{k,n-1}$$

[0073] 에 의해 표현될 수 있으며, 여기서, 제 2 위상항 ($e^{+j\frac{2\pi}{N_{RX_FFT}}a_n \left\lfloor \frac{N_K}{2} \right\rfloor}$) 은, 채널 추정에서 "실제" DC 항이 $k = \left\lfloor \frac{N_K}{2} \right\rfloor$ 에서 나타나기 때문에, 본 발명의 특정한 캐리어 배열로 인해 발생한다. 가시적인 일 예로서, 도 7은 ISDB-T 표준에서의 일 예시적인 캐리어 배열 (또한, DVB-T/H 에 대해 유사하게 배열됨) 을 도시하며, 여기서, FFT 시프트는 입력을 ± 1 시퀀스와 승산함으로써 수행된다.

[0074] 특히, 초기에, 위상 시프트가 전단 FFT에서 나타나며, 여기서, 관심 캐리어들은 $\left[0 \dots \left\lfloor \frac{N_K}{2} \right\rfloor - 1 \right]$ 및 $\left[N_{RX_FFT} - \left\lfloor \frac{N_K}{2} \right\rfloor \dots N_{RX_FFT} - 1 \right]$ 에 위치된다 (N_{RX_FFT} 는 전단 FFT의 사이즈이다). 이들은, 각각, 도 7에서 도면부호 (702 및 704) 로서 관측될 수도 있다. 채널 추정 및 복조에 있어서, 전단 FFT의 상부 인덱스

들은 도면부호 (708) 에 의해 나타낸 바와 같이 $\left[0 \dots \left\lfloor \frac{N_K}{2} \right\rfloor - 1 \right]$ 에 매핑되고, 하부 인덱스들은 도면부호

(706) 에 의해 나타낸 바와 같이 $\left[\left\lfloor \frac{N_K}{2} \right\rfloor \dots N_K - 1 \right]$ 에 매핑되며, 전단 FFT 의 0은 $\left\lfloor \frac{N_K}{2} \right\rfloor$ 에 대응한다.

전단 FFT DC 캐리어 (본 개시물의 넘버링에서 캐리어 0) 가 임의의 위상 위상-시프트를 관측하지 않으므로, 복조/채널 추정에서 사용되는 캐리어 배열에 대한 추가적인 위상-시프트에 관한 정정이 필요하다. 이러한 방식으로 매핑함으로써, 메모리 저장 공간이 감소되고, 저장을 더 용이하게 한다. 이러한 구현이 단지 예시적 일뿐이며, 다른 구현들이 상이한 위치에서 DC 캐리어를 가질 수 있다는 것을 유의한다.

[0075] 타이밍 업데이트 및 채널 추정에 관한 고려사항은, 채널 추정 알고리즘에 의해 결합되는 인터레이스들이 동일한 시간-베이스스를 가질 필요가 있다는 것이다. 예를 들어, 결합된 인터레이스들이 동일한 시간-베이스스를 갖지 않으면, 결과적인 채널 추정치는 데이터 심볼들을 성공적으로 복조하는데 사용될 수 없을 정도로 매우 열화된다. 인터레이스들 사이에서 동일한 시간-베이스스를 갖는다는 것에 추가하여, 채널 추정치의 시간 베이스 및 그 추정치로 복조될 OFDM 심볼은 매칭할 필요가 있다. 따라서, 인터레이스들의 시간-베이스스들이 매칭할 필요가 있고, 추가적으로, 인터레이스들의 시간-베이스스가 복조될 OFDM 심볼의 시간-베이스스와 매칭한다는 것을 인식할 것이다. 그러한 정렬 및 매칭을 달성하기 위해, 다음의 사항은 이것을 달성하기 위한 예시적인 방법들 및 장치를 검토한다.

[0076] 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스스를 조정 또는 정렬시키는 것이 시간 또는 주파수 도메인 어느 하나에서 달성될 수도 있음을 유의한다. 간략화를 위해, 다음의 설명은 단일 인터레이스의 시간-베이스스를 변경시키는 방법을 간단한 방식으로 설명한다. 이들 기술들은, 예를 들어, 다수의 인터레이스들에 대한 시간-베이스스의 정렬을 달성하기 위해, 채널 추정 및 복조 알고리즘에서 적절하게 배열될 빌딩 블록들로서 고려될 수 있다.

[0077] 주파수 도메인에서 시간 베이스스들을 조정하는 것에 관하여, 상기 수학식 (10) 에서, 시간 n에 적용된 a_n 개의 칩들의 타이밍 업데이트는 주파수 도메인에서 위상-시프트를 유도한다. 파일럿 톤들 $P_{l,[n]_4}$ 의 시간-베이스스를 파일럿-톤들 $P_{l,[n-1]_4}$ 의 시간-베이스스로 변경시키기 위해, 이러한 위상 시프트는 반전될 필요가 있다.

더 상세하게, 파일럿 톤들 $P_{l,[n]_4}$ 의 시간-베이스스를 시간 m으로 변경시키기 위해, 샘플들에서 시간 n 및 m에서의 FFT 윈도우들의 차이가 공지되어야 한다. 이러한 차이는 시간 n 과 시간 m 사이의 개별 타이밍 업데이트들을 합산함으로써 획득될 수 있으며, 이러한 합산은 여기에서 a 로서 지칭된다. 그 후, 시간 m에 대응하는 시간-베이스스를 갖는 파일럿 톤들 $P_{l,[n]_4}$ 은 다음의 수학식 (11) 에 따라 획득될 수 있다.

수학식 11

[0078]
$$\tilde{P}_{l,[n]_4} = e^{+j \frac{2\pi}{N_{RX_FFT}} a(12l+3[n]_4)} e^{-j \frac{2\pi}{N_{RX_FFT}} a \left\lfloor \frac{N_K}{2} \right\rfloor} P_{l,[n]_4}$$

[0079] 한편, 시간 n에 대응하는 시간 베이스스를 갖는 파일럿 톤들 $P_{l,[m]_4}$ 의 결정을 원한다면, 위상 조정에서의 부호가 다음의 수학식 (12) 에 나타내는 바와 같이 변경될 필요가 있다.

수학식 12

[0080]
$$\tilde{P}_{l,[m]_4} = e^{-j \frac{2\pi}{N_{RX_FFT}} a(12l+3[n]_4)} e^{+j \frac{2\pi}{N_{RX_FFT}} a \left\lfloor \frac{N_K}{2} \right\rfloor} P_{l,[m]_4}$$

[0081] 인터레이스들이 주파수적으로 결합될 경우, 주파수 도메인에서 시간-베이스스를 조정하는 것이 유리하다. 또한, 이는, IFFT 를 취하기 전에 인터레이스의 시간-베이스스가 변경될 필요가 있다는 것을 알기 위해, 인터레이스들이 시간-도메인에서 결합될 경우 유용할 수도 있다.

[0082] 다른 방법으로, 파일럿 인터레이스들이 시간-도메인에서 결합되면, 시간 도메인에서의 위상 시프트를 위한 동등한 동작들을 발견할 필요가 있다. 이러한 문제는, 여기에 참조로서 포함되는 미국 특허 출원 제 11/373,764 호에 설명되어 있지만, DVB-T/H 및 ISDB-T 분산 파일럿 배열들과 같은 특정한 OFDM 시스템들의 특성들은 시간 베이스들을 조정하기 위해 추가적인 고려사항을 요구한다.

[0083] 시간-도메인 인터레이스들에 대한 효과를 유도하기 위해, 수학식 (10) 은,

수학식 13

[0084]
$$H_{k,n} = e^{-j\frac{2\pi}{N_{RX_FFT}}\alpha\frac{N_{RX_FFT}}{3N_P}k} e^{+j\frac{2\pi}{N_{RX_FFT}}a\lfloor\frac{N_K}{2}\rfloor} H_{k,m}$$

[0085] 와 같이 다시 쓰여질 수 있음을 유의하며, 여기서, 타이밍 업데이트는 시간 m 으로부터 시간 n 까지 일반화되고, 예를 들어, ISDB-T 및 DVB-T/H 시스템의 경우, 다음과 같다.

수학식 14

[0086]
$$\alpha = \frac{3N_P}{N_{RX_FFT}} a = \begin{cases} \frac{3}{4}a & \text{ISDB-T에 대해} \\ \frac{3}{2}a & \text{DVB-T/H에 대해} \end{cases}$$

[0087] 여기에 설명되는 다음의 수학식이 정확하게 유지되기 위해, α 가 정수라고 가정한다. 즉, 인터레이스들의 시간-베이스들이 시간 도메인에서 조정될 것이라면, 타이밍 업데이트들은, ISDB-T 에서는 4 샘플들의 배수 및 DVB-T/H 에서는 2 샘플들의 배수로서만 행해질 수 있다. 이러한 제약은, 이들 표준들에서의 시간-도메인 채널 추정치에 대한 연속적으로 상이한 샘플링 주파수 및 분산된 파일럿 간격에 그 근원을 갖는다. FLO 시스템과 같은 다른 OFDM 시스템들에서, 분산된 파일럿 간격이 ISDB-T 및 DVB-T/H 에서는 12 캐리어들의 배수에 존재한다는 것과는 대조적으로, 이들 다른 OFDM 표준들에 대해 8 캐리어들의 배수에 존재하므로, 이러한 제약은 발생하지 않는다. 실제로, $3.9\mu s$ (ISDB-T) 및 $0.22\mu s$ (8MHz 대역폭을 갖는 DVB-T/H) 의 리졸루션이 FFT 윈도우를 배치하는데 여전히 충분하므로, 이러한 제약은 중요하지 않다. 또한, α 가 정수가 아니라면, 이러한 값은 가장 근접한 정수로 반올림될 수 있으며, 타이밍 정정들이 완전하지 않더라도 성능은 정정이 없었던 것과 비교하여 더 양호해진다.

[0088] α 가 정수라고 가정하면, 시간 도메인에서 인터레이스들을 결합하는 것에 관해 이전에 설명된 기술들과 유사한 기술들이 적용될 수 있다. 따라서, 시간 m의 시간-도메인 인터레이스는 다음의 관계식에 따라 a 샘플만큼 그의 시간-베이스를 변경시킬 수 있다.

수학식 15

[0089]
$$\begin{aligned} \tilde{h}_{k,m} &= e^{+j\frac{2\pi}{N_{RX_FFT}}a\frac{N_K}{2}} e^{-j\frac{2\pi}{N_{RX_FFT}}3a[m]_4} \tilde{h}_{[k-\alpha]_{N_{IL}},m} \\ &= e^{+j\frac{2\pi}{N_{RX_FFT}}a\frac{N_K}{2}} e^{-j\frac{2\pi}{N_P}\alpha[m]_4} \tilde{h}_{[k-\alpha]_{N_{IL}},m}. \end{aligned}$$

[0090] 개념적으로, 상기 수학식들 (13) 내지 (15) 의 의미는, 간단히, 채널 시간-인터레이스가 시간에서 순환적으로 시프트되고 위상 시프트를 경험한다는 것이다. 인터레이스 결합 알고리즘에서, 위상 디-램핑된 인터레이스 버퍼들 $b_{k,m}$ 이 $\tilde{h}_{k,m}$ 대신 사용되므로, 인터레이스 버퍼들이 시간-베이스들을 스위칭할 수 있는 방법을 이해하는 것이 중요하다.

[0091] 먼저, $\alpha > 0$ 을 고려하면, $b_{k,m}$ (신규한 시간-베이스 샘플들이 지연되었던 시간 m에 대응하는 인터레이스 버퍼) 는 다음과 같이 정의될 수 있다.

수학식 16

$$[b_{0,m} \ \dots \ b_{N_{\text{IL}}-1,m}] = e^{j\frac{2\pi}{N_{\text{RX_FFT}}}a\frac{N_{\text{K}}}{2}} e^{-j\frac{2\pi}{N_{\text{P}}}\alpha[m]_4} \cdot \left[e^{j\frac{2\pi}{N_{\text{P}}}[m]_4 \cdot 0} \tilde{h}_{N_{\text{IL}}-\alpha,m} \ \dots \ e^{j\frac{2\pi}{N_{\text{P}}}[m]_4(\alpha-1)} \tilde{h}_{N_{\text{IL}}-1,m} \ e^{j\frac{2\pi}{N_{\text{P}}}[m]_4\alpha} \tilde{h}_{0,m} \ \dots \ e^{j\frac{2\pi}{N_{\text{P}}}[m]_4(N_{\text{IL}}-1)} \tilde{h}_{N_{\text{IL}}-1-\alpha,m} \right].$$

[0092]

[0093] 다음으로, $\tilde{h}_{l,m}$ 는 $b_{l,m} e^{-j\frac{2\pi}{N_{\text{P}}}mi}$ 로 대체되며, $\alpha \leq k \leq N_{\text{IL}} - 1$ 에 대해 $\tilde{b}_{k,m}$ 가 간단히 $b_{k-\alpha,m}$ 임을 인식할 것이다. 따라서, $0 \leq k \leq \alpha - 1$ 에 대해,

수학식 17

$$[b_{0,m} \ \dots \ b_{\alpha-1,m}] = e^{j\frac{2\pi}{N_{\text{RX_FFT}}}a\frac{N_{\text{K}}}{2}} e^{-j\frac{2\pi}{N_{\text{P}}}\alpha[m]_4} \cdot \left[e^{j\frac{2\pi}{N_{\text{P}}}[m]_4 \cdot 0} e^{-j\frac{2\pi}{N_{\text{P}}}[m]_4(N_{\text{IL}}-\alpha)} b_{N_{\text{IL}}-\alpha,m} \ \dots \ e^{j\frac{2\pi}{N_{\text{P}}}[m]_4(\alpha-1)} e^{-j\frac{2\pi}{N_{\text{P}}}[m]_4(N_{\text{IL}}-1)} b_{N_{\text{IL}}-1,m} \right]$$

[0094]

[0095] 와 같은 관계식이 획득될 수 있으며, 그 수학식 (17) 은, $N_{\text{P}}=4N_{\text{IL}}$ 이라는 것을 인식한 이후, 다음과 같이 간략화될 수 있다.

수학식 18

$$[b_{0,m} \ \dots \ b_{\alpha-1,m}] = e^{j\frac{2\pi}{N_{\text{RX_FFT}}}a\frac{N_{\text{K}}}{2}} \left[e^{-j\frac{\pi}{2}[m]_4} b_{N_{\text{IL}}-\alpha,m} \ \dots \ e^{-j\frac{\pi}{2}[m]_4} b_{N_{\text{IL}}-1,m} \right]$$

[0096]

[0097] 따라서, 요약하여, $\alpha > 0$ 에 대해 (즉, 채널이 지연되고, FFT 윈도우가 시간 m 으로부터 시간 n 까지 샘플들만큼 전진됨), 시간-도메인 인터레이스 $b_{k,m}$ 의 시간 베이스를 업데이트하기 위해, 다음의 동작들이 수행될 필요가 있다.

수학식 19

$$[b_{0,m} \ \dots \ b_{N_{\text{IL}}-1,m}] = e^{j\frac{2\pi}{N_{\text{RX_FFT}}}a\frac{N_{\text{K}}}{2}} \cdot \left[e^{-j\frac{\pi}{2}[m]_4} b_{N_{\text{IL}}-\alpha,m} \ \dots \ e^{-j\frac{\pi}{2}[m]_4} b_{N_{\text{IL}}-1,m} \ b_{0,m} \ \dots \ b_{N_{\text{IL}}-\alpha-1,m} \right]$$

[0098]

[0099] 유사하게, $\alpha < 0$ 에 대해 (즉, 채널이 전진되고, FFT 윈도우가 시간 m 으로부터 시간 n 까지 샘플들만큼 지연됨), 시간-도메인 인터레이스 $b_{k,m}$ 의 시간 베이스를 업데이트하기 위해, 다음의 동작들이 수행될 필요가 있다.

수학식 20

$$[b_{0,m} \ \dots \ b_{N_{\text{IL}}-1,m}] = e^{j\frac{2\pi}{N_{\text{RX_FFT}}}a\frac{N_{\text{K}}}{2}} \cdot \left[b_{-\alpha,m} \ \dots \ b_{N_{\text{IL}}-1,m} \ e^{j\frac{\pi}{2}[m]_4} b_{0,m} \ \dots \ e^{j\frac{\pi}{2}[m]_4} b_{-\alpha-1,m} \right].$$

[0100]

[0101] 개념적으로, 인터레이스 버퍼는 순환적으로 시프트되고, 스펠-오버 (spill-over) 탭들은 자명한 (trivial) 위상들 $\left\{ \frac{\pi}{2} \mu \right\}_{\mu=0}^3$ ($\mu = m \bmod 4$) 로 시프트되며, 모든 탭들은 캐리어 배열로 인해 특정한 위상들과 승산된다. 가드 캐리어들이 캐리어 넘버링 방식에 포함되고 채널 추정에 대한 파일럿 인덱싱이 DC 캐리어를 인덱스 0에 할당하기 때문에, 특정한 위상 오프셋과의 상술된 승산이 FLO 타입 OFDM 시스템에서는 불필요함을 유의한다.

[0102] 상술된 바와 같이, 인터레이스들의 시간 베이스들과 매칭하는 것에 부가하여, 인터레이스들을 결합하는 것으로부터 획득된 채널 추정치로 복조될 OFDM 심볼과 인터레이스들의 시간-베이스를 매칭하는 것이 또한 유리하다. 복조될 심볼의 시간-베이스와 부합하도록 공통적인 시간-베이스를 선택하는 것이 가능할 수도 있지만, 몇몇 경우, 이것은 가능하지 않거나 반드시 바람직하지는 않을 수도 있음을 유의한다. 예를 들어, OFDM 심볼 n을 복조하는데 사용되는 시간 n에 대해 획득된 채널 추정치는 $Y_{k,n}$ 을 획득하는데 사용되는 FFT 윈도우에 대응하는 시간-베이스를 가져야하며, 여기서, $Y_{k,n}$ 는 캐리어 k 및 OFDM 심볼 시간 n 에서의 수신기 FFT 출력이다. 그러나, 구현에 의존하여, 시간 n에 대한 채널 추정치의 시간-베이스가 $Y_{k,n}$ 에 대한 시간-베이스와 매칭하는 것이 가능하지 않을 수도 있다. 본 발명의 목적을 위해, 정확한 시간-베이스를 갖는 채널 추정치는 $\hat{H}_{k,n}$ 로서 지칭되지만, 부정확한 시간-베이스를 갖는 추정치는 $\hat{\tilde{H}}_{k,n}$ 로서 지칭된다. 후속할 설명에서, 채널 추정치가 부정확한 시간 베이스를 갖는 상황을 정정하는 방법에 대한 적어도 2개의 상이한 옵션들이 제공된다.

[0103] 제 1 옵션은 주파수 도메인에서 정정하는 것이다. 복조를 위해, 캐리어 k에 대한 채널 추정치는 데이터 캐리어를 갖는 $Y_{k,n}$ 과 승산되며, 상이한 시간-베이스들에 의해 야기된 위상 시프트는,

수학식 21

[0104]
$$Z_{k,n} = e^{-j \frac{2\pi}{N_{RX_FFT}} ak} e^{+j \frac{2\pi}{N_{RX_FFT}} a \left\lfloor \frac{N_k}{2} \right\rfloor} \hat{\tilde{H}}_{k,n} Y_{k,n}$$

[0105] 와 같은 관계식에 의해 정정될 수 있으며, 여기서, $\hat{\tilde{H}}_{k,n}$ 에 대한 시간 베이스와 FFT 윈도우 n 에 대한 시간 베이스 사이의 차이가 일 샘플이라고 가정한다. 이러한 방법은, $\hat{\tilde{H}}_{k,n}$, $Y_{k,n}$, 또는 이들의 곱 중 어느 하나에 대해 동작할 수 있는 적어도 N_k 개의 복소 승산들 (2개의 위상 회전들을 단일의 위상 회전으로 결합함) 을 요구한다.

[0106] 한편, 제 2 옵션은 시간-도메인에서 채널 추정치를 정정하는 것이다. 상술된 바와 같이, 채널 추정치 $\hat{H}_{k,n}$ 는 제로-패딩으로 $\hat{h}_{k,n}$ 의 FFT를 통해 획득된다 ($\hat{h}_{k,n}$ 의 FFT는 차례로 시간-도메인에서 인터레이스들을 결합하는 것으로부터 획득되는 $\overline{\hat{h}}_{k,n}$ 의 단지 임계처리된 버전 (thresholded version) 이거나, 주파수 도메인에서의 결합된 인터레이스들의 IFFT 이다). 따라서, 제로-패딩된 $\hat{h}_{k,n}$ 는, $\alpha = \frac{3N_p}{N_{RX_FFT}} a$ 위치만큼 순환적으로 시프트될 수 있다 (α 가 정수이거나 가장 근접한 정수로 반올림된다는 것을 상기와 같이 가정함). 따라서, $\alpha > 0$ 에 대해, $\hat{H}_{k,n}$ 는 다음의 FFT를 취함으로써 결정될 수 있다.

수학식 22

[0107]
$$e^{-j \frac{2\pi}{N_{RX_FFT}} a \frac{N_k}{2}} \left[\hat{h}_{\alpha,n-1} \cdots \hat{h}_{N_p-1,n-1} \quad 0 \cdots 0 \quad \hat{h}_{0,n-1} \cdots \hat{h}_{\alpha-1,n-1} \right]$$

[0108] 한편, 네거티브 α 에 대해, 버퍼는 α 개의 위치만큼 지연되고, 여기서,

수학식 23

$$e^{-j\frac{2\pi}{N_{\text{RX_FFT}}}a\frac{N_{\text{K}}}{2}} \left[0 \ \cdots \ 0 \ \hat{h}_{0,m-1} \ \cdots \ \hat{h}_{N_p-1,m-1} \ 0 \ \cdots \ 0 \right]$$

[0109]

[0110]

[0111]

[0112]

[0113]

[0114]

[0115]

[0116]

의 FFT가 취해지며, 여기서, α 개의 선형 제로 (leading zero) 들이 삽입된다. 특정한 위상 시프트가 순환적으로 시프트된 버퍼의 모든 엘리먼트에 적용될 필요가 있음을 유의한다.

도 8은 DVB-T/H 및 ISDB-T 시스템들과 같은 멀티 캐리어 OFDM 시스템에서 타이밍 정정을 수행하기 위한 방법의 흐름도를 도시한다. 도시된 바와 같이, 프로세스 (800) 는 시작 블록 (802) 에서 시작한다. 그 후, 흐름은 블록 (804) 로 진행하며, 여기서, 하나 이상의 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스들의 공통 시간 베이스로의 조정 또는 "정렬" 이 행해지며, 그 후, 그 하나 이상의 파일럿 인터레이스들을 결합한다. 이러한 조정은, 주파수 또는 시간 도메인에서의 조정을 포함하여, 본 발명에서 상술된 방법에 따를 수도 있다. 또한, 이러한 조정이 채널 추정 블록 (118), 예를 들어, 디지털 신호 프로세서 (DSP), 이들의 조합, 또는 임의의 다른 적절한 수단에 의해 달성될 수도 있음을 유의한다.

인터레이스들의 시간 베이스들이 블록 (804) 에서 조정 및 결합된 이후, 흐름은 블록 (806) 으로 진행하며, 여기서, 결합된 인터레이스들의 시간 베이스는 복조될 OFDM 심볼의 시간 베이스로 정렬되거나, 그 시간 베이스와 매칭된다. 이러한 매칭은, 주파수 도메인 또는 시간 도메인에서 채널 추정치를 정정하는 것을 포함하여, 여기에 상술된 방법에 따를 수도 있다. 또한, 블록 (806) 의 이러한 기능은, 예를 들어, 채널 추정 블록 (118), 디지털 신호 프로세서 (DSP), 이들의 조합, 또는 임의의 다른 적절한 수단에 의해 달성될 수도 있다. 블록 (806) 이후, 흐름은 블록 (807) 으로 진행하며, 여기서, 채널 추정치 (즉, 정정된 채널 추정치) 는, 심볼과 매칭하는 시간 베이스를 갖는 결합된 파일럿 인터레이스들에 기초하여 획득된다. 채널 추정치의 결정 이후, 정정된 채널 추정치를 획득하기 위한 프로세서로서 뷰잉될 경우, 프로세스 (800) 는 종료 블록 (810) 으로 진행할 수도 있으며, 여기서, 그 프로세스는 도 8에 도시된 바와 같이 종료한다.

그러나, 부가적인 또는 대안적인 흐름이 또한 도 8에 도시되어 있다. 특히, 흐름은 블록 (807) 으로부터 (파선으로 도시되어 있는) 블록 (808) 으로 진행할 수도 있으며, 여기서, 획득된 정정된 채널 추정치에 기초하여, 후속 OFDM 심볼 (예를 들어, 복조될 심볼 n) 에 대해 타이밍 윈도우 (예를 들어, FFT 윈도우) 를 셋팅하기 위한 타이밍 판정치를 결정하기 위해, 채널 추정치가 타이밍 추적에 제공된다. 예로서, 블록 (808) 의 기능은 시간 추적 블록 (120) 과 함께 채널 추정 블록 (118) 에 의해 달성될 수도 있다.

설명의 간략화를 위해, 방법이 일련의 또는 다수의 액트 (act) 들로서 도시되고 설명되었지만, 몇몇 액트들이 여기에 도시되고 설명된 것으로부터의 다른 액트들과 동시에 및/또는 상이한 순서로 발생할 수도 있으므로, 여기에 설명된 프로세스들이 액트들의 순서에 의해 제한되지 않는다는 것을 이해할 것이다. 예를 들어, 당업자는, 방법이 상태도에서와 같이 일련의 상호관련된 상태들 또는 이벤트들로서 대안적으로 표현될 수 있음을 인식할 것이다. 또한, 도시된 모든 액트들이 여기에 개시된 본 방법에 따라 방법을 구현하는데 요구될 수도 있는 것은 아니다.

도 9는 무선 디바이스에서 타이밍 정정을 수행하기 위한 또 다른 장치를 도시한다. 장치 (900) 는 안테나 (902) 에서 OFDM 신호와 같은 무선 신호를 수신하며, 그 안테나는 공통적인 시간 베이스에 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스를 조정하고 그 인터레이스들을 결합하기 위한 모듈 (904) 로 그 신호를 전달한다. 일 예로서, 모듈 (904) 이 도 1에 도시되어 있는 엘리먼트들 (102, 104, 106, 108, 110, 116 및 118) 중 하나 이상에 의해 구현될 수도 있음을 유의한다. 파일럿 인터레이스들이 모듈 (904) 에 의해 결합된 이후, 복조될 심볼의 시간 베이스와 그 결합된 파일럿 인터레이스들의 시간 베이스를 매칭하기 위한 모듈 (906) 로 인터레이스들이 전달된다. 모듈 (906) 은, 도 1에서의 채널 추정 블록 (118), DSP, 이들의 결합, 또는 임의의 다른 적절한 하드웨어, 소프트웨어, 또는 펌웨어에 의해 구현될 수도 있다.

일단 모듈 (906) 이 결합된 인터레이스들 및 심볼의 시간 베이스들을 정렬 또는 매칭하면, 모듈 (907) 은 그 심볼과 매칭하는 시간 베이스를 갖는 결합된 파일럿 인터레이스들에 기초하여, 정정된 채널 추정치를 결정한다. 모듈 (907) 이 도 1에서의 채널 추정 블록 (118), DSP, 이들의 조합, 또는 임의의 다른 적절한 하드웨어, 소프트웨어, 또는 펌웨어에 의해 구현될 수도 있음을 유의한다. 모듈 (907) 은, 채널 추정치에 기초하여 타이밍 추적 판정치를 결정하기 위한 모듈 (908) 로 정정된 채널 추정치를 출력한다. 예를 들어, 모듈 (908) 은, 채널 추정 블록 (118), 타이밍 추적 블록 (120), 샘플 서버 (104), 또는 이들의 임의의 조합에 의해

구현될 수도 있다. 예를 들어, 모듈 (908) 에 의해 유도되는 타이밍 판정치는, 수신된 통신 신호들을 샘플링하기 위해 FFT 윈도우를 셋팅 (예를 들어, 전진/지연) 하도록 샘플 서버 (104) 에 의해 사용될 수도 있다.

장치 (900) 가 OFDM 트랜시버와 같은 트랜시버내에서 구현될 수도 있고, 하드웨어, 소프트웨어, 펌웨어, 또는 이들의 임의의 조합으로 이루어질 수도 있음을 유의한다.

[0117] 상기 제공된 기술들 및 방법들은, 설계자가 특정한 구현에 대해 가장 가능한 선택을 행할 수 있게 하는 빌딩 블록들로서 고려될 수 있다. 일 세트의 선택들의 예시적인 구현은 다음의 파라그래프에서 설명된다. 다른 구현 제약들에 있어서, 당업자가 상이한 세트의 선택들이 다른 간략화를 유도할 수도 있음을 인식할 것이라는 것을 유의한다.

[0118] 일 예에 따르면, 주파수에서의 타이밍 업데이트들은 7 인터레이스 결합 채널 추정 알고리즘으로 효율적으로 실행될 수도 있다. 이러한 예를 위해, 파일럿 인터레이스들이 DSP 메모리에 버퍼링되는 구조를 가정한다. 그들의 시간-베이스스는, 복조된 심볼에 대응하도록 조정된다. $N_c = N_{nc} = 3$ 이 선택되므로 (즉, 7개의 인터레이스들이 결합되며, 그들 중 3개는 비-인과적이다), 인터레이스들이 결합되기 전에, 현재의 인터레이스는 더 이전에 3개의 심볼들에 대응하는 시간 베이스스에 조정되어야 한다. 인터레이스들의 결합은, FFT 엔진과 DSP 메모리 사이에서의 부가적인 다이렉트 메모리 액세스 (DMA) 전달을 회피하기 위해, 주파수 도메인에서 DSP 에 의해 수행된다. 따라서, 인터레이스들의 위상을 변경함으로써 주파수 도메인에서 타이밍 변경들을 정정할 필요성이 존재한다. 위상들이 업데이트되는 방법에 대한 세부사항들이 후술된다.

[0119] DVB-T/H 에서의 샘플링 주파수가 ISDB-T에서보다 약 8배 더 높으므로, 시간 레졸루션이 대응하여 더 높아질 수 있다. 그러나, 그러한 정밀한 레졸루션은 정밀한-시간 추적 알고리즘에 의해 요구되지 않는다. 또한, DVB-T/H 에서의 $1c \times 1$ 의 레졸루션은 가장 작은 위상 증분 $3/2 \pi / 8192$ 로서 요구할 것이지만, 타이밍 조정의 일부에서 사용되는 하드웨어 회전기는 단지 2048개의 피스 (piece) 에서 전체 원을 리졸빙한다. 따라서, 정밀한-타이밍 알고리즘은 DVB-T/H 에서 $8c \times 1$ 의 배수로서 이슈 타이밍 업데이트들만을 필요로 하며, 이는, 하드웨어 회전기 및 DSP 가 후술될 모든 요구되는 회전들을 충분한 정확도로 수행할 수 있다는 것을 보장한다. 8MHz 채널에서, $8c \times 1$ 이 $0.875 \mu s$ 에 대응하고, 즉, 심볼 또는 가드 지속기간 (가장 작은 가드는 매우 가능성없는 조합인 $1/32$ 가드를 갖는 모드 1에서 $7 \mu s$ 이다) 에 비교할 경우 레졸루션이 여전히 충분히 작으므로, 이러한 제약은 순수한 구현 선택이며 중요하지 않다.

[0120] 상기 지적된 바와 같이, 방법이 시간 n 동안 채널 추정에서 결합된 7개의 인터레이스들의 타이밍을 조정할 것이므로, 그들의 시간-베이스스는 데이터-심볼 n의 시간-베이스스와 매칭한다. 이것은, 6개의 "오래된" 인터레이스들이 n에 대응하는 타이밍을 갖는다는 것을 보장하고, 시간 n에 복귀할 (시간 n+3 에서 획득된) 조합에서 사용될 최종 인터레이스의 파일럿 톤들을 회전시킴으로써 달성된다. 최종 인터레이스까지, 시간들 n+1, n+2, 및 n+3 에서의 타이밍 업데이트들의 효과는 반전될 필요가 있다. 이들 타이밍 업데이트들의 합산 (CUM_T) 을 다음의 수학적식으로 나타내는 것이 가능하다.

수학적식 24

[0121]
$$CUM_T = \sum_{k=1}^3 a_{n+k}$$

[0122] 현재의 (n+3) 파일럿 톤들은,

수학적식 25

[0123]
$$P_{l,m} = e^{j \frac{2\pi}{N_{RX_FFT}} CUM_T \left(12l+3m - \left\lfloor \frac{N_K}{2} \right\rfloor \right)} \tilde{P}_{l,m}$$

[0124] 를 가지며, 여기서, $\tilde{P}_{l,m}$ 는 n+3 에 대응하는 타이밍을 갖는 파일럿 톤이다. 이러한 회전은, DMP (데이터 이동기 프로세서) 의 지시하에서 하드웨어 회전기 (예를 들어, 도면부호 (106)) 로 수행될 수도 있다. 채널 추정치에 대해 7개의 인터레이스들을 결합한 이후, 시간 n+1 에서 사용될 6개의 인터레이스들이 정확한 타이밍을 갖는다는 것을 보장하는 것이 필요하며, 즉, 다음의 수학적식에 의해 수학적으로 표현된 바와 같이, 그들은 시간 n+1 에 대응하는 타이밍 업데이트로 업데이트될 필요가 있다.

수학식 26

$$\tilde{P}_{l,m} = e^{-j\frac{2\pi}{N_{RX_FFT}}a_{n+1}\left(12l+3m-\left\lfloor\frac{N_K}{2}\right\rfloor\right)} P_{l,m}$$

[0125]

[0126]

개념적으로, 버퍼링된 파일럿 인터레이스들의 타이밍은 시간-추적 알고리즘을 3 심볼만큼 지체시킨다. 조정 a_{n+1} 에 대응하는 업데이트는, 도 10에서 시각화되어 있는 알고리즘에 따라 DSP 에서 수행된다.

아이디어는, (DSP 에서의 다항식 근사화를 통해) $e^{-j\frac{2\pi}{N_{RX_FFT}}12a_{n+1}}$ 및 $e^{-j\frac{2\pi}{N_{RX_FFT}}3a_{n+1}}$ 를 계산하며, ISDB-T 및 DVB-T/H 양자에서 파일럿 톤이 DC 상에 존재한다는 사실을 이용할 것이다. 임의의 회전을 요구하지 않는 DC 파일럿 톤 0으로부터 시작하여, 필요한 회전이 스테이징 방식으로 누산된다. 도 10에 도시된 바와 같이, 구현에 대해 선택된 스테이징은 2개의 스테이지들만을 포함한다. 일 예로서, 화살표 (1002) 에 의해 나타난 바와 같이, 일 회전기는, 인터레이스 0 및 파일럿 톤 위치 9로부터 인터레이스 0 및 파일럿 톤 위치 10 으로 4 개의 파일럿 톤들에 걸쳐 이동하며, 이것은, $e^{-j2\pi m12/1024}$ 의 회전이거나, 즉, DC 톤 0으로부터 톤 12까지의 12 개의 캐리어 주파수들이다. 또 다른 회전기는, 일 인터레이스/톤 위치로부터 다음 인터레이스/톤 위치까지의 회전을 나타내는 화살표 (1004) 에 의해 나타난 바와 같이 중간의 위상들을 커버링한다. 이러한 최소의 회전은 $e^{-j2\pi m3/1024}$ 또는 (예를 들어, 캐리어 0 (즉, DC 파일럿 톤) 으로부터 캐리어 3 내지 캐리어 6 등 까지의) 3 캐리어 주파수들에 의한 회전이다. 스테이지들의 수 (본 예에서는 2) 및 개별 업데이트들의 사이즈를 신중하게 선택함으로써, 위상 업데이트 (즉, 정확도) 를 계산하는데 필요한 사이클은 고정점 에러에 관해 트레이드 오프될 수 있다. 그러나, 추가적인 수의 스테이지들이 구현될 수 있음을 유의한다.

[0127]

대칭이 DC 톤 0 주변에 존재하므로, 또한, 네거티브 캐리어 톤들에 대한 회전은, $e^{-j\frac{2\pi}{N_{RX_FFT}}12a_{n+1}}$ 및 $e^{-j\frac{2\pi}{N_{RX_FFT}}3a_{n+1}}$ 의 복소 켈레들 (즉, $e^{j\frac{2\pi}{N_{RX_FFT}}12a_{n+1}}$ 및 $e^{j\frac{2\pi}{N_{RX_FFT}}3a_{n+1}}$) 로 용이하게 결정될 수도 있다. 따라서, 그 켈레들은, 네거티브 캐리어 톤들에 대한 회전을 결정하기 위해, 캐리어 주파수들 3, 6, 및 9로부터 대응하는 대칭 네거티브 주파수들 -3, -6, 및 -9 까지 화살표들 (1006) 에 의해 나타난 바와 같이, 대칭적인 대응부에 적용될 수 있다.

[0128]

상기 관점에서, 개시된 장치 및 방법은, 심볼 시간 베이스스와 또한 매칭하는 매칭 시간 베이스스들을 파일럿 톤 인터레이스들이 갖는다는 것을 보장함으로써 타이밍을 조정하는 것을 달성한다.

[0129]

개시된 프로세스들에서의 단계들의 특정한 순서 또는 계층이 예시적인 접근법들의 일 예라는 것을 이해할 것이다. 설계 선호도에 기초하여, 그 프로세스들에서의 단계들의 특정한 순서 또는 계층이 본 발명의 범위내에 유지되면서 재배열될 수도 있다는 것을 이해할 것이다. 첨부한 방법 청구항은 다양한 단계들의 엘리먼트들을 샘플 순서로 제공하며, 제공된 특정한 순서 또는 계층으로 제한하는 것을 의미하지는 않는다.

[0130]

당업자는, 정보 및 신호가 임의의 다양한 서로 다른 기술들 및 기법들을 사용하여 표현될 수도 있다는 것을 인식할 것이다. 예를 들어, 상기 설명 전반에 걸쳐 참조될 수도 있는 데이터, 명령, 커맨드, 정보, 신호, 비트, 심볼, 및 칩은, 전압, 전류, 전자기파, 자기장 또는 자기 입자, 광학 필드 또는 광학 입자, 또는 이들의 임의의 조합에 의해 표현될 수도 있다.

[0131]

또한, 당업자는, 여기에 개시된 실시형태들과 관련하여 설명된 다양한 예시적인 논리 블록, 모듈, 회로, 및 알고리즘 단계가 전자 하드웨어, 컴퓨터 소프트웨어, 또는 이들의 조합으로서 구현될 수도 있음을 인식할 것이다. 하드웨어와 소프트웨어의 이러한 대체가능성을 명확히 설명하기 위해, 다양한 예시적인 컴포넌트, 블록, 모듈, 회로, 및 단계가 그들의 기능의 관점에서 일반적으로 상술되었다. 그러한 기능이 하드웨어 또는 소프트웨어로 구현될 지는 전체 시스템에 부과된 특정한 애플리케이션 및 설계 제약에 의존한다. 당업자는 각각의 특정한 애플리케이션에 대해 다양한 방식으로, 설명된 기능을 구현할 수도 있지만, 그러한 구현 결정이 본 발명의 범위를 벗어나게 하는 것으로 해석되지는 않아야 한다.

[0132]

여기에 개시된 실시형태들과 관련하여 설명된 다양한 예시적인 논리 블록, 모듈, 및 회로는, 범용 프로세서, 디지털 신호 프로세서 (DSP), 주문형 집적회로 (ASIC), 필드 프로그래밍가능 게이트 어레이 (FPGA) 또는 다른 프

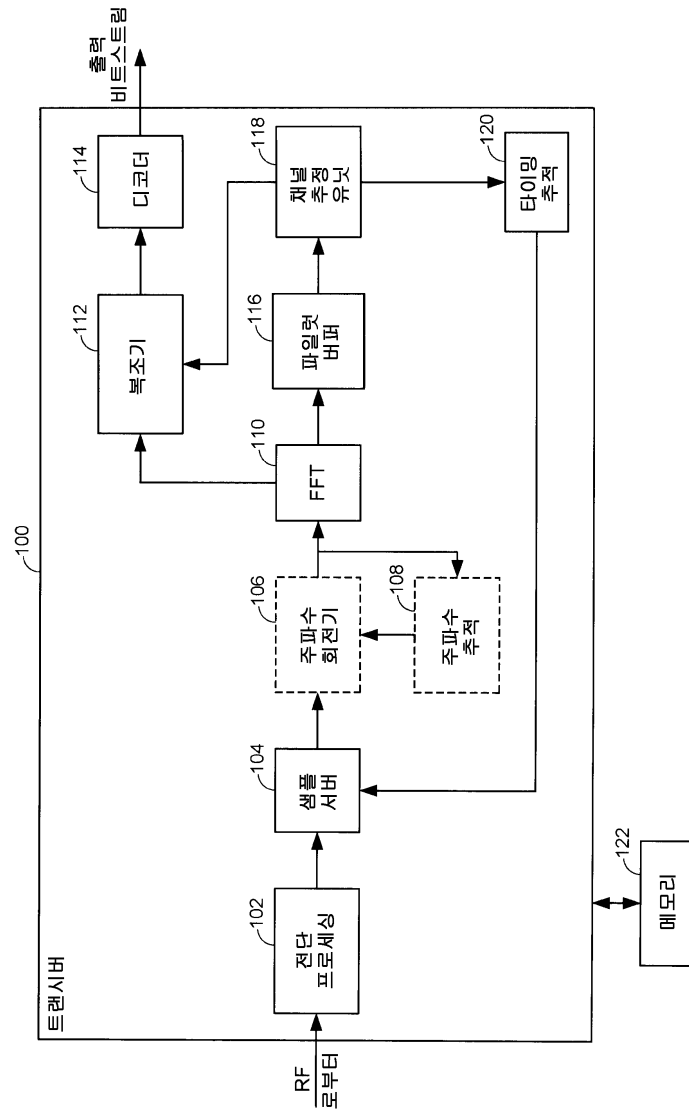
로그래밍가능 논리 디바이스, 이산 게이트 또는 트랜지스터 로직, 이산 하드웨어 컴포넌트, 또는 여기에 설명된 기능들을 수행하도록 설계되는 그들의 임의의 조합으로 구현 또는 수행될 수도 있다. 범용 프로세서는 마이크로프로세서일 수도 있지만, 대안적으로, 그 프로세서는 임의의 종래의 프로세서, 제어기, 마이크로제어기, 또는 상태 머신일 수도 있다. 또한, 프로세서는 컴퓨팅 디바이스의 조합, 예를 들어, DSP 와 마이크로프로세서의 조합, 복수의 마이크로프로세서들, DSP 코어와 결합된 하나 이상의 마이크로프로세서들, 또는 임의의 다른 그러한 구성으로서 구현될 수도 있다.

[0133] 여기에 개시된 실시형태들과 관련하여 설명된 방법 또는 알고리즘의 단계들은, 프로세서에 의해 실행되는 하드웨어, 소프트웨어 모듈, 또는 이들의 조합으로 직접 구현될 수도 있다. 소프트웨어 모듈은, RAM 메모리, 플래시 메모리, ROM 메모리, EPROM 메모리, EEPROM 메모리, 레지스터, 하드 디스크, 착탈형 디스크, CD-ROM, 또는 당업계에 공지되어 있는 임의의 다른 형태의 저장 매체에 상주할 수도 있다. 예시적인 저장 매체 (도 1의 메모리 (122)) 는 프로세서에 커플링되어, 그러한 프로세서가 그 저장 매체로부터 정보를 관독할 수 있고 그 저장 매체에 정보를 기입할 수 있게 한다. 대안적으로, 저장 매체는 프로세서에 통합될 수도 있다. 프로세서 및 저장 매체는 ASIC 에 상주할 수도 있다. ASIC 는 사용자 단말기에 상주할 수도 있다. 대안적으로, 프로세서 및 저장 매체는 사용자 단말기내에서 별개의 컴포넌트들로서 상주할 수도 있다.

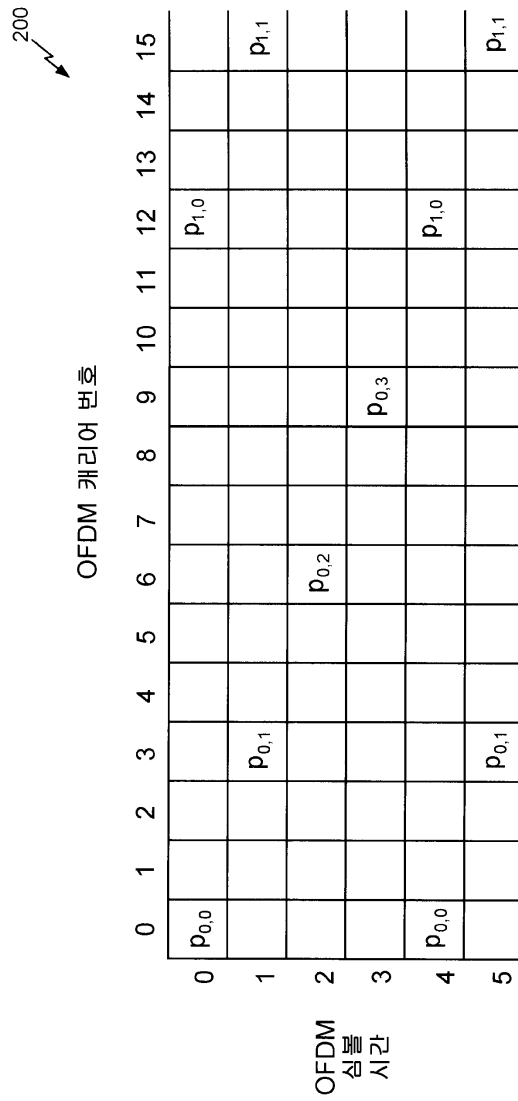
[0134] 상술된 예들은 단지 예시적인일뿐이며, 당업자는 여기에 개시된 발명 개념들을 벗어나지 않고도 상술된 예들의 다수의 이용 및 그 예들로부터 변경을 행할 수도 있다. 이들 예들에 대한 다양한 변형들은 당업자에게는 용이하게 명백할 수도 있으며, 여기에 설명된 신규한 양태들의 사상 또는 범위를 벗어나지 않으면서, 여기에 정의된 일반적인 원리들은 다른 예들, 예를 들어, 인스턴트 메시징 서비스 또는 임의의 일반적인 무선 데이터 통신 애플리케이션에 적용될 수도 있다. 따라서, 본 발명의 범위는 여기에 설명된 예들로 제한하려는 것이 아니라, 여기에 개시된 원리들 및 신규한 특성들과 부합하는 최광의 범위를 부여하려는 것이다. 여기에서 "예시적인" 이라는 용어는 "예, 예시, 또는 예증으로서 제공되는" 의 의미로 배타적으로 사용된다. "예시적인" 것으로서 여기에서 설명되는 임의의 예는 다른 예들에 비하여 반드시 바람직하거나 유리한 것으로서 해석할 필요는 없다. 따라서, 여기에 설명된 신규한 양태들은 다음의 청구항들의 범위에 의해서만 정의되는 것이다.

도면

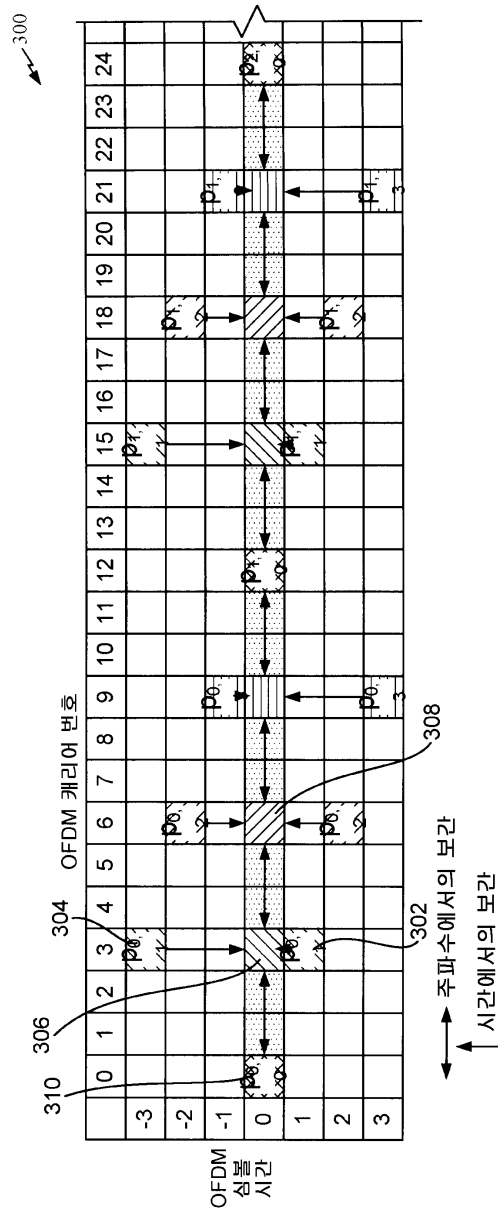
도면1



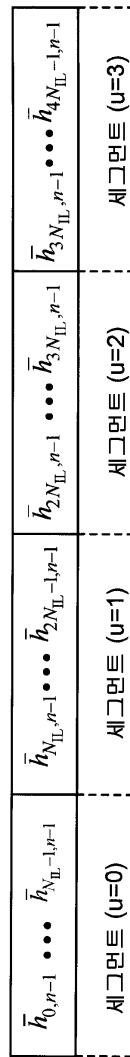
도면2



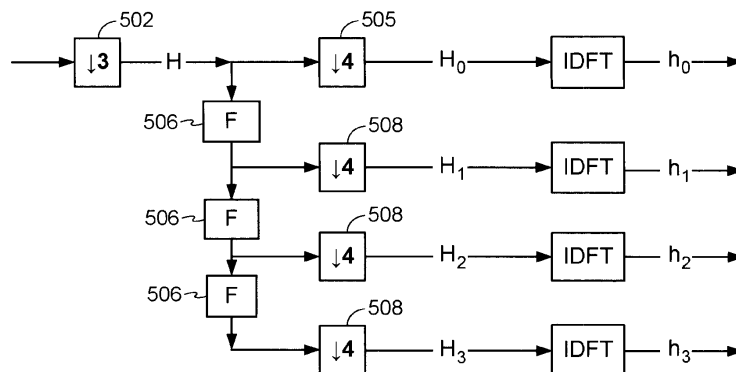
도면3



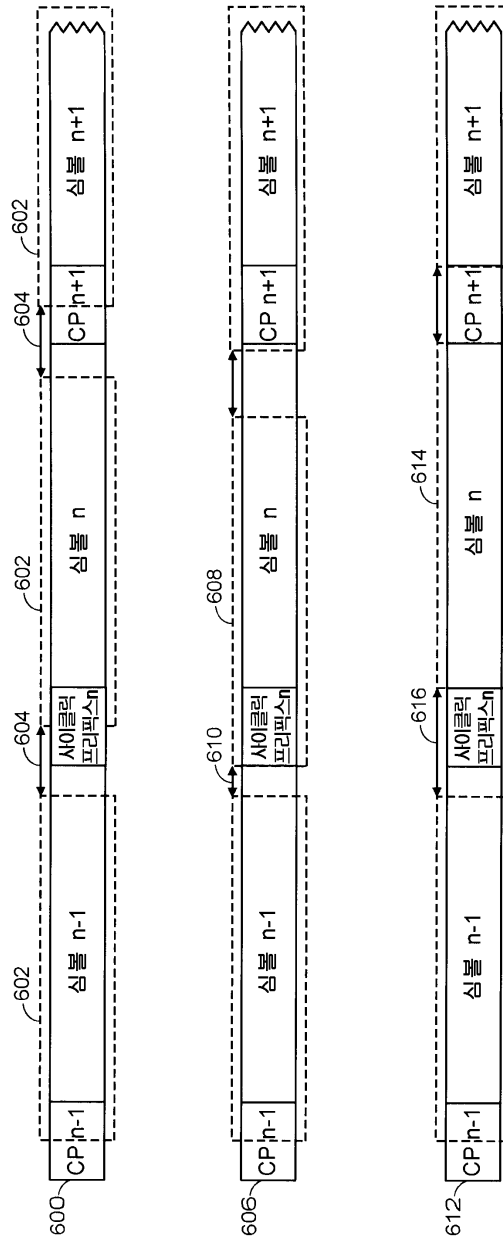
도면4



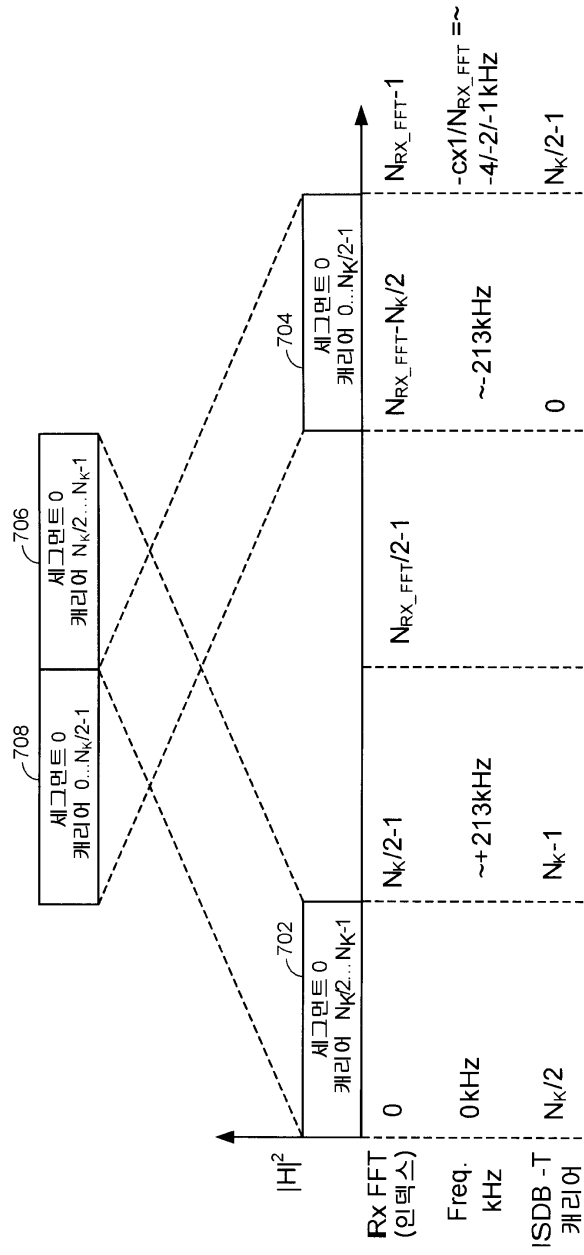
도면5



도면6

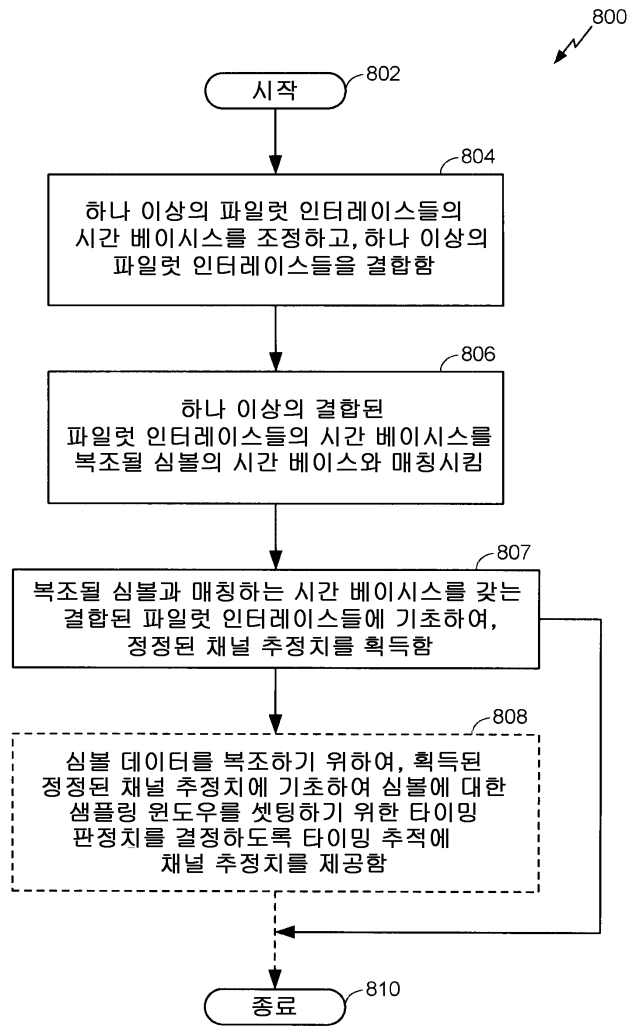


도면7

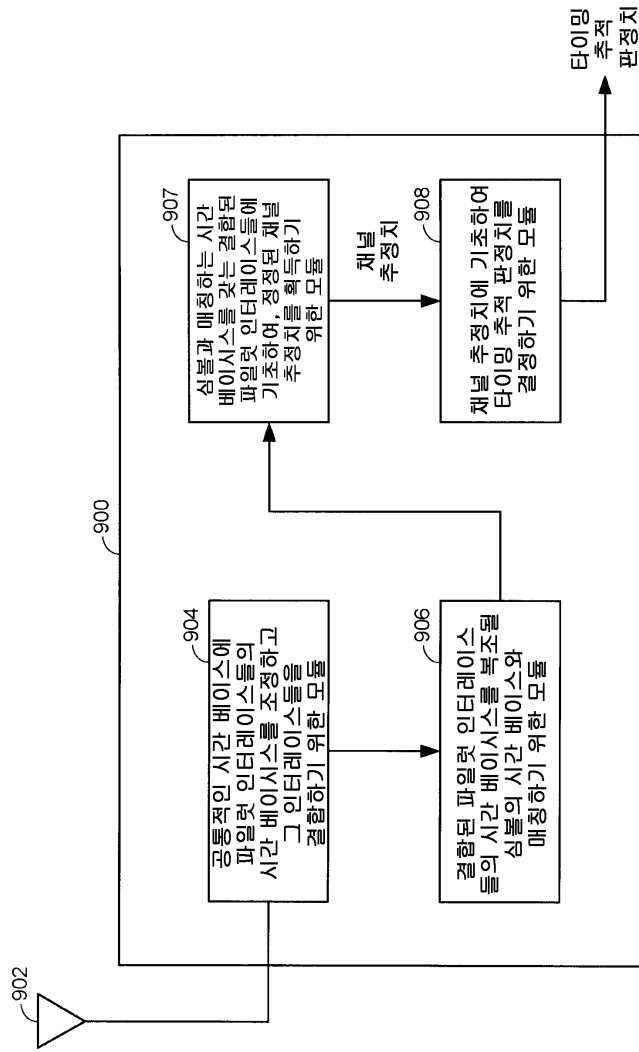


전단 FFT에서의 캐리어 배열 및 주파수

도면8



도면9



도면10

