



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2009년02월06일
(11) 등록번호 10-0882165
(24) 등록일자 2009년01월30일

(51) Int. Cl.
H04L 27/26 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2007-7023107
(22) 출원일자 2007년10월09일
심사청구일자 2007년10월09일
번역문제출일자 2007년10월09일
(65) 공개번호 10-2007-0103787
(43) 공개일자 2007년10월24일
(86) 국제출원번호 PCT/US2006/008799
국제출원일자 2006년03월09일
(87) 국제공개번호 WO 2006/099242
국제공개일자 2006년09월21일
(30) 우선권주장
60/660,717 2005년03월10일 미국(US)
(56) 선행기술조사문헌
EP0416693 A
전체 청구항 수 : 총 39 항

(73) 특허권자
켈컴 인코포레이티드
미국 92121-1714 캘리포니아주 샌 디에고 모어하우스 드라이브 5775
(72) 발명자
브르첼리 보안
미국 92122 캘리포니아주 샌디에고 샤르망 드라이브 7532 넘버335
만트라바디 아쇼크
미국 92122 캘리포니아주 샌디에고 아베니다 나비다드 7855
(74) 대리인
특허법인코리아나

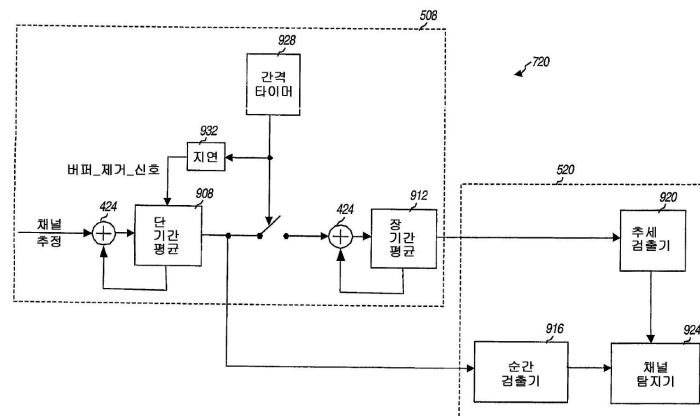
심사관 : 최진호

(54) I FDM 통신 시스템에 대한 추세 영향 심볼 시간 추적

(57) 요약

통신 채널 위치를 결정하기 위한 방법이 개시된다. 제 1 필터링된 채널 임펄스 응답을 산출하기 위해 복수의 채널 임펄스 응답의 제 1 서브셋이 제 1 시간 주기에 대해 평균되고, 제 2 필터링된 채널 임펄스 응답을 산출하기 위해 복수의 채널 임펄스 응답의 제 2 서브셋이 제 2 시간 주기에 대해 평균된다. 제 2 시간 주기는 제 1 시간 주기와 다르고, 제 2 서브셋은 제 1 서브셋과 상이하다. 제 1 필터링된 채널 임펄스 응답과 제 2 필터링된 채널 임펄스 응답을 이용하여 통신 채널 위치가 결정된다.

대표도



(72) 발명자

링 푸원

미국 92127 캘리포니아주 샌디에고 상갈로 레인
17264

비자얀 라지브

미국 92129 캘리포니아주 샌디에고 바보타 로드
9604

왕 마이클 마오

미국 92129 캘리포니아주 샌디에고 루맥스 레인
8514

특허청구의 범위

청구항 1

제 1 필터링된 채널 임펄스 응답을 산출하기 위해 제 1 시간 주기에 대해 복수의 채널 임펄스 응답의 제 1 서브셋을 평균하는 단계;

제 2 필터링된 채널 임펄스 응답을 산출하기 위해 제 2 시간 주기에 대해 상기 복수의 채널 임펄스 응답의 제 2 서브셋을 평균하는 단계; 및

상기 제 1 필터링된 채널 임펄스 응답 및 상기 제 2 필터링된 채널 임펄스 응답을 이용하여 통신 채널 위치를 결정하는 단계를 포함하고,

상기 제 2 시간 주기는 상기 제 1 시간 주기와 상이하고,

상기 제 2 서브셋은 상기 제 1 서브셋과 상이한, 통신 채널 위치 결정 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

시간에 대해 상기 복수의 채널 임펄스 응답을 결정하는 단계를 더 포함하는, 통신 채널 위치 결정 방법.

청구항 3

제 1 항에 있어서,

상기 제 2 시간 주기는 상기 제 1 시간 주기보다 큰, 통신 채널 위치 결정 방법.

청구항 4

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 필터링된 임펄스 응답을 이용하여, 제 1 최초 도달 경로 (FAP), 제 1 최후 도달 경로 (LAP) 또는 제 1 지연 확산 중의 둘 이상을 결정하는 단계; 및

상기 제 2 필터링된 임펄스 응답을 이용하여, 제 2 FAP, 제 2 LAP 또는 제 2 지연 확산 중의 둘 이상을 결정하는 단계를 더 포함하고,

상기 통신 채널 위치를 결정하는 단계는, 상기 제 1 FAP, 제 1 LAP 또는 제 1 지연 확산 중의 둘 이상 및 상기 제 2 FAP, 제 2 LAP 또는 제 2 지연 확산 중의 둘 이상을 이용하여 상기 통신 채널 위치를 결정하는 단계를 포함하는, 통신 채널 위치 결정 방법.

청구항 5

제 4 항에 있어서,

상기 제 1 및 제 2 FAP 중 보다 빠른 것과 상기 제 1 및 제 2 LAP 중 보다 늦은 것이 상기 통신 채널을 측위하는 데 사용되는, 통신 채널 위치 결정 방법.

청구항 6

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 시간 주기는 프레임 주기보다 작은, 통신 채널 위치 결정 방법.

청구항 7

제 1 항에 있어서,

상기 제 2 시간 주기는 프레임 주기보다 큰, 통신 채널 위치 결정 방법.

청구항 8

제 1 항에 있어서,

상기 제 2 주기는 슈퍼-프레임 시간 주기보다 큰, 통신 채널 위치 결정 방법.

청구항 9

제 1 항에 있어서,

소정의 임계치 미만의 복수의 채널 임펄스 응답으로부터 채널 탭 (tap) 을 컬링 (culling) 하는 단계를 더 포함하는, 통신 채널 위치 결정 방법.

청구항 10

제 1 항에 있어서,

상기 평균하는 단계들 중 하나 이상은 유한 임펄스 응답 필터링 알고리즘을 사용하는, 통신 채널 위치 결정 방법.

청구항 11

제 1 항에 있어서,

상기 평균하는 단계들 중 하나 이상은 무한 임펄스 응답 필터링 알고리즘을 사용하는, 통신 채널 위치 결정 방법.

청구항 12

제 1 필터링된 채널 임펄스 응답을 산출하기 위해 제 1 시간 주기에 대해 복수의 채널 임펄스 응답의 제 1 서브셋을 평균하는 수단;

제 2 필터링된 채널 임펄스 응답을 산출하기 위해 제 2 시간 주기에 대해 상기 복수의 채널 임펄스 응답의 제 2 서브셋을 평균하는 수단; 및

상기 제 1 필터링된 채널 임펄스 응답 및 상기 제 2 필터링된 채널 임펄스 응답을 이용하여 통신 채널 위치를 결정하는 수단을 구비하고,

상기 제 2 시간 주기는 상기 제 1 시간 주기와 상이하고,

상기 제 2 서브셋은 상기 제 1 서브셋과 상이한, 통신 채널 위치를 결정하는 수신기.

청구항 13

제 12 항에 있어서,

시간에 대해 상기 복수의 채널 임펄스 응답을 결정하는 수단을 더 포함하는, 통신 채널 위치를 결정하는 수신기.

청구항 14

제 12 항에 있어서,

상기 제 2 시간 주기는 상기 제 1 시간 주기보다 큰, 통신 채널 위치를 결정하는 수신기.

청구항 15

제 12 항에 있어서,

상기 제 1 필터링된 임펄스 응답을 이용하여, 제 1 FAP, 제 1 LAP 또는 제 1 지연 확산 중의 둘 이상을 결정하는 수단; 및

상기 제 2 필터링된 임펄스 응답을 이용하여, 제 2 FAP, 제 2 LAP 또는 제 2 지연 확산 중의 둘 이상을 결정하는 수단을 더 포함하고,

상기 통신 채널 위치를 결정하는 수단은, 상기 제 1 FAP, 제 1 LAP 또는 제 1 지연 확산 중의 둘 이상 및 상기 제 2 FAP, 제 2 LAP 또는 제 2 지연 확산 중의 둘 이상을 이용하여 상기 통신 채널 위치를 결정하는 수단을 구비하는, 통신 채널 위치를 결정하는 수신기.

청구항 16

제 15 항에 있어서,

상기 제 1 및 제 2 FAP 중 보다 빠른 것과 상기 제 1 및 제 2 LAP 중 보다 늦은 것이 상기 통신 채널을 측위하는 데 사용되는, 통신 채널 위치를 결정하는 수신기.

청구항 17

제 12 항에 있어서,

상기 제 2 시간 주기는 프레임 주기보다 큰, 통신 채널 위치를 결정하는 수신기.

청구항 18

제 12 항에 있어서,

소정의 임계치 미만의 복수의 채널 임펄스 응답으로부터 채널 탭을 컬링하는 수단을 더 구비하는, 통신 채널 위치를 결정하는 수신기.

청구항 19

제 12 항에 있어서,

상기 평균하는 수단들 중 하나 이상은 유한 임펄스 응답 필터링 알고리즘을 사용하는, 통신 채널 위치를 결정하는 수신기.

청구항 20

제 12 항에 있어서,

상기 평균하는 수단들 중 하나 이상은 무한 임펄스 응답 필터링 알고리즘을 사용하는, 통신 채널 위치를 결정하는 수신기.

청구항 21

제 1 필터링된 채널 임펄스 응답을 산출하기 위해 제 1 시간 주기에 대해 복수의 채널 임펄스 응답의 제 1 서브셋을 평균하고,

제 2 필터링된 채널 임펄스 응답을 산출하기 위해 제 2 시간 주기에 대해 상기 복수의 채널 임펄스 응답의 제 2 서브셋을 평균하며,

상기 제 1 필터링된 채널 임펄스 응답 및 상기 제 2 필터링된 채널 임펄스 응답을 이용하여 통신 채널 위치를 결정하도록 구성되는 프로세서를 구비하고,

상기 제 2 시간 주기는 상기 제 1 시간 주기와 상이하고,

상기 제 2 서브셋은 상기 제 1 서브셋과 상이한, 통신 채널 위치를 결정하는 통신 디바이스.

청구항 22

제 21 항에 있어서,

상기 프로세서는 시간에 대해 복수의 채널 임펄스 응답을 결정하도록 더 구성되는, 통신 채널 위치를 결정하는 통신 디바이스.

청구항 23

제 21 항에 있어서,

상기 제 2 시간 주기는 상기 제 1 시간 주기보다 큰, 통신 채널 위치를 결정하는 통신 디바이스.

청구항 24

제 21 항에 있어서,

상기 프로세서는,

상기 제 1 필터링된 임펄스 응답을 이용하여, 제 1 FAP, 제 1 LAP 또는 제 1 지연 확산 중의 둘 이상을 결정하고,

상기 제 2 필터링된 임펄스 응답을 이용하여, 제 2 FAP, 제 2 LAP 또는 제 2 지연 확산 중의 둘 이상을 결정하도록 더 구성되고,

상기 통신 채널 위치를 결정하는 것은, 상기 제 1 FAP, 제 1 LAP 또는 제 1 지연 확산 중의 둘 이상 및 상기 제 2 FAP, 제 2 LAP 또는 제 2 지연 확산 중의 둘 이상을 이용하여 상기 통신 채널 위치를 결정하는 것을 포함하는, 통신 채널 위치를 결정하는 통신 디바이스.

청구항 25

제 24 항에 있어서,

상기 제 1 및 제 2 FAP 중 보다 빠른 것과 상기 제 1 및 제 2 LAP 중 보다 늦은 것이 상기 통신 채널을 측위하는 데 사용되는, 통신 채널 위치를 결정하는 통신 디바이스.

청구항 26

제 21 항에 있어서,

상기 제 2 시간 주기는 슈퍼-프레임 시간 주기보다 큰, 통신 채널 위치를 결정하는 통신 디바이스.

청구항 27

제 21 항에 있어서,

상기 프로세서는 소정의 임계치 미만의 복수의 채널 임펄스 응답으로부터 채널 탭을 컬링하도록 더 구성되는, 통신 채널 위치를 결정하는 통신 디바이스.

청구항 28

제 21 항에 있어서,

상기 평균하는 수단들 중 하나 이상은 유한 임펄스 응답 필터링 알고리즘을 사용하는, 통신 채널 위치를 결정하는 통신 디바이스.

청구항 29

제 21 항에 있어서,

상기 평균하는 수단들 중 하나 이상은 무한 임펄스 응답 필터링 알고리즘을 사용하는, 통신 채널 위치를 결정하는 통신 디바이스.

청구항 30

제 1 필터링된 채널 임펄스 응답을 산출하기 위해 제 1 시간 주기에 대해 복수의 채널 임펄스 응답의 제 1 서브셋을 평균하는 단계;

상기 제 1 필터링된 채널 임펄스 응답을 이용하여 제 1 FAP, 제 1 LAP 또는 제 1 지연 확산 중의 둘 이상을 결정하는 단계;

제 2 필터링된 채널 임펄스 응답을 산출하기 위해 제 2 시간 주기에 대해 상기 복수의 채널 임펄스 응답의 제 2 서브셋을 평균하는 단계;

상기 제 2 필터링된 채널 임펄스 응답을 이용하여 제 2 FAP, 제 2 LAP 또는 제 2 지연 확산 중의 둘 이상을 결

정하는 단계; 및

상기 제 1 필터링된 채널 임펄스 응답 및 상기 제 2 필터링된 채널 임펄스 응답을 이용하여 통신 채널 위치를 결정하는 단계를 포함하고,

상기 제 2 시간 주기는 상기 제 1 시간 주기와 상이하고,

상기 제 2 서브셋은 상기 제 1 서브셋과 상이한, 통신 채널 위치 결정 방법.

청구항 31

제 30 항에 있어서,

시간에 대해 상기 복수의 채널 임펄스 응답을 결정하는 단계를 더 포함하는, 통신 채널 위치 결정 방법.

청구항 32

제 30 항에 있어서,

상기 제 2 시간 주기는 상기 제 1 시간 주기보다 큰, 통신 채널 위치 결정 방법.

청구항 33

제 30 항에 있어서,

상기 제 1 및 제 2 FAP 중 보다 빠른 것과 상기 제 1 및 제 2 LAP 중 보다 늦은 것이 상기 통신 채널을 측위하는 데 사용되는, 통신 채널 위치 결정 방법.

청구항 34

제 30 항에 있어서,

상기 제 1 시간 주기는 프레임 주기보다 작은, 통신 채널 위치 결정 방법.

청구항 35

제 30 항에 있어서,

상기 제 2 시간 주기는 프레임 주기보다 큰, 통신 채널 위치 결정 방법.

청구항 36

제 30 항에 있어서,

상기 제 2 시간 주기는 슈퍼-프레임 시간 주기보다 큰, 통신 채널 위치 결정 방법.

청구항 37

제 30 항에 있어서,

소정의 임계치 미만의 복수의 채널 임펄스 응답으로부터 채널 탭을 컬링하는 단계를 더 포함하는, 통신 채널 위치 결정 방법.

청구항 38

제 30 항에 있어서,

상기 평균하는 단계들 중 하나 이상은 유한 임펄스 응답 필터링 알고리즘을 사용하는, 통신 채널 위치 결정 방법.

청구항 39

제 30 항에 있어서,

상기 평균하는 단계들 중 하나 이상은 무한 임펄스 응답 필터링 알고리즘을 사용하는, 통신 채널 위치 결정 방

법.

명세서

<1> 35 U.S.C § 119 에 따른 우선권 주장

<2> 본 특허 출원은, 2005년 3월 10일자로 출원되어 본 발명의 양수인에게 양도되어 있으며, 여기서 참조로서 명백하게 포함되는 미국 가출원 제 60/660,717 호를 우선권 주장한다.

배경 기술

<3> 본 발명은 일반적으로 데이터 또는 음성 통신에 관련되고, 더 상세하게는 통신 시스템의 동기화에 관련된다.

<4> 직교 주파수 분할 다중화 (OFDM) 는 전 시스템 대역을 다중 (N) 직교 주파수 서브밴드로 효율적으로 분할하는 다중 캐리어 변조 기술이다. 이 서브밴드는 톤, 서브캐리어, 빈 및 주파수 채널이라고도 일컬어진다. OFDM 으로, 각각의 서브밴드는 데이터, 파일럿, 또는 오버헤드 정보로 변조될 수도 있는 개별의 서브 캐리어와 연관된다.

<5> OFDM 에서, 송신기는 변조 심볼을 획득하기 위해 데이터를 처리하고, OFDM 심볼을 생성하기 위해 변조 심볼에 대한 처리를 수행한다. 송신기는 이후 통신 채널을 통해 OFDM 심볼을 컨디셔닝하고 송신한다. OFDM 시스템은 송신 구조를 이용할 수도 있고, 그것에 의해 데이터는 프레임으로 송신되고, 각각의 프레임은 특정의 지속기간을 갖는다. 상이한 타입의 데이터 (예, 트래픽/패킷 데이터, 오버헤드/컨트롤 데이터, 파일럿 등) 는 각 프레임의 상이한 부분으로 전송될 수도 있다. 용어 "파일럿" 은 일반적으로 송신기 및 수신기 모두에 의해 이미 알려진 데이터 및/또는 송신을 가리킨다.

<6> 수신기는 송신기에 의해 전송된 데이터를 적절히 복구하기 위해 통상 정확한 프레임 및 OFDM 심볼 타이밍을 획득할 필요가 있다. 예를 들어, 수신기는 프레임으로 전송된 상이한 타입의 데이터를 적절히 복구하기 위해 각 프레임의 시작점을 알 필요가 있다. 수신기는 각 OFDM 심볼이 송신기에 의해 전송되는 시간 뿐만 아니라 통신 채널에 의해 도입되는 전파 지연도 때론 알지 못한다. 수신기는 수신된 OFDM 심볼상의 상보적인 OFDM 변조를 적절히 수행하기 위해 통신 채널을 통하여 수신된 각 OFDM 심볼의 타이밍을 확인할 필요가 있다.

<7> 동기화는 프레임 및 OFDM 심볼 타이밍을 획득하기 위해 수신기에 의해 수행되는 프로세스를 가리킨다. 수신기는 또한 주파수 에러 추정 및 채널 추정 같은 다른 태스크를 수행할 수도 있다. 동기화는 타이밍을 개선하고 채널 변화에 대해 보정하기 위해 상이한 시간에서 발생할 수도 있다. 무선 시스템은 채널의 급격한 변화는 개연성이 없기 때문에 타이밍 변화를 일관되게 할 수 있다.

<8> 종종 채널은 지연 및 다중 경로의 변화를 겪는다. 신호의 상이한 반사 또는 경로는 상이한 시간에 수신기에 도달할 수도 있고 상이한 진폭을 가질 수도 있다. 페이딩은 수신된 신호의 진폭에 영향을 줄 수도 있다. 지연 확산은 최초 도달 경로 (FAP) 및 최후 도달 경로 (LAP) 사이의 차이이다. LAP 는 수신된 최후 실 반사는 아닐 수 있으나, 일부 시간 지연 한계 및/또는 진폭 기준을 충족하는 최후의 것이다. FAP 및 LAP 는 올바르게 측정될 수 있고 OFDM 심볼 타이밍은 그에 따라 조정되며, 대부분의 수신된 신호 반사는 데이터 변조를 위해 건설적으로 사용될 수 있다.

<9> 요약

<10> 일 양태에서, 본 발명은 통신 채널 위치를 결정하기 위한 방법을 제공한다. 일 단계에서, 제 1 필터링된 채널 임펄스 응답을 산출하기 위해, 복수의 채널 임펄스 응답의 제 1 서브셋이 제 1 시간 주기에 대해 평균되고, 제 2 필터링된 채널 임펄스 응답을 산출하기 위해, 복수의 채널 임펄스 응답의 제 2 서브셋이 제 2 시간 주기에 대해 평균된다. 제 2 시간 주기는 제 1 시간 주기와 다르고, 제 2 서브셋은 제 1 서브셋과 상이하다. 제 1 필터링된 채널 임펄스 응답과 제 2 필터링된 채널 임펄스 응답을 이용하여 통신 채널 위치가 결정된다.

<11> 일 양태에서, 통신 채널 위치를 결정하기 위한 수신기가 개시된다. 수신기는, 제 1 필터링된 채널 임펄스 응답을 산출하기 위해 복수의 채널 임펄스 응답의 제 1 서브셋을 제 1 시간 주기에 대해 평균하는 수단, 제 2 필터링된 채널 임펄스 응답을 산출하기 위해 복수의 채널 임펄스 응답의 제 2 서브셋을 제 2 시간 주기에 대해 평균하는 수단, 제 1 필터링된 채널 임펄스 응답과 제 2 필터링된 채널 임펄스 응답을 이용하여 통신 채널 위치를 결정하는 수단을 구비한다. 제 2 시간 주기는 제 1 시간 주기와 다르고, 제 2 서브셋은 제 1 서브셋과

상이다.

- <12> 일 양태에서, 통신 채널 위치를 결정하기 위한 통신 디바이스가 개시된다. 통신 디바이스는 일체로 결합된 프로세서 및 메모리를 구비한다. 프로세서는, 제 1 필터링된 채널 임펄스 응답을 산출하기 위해 복수의 채널 임펄스 응답의 제 1 서브셋을 제 1 시간 주기에 대해 평균하고, 제 2 필터링된 채널 임펄스 응답을 산출하기 위해 복수의 채널 임펄스 응답의 제 2 서브셋을 제 2 시간 주기에 대해 평균하고, 제 1 필터링된 채널 임펄스 응답과 제 2 필터링된 채널 임펄스 응답을 이용하여 통신 채널 위치를 결정하도록 설정된다. 제 2 시간 주기는 제 1 시간 주기와 다르고, 제 2 서브셋은 제 1 서브셋과 상이하다.
- <13> 일 양태에서, 통신 채널을 결정하기 위한 방법이 개시된다. 일 단계에서, 제 1 필터링된 채널 임펄스 응답을 산출하기 위해 복수의 채널 임펄스 응답의 제 1 서브셋이 제 1 시간 주기에 대해 평균된다. 제 1 FAP, 제 1 LAP 또는 제 1 지연 확산 중 적어도 둘이, 제 1 필터링된 채널 임펄스 응답을 이용하여 결정된다. 제 2 필터링된 채널 임펄스 응답을 산출하기 위해 복수의 채널 임펄스 응답의 제 2 서브셋이 제 2 시간 주기에 대해 평균된다. 제 2 시간 주기는 제 1 시간 주기와 다르고, 제 2 서브셋은 제 1 서브셋과 상이하다. 제 2 FAP, 제 2 LAP 또는 제 2 지연 확산 중 적어도 둘이, 제 2 필터링된 채널 임펄스 응답을 이용하여 결정된다. 제 1 FAP, 제 1 LAP 또는 제 1 지연 확산 중 적어도 둘 및 제 2 FAP, 제 2 LAP 또는 제 2 지연 확산 중 적어도 둘을 이용하여 통신 채널 위치가 결정된다.
- <14> 또한, 본 발명의 응용 영역은 이하 상세한 기술로부터 명백해질 것이다. 다양한 실시형태를 지적하는 상세한 설명 및 특징에는 예시의 목적으로 의도된 것이고 발명의 범위를 한정하도록 의도된 것이 아님을 이해해야 한다.

발명의 상세한 설명

- <30> 다음의 설명은 바람직하고 예시적인 실시형태만을 제공하는 것이고, 발명의 범위, 응용 또는 구성을 한정하기 위한 것이 아니다. 오히려, 바람직한 예시적인 실시형태의 이하 기술은 당업자에게 본 발명의 바람직한 예시적인 실시형태를 구현을 가능하게 하는 설명을 제공한다. 첨부된 청구범위에서 개진된 본 발명의 사상 및 범위를 벗어남이 없이, 구성요소의 기능 및 배열에 있어서의 다양한 변형이 행해질 수 있다는 것이 이해되어야 한다.
- <31> 상세는 본 실시형태의 철저한 이해를 제공하기 위해 이하 제공된다. 그러나, 본 실시형태는 이러한 상세한 설명없이도 당업자가 실행할 수 있다는 것이 이해되어야 한다. 예를 들어, 회로는, 불필요하게 상세히 기술하여 본 발명을 모호하게 하는 것을 막기 위해 블록 다이어그램으로 도시된다. 다른 예시에서, 공지의 회로, 프로세스, 알고리즘, 구조 및 기술은, 본 실시형태를 불명확하게 하는 것을 막기 위해 불필요한 상세없이 도시될 수도 있다.
- <32> 또한, 본 실시형태는 플로우 차트, 플로우 다이어그램, 데이터 플로우 다이어그램, 구조 다이어그램 또는 블록 다이어그램으로 묘사되는 프로세스로서 기술될 수도 있다. 플로우차트는 동작을 연속적인 프로세스로서 기술할 수도 있고, 많은 동작은 병행하여 또는 동시에 수행될 수도 있다. 추가로, 동작들의 순서는 재배열될 수도 있다. 프로세스는 동작들이 완료된 경우에 종결되나, 도면에 포함되지 않은 추가의 단계를 가질 수도 있다. 프로세스는 방법, 기능, 과정, 루틴, 부프로그램 등에 상응할 수도 있다. 프로세스가 기능에 상응하는 경우, 종결은 호출 기능 또는 주기능으로의 회귀에 상응한다.
- <33> 또한, 여기 개시된 것처럼, 용어 "저장 매체" 는, 정보를 저장하기 위한 ROM, RAM, 자기 RAM, 코어 메모리, 자기 디스크 저장 매체, 광 저장 매체, 플래쉬 메모리 디바이스 및/또는 다른 기계 판독가능 매체를 포함하는 데이터를 저장하기 위한 하나 이상의 디바이스를 대표할 수도 있다. 용어 "기계 판독가능 매체" 는 명령 및/또는 데이터를 저장, 보관 또는 운반할 수 있는 광 저장 디바이스, 무선 채널 및 다양한 다른 매체를 포함하나, 이동가능 또는 고정 저장 디바이스에 한정되는 것은 아니다.
- <34> 또한, 실시형태는 하드웨어, 소프트웨어, 펌웨어, 미들웨어, 마이크로코드, 하드웨어 묘사 언어 또는 이들의 임의의 조합으로 구현될 수도 있다. 소프트웨어, 펌웨어, 미들웨어 또는 마이크로코드로 구현되는 경우, 필요한 태스크를 수행하기 위한 프로그램 코드 또는 코드 세그먼트는 저장 매체와 같은 기계 판독가능 매체에 저장될 수도 있다. 프로세서는 필요한 태스크를 수행할 수도 있다. 코드 세그먼트 또는 기계 실행가능 명령은 과정, 기능, 부프로그램, 프로그램, 루틴, 부루틴, 모듈, 소프트웨어 패키지, 계층 또는 명령, 데이터 구조, 프로그램 세그먼트의 임의의 조합을 나타낼 수도 있다. 코드 세그먼트는, 정보, 데이터, 의견, 파라미터 또는 메모리 콘텐츠를 주고 및/또는 받음으로써 다른 코드 세그먼트 또는 하드웨어 회로에 결합될 수도 있다.

정보, 의견, 파라미터, 데이터 등은 메모리 공유, 메시지 전송, 토큰 전송, 네트워크 송신 등을 포함하는 임의의 적합한 수단을 통해 패싱되고, 포워딩되고, 전송될 수도 있다.

<35> 여기서 설명되는 동기화 기술은 다양한 다중 캐리어, 상향 링크 뿐만 아니라 하향 링크 및 방송 시스템을 위해 사용될 수도 있다. 하향 링크 (또는 포워드 링크) 는 기지국으로부터 무선 수신기로의 통신 링크를 가리키고, 상향 링크 (또는 리버스 링크) 는 무선 수신기로부터 기지국으로의 통신 링크를 가리킨다. 명료함을 위해, 이러한 기술은 직교 주파수 분할 다중화 (OFDM) 또는 직교 주파수 분할 다중 접속 (OFDMA) 시스템에서 하향 링크에 대해 이하 기술된다. 파일럿 검출 구조는 방송 시스템에 잘 적합하나, 비방송 시스템에도 사용될 수도 있다. 방송 형태에서, 포워드 링크는 단일의 기지국으로부터 송신될 것이고, 다수의 무선 수신기에 의해 수신될 것이다. 일 실시형태에서, 포워드 링크는 단일의 무선 수신기, 무선 수신기의 서브셋 또는 모든 무선 수신기를 의도한 일부의 채널을 가질 수도 있다.

<36> OFDM 시스템에서 초기 획득이후 타이밍 동기화에 대한 개선된 방법 및 시스템이 개시된다. 미세한 타이밍 획득 (FTA) 는 여기에서 개시되는 데이터 모드 시간 추적 (DMTT) 의 수행으로 이어질 수 있다. 시간 분할 다중 (TDM) 파일럿 1 처리에 기초한 초기 시간 획득의 결과는 미세하지 않은 타이밍 추정이다. 미세하지 않은 타이밍 추정은 슈퍼프레임의 개시에 대한 정보를 제공하고, TDM 파일럿 2 개시의 미세하지 않은 추정을 제공한다. TDM 파일럿 2 구조를 사용하는 추가 타이밍 추정으로, 수신기는 후속하는 OFDM 심볼의 시작 위치를 더 정확하게 추정한다. 이 단계는 FTA 라 칭한다.

<37> 일단 FTA 가 완료되면, DMTT 모드에서 현재 타이밍 보정은, 채널이 일시적으로 페이딩되고, 광역 지연 확산을 겪거나, 새롭게 등장하는 일단의 에너지 등 다른 문제를 겪는 경우에도 수신기로 하여금 동기화를 유지하게 한다. DMTT 는 TDM 혹은 주파수 분할 다중 (FDM) 파일럿을 사용할 수 있으나, 이하의 설명은 TDM 파일럿에 적용가능한 경우라도 주로 FDM 파일럿에 관련된다. 동기화는 채널에 대한 최초 도달 경로 (FAP) 를 검출하는 것 이상을 수반하지만, 채널로부터 가장 유용한 에너지를 캡처하기 위해 FFT 수집 윈도우에 대한 최적의 위치를 탐색하는 것을 포함한다. 일 실시형태에서, 이 과정은 768 칩 까지의 지연 확산을 가진 1024 샘플의 채널 추정을 성공적으로 수행하도록 설계된다.

<38> 일 실시형태에서, DMTT 수정은 FAP 위치, 채널의 추정된 지연 확산, D 모드에 의존한다. 시간 추적 유닛은 먼저 최대 추적 에너지가 발생하는 위치 T_M 을 탐색하고, 이 최대값 E_M 을 저장한다. 다음으로, T_M 의 좌우로 추적된 에너지 커브는, 추적된 에너지가 $(1-b)E_M$ (b 는 1 이하의 소정의 값) 이하로 떨어지는 위치를 정하기 위해 조사된다. 다시 말하면, 추적된 에너지 커브 내 플랫폼존의 리딩 에지 및 트레일링 에지는, 추적된 에너지가 검출 윈도우를 통해 최대로부터 몇 백분율 (예, 5% 또는 3%) 벗어난 범위로 정의된다. 백분율은 추적된 에너지 커브의 최대 주위에 밴드를 정의한다. 밴드를 기입하는 것은 밴드 내 플랫폼존의 리딩 에지를 T_L 로 정의하고, 밴드 내 플랫폼존의 트레일링 에지를 T_T 로 정의한다. 트레일링 에지는 FAP 의 위치와 일치하고, 리딩 에지는 최후 도달 경로 (LAP) 에서 N_M 을 뺀 값과 같다. 리딩 에지와 트레일링 에지 사이의 차이는 N_M 빼기 지연 확산, D 와 같다. 따라서, 지연 확산 D 는 $D = N_M - T_T - T_L$ 로 계산될 수 있다. 일단 FAP, LAP, 또는 D 중 적어도 2 개가 산출되면, DMTT 는 FFT 수집 윈도우의 변위와 함께 수행된다.

<39> 도 1 을 먼저 참조하면, OFDM 시스템 (100) 내 기지국 (110) 및 무선 수신기 (150) 의 실시형태에 관한 블록 다이어그램이 도시된다. 이 기지국 (110) 은 일반적으로 고정국이고 기지 트랜시버 시스템 (BTS), 액세스 포인트, 또는 다른 용어로 지시될 수도 있다. 무선 수신기 (150) 는 고정 또는 이동일 수 있고 사용자 단말기, 이동국, 또는 다른 용어로 지시될 수도 있다. 무선 수신기 (150) 는 셀룰러 폰, 핸드헬드 디바이스, 무선 모듈, PDA, 텔레비전 수신기 등과 같은 이동가능 유닛일 수도 있다.

<40> 기지국 (110) 에서, TX 데이터 및 파일럿 프로세서 (120) 은 상이한 타입의 데이터 (예, 트래픽/패킷 데이터 및 오버헤드/컨트롤 데이터) 를 수신하고 데이터 심볼을 생성하기 위해 수신된 데이터를 프로세스 (예, 인코딩, 인터리빙, 및 변조 심볼 매핑) 한다. 여기에서 사용된 대로, "데이터 심볼" 은 데이터 변조 심볼이고, "파일럿 심볼" 은 파일럿 변조 심볼이고, 변조 심볼은 변조 구조 (예, M-PSK, M-QAM 등) 에 대한 신호 배열에서 포인트의 복소수값이다. 파일럿 프로세서 (120) 는 파일럿 심볼을 생성하기 위해 파일럿 데이터를 처리하고 그 데이터 및 파일럿 심볼을 OFDM 변조기 (130) 에 제공한다.

<41> OFDM 변조기 (130) 는 데이터 및 파일럿 심볼을 적절한 서브밴드 및 심볼 주기에 다중화하고 또한 이하 기술될, OFDM 심볼을 생성하기 위해 다중화된 변조 심볼상에 OFDM 변조를 수행한다. 이 실시형태에서, 일 OFDM 심볼

은 주파수 영역에서 4096 변조 심볼로 형성되고, 주파수 영역에는 각 변조 심볼에 대해 하나의 서브캐리어가 있다. 송신기 (TMTR) 유닛 (132) 은 OFDM 심볼을 하나 이상의 아날로그 신호로 컨버팅하고 또한 변조된 신호를 생성하기 위해 아날로그 신호를 컨디셔닝 (예, 증폭화, 필터링, 주파수 상향컨버팅 등) 한다. 기지국 (110) 은 이후 안테나 (134) 로부터 변조된 신호를 OFDM 시스템 (100) 내 무선 수신기로 전송한다. 이 실시형태의 시간 영역에서, 각 OFDM 심볼 주기는 $4096+512+17=4625$ 심볼 길이이다.

<42> 무선 수신기 (150) 에서, 기지국 (110) 으로부터 송신된 신호는 안테나 (152) 에 의해 수신되고 수신기 유닛 (154) 에 제공된다. 수신기 유닛 (154) 은 수신된 신호를 컨디셔닝 (예, 필터링, 증폭, 주파수 하향컨버팅 등) 하고 입력 샘플의 스트림을 획득하기 위해 컨디셔닝된 신호를 디지털화한다. OFDM 복조기 (160) 는 수신된 데이터 및 파일럿 심볼을 획득하기 위해 입력 샘플에 OFDM 복조를 수행한다. OFDM 복조기 (160) 는 검출된 데이터 심볼을 획득하기 위해 채널 추정 (예, 주파수 응답 추정) 으로 수신된 데이터 심볼에 검출 (예, 매치된 필터링) 을 수행하며, 이것은 기지국 (110) 에 의해 전송된 데이터 심볼 추정이다. OFDM 복조기 (160) 는 검출된 데이터 심볼을 수신 (RX) 데이터 프로세서 (170) 에 제공한다.

<43> 동기화/채널 추정 유닛 (SCEU ; 180) 은 수신기 유닛 (154) 로부터 입력 샘플을 수신하고 이하 기술할 프레임 및 OFDM 심볼 타이밍을 결정하기 위해 동기화를 수행한다. SCEU (180) 는 또한 OFDM 복조기 (160) 로부터 수신된 파일럿 심볼을 이용하여 채널 추정을 유도한다. SCEU (180) 는 OFDM 심볼 타이밍 및 채널 추정을 OFDM 복조기 (160) 에 제공하고 프레임 타이밍을 RX 데이터 프로세서 (170) 및/또는 컨트롤러 (190) 에 제공할 수도 있다. OFDM 복조기 (160) 는 OFDM 복조를 수행하기 위해 OFDM 심볼 타이밍을 이용하고 수신된 데이터 심볼에 검출을 수행하기 위해 채널 추정을 이용한다.

<44> RX 데이터 프로세서 (170) 는 OFDM 복조기 (160) 로부터 검출된 데이터 심볼을 프로세싱 (예, 심볼 디매핑, 디인터리빙, 디코딩 등) 하고 디코딩된 데이터를 제공한다. RX 데이터 프로세서 (170) 및/또는 컨트롤러 (190) 는 기지국 (110) 에 의해 전송된 상이한 타입의 데이터를 복구하기 위해 프레임 타이밍을 이용할 수도 있다. 일반적으로, OFDM 복조기 (160) 및 RX 데이터 프로세서 (170) 에 의한 처리는, 기지국에서 OFDM 변조기 (130) 및 TX 데이터와 파일럿 프로세서 (120) 각각에 의한 처리와 상보적이다.

<45> 컨트롤러 (140, 190) 는 기지국 (110) 및 무선 수신기 (150) 각각에서의 동작을 지시한다. 컨트롤러는 프로세서 및/또는 상태 기계일 수도 있다. 메모리 유닛 (142, 192) 은 컨트롤러 (140, 190) 각각에 의해 사용되는 프로그램 코드 및 데이터에 대한 저장을 제공한다. 메모리 유닛 (142, 192) 은 정보를 저장하기 위해 다양한 타입의 저장 매체를 사용할 수 있다.

<46> 기지국 (110) 은 단일의 무선 수신기에 점 대 점 송신을, 무선 수신기 그룹에 멀티 캐스트 송신을, 영역안에 있는 모든 무선 수신기에 방송 송신을, 또는 이들의 임의의 조합에 전송할 수도 있다. 예를 들어, 기지국 (110) 은 영역하에 있는 모든 무선 수신기에 방송 파일럿 및 오버헤드/컨트롤 데이터를 브로드캐스팅할 수도 있다. 기지국 (110) 은 또한 사용자 특정 데이터를 무선 수신기에, 멀티 캐스트 데이터를 무선 수신기 그룹에 싱글 캐스트 송신할 수도 있고, 및/또는 다양한 상황 및 실시형태에서 모든 무선 수신기에 데이터를 브로드캐스팅할 수도 있다.

<47> 도 2a, 2b, 2c 를 참조하면, OFDM 시스템 (100) 에 대해 사용될 수도 있는 슈퍼프레임 구조 (200) 실시형태가 도시된다. 데이터 및 파일럿은, 각각 소정의 기간을 갖는 슈퍼프레임 (204)으로 송신될 수도 있다. 슈퍼프레임 (204) 은 또한 프레임, 시간 슬롯 또는 다른 용어로 불려질 수 있다. 본 실시형태에서, 각각의 슈퍼프레임 (204) 은 제 1 TDM 파일럿에 대한 TDM 파일럿 1 필드 (212), 제 2 TDM 파일럿에 대한 TDM 파일럿 2 필드 (214), 오버헤드/컨트롤 데이터에 대한 오버헤드 필드 (216) 및 트래픽/패킷 데이터에 대한 데이터 필드 (218) 을 포함한다.

<48> 4 개의 필드 (212, 214, 216, 218) 는 각 슈퍼프레임 (204) 에 대한 데이터를 보유한다. 다양한 할당 구조, 예를 들어, 버스트 TDM, 사이클 TDM 및/또는 버스트 TDM/FDM 가 사용될 수 있다. 일 실시형태에서, 4 개의 필드 (212, 214, 216, 218) 는 또한 동기화 및 데이터 복구를 촉진하기 위해 배열된다. 각 슈퍼프레임 (204) 에서 먼저 송신되는 파일럿 TDM 심볼 (212, 214) 은, 슈퍼프레임 (204) 에서 다음으로 송신되는 오버헤드 필드 (216) 내 오버헤드 OFDM 심볼의 검출을 위해 사용될 수도 있다. 추가적으로, TDM 파일럿 필드 (212, 214) 는 OFDM 심볼의 타이밍 획득을 위해 사용된다. 오버헤드 필드 (216) 로부터 획득된 오버헤드 정보는 이후 슈퍼프레임 (204) 에서 취후로 송신된 데이터 필드 (218) 에 전송된 트래픽/패킷 데이터의 복구를 위해 사용될 수도 있다.

- <49> 실시형태에서, TDM 파일럿 1 필드 (212) 는 TDM 파일럿 1 에 대해 하나의 OFDM 심볼을 수반하고, TDM 파일럿 2 에 대해 하나의 OFDM 심볼을 수반한다. 일반적으로, 각 필드는 임의의 지속기간을 수 있고, 필드는 임의의 순서로 배열될 수도 있다. 일부 실시형태에서, TDM 파일럿 1 (212) 및/또는 TDM 파일럿 2 (214) 는, 무선 수신기에 의해 동기화를 촉진하기 위해 각 슈퍼프레임 (204) 에 주기적으로 브로드캐스팅할 수 있다.
- <50> OFDM 시스템 (100) 은 BW MHz 의 전 시스템 대역을 가지고, 그것은 OFDM 을 사용하여 N 개의 직교 서브밴드로 분할된다. 인접 서브밴드 사이의 간격은 BW/N MHz 이다. N 개의 총 서브밴드 중에서, M 개의 서브밴드는, $M < N$, 파일럿 및 데이터 송신을 위해 사용될 수도 있고, 나머지 $N-M$ 개의 서브밴드는 사용되지 않고 가드 서브밴드로 기능할 수도 있다. 실시형태에서, OFDM 시스템 (100) 은 $N=4096$ 총 서브밴드, $M=4000$ 사용가능한 서브밴드, 및 $N-M=96$ 가드 서브밴드를 가진 OFDM 구조를 이용한다. 추가적으로, FDM 파일럿 심볼은 각 OFDM 심볼 (226) 에 인터리빙되고, 예를 들면, 매 8 번째 서브밴드가 FDM 파일럿 심볼을 가진 데이터 심볼을 중단시켜 500 FDM 파일럿 심볼 및 3500 데이터 심볼이 가드 서브밴드 밖에서 이용가능하게 된다. 일반적으로, 임의의 수의 총 서브밴드, 이용가능한 서브밴드, 및 가드 서브밴드를 가진 임의의 OFDM 구조는 OFDM 시스템 (100) 을 위해 사용될 수도 있다.
- <51> 데이터 필드 (218) 는 도 2b 에서 상세하게 도시된 다수의 프레임 (222) 을 포함한다. 이 실시형태에서, 각 데이터 필드 (218) 에 4 개의 프레임 (222) 이 있으나, 상이한 실시형태는 더 많거나 더 적은 프레임을 사용할 수 있다. 각 프레임 (222) 은 도 2c 에서 도시된 바와 같이, 다수의 OFDM 데이터 심볼 (226) 을 포함한다. 일 실시형태에서, 각 OFDM 데이터 심볼 (226) 은, 사용되지 않는 가드 서브밴드 및 제거된 FDM 파일럿 심볼에 대해 계산한 후에 3500 데이터 심볼을 포함한다.
- <52> 다른 것들 중에서, TDM 파일럿 1 (212) 및 TDM 파일럿 2 (214) 는 OFDM 시스템 (100) 내 무선 수신기 (150) 에 의해 동기화를 촉진하도록 설계된다. 무선 수신기는 각 프레임의 시작을 검출하고, OFDM 심볼 타이밍의 미세하지 않은 추정을 획득하며, 주파수 에러를 추정하기 위해 TDM 파일럿 1 (212) 을 사용할 수도 있다. 무선 수신기는 더 정확하고 미세한 타이밍 획득을 얻기 위해 TDM 파일럿 2 (214) 를 사용할 수도 있다. 데이터 심볼 내 인터리빙된 FDM 파일럿 심볼은 또한 신호 에너지 캡처를 최대한으로 하기 위해 동기화 타이밍을 용인할 수도 있다. 더 상세하게, FDM 파일럿은 채널 추정을 위해 사용될 수 있고, 채널 추정은 신호의 캡처 및 궁극적으로 재조정된 OFDM 심볼 타이밍을 극대화하기 위해 사용될 수 있다.
- <53> 다음 도 3 을 참조하면, 기지국 (110) 의 OFDM 변조기 (130) 실시형태의 블록 다이어그램에 관한 일 실시형태가 도시된다. 심볼 대 서브밴드 매핑 또는 다중화 유닛 (510) 는 TX 데이터 및 파일럿 프로세서 (120) 로부터 데이터 및 파일럿 심볼을 수신하고, 제어기 (140) 로부터 서브밴드_믹스_컨트롤 (Subband_Mux_Ctrl) 에 기초하여 적절한 서브밴드에 이러한 심볼을 매핑한다. 각 OFDM 주기에, 심볼 대 서브밴드 매핑 유닛 (510) 데이터 또는 파일럿 송신에 대해 사용되는 각 서브밴드 및 각 사용되지 않는 서브밴드에 대한 "제로 심볼" (0 신호값) 에 하나의 데이터 또는 파일럿 심볼을 제공한다. 각 OFDM 심볼 주기에 대해, 심볼 대 서브밴드 매핑 유닛 (510) 은 N 개의 총 서브밴드에 대해 N 개의 변조 심볼을 제공하고, 각 변조 심볼은 데이터 심볼, 파일럿 심볼 또는 제로 심볼일 수도 있다.
- <54> N-포인트 역 이산 푸리에 변환 (IDFT) 유닛 (520) 은 각 OFDM 심볼 주기에 대해 N 개의 변조 심볼을 수신하고, N 개의 변조 심볼을 N-포인트 IDFT 를 가진 시간 도메인으로 변형하고, N 시간 도메인 샘플을 포함하는 "변형된" 심볼을 제공한다. 각 샘플은 하나의 샘플 주기에서 전송된 복소수 값이다. N-포인트 역 고속 푸리에 변환 (IFFT) 은, 전형적인 경우로서 N 이 2 의 제곱이라면, N-포인트 IDFT 를 대신하여 수행될 수도 있다.
- <55> 병렬/직렬 (P/S) 컨버터 (530) 는 각 변형된 심볼에 대해 N 샘플을 직렬화한다. 사이클릭 프리픽스 생성기 (540) 는 이후, $N+C$ 샘플을 함유하는 OFDM 심볼을 형성하기 위해 각 변형된 심볼의 일부 (또는 C 샘플) 를 반복한다. 예를 들어, 사이클릭 프리픽스 (1004) 는 일 실시형태에서 OFDM 심볼의 최후 512 샘플이다. 사이클릭 프리픽스는, 예를 들어 통신 채널에서 긴 지연 확산에 의해 야기되는 심볼 간 간섭 (ISI) 및 캐리어간 간섭 (ICI) 에 대항하도록 사용된다. 일반적으로, 지연 확산은 수신기 (150) 에서 신호의 FAP 및 LAP 사이의 시간 차이이다. OFDM 심볼 주기 (또는 단순히, "심볼 주기") 는 하나의 OFDM 심볼의 지속기간이고 $N+C$ 샘플 주기와 동일하다. 일 실시형태에서, $N=4096$ 및 $C=512$ 이고 심볼 주기는 4608 이다. 일부 실시형태는 OFDM 심볼간 17 샘플 주기의 심볼간 가드 서브밴드를 가져 OFDM 심볼 주기는 4625 이다.
- <56> 다음 도 4 를 참조하면, 무선 수신기 (150) 에 대한 SCEU (180) 의 블록 다이어그램의 일 실시형태가 도시된다. 묘사된 실시형태에서, SCEU (108) 는 시간 추적 (또는 데이터 모드) DMTT 상태에서 동작한다. SCEU

(180) 내에, 원도 배치 유닛 (725) 이 OFDM 심볼 타이밍 보정에 따라서 샘플을 정렬하고 심볼 타이밍 검출기 (720) 또는 DMTT 유닛으로부터 심볼 타이밍 정보를 사용하여 OFDM 심볼로부터 여분의 CP 1004 를 제거한다. 본 실시형태에서, OFDM심볼은 원도 배치 유닛 (725) 후에 4096 샘플에 의해 나타내어진다. OFDM 심볼로부터의 관계된 4096 샘플은 FFT 원도 배치 유닛 (725) 에서 발견되고, 관계된 4096 샘플을 사용하여 수신기에서 변형된 OFDM 심볼을 생성하기 위해 N-포인트 DFT 유닛에 전송된다.

<57> 주파수 에러 추정기 (712) 는 차단된 입력 샘플을 수신하고 수신된 신호에서 주파수 에러 추정을 결정한다. 주파수 추정은 주파수 보정을 수행하기 위해 주파수 보정 유닛 (715) 에 제공된다. 이 주파수 에러는 예를 들어, 기지국 및 무선 수신기에서 발진기의 주파수 차이, 도플러 변위 등과 같은 다양한 소스에 기인할 수도 있다. 차단되고 주파수 보정된 입력 샘플은 주파수 추정을 사용하여 주파수 보정 유닛 (715) 에 의해 제공된다. 채널 추정 유닛 (730) 은 변형된 심볼에서 FDM 파일럿으로부터 채널 추정을 수신 및 유도한다.

<58> 채널 추정은 주로 데이터 변조에 기여하는 데 사용되나, 또한 장래 OFDM 심볼에 대한 심볼 타이밍을 결정하는데에도 사용된다. 심볼 타이밍 검출기 (720) 는 채널 추정으로부터 심볼 타이밍을 결정하고 원도 배치 유닛 (725) 에 타이밍 정보를 제공한다. 반복 방식에서, 원도 배치는 앞선 채널 추정에 의해 영향을 받는다.

<59> 도 5 를 참조하면, 심볼 타이밍 검출기 (720) 및 채널 추정기 (730) 의 실시형태의 블록 다이어그램이, FDM 파일럿에 기초하여 타이밍 동기화 및 채널 추정을 수행하는 일 실시형태에 대해 함께 결합되어 도시된다. 채널 추정기 (730) 는 FDM 파일럿에 기초하여 시간 및 주파수 영역 채널 추정 모두를 산출한다. 시간 영역 채널 추정은 채널 추정 유닛으로 피드백되는 신규 타이밍 오프셋을 산출하는데에 있어 심볼 타이밍 검출기 (720) 에 의해 사용되어 다음 시간 영역 채널 추정의 캡처에 영향을 준다. 타이밍 오프셋은 수신기 유닛 (150) 내 다른 회로 뿐만 아니라 FFT 원도 배치 유닛 (725) 에 의해 또한 사용된다. 이 루프는 수신기 유닛 (150) 을 통해 다양한 장소에서의 사용을 위해 타이밍 오프셋을 반복적으로 결정하도록 한다.

<60> 채널 추정기 (730) 는 시간 영역에서 채널 임펄스 응답을 산출하고, 즉, 채널 추정기 (730) 는 시간 필터 유닛 (528) 을 사용하여, FDM 파일럿으로부터 시간 및 주파수 영역 모두에서 채널 제거를 담당한다. 채널 추정기 (730) 는 본 실시형태에서, N-포인트 DFT (514), 파일럿 복조기 (516), 제로 외삽 유닛 (517), M-포인트 IDFT (518), 시간 필터 (528) 및 M-포인트 DFT (532) 를 포함한다. N-포인트 DFT (514) 는 예를 들어, FFT 원도 배치 유닛 (725) 에 의해 사이클릭 프리픽스 내 여분의 정보의 제거 후에 OFDM 심볼에 4096-포인트 푸리에 변환을 수행한다. 데이터 심볼은 N-포인트 DFT (514) 후에 사용된다 할지라도, 우리의 논의는 DFT로부터의 500 FDM 파일럿 출력에 집중된다. FDM 파일럿은 500 변조 FDM 파일럿을 산출하기 위해 파일럿 복조 유닛 (516) 에서 복조된다. 제로 외삽 유닛 (517) 은 500 실 파일럿을 512 외삽 FDM 파일럿으로 컨버팅한다. M-포인트 IDFT (518) 는 512 외삽 FDM 파일럿에 기초하여 시간 영역 채널 감사를 산출하도록 512-포인트 역 푸리에 변환을 사용한다. 시간 영역 채널 감사는 엘리어싱을 가질 수도 있다.

<61> 시간 필터 (528) 는 다수의 연속적인 OFDM 심볼에 대해 채널 감사를 수집함으로써 임의의 가능한 엘리어싱을 제거한다. 시간 필터 (528) 의 본 실시형태는 3 개의 연속적인 OFDM 심볼에 대해 채널 감사를 필터링하나, 다른 실시형태는 더 많거나 더 적은 OFDM 심볼에 대해 평균을 수행할 수 있다. 이 과정을 통해, 길이 512 샘플의 세개의 연속적인 채널 감사는 본 실시형태에서, 길이 1024 샘플의 시간 영역 채널 추정으로 결합된다. 타이밍 오프셋은 세개의 연속적인 채널 감사를 정렬하는데 사용된다.

<62> 심볼 타이밍 검출기 (720) 내에, 채널 평균 유닛 (508) 및 시간 추적 블록 (520) 은 심볼 타이밍을 결정하는 데 사용된다. 심볼 타이밍 검출기 (720) 는, 채널 추정 유닛 (730) 의 부산물인 연속적인 시간 영역 채널 추정을 수신하고, 신호를 추적하고 채널 추정기 (730) 에 의해 장래 채널 추정의 산출을 제어하기 위해 시간 영역 채널 추정을 처리한다. 채널 에너지의 위치는 FDM 파일럿과 함께 산출된 채널 추정의 분석에 기초하여 타임 추적기 (520) 에 의해 결정된다.

<63> 다음 도 6 을 참조하면, 채널 에너지의 위치를 결정하는 데 도움을 주는 데 이용되는 심볼 타이밍 검출기 (720) 의 실시형태에 대한 블록 다이어그램이 도시된다. 본 실시형태는 2 레벨의 필터링을 사용하나, 다른 실시형태는 하나의 필터 만을 갖거나 심지어는 필터링 자체를 수반하지 않는다. 채널 임펄스 응답 또는 시간 영역 채널 추정은 한번에 하나의 탭으로 연속적으로 수신되고, 단기간 평균 블록 (908) 에 의해 필터링된다. 단기간 평균은 최후 몇 채널 추정을 사용하여 채널 추정의 짧은 평균을 유지한다. 일반적으로, 평균된 채널 임펄스 응답은 하나의 프레임 주기 내 이다. 단기간 평균 프로세스는 단기간 평균을 장기간 평균 블록 (912) 에 제공한 후에 주기적으로 소거된다. 본 실시형태에서, 단기간 평균 블록 (912) 은 채널 탭을 더 정확하게 식별하고 장래 프로세싱을 위해 사용되는 평균 채널 임펄스 응답을 부드럽게 하기 위해, 유용한 채널 정

보를 배경 노이즈와 구별하는 데 도움을 준다.

- <64> 간격 타이머 (928) 는 소거 전에 결과를 장기간 평균 블록 (912) 에 제공하도록 하는 지연 (632) 후에 단기간 평균 블록 (608) 을 소거한다. 간격 타이머는 일 실시형태에서 각 프레임 (222) 후에 트리거링하여 하나의 프레임 주기에 대한 채널 추정이 단기간 평균 블록에 사용된다. 소거 동작 중에, 단기간 평균 블록으로부터의 출력은 스위치에 의해 장기간 평균 (912) 으로부터 차단된다. 간격 타이머 (928) 의 주기는 일부 실시형태에서 조절가능하고 예상되는 간섭 시간에 의존할 수도 있다.
- <65> 본 실시형태에서, 채널 임펄스 응답은 1024 탭 길이이나, 다른 실시형태에서 다른 크기일 수 있다. 스푸리어스 채널 추정은 디지털 필터를 사용하여 단기 평균 블록 (908) 에서 필터링되고, 예를 들어, 무한 임펄스 응답 (IIR) 이 보여지나, 유한 임펄스 응답 (FIR) 필터는 다른 실시형태에서는 대안적으로 사용될 수 있다. 단기간 평균 블록 (908) 과 같은 시간에 대해 하나씩 채널 탭 에너지를 필터링하는 것은 시간에 대해 채널 에너지 프로파일을 평균하도록 하고, 또한, 배경 노이즈에 대해 채널의 중요 부분을 강화하는데 돕는다. 단기간 평균 채널 추정은, 과거 몇 OFDM 심볼에 대해 채널 프로파일에 대응하는 순간 FAP 및 LAP 를 탐색하기 위해 순간 검출기를 통과한다.
- <66> 다른 필터링 단계에서, 장기간 평균 블록 (912) 은 단기간 평균 채널 추정을 하고 과거 채널 추정에 대항하여 그것을 필터링한다. 이 과거 채널 추정은 일반적으로 여러 이전 프레임 (222) 로부터 (또한 하나 이상의 슈퍼프레임 204 를 통해) 의 채널 프로파일에 기원한다. 어느 경우이나, 장기간 평균 블록 (912) 은 단기간 평균 블록 (908) 보다 더 넓은 범위의 채널 추정을 이용한다. FIR 또는 IIR 필터는 과거 채널 추정과 현재 단기간 평균 채널 추정을 결합하는 데 사용된다. 일 실시형태에서, 장기간 평균 블록은 과거에 등장한 더 적은 주파수 채널 특징을 기억하는데 사용되고, 장래에 등장할 것이다. 장기간 평균 채널 추정은 FAP 및 LAP 동작의 트렌드를 탐색하기 위해 트렌드 검출기 (920) 에 패싱된다.
- <67> 채널 탐지기 블록 (924) 은, 시간 필터 (528) 에서 채널 감사를 정렬하는데 뿐만 아니라 윈도우 배치 유닛 (725) 에서 FFT 수집 윈도우를 측위하는 데 사용되는 Off, 오프셋을 결정하기 위해 순간 FAP, LAP 및 추세 FAP 및 LAP 을 취한다. 오프셋 결정 및 애플리케이션에 사용되는 알고리즘의 동작이 또한 이하 설명된다.
- <68> 도 5 를 참조하면, 시간 추적기 (520) 는 축적된 에너지 커브 (1050) 의 피크에서 경사를 검색함으로써 FAP 를 결정할 수도 있다. 추적 및 피크 검출은 채널 임펄스 응답 프로파일 또는 "채널 프로파일" 을 통해 길이 N_w "검출" 윈도우를 슬라이딩함으로써 획득될 수도 있다. 각 검출 윈도우 시작점에서, 검출 윈도우 (1016) 내 포함되는 모든 탭의 에너지는 축적된 에너지 커브 (1050) 를 탐색하도록 계산된다. 축적된 에너지 커브 (1050) 는 축적된 에너지 커브 (1050) 의 최대 근처에서 플래토의 리딩 에지 및 트레일링 에지를 탐색함으로써 FAP 및 LAP 를 결정하도록 분석된다.
- <69> 상이한 검출 윈도우 (1016) 시작 위치에서 채널 탭 내 축적된 에너지의 파일럿이 이하 도 10b 에서 일 실시형태의 축적된 에너지 커브 (1050) 에 대해 도시된다. 검출 윈도우 (1016) 는, 검출 윈도우 (1016) 의 우 에지가 최후 탭에 도달하는 경우 윈도우 (1016) 가 최초 탭 주위를 랩하도록 순환적으로 오른쪽으로 시프트된다. 축적된 에너지는, 따라서 채널 프로파일 (1030) 내 채널 임펄스 응답 탭을 통해 각 검출 윈도우 (1016) 시작점에 대해 동일한 수의 채널에 대해 수집된다.
- <70> 도 7 을 참조하면, 도 5 에서 고 레벨로 도시된 블록을 상세화하는, 시간 필터 유닛 (528) 및 M-포인트 DFT (532) 의 실시형태의 블록 다이어그램이 도시된다. 도 7 은 중요한 데이터 인터페이스에 대해 주파수 영역 내 512-포인트 채널 추정을 획득하기 위해 채널 감사에 대해 수행되는 동작을 도시한다.
- <71> 일 실시형태에서, 채널 추정은 각 OFDM 심볼 내 존재하는 500-FDM 파일럿 서브캐리어에 기초하여 수행된다. 수집된 FDM 파일럿은 N-포인트 DFT 유닛 (514), 파일럿 복조 유닛 (516), 제로 외삽 및 M-포인트 IDFT 유닛 (517, 518) 각각에서 처리된다. 파일럿 인터페이스에 대응하는 시간 도메인 채널 감사가 따라서 획득된다. 도 7 은 FDM 캐리어에 대해 중요한 데이터 인터페이스에 대한 주파수 영역에서 512-포인트 채널 추정을 획득하기 위해, 시간 영역 채널 감사에서 블록 (528 및 532) 에 대해 수행되는 동작을 도시한다.
- <72> 512-포인트 IFFT (518) 후에, 위상 램프 (604) 가 제로 인터페이스로부터 파일럿 인터페이스의 오프셋에 대해 계산하도록 수행된다. 위상 램프 (604) 의 중단에서 획득된 512 시간 영역 채널 감사는 이후 2 개의 상이한 시간 필터를 사용하여 필터링되어 시간 영역에서 1024-포인트 채널 추정을 도출한다. 개선안의 시간 영역 채널 추정은 채널 추정 유닛 (730) 의 부산물이고, 동시에, 심볼 타이밍 검출기 블록 (720) 에 대한 입력이다.

- <73> 2 개의 상이한 3 탭 비-캐주얼 시간 필터 (612, 616) 가 필터링 동작을 위해 사용된다. 필터링 동작은 3 개의 추가 512 길이 버퍼 (608) 을 사용하고, 채용된 제 2 시간 필터 (616) 로부터 획득되는 여분의 512 채널 추정을 저장하기 위해 제 3 버퍼가 사용되는 동안에, 2 개는 이전 및 장래 OFDM 심볼에 대응하는 파일럿 감사를 저장하기 위해 사용된다. 제 1 시간 필터 (612) 동작의 결과는, 제 2 시간 필터 (616) 동작의 결과가 본 목적을 위해 채택된 여부의 512 길이 버퍼에 기록되는 동안에 가장 오래된 OFDM 심볼에 대응하는 파일럿 감사를 포함하는 512 길이 버퍼에 다시 기록된다. 정확한 시간 필터링 동작은 심볼수에 의존하고, 이것은 파일럿의 위치를 결정한다.
- <74> 3 개의 연속적인 OFDM 심볼로부터 시간 영역 채널 감사를 결합하는 과정에서, 시간 필터링 유닛 (528) 은 시간 추적 블록 (520) 에 의해 검출되는 임의의 타이밍 오프셋 (또는 보정) 을 고려한다. 이것은, 일단 타이밍 보정이 FFT 윈도 배치 유닛 (725) 에 적용되면 대응하는 시간 영역 채널 감사는 더이상 시간 필터 유닛 (528) 에 정렬되지 않고, 정렬은 시간 필터링 유닛 (528) 에서 발생한다. 타이밍 오프셋은, 현재 OFDM 심볼 감사가 정확한 타이밍을 가지게 되는 동안에, 장래 및 과거 OFDM 심볼 감사에 대응하는 버퍼에 적용된다. 오프셋은, 시간 필터링 유닛 (528) 을 사용하여 시간 영역 채널 감사를 결합하기 전에 적용된다.
- <75> 우리는 시간 추적 블록 (520) 으로부터 입력을 획득하고, 신규 타이밍 오프셋으로 참조한다. 우리는 또한 2 개의 레지스터를 유지하고, 오프셋 1 및 오프셋 2 로 참조한다. 오프셋 1 은 장래 OFDM 심볼 ($h(n+1)$) 에 대응하는 버퍼에 적용되는 효과적인 오프셋에 대응하고, 오프셋 2 는 과거 OFDM 심볼 ($h(n-1)$) 에 대응하는 버퍼에 적용되어야만 하는 오프셋에 대응한다.
- <76> 결합 (638) 은 512 길이 벡터를 형성하기 위해 구현된다. 이 벡터는 상이한(비-파일럿) 인터레이스 에 대응하는 동등한 512 길이 시간 영역 채널 감사를 나타낸다. 다음으로, 이 벡터는 512-포인트 FFT 유닛 (650) 을 사용하여 주파수 영역으로 변환되고, 동등한 주파수 영역 채널 추정이 중요한 인터레이스 상의 데이터를 복조화하는데 사용된다.
- <77> 타이밍 보정이 구현될 때, 시간 필터 유닛 (528) 이, 채널 조건이 변할 때 일 시간 베이스에서 새로운 시간 베이스로 전이한다. OFDM 심볼의 FDM 파일럿에 대해 사용되는 시간 베이스는 OFDM 심볼 내 데이터에 대해 사용되는 것에 대응한다. 시간 필터 (528) 는 일반적으로 세개의 연속적인 OFDM 심볼 (즉, 과거, 현재 및 장래) 로부터 시간 영역 채널 감사를 결합하지만, 전이 중에 동일한 시간 베이스 상의 OFDM 심볼로부터의 채널 감사만을 고려할 수도 있다. 추가로, 다른 시간 베이스 상의 채널 감사는 사용 전에 현재 시간으로 보정될 수도 있다. 어느 경우이나, 시간 필터가 연속적인 OFDM 심볼을 고려하는 경우, 동일한 시간 베이스 또는 동일한 시간 베이스로 보정된 채널 감사만이 사용된다.
- <78> 도 8 을 참조하면, TDM 및 FDM 파일럿 조합한 파일럿 송신 구조에 대한 실시형태가 도시된다. 기지국 (110) 은, 무선 수신기 (150) 에 의해 개시 및 미세한 타이밍 획득을 촉진하기 위해, 각 슈퍼-프레임 (204) 에 TDM 파일럿 1 (212) 및 TDM 파일럿 2 (214) 를 송신할 수도 있다. 본 실시형태에서, TDM 파일럿 (212, 214) 에 대한 오버헤드는 2 OFDM 심볼 주기이고, 이것은 슈퍼 프레임 (204) 의 크기에 비해 작을 수도 있다. 기지국 (110) 은 다양한 구조에 따라서 남아있는 서브밴드의 대부분 또는 일부에서 FDM 파일럿을 송신할 수도 있다.
- <79> OFDM 심볼 주기에 대한 각각의 세트는 무선 수신기에 의해 채널 추정 및 주파수와 시간 추적을 지원하기 위한 세트에 충분한 수의 (L_{fdm}) 서브밴드를 포함한다. FDM 파일럿 심볼에 대해 사용되는 서브밴드의 세트는 OFDM 심볼에 대해 사용되는 모든 서브밴드의 서브세트이다. 각 세트 내 서브밴드는 N 총 서브밴드에 대해 균일하게 $S_{fdm} = N/L_{fdm}$ 만큼 떨어져 분포할 수도 있다. 상이한 OFDM 심볼 주기에 대해, 상이한 세트의 서브밴드는, 인접한 OFDM 심볼이 상이한 세트의 서브밴드를 가지도록 사용될 수도 있다. 또한, 하나의 세트 내 서브밴드는 다른 세트 내 서브밴드에 대하여 엇갈리거나 오프셋될 수도 있어, 2 세트 내 서브밴드는 오버래핑 없이 서로 인터레이스된다. 따라서, 상기 설명된 상호 배타적이고 비오버래핑되는 서브밴드의 각 세트는 통상 "인터레이스" 라고 불려진다. 예로써, $N=4096$, $L_{fdm} = 512$, $S_{fdm} = 8$ 이어서, OFDM 심볼마다 8 인터레이스가 있게 되고, 각 인터레이스는 512 서브밴드와 일치할 것이다. 일반적으로, 임의의 수의 인터레이스 (서브밴드 세트) 는 FDM 파일럿에 대해 사용될 수도 있고, 각각의 세트는 N 총 서브밴드의 임의의 수의 서브밴드를 포함할 수도 있다. 일 실시형태에서, 단일의 인터레이스 (512 서브밴드를 포함하고, 가드 서브밴드를 포함) 는 FDM 파일럿에 대해 사용된다.
- <80> 무선 수신기 (150) 는 채널 추정, 시간 추적 및/또는 가능하게는 주파수 추정에 대해 FDM 파일럿을 사용한다. 무선 수신기는 파일럿-2 OFDM 심볼 (214) 에 기초하여 개시 채널 추정을 획득할 수도 있다. 무선 수신기

는 슈퍼 프레임 (204) 내 채널 추정의 정확도를 증가시키기 위해 FDM 파일럿을 사용할 수도 있다. 무선 수신기 (150) 는 또한, 수신된 신호 내 주파수 에러에 대해 보정할 수 있는 주파수 추적 루프를 업데이트하기 위해 FDM 파일럿을 사용할 수도 있다. 무선 수신기 (150) 는 또한, 시간 추적 루프를 업데이트하고, 감사된 채널 위치 및 지연 확산 (예, 통신 채널의 채널 임펄스 응답의 변화 때문에) 에 따라서 오프셋에서 FFT 수집 윈도우 (1012) 를 위치시키기 위해 FDM 파일럿 (채널 추정 유닛 730 에 의해 시간 영역 채널 추정으로 컨버팅된 후에) 을 사용할 수도 있다.

<81> 도 8 에 도시된 실시형태에 대해, FDM 파일럿은 각 8 서브밴드가 7 데이터 심볼 및 하나의 FDM 파일럿 심볼을 포함하도록 8 인터리브로 송신된다. 인터리빙된 FDM 심볼 파일럿의 위치는 본 실시형태에서 일 OFDM 심볼로부터 다음 OFDM 심볼까지 엇갈린다. 파일럿이 OFDM 심볼 주기 m 에 대해 인터레이스 2 에 위치되면, OFDM 심볼 $m+1$ 내 인터레이스 6 에 위치될 것이다.

<82> 엇갈림은 시간 영역 채널 임펄스 응답으로 컨버팅하기 위해, 채널 추정이 실 FDM 파일럿을 두번 사용하게 한다. 채널 추정 블록은 조건 (채널 등) 이 연속적인 OFDM 심볼에 걸쳐 고정된다고 가정한다. 채널 감사는, 인터레이스 6 상의 FDM 파일럿을 가진 OFDM 심볼 $m-1$ 로부터 인터레이스 2 상의 파일럿을 가진 OFDM 심볼로부터 그리고 다시 인터레이스 6 상의 OFDM 심볼 $m+1$ 로부터 결합된다. 이 과정을 통해, FDM 파일럿의 실제 수의 2 배의 총 수에 대해 인터레이스 2 및 6 모두에 FDM 파일럿이 있는 것처럼 효과가 생성된다. 예를 들어, 주어진 OFDM 심볼 주기에 대해 512 FDM 파일럿이 있는 곳에, 채널 추정 블록 (730) 은, 512 실 FDM 파일럿 및 512 허 FDM 파일럿을 가진 인접한 OFDM 심볼 주기를 사용하는 그것들을 두 배한다.

<83> 다음 도 9a, 9b 및 9c 를 참조하면, 상이한 지연 확산 하의 OFDM 심볼에 대해 3 개의 수신된 신호 경로를 도시하는 실시형태가 도시된다. 각 OFDM 심볼은 C 샘플의 사이클릭 프리픽스 (1004) 및 N 샘플의 변환된 심볼 (1008) 을 포함한다. OFDM 심볼은 3 개의 경로에 수신되는 것으로 도시되고, 본 실시형태에서 각 경로는 상이한 진폭 및 시간 시프트를 갖는다. 소정의 진폭 아래의 OFDM 심볼을 가진 경로는 몇 실시형태에서 무시될 수 있다. 예를 들어, 도 9a 에서 도시된 3 개의 경로보다 훨씬 많이 있을 수 있으나, 채널 위치를 특징화할 때 더 작은 진폭의 경로가 무시된다.

<84> FAP 와 LAP 사이의 차이는 지연 확산, D 이다. 일 실시형태에서, 예를 들어, 사이클릭 프리픽스 (1004) 는 512 샘플 길이이고 지연 확산은 490 칩이다. D_{mid} 는 FFT 수집 윈도우 (1012) 에 관하여 위치되고 FAP, LAP 및 /또는 지연 확산을 분석함으로써 결정된다. D_{mid} 는 현재 OFDM 심볼에 대해 FFT 수집 윈도우 (1012) 의 개시와 다음 OFDM 심볼에 대한 채널의 원하는 중앙 사이의 거리이다. 오프셋은 현재 OFDM 심볼과 다음 OFDM 심볼 사이에서 N 샘플 (예, 4096 샘플) 의 수집 윈도우 (1012) 의 위치를 조정하는 데 사용된다. 수집 윈도우 (1012) 예를 들어, FFT (514) 에 의해 주파수 영역으로 컨버팅되는 인커밍 신호의 관련 부분을 한정한다.

<85> 수집 윈도우 (1012) 는 가장 유용한 에너지를 캡슐화하는 신호의 부분을 캡처하도록 위치된다. 이하 기술되는 바와 같이, FAP, LAP 및 지연 확산의 적어도 둘은 채널 위치를 특징화하도록 결정된다. FAP, LAP 및 지연 확산은 현재 측정, 시간 및/또는 가장 나쁜 경우 측정에 대해 평균된 측정일 수 있다. 수집 윈도우 (1012) 를 위치시키기 위해, 수집 윈도우 (1012) 의 개시는, 다음 채널 추정이 프로그램가능한 D_{mid} 주위에 집중되도록 위치될 수 있다. 일 실시형태에서, D_{mid} 는 약 사이클릭 프리픽스 (1004) 의 길이의 절반치 (즉, 길이 512 샘플의 사이클릭 프리픽스에 256 샘플) 에 설정되고 수집 윈도우 (1012) 의 개시로부터 측정된다.

<86> 도 9a, 9b 및 9c 를 참조하면, D_{mid} 는 다음 OFDM 심볼에 대해 지연 확산의 중앙에 위치되고 수집 윈도우는 D_{mid} 에 관하여 위치된다. 지연 확산, D 가 도 9a, 9b 의 경우와 같이, 사이클릭 프리픽스 (1004) 의 길이보다 작으면, FFT 윈도우 내에 수집된 모든 신호 에너지는 원하는 OFDM 심볼에 대응하고 데이터 복조를 위해 건설적으로 결합될 수 있다. 대조적으로, 도 9c 의 지연 확산은 큰 지연 확산 때문에, FFT 윈도우 내에 수집된 모든 에너지가 원하는 OFDM 심볼로부터 기원하도록 하지 않는다. 도 9a, 9b 의 실시형태에서, 수집 윈도우 (1012) 는 D_{mid} 에 대해 소정의 위치에 위치되나, 수집 윈도우 (1012) 는 도 9c 의 실시형태에서 FAP_{min} 에 위치된다.

<87> FAP 거리는 제 1 경로에 대해 FFT 수집 윈도우 (1012) 의 개시와 사이클릭 프리픽스 (1004) 의 종단 사이의 측정이다. LAP 거리는 최종 경로에 대해 FFT 수집 윈도우 (1012) 의 개시와 사이클릭 프리픽스 (1004) 사이의 측정이다. D_{mid}' 는 현재 OFDM 심볼에 대해 D_{mid} 에 대한 원하는 위치이다. D_{mid} 는 다음 OFDM 심볼 중 D_{mid}' 의 원하는 위치이다. D_{mid} 는 본 실시형태에서, FAP 와 LAP 사이 또는 FAP 와 LAP 사이의 중간-점 어디엔가

위치된다. 즉, D_{mid}' 는 다음 OFDM 심볼 주기에 D_{mid} 가 된다. 채널 조건이 도 9a 에서 변하지 않는 경우, D_{mid}' 와 D_{mid} 는 일반적으로 서로 대응한다.

<88> 도 9a 및 9b 는 수집 원도 (1012) 가, OFDM 심볼에 대해 유용한 신호 에너지를 캡처하도록 위치될 수 있는 곳의 예를 도시한다. 양 경우에, 지연 확산은 사이클릭 프리픽스 (1004) 의 크기보다 적다. 이러한 조건하에서, 수집 원도 (1012) 의 개시는 모든 도달 경로의 사이클릭 프리픽스의 교차점 내에 위치하고, 이것은 중요한 OFDM 심볼에 대응한다. 이 교차점은 약한 경로를 배제하기 위해 차단될 수도 있는 신호 경로 각각이 동일한 OFDM 심볼에 대해 사이클릭 프리픽스를 수신하고 있는 시간 내 주기로서 정의된다. 즉, 교차점은 LAP 에 대한 사이클릭 프리픽스의 개시점에서 시작되고, FAP 에 대한 사이클릭 프리픽스 (1004) 의 종단점에서 끝난다. 일 실시형태에서, 최초 및 최종 도달 경로에 대응하는 사이클릭 프리픽스의 교차점이 비어있지 않은 세트라면, 수집 원도 (1012) 는 이 교차점의 중앙에 위치된다. FFT 수집 원도 (1012) 는 다음 (장래) 채널 추정이 D_{mid}' 가 D_{mid} 로부터 변하는 것에 따라 변할 수도 있는 D_{mid} 주위에 집중되는 듯한 방식으로 일반적으로 위치된다. 반복적으로, D_{mid}' 는 D_{mid} 가 D_{mid} 로부터 변하는 오프셋으로 보정된다.

<89> 도 9a 에서 채널 위치는 D_{mid}' 과 D_{mid} 가 일반적으로 서로 상응하도록 변하지 않는다. 그러나, 도 9b 에서, D_{mid} 와 D_{mid}' 사이의 오프셋이 있는 경우가 아니다. 도 9a 와 도 9b 사이의 차이는 D_{mid} 가 더이상 D_{mid}' 와 일치하지 않도록 수집 원도 (1012)가 채널 위치에 관하여 우로 시프트되었다는 것이다. 이 오프셋은 시간 추적기 (520) 로부터 시간 추적기 (528) 로 계속되어, 다음 OFDM 심볼에 대해 수집 원도 (1012) 의 위치로 조정 이 이루어질 수 있다. 다음 심볼에 대해 본 OFDM 심볼을 위해 존재할 때, 수집 원도 (1012) 가 좌로 이동하고 D_{mid} 로부터 멀어지고 D_{mid}' 로 향하여 이동한다. 이 방식으로, 수집 원도 (1012) 의 개시는 중요한 모든 경로에 대해 사이클릭 프리픽스 (1004) 의 교차점에서 유지될 수 있다.

<90> 지연 확산이 사이클릭 프리픽스 (1004) 의 길이를 초과할 때, 도 9c 의 경우와 같이, 수집 원도 (1012) 의 부분인 다른 OFDM 심볼로부터 경로를 회피하는 것은 더이상 가능하지 않다. 이 경우에, 수집 원도 (1012) 는 본 OFDM 심볼의 FAP 에 대응하는 사이클릭 프리픽스 (1004) 의 추정된 종단에 앞서, 최소 FAP 거리, FAP_{min} 에 위치한다. 하나 이상의 과거 OFDM 심볼이, 사이클릭 프리픽스 (1004) 가 현재 OFDM 심볼에 대해 종료할 지점을 예견하는데 사용된다. 일 실시형태에서, FAP_{min} 는 512 샘플의 사이클릭 프리픽스 (1004) 에 대한 24 샘플이다. 다른 실시형태에서, FAP_{min} 는 약 사이클릭 프리픽스 (1004) 의 길이의 약 0%, 1%, 2%, 3%, 4%, 5%, 6%, 7%, 8%, 9%, 또는 10% 일 수 있다.

<91> 도 10a, 10b 를 참조하면, 축적 에너지를 결정하기 위해 다이어그램은 채널 탭 에너지의 처리를 도해한다. 도 10a 에서, 검출 원도 (1016) 내에 에너지를 축적하기 위해 검출 원도 (1016) 는 임펄스 응답 탭에 걸쳐 이동한다. 본 실시형태에서, 탭 에너지는 단기간 평균 블록 (908) 및/또는 장기간 평균 블록 (912) 에 구속되어 트랜드 FAP 및 LAP 및/또는 순간 FAP 및 LAP 는, 검출 원도 (1016) 및 다른 이하 기술할 단계를 포함하는 다양한 기술을 사용하여 결정될 수 있다.

<92> 도 10b 에 도시된 바와 같이, 검출 원도 (1016) 가 도 10a 에서 채널 프로파일 (1030) 을 관통할 때, 축적 에너지 커브 (1050) 는 검출 원도 (1016) 내 축적된 에너지로 형성된다. 축적된 에너지 커브 (1050) 로부터, 지연 확산, FAP 및 LAP 가 결정될 수 있다. 지연 확산, FAP, LAP 중 임의의 둘을 알게됨으로써, 모르는 하나가 결정될 수 있다. 채널 탭 에너지의 벡터는, 본 실시형태에서 $N_c=1024$ 에서 평가된 DMTT 알고리즘에 입력으로서 사용된다. 그러나, 이것은 본 실시형태에서는 불필요한 경우이다. DMTT 알고리즘의 해상이 압축되면, 여기서 기술되는 모든 길이 및 차원은 대략 작게 스케일될 수도 있다. 저해상 (짧은) 채널 추정에 도달하도록 $N_c=1024$ 길이 채널 추정의 몇몇의 이웃 탭으로부터 에너지를 결합함으로써 이것은 달성된다. 다른 실시형태에서, 8 이웃 탭은 결합되어 예를 들어, 저해상 $N_c=128$ 이 될 수 있다.

<93> 시간 추적 알고리즘의 추적 능력 또는 해상도는 채널 추정의 길이, 즉 N_c 에 종종 의존한다. 순환 컨볼루션 채널의 모든 $N_c=4096$ 기간 영역 탭이 이용가능하다면, 시간 추적 해상도는 일반적으로 최대가 된다. 이 경우에, OFDM 심볼 경계에 관하여 FFT 수집 원도 (1012) 위치 내 도입된 시프트의 양을 유일하게 결정하는 것이 가능하다. 대부분 실제 상황에서, 그러나, 채널 추정의 길이는 채널 추정을 위해 사용되는 FDM 서브캐리어의 수에 의해 한정된다. 도 8 에서 도시된 바와 같은 위치에서 (2, 6) 파일럿 엇갈림 패턴으로, 예를 들어, OFDM 심볼에 걸쳐 채널 감사를 평균하는 것 뿐만 아니라 OFDM 심볼 내 500 유용한 FDM 서브캐리어의 제로 외삽

및 내삽 후에, 이용가능한 시간 영역 채널 탭의 수는 $N_c=1024$ 이다. 엇갈림 파일럿은 채널 추정의 해상도를 증가시키고, 예를 들어, OFDM 심볼당 $L_{fdm}=512$ 파일럿인 일 실시형태에서, 이하 기술하듯이 $N_c=1024$ 채널 탭 (또한 OFDM 심볼당) 이다.

<94> 본 실시형태에서, 시간 추적 능력은 구현된 실 시간 추적 알고리즘에 의존한다. 일 실시형태에서, 알고리즘은, 채널 변화를 검출하기 위한 능력을 증가시키기 위해 과거의 채널 위치에 대한 정보를 사용한다. 채널에 대한 더 이상의 정보가 이용가능하지 않고, 채널의 최대 0 이 아닌 지연 확산이 D_{MAX} 라고 가정하면, $D_{MAX} > N_c/2$ 되자마자, 채널 위치의 모호함이 분해될 수 없다. 그러나, FAP 및 LAP 정보가 정확히 과거에 평가되었다고 가정한 후에, 절대 추적 능력은 총 $N_c - D_{MAX}$ 위치까지 확장된다. 즉, 양 방향 모두 위치를 변화시키도록 채널이 동등하다고 가정한다 (즉, 현재 타이밍 기준의 전후에 채널 콘텐츠가 동등하게 발생한다고). 이후, 장래의 채널 위치가 현재 타이밍 기준으로부터 $\pm(N_c - D_{MAX})/2$ 칩 만큼 떨어질 수도 있다. 다이어그램이 결과적인 채널 탭 에너지에 대한 타이밍 편차의 효과를 도시하는 도 11 에서 도시된다.

<95> 추적 능력의 일 요소는 D_{MAX} 보다는 채널의 추정된 지연 확산이다. 채널 지연 확산상의 정보가 이용가능한 경우, 가능한 채널 위치의 총 수는 일 실시형태에서, $N_c - D$ 까지 증가된다. $N_c/2$ 탭보다 길게 지연 확산하기 위해 알고리즘의 저항뿐만 아니라 지연 확산 추정, D 는 FAP 검출 방법의 수정을 야기할 수도 있다. 부호상 편의를 위해, 우리는 "정 검색 영역" 또는 "부 검색 영역" 의 용어를 도입하고, 이 둘은 모두 도 11 에 도시된다. 정 검색 영역은, 0 이 아닌 채널 콘텐츠 (즉, 도 11 에서, 0 과 D_{MAX} 사이의 영역) 밖의 영역의 부분이고, 늦은 채널 콘텐츠는 잠재적으로 나타날 수 있다고 가정한다. 유사하게, 부 검색 영역에서 검출되는 경로는 이전에 감사된 채널보다 짧은 거리를 통과해서, 시간상 "일찍" 나타났다고 가정한다. 이전의 채널 콘텐츠에 대해 검색 영역을 도입하는 것은 DMTT 의 추적 능력을 증가시키는 것을 가능하게 하는 메모리 (또는 인과물) 을 도입한다. 두개 검색 영역 사이의 경계 (1104) 의 위치뿐만 아니라 최대 검출 영역내 검출된 채널 콘텐츠의 위치에 이르는 판정은 다음에 설명한다.

<96> 시간 동기화는 채널 추정 및 축적된 에너지 커브 (1050) 내 값에 기초한다. 도 10a 에서 도시된, 타이밍 동기화를 위해 사용되는 채널 프로파일 (1030) 을 고려해라. 채널 에너지가 빈으로 그룹될 것이 가능하고, 그 경우에 채널 프로파일 (1030) 은 더 조잡해지고, 도 10a 의 N_c 는 감축된다. 이하 명료함을 위해, 우리는 $N_c=1024$ 로 가정하고, 필요에 따라 길이 감축 요소 2^m 을 명백하게 도입한다. 타이밍 검색 알고리즘은 도 6 과 관련하여 기술된 바대로, 장기간 및/또는 단기간 평균된 채널 추정 에너지에 대해 수행된다. 일시 평균 프로세스에서, 그 시간에 하나의 빈, 최대 채널 에너지를 가진 빈, 즉, n_{MAX} 가 도 10a 에서 식별된다.

$$E_{MAX} = \frac{\max_{0 \leq n < N_c} |h(n)|^2}{}$$
 또한, 최대 에너지 E_{MAX} 가 저장된다. 이 E_{MAX} 값은 노이즈 임계치에 대해 사용되는 임계값 T_{DMTT} 를 결정하기 위해 사용되고, 실제 채널 콘텐츠에 대응하지 않는 채널 추정 내 가공 탭을 제거하는 것을 목적으로 한다.

<97> 도 10b 를 참조하면, 채널 프로파일 (1030) 을 통해 에너지 검출 윈도 (1016) 를 슬라이딩함으로써 생성되는 축적된 에너지 커브 (1050) 가 도시된다. 도 10a 및 10b 의 예시는 방법의 특징적인 특성을 지적하도록 기능한다. 검출 윈도 길이, 완전한 채널 프로파일 (1030) 이 검출 윈도 (1016) 에 적합할 수 있도록 N_w 가 선택된다. 그러므로, $N_w \geq D_{MAX}$, $N_w=768$ 샘플이 본 실시형태를 위해 선택되고, 채널 임펄스 응답 길이 (N_c) 는 1024 샘플이나, 다른 실시형태에서는 다른 크기일 수 있다. 완전한 채널 에너지 (또는 막대한 다수) 가 포함되는 검출 윈도 (1016) 시작 위치는 축적된 에너지 커브 (1050) 에 관하여 플랫폼 (1040) 을 형성한다. 플랫폼 (1040) 의 길이는 $N_w - D$ 이고, 지속기간이 플러스라고 추정되고, D 는 실 채널 지연 확산이다. 플랫폼 (1040) 의 경계를 추정함으로써, N_c 길이 채널 추정 및 채널 지연 확산, D 내에 중요한 채널 에너지의 위치를 결정하는 것이 가능하다. 플랫폼 (1040) 은 축적된 에너지 커브 (1050) 의 인접하는 부분으로 정의되고, 커브 (1050) 는 커브 (1050) 의 최대로부터 소정의 범위내에 있다.

<98> 도 10b 에서, 채널 위치는 FAP 및 LAP 의 존재에 의해 식별된다. 일단 현재 채널 추정 내 FAP 및 D 가 알려지면, 장래 FFT 수집 윈도 (1012) 에 도입될 타이밍 보정 및 오프셋이, 최대 검출 영역, D_{MAX} 내 일부 소정의 위치 D_{mid} 주위에 장래 OFDM 심볼 내 채널이 집중되도록 된다. 효과적인 채널 지연 확산을 낮게 유지하면서, 목표가 최대 검출 영역 앞에 나타나는 이른 경로의 가능성을 최소화하는 것이라면, D_{mid} 가 $D_{MAX}/2$ 로 선택된다.

일반적으로, D_{mid} 에 대해 선택된 값은 배치에 의존하고 프로그램가능하다. 결과적인 타이밍 오프셋은 다음과 같이 계산될 수 있다:

$$offset = FAP + \left(\frac{D}{2} - D_{mid} \right). \quad (1)$$

<99>

식 (1) 에서 제 2 항은, 장래 OFDM 심볼 내 강건성 이슈를 고려하는 채널의 최적 위치 뿐만 아니라 최대 수용 채널 길이와 현재 추정된 채널 길이 사이의 추정된 "헤드룸" 에 의존하는 변수 백오프에 상응한다. 즉, FFT 수집 윈도우 (1012) 에서 적용될 타이밍 오프셋을 계산하기 위한 식 (1) 은 시간 영역 채널 콘텐츠를 이동하여 장래 OFDM 심볼 내 점 D_{mid} 주위에 집중되게 하는 결과를 낳는다. 계산된 임의의 오프셋은 검출 윈도우 (1012) 를 이동시키고, 본 실시형태에서 롤-오버 (roll-over) 값 (4625) 에 도달한다. 상기 과정은 타이밍 판정의 단일의 경우에 적용된다.

타이밍 판정은 하드웨어 (HW) 및/또는 다른 실시형태에서 소프트웨어 (SW) 에 독립하여 이루어질 수 있고, HW 판정은 단기간 평균 또는 순간 채널 추정에 기초하고, SW 판정은 장기간 평균 또는 추세 채널 추정에 기초한다. 다른 실시형태는 단기 또는 장기 평균을 수행하기 위해 SW 또는 HW 를 상호변경하여 사용할 수 있다. 각 판정 (HW 및 SW) 은 이후 채널 위치, 즉, FAP 및 LAP 에 대해 판정을 한다. 이러한 판정은 이후 채널 탐색기 블록 (924) 의 일 실시형태로 결합되어,

$$FAP = \min(FAP_{HW}, FAP_{SW}) \text{ and } LAP = \max(LAP_{HW}, LAP_{SW}). \quad (2)$$

식 (2) 로부터의 값은 $LAP - FAP \leq D_{MAX}$ 를 만족하는 한 사용될 수 있다. 조건이 어긋나면, 고속 필터 순간값은 저속 필터 트렌드의 것에 대해 우선순위를 갖는다. 즉, $LAP - FAP > D_{MAX}$ 이면,

$$\text{If } FAP_{HW} < FAP_{SW} \Rightarrow FAP_{SW} := FAP = FAP_{HW}, LAP_{SW} := LAP = FAP + D_{MAX};$$

$$\text{If } LAP_{HW} > LAP_{SW} \Rightarrow LAP_{SW} := LAP = LAP_{HW}, FAP_{SW} := FAP = LAP - D_{MAX}.$$

(3)

유일하게 남은 상황인: $LAP_{HW} - FAP_{HW} > D_{MAX}$, 또는 $LAP_{HW} - FAP_{HW} > D_{MAX}$ 이 이하 다루어진다. 식 (1) 에서 사용된 파라미터 D 는 $D = LAP - FAP$ 로서 찾을 수 있다.

다음으로, FAP 및 LAP 를 계산하기 위한 실 알고리즘이 일 실시형태를 위해 설명된다. 알고리즘에 입력은 $N_c/2^m$ 내 평균된 채널 에너지 $|h(n)|^2$ 의 벡터이고, m 은 0 과 m_{max} (일부 실시형태에서 $m_{max}=2$ 또는 3) 사이의 값을 취할 수 있다. 에너지는 평균되나, 타이밍 동기화 블록에서 사용되기 전에, 채널 탭은 프로그램가능한 값 T_{DMTT} 인, 임계값 이하이면 추려진다. 알고리즘의 출력은 2 개의 정수이고, 즉, FAP 및 LAP 이다. 아래 나열된 단계에서 다음 알고리즘은 일부 실시형태에서 HW 및/또는 SW 에 독립적으로 적용될 수 있고, 결과는 결합될 수 있다. FAP/LAP 검출 알고리즘의 2 개의 변수는 단일 패스 및 2 패스 알고리즘으로 묘사된다. 단일 패스 알고리즘은 계산에 있어 약간 적은 시간을 요구하나, 일 실시형태에서는 구현 로직에 의해 약간 더 복잡하다. 2 패스 알고리즘은 훨씬 더 직접적으로 구현되고 계산 시간이 촉박하지 않은 경우에는 사용될 수 있다.

단일 패스 강화 DMTT 알고리즘

1. 2 개의 영역 -도 11 및 12 에 도시된 정 및 부 검색 영역을 구별하기 위해 채널 프로파일 (1030) 을 "언랩 (unwrap)". 부 및 정 검색 영역 사이의 경계점 (1104) 는 일부 실시형태에서 다른 프로그램가능한 파라미터이다. 현재 검출된 채널 콘텐츠 전후에 새로운 신호가 동등하게 등장할 것이라고 가정하면, 경계점 (1014)

(채널 추정의 중단으로부터) 은, 영역이 동등한 길이 즉, $\Delta_N = (N_C / 2 - D_{mid}) / 2^m$ 를 갖도록 선택된다.
따라서, T_{DMTT} 로 경계지운 후에, 다음을 갖는다:

$$e(n) = |h(N_C / 2^m - \Delta_N + n)|^2, \text{ for } 0 \leq n < \Delta_N; \text{ and } e(n) = |h(n - \Delta_N)|^2, \text{ for } \Delta_N \leq n < N_C / 2^m.$$

개념적으로, 도 10b 에서 도시된 플랫폼의 상승 및 트레일링 에지 모두가 이하 기술할 길이 N_W 의 검출 윈도우 (1016) 을 슬라이딩함으로써 검출되는 것을 확실히 하기 위해, 언래핑된 채널 추정이 이후 양면에 0 패드 된다.

2. 초기값 설정: $N_W = D_{MAX} / 2^m, n = 0, E_u = 0$, 상이한 해상을 가진 2 단계 $\delta_E = E_{MAX} / \gamma, \Delta_E = N_\gamma \cdot \delta_E$ (프로그램가능한 파라미터 r 및 N_r); 3 개의 정방향 및 1 개의 역방향 임계치 설정

$E_{TF0} = E_{MAX} - 2\Delta_E, E_{TF1} = E_{MAX} - \Delta_E, E_{TF,end} = E_{TF1} - \delta_E$, and $E_{TB} = E_{TF,end}$; 2 진 플랙 설정 $found_{beg} = \text{거짓}$, $found_{end} = \text{거짓}$; 리딩 에지 위치 BEG_{buff} 의 버퍼를 길이 N_r 모두 0 으로 초기화.

3. $0 \leq n < N_W$ 에 대해, 단일 경로 알고리즘에서 이하를 행한다:

a) $E_n = E_n + e(n)$; $E_n = \left(\sum_{k=n-N_W+1}^n e(k) \right)$ 및 $e(n)$ 은 0 보다 앞선다.

b) ($E_n > E_{TF0}$ 및 $E_n > E_{TF1}$), 상당한 양만큼 값이 임계치를 초과했다면, 버퍼 BEG_{buff} 는 본 실시형태에서 값 n (N_r 배) 으로 채워진다.

c) 그밖에, ($E_n > E_{TF0}$ 이나 $E_n \leq E_{TF1}$), 값이 막 임계치를 초과했다면, 현재 위치 n 을 버퍼 BEG_{buff} 로 시프트.
경우 (b) 및 (c) 에서, 다음을 실행:

$E_{TF0} = E_n + \delta_E, E_{TF1} = E_{TF0} + \Delta_E, E_{TB} = E_n - \Delta_E$, $found_{beg} = \text{참}$.

d) 그밖에, ($found_{beg} = \text{참}$, $found_{end} = \text{거짓}$ 및 $E_n < E_{TB}$), 실행: $END = n$, $found_{end} = \text{참}$, $E_{TF,end} = E_{TB} + \delta_E$.

e) ($found_{end} = \text{참}$ 및 $E_n > E_{TF,end}$) 이라면, 실행: $found_{end} = \text{거짓}$.

4. $N_W \leq n < N_C / 2^m$ 에 대해, 이하를 실행: $[E_n = E_n - e(n - N_W) + e(n)]$, 이후 상기 단계 (b)-(e) 를 반복].

5. $found_{end} = \text{거짓}$ 인 동안에, 이하를 실행: $[n = n + 1, E_n = E_n - e(n - N_W)]$ 이후, 또한 단계 (d) 를 실행.

마지막으로, 우리는 채널 위치 및 지연 확산에 연관된 출력 파라미터를 획득한다:

$$LAP = 2^m \cdot (BEG_{buff}[0] - \Delta_N), FAP = 2^m \cdot (END - \Delta_N - N_W). \quad (4)$$

상기 단계 1-5 에서 설명된 알고리즘은 이하의 특성의 일부 또는 전부를 갖는다.

· 알고리즘에 대해 효과적인 단계를 세우기 위해 작은 미세 단계 δ_E 및 대응하는 값 N_r (2 제곱으로 선택) 을 사용, 작은 값 δ_E 는 고 정확도로 축적된 에너지 프로파일의 절대 최대를 결정하는 데 도움을 주기 때문에 Δ_E 는 유익하다. 리딩 에지 위치 BEG_{buff} 에 대한 버퍼는 Δ_E 에 의해 최대 위치로부터 효과적으로 역추적하고 리딩 에지가 될 포인트를 선언하도록 기능한다. 실 역추적 양은 여러 요소에 의존할 수도 있다.

- <125> · Δ_E (1060) 이 플랫폼 (1040) 에서 E_n 의 최대 피크 투 피크 리플 보다 크다면, 알고리즘은 추정된 리딩 에지 $beg=BEG_{buff}[0]$ 을 플랫폼(1040) 의 실 개시보다 앞서 위치시키고 추정된 트레일링 에지 END 를 플랫폼 (1040) 의 실 종단보다 늦게 위치시킨다. 결과적인 플랫폼(1040) 은 실 플랫폼 (1040) 보다 더 넓은 수 있다. 그러나, 가장 현실가능한 시나리오하에서, 트레일링 에지가 최대아래 대략 Δ_E (1060) 이 되는 동안에, 리딩 에지는 실 최대점으로부터 Δ_E 와 $2\Delta_E$ 사이 어디에서 선언된다.
- <126> · 값 r 과 N_r 에 대한 일부 트레이드 오프는 포함한다: 큰 값은 정확도의 관점에서 선호된다. r 및 대응하여 N_r 이 무한으로 향하는 경우, 축적된 에너지 $maxE_n$ 의 최대는 더 정확하게 결정된다. 증가된 N_r 로, 최대로부터 역추적 (리딩 에지 위치를 결정하기 위한) 에 대한 모호함도 역시 증가된다. 일 실시형태에서, 값은 $r = 256$ 및 $N_r = 8$ 로서 선택된다. 이 값은 일부 실시형태에서 프로그램가능하다.
- <127> · 임계값 T_{DMTT} 은 r 및 N_r 과 관련된다. 일시 채널 추정 평균의 간섭 결합 이득을 이용하기 위해 심볼 타이밍 검출 또는 DMTT 블록 (720) 에서 임계가 도입된다. 임계는, 0 패딩 때문에 상기 단계 3 에서 보이는 정바이어스 (축적된 에너지 커브 1050 에서 + 경사) 를 제거한다. 임계치는 결과적인 동등 단계 Δ_E 보다는 크지 않고, 다중의 미세 단계 δ_E , N_{th} 에 의해 프로그램가능하다. 일 실시형태에서, 선택된 값 $N_{th} = 4$ 이고, 따라서 $T_{DMTT} = E_{MAX}/64$ 이다.
- <128> 전반적으로, 2^m 뿐만아니라, r , N_r 및 N_{th} 에 대한 적절한 값은 경험적으로 또는 알고리즘적으로 결정될 수 있으나, 프로그램가능한 레지스터에 유지된다. 또한, E_{MAX} 대신에 참조 값으로서 AGC 세트포인트를 유지하는 것이 가능하다.
- <129> 상기 이전에 기술한 바와 같이, 저속 및 고속 평균 채널 추정 (908, 912) 를 사용하는 타이밍 관정에서 어떤 불일치가 검출되는 경우, 식 (3) 에서, 대안적인 취급이 적용될 수도 있다. 상기 기술된 개별 (HW 또는 SW) 타이밍 검색 알고리즘이 예상밖의 결과, 예를 들어 $LAP-FAP > D_{MAX}$ 를 가져오는 가능성 적은 시나리오에서 유사한 사전 대책이 적용된다. 추정된 리딩 및 트레일링 에지 위치에 관계없이, FAP 및 LAP 값이 실시형태에서 D_{MAX} 보다 작은 만큼 분리하여 한정된다. 그러나, 잘못된 타이밍으로부터 야기되는 성능 감소를 피하기 위해, $LAP-FAP > D_{MAX}$ 상황을 검출하고 이 경우에 $FAP = D_{MAX} - N_c$, $LAP = 2D_{MAX}-N_c$ 를 설정할 위치에 HW 를 설정하는 것이 권장된다.
- <130> 상기 기술된 알고리즘을 사용하여, 단기 평균 (HW) 및 장기 평균 (SW) 채널추정에 대한 채널 파라미터가 획득될 수 있다. 대응하는 알고리즘의 최종 결과는: 즉 FAP_{HW} , LAP_{HW} , FAP_{SW} , LAP_{SW} 가 이후 결합되어, 수집 윈도우 (1012) 를 위치시키기 위해, 식 (2) 및 (3) 에서 앞서 설명한 대로, OFDM 샘플 카운터 수정을 위해 사용된다.
- <131> **2 패스 강화 DMTT 알고리즘**
- <132> 고속 필터 평균 채널 추정 $An(k)$ 가 주어지고, FAP 및 LAP 에 대한 정보가, 단일 패스 또는 2 패스 DMTT 알고리즘을 사용하여 추출될 수 있다. 단일 패스 알고리즘이 더 빠른 처리 시간의 이익을 제공하는 동안, 관련 로직 및 HW 소스는 더 요구될 수 있다.
- <133> $An(k)$ 에 포함된 평균 채널 추정은 변수 백오프를 포함하는 이전에 잘 알려진 타이밍에 따라서 정렬되고, 이것은 유용한 채널 콘텐츠의 추정된 길이에 의존한다. 평균 채널 추정은 또한 본 실시형태에서 임계되지 않는다. DMTT 알고리즘의 일 목표는 추정 $An(k)$ 에서 0 이 아닌 채널 콘텐츠의 개시 및 종단을 재평가하는 것이고, 채널 조건을 변경하는 강건성 뿐만 아니라 원하는 성능을 확립하기 위해, 장래 OFDM 심볼 내 FFT 수집 윈도우 (1012) 위치를 업데이트하도록 이 정보를 사용하는 것이다. 이 재평가 (타이밍 추정) 는 매 N_{ud} OFDM 심볼당 한번 수행되고 이하의 동작을 포함한다:
- <134> 1. 평균 채널 추정에서 "과거" 로부터 "장래" 를 분리하는 분리점을 한정. 한정된 수의 엇갈린 파일럿 (본 실시형태에서 채널 추정 범위 1024 시간 영역 칩) 때문에, 채널 추정 내 시작 위치 (최소 시간의 위치) 에 관하여 어려운 판단이 이루어진다. 추정은 증가하는 시간의 순서로 재명명된다.
- <135> 2. 최대 시간 영역 탭 E_{MAX} 의 부분으로서 선택된 임계치에 따라서 채널 추정을 임계. 노이즈 탭의 비간섭성의 결합이 채널 추정의 SNR 이득을 얻을 수 있도록 임계되지 않은 채널 추정이 HW 로 평균된다. 이 이득을

이용하기 위해, 임계가 DMTT 블록 (720) 에 적용된다.

3. 크기 N_w 의 직사각형 검출 윈도우 (1016) 를 임계 채널 추정에 슬라이딩시킴으로써 축적된 에너지 커브 (1050) 를 계산. 축적된 에너지 프로파일의 최대 찾기. 기설정된 정방향 및 역방향 임계 계수 ε_f 및 ε_b 에 기초하여, 플랫폼 에지를 결정하기 위해 정방향 및 역방향 임계치를 계산:

$$E_{T,F} = E_{n,MAX}(1 - \varepsilon_f), \quad E_{T,B} = E_{n,MAX}(1 - \varepsilon_b).$$

4. $E_{n,MAX}$ 에 대응하는 점 n_{MAX} 로부터 시작하여, 축적된 에너지 프로파일의 에지를 향하여 이동하고, 에너지가 정방향 및 역방향 임계치에 걸치는 최극점을 결정. 일 실시형태에서, 정방향 및 역방향 임계값은 $E_{n,MAX}$ 의 5%, 10%, 15% 또는 20% 이다. 이 점들은 플랫폼 (1040) 의 종단 및 개시 (각각) 를 결정한다. 이 점들을 사용하여, 0 이 아닌 채널 콘텐츠의 추정된 개시 및 종단 (FAP 및 LAP) 을 계산하는 것이 직접적이다.

강화된 DMTT 유닛에 대한 입력은 N 값 $An(k)$, 평균을 위한 블록에 의해 결정될 수 있는 $An(k)$ 의 최대값, 즉 E_{MAX} 이고, 동작의 노멀 모드에서 매 N_{ud} OFDM 심볼당 한 번 FFT 블록에 의해 생성되는 "DMTT 업데이트 요청 신호" 이다. 다른 "입력" 은 이하 표 1 에서 제시되는 2 패스 알고리즘의 SW 프로그램가능한 파라미터이다.

표 1: 2 패스 DMTT 알고리즘에 의해 사용되는, 디폴트 값을 가진 프로그램가능한 파라미터.

프로그램가능한 파라미터	설명	수용가능 값
N_w	윈도우 길이	512/Nb 와 768/Nb 사이
D_{mid}	타이밍 보정후 채널 추정을 집중화하기 위한 중간점	256/Nb 와 384/Nb 사이
Δ_N	채널 추정을 언래핑하기 위한 컷 오프	공칭값은 512/Nb- D_{mid} 이나 $\pm 128/Nb$ 의 변량이 가능 (SW 에 의해)
$\varepsilon_f, \varepsilon_b$	정방향 및 역방향 임계 계수	7 비트 단수 값, 0.02 와 0.1 사이; 공칭값: 약 0.05
β_T	노이즈 임계치 결정 $T_{DMTT} = E_{MAX} / \beta_T$	32, 128 사이의 값의 범위; 하나의 좋은 후보는 64

이 파라미터들은 소프트웨어에 의해 기록될 수 있고, 그것들 중 일부는 모델 동작을 통해 상수로 유지될 것이고, 일부는 더 복잡한 SW 알고리즘에 따라서, 프레임 바이 프레임 기초에 따라 적용될 수도 있다. "DMTT 업데이트 요청 신호" 가 높게 설정될 때마다, 다른 입력에 기초하여, 강화된 DMTT 유닛은 2 개의 출력, 즉, 0 이 아닌 채널 콘텐츠의 추정된 개시 및 종단을 생성하고, 이것들은 2 개의 정수: FAP 및 LAP 이다. 추가의 프로그램가능한 파라미터는 최소의 백오프, B_{off} 및 하드웨어적인 제한, $offset_{max}$ 를 포함한다.

초기화 스테이지 중, 관련 변수 및 버퍼는 초기화된다. 그것들은 이하 스테이지에서 사용된다. 제 1 단 계는 길이 $N=1024/Nb$ 의 버퍼 $An(k)$ (또한 An 라고도 함) 내에 포함된 채널 추정 에너지 프로파일의 개시 및 종단 개념을 정의한다. 에너지 축적의 목적으로한 버퍼 내 시작점은 $N-\Delta_N$ 으로 정의되고, 최종점은 $N-\Delta_N-1$

이고; 색인은 모듈로 N 을 증가시킴. 메모리 위치의 주소가 $startIndex = endIndex = N - \Delta_N$ 로 정

의되고, 브레이킹 포인트가 $breakPt = [N - \Delta_N + N_w]_{mod N}$ 로 정의된다; 축적된 에너지 E_n 은 12 비트 서명안된 값 (2^5 스케일) 이고, 본 실시형태에서 0 으로 초기화된다. 또한, 위치 카운터 n 은 0 (10비트) 으로 초기화되고, BEG 및 END 값도 마찬가지로, 각각 리딩 및 트레일링 에지 위치 (각 10 비트) 를 포함한다. 평균 채널 추정, E_{MAX} 의 최대 탭에 기초하여, 서명안된 8 비트 임계 $T_{DMTT} = E_{MAX} / \beta_T$ 가 결정된다. 최대 축적 에너지 값, $E_{n,MAX}$ 및 대응하는 위치, n_{MAX} 가 모두 0 으로 초기화된다. 메모리는 축적된 에너지 E_n 의 버퍼에 할당되고, 이것은 $N+N_w - 12$ 비트 서명안된 값을 포함하는 긴 버퍼이다. 마지막으로, 2 진 플래그가 설정된다: $found_{beg} = 거짓$, $found_{end} = 거짓$.

- <144> 초기화가 완료된후에, DMTT 알고리즘의 첫 패스가 시작할 준비가 된다. 이 스테이지의 획득은 축적된 에너지를 계산하고 그 최대를 추위하는 것이다. $0 \leq n < N$ 에 대해, 이하를 실행:
- <145> f) $e = A_{\text{endIndex}}$; $e > T_{\text{DMTT}}$ 이면, $E_n = E_n + e$ (다시 12 비트로 수렴) 실행;
- <146> $\text{endIndex} = [\text{endIndex} + 1]_{\text{mod } N}$;
- <147> g) $\text{endIndex} > \text{breakPt}$ 이면, $e = A_{\text{startIndex}}$ 실행; $e > T_{\text{DMTT}}$ 이면, $E_n = E_n - e$ (12 비트로 유지); $\text{startIndex} = [\text{startIndex} + 1]_{\text{mod } N}$; 적절한 위치에 E_n 저장;
- <148> h) $E_n > E_{n, \text{MAX}}$ 이면, $E_{n, \text{MAX}} = E_n$ 및 $n_{\text{MAX}} = n$ 으로 설정.
- <149> $N \leq n < N + N_w$ 에 대해, $e = A_{\text{startIndex}}$ 실행; $e > T_{\text{DMTT}}$ 이면, $E_n = E_n - e$ (12 비트로 유지); $\text{startIndex} = [\text{startIndex} + 1]_{\text{mod } N}$; 적절한 위치에 E_n 저장;
- <150> 첫 패스가 완료된 후에, 정방향 및 역방향 임계치를 설정하기 위해 $E_{n, \text{MAX}}$ 사용:
- $$E_{T, F} = E_{n, \text{MAX}} \cdot (1 - \varepsilon_f), E_{T, B} = E_{n, \text{MAX}} \cdot (1 - \varepsilon_b)$$
- 임계치는 서명안된 12 비트로 유지된다.
- <151> 두 번째 패스는 두 개의 부분을 포함한다; 리딩 에지 BEG 를 탐색하기 위한 역방향 검색 및 트레일링 에지 END 를 위치시키기 위한 정방향 검색.
- <152> $n_{\text{MAX}} - 1 \geq n \geq 0$ (감소 인덱스) 에 대해, 이하를 실행: $\text{found}_{\text{end}} = \text{거짓}$
- <153> a) ($\text{found}_{\text{beg}} = \text{거짓}$, $E_n < E_{T, B}$) 라면, $\text{BEG} = n + 1$, $\text{found}_{\text{beg}} = \text{참}$;
- <154> b) ($\text{found}_{\text{beg}} = \text{참}$, $E_n \geq E_{T, B}$) 라면, $\text{found}_{\text{beg}} = \text{거짓}$.
- <155> $n_{\text{MAX}} + 1 \leq n \leq N + N_w$ (증가 인덱스) 에 대해, 이하를 실행:
- <156> a) ($\text{found}_{\text{end}} = \text{거짓}$, $E_n < E_{T, f}$) 라면, $\text{END} = n$, $\text{found}_{\text{end}} = \text{참}$;
- <157> b) ($\text{found}_{\text{end}} = \text{참}$, $E_n \geq E_{T, f}$) 라면, $\text{found}_{\text{end}} = \text{거짓}$.
- <158> 이 점에서, BEG 및 END 모두는 0 이 아닌 값을 포함해야 하고, 양 2 진 플랙은 참으로 설정되어야 한다. 그렇지 않다면, 타이밍 오프셋 값이 보정되어서는 안된다. 출력 파라미터 FAP 및 LAP 는 채널 위치에 연관되고, 지연 확산은 다음과 같이 발견된다:

$$LAP_{HW} = BEG - \Delta_N, FAP_{HW} = END - \Delta_N - N_w. \quad (5)$$

<160> 대안적인 통신 채널 위치 알고리즘

- <161> FAP 를 결정하기 위한 상기 언급된 방법에 더하여, 다른 방법이 일부 실시형태에서 이용될 수 있다. 일 실시형태에서, 플랫폼 (1040) 의 리딩 및 트레일링 에지는, 축적된 에너지 및 그것의 한정 차이의 절대값의 가중 합산을 얻음으로써 발견된다. 지연 확산, D 는, 축적된 에너지 커브 (1050) 의 리딩 및 트레일링 에지 모두를 찾은 후에 결정될 수 있다. 본 출원과 동일자로 출원되고, 미세 타이밍 획득으로 명명되고, 여기에서 참조로서 삽입되어 있는, 미국 특허 출원번호 (대리인 도켓 번호. 040588) 는, 플랫폼의 트레일링 에지를 결정하기 위해 축적된 에너지 커브의 음미분에서 스파이크 검출의 이용을 기술하고, 이것은 플랫폼의 리딩 에지를 탐색하는데 사용될 수도 있다. 일단 이 에지들이 발견되면, 지연 확산은 상기 기술에 따라서 결정될 수 있다.
- 이러한 통신 채널 위치 파라미터를 찾은 후에, 그것들은 상기 기술된 대로 채널 추정 유닛 (720) 및/또는 수집 윈도우 (1012) 의 위치에서 사용될 수 있다.

- <162> 다음으로 도 13 을 참조하면, 통신 채널 위치를 결정하기 위한 수신기 (1300) 의 실시형태가 개시된다. 수신기는 시간에 대해 복수의 채널 임펄스 응답을 결정 (1304) 하기 위한 수단, 제 1 필터링된 채널 임펄스 응답을 산출하기 위해 제 1 시간 주기에 대해 복수의 채널 임펄스 응답의 제 1 서브셋을 평균 (1308) 하기 위한 수단, 제 2 필터링된 채널 임펄스 응답을 산출하기 위해 제 2 시간 주기에 대해 복수의 채널 임펄스 응답의 제 2 서브셋을 평균 (1316) 하기 위한 수단, 및 제 1 필터링된 채널 임펄스 응답 및 제 2 필터링된 채널 임펄스 응답

을 이용하여 통신 채널 위치를 결정 (1320) 하기 위한 수단을 포함한다. 제 2 시간 주기는 제 1 시간 주기보다 크고, 제 2 시간 주기는 제 1 서브셋과 상이하다.

<163> 도 14 를 참조하면, 통신 채널 위치를 결정하기 위한 프로세스 (1400) 의 실시형태가 도시된다. 다수의 채널 임펄스 응답이 블록 1404 에서 수집된다. 블록 1408 에서 제 1 필터링된 채널 임펄스 응답을 산출하기 위해, 다수의 채널 임펄스 응답의 제 1 서브셋이 제 1 시간 주기에 대해 평균된다. 블록 1412 에서 제 2 필터링된 채널 임펄스 응답을 산출하기 위해, 다수의 채널 임펄스 응답의 제 2 서브셋이 제 2 시간 주기에 대해 평균된다. 제 2 시간 주기는 제 1 시간 주기와 다르고, 제 2 서브셋은 제 1 서브셋과 상이하다. 블록 1416 에서, 제 1 필터링된 채널 임펄스 응답과 제 2 필터링된 채널 임펄스 응답을 이용하여 통신 채널 위치가 결정된다.

<164> 여기에서 기술된 동기화 기술은 다양한 수단으로 구현될 수도 있다. 예를 들어, 이러한 기술은 하드웨어, 소프트웨어, 또는 이들의 조합으로 구현될 수도 있다. 하드웨어 구현을 위해, 동기화를 지원하는 기지국에서 프로세싱 유닛 (예, TX 데이터 및 파일럿 프로세서 120) 이 하나 이상의 주문자 특정 집적 회로 (ASICs), 디지털 신호 프로세서 (DSPs), 디지털 신호 프로세싱 디바이스 (DSPDs), 프로그래머블 로직 디바이스 (PLDs), 필드 프로그래머블 게이트 어레이 (FPGAs), 프로세서, 컨트롤러, 마이크로컨트롤러, 마이크로프로세서, 여기에서 기술된 기능을 수행하도록 설계된 다른 전자 유닛 또는 이들의 조합 내에 구현될 수도 있다. 동기화 (예, SCEU 180) 를 수행하는 무선 수신기에서 프로세싱 유닛은 하나 이상의 ASICs, DSPs 등으로 또한 구현될 수도 있다.

<165> 상기 실시형태의 일부는 특정 방식으로 플랫폼의 리딩 및 트레일링 에지를 결정한다. 다른 실시형태는 탭 에너지 및 최대 탭 에너지로부터의 한정된 차이를 가중 합산할 수 있다. 플랫폼의 개시 및 종단은 이러한 타입의 스코어링 알고리즘으로 구현될 수 있다.

<166> 소프트웨어 구현을 위해, 동기화 기술은 여기에서 기술된 기능을 수행하는 모듈 (예, 과정, 기능 등) 로 구현될 수도 있다. 소프트웨어 코드는 메모리 유닛 (예, 도 1 의 메모리 유닛 192) 에 저장될 수도 있고 프로세서 (예, 컨트롤러 190) 에 의해 실행될 수도 있다. 메모리 유닛은 프로세서 내 또는 프로세서 외부에서 구현될 수도 있다.

<167> 본 발명의 원칙은 특정 장치 및 방법과 관련하여 기술되었지만, 이러한 기술은 예로써만 이루어진 것이고 본 발명의 범위를 한정하는 것이 아니라는 것이 명백하게 이해되어야 한다.

도면의 간단한 설명

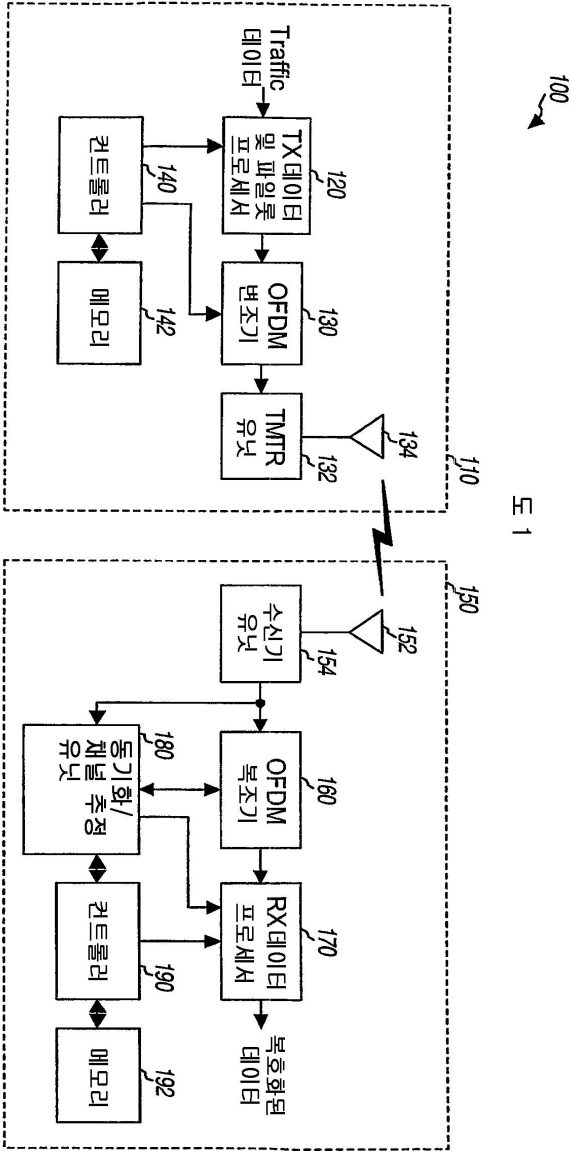
- <15> 도 1 은 직교 주파수 분할 다중화 (OFDM) 시스템의 기지국 및 무선 수신기의 실시형태를 도시하는 블록 다이어그램이다.
- <16> 도 2a, 2b 및 2c 는 더 상세하게 슈퍼 프레임 구조를 도시한 블록 다이어그램이다.
- <17> 도 3 은 OFDM 변조기의 실시형태를 도시한 블록 다이어그램이다.
- <18> 도 4 는 동기화 및 채널 추정 유닛을 도시한 블록 다이어그램이다.
- <19> 도 5 는 OFDM 심볼 타이밍 검출기 및 채널 추정기의 실시형태를 도시한 블록 다이어그램이다.
- <20> 도 6 은 심볼 타이밍 검출기의 실시형태를 도시한 블록 다이어그램이다.
- <21> 도 7 은 시간 필터 유닛의 실시형태를 도시한 블록 다이어그램이다.
- <22> 도 8 은 TDM 및 FDM 파일럿 양자를 가진 파일럿 송신 구조의 실시형태를 도시한 다이어그램이다.
- <23> 도 9a, 9b 및 9c 는 지연 확산이 상이한, OFDM 심볼에 대한 3 개의 수신된 신호 경로를 도시하는 다이어그램이다.
- <24> 도 10a 및 10b 는 축적된 에너지 커브를 결정하기 위해 채널 프로파일 처리를 도시하는 다이어그램이다.
- <25> 도 11 은 결과적인 채널 탭 에너지 상의 타이밍 변화의 효과를 도시하는 다이어그램이다.
- <26> 도 12 는 프로그래머블 채널 변위에 대한 검색 원도를 도시하는 실시형태의 다이어그램이다.
- <27> 도 13 은 수신기의 일부를 도시하는 블록 다이어그램이다.

<28> 도 14 는 통신 채널 위치를 결정하기 위한 실시형태의 플로우 차트이다.

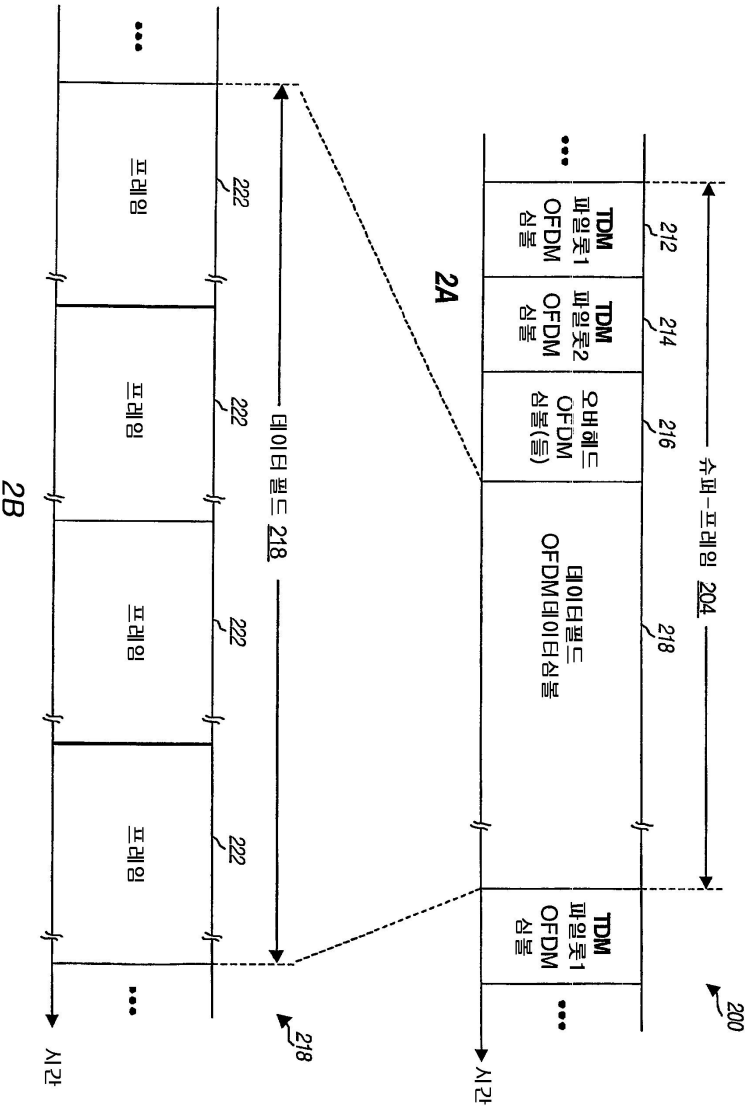
<29> 첨부된 도면에서, 동일한 도면 부호는 동일한 대상을 지시한다.

도면

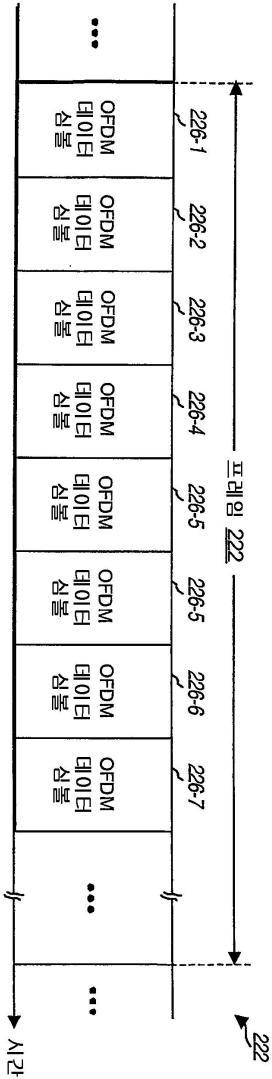
도면1



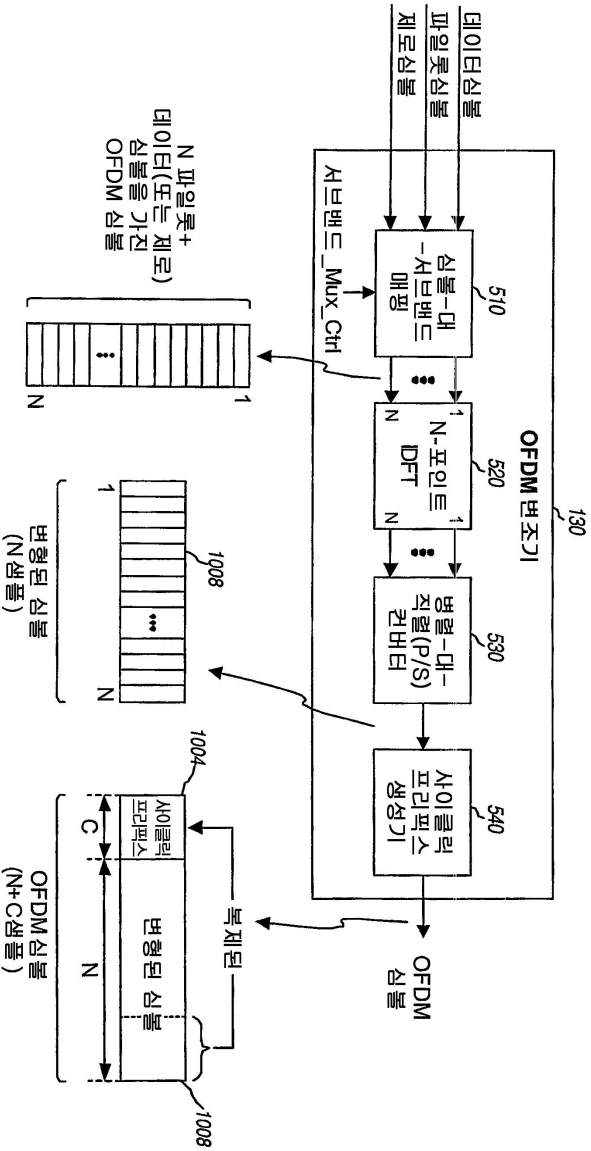
도면2



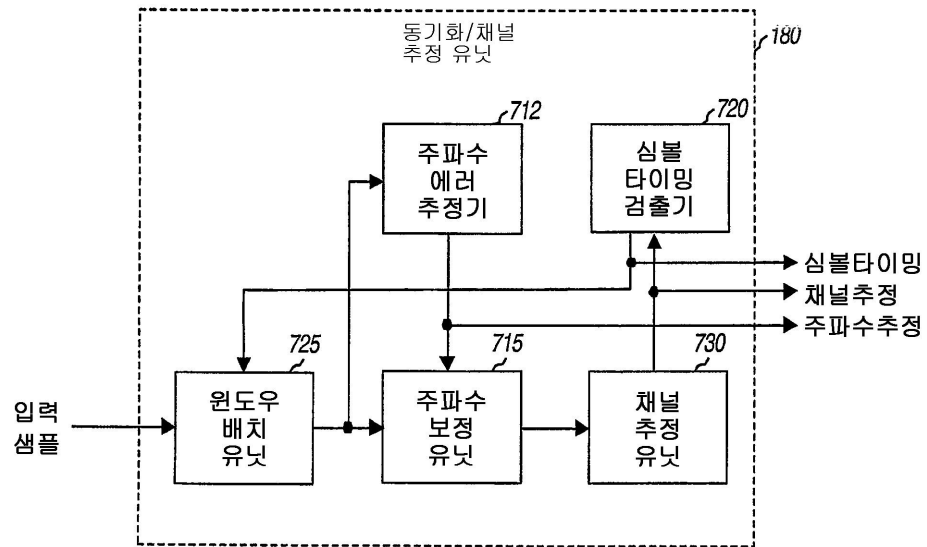
도면2c



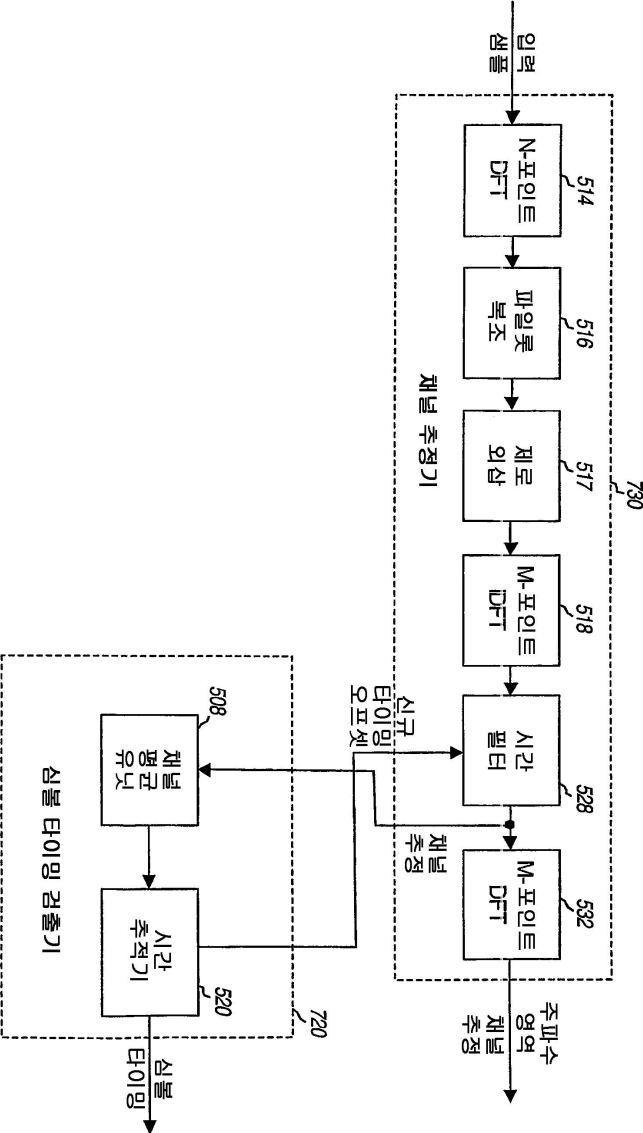
도면3



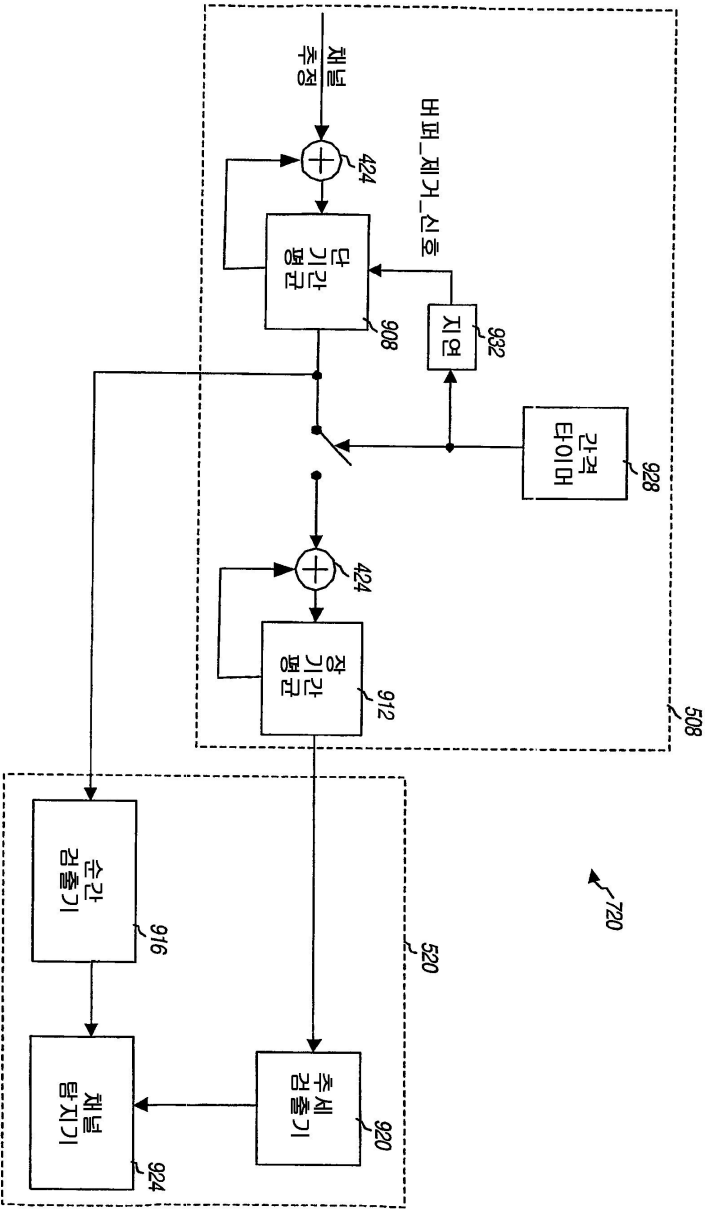
도면4



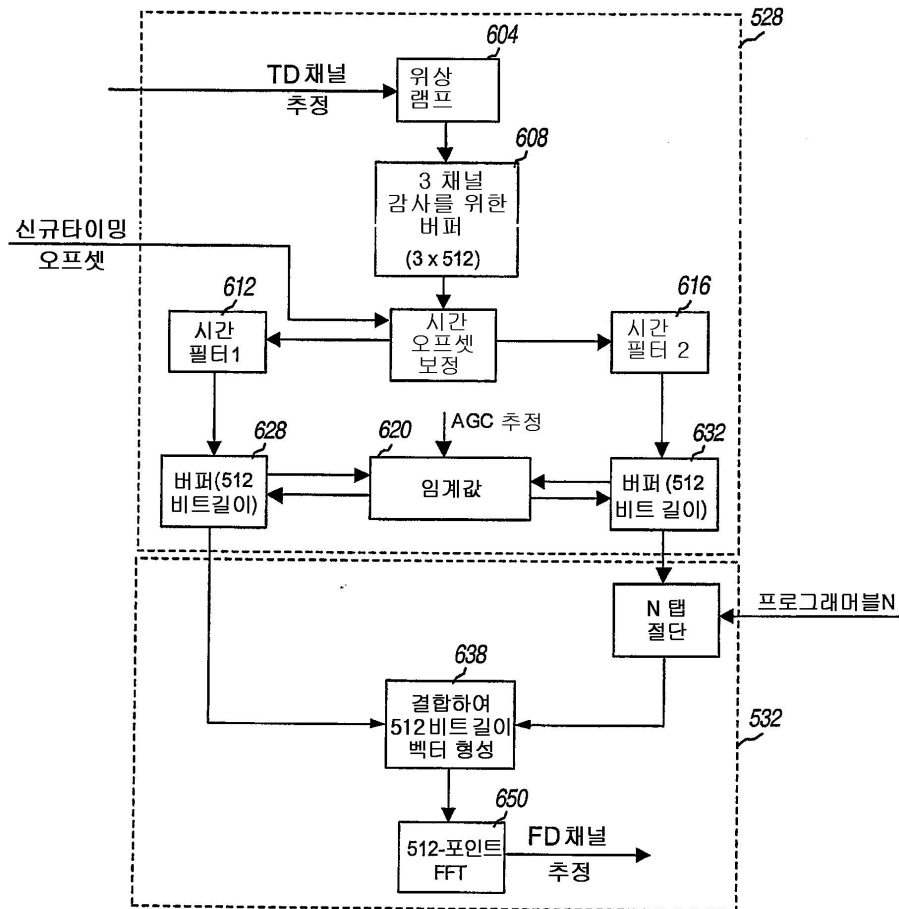
도면5



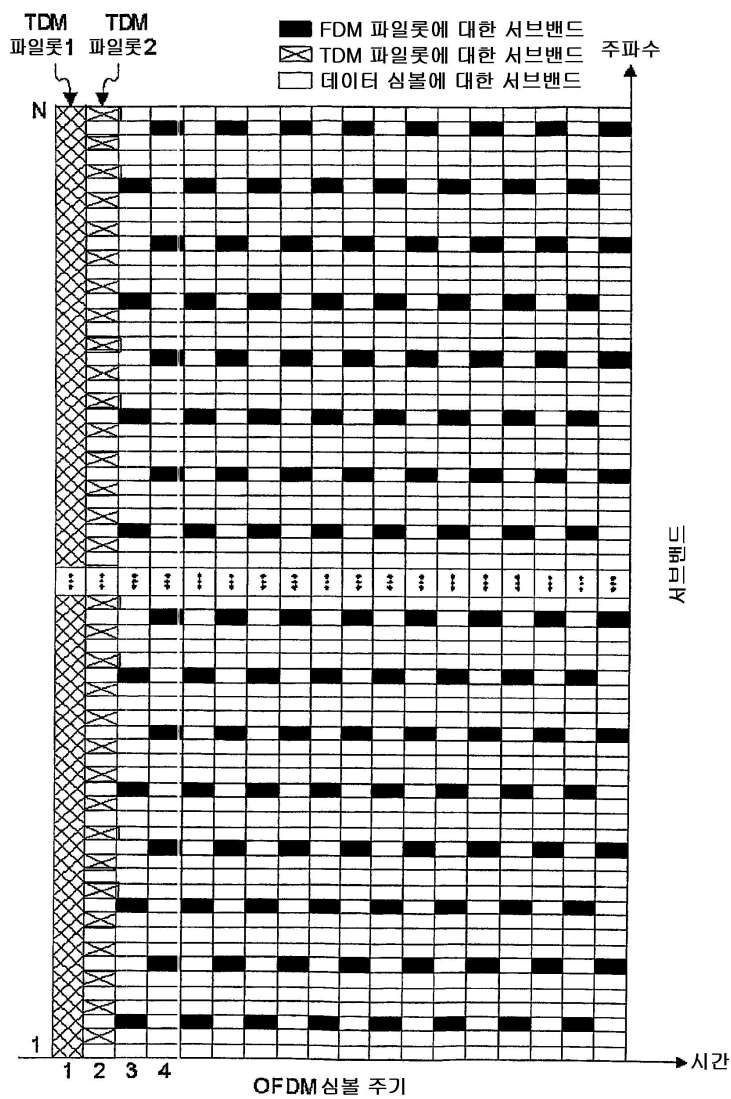
도면6



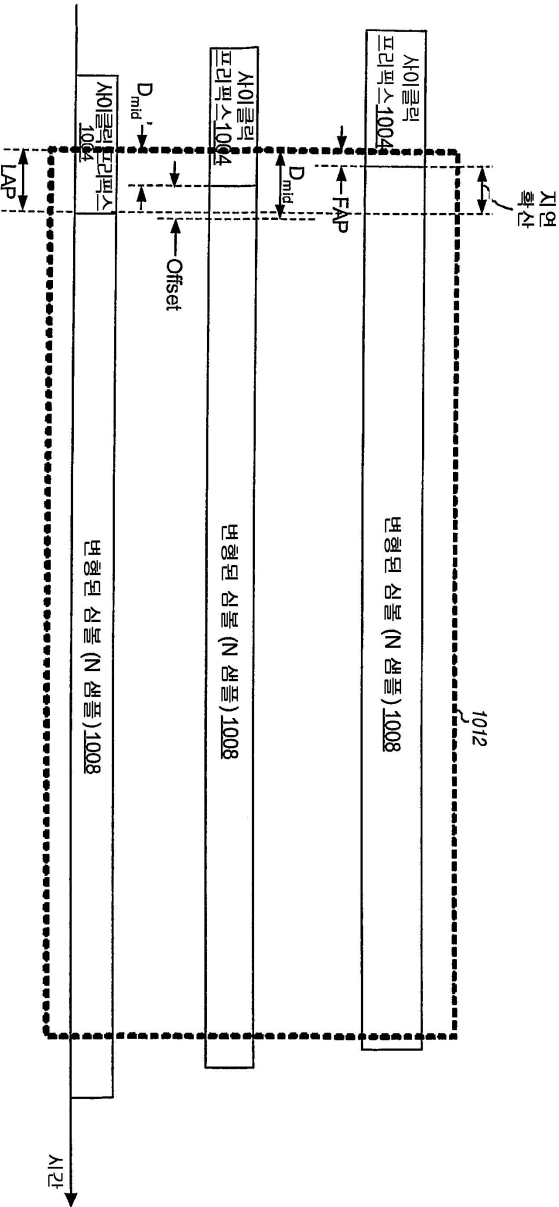
도면7



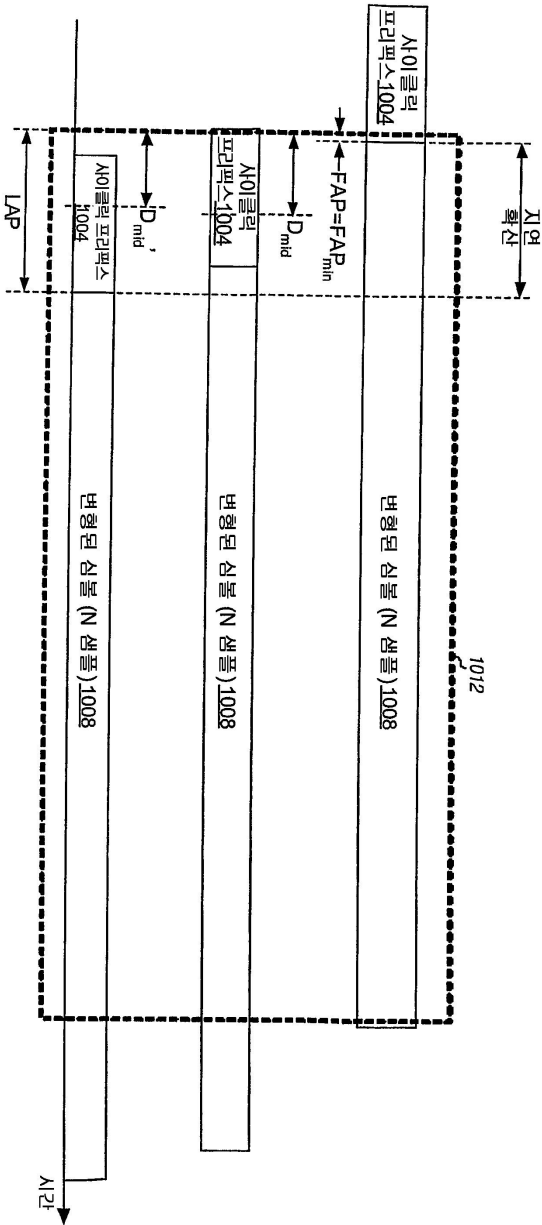
도면8



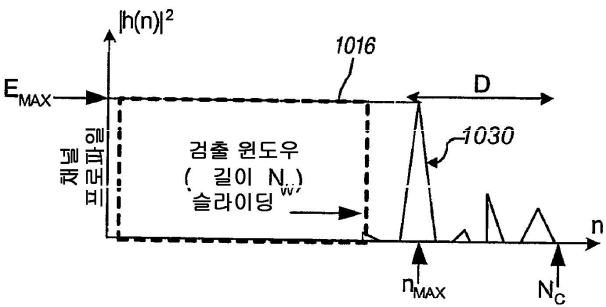
도면9b



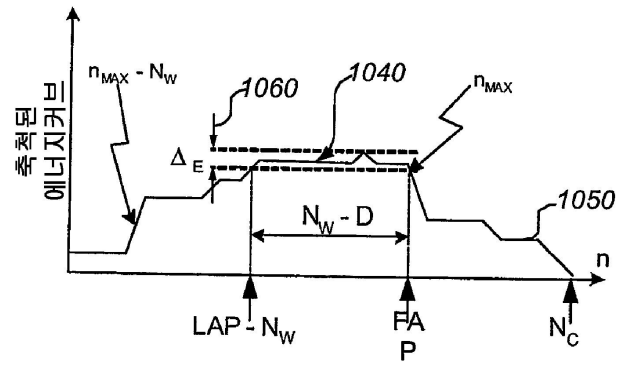
도면9c



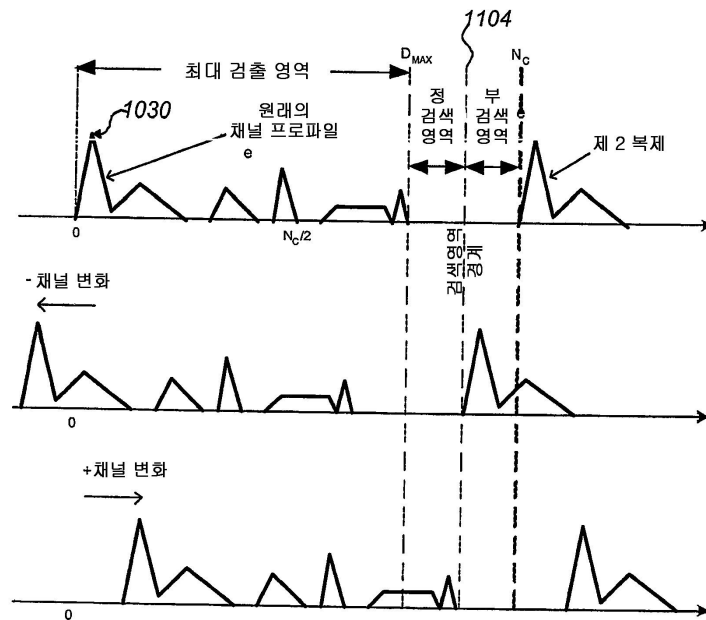
도면10a



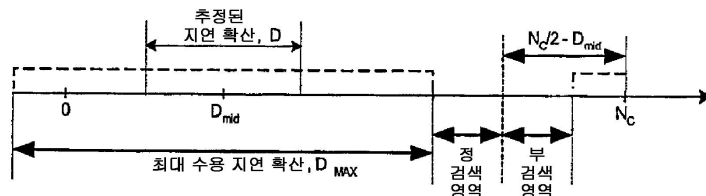
도면10b



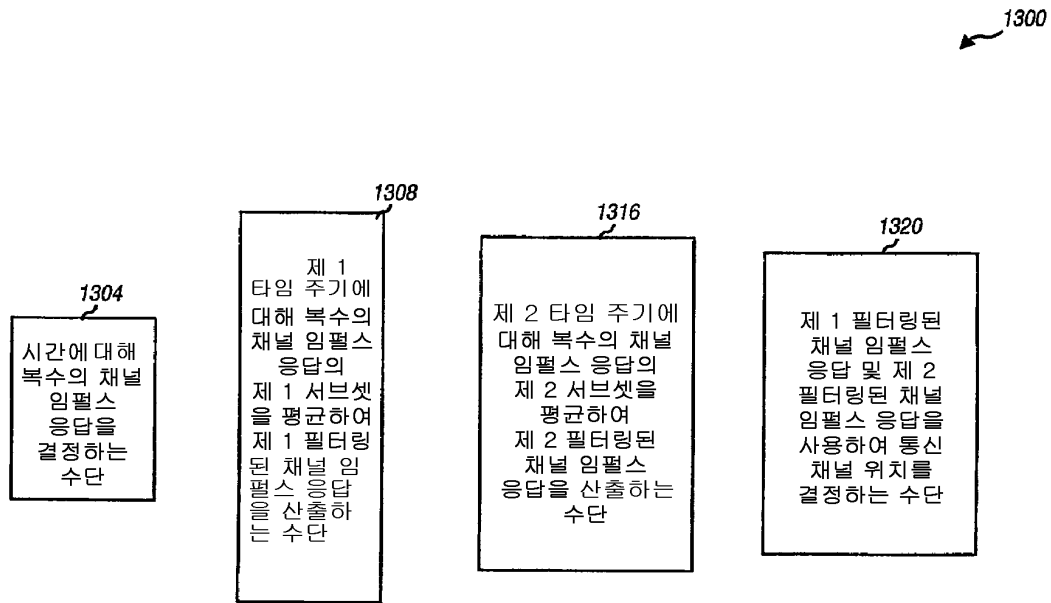
도면11



도면12



도면13



도면14

