



(19) 대한민국특허청(KR)

(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2013년11월21일

(11) 등록번호 10-1331509

(24) 등록일자 2013년11월14일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)

H04L 12/26 (2006.01) H04L 27/26 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2010-7029834(분할)

(22) 출원일자(국제) 2007년05월22일

심사청구일자 2010년12월30일

(85) 번역문제출일자 2010년12월30일

(65) 공개번호 10-2011-0015657

(43) 공개일자 2011년02월16일

(62) 원출원 특허 10-2008-7031161

원출원일자(국제) 2007년05월22일

심사청구일자 2008년12월22일

(86) 국제출원번호 PCT/US2007/069495

(87) 국제공개번호 WO 2007/137277

국제공개일자 2007년11월29일

(30) 우선권주장

60/802,627 2006년05월22일 미국(US)

(56) 선행기술조사문헌

US20050141598 A1

US20050084035 A1

전체 청구항 수 : 총 14 항

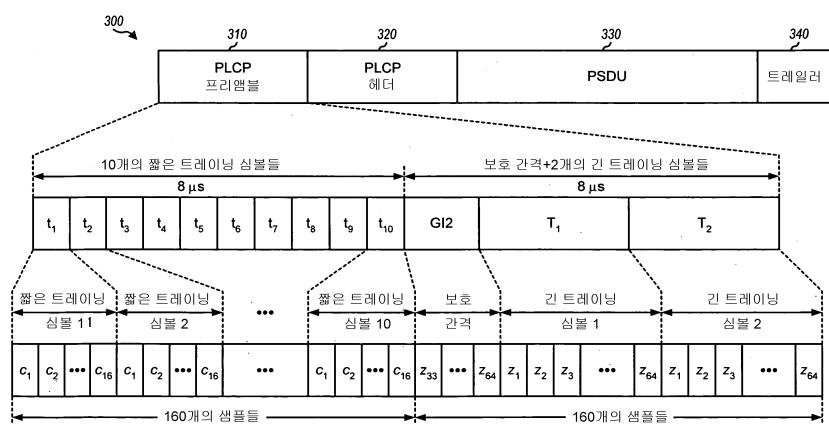
심사관 : 천대녕

(54) 발명의 명칭 무선 통신 시스템에서 단일-버스트 포착

(57) 요약

패킷들의 포착을 수행하기 위한 기술들이 제시된다. 제 1검출값들은 예컨대 샘플들에 대하여 지연-곱셈-적분(delay-multiply-integrate)을 수행함으로서 제 1의 다수의 샘플들에 기반하여 결정될 수 있다. 전력값들은 예컨대 샘플들에 대하여 곱셈-적분을 수행함으로서 제 1의 다수의 샘플들에 기반하여 결정될 수 있다. 제 1검출값들은 평균 검출값들을 획득하기 위하여 평균화될 수 있다. 전력값들은 평균 전력값들을 획득하기 위하여 평균화될 수 있다. 패킷이 존재하는지의 여부는 평균 검출값들 및 평균 전력값들에 기반하여 결정될 수 있다. 제 2검출값들은 제 2의 다수의 샘플들에 기반하여 결정될 수 있다. 패킷의 시작 부분은 제 1 및 제 2 검출값들에 기반하여 결정될 수 있다. 제 3검출값은 제 3의 다수의 샘플들에 기반하여 결정될 수 있다. 패킷의 주파수 에러는 제 1 및 제 3 검출값들에 기반하여 추정될 수 있다.

대 표 도 - 도3



(72) 발명자

왈튼, 제이, 로드니

미국 01741 매사추세츠 칼라일 하이우즈 레인 85

하워드, 스티븐, 제이.

미국 01721 매사추세츠 애쉬랜드 헤리티지 애브뉴

75

특허청구의 범위

청구항 1

패킷의 시작을 결정하기 위한 장치로서,

샘플들의 윈도우에 기반하여 제 1 검출값을 결정하고, 다수의 샘플들 각각에 대한 제 2 검출값을 결정하며, 상기 제 1 검출값 및 상기 다수의 샘플들에 대한 제 2 검출값들에 기반하여 패킷의 시작을 결정하도록 구성되는 프로세서; 및

상기 프로세서에 결합되는 메모리

를 포함하고,

상기 프로세서는 상기 제 1 검출값 및 상기 제 2 검출값들에 기반하여 메트릭값들을 계산하며, 상기 메트릭값들 및 임계값에 기반하여 상기 패킷의 시작을 결정하도록 구성되는,

패킷의 시작을 결정하기 위한 장치.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 프로세서는 상기 제 1 검출값을 획득하기 위하여 상기 샘플들의 윈도우에 대하여 지연-곱셈-적분(delay-multiply-integrate)을 수행하고, 상기 다수의 샘플들 각각에 대한 상기 제 2 검출값을 획득하기 위하여 슬라이딩 지연-곱셈-적분(sliding delay-multiply-integrate)을 수행하도록 구성되는,

패킷의 시작을 결정하기 위한 장치.

청구항 3

제2항에 있어서,

상기 제 1 검출값을 유도하기 위하여 사용되는 상기 샘플들의 윈도우는 각각의 제 2 검출값을 유도하기 위하여 사용되는 샘플들보다 선행하는,

패킷의 시작을 결정하기 위한 장치.

청구항 4

삭제

청구항 5

패킷의 시작을 결정하기 위한 방법으로서,

샘플들의 윈도우에 기반하여 제 1 검출값을 결정하는 단계;

다수의 샘플들 각각에 대한 제 2 검출값을 결정하는 단계; 및

상기 제 1 검출값 및 상기 다수의 샘플들에 대한 제 2 검출값들에 기반하여 패킷의 시작을 결정하는 단계

를 포함하고,

상기 패킷의 시작을 결정하는 단계는,

상기 제 1 검출값 및 상기 제 2 검출값들에 기반하여 메트릭값들을 계산하는 단계; 및

상기 메트릭값들 및 임계값에 기반하여 상기 패킷의 시작을 결정하는 단계

를 포함하는,

패킷의 시작을 결정하기 위한 방법.

청구항 6

삭제

청구항 7

패킷의 끝을 결정하기 위한 장치로서,

다수의 심볼 기간들 각각에 대한 검출값을 결정하고, 상기 다수의 심볼 기간들에 대한 검출값들에 기반하여 패킷의 끝을 검출하도록 구성되는 프로세서; 및

상기 프로세서에 결합되는 메모리

를 포함하고,

상기 프로세서는 상기 심볼 기간에서 보호 간격(guard interval)을 대응하는 유용한 부분(useful portion)과 상관시킴으로써 각각의 심볼 기간에 대한 상기 검출값을 결정하도록 구성되는,

패킷의 끝을 결정하기 위한 장치.

청구항 8

삭제

청구항 9

제7항에 있어서,

상기 프로세서는 현재의 심볼 기간까지의 S개의 심볼 기간들에 대한 S개의 검출값들의 평균에 기반하여 각각의 심볼 기간에 대한 임계값을 결정하고, 상기 다수의 심볼 기간들에 대한 검출값들 및 임계값들에 기반하여 상기 패킷의 끝을 검출하도록 구성되며,

여기서, S는 1 또는 그 이상인,

패킷의 끝을 결정하기 위한 장치.

청구항 10

제9항에 있어서,

상기 프로세서는 각각의 심볼 기간에서 상기 임계값과 상기 검출값을 비교하고, 상기 검출값이 상기 임계값 미만인 심볼 기간 이후에 상기 임계값을 고정시키며(freeze), 다음 심볼 기간에 대한 검출값이 상기 임계값 미만이면 상기 패킷의 끝을 선언하도록 구성되는,

패킷의 끝을 결정하기 위한 장치.

청구항 11

패킷의 끝을 결정하기 위한 방법으로서,

다수의 심볼 기간들 각각에 대한 검출값을 결정하는 단계; 및

상기 다수의 심볼 기간들에 대한 검출값들에 기반하여 패킷의 끝을 검출하는 단계

를 포함하고,

상기 검출값을 결정하는 단계는, 상기 심볼 기간에서 보호 간격을 대응하는 유용한 부분과 상관시킴으로써 각각의 심볼 기간에 대한 상기 검출값을 결정하는 단계를 포함하는,

패킷의 끝을 결정하기 위한 방법.

청구항 12

제11항에 있어서,

상기 패킷의 끝을 검출하는 단계는,

현재의 심볼 기간까지의 S개의 심볼 기간들에 대한 S개의 검출값들의 평균에 기반하여 각각의 심볼 기간에 대한 임계값을 결정하는 단계, 및

상기 다수의 심볼 기간들에 대한 검출값들 및 임계값들에 기반하여 상기 패킷의 끝을 검출하는 단계를 포함하고,

여기서, S는 1 또는 그 이상인,

패킷의 끝을 결정하기 위한 방법.

청구항 13

제12항에 있어서,

상기 패킷의 끝을 검출하는 단계는,

각각의 심볼 기간에서 상기 임계값과 상기 검출값을 비교하는 단계;

상기 검출값이 상기 임계값 미만인 심볼 기간 이후에 상기 임계값을 고정시키는 단계; 및

다음 심볼 기간에 대한 검출값이 상기 임계값 미만이면 상기 패킷의 끝을 선언하는 단계를 포함하는,

패킷의 끝을 결정하기 위한 방법.

청구항 14

패킷을 프로세싱하기 위한 장치로서,

제 1의 다수의 샘플들에 기반하여 제 1 검출값들을 결정하고, 상기 제 1의 다수의 샘플들에 기반하여 전력값들을 결정하며, 상기 제 1 검출값들 및 상기 전력값들에 기반하여 패킷이 존재하는지 여부를 결정하고, 제 2의 다수의 샘플들에 기반하여 제 2 검출값들을 결정하며, 상기 제 1 및 제 2 검출값들에 기반하여 상기 패킷의 시작을 결정하도록 구성되는 프로세서; 및

상기 프로세서에 결합되는 메모리

를 포함하고,

상기 프로세서는 제 3의 다수의 샘플들에 기반하여 제 3 검출값을 결정하고, 상기 제 1 및 제 3 검출값들에 기반하여 상기 패킷의 주파수 에러를 추정하도록 구성되는,

패킷을 프로세싱하기 위한 장치.

청구항 15

삭제

청구항 16

제14항에 있어서,

상기 프로세서는 제 4의 다수의 샘플들에 기반하여 제 4 검출값들을 결정하고, 상기 제 4 검출값들에 기반하여 상기 패킷의 끝을 결정하도록 구성되는,

패킷을 프로세싱하기 위한 장치.

청구항 17

패킷을 프로세싱하기 위한 방법으로서,

제 1의 다수의 샘플들에 기반하여 제 1 검출값들을 결정하는 단계;

상기 제 1의 다수의 샘플들에 기반하여 전력값들을 결정하는 단계;
 상기 제 1 검출값들 및 상기 전력값들에 기반하여 패킷이 존재하는지 여부를 결정하는 단계;
 제 2의 다수의 샘플들에 기반하여 제 2 검출값들을 결정하는 단계;
 상기 제 1 및 제 2 검출값들에 기반하여 상기 패킷의 시작을 결정하는 단계;
 제 3의 다수의 샘플들에 기반하여 제 3 검출값을 결정하는 단계; 및
 상기 제 1 및 제 3 검출값들에 기반하여 상기 패킷의 주파수 에리를 추정하는 단계
 를 포함하는,
 패킷을 프로세싱하기 위한 방법.

청구항 18

삭제

청구항 19

제17항에 있어서,
 제 4의 다수의 샘플들에 기반하여 제 4 검출값들을 결정하는 단계; 및
 상기 제 4 검출값들에 기반하여 상기 패킷의 끝을 결정하는 단계
 를 더 포함하는,
 패킷을 프로세싱하기 위한 방법.

명세서

기술 분야

[0001] 본 출원은 "무선 통신 시스템에서 단일-버스트 포착"이라는 명칭으로 2006년 5월 22일에 출원된 미국 가출원번호 제60/802,627호의 우선권을 주장하며, 이 가출원은 본 발명의 양수인에게 양도되고 여기에 참조로 통합된다.

[0002] 본 발명은 일반적으로 통신, 특히 무선 통신 시스템에서 포착을 수행하는 기술들에 관한 것이다.

배경 기술

[0003] 무선 통신 시스템에서, 전송기는 데이터 심볼들을 생성하기 위하여 데이터의 패킷을 처리할 수 있다(예컨대, 인코딩 및 변조할 수 있다). 코히어런트 시스템에서, 전송기는 데이터 심볼들과 파일럿 심볼들을 다중화하고, 다중화된 데이터 및 파일럿 심볼들을 처리하여 변조된 신호를 생성하며, 무선 채널을 통해 변조된 신호를 전송할 수 있다. 무선 채널은 채널 응답과 전송된 신호를 왜곡시키고, 잡음 및 간섭으로 신호를 추가로 저하시킨다.

[0004] 수신기는 전송된 신호를 수신하고, 수신된 신호를 처리하여 샘플들을 획득할 수 있다. 수신기는 패킷의 존재를 검출하기 위하여 패킷 검출을 수행할 수 있다. 수신기는 또한 수신된 신호의 타이밍 및 주파수를 탐지하여 임의의 주파수 에러들을 정정하기 위하여 시간 및 주파수 포착(acquisition)을 수행할 수 있다. 그 다음에, 수신기는 주파수-정정된 샘플들을 처리하여 데이터 심볼 추정치들을 획득하며, 데이터 심볼 추정치들을 처리하여(예컨대, 복조 및 디코딩하여) 디코딩된 데이터를 획득할 수 있다.

[0005] 수신기는 패킷들이 전송될 때를 알지 못할 수 있다. 게다가, 수신기는 상이한 타이밍, 주파수 및 전송 전력을 가진 패킷들을 다수의 전송기들로부터 수신할 수 있다. 그 다음에, 수신기는 패킷들의 존재를 신속하고 정확하게 검출하고 각각의 패킷의 타이밍 및 주파수 포착을 빠르게 수행하여 성능을 향상시킬 수 있다.

[0006] 따라서, 무선 통신 시스템에서 포착을 빠르고 효율적으로 수행하기 위한 기술들에 대한 필요성이 요구된다.

발명의 내용

[0007] 수신기에서 패킷들의 포착을 빠르고 효율적으로 수행하기 위한 기술들이 여기에서 제시된다. 일 설계에서, 제

1 검출값들 C_k 는 예전대 샘플들에 대하여 지연-곱셈-적분(delay-multiply-integrate)을 수행함으로서 하나 이상의 수신 안테나들로부터 제1의 다수의 샘플들에 기반하여 결정된다. 전력 값들 P_k 은 예전대 샘플들에 대하여 곱셈-적분(multiply-integrate)을 수행함으로서 제 1의 다수의 샘플들에 기반하여 결정된다. 제 1 검출값들은 평균 검출값들을 획득하기 위하여 평균화된다. 전력값들은 또한 평균 전력값들을 획득하기 위하여 평균화된다. 패킷이 존재하는지의 여부는 평균 검출값들 및 평균 전력값들에 기반하여 결정된다.

[0008] 제 2 검출값들 C_i 은 제 2의 다수의 샘플들에 기반하여 결정된다. 패킷의 시작 부분은 제 1 및 제 2 검출값들에 기반하여 결정된다. 제 3 검출값 D_m 은 제 3의 다수의 샘플들에 기반하여 결정된다. 패킷의 주파수 에러는 제 1 및 제 3 검출값들에 기반하여 추정된다. 제 1의 다수의 샘플들은 짧은 트레이닝 심볼들에 대한 샘플들을 포함할 수 있다. 제 2 및 제 3의 다수의 샘플들은 각각 짧은 및/또는 긴 트레이닝 심볼들에 대한 샘플들을 포함할 수 있다.

[0009] 제 4 검출값들 G_n 은 제 4의 다수의 샘플들에 기반하여 결정된다. 각각의 제 4 검출값은 전송 심볼의 대응하는 원시 부분과 전송 심볼들의 복사된 부분(예전대, OFDM 심볼의 보호 간격(guard interval)을 상관시킴으로서 획득된다. 패킷의 끝 부분은 제 4 검출값들에 기반하여 결정된다.

[0010] 일반적으로, 각각의 검출값은 샘플들의 세트에 대하여 지연-곱셈-적분(delay-multiply-integrate) 연산을 수행함으로서 획득된다. 이하에 기술된 바와같이, 샘플들에 대한 다른 지연들, 다른 적분 간격들 등으로 인하여 다른 검출값들은 획득될 수 있다.

[0011] 본 발명의 다양한 양상들 및 특징들은 이하에서 더 상세히 설명될 것이다.

도면의 간단한 설명

[0012] 도 1은 액세스 포인트 및 다수의 스테이션들을 가진 무선 네트워크를 도시한 도면이다.

도 2는 전송기 및 수신기의 블록도이다.

도 3은 IEEE 802.11a/g에서 사용된 프레임 구조를 도시한 도면이다.

도 4는 패킷에 대한 다양한 검출값들의 계산을 도시한 도면이다.

도 5는 수신기의 포착 프로세서의 블록도를 도시한다.

도 6은 포착 프로세서내의 지연-곱셈-적분 유닛 및 이동 평균화 유닛의 블록도를 도시한다.

도 7은 수신기의 복조기들 및 수치적으로 제어되는 발진기(NCO)의 블록도를 도시한다.

도 8은 패킷의 존재를 검출하는 프로세스를 도시한 도면이다.

도 9는 패킷의 존재를 검출하는 장치를 도시한 도면이다.

도 10은 패킷의 시작 부분을 검출하는 프로세스를 도시한 도면이다.

도 11은 패킷의 시작 부분을 검출하는 장치를 도시한 도면이다.

도 12는 주파수 정정 프로세스를 도시한 도면이다.

도 13은 주파수 정정 장치를 도시한 도면이다.

도 14는 패킷의 끝 부분을 검출하는 프로세스를 도시한 도면이다.

도 15는 패킷의 끝 부분을 검출하는 장치를 도시한 도면이다.

도 16은 패킷을 처리하는 프로세스를 도시한 도면이다.

도 17은 패킷을 처리하는 장치를 도시한 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0013] 여기에서 제시된 기술들은 무선 근거리 통신망들(WLAN), 무선 도시지역 통신망들(WMAN;Wireless Metropolitan Area Network), 무선 광역 통신망들(WWAN) 등과 같은 다양한 통신 시스템 및 네트워크들에 대하여 사용될 수 있다. 용어 "시스템" 및 "네트워크"는 종종 상호 교환하여 사용된다. WLAN은 IEEE 802.11 표준 패밀리(family)

(또한 Wi-Fi로 지칭됨), Hiperlan 등으로 무선 기술들의 일부를 구현할 수 있다. WMAN은 IEEE 802.16(또한 WiMAX로서 지칭됨) 등을 구현할 수 있다. WWAN은 코드분할 다중접속(CDMA), 주파수 분할 다중접속(FDMA), 시분할 다중접속(TDMA), 직교 FDMA(OFDMA), 단일-캐리어 FDMA(SC-FDMA), 공간 분할 다중접속(SDMA) 등과 같은 다중접속 방식을 구현할 수 있다. OFDMA는 직교 주파수 분할 다중화(OFDM)를 이용하며, SC-FDMA는 단일-캐리어 주파수 분할 다중화(SC-FDM)를 이용한다. OFDM 및 SC-FDM은 시스템 대역폭을 다수의(K) 직교 서브캐리어들로 분할하며, 이 서브캐리어들은 또한 톤들(tone), 빈들(bin) 등으로 지칭된다. 각각의 서브캐리어는 데이터로 변조될 수 있다. 일반적으로, 변조 심볼들은 OFDM을 사용하여 주파수 영역으로 그리고 SC-FDM을 사용하여 시간영역으로 전송된다. OFDMA 시스템은 IEEE 802.20, 울트라 모바일 브로드밴드(UMB: Ultra Mobile Broadband), Flash-OFDM®, 롱 텀 에볼루션(LTE: Long Term Evolution) 등과 같은 무선 기술을 구현할 수 있다. 이들 다양한 무선 기술들 및 표준들은 공지되어 있다. 명확화를 위하여, OFDM을 이용하는 IEEE 802.11 표준, 예컨대 IEEE 802.11a, 802.11g 및/또는 802.11n을 구현하는 WLAN과 관련한 기술들이 제시된다.

[0014] 여기에서 제시된 기술들은 단일-입력 단일-출력(SISO), 단일-입력 다중-출력(SIMO), 다중-입력 단일-출력(MISO), 및 다중-입력 다중-출력(MIMO) 전송들을 위하여 사용될 수 있다. 단일-입력은 데이터 전송을 위한 하나의 전송 안테나를 언급하며, 다중-입력은 다수의 전송 안테나들을 언급한다. 단일-출력은 데이터 수신을 위한 하나의 수신 안테나를 언급하며 다중-출력은 다수의 수신 안테나를 언급한다.

[0015] 도 1은 액세스 포인트(110) 및 다수의 스테이션들(120)을 가진 무선 네트워크(100)를 도시한다. 일반적으로, 무선 네트워크는 임의의 수의 액세스 포인트들 및 임의의 수의 스테이션들을 포함할 수 있다. 스테이션은 무선 매체를 통해 다른 스테이션과 통신할 수 있는 장치이다. 스테이션은 또한 단말, 이동국, 사용자 장비, 가입자국 등으로 지칭될 수 있으며, 단말, 이동국, 사용자 장비, 가입자국 등의 기능의 일부 또는 모두를 포함할 수 있다. 스테이션은 셀룰라 전화, 핸드헬드 장치, 무선장치, 개인휴대단말(PDA), 랩톱 컴퓨터, 무선 모뎀, 코드레스 전화 등일 수 있다. 액세스 포인트는 무선 매체를 통해 액세스 포인트와 연관된 스테이션들에 분배 서비스들에 대한 액세스를 제공하는 스테이션이다. 액세스 포인트는 또한 기지국, 베이스 트랜시버국(BTS: base transceiver station), 노드 B 등으로 지칭될 수 있으며, 기지국, 베이스 트랜시버국(BTS: base transceiver station), 노드 B 등의 기능의 일부 또는 모두를 포함할 수 있다. 액세스 포인트(110)는 데이터 네트워크(130)에 접속될 수 있으며, 데이터 네트워크(130)를 통해 다른 장치들과 통신할 수 있다.

[0016] 도 2는 전송기(210) 및 수신기(250)의 설계를 도시한 블록도이다. 다운링크/순방향 링크에서, 전송기(210)는 액세스 포인트(110)의 부분일 수 있으며, 수신기(250)는 스테이션(120)의 부분일 수 있다. 업링크/역방향 링크에서, 전송기(210)는 스테이션(120)의 부분일 수 있으며, 수신기(250)는 액세스 포인트(110)의 부분일 수 있다. 도 2에서, 전송기(210)는 다수의(T개의) 안테나들을 갖추고 있으며, 수신기(250)는 다수의(R개의) 안테나들을 갖추고 있다. 각각의 전송 안테나 및 각각의 수신 안테나는 물리적 안테나 또는 안테나 어레이일 수 있다. 일반적으로, 전송기(210) 및 수신기(250)는 각각 임의의 수의 안테나를 갖출 수 있다.

[0017] 전송기(210)에서, 송신(TX) 데이터 및 파일럿 프로세서(212)는 데이터 소스(도시안됨)로부터 데이터의 패킷들을 수신할 수 있고 및/또는 제어기/프로세서(220)로부터 다른 데이터를 수신할 수 있다. 프로세서(212)는 각각의 패킷을 처리할 수 있고(예컨대, 포맷하고, 인코딩하며, 인터리빙하며 심볼 매핑하며) 데이터 심볼들을 생성할 수 있으며, 데이터 심볼들은 데이터에 대한 변조 심볼들이다. 프로세서(212)는 또한 파일럿(데이터로 알려진)을 처리하여 파일럿 심볼들을 생성할 수 있으며, 데이터 심볼들과 파일럿 심볼들을 다중화할 수 있다. TX 공간 프로세서(214)는 데이터 및 파일럿 심볼들에 대하여 전송기 공간 처리를 수행할 수 있으며, T개의 변조기들/전송기들(MOD/TMTR)(216a 내지 216t)에 출력 심볼들의 T개의 스트림들을 제공할 수 있다. 각각의 변조기(216)는 (예컨대, OFDM을 사용하여) 그것의 출력 심볼 스트림을 처리하여 출력 칩 스트림을 생성할 수 있다. 각각의 전송기(216)는 변조된 신호를 생성하기 위하여 그것의 출력 칩 스트림을 추가로 컨디셔닝할 수 있다(예컨대, 아날로그로 변환하고, 증폭하며, 필터링하며 상향 변환(upconvert)할 수 있다). 전송기들(216a 내지 216t)로부터의 T개의 변조된 신호들은 각각 안테나들(218a 내지 218t)로부터 전송될 수 있다.

[0018] 수신기(250)에서, R개의 안테나들(252a 내지 252r)은 전송기(210)로부터 T개의 변조된 신호들을 수신할 수 있으며, 각각의 안테나(252)는 수신된 신호를 각각의 수신기(RCVR)(254)에 제공할 수 있다. 각각의 수신기(254)는 샘플들을 획득하기 위하여 그것의 수신된 신호를 컨디셔닝할 수 있으며(예컨대, 증폭하고, 필터링하며, 하향 변환(downconvert)하며, 디지털화할 수 있으며), 연관된 복조기(DEMOD)(256) 및 포착 프로세서(260)에 샘플들을 제공할 수 있다. 포착 프로세서(260)는 모든 R개의 수신기들(254a 내지 254r)로부터 샘플들을 수신하고 처리하여 패킷들을 검출하고 각각의 패킷의 타이밍 및 주파수를 결정할 수 있다. 각각의 복조기(256)는 그것의 샘플들을 처리하여 주파수 에러들을 제거할 수 있으며, 주파수-정정된 샘플들을 처리하여(예컨대, OFDM을 사용하여)

수신된 심볼들을 획득할 수 있다. MIMO 검출기(262)는 수신된 심볼들을 처리하여 전송기(210)로부터 수신기(250)로의 채널 응답의 추정치를 유도할 수 있다. MIMO 검출기(262)는 채널 추정치를 사용하여 모든 R개의 안테나들에서 수신된 심볼들에 대하여 MIMO 검출을 수행하여 데이터 심볼 추정치들을 제공할 수 있으며, 데이터 심볼 추정치들은 액세스 포인트(110)에 의하여 전송된 데이터 심볼들의 추정치들이다. 그 다음에, RX 데이터 프로세서(264)는 데이터 심볼 추정치들을 처리하여(예컨대 심볼 디매핑하고, 디인터리빙하며, 디코딩하여) 데이터 싱크(도시안됨) 및/또는 제어기/프로세서(270)에 디코딩된 데이터를 제공할 수 있다.

[0019] 제어기들/프로세서들(220, 270)은 각각 전송기(210) 및 수신기(250)의 동작을 제어할 수 있다. 메모리들(222, 272)은 각각 전송기(210) 및 수신기(250)에 대한 데이터 및 프로그램 코드들을 저장할 수 있다.

[0020] IEEE 802.11a/g는 시스템 대역폭을 $K=64$ 서브캐리어들로 분할하는 서브캐리어 구조를 이용하며, $K=64$ 서브캐리어들에는 -32 내지 $+32$ 의 인덱스들이 할당된다. 이들 64개의 총 서브캐리어들은 $\pm\{1, \dots, 6, 8, \dots, 20, 22, \dots, 26\}$ 의 인덱스들을 가진 48개의 데이터 서브캐리어들과 $\pm\{7, 21\}$ 의 인덱스들을 가진 4개의 파일럿 서브캐리어들을 포함한다. 0의 인덱스를 가진 DC 서브캐리어와 나머지 서브캐리어들은 사용되지 않는다. 이러한 서브캐리어 구조는 IEEE 표준 802.11a, 명칭 "Part 11: Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) Specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band" September 1999에 개시되어 있다. IEEE 802.11n은 $\pm\{1, \dots, 6, 8, \dots, 20, 22, \dots, 28\}$ 의 인덱스들을 가진 52개의 데이터 서브캐리어들과 $\pm\{7, 21\}$ 의 인덱스들을 가진 4개의 파일럿 서브캐리어들을 가진 서브캐리어 구조를 이용한다.

[0021] IEEE 802.11에서, 매체 액세스 제어(MAC) 계층은 MAC 프로토콜 데이터 유닛들(MPDU)로서 데이터를 처리한다. 그 다음에, 물리 계층 수렴 프로토콜(PLCP)은 PLCP 프로토콜 데이터 유닛(PPDU)을 생성하기 위하여 PLCP 서비스 데이터 유닛(PSDU)로서 지정되는 각각의 MPDU를 처리한다. 그 다음에, 물리 계층은 무선 채널을 통해 전송되는 프레임을 생성하기 위하여 각각의 PPDU를 처리한다. 프레임은 또한 패킷으로서 지정될 수 있다.

[0022] 도 3은 IEEE 802.11 a/g에서 사용되는 프레임/패킷 구조를 도시한다. 물리계층(PHY)에서, 데이터는 처리되어 프레임들/패킷들로 전송된다. 각각의 패킷(300)은 PLCP 프리앰블(310), PLCP 헤더(320), PSDU(330), 및 트레일러(340)를 포함한다. PSDU(330)는 패킷(300)에 대한 트래픽 데이터를 반송하며, 가변 길이를 가진다. 트레일러(340)는 필요한 경우에 6 테일(tail) 비트 및 패드 비트를 포함한다.

[0023] PLCP 프리앰블(310)은 t_1 내지 t_{10} 으로 표시된 10개의 짧은 트레이닝 심볼들, 이 심볼들 다음에 있는 긴 트레이닝 심볼에 대한 보호 간격(guard interval) 및 이 보호 간격 다음에 있는 T_1 및 T_2 로 표시된 2개의 긴 트레이닝 심볼들을 포함한다. 10개의 짧은 트레이닝 심볼들은 2개의 OFDM 심볼 기간들로 전송된다. 보호 간격 및 2개의 긴 트레이닝 심볼들은 또한 2개의 OFDM 심볼 기간들로 전송된다. 각각의 OFDM 심볼 기간은 IEEE 802.11a/g에서 4마이크로초(μs)이다.

[0024] 짧은 트레이닝 심볼들은 12개의 주기적 서브캐리어들에 12개의 특정 변조 심볼들을 매핑하고, 나머지 52개의 서브캐리어들에 0 신호값들을 매핑하며, 64개의 시간-영역 샘플들을 획득하기 위하여 64개의 전체 심볼들에 대하여 64-포인트 고속 푸리에 변환(FFT)을 수행함으로서 생성된다. 12개의 변조 심볼들은 주파수 영역에서 4개의 서브캐리어들의 배수 만큼 이격된 12개의 서브캐리어들에 매핑된다. 이는 주기적이며 4개의 동일한 시퀀스들로 구성된 64개의 시간-영역 샘플들을 야기하며, 각각의 시퀀스는 c_1 내지 c_{16} 으로 표시된 16개의 샘플들을 포함한다. 각각의 짧은 트레이닝 심볼은 16개의 샘플들의 하나의 시퀀스이다. 마지막 짧은 트레이닝 심볼은 수신기(250)에 의한 시간 원점의 검출을 개선하기 위하여 반전될 수 있다(IEEE 802.11a/g에 규정되지 않고 도 3에 도시되지 않음). 10개의 짧은 트레이닝 심볼들은 전체 160개의 샘플들을 포함한다.

[0025] 긴 트레이닝 심볼들은 52개의 특정 서브캐리어들에 52개의 특정 서브캐리어들에 52개의 특정 변조 심볼들을 매핑하고, 나머지 12개의 서브캐리어들에 0 신호값들을 매핑하고, z_1 내지 z_{64} 로 표시된 64개의 시간-영역 샘플들을 획득하기 위하여 64개의 전체 심볼들에 대하여 64-포인트 FFT를 수행함으로서 생성된다. 보호 간격은 FFT 출력의 마지막 32개의 샘플들 z_{33} 내지 z_{64} 를 포함한다. 각각의 긴 트레이닝 심볼은 64개의 샘플들의 하나의 시퀀스이다. T개의 전송 안테나들에 대한 보호 간격 및 긴 트레이닝 심볼들은 다이버시티를 개선하기 위하여 다른 양만큼 순환적으로 시프트될 수 있다. 2개의 긴 트레이닝 심볼들 및 보호 간격은 전체 160개의 샘플들을 포함한다. 짧은 및 긴 트레이닝 심볼들은 IEEE 802.11a/g 문헌들에 개시되어 있다.

[0026] 수신기(250)는 전송기들이 전송중일 때 또는 어느 전송기들이 전송중인지를 선형적으로 알지 못할 수 있다. 상

이한 전송기들은 상이한 기준 클록 주파수들을 가질 수 있으며, 따라서 수신기(250)의 타이밍 및 주파수에 대하여 상이한 타이밍 및/또는 주파수 오프셋들을 가질 수 있다. 수신기(250)는 파워-온(power-on)되는 동안 전송기들로부터의 패킷들을 연속적으로 검출할 수 있다. 수신기(250)는 각각의 패킷의 주파수 및 전송 소스가 알려질 수 없기 때문에 각각의 패킷을 독립적으로 획득할 수 있다. 수신기(250)는 각각의 패킷에 대하여 다음과 같은 것들을 수행할 수 있다.

[0027] • 패킷 검출 - 패킷의 존재를 검출한다.

[0028] • 패킷 검출의 시작 부분 - 패킷의 시작 부분을 검출한다.

[0029] • 개략적인(coarse) 주파수 추정 - 개략적인 주파수 에러를 추정한다.

[0030] • 세밀한(fine) 주파수 추정 및 정정 - 패킷의 샘플들에서 세밀한 주파수 에러를 추정하고 정정한다.

[0031] • 자동 이득 제어(AGC) - 수신된 전력에 기반하여 수신기 이득을 조절한다.

[0032] • 패킷 끝 부분의 검출 - 패킷의 끝 부분을 검출한다.

[0033] 태스크(task)들의 각각은 이하에 기술된 바와같이 수행될 수 있다.

[0034] 수신기(250)는 각각의 패킷의 PLCP 헤더의 짧은 그리고 긴 트레이닝 심볼들에 기반하여 검출 및 포착을 수행할 수 있다. 다른 태스크들에 대하여 더 많은 시간이 이용될 수 있도록 패킷의 존재를 가능한 빠르고 정확하게 검출하는 것이 바람직하다. 또한, PLCP 헤더가 신뢰성있게 복조될 수 있도록 PLCP 헤더의 시작 부분에 의하여 임의의 주파수 에러들을 정정하는 것이 바람직할 수 있다.

[0035] 수신기(250)는 지연-곱셈-적분(delay-multiply-integrate) 기술에 기반하여 패킷 검출을 수행한다. 이러한 기술에 있어서, N개의 샘플들의 윈도우(window)에 대한 지연-곱셈-적분 연산은 다음과 같이 주어진다.

$$C_k = \sum_{j=1}^R \sum_{i=(k-1)N}^{kN-1} x_{i,j} \cdot x_{i-16,j}^* \quad \text{수식(1)}$$

[0036] 여기서, $x_{i,j}$ 는 i번째 샘플 기간에서 j 번째 안테나로부터의 샘플이다.

[0037] C_k 는 k-번째 윈도우에 대한 검출값이다.

[0038] "*"는 복소 공액(complex conjugate)을 나타낸다.

[0039] 수식(1)은 하나의 짧은 트레이닝 심볼의 길이인 16의 지연에서 자동-정정을 수행한다. 각각의 안테나 j에서, 샘플 $x_{i,j}$ 는 초기의 16개의 샘플 기간들로부터의 샘플 $x_{i-16,j}$ 의 복소공액과 곱해진다. 짧은 트레이닝 심볼들이 16개의 샘플들마다 반복되기 때문에, $x_{i,j}$ 및 $x_{i-16,j}$ 는 동일한 전송된 샘플에 대응해야 한다. 윈도우 k에서 N개의 샘플들에 대한 곱셈 결과들은 안테나 j에 대한 결과치를 획득하기 위하여 합산된다. 그 다음에, 모든 R개의 안테나들에 대한 결과치들은 윈도우 k에 대한 검출값 C_k 를 획득하기 위하여 합산된다. 윈도우 크기 N은 임의의 안전하게 선택된 값일 수 있다. 예컨대, N은 도 3에 도시된 짧은 트레이닝 심볼들에 대하여 16, 32 등과 동일 할 수 있다. 윈도우 k는 임의의 샘플 기간에서 시작할 수 있다.

[0040] N개의 샘플들의 각각의 윈도우의 전력은 다음과 같이 계산된다.

$$P_k = \sum_{j=1}^R \sum_{i=(k-1)N}^{kN-1} x_{i,j} \cdot x_{i,j}^* \quad \text{수식(2)}$$

[0041] 여기서, P_k 는 k번째 윈도우의 전력값이다. 전력은 (초기의 16개의 샘플 기간들인 다른 샘플의 복소 공액

[0042] 대신에) 복소 공액 $x_{i,j}^*$ 와 샘플 $x_{i,j}$ 를 곱함으로서 획득된다.

[0044] 일반적으로, 검출값 C_k 및 전력값 P_k 은 R 개의 수신기들(254a 내지 254r)로부터 획득된 샘플들의 각각의 윈도우에 대하여 계산된다. 명확화를 위하여, 윈도우 인덱스 k 및 샘플 인덱스 i 는 패킷의 시작 부분과 관련하여 정의된다. 실제로, 수신기(250)는 패킷을 검출할 때 패킷의 시작 부분을 알지 못하며, 인덱스 k 및 i 는 단순하게 시간이 지남에 따라 증가된다.

[0045] 검출값들 C_k 는 다음과 같이 L 개의 윈도우들에 대하여 평균된다.

$$A_k = \frac{1}{L} \cdot \sum_{\ell=0}^{L-1} C_{k-\ell}$$

[0046] 수식(3)

[0047] 여기서 A_k 는 k 번째 윈도우에 대한 평균 검출값이다. 수식(3)은 현재의 윈도우 및 $L-1$ 개의 이전 윈도우들에 대한 검출값에 기반하여 현재의 윈도우에 대한 평균 검출값을 계산한다. L 은 임의의 적절하게 선택된 값, 예컨대 $L=4$ 일 수 있다. 수식(3)은 L 개의 윈도우들에 대한 L 개의 검출값들에 기초하여 계산된다. 선택적으로, 수식(3)은 이동 평균(moving average)으로 구현될 수 있으며, 이는 이전 윈도우에 대한 평균값에 기반하여 현재의 윈도우에 대한 평균값을 계산하기 위한 효율적인 방법이다. 일반적으로, 평균화는 적어도 2개의 값, 예컨대 현재 및 이전 값들에 기반하여 평균 값을 유도하는 프로세스를 언급한다. 평균화는 수식(3)으로 기술된 함수와 같은 임의의 함수, 즉 유한 임펄스 응답(FIR) 필터 함수, 무한 임펄스 응답(IIR) 필터 함수 등에 기반하여 수행될 수 있다.

[0048] 전력값들은 다음과 같이 $L+1$ 개의 윈도우들에 대하여 평균된다.

$$B_k = \frac{1}{L+1} \cdot \sum_{\ell=0}^L P_{k-\ell}$$

[0049] 수식(4)

[0050] 여기서, B_k 는 k -번째 윈도우에 대한 평균 전력값이다.

[0051] 평균 검출값 A_k 는 샘플들의 $L+1$ 개의 윈도우들에 기반하여 획득된다. 제 1의 2개의 윈도우들은 제 1 검출값을 생성하기 위하여 사용되며, 각각의 부가 윈도우는 하나의 부가 검출값을 제공한다. 평균 전력값 B_k 는 또한 샘플들의 $L+1$ 개의 윈도우들에 기반하여 획득되며, 각각의 윈도우는 하나의 전력값 P_k 를 제공한다. 그러므로, A_k 및 B_k 는 샘플들의 동일한 블록에 대하여 계산된다.

[0052] 메트릭값 M_k 는 다음과 같이 각각의 윈도우 k 에 대하여 계산된다.

$$M_k = \frac{|A_k|}{B_k}$$

[0053] 수식(5)

[0054] 일 설계에서, 패킷의 검출은 다음과 같이 정의된다.

[0055] 만일 $M_k > M_{TH}$ 이면, 패킷의 존재를 선언하며,

[0056] 그렇지 않고 만일 $M_k \leq M_{TH}$ 이면, 패킷이 존재하지 않는다고 선언한다. 수식(6)

[0057] 여기서, M_{TH} 은 검출 임계값이다.

[0058] M_{TH} 는 검출의 확률과 거짓 알람의 확률간의 교환에 기반하여 선택될 수 있다. 검출 확률은 패킷이 존재할 때 패킷의 존재를 선언하는 확률이다. 거짓 알람 확률은 패킷이 존재하지 않을 때 패킷의 존재를 선언하는 확률이다. M_{TH} 는 또한 A_k 의 계산시 인자 $1/L$ 와 B_k 의 계산시 인자 $1/(L+1)$ 을 포함한다. 이러한 경우에, 인자 $1/L$ 은 수식(3)으로부터 제거될 수 있으며, 인자 $1/(L+1)$ 은 수식(4)로부터 제거될 수 있다.

[0059] 수식(5)은 비율 함수(ratio function)에 기반한 메트릭값 M_k 의 유도를 기술하며, 수식 세트(6)는 패킷 검출의 일 설계를 기술한다. 일반적으로, 패킷 검출을 위하여 사용된 메트릭값은 임의의 함수에 기반하여 정의될 수 있으며, 이러한 함수는 임의의 입력 파라미터들을 수신할 수 있다. 패킷 검출에 대한 테스트는 메트릭값을 계

산하기 위하여 사용된 함수에 기반하여 정의될 수 있다.

[0060] 도 4는 패킷에 대한 C_k , P_k , A_k , B_k 및 M_k 의 계산을 기술하며, 여기서 $N=16$ 이고, $L=4$ 이며, 각각의 윈도우는 하나의 짧은 트레이닝 심볼을 커버한다. 명확화를 위하여, 샘플 인덱스 i 는 패킷에서 제 1 샘플에 대한 0에서 시작하며, 윈도우 인덱스 k 는 패킷에서 제 1의 짧은 트레이닝 심볼에 대한 0에서 시작한다. 하나의 검출값 C_k 는 제 1의 짧은 트레이닝 심볼 이후의 각각의 짧은 트레이닝 심볼에 대하여 획득된다. 하나의 전력값 P_k 은 각각의 짧은 트레이닝 심볼에 대하여 획득된다. 평균 검출값 A_k , 평균 전력값 B_k 및 메트릭값 M_k 는 $k=4$ 에서 제 5의 짧은 트레이닝 심볼에서 시작하는 각각의 짧은 트레이닝 심볼에 대하여 획득된다.

[0061] $L+1$ 개의 윈도우들에 대한 C_k 및 P_k 의 평균화는 각각 A_k 및 B_k 의 신뢰성을 개선할 수 있으며, 이는 검출 성능을 개선할 수 있다. A_k 및 B_k 는 도 4에 기술된 바와 같이 N 개의 샘플들의 $L+1$ 개의 윈도우들을 커버하는 큰 슬라이딩 (sliding) 윈도우에 대하여 계산된다. (모든 $L+1$ 개의 윈도우들 대신에) 각각의 윈도우 k 에 대하여 A_k 및 B_k 를 계산함으로서, 패킷 검출에 대한 결정은 (모든 $L+1$ 개의 윈도우들 대신에) 각각의 윈도우 k 에서 이루어진다.

[0062] 검출 신뢰성을 개선하기 위하여, 패킷의 검출은 임계값 M_{TH} 을 초과하는 다수의 메트릭값들에 대하여 컨디셔닝된다. 일 설계에서, 패킷은 각각 다음과 같이 2개의 연속 윈도우 k 및 $k+1$ 에 대한 2개의 메트릭값들 M_k 및 M_{k+1} 에 기반하여 선언된다.

[0063] 만일 $(M_k > M_{TH}) \text{ AND } (M_{k+1} > M_{TH})$ 이면, 패킷의 존재를 선언하며,

[0064] 그렇지 않으면, 패킷이 존재하지 않는다고 선언한다. 수식(7)

[0065] 일반적으로, 패킷의 검출은 임의의 수의 윈도우들에 대한 임의의 수의 메트릭값들에 기반한다.

[0066] 검출 신뢰성을 더 개선하기 위하여, 패킷의 검출은 유용한 주파수 에러들을 가진 샘플들에 기반하여 컨디셔닝된다. IEEE 802.11a에서, 전송기에서 최대 주파수 에러는 ± 20 ppm(part per million)이며, 이는 $5.8 \text{ GHz} \pm 230 \text{ KHz}$ 에 상당한다. 20Msps(초당 메가 샘플)의 샘플율에서, 각각의 짧은 트레이닝 심볼은 800 ns(나노초)에 걸쳐 있으며, 하나의 짧은 트레이닝 심볼에 의하여 이격된 2개의 샘플들간의 최대 위상 시프트는 ± 0.184 사이클이다. 거짓 알람은 만일 M_k 가 M_{TH} 를 초과하는 주어진 윈도우에 대하여 이 윈도우에 대한 평균 위상 시프트가 0.184 사이클보다 크면 선언될 수 있다.

[0067] 수식(1)에서 양 $x_{i,j} \cdot x_{i-16,j}^*$ 은 샘플 $x_{i-16,j}$ 로부터 $x_{i,j}$ 로의 위상 시프트를 제공하며, 이러한 위상 시프트는 나중의 6개의 샘플 기간들이다. C_k 의 각도는 윈도우 k 의 샘플들에 기반하여 16개의 샘플 기간들에 걸쳐 평균 위상 시프트를 제공한다. A_k 의 각도는 A_k 를 계산하기 위하여 사용된 L 개의 윈도우의 샘플들에 기반하여 16개의 샘플 기간들에 걸쳐 평균 위상 시프트를 제공한다. 윈도우 k 에 대한 평균 위상 시프트 Θ_k 는 다음과 같이 획득된다.

$$\theta_k = \angle A_k = \arctan \left(\frac{\text{Im} \{ A_k \}}{\text{Re} \{ A_k \}} \right)$$

수식(8)

[0068] 만일 패킷이 수식(7)으로 기술된 바와같이 선언되면, 윈도우 k 및 $k+1$ 에 대한 평균 위상 시프트 Θ_k 및 Θ_{k+1} 는 각각 다음과 같이 계산되어 위상 임계값 Θ_{TH} 와 비교된다.

[0069] 만일 $(\Theta_k > \Theta_{TH}) \text{ OR } (\Theta_{k+1} > \Theta_{TH})$ 이면, 거짓 알람이거나 또는 패킷이 존재하지 않는다고 선언한다. 수식(9)

[0070] 위상 임계값 Θ_{TH} 는 $0.184 \times 2\pi$ 라디안보다 큰 임의의 값으로 설정된다. 예컨대, Θ_{TH} 는 구현을 단순화하기 위하여 $\Theta_{TH} = \pi/4$ 라디안으로서 설정된다.

[0071] 검출된 패킷의 타이밍은 짧은 그리고 긴 트레이닝 심볼들간의 경계를 검출함으로서 결정된다. 이를 달성하기

위하여, 검출값 C_i 는 다음과 같이 각각의 샘플 기간 i 에 대하여 계산된다.

$$[0073] C_i = \sum_{j=1}^R \sum_{m=0}^{63} x_{i-m,j} \cdot x_{i-m-64,j}^* \quad \text{수식(10)}$$

[0074] 수식(10)은 각각의 관심 샘플 기간에 대한 C_i 를 획득하기 위하여 슬라이딩(sliding) 지연-곱셈-적분 연산을 수행한다. 각각의 샘플 기간에서, C_i 는 현재의 샘플 $x_{i,j}$ 및 63 초기 샘플들로 구성된 64개의 샘플들의 윈도우에 기반하여 계산된다. 잡음의 부재시에, 64개의 샘플들의 윈도우가 (i) 짧은 그리고 긴 트레이닝 심볼들사이의 경계에 중심을 두고 (ii) 2개의 짧은 트레이닝 심볼들 및 긴 트레이닝 심볼의 절반을 커버할때 0을 끝낸다.

[0075] 메트릭값 Q_i 는 다음과 같이 각각의 샘플 기간 i 에 대하여 계산된다.

$$[0076] Q_i = \text{Re} \{ A_k^* \cdot C_i \} \quad \text{수식(11)}$$

[0077] 수식(11)에 기술된 바와같이, Q_i 는 C_i 및 A_k 에 기반하여 계산되며, 여기서 C_i 는 샘플마다 업데이트되며, A_k 는 N개의 샘플들의 윈도우보다 업데이트된다.

[0078] 긴 트레이닝 심볼들의 시작 부분은 다음과 같이 검출된다.

[0079] 만일 $Q < Q_{TH}$ 이면, 샘플 i 에서 긴 트레이닝 심볼들의 시작 부분을 선언한다. (수식12)

[0080] 여기서, Q_{TH} 는 임계값이며, Q_{TH} 는 적절한 양의 값으로 세팅된다.

[0081] 만일 마지막의 짧은 트레이닝 심볼이 반전되면(도 3에 도시안됨), 제 9 및 제 10의 짧은 트레이닝 심볼들사이의 경계가 검출된다. 이러한 경우에, C_i 는 (64 대신에) 16의 지연과 (64 대신에) 16의 적분 간격과 함께 계산된다. 현재의 샘플 $x_{i,j}$ 보다 앞선 적어도 16개의 샘플들로부터의 A_k 는 반전된 짧은 트레이닝 심볼로 A_k 를 오염시키는 것을 방지하기 위하여 Q_i 를 계산하는데 사용된다. Q_{TH} 는 0으로 세팅된다.

[0082] 임의의 경우에, 예컨대 수식(12)으로 기술된 바와같이 긴 트레이닝 심볼들의 시작 부분을 검출한후에, A_k 의 마지막 값은 개략적인 주파수 에러 추정치로서 사용된다.

[0083] 긴 트레이닝 심볼들은 세밀한 주파수 정정을 위하여 사용된다. 검출값은 다음과 같이 M개의 샘플들의 윈도우에 대하여 계산된다.

$$[0084] D_m = \sum_{j=1}^R \sum_{i=m}^{m+M-1} x_{i,j} \cdot x_{i-64,j}^* \quad \text{수식(13)}$$

[0085] 여기서, D_m 은 샘플주기 m 에 대한 검출값이다. 긴 트레이닝 심볼들이 64개의 샘플마다 반복되기 때문에, 샘플들 $x_{i,j}$ 및 $x_{i-64,j}$ 은 동일한 전송된 샘플에 대응해야 한다.

[0086] 짧은 그리고 긴 트레이닝 심볼들사이의 경계는 검출된 패킷의 시간 원점으로서 고려될 수 있으며, 수식(12)으로 기술된 바와같이 결정된다. 수식(13)은 시간 원점이 알려진 후에 계산되며, 단일 샘플 기간 m 에 대하여 계산된다. 적분하기 위한 샘플들의 수 M 은 예컨대 16 내지 64의 임의의 적절한 값일 수 있다. 보다 작은 M 은 세밀한 주파수 정정을 더 빠르게 완료할 수 있도록 하며, 이는 제 2의 긴 트레이닝 심볼이 주파수 정정되고 PLCP 헤더를 복조하기 위한 파일럿 기준으로서 사용되도록 할 수 있다.

[0087] D_m 의 각도는 64개의 샘플 기간들에 걸쳐 평균 위상 시프트 ϕ_m 으로서 사용되며, 다음과 같이 주어진다.

$$\phi_m = \angle D_m = \arctan \left(\frac{\text{Im} \{D_m\}}{\text{Re} \{D_m\}} \right)$$

수식(14)

[0088]

5.8 GHz ±20ppm의 최악의 경우(worst-case) 주파수 에러에 대하여, 하나의 긴 트레이닝 심볼만큼 이격된 2개의 샘플들사이의 최대 위상 시프트는 ±0.736 사이클이다. 따라서, 수식(14)에서 평균 위상 시프트 ϕ_m 는 y의 주어진 계산된 위상값에 대하여 정확한 위상 시프트가 y, 1-y 또는 1+y 사이클인지의 여부가 알려지지 않기 때문에 모호할 수 있으며, $|y| > 0.264$ 사이클들이다.

[0089]

세밀한 위상 시프트 ϕ_m 에서 위상 모호성(ambiguity)은 짧은 트레이닝 심볼들로부터 획득된 개략적인 위상 시프트 ϕ_k 를 사용함으로써 분석된다. 64-샘플의 긴 트레이닝 심볼에 걸친 위상 시프트는 16-샘플의 짧은 트레이닝 심볼에 걸친 위상 시프트의 대략 4배이되어야 하거나 또는 다음과 같다.

[0091]

$$\phi'_m \approx 4 \cdot \theta_k$$

수식(15)

여기서, ϕ'_m 는 위상 정정값이다. ϕ'_m 는 ϕ'_m 가 $4\theta_k$ 에 가능한 근접하게 접근하도록 하기 위하여 필요한 경우에 ϕ_m 에 한 사이클을 가산하거나 또는 감산함으로서 획득된다.

[0093]

퍼-샘플(per-sample) 위상 정정 값 ϕ'_s 는 64에 의하여 세밀한 위상 정정값 ϕ'_m 를 분할하거나 또는 $\phi'_s = \phi'_m / 64$ 에 의하여 획득된다. 수신기들(254a 내지 254r)로부터의 샘플들은 주파수-정정된 샘플들을 획득하기 위하여 퍼-샘플 위상 정정값 ϕ'_s 에 의하여 회전된다.

[0094]

다른 설계에서, 세밀한 주파수 에러 추정치들은 짧은 트레이닝 심볼들에 기반하여 유도된다. 검출값들 D_m 은 평균 검출값들 A_k 과 동시에 계산된다. 패킷이 검출될 때, 평균 위상 시프트 θ_k 는 최근 A_k 에 기반하여 결정되며,

ϕ'_m 는 각도는 세밀한 위상 정정값 ϕ'_m 를 획득하기 위하여 필요한 경우에 θ_k 으로 결정 및 정정된다. 그 다음에,

ϕ'_m 는 제 1의 긴 트레이닝 심볼의 도달전에 샘플들에 적용된다. 이러한 설계에서, 주파수-정정된 샘플들은 2개의 긴 트레이닝 심볼들에 대하여 획득되며, 수신된 심볼들을 획득하기 위하여 64-포인트 FFT들로 변환된다. 그 다음에, 채널 추정치는 수신된 심볼들에 기반하여 유도되고 PLCP 헤더의 코히어런트 복조를 위하여 사용된다. 이러한 설계는 주파수 정정을 위하여 수신기들(254)로부터의 샘플들의 부가 베파링을 방지할 수 있다. 긴 트레이닝 심볼들로부터 획득된 세밀한 주파수 에러 추정치를 정제(refine)하기 위하여 사용된다. 긴 트레이닝 심볼들로부터 획득된 세밀한 주파수 에러 추정치에 대한 업데이트는 임의의 시간에 샘플들에 적용된다. 제 2의 긴 파일럿 심볼의 끝 부분 근처의 포인트에 대한 적분은 가장 정확한 세밀한 주파수 에러 업데이트를 제공할 수 있다.

[0095]

AGC에 대하여, 수신기(250)는 저전력 패킷들을 검출하기 위하여 초기에 최대 이득으로 세팅된다. 수신기(250)의 무선 주파수(RF) 프론트 엔드는 최대 이득으로 포화될 수 있어서 수신된 신호를 효과적으로 절단할 수 있다. 그러나, 수식(1)에서 지연-곱셈-적분 연산은 절단에도 불구하고 계속해서 유용할 것이다. 전력 값 P_k 는 전력 임계값과 비교되며, 수신기 이득은 전력 임계값이 초과되는 경우에 감소된다. 수신기 이득은 패킷의 끝 부분이 검출될 때까지 유지되며, 최대값으로 리셋된다.

[0096]

PLCP 헤더는 가변수의 OFDM 심볼들보다 선행하여 배치될 수 있다. 각각의 OFDM 심볼은 (i) OFDM 심볼의 유용한 부분에 대한 64개의 시간-영역 샘플들을 획득하기 위하여 64개의 서브캐리어들에 대한 64개의 심볼들에 대하여 64-포인트 FFT를 수행하고 (ii) 유용한 부분의 마지막 16개의 샘플들을 복사함으로서 유용한 부분에 보호 간격

을 추가하고 OFDM 심볼에 대한 80개의 샘플들을 획득하기 위하여 유용한 부분의 프론트에 16개의 샘플들을 추가함으로서 생성된다.

[0097] 패킷의 끝 부분을 검출하기 위하여, 검출값은 다음과 같이 각각의 OFDM 심볼 기간에 대하여 계산된다.

$$G_n = \text{Re} \left\{ \sum_{j=1}^R \sum_{i=80n}^{80n+16} x_{i,j} \cdot x_{i-64,j}^* \right\}$$

수식(16)

[0099] 여기서, G_n 은 OFDM 심볼 기간 n 에 대한 검출값이다. 수식(16)에서, OFDM 심볼에 대한 보호 간격의 16개의 샘플들은 OFDM 심볼 기간의 유용한 부분의 마지막 16개의 샘플들과 상관된다.

[0100] 임계값 G_{TH} 는 다음과 같이 S 개의 OFDM 심볼 기간들에 대한 검출값들의 평균에 기반하여 정의된다.

$$G_{TH,n} = \eta \cdot \sum_{\ell=0}^{S-1} G_{n-\ell}$$

수식(17)

[0102] 여기서, η 은 임계값을 사용한 G_n 의 평균의 백분율이다.

[0103] 각각의 OFDM 심볼 기간에서, G_n 은 계산되며, $G_{TH,n}$ 은 업데이트되며, G_n 은 $G_{TH,n}$ 과 비교된다. 일 설계에서, 패킷의 끝 부분은 G_n 이 $G_{TH,n}$ 보다 작은 경우에 검출되며, 이는 다음과 같이 표현된다.

[0104] 만일 $G_n < G_{TH,n}$ 이면 패킷의 끝 부분을 선언한다. 수식(18)

[0105] 다른 설계에서, 만일 G_n 이 $G_{TH,n}$ 보다 작으면, $G_{TH,n}$ 은 고정되며, 패킷의 끝 부분은 다음 OFDM 심볼 기간 $n+1$ 에 대한 G_{n+1} 이 또한 $G_{TH,n}$ 보다 작은 경우에 검출되며, 이는 다음과 같이 표현된다.

[0106] 만일 $(G_n < G_{TH,n})$ 및 $(G_{n+1} < G_{TH,n})$ 이면, 패킷의 끝 부분을 선언한다. 수식(19)

[0107] 패킷의 끝 부분은 또한 다른 방식들로 검출될 수 있다. 임의의 경우에, 패킷의 끝 부분이 검출될 때, AGC는 최대 이득으로 리셋될 수 있으며, 주파수 오프셋은 다음 패킷에 대하여 준비하기 위하여 0으로 리셋될 수 있다.

[0108] 도 5는 도 2의 포착 프로세서(260)의 설계를 도시한 블록도이다. 유닛(510)은 모든 R 개의 안테나들로부터 샘플들을 수신하며, 예컨대 수식(1)으로 기술된 바와같이 지연-곱셈-적분을 수행하며, N 개의 샘플들의 각각의 윈도우에 대한 검출값 C_k 을 제공한다. 유닛(512)은 예컨대 수식(3)으로 기술된 바와같이 L 윈도우들에 대하여 C_k 의 이동 평균을 계산하며, 각각의 윈도우에 대하여 평균 검출값 A_k 를 제공한다. 유닛(514)은 예컨대 수식(8)에 기술된 바와같이 A_k 의 위상을 결정하며, 각각의 윈도우에 대한 평균 위상 시프트 Θ_k 를 제공한다.

[0109] 유닛(520)은 예컨대 수식(2)에 기술된 바와같이 각각의 윈도우에서 모든 R 개의 안테나들로부터의 샘플들에 기반하여 전력값 P_k 를 계산한다. 유닛(522)은 예컨대 수식(4)에 기술된 바와같이 $L+1$ 개의 윈도우들에 대하여 P_k 의 이동 평균을 계산하며, 각각의 윈도우에 대한 평균 전력값 B_k 를 제공한다. 유닛(524)은 각각의 윈도우에 대한 평균 검출값 A_k 및 평균 전력값 B_k 를 수신하며, 예컨대 수식(5)에 기술된 바와같이 상기 윈도우에 대한 메트릭 값 M_k 를 계산한다. 유닛(526)은 수식들(6), (7) 및/또는 (9)에 기술된 바와같이 메트릭 값 M_k 및 가능한 경우에 평균 위상 시프트 Θ_k 에 기반하여 패킷의 존재를 검출한다.

[0110] 패킷이 검출된 후에, 유닛(530)은 예컨대 수식(10)에 기술된 바와같이 각각의 샘플 기간에 대한 검출값 C_i 를 계산한다. 유닛(534)은 패킷 검출전에 각각의 샘플에 대한 검출값 C_i 및 마지막 윈도우에 대한 평균 검출값 A_k 을 수신하며, 예컨대 수식(11)에 기술된 바와같이 각각의 샘플 기간에 대한 메트릭 값 Q_i 를 계산한다. 유닛(536)은 수식(12)에 기술된 바와같이 메트릭 값들 Q_i 에 기반하여 패킷의 시작 부분을 검출하며, 짧은 그리고 긴 트레이닝

심볼들사이의 경계의 샘플 기간 또는 패킷의 임의의 다른 알려진 포인트일 수 있는 패킷 타이밍을 제공한다.

[0111] 유닛(540)은 예컨대 수식(13)에 기술된 바와같이 패킷 타이밍에 의하여 결정된 특정 샘플 기간 m 에 대한 검출값 D_m 을 계산한다. 유닛(544)은 수식(14)에 기술된 바와같이 D_m 의 위상을 결정하며, 평균 위상 시프트 ϕ_m 를 제공한다. 유닛(546)은 마지막 짧은 트레이닝 심볼로부터 획득된 평균 위상 시프트 ϕ_k 와 긴 또는 짧은 트레이닝 심볼들로부터 획득된 평균 위상 시프트 Θ_m 를 수신하며, 예컨대 수식(15)에 기술된 바와같이 주파수 정정값

ϕ'_m 을 결정한다.

[0112] 패킷의 끝 부분 검출동안, 유닛(550)은 예컨대 수식(6)에 기술된 바와같이 각각의 OFDM 심볼 기간에 대한 검출값 G_n 을 계산한다. 유닛(522)은 S OFDM 심볼 기간들에서 G_n 의 이동 평균을 계산한다. 유닛(554)은 예컨대 수식(17)에 기술된 바와같이 각각의 OFDM 심볼 기간에 대한 임계값 $G_{TH,n}$ 을 계산한다. 유닛(556)은 앞서 기술된 바와같이 검출값들 G_n 및 임계값들 $G_{TH,n}$ 에 기반하여 패킷의 끝 부분을 검출한다.

[0113] 도 6은 도 5의 지연-곱셈-적분 유닛(510) 및 이동 평균 유닛(512)의 설계를 도시한 블록도이다. 유닛(510)내에서, 안테나(1)로부터의 샘플들은 지연 유닛(610a) 및 곱셈기(614a)에 제공된다. 지연 유닛(610a)은 지연의 16개의 샘플들을 제공하며, 이는 하나의 짧은 트레이닝 심볼의 기간이다. 유닛(612a)은 지연 유닛(610a)으로부터 수신된 각각의 샘플의 복소 공액을 제공한다. 각각의 샘플 기간에서, 곱셈기(614a)는 유닛(612a)으로부터의 샘플과 수신된 샘플을 곱하며, 이 결과를 적분기(616a)에 제공한다. 적분기(616a)는 각각의 윈도우의 시작 부분에서 리셋되며, N개의 샘플 기간들에서 곱셈기(614a)로부터의 결과들을 적분한다. 각각의 나머지 안테나로부터의 샘플들은 안테나(1)로부터의 샘플들과 동일한 방식으로 처리된다. 합산기(618)는 모든 R개의 안테나들에 대한 적분기들(616a 내지 616r)의 출력들을 합산하며, 각각의 윈도우에 대한 검출값 C_k 를 제공한다.

[0114] 유닛(512)내에서, 지연 유닛(620)은 L 만큼 검출값 C_k 를 지연시키며, 이는 A_k 에 대한 이동 평균의 기간이다. 각각의 윈도우에 대하여, 합산기(622)는 레지스터(624)의 출력과 유닛(510)으로부터의 검출값 C_k 을 합산하며, 지연 유닛(620)의 출력을 추가로 감산하며, 평균 검출값 A_k 를 제공한다. 유닛들(622, 624)은 각각의 윈도우 k 에서 업데이트되는 누산기를 형성한다. 유닛(620)은 이동 평균이 L개의 윈도우에 걸쳐 이루어지도록 현재의 누산 결과로부터 감산된, 초기의 L개의 윈도우들로부터의 검출값 C_{k-L} 를 제공한다.

[0115] 도 5의 유닛들(530, 540, 550)은 유닛들(610a 내지 610r)에 대한 다른 지연들과 적분기들(616a 내지 616r)의 다른 적분 길이들에도 불구하고 유닛(510)과 유사한 방식으로 구현될 수 있다. 유닛(520)은 지연유닛들(610a 내지 610r)이 없음에도 불구하고 유닛(510)과 동일한 방식으로 구현될 수 있다. 유닛들(522, 552)은 유닛(620)에 대한 다른 지연들에도 불구하고 유닛(512)과 유사한 방식으로 구현될 수 있다.

[0116] 도 7은 도 2의 복조기들(256a 내지 256r)과 수치적으로 제어되는 발진기(NCO)(710)의 설계를 도시한 블록도이다. NCO(710)는 포착 프로세서(260)의 부분일 수 있다. NCO(710)내에서, 합산기(712)는 예컨대 도 5의 주파수 예리 추정기(546)로부터 퍼-샘플 주파수 정정값 ϕ'_s 을 수신하며, 레지스터(714)로부터의 현재의 위상 값과 상기 주파수 정정값을 합산하며, 레지스터(714)에 그것의 출력을 제공한다. 합산기(712) 및 레지스터(714)는 각각의 샘플 기간에서 업데이트되는 위상 누산기를 형성한다. 루-업 테이블(716)은 레지스터(714)로부터 현재의 위상값을 수신하며, 이러한 위상의 사인 및 코사인을 제공한다.

[0117] 일 설계에서, 주파수 정정값은 500Hz의 분해능(resolution)을 가지며, 위상 누산기는 1/40,000 사이클의 위상 분해능을 가진다. 레지스터(714)는 이러한 위상 분해능을 달성하기 위하여 17비트로 구현될 수 있다. 일 설계에서, 루-업 테이블(716)은 0으로부터 $\pi/4$ 까지의 512개의 다른 각도들과 9-비트 사인 및 9-비트 코사인으로 이루어진 512×9 테이블들로 구현될 수 있으며, 이는 약 50 dB SNR을 제공할 수 있다. 루-업 테이블(716)은 또한 다른 크기들, 예컨대 1024×9 등으로 구현될 수 있다.

[0118] 각각의 복조기(256)내에서, 곱셈기(722)는 연관된 안테나로부터 복소수값 샘플들을 수신하고, 이 샘플에 대한 사인 및 코사인으로 각각의 샘플을 곱하며, 주파수-정정된 샘플을 제공한다. 유닛(724)은 도 5의 패킷 시작 부분 검출기(536)로부터의 패킷 타이밍에 기반하여 각각의 OFDM 심볼에 대한 보호 간격을 제거하며, OFDM 심볼에 대한 64개의 샘플들을 제공한다. FFT 유닛(726)은 유닛(724)으로부터의 64개의 샘플들에 대하여 64-포인트 FFT

를 수행하며, 64개의 서브캐리어들에 대한 64개의 수신된 심볼들을 제공한다.

[0119] 전송기(210)는 디지털 처리를 위한 샘플 클록 및 상향 변환을 위한 캐리어 신호를 생성하기 위하여 단일 기준 발진기를 사용할 수 있다. 그 다음에, 수신기(250)의 샘플들은 주파수 에러 뿐만아니라 샘플 타이밍 에러를 가질 수 있다. 주파수 에러는 앞서 기술된 바와같이 추정될 수 있고 곱셈기(722a 내지 722r)에 의하여 정정될 수 있다. 샘플 타이밍 에러는 수신기들(254a 내지 254r)로부터의 샘플들을 리샘플링(resampling)함으로서 정정될 수 있다(도 7에 도시안됨). 만일 샘플 타이밍이 정정되지 않으면(도 7에 도시된 바와같이), 패킷에서 샘플들의 타이밍 드리프트는 OFDM 심볼들에서 위상 기울기를 유발한다. 이러한 위상 기울기는 패킷 마다 변화한다.

[0120] 도 8은 패킷의 존재를 검출하는 프로세스(800)의 설계를 도시한다. 검출값들은 예컨대 수식(1)에 기술된 바와 같이 다수의 샘플들에 기반하여 결정된다(블록(812)). 전력값들은 또한 예컨대 수식(2)에 기술된 바와 같이 다수의 샘플들에 기반하여 결정된다(블록(814)). 다수의 샘플들은 짧은 트레이닝 심볼들에 대한 샘플들을 포함할 수 있으며, 하나 이상의 수신 안테나들로부터 발생한다. 각각의 검출값은 샘플들의 각각의 제 1 세트에 대하여 지연-곱셈-적분을 수행함으로서 획득된다. 각각의 전력값은 샘플들의 각각의 제 2 세트에 대하여 곱셈-적분을 수행함으로서 획득된다. 검출값들은 예컨대 수식(3)에 기술된 바와같이 평균 검출값들을 획득하기 위하여 평균화된다(블록(816)). 전력값들은 또한 예컨대 수식(4)에 기술된 바와같이 평균 전력값들을 획득하기 위하여 평균화된다. 그 다음에, 패킷이 존재하는지의 여부는 평균 검출 값들 및 평균 전력 값들에 기반하여 결정된다(블록(820)).

[0121] 블록(820)에서, 메트릭값들은 예컨대 수식(5)에 기술된 바와같이 평균 검출값들 및 평균 전력값들에 기반하여 결정된다. 일 설계에서, 패킷의 존재는 메트릭값이 임계값을 초과하는 경우에 선언된다. 다른 설계에서, 패킷의 존재는 다수의(예컨대, 2개의 연속하는) 메트릭값들이 임계값을 초과하는 경우에 선언된다. 또 다른 설계에서, 위상 시프트들은 평균 검출값들에 기반하여 결정된다, 패킷이 존재하는지의 여부는 위상 시프트들에 기반하여 추가로 결정된다. 예컨대, 위상 시프트가 위상 임계값을 초과하는 경우에 패킷이 존재하지 않는다고 선언된다.

[0122] 도 9는 패킷의 존재를 검출하는 장치(900)의 설계를 도시한다. 장치(900)는 예컨대 샘플들의 제 1 세트들에 대하여 지연-곱셈-적분을 수행함으로서 다수의 샘플들에 기반하여 검출값들을 결정하는 수단(모듈(912)), 예컨대 샘플들의 제 2세트들에 대하여 곱셈-적분을 수행함으로서 다수의 샘플들에 기반하여 전력값들을 결정하는 수단(모듈(914)), 평균 검출값들을 획득하기 위하여 검출값들을 평균화하는 수단(모듈(916)), 평균 전력값들을 획득하기 위하여 전력값들을 평균화하는 수단(모듈(918)), 및 평균 검출값들 및 평균 전력값들에 기반하여 패킷이 존재하는지를 결정하는 수단(모듈(920))을 포함한다.

[0123] 도 10은 패킷의 시작 부분을 검출하는 프로세스(1000)의 설계를 도시한다. 제 1 검출값은 예컨대 수식들(1) 및 (3)에 기술된 바와같이 샘플들의 윈도우에 대하여 지연-곱셈-적분을 수행함으로서 샘플들의 윈도우에 기반하여 결정된다(블록(1012)). 제 2검출값은 예컨대 수식(10)에 기술된 바와 같이 슬라이딩 지연-곱셈-적분을 수행함으로서 다수의 샘플들 각각에 대하여 결정된다(블록(1014)). 제 1검출값을 유도하기 위하여 사용된 샘플들의 윈도우는 각각의 제 2 검출값을 유도하기 위하여 사용된 샘플들보다 선행한다. 메트릭값들은 예컨대 수식(11)에 기술된 바와같이 제 1검출값 및 다수의 샘플들에 대한 제 2검출값들에 기반하여 계산된다(블록(1016)). 패킷의 시작 부분은 예컨대 수식(12)에 기술된 바와 같이 메트릭값들 및 임계값에 기반하여 결정된다(블록(1018)).

[0124] 도 11은 패킷의 시작 부분을 검출하는 장치(1100)의 설계를 도시한다. 장치(1100)는 예컨대 샘플들의 윈도우에 대하여 지연-곱셈-적분을 수행함으로서 샘플들의 윈도우에 기반하여 제 1 검출값을 결정하는 수단(모듈(1112)), 예컨대 슬라이딩 지연-곱셈-적분을 수행함으로서 다수의 샘플들 각각에 대한 제 2 검출값을 결정하는 수단(모듈(1114)), 제 1 검출값 및 다수의 샘플들에 대한 제 2 검출값들에 기반하여 메트릭값들을 계산하는 수단(모듈(1116)), 및 메트릭값들 및 임계값에 기반하여 패킷의 시작 부분을 결정하는 수단(모듈(1118))을 포함한다.

[0125] 도 12는 주파수 정정을 위한 프로세스(1200)의 설계를 도시한다. 패킷에 대한 개략적인 주파수 에러 추정치는 수식들(1), (3) 및 (8)에 기술된 바와같이 예컨대 제 1의 다수의 샘플들에 대하여 지연-곱셈-적분을 수행함으로서 획득된 적어도 하나의 제 1 검출값에 기초하여 유도된다. 패킷에 대한 세밀한 주파수 에러 추정치는 수식(13) 및 (14)에 기술된 바와 같이 예컨대 제 2의 다수의 샘플들에 대하여 지연-곱셈-적분을 수행함으로서 획득된 제 2검출값에 기초하여 유도된다(블록(1214)). 적어도 하나의 제 1 검출값에 대한 지연-곱셈-적분은 제 1지연, 예컨대 16개의 샘플들에 기반한다. 제 2검출값에 대한 지연-곱셈-적분은 더 정확한 세밀한 주파수 에러 추정치를 획득하기 위하여 제 1 지연보다 긴 제 2지연(예컨대, 64개 샘플들)에 기반한다. 제 1의 다수의 샘플들

은 짧은 트레이닝 심볼들에 대한 샘플들을 포함한다. 제 2의 다수의 샘플들은 짧은 및/또는 긴 트레이닝 심볼들에 대한 샘플들을 포함한다.

[0126] 패킷에 대한 주파수 정정값은 세밀한 주파수 에러 추정에 있는 위상 모호성을 해결하기 위하여 예컨대 개략적인 주파수 에러 추정치를 사용함으로서 개략적인 및 세밀한 주파수 에러 추정치들에 기반하여 유도된다(블록(1216)). 예컨대, 제 1 위상값은 개략적인 주파수 에러 추정치에 기반하여 획득되며, 제 2 위상값은 세밀한 주파수 에러 추정치에 기반하여 획득되며, 제 1 위상값은 제 2 위상값의 모호성을 해결하기 위하여 사용되며, 모호성이 해결된 제 2 위상값은 주파수 정정값으로서 제공된다. 패킷에 대한 샘플들의 주파수는 주파수 정정값에 기반하여 정정된다(블록(1218)).

[0127] 도 13은 주파수 정정을 위한 장치(1300)의 설계를 도시한다. 장치(1300)는 제 1의 다수의 샘플들에 대하여 지연-곱셈-적분을 수행함으로서 획득된 예컨대 적어도 하나의 제 1 검출값에 기반하여 패킷에 대한 개략적인 주파수 에러 추정치를 유도하는 수단(모듈(1312)), 제 2의 다수의 샘플들에 대하여 지연-곱셈-적분을 수행함으로서 획득된 예컨대 제 2검출값에 기반하여 패킷에 대한 세밀한 주파수 에러 추정치를 유도하는 수단(모듈(1314)), 세밀한 주파수 에러 추정에 있는 위상 모호성을 해결하기 위하여 예컨대 개략적인 주파수 에러 추정치를 사용함으로서 개략적인 및 세밀한 주파수 에러 추정치들에 기반하여 패킷에 대한 주파수 정정값을 유도하는 수단(모듈(1316)), 및 주파수 정정값에 기반하여 패킷에 대한 샘플들의 주파수를 정정하는 수단(모듈(1318))을 포함한다.

[0128] 도 14는 패킷의 끝 부분을 검출하는 프로세스(1400)의 설계를 도시한다. 검출값은 수식(16)에 기술된 바와 같이 예컨대 심볼 기간에서 보호 간격과 대응 유용한 부분을 상관시킴으로서 다수의 심볼 기간들 각각에 대하여 결정된다(블록(1412)). 일반적으로, 전송 심볼의 임의의 복사된 부분은 심볼에 대한 검출값을 획득하기 위하여 원래의 부분과 상관된다. 임계값은 수식(17)에 기술된 바와 같이 예컨대 현재의 심볼 기간까지의 S개의 심볼 기간들에 대한 S개의 검출값들의 이동 평균에 기반하여 각각의 심볼 기간에 대하여 결정된다(블록(1414)). 패킷의 끝 부분은 다수의 심볼 기간들에 대한 검출값들 및 임계값들에 기반하여 결정된다(블록(1416)). 일 설계에서, 검출값은 각각의 심볼 기간에서 임계값과 비교되며, 임계값은 검출값이 임계값보다 작은 심볼 기간 이후에 고정되며, 패킷의 끝 부분은 다음 심볼 기간에 대한 검출값이 임계값보다 작은 경우에 선언된다.

[0129] 도 15는 패킷의 끝 부분을 검출하는 장치(1500)의 설계를 도시한다. 장치(1500)는 예컨대 보호 간격과 대응 유용한 부분을 상관시킴으로서 다수의 심볼 기간들 각각에 대한 검출값을 결정하는 수단(모듈(1512)), 현재의 심볼 기간까지 예컨대 S개의 심볼 기간들에 대한 S개의 검출값들의 이동 평균에 기반하여 각각의 심볼 기간에 대한 임계값을 결정하는 수단(모듈(1514)), 및 다수의 심볼 기간들에 대한 검출값들 및 임계값들에 기반하여 패킷의 끝 부분을 결정하는 수단(모듈(1516))을 포함한다.

[0130] 도 16은 패킷을 처리하는 프로세스(1600)의 설계를 도시한다. 제 1검출값들 C_k 은 제 1의 다수의 샘플들에 기반하여 결정된다(블록(1612)). 전력값들 P_k 은 제 1의 다수의 샘플들에 기반하여 결정된다(블록(1614)). 패킷이 존재하는지의 여부는 검출값들 및 전력값들에 기반하여 결정된다(블록(1616)). 제 2검출값들 C_i 은 제 2의 다수의 샘플들에 기반하여 결정된다(블록(1618)). 패킷의 시작 부분은 제 1 및 제 2 검출값들에 기반하여 결정된다(블록(1620)). 제 3 검출값 D_m 은 제 3의 다수의 샘플들에 기반하여 결정된다(블록(1622)). 패킷의 주파수 에러는 제 1 및 제 3 검출값들에 기반하여 추정된다(블록(1624)). 제 4 검출값들 G_n 은 제 4의 다수의 샘플들에 기반하여 결정된다(블록(1626)). 패킷의 끝 부분은 제 4 검출값들에 기반하여 결정된다(블록(1628)).

[0131] 도 17은 패킷을 처리하는 장치(1700)의 설계를 도시한다. 장치(1700)는 제 1의 다수의 샘플들에 기반하여 제 1 검출값 C_k 을 결정하는 수단(모듈(1712)), 제 1의 다수의 샘플들에 기반하여 전력값들 P_k 을 결정하는 수단(모듈(1714)), 검출값들 및 전력값들에 기반하여 패킷이 존재하는지를 결정하는 수단(모듈(1716)), 제 2의 다수의 샘플들에 기반하여 제 2검출값들 C_i 를 결정하는 수단(모듈(1718)), 제 1 및 제 2 검출값들에 기반하여 패킷의 시작 부분을 결정하는 수단(모듈(1720)), 제 3의 다수의 샘플들에 기반하여 제 3 검출값 D_m 을 결정하는 수단(블록(1722)), 제 1 및 제 3 검출값들에 기반하여 패킷의 주파수 에러를 추정하는 수단(모듈(1724)), 제 4의 다수의 샘플들에 기반하여 제 4 검출값들 G_n 을 결정하는 수단(모듈(1726)), 및 제 4검출값들에 기반하여 패킷의 끝 부분을 결정하는 수단(모듈(1728))을 포함한다.

[0132] 도 9, 도 11, 도 13, 도 15 및 도 17의 모듈들은 프로세서들, 전자장치들, 하드웨어 장치들, 전자 소자들, 논리

회로들, 메모리들 등, 또는 이들의 임의의 조합을 포함할 수 있다.

[0133] 앞서 기술된 지연-곱셈-적분 기술은 양호한 검출 성능을 제공할 수 있으며, 무선 환경에서 다중 경로에 의하여 영향을 받지 않는다. 다른 설계에서, 패킷 검출은 알려진 샘플들과의 상관에 기반하여 수행된다. 이러한 설계에서, 수신된 샘플들은 여러 시간 오프셋들에서 짧은 트레이닝 심볼들에 대한 알려진 샘플들과 상관될 수 있다. 다른 다중경로들에 대응할 수 있는, 제 1임계값을 초과하는 검출값들은 세밀한 검출값을 획득하기 위하여 결합될 수 있다. 이때, 최종 검출값은 패킷의 존재를 검출하기 위하여 제 2 임계값과 비교될 수 있다. 검출값들의 저장을 야기하는 시간 오프셋들은 패킷의 시작 부분을 결정하기 위하여 사용될 수 있다.

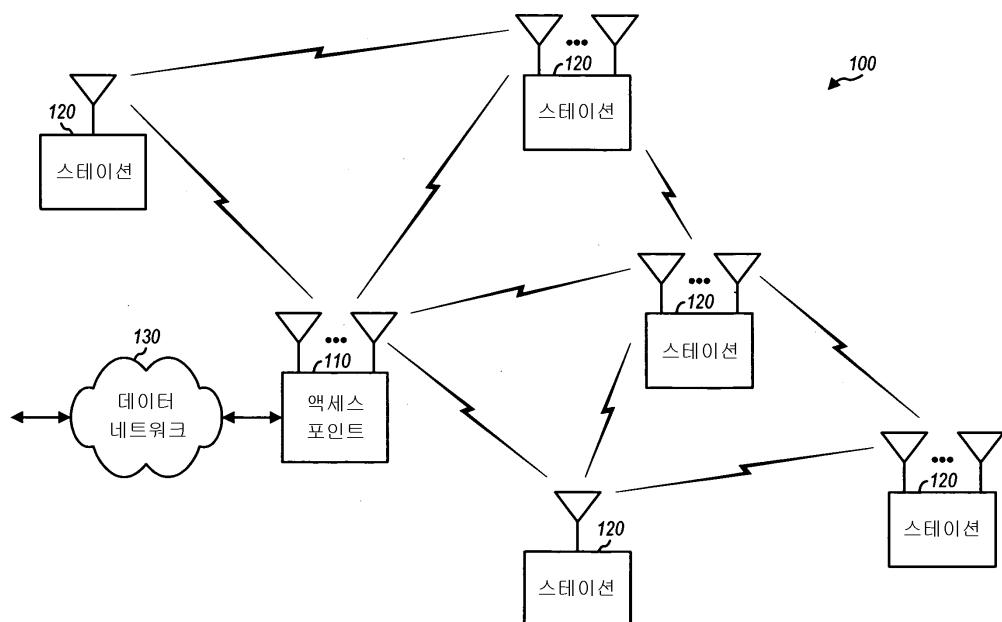
[0134] 여기에서 제시된 기술들은 다양한 수단에 의하여 구현될 수 있다. 예컨대, 이들 기술들은 하드웨어, 펌웨어, 소프트웨어 또는 이들의 조합으로 구현될 수 있다. 하드웨어 구현에 있어서, 전술한 기술들을 수행하기 위하여 사용된 처리 유닛들은 하나 이상의 주문형 집적회로들(ASIC), 디지털 신호 프로세서들(DSP), 디지털 신호 처리 장치들(DSPD), 프로그램 가능 논리장치들(PLD), 필드 프로그램가능 게이트 어레이들(FPGA), 프로세서들, 제어기들, 마이크로-제어기들, 마이크로프로세서들, 전자장치들, 여기에서 제시된 기능들을 수행하도록 설계된 다른 전자유닛들, 컴퓨터 또는 이들의 조합으로 구현될 수 있다.

[0135] 펌웨어 및/또는 소프트웨어 구현에 있어서, 전술한 기술들은 여기에서 제시된 기능들을 수행하는 모듈들(예컨대, 프로시저들, 함수들 등)으로 구현될 수 있다. 펌웨어 및/또는 소프트웨어 명령들은 메모리(예컨대, 도 2의 메모리(272))에 저장되고 프로세서(예컨대, 프로세서(260 또는 270))에 의하여 실행될 수 있다. 메모리는 프로세서 내부에서 또는 프로세서 외부에서 구현될 수 있다. 펌웨어 및/또는 소프트웨어 명령들은 랜덤 액세스 메모리(RAM), 판독전용 메모리(ROM), 비휘발성 랜덤 액세스 메모리(NVRAM), 프로그램가능 판독-전용 메모리(PROM), 전기적 소거가능 PROM(EEPROM), 플래시 메모리, 컴팩트 디스크(CD), 자기 또는 광 데이터 저장장치 등과 같은 다양한 프로세서-판독가능 매체에 저장될 수 있다.

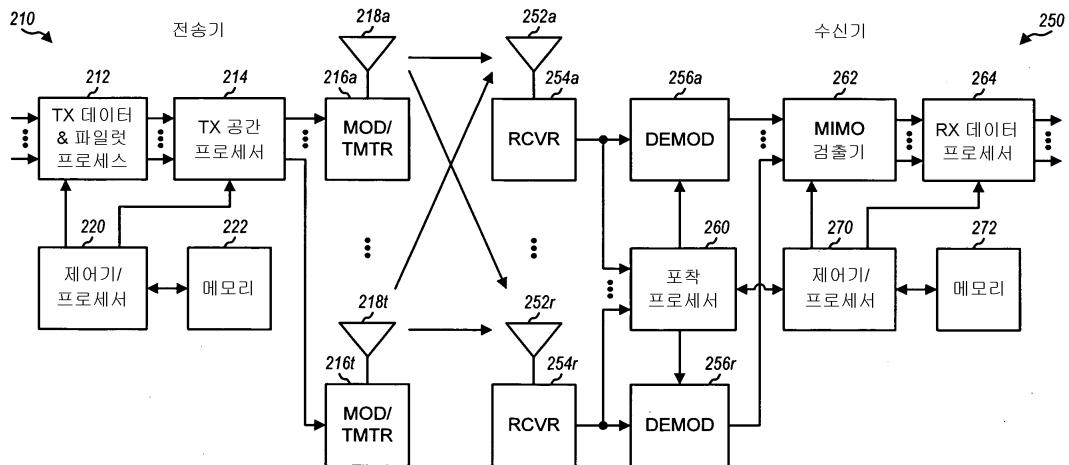
[0136] 본 발명의 전술한 설명은 당업자로 하여금 본 발명을 실시 또는 이용하도록 하기 위하여 제공된다. 본 발명의 다양한 수정들은 당업자에게 의하여 용이하게 수행될 수 있으며, 여기에서 제시된 일반적인 원리들은 본 발명의 사상 또는 범위로부터 벗어나지 않고 다양한 변형들에 적용될 수 있다. 따라서, 본 발명은 여기에서 제시된 예들에 제한되지 않으며, 여기에서 제시된 원리들 및 신규한 특징들과 일치하는 가장 넓은 범위를 따른다.

도면

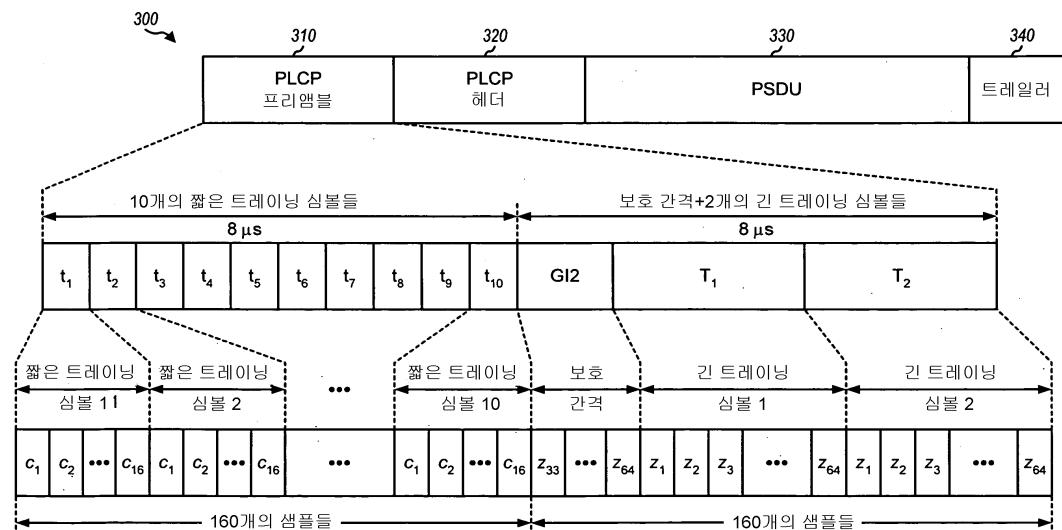
도면1



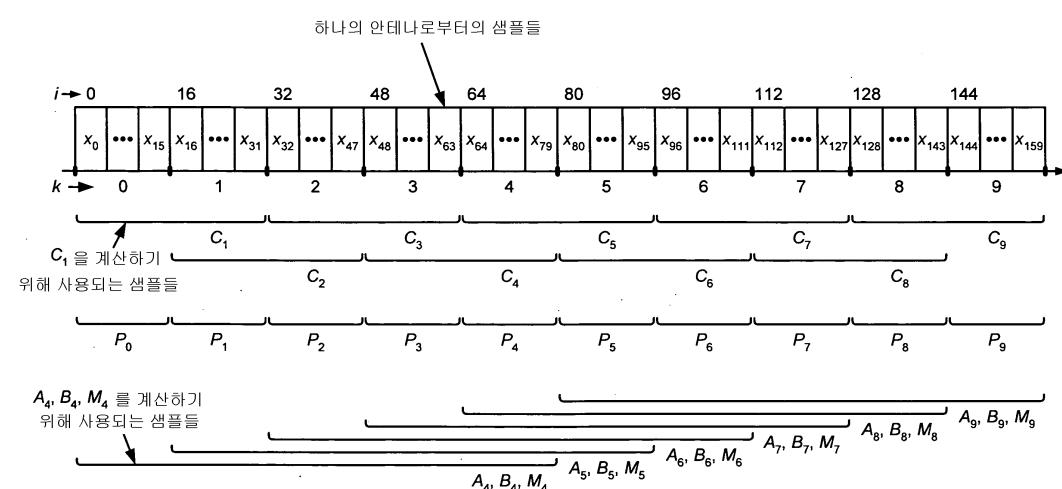
도면2



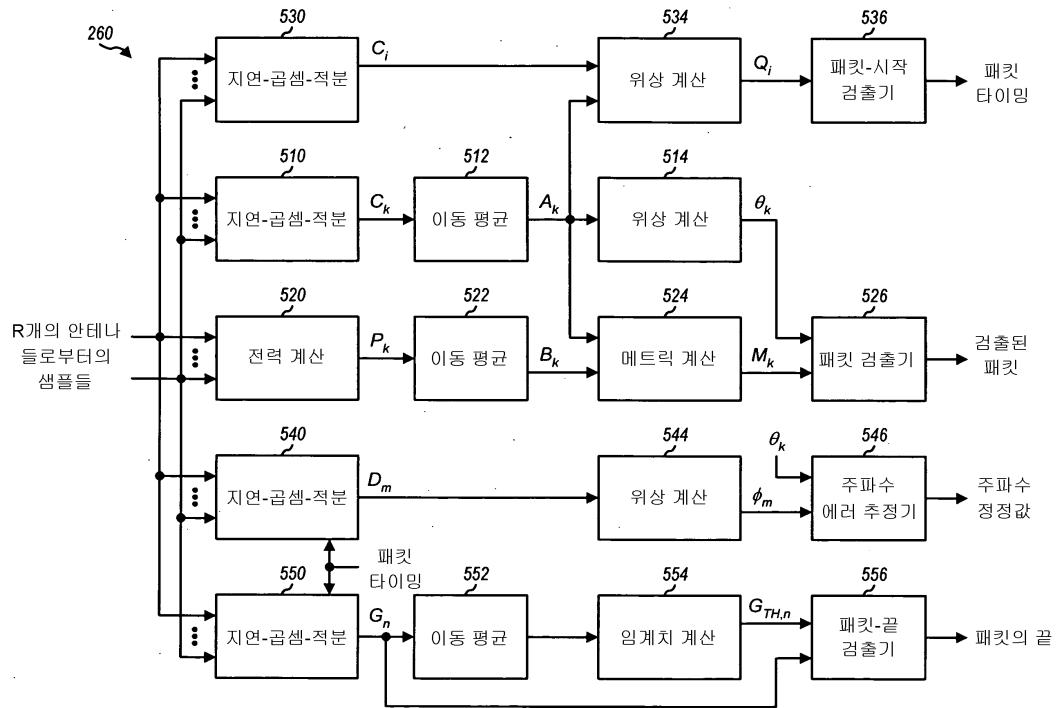
도면3



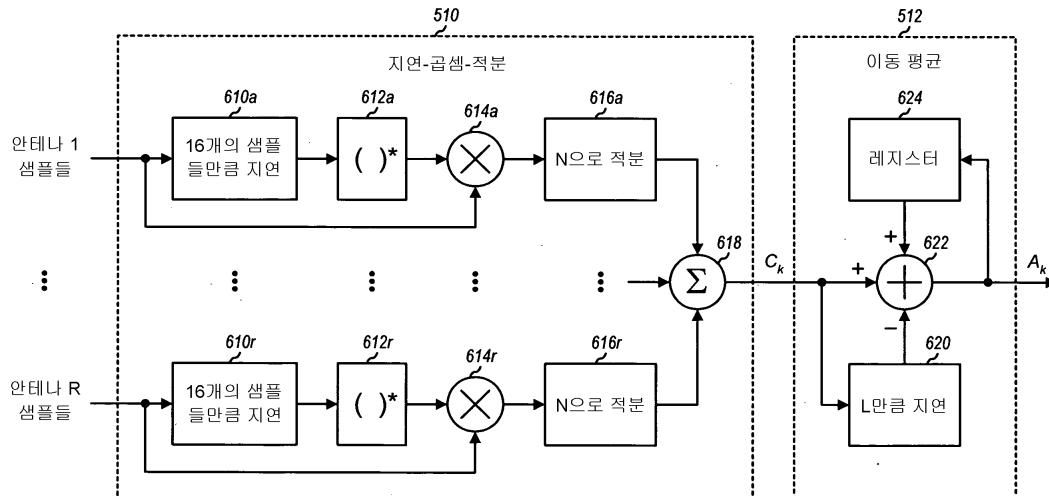
도면4



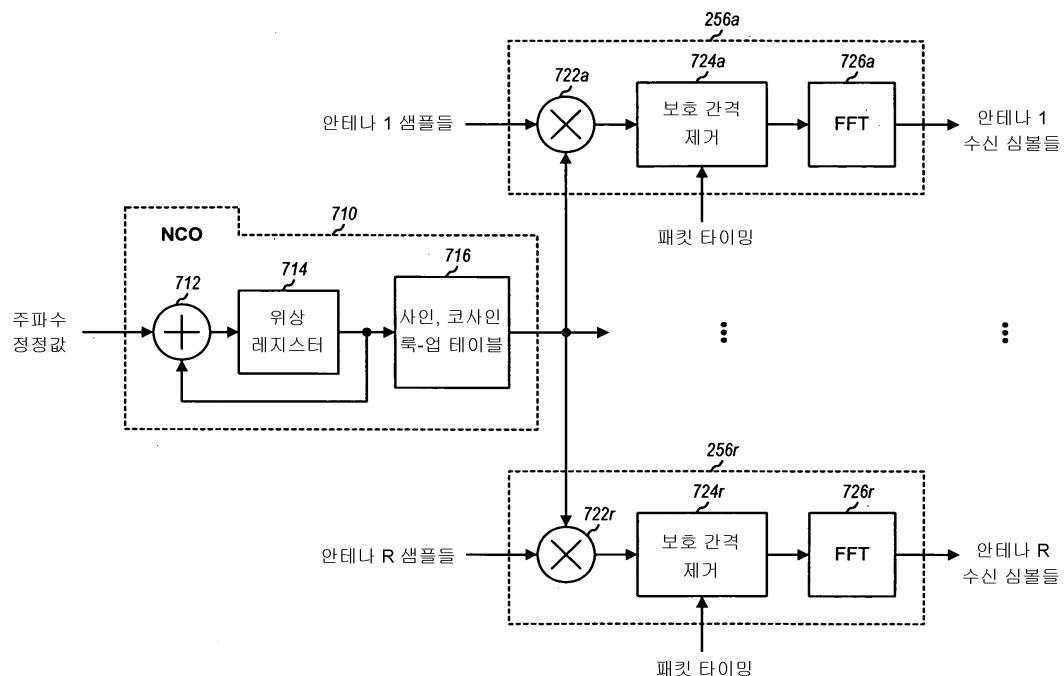
도면5



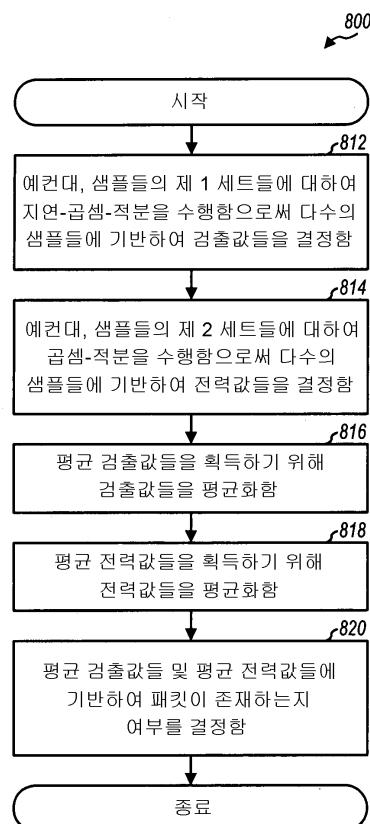
도면6



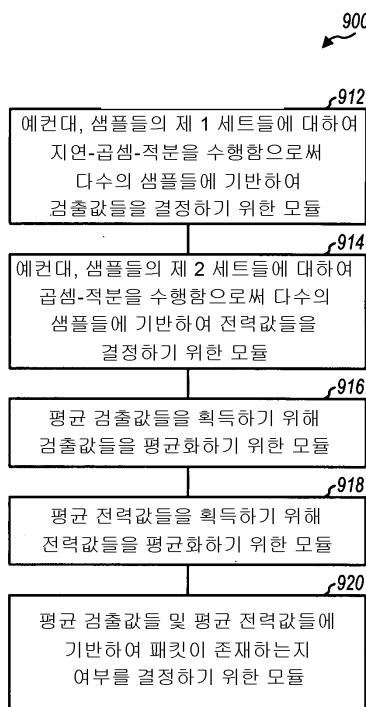
도면7



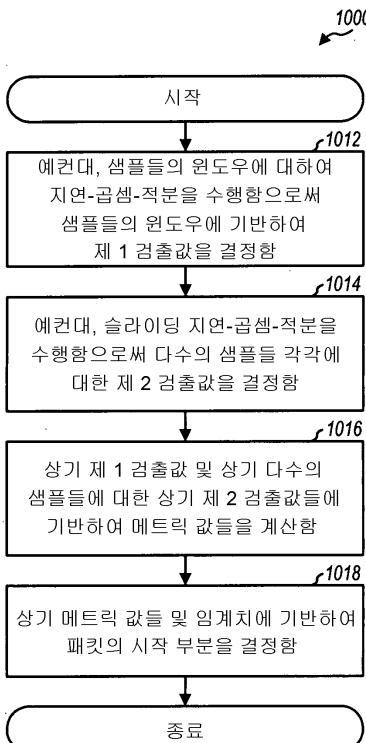
도면8



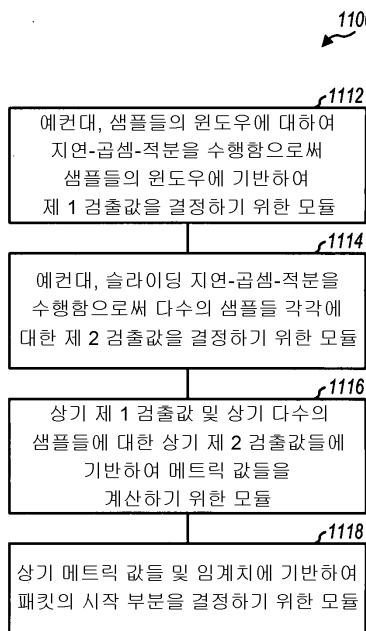
도면9



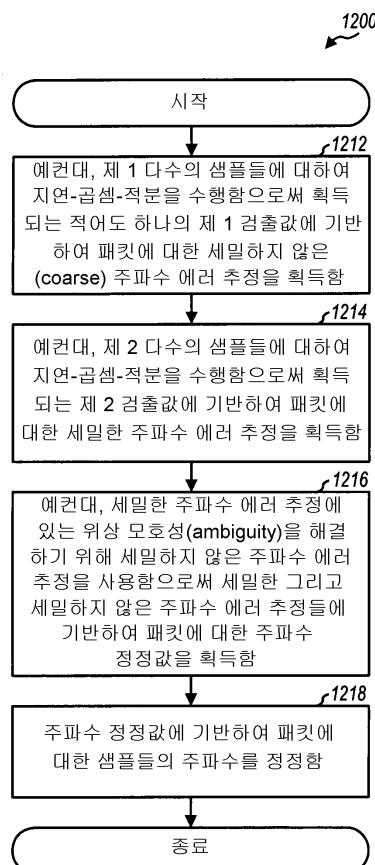
도면10



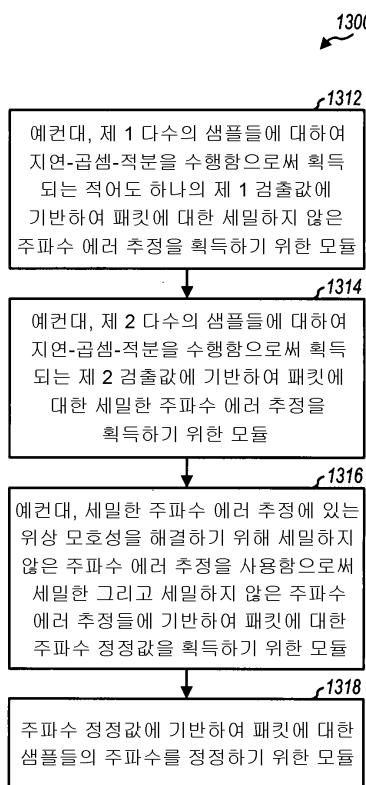
도면11



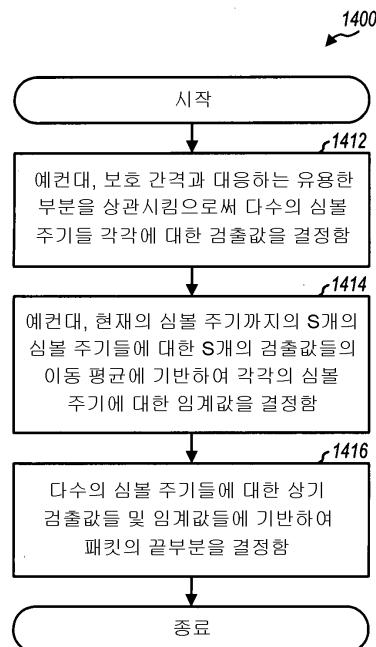
도면12



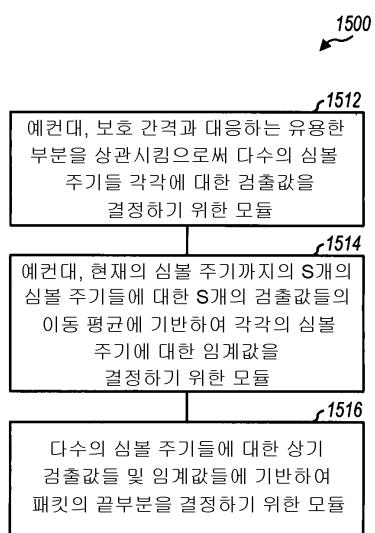
도면13



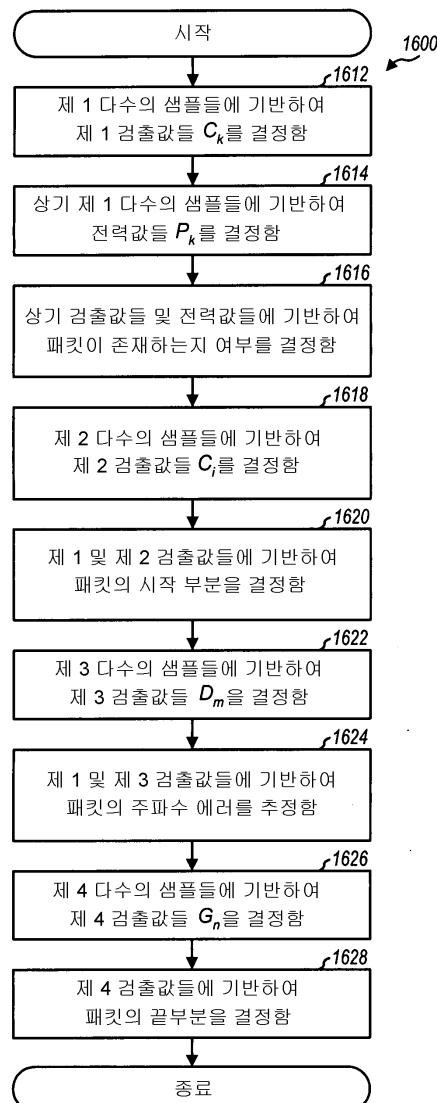
도면14



도면15



도면16



도면17

