



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2011년01월05일
(11) 등록번호 10-1005447
(24) 등록일자 2010년12월27일

(51) Int. Cl.
H04B 7/04 (2006.01) H04B 7/26 (2006.01)
H04W 24/00 (2009.01)
(21) 출원번호 10-2010-7001813(분할)
(22) 출원일자(국제출원일자) 2006년10월30일
심사청구일자 2010년01월26일
(85) 번역문제출일자 2010년01월26일
(65) 공개번호 10-2010-0020529
(43) 공개일자 2010년02월22일
(62) 원출원 특허 10-2008-7012892
원출원일자(국제출원일자) 2006년10월30일
심사청구일자 2008년05월28일
(86) 국제출원번호 PCT/US2006/060372
(87) 국제공개번호 WO 2007/051206
국제공개일자 2007년05월03일
(30) 우선권주장
11/553,296 2006년10월26일 미국(US)
60/731,423 2005년10월28일 미국(US)
(56) 선행기술조사문헌
US20020181390 A1
W02004015946 A1

(73) 특허권자
퀄컴 인코포레이티드
미국 92121-1714 캘리포니아주 샌 디에고 모어하우스 드라이브 5775
(72) 발명자
김병훈
미국 92122 캘리포니아주 샌디에고 코스타 베르데 불러바드 8775 넘버 912
(74) 대리인
특허법인코리아나

전체 청구항 수 : 총 17 항

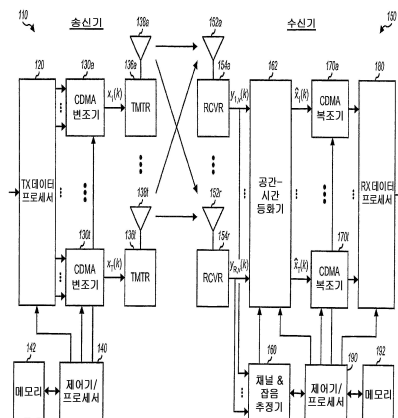
심사관 : 최진호

(54) 채널 및 잡음 추정을 위한 방법 및 장치

(57) 요약

다수의 송신 안테나들로부터 다수의 수신 안테나들로 전송된 MIMO 송신에 대한 채널 및 잡음 추정을 수행하는 기술이 설명된다. 수신 안테나들로부터 샘플들이 획득된다. 제 1 방식에 있어서, 적어도 하나의 파일럿 시퀀스와 샘플들을 상관시킴으로써 채널 추정치들이 도출되고, 또한 이 샘플들에 기초하여 신호, 잡음 및 간섭 통계치들이 추정된다. 제 2 방식에 있어서, 샘플들에 기초하여 총 수신 에너지뿐만 아니라 신호 및 간섭 에너지가 추정된다. 그 다음에, 추정된 총 수신 에너지, 및 추정된 신호 및 간섭 에너지에 기초하여 잡음이 추정된다. 제 3 방식에 있어서, 샘플들에 기초하여 신호 및 온-타임 간섭 통계치들이 추정된다. 또한, 샘플들에 기초하여 잡음 및 다중경로 간섭 통계치들이 추정된다. 그 다음에 추정된 신호 및 온-타임 간섭 통계치들, 및 추정된 잡음 및 다중경로 간섭 통계치들에 기초하여 신호, 잡음 및 간섭 통계치들이 추정된다.

대표도 - 도1



특허청구의 범위

청구항 1

다수의 송신 안테나들로부터 전송된 다중-입력 다중-출력 (MIMO) 송신에 대한 다수의 수신 안테나들로부터의 샘플들을 획득하고, 상기 샘플들에 기초하여 채널 상태들을 결정하고, 상기 채널 상태들에 기초하여 다수의 채널 및 잡음 추정 방식들 중 하나의 채널 및 잡음 추정 방식을 선택하고, 상기 선택된 채널 및 잡음 추정 방식에 기초하여, 채널 및 잡음 추정을 수행하는 적어도 하나의 프로세서; 및

상기 적어도 하나의 프로세서에 연결된 메모리를 포함하는, 장치.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 선택된 채널 및 잡음 추정 방식에 있어서,

상기 적어도 하나의 프로세서는, 상기 샘플들에 기초하여 채널 추정치들을 도출하고, 상기 샘플들에 기초하여 신호 및 온-타임 (on-time) 간섭 통계치들을 추정하고, 상기 샘플들에 기초하여 잡음 및 다중경로 간섭 통계치들을 추정하고, 상기 추정된 신호 및 온-타임 간섭 통계치들, 및 상기 추정된 잡음 및 다중경로 간섭 통계치들에 기초하여, 신호, 잡음 및 간섭 통계치들을 추정하는, 장치.

청구항 3

제 2 항에 있어서,

상기 선택된 채널 및 잡음 추정 방식은, 상기 채널 상태들이 작은 지연 확산, 단일 경로 환경, 낮은 속도, 또는 이들의 조합을 나타내는 경우에 이용되는, 장치.

청구항 4

제 1 항에 있어서,

상기 선택된 채널 및 잡음 추정 방식에 있어서,

상기 적어도 하나의 프로세서는,

상기 샘플들에 기초하여 채널 추정치들을 도출하고, 상기 샘플들에 기초하여 총 수신 에너지를 추정하고, 상기 채널 추정치들에 기초하여 신호 및 간섭 에너지를 추정하고, 상기 추정된 총 수신 에너지, 및 상기 추정된 신호 및 간섭 에너지에 기초하여 잡음을 추정하는, 장치.

청구항 5

제 4 항에 있어서,

상기 선택된 채널 및 잡음 추정 방식은, 상기 채널 상태들이 큰 지연 확산, 다중경로 환경, 임계값보다 높은 속도, 또는 이들의 조합을 나타내는 경우에 이용되는, 장치.

청구항 6

제 1 항에 있어서,

상기 선택된 채널 및 잡음 추정 방식에 있어서,

상기 적어도 하나의 프로세서는, 상기 샘플에 기초하여 채널 추정치들을 도출하고, 상기 샘플들에 기초하여 신호, 잡음 및 간섭 통계치들을 추정하는, 장치.

청구항 7

제 1 항에 있어서,

상기 적어도 하나의 프로세서는, 상기 다수의 송신 안테나들과 상기 다수의 수신 안테나들 사이의 통신 채널에서의 지연 확산을 결정하고, 상기 지연 확산에 기초하여 상기 채널 및 잡음 추정 방식을 선택하는, 장치.

청구항 8

제 1 항에 있어서,

상기 적어도 하나의 프로세서는, 상기 다수의 송신 안테나들과 상기 다수의 수신 안테나들 사이의 통신 채널에서 신호 경로들의 에너지들을 결정하고, 상기 신호 경로들의 에너지들에 기초하여, 상기 채널 및 잡음 추정 방식을 선택하는, 장치.

청구항 9

제 1 항에 있어서,

상기 적어도 하나의 프로세서는, 추정된 속도에 기초하여, 상기 채널 및 잡음 추정 방식을 선택하는, 장치.

청구항 10

다수의 송신 안테나들로부터 전송된 다중-입력 다중-출력 (MIMO) 송신에 대한 다수의 수신 안테나들로부터의 샘플들을 획득하는 단계;

상기 샘플들에 기초하여, 채널 상태들을 결정하는 단계;

상기 채널 상태들에 기초하여, 다수의 채널 및 잡음 추정 방식들 중 하나의 채널 및 잡음 추정 방식을 선택하는 단계; 및

상기 선택된 채널 및 잡음 추정 방식에 기초하여, 채널 및 잡음 추정을 수행하는 단계를 포함하는, 방법.

청구항 11

제 10 항에 있어서,

상기 채널 및 잡음 추정을 수행하는 단계는,

상기 샘플들에 기초하여, 채널 추정치들을 도출하는 단계,

상기 샘플들에 기초하여, 신호 및 온-타임 (on-time) 간섭 통계치들을 추정하는 단계,

상기 샘플들에 기초하여, 잡음 및 다중경로 간섭 통계치들을 추정하는 단계, 및

상기 추정된 신호 및 온-타임 간섭 통계치들, 및 상기 추정된 잡음 및 다중경로 간섭 통계치들에 기초하여, 신호, 잡음 및 간섭 통계치들을 추정하는 단계를 포함하는, 방법.

청구항 12

제 10 항에 있어서,

상기 채널 및 잡음 추정을 수행하는 단계는,

상기 샘플들에 기초하여, 채널 추정치들을 도출하는 단계,

상기 샘플들에 기초하여, 총 수신 에너지를 추정하는 단계,

상기 채널 추정치들에 기초하여, 신호 및 간섭 에너지를 추정하는 단계, 및

상기 추정된 총 수신 에너지, 및 상기 추정된 신호 및 간섭 에너지에 기초하여, 잡음을 추정하는 단계를 포함하는, 방법.

청구항 13

제 10 항에 있어서,

상기 다수의 채널 및 잡음 추정 방식들 중 하나의 채널 및 잡음 추정 방식을 선택하는 단계는,

지연 확산, 경로 상태들, 속도, 또는 이들의 조합에 기초하여, 상기 다수의 채널 및 잡음 추정 방식들 중 하나

의 채널 및 잡음 추정 방식을 선택하는 단계를 포함하는, 방법.

청구항 14

다수의 송신 안테나들로부터 전송된 다중-입력 다중-출력 (MIMO) 송신에 대한 다수의 수신 안테나들로부터의 샘플들을 획득하기 위한 수단;

상기 샘플들에 기초하여, 채널 상태들을 결정하기 위한 수단;

상기 채널 상태들에 기초하여, 다수의 채널 및 잡음 추정 방식들 중 하나의 채널 및 잡음 추정 방식을 선택하기 위한 수단; 및

상기 선택된 채널 및 잡음 추정 방식에 기초하여, 채널 및 잡음 추정을 수행하기 위한 수단을 포함하는, 장치.

청구항 15

제 14 항에 있어서,

상기 채널 및 잡음 추정을 수행하기 위한 수단은,

상기 샘플들에 기초하여, 채널 추정치들을 도출하기 위한 수단,

상기 샘플들에 기초하여, 신호 및 온-타임 (on-time) 간섭 통계치들을 추정하기 위한 수단,

상기 샘플들에 기초하여, 잡음 및 다중경로 간섭 통계치들을 추정하기 위한 수단, 및

상기 추정된 신호 및 온-타임 간섭 통계치들, 및 상기 추정된 잡음 및 다중경로 간섭 통계치들에 기초하여, 신호, 잡음 및 간섭 통계치들을 추정하기 위한 수단을 포함하는, 장치.

청구항 16

제 14 항에 있어서,

상기 채널 및 잡음 추정을 수행하기 위한 수단은,

상기 샘플들에 기초하여, 채널 추정치들을 도출하기 위한 수단,

상기 샘플들에 기초하여, 총 수신 에너지를 추정하기 위한 수단,

상기 채널 추정치들에 기초하여, 신호 및 간섭 에너지를 추정하기 위한 수단, 및

상기 추정된 총 수신 에너지, 및 상기 추정된 신호 및 간섭 에너지에 기초하여, 잡음을 추정하기 위한 수단을 포함하는, 장치.

청구항 17

제 14 항에 있어서,

상기 다수의 채널 및 잡음 추정 방식들 중 하나의 채널 및 잡음 추정 방식을 선택하기 위한 수단은,

지연 확산, 경로 상태들, 속도, 또는 이들의 조합에 기초하여, 상기 다수의 채널 및 잡음 추정 방식들 중 하나의 채널 및 잡음 추정 방식을 선택하기 위한 수단을 포함하는, 장치.

명세서

기술분야

[0001] 본 개시물은 일반적으로 통신에 관한 것으로서, 더욱 상세하게는, MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 통신을 위해 채널 및 잡음 추정을 수행하는 기술에 관한 것이다.

배경기술

[0002] MIMO 송신은, 다수의 (T 개의) 송신 안테나들로부터 다수의 (R 개의) 수신 안테나들로의 송신이다. 예를 들어, 송신기는 T 개의 송신 안테나들로부터 T 개의 데이터 스트림을 동시에 송신할 수도 있다. 이들 데이터 스트림은, 전파 환경에 의해 왜곡되고, 잡음에 의해 추가적으로 열화된다. 수신기는 R 개의 수신 안테나를

통해 송신된 데이터 스트림을 수신한다. 각각의 안테나로부터 수신된 신호는, 가능하게는 전파 환경에 의해 결정된 상이한 지연으로 송신된 데이터 스트림의 스케일링된 버전을 포함한다. 따라서, 송신된 데이터 스트림은, R 개의 수신 안테나들로부터의 R 개의 수신된 신호들 사이에서 분산된다. 이어서, 수신기는, 송신된 데이터 스트림을 복구하기 위해서, R 개의 수신된 신호에 대한 수신기 공간 처리 (예를 들어, 공간-시간 등화(equalization))를 수행한다.

[0003] 수신기는, MIMO 채널에 대한 채널과 잡음 추정치를 유도할 수도 있고, 이어서, 이 채널과 잡음 추정치에 기초하여 공간-시간 등화기에 대한 가중치를 유도할 수도 있다. 채널 및 잡음 추정치의 품질은 성능에 큰 영향을 줄 수도 있다. 그러므로, 본 발명이 속하는 기술분야에서 MIMO 송신에 대한 채널 및 잡음 추정치의 품질을 유도할 필요가 있다.

발명의 내용

과제의 해결 수단

[0004] 본 발명의 일 실시형태에 따르면, 적어도 하나의 프로세서와 메모리를 포함하는 장치가 기재된다. 프로세서(들)는, 다수의 송신 안테나들로부터 전송된 MIMO 송신에 대한 다수의 수신 안테나들로부터의 샘플을 획득하고, 적어도 하나의 파일럿 시퀀스와 이 샘플들을 상관시킴으로써 채널 추정치를 도출하고, 이 샘플들에 기초하여 신호, 잡음과 간섭 통계치를 추정한다. MIMO 송신은 다수의 송신 안테나들로부터 전송된 다중 변조된 신호들을 포함할 수도 있다. 각각의 변조된 신호는, 상이한 직교 코드로 다중화된 다중 데이터 스트림들을 포함할 수도 있다.

[0005] 다른 실시형태에 따르면, 적어도 하나의 프로세서와 메모리를 포함하는 장치가 기재된다. 프로세서(들)는, 다수의 송신 안테나들로부터 전송된 MIMO 송신에 대한 다수의 수신 안테나들로부터의 샘플들을 획득하고, 이 샘플들에 기초하여 총 수신 에너지를 추정하고, 추정된 총 수신 에너지, 및 추정된 신호와 간섭 에너지에 기초하여 잡음을 추정한다.

[0006] 또 다른 실시형태에 따르면, 적어도 하나의 프로세서와 메모리를 포함하는 장치가 기재된다. 프로세서(들)는, 다수의 송신 안테나들로부터 전송된 MIMO 송신에 대한 다수의 수신 안테나들로부터의 샘플들을 획득하고, 이 샘플들에 기초하여 신호와 온-타임 간섭 통계치를 추정하고, 이 샘플들에 기초하여 잡음과 다중경로 간섭 통계치를 추정하고, 이 추정된 신호와 온-타임 간섭 통계치, 및 추정된 잡음과 다중경로 간섭 통계치에 기초하여 신호, 잡음, 및 간섭 통계치를 추정한다. 온-타임 간섭은, 원하는 신호와 동일한 시간에 도착하는 간섭이고, 다중경로 간섭은 온-타임이 아닌 간섭이다.

[0007] 또 다른 실시형태에 따르면, 적어도 하나의 프로세서와 메모리를 포함하는 장치가 기재된다. 프로세서(들)는, 다수의 송신 안테나들로부터 전송된 MIMO 송신에 대한 다수의 수신 안테나들로부터의 샘플들을 획득하고, 이 샘플들에 기초하여 채널 상태를 결정하고, 채널 상태에 기초하여 다중 채널과 잡음 추정 방식 중 하나를 선택하고, 이 선택된 채널과 잡음 추정 방식에 기초하여 채널과 잡음 추정을 수행한다. 채널 상태를 결정하기 위해서, 프로세서(들)는, 지연 확산을 결정하고, 이 샘플들을 처리하여 단일 경로 또는 다중경로 환경 등을 식별할 수도 있다.

[0008] 이하, 본 발명의 다양한 양태 및 실시형태들이 더욱 상세하게 기술된다.

도면의 간단한 설명

[0009] 도 1 은 MIMO 송신을 위한 송신기 및 수신기를 나타낸다.

도 2 는 하나의 송신 안테나에 대한 CDMA 변조기를 나타낸다.

도 3 은 제 1 방식을 위한 채널 및 잡음 추정기를 나타낸다.

도 4 는 채널 추정기를 나타낸다

도 5 는 제 1 채널 및 잡음 추정 방식을 위한 프로세스를 나타낸다.

도 6 은 제 2 방식을 위한 채널 및 잡음 추정기를 나타낸다

도 7 은 제 2 채널 및 잡음 추정 방식을 위한 프로세스를 나타낸다.

도 8 은 제 3 방식을 위한 채널 및 잡음 추정기를 나타낸다.

도 9 는 제 3 채널 및 잡음 추정 방식을 위한 프로세스를 나타낸다.

도 10 은 제 4 채널 및 잡음 추정 방식을 위한 프로세스를 나타낸다

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0010] 35 U.S.C. § 119 에 따른 우선권 주장

[0011] 본 특허출원은, 본원의 양수인에게 양도되어 있고, 본 명세서에 참고로서 명백하게 통합되어 있으며, 2005년 10월 28일자로 출원된, 발명의 명칭이 "METHOD AND APPARATUS FOR SPACE-TIME EQUALIZATION WIRELESS COMMUNICATIONS" 인 미국 가출원 제 60/731,423 호에 대하여 우선권을 주장한다.

[0012] 본 명세서에서, "예시적인" 이라는 용어는 "실시예, 사례, 또는 예시의 역할을 하는 것" 을 의미하는데 이용된다. 본 명세서에서, "예시적인" 으로 기술된 임의의 실시형태는 다른 실시형태들보다 바람직하거나 이점이 있는 것으로 반드시 구성되는 것은 아니다.

[0013] 본 명세서에 기재된, 채널 및 잡음 추정 기술은, 코드 분할 다중 접속 (CDMA) 시스템, 시분할 다중 접속 (TDMA) 시스템, 주파수 분할 다중 접속 (FDMA) 시스템, 직교 FDMA (OFDMA) 시스템, 단일-캐리어 FDMA (SC-FDMA) 시스템 등과 같은 다양한 통신 시스템에 이용될 수도 있다. CDMA 시스템은, 광대역-CDMA (W-CDMA), cdma2000 등과 같은 하나 이상의 무선 기술을 구현할 수도 있다. cdma2000 은 IS-2000, IS-856, 및 IS-95 표준을 커버한다. TDMA 시스템은, GSM (Global System for Mobile Communications) 과 같은 무선 기술을 구현할 수도 있다. 이들 다양한 무선 기술과 표준은 본 발명이 속하는 기술분야에서 공지되어 있다. W-CDMA 및 GSM 은 "3 세대 파트너십 프로젝트 (3GPP)" 로 명명된 단체로부터의 문서에 기술되어 있다. cdma2000 은 "3 세대 파트너십 프로젝트 2 (3GPP2)" 로 명명된 단체로부터의 문서에 기술되어 있다. 3GPP 및 3GPP2 문서들은 공개적으로 입수 가능하다. OFDMA 시스템은, 직교 주파수 분할 다중화 (OFDM) 를 이용하여 직교 주파수 서브캐리어를 통해 주파수 도메인에서 변조 심볼을 송신한다. SC-FDMA 시스템은, 직교 주파수 서브캐리어를 통해 시간 도메인에서 변조 심볼을 송신한다. 명확함을 위해서, 이하, 이들 기술은 W-CDMA 및/또는 cdma2000 을 구현할 수도 있는 CDMA 시스템에서 전송된 MIMO 송신에 대해 후술된다.

[0014] 도 1 은 MIMO 송신을 위한 송신기 (110) 와 수신기 (150) 의 블록도이다. 다운링크/순방향 링크 송신에 있어서, 송신기 (110) 는 기지국의 일부이고, 수신기 (150) 는 무선 디바이스의 일부이다. 업링크/역방향 링크 송신에 있어서, 송신기 (110) 는 무선 디바이스의 일부이고, 수신기 (150) 는 기지국의 일부이다. 통상적으로, 기지국은 무선 디바이스와 통신하는 고정국이고, 또한, 노드 B, 액세스 포인트 등으로 지칭될 수도 있다. 무선 디바이스는 고정형, 또는 이동형일 수도 있고, 또한 사용자 장비 (UE), 이동국, 사용자 단말기, 가입자 유닛 등으로 지칭될 수도 있다. 무선 디바이스는 셀룰러 전화기, 개인 휴대 정보 단말기 (PDA), 무선 모뎀 카드, 또는 일부 다른 디바이스 또는 장치일 수도 있다.

[0015] 송신기 (110) 에서, 송신 (TX) 데이터 프로세서 (120) 는, 트래픽 데이터를 처리 (예를 들어, 인코딩, 인터리빙, 및 심볼 매핑) 하여, 다수의 (T 개의) CDMA 변조기 (130a 내지 130t) 로 데이터 심볼을 제공한다. 본 명세서에 이용된 바와 같이, 데이터 심볼은 데이터에 대한 변조 심볼이고, 파일럿 심볼은 파일럿에 대한 변조 심볼이고, 변조 심볼은 (예를 들어, M-PSK 또는 M-QAM 에 있어서) 단일 콘스텔레이션 (constellation) 에서의 일 포인트에 대한 복소수 값이고, 파일럿은 송신기와 수신기 모두에 의해 선형적으로 (*a priori*) 공지된 데이터이다. 각각의 CDMA 변조기 (130) 는, 후술되는 바와 같이 그 데이터 심볼과 파일럿 심볼을 처리하고, 연관된 송신기 유닛 (TMTR; 136) 으로 출력 칩을 제공한다. 각각의 송신기 유닛 (136) 은, 그 출력 칩을 처리 (예를 들어, 아날로그로 변환, 증폭, 필터링, 및 주파수 상향변환) 하여, 변조된 신호를 발생시킨다. T 개의 송신기 유닛들 (136a 내지 136t) 로부터의 T 개의 변조된 신호들은 각각 T 개의 안테나들 (138a 내지 138t) 로부터 송신된다.

[0016] 수신기 (150) 에서, 다수의 (R 개의) 안테나들 (152a 내지 152r) 은, 다양한 신호 경로들을 통해 송신된 신호를 수신하고, 각각 R 개의 수신기 유닛들 (RCVR; 154a 내지 154r) 로 R 개의 수신 신호를 제공한다. 각각의 수신기 유닛 (154) 은, 그 수신 신호를 처리 (예를 들어, 필터링, 증폭, 주파수 하향변환, 및 디지털화) 하여, 샘플을 채널 및 잡음 추정기 (160) 와, 공간-시간 등화기 (162) 로 제공한다. 후술되는 바와 같이, 추정기 (160) 는 이 샘플들에 기초하여 채널 및 잡음 추정치를 도출한다. 공간-시간 등화기 (162) 는, 채널 및 잡음 추정치에 기초하여 가중치를 도출하고, 이 가중치로 샘플에 대해 등화를 수행하고, T 개의 CDMA 복조기

(Demodulator; 170a 내지 170t) 로 데이터 칩 추정치를 제공한다. 각각의 CDMA 복조기 (170) 는, CDMA 변조기 (130) 에 의한 프로세싱에 상보적인 방식으로 그 데이터 칩 추정치를 처리하고, 데이터 심볼 추정치를 제공한다. 수신 (RX) 데이터 프로세서 (180) 는, 데이터 심볼 추정치를 처리 (예를 들어, 심볼 디매핑, 디인터리빙, 및 디코딩) 하여, 디코딩된 데이터를 제공한다. 일반적으로, CDMA 복조기 (170) 와 RX 데이터 프로세서 (180) 에 의한 프로세싱은, 송신기 (110) 에서의 CDMA 변조기 (130) 와 TX 데이터 프로세서 (120) 에 의한 프로세싱에 각각 상보적이다.

[0017] 제어기/프로세서 (140 및 190) 는 각각 송신기 (110), 및 수신기 (150) 에서의 다양한 프로세싱 유닛의 동작을 지시한다. 메모리 (142 및 192) 각각은, 송신기 (110) 및 수신기 (150) 에 대한 데이터와 프로그램 코드를 저장한다.

[0018] 도 2 는 하나의 송신 안테나에 대한 CDMA 변조기 (130) 의 블록도이다. CDMA 변조기 (130) 는, 도 1 에서 CDMA 변조기들 (130a 내지 130t) 각각에 이용될 수도 있다. CDMA 변조기 (130) 는, 트래픽 데이터를 위해 이용되는 각각의 트래픽 채널에 대한 트래픽 채널 프로세서 (210) 와, 파일럿에 대한 파일럿 채널 프로세서 (220) 를 포함한다. 트래픽 채널 (m) 에 대한 프로세서 (210) 내에서, 확산기 (212) 는 트래픽 채널 (m) 에 대한 직교 코드 $c_m(k)$ 로 데이터 심볼을 확산시킨다. 다중화기 (214) 는 이득 $g_{t,m}$ 으로 확산기 (212) 의 출력을 스케일링하고, 송신 안테나 (t) 를 통해 트래픽 채널 (m) 에 대한 데이터 칩 $x_{t,m}(k)$ 을 제공한다.

파일럿 채널 프로세서 (220) 내에서, 확산기 (222) 는, 파일럿에 대한 직교 코드 $c_{t,p}(k)$ 로 파일럿 심볼을 확산시킨다. 다중화기 (224) 는 이득 $g_{t,p}$ 으로 확산기 (222) 의 출력을 스케일링하고, 송신 안테나 (t) 를 통해 파일럿 채널에 대한 파일럿 칩 $x_{t,p}(k)$ 을 제공한다. 합산기 (230) 는 모든 트래픽 채널과 파일럿 채널에 대한 칩들을 합산한다. 스크램블러 (232) 는, 송신기 (110) 에 대해 스크램블링 시퀀스 $s(k)$ 와 합산기 (230) 의 출력을 승산하고, 송신 안테나 (t) 에 대한 출력 칩 $x_t(k)$ 을 제공한다.

[0019] 트래픽 채널과 파일럿 채널을 위한 직교 코드는, W-CDMA 에서 이용된 직교 가변 확산 인자 (OVSF) 코드, cdma2000 에서 이용된 월시 코드 등일 수도 있다. 일 실시형태에서, T 개의 상이한 직교 코드는, T 개의 송신 안테나에 대한 파일럿에 이용되어, 수신기 (150) 가 각각의 송신 안테나에 대한 채널 응답을 추정하는 것을 가능하게 한다. 잔여 직교 코드들은 T 개의 송신 안테나를 각각에 이용될 수도 있다. 본 실시형태에서, T 개의 송신 안테나들에 대한 파일럿 직교 코드는 상이한 반면에, 트래픽 직교 코드는 T 개의 송신 안테나들을 위해 재사용될 수도 있다. 또한, 확산 및 스크램블링이 도 2 에 도시된 방식과는 다른 방식으로 수행될 수도 있다.

[0020] 각각의 송신 안테나 (t) 에 대한 출력 칩은 다음으로 표현될 수도 있다:

수학식 1

$$[0021] \quad \mathbf{x}_t(k) \equiv \sigma_x \cdot [x_t(k) \ x_t(k+1) \ \dots \ x_t(k+K-1)]^T$$

[0022] 여기서, $\mathbf{x}_t(k)$ 은, 송신 안테나 (t) 로부터 전송된 K 개의 출력 칩을 갖는 $K \times 1$ 벡터이고, $x_t(k)$ 은, 송신 안테나 (t) 로부터 칩 주기 k 내로 전송된 출력 칩이고, σ_x 는 출력 칩에 대한 이득이고, "T" 는 전치 행렬을 가리킨다.

[0023] K 는 $K = E + L - 1$ 로서 설정될 수도 있고, 여기서 E 는 수신기 (150) 에서의 공간-시간 등화기 (162) 의 범위 (span) 이고, L 은 송신기 (110) 와 수신기 (150) 사이의 MIMO 채널의 지연 확산이다. 다음으로, 벡터 $\mathbf{x}_t(k)$ 는, 수신기에서 공간-시간 등화기에서 동작될 $E + L - 1$ 개의 칩을 포함한다.

[0024] 일 실시형태에서, 수신기는, V 의 오버샘플링 인자에 대한 칩 레이트의 V 배로, 각각의 수신 안테나로부터 수신된 신호를 디지털화하고, 각각의 칩 주기 동안 V 샘플들을 획득한다. 각각의 수신 안테나 (r) 에 대한 샘플

은 다음으로 표현될 수도 있다:

수학식 2

$$[0025] \quad \underline{\mathbf{y}}_r(k) \equiv [y_{r,1}(k) \dots y_{r,v}(k) \dots y_{r,1}(k+E-1) \dots y_{r,v}(k+E-1)]^T$$

[0026] 여기서, $\underline{\mathbf{y}}_r(k)$ 은 수신 안테나 (r) 에 대한 샘플의 $\mathbf{V} \cdot \mathbf{E} \times 1$ 벡터이고, $y_{r,v}(k)$ 은 수신 안테나 (r) 에 대한 칩 주기 k 에서의 v 번째 샘플이다.

[0027] $\underline{\mathbf{y}}_r(k)$ 에서의 샘플에 의해 관찰된 잡음은 다음으로 표현될 수도 있다:

수학식 3

$$[0028] \quad \underline{\mathbf{n}}_r(k) \equiv [n_{r,1}(k) \dots n_{r,v}(k) \dots n_{r,1}(k+E-1) \dots n_{r,v}(k+E-1)]^T$$

[0029] 여기서, $\underline{\mathbf{n}}_r(k)$ 은 수신 안테나 (r) 에 대한 $\mathbf{V} \cdot \mathbf{E} \times 1$ 잡음 벡터이고, $n_{r,v}(k)$ 은 $y_{r,v}(k)$ 에 의해 관찰되는 잡음이다.

[0030] $\underline{\mathbf{n}}_r(k)$ 은, 채널 잡음, 수신기 잡음, 및 다른 송신기들로부터의 간섭을 포함하는데, 이는 "백그라운드" 잡음으로서 집합적으로 언급된다. 본 명세서에 이용되는 바와 같이, "잡음" 이란 용어는, 단지 백그라운드 잡음, 또는 다른 송신 안테나들로부터의 백그라운드 잡음과 인터-스트림 간섭으로 언급될 수도 있다. 예를 들어, 채널 및 잡음 추정은, 채널 추정과, 백그라운드 잡음 추정 또는 백그라운드 잡음 및 간섭 추정 중 하나로 언급될 수도 있다.

[0031] 모든 R 개의 수신 안테나들에 대한 샘플들은 다음으로 표현될 수도 있다:

수학식 4

$$[0032] \quad \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{y}}_1(k) \\ \vdots \\ \underline{\mathbf{y}}_R(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{H}}_{1,1} & \cdots & \underline{\mathbf{H}}_{1,T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{\mathbf{H}}_{R,1} & \cdots & \underline{\mathbf{H}}_{R,T} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{x}}_1(k) \\ \vdots \\ \underline{\mathbf{x}}_T(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{n}}_1(k) \\ \vdots \\ \underline{\mathbf{n}}_R(k) \end{bmatrix}$$

[0033] 여기서, $\underline{\mathbf{H}}_{r,t}$ 은, 송신 안테나 (t) 및 수신 안테나 (r) 사이의 $\mathbf{V} \cdot \mathbf{E} \times \mathbf{K}$ 다중경로 채널 행렬이다. $\underline{\mathbf{H}}_{r,t}$ 은 다음으로 주어질 수도 있다:

수학식 5

$$[0034] \quad \underline{\mathbf{H}}_{r,t} \equiv \begin{bmatrix} h_{r,t,1}(L-1) & \cdots & h_{r,t,1}(0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{r,t,V}(L-1) & \cdots & h_{r,t,V}(0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{r,t,1}(L-1) & \cdots & h_{r,t,1}(0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{r,t,V}(L-1) & \cdots & h_{r,t,V}(0) \end{bmatrix}$$

[0035] 여기서, $h_{r,t,v}(l)$ 은, v 번째 샘플링 시간 인스턴트에서의 l 번째 채널 탭에 대한 송신 안테나 (t) 와 수신 안테나 (r) 사이의 복소수 채널 이득이다.

[0036] 송신 안테나 (t) 와 수신 안테나 (r) 사이의 임펄스 응답은 L 칩 길이를 갖고, $V \cdot L$ 채널 이득을 획득하기 위해서 V 배의 칩 레이트로 오버샘플링될 수도 있다. 이들 $V \cdot L$ 채널 이득은 V 행으로 배열될 수도 있어서, 각각의 행은 하나의 샘플링 시간 인스턴트 (v) 에 대한 L 개의 채널 이득을 포함한다. 샘플링 시간 인스턴트 (v) 에 대한 샘플 $y_{r,v}(k)$ 는, 그 샘플링 시간 인스턴트에 대한 채널 이득의 행과 $\underline{\mathbf{x}}_t(k)$ 에서의 송신 데이터 칩들을 콘볼루션함으로써 획득된다. $\underline{\mathbf{H}}_{r,t}$ 는 $\underline{\mathbf{y}}_r(k)$ 에서의 $V \cdot E$ 샘플에 대한 $V \cdot E$ 행을 포함한다. $\underline{\mathbf{H}}_{r,t}$ 의 각각의 행은, $\underline{\mathbf{y}}_r(k)$ 에서의 하나의 샘플에 대한 채널 임펄스 응답을 나타낸다.

[0037] 수학식 4 는 다음으로 재표기될 수도 있다:

수학식 6

[0038]
$$\underline{\mathbf{y}}(n) = \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{x}}(k) + \underline{\mathbf{n}}(k)$$

[0039] 여기서, $\underline{\mathbf{y}}(k) \equiv [\underline{\mathbf{y}}_1^T(k) \ \underline{\mathbf{y}}_2^T(k) \ \dots \ \underline{\mathbf{y}}_R^T(k)]^T$ 은, 모든 R 개의 수신 안테나들에 대한 $R \cdot V \cdot E \times 1$ 전체 수신 샘플 벡터이고, $\underline{\mathbf{x}}(k) \equiv [\underline{\mathbf{x}}_1^T(k) \ \underline{\mathbf{x}}_2^T(k) \ \dots \ \underline{\mathbf{x}}_T^T(k)]^T$ 은, 모든 T 개의 송신 안테나들에 대한 $T \cdot K \times 1$ 전체 송신 칩 벡터이고, $\underline{\mathbf{n}}(k) \equiv [\underline{\mathbf{n}}_1^T(k) \ \underline{\mathbf{n}}_2^T(k) \ \dots \ \underline{\mathbf{n}}_R^T(k)]^T$ 은, 모든 R 개의 수신 안테나에 대한 $R \cdot V \cdot E \times 1$ 전체 잡음 벡터이고, $\underline{\mathbf{H}}$ 은 $R \cdot V \cdot E \times T \cdot K$ 전체 채널 응답 행렬이다.

[0040] 전체 채널 응답 행렬 $\underline{\mathbf{H}}$ 은 다음으로 주어질 수도 있다:

수학식 7

[0041]
$$\underline{\mathbf{H}} \equiv [\underline{\mathbf{h}}_1 \ \underline{\mathbf{h}}_2 \ \dots \ \underline{\mathbf{h}}_{TK}] \equiv \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{H}}_{1,1} & \dots & \underline{\mathbf{H}}_{1,T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{\mathbf{H}}_{R,1} & \dots & \underline{\mathbf{H}}_{R,T} \end{bmatrix}$$

[0042] $\underline{\mathbf{H}}$ 의 첫번째 K 열은 송신 안테나 1 에 대한 것이고, $\underline{\mathbf{H}}$ 의 다음의 K 열은 송신 안테나 2 에 대한 것이고, ..., $\underline{\mathbf{H}}$ 의 마지막 K 열은 송신 안테나 T 에 대한 것이다. $\underline{\mathbf{H}}$ 의 각각의 열은 $\underline{\mathbf{h}}_t$ 로서 표시되고, 하나의 송신 칩 $x_t(k)$ 에 의해 관찰된 채널 이득을 포함한다.

[0043] 송신 칩들은 공간-시간 등화기 (162) 에 의해 다음으로 복구될 수도 있다:

수학식 8

[0044]
$$\hat{x}_t(k+D) = \underline{\mathbf{w}}_t^H \cdot \underline{\mathbf{y}}(k)$$

[0045] 여기서, $\underline{\mathbf{w}}_t$ 은, 송신 안테나 (t) 에 대한 $R \cdot V \cdot E \times 1$ 등화기 가중치 벡터이고, $\hat{x}_t(k+D)$ 은 송신 안테나 (t) 로부터 전송된 데이터 칩 $x_t(k+D)$ 의 추정치이고, H 는 켤레 전치 행렬을 가리킨다.

[0046] 각각의 칩 주기 (k) 에 대해, 벡터 $\underline{\mathbf{y}}(k)$ 는, E 개의 가장 최근의 칩 주기에 대한 모든 R 개의 수신 안테나들에 대한 샘플을 포함한다. 이들 샘플은, 각각의 송신 안테나로부터 전송된 $\mathbf{K} = \mathbf{E} + \mathbf{L} - 1$ 개의 가장 최근의 데이터 칩의 성분을 포함한다. 벡터 $\underline{\mathbf{y}}(k)$ 는, 하나의 송신 안테나로부터 하나의 데이터 칩의 추정치를 획득하기 위해 $\underline{\mathbf{w}}_t^H$ 와 함께 승산된다. T 개의 가중치 벡터 ($\underline{\mathbf{w}}_1$ 내지 $\underline{\mathbf{w}}_T$) 는, T 개의 송신 안테나들에 대해 형성될 수도 있고, 하나의 칩 주기에서 T 개의 송신 안테나들로부터 전송된 T 개의 데이터 칩의 추정치들을 획득하는데 이용될 수도 있다.

[0047] 수학식 8 에서, D 는 공간-시간 등화기의 지연을 가리킨다. 각각의 칩 주기 (k) 동안, 공간-시간 등화기는, k 번째 칩 주기에서 전송된 데이터 칩 $x_t(k)$ 추정치 대신에, D 의 칩 주기 뒤에 전송된 데이터 칩 $x_t(k + D)$ 의 추정치를 제공한다. D 는 등화기의 디자인에 의해 결정되고, 일반적으로 $1 \leq D \leq (E + L - 1)$ 이다.

[0048] 공간-시간 등화기에 대한 가중치 벡터 $\underline{\mathbf{w}}_t$ 는, MMSE (Minimum Mean Square Error) 기술, ZF (Zero-Forcing) 기술, MRC (Maximal Ratio Combining) 기술 등과 같은 다양한 수신기 프로세싱 기술에 기초하여 도출될 수도 있다. 가중치 행렬은, MMSE, ZF, 및 MRC 기술에 기초하여 다음으로 도출될 수도 있다:

수학식 9

[0049]
$$\underline{\mathbf{w}}_{mmse}^H = \sigma_x \cdot \underline{\mathbf{H}}^H \cdot [\sigma_x^2 \cdot \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{H}}^H + \underline{\mathbf{R}}_n]^{-1}$$

수학식 10

[0050]
$$\underline{\mathbf{w}}_{zf}^H = \sigma_x \cdot \underline{\mathbf{H}}^H \cdot [\sigma_x^2 \cdot \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{H}}^H]^{-1}$$

수학식 11

[0051]
$$\underline{\mathbf{w}}_{mrc}^H = \sigma_x \cdot \underline{\mathbf{H}}^H$$

[0052] 여기서, $\underline{\mathbf{R}}_n$ 은 잡음 공분산 행렬이고, $\underline{\mathbf{w}}_{mmse}^H$, $\underline{\mathbf{w}}_{zf}^H$, 및 $\underline{\mathbf{w}}_{mrc}^H$ 은 MMSE, ZF, 및 MRC 기술 각각에 대한 $T \cdot K \times R \cdot V \cdot E$ 가중치 행렬이다. 가중치 벡터 $\underline{\mathbf{w}}_t^H$ 는 $\underline{\mathbf{w}}_{mmse}^H$, $\underline{\mathbf{w}}_{zf}^H$, 및 $\underline{\mathbf{w}}_{mrc}^H$ 의 행으로부터 획득될 수도 있다.

[0053] 잡음 공분산 행렬 $\underline{\mathbf{R}}_n$ 은 다음으로 표현될 수도 있다:

수학식 12

[0054]
$$\underline{\mathbf{R}}_n = E \{ \underline{\mathbf{n}}(k) \cdot \underline{\mathbf{n}}^H(k) \}$$

[0055] 여기서, $E\{\}$ 은 기대값 연산 (expectation operation) 을 가리킨다. $\underline{\mathbf{R}}_n$ 은 백그라운드 잡음 통계치를 나타내고, $R \cdot V \cdot E \times R \cdot V \cdot E$ 의 치수를 갖는다.

[0056] *본 명세서에 기술된 채널 및 잡음 추정 기술은 다양한 수신기 프로세싱 기술과 함께 이용될 수도 있다. 명 확함을 위해서, 이하에서는 MMSE 기술에 대해 설명한다.

[0057] MMSE 기술에 있어서, 가중치 벡터 $\underline{\mathbf{w}}_t$ (여기서, $t = 1, \dots, T$) 는 다음으로 표현될 수도 있다:

수학식 13

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{w}}_t^H &= \sigma_x \cdot \underline{\mathbf{h}}_{t,D}^H \cdot \underline{\mathbf{R}}_{yy}^{-1} \\ &= \sigma_x \cdot \underline{\mathbf{h}}_{t,D}^H \cdot [\sigma_x^2 \cdot \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{H}}^H + \underline{\mathbf{R}}_n]^{-1} \\ &= \sigma_x \cdot \underline{\mathbf{h}}_{t,D}^H \cdot \left[\sum_{i=1}^{T \cdot K} \sigma_x^2 \cdot \underline{\mathbf{h}}_i \cdot \underline{\mathbf{h}}_i^H + \underline{\mathbf{R}}_n \right]^{-1} \\ &= \left(\frac{1}{1 + \sigma_x^2 \cdot \underline{\mathbf{h}}_{t,D}^H \cdot \left[\sum_{i \in I} \sigma_x^2 \cdot \underline{\mathbf{h}}_i \cdot \underline{\mathbf{h}}_i^H + \underline{\mathbf{R}}_n \right]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{h}}_{t,D}} \right) \cdot \sigma_x \cdot \underline{\mathbf{h}}_{t,D}^H \cdot \left[\sum_{i \in I} \sigma_x^2 \cdot \underline{\mathbf{h}}_i \cdot \underline{\mathbf{h}}_i^H + \underline{\mathbf{R}}_n \right]^{-1} \end{aligned}$$

[0059] 여기서, $\underline{\mathbf{h}}_{t,D} = \underline{\mathbf{h}}_{(t-1) \cdot K + D}$ 는 지연 D 에서 송신 안테나 (t) 에 대한 채널 응답 벡터이고, $\underline{\mathbf{R}}_{yy}$ 는, 신호, 잡 음, 및 간섭 통계치를 나타내는 행렬이고, I 는 $(t-1) \cdot K + D$ 를 제외한 1 내지 $T \cdot K$ 를 포함하는 세트이 다.

[0060] 수학식 13 에 나타난 바와 같이, $\underline{\mathbf{R}}_{yy}$ 는 $\underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{H}}^H$ 를 포함하고, $\underline{\mathbf{R}}_n \cdot \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{H}}^H$ 는 다른 송신 안테나들로부터의 원하는 간섭뿐만 아니라 신호를 포함한다. $\underline{\mathbf{R}}_n$ 은 백그라운드 잡음을 포함한다. 따라서, $\underline{\mathbf{R}}_{yy}$ 는, 원하는 신호, 백그라운드 잡음, 및 다른 송신 안테나들로부터의 간섭을 포함한다. 수학식 13 의 마지막 등식에 있어서, 각각의 합산은, 원하는 신호에 대한 열을 제외한 $\underline{\mathbf{H}}$ 의 모든 열들의 외적 (outer product) 이 상인데, 여기서 $\underline{\mathbf{h}}_{t,D} \cdot \underline{\mathbf{h}}_{t,D}^H$ 는 지연 D 로 수신기에 도착하는 온-타임 성분을 포함한다. 이들 온-타임 성분은, (1) 원하는 송신 안테나 (t) 로부터의 온-타임 신호 성분과, (2) 지연 D 로 도착하는 다른 T-1 개의 송신 안테나들로부터의 온-타임 인터-스트림 간섭도 포함한다. 수학식 13 은 $E \{ |\underline{\mathbf{w}}_t^H \cdot \underline{\mathbf{y}}(k) - x_t(k + D)|^2 \}$ 을 최소화하는데, 이는 송신 데이터 칩 $x_t(k + D)$ 과, 그 추정치 $\underline{\mathbf{w}}_t^H \cdot \underline{\mathbf{y}}(k)$ 사이의 평균 제곱 에러이다.

[0061] CDMA 복조기의 역확산 (despreading) 효과를 고려한 확장 가중치 벡터 $\tilde{\underline{\mathbf{w}}}_t$ 는, 다음으로 표현될 수도 있다:

수학식 14

$$\tilde{\underline{\mathbf{w}}}_t^H = G \cdot \sigma_x \cdot \underline{\mathbf{h}}_{t,D}^H \cdot \left[\sum_{i=1}^T G^2 \cdot \sigma_x^2 \cdot \underline{\mathbf{h}}_{i,D} \cdot \underline{\mathbf{h}}_{i,D}^H + \sum_{q \in Q} \sigma_x^2 \cdot \underline{\mathbf{h}}_q \cdot \underline{\mathbf{h}}_q^H + \underline{\mathbf{R}}_n \right]^{-1}$$

$$= \left(\frac{1}{1 + G^2 \cdot \sigma_x^2 \cdot \underline{\mathbf{h}}_{t,D}^H \cdot \left[\sum_{i \in I_t} G^2 \cdot \sigma_x^2 \cdot \underline{\mathbf{h}}_{i,D} \cdot \underline{\mathbf{h}}_{i,D}^H + \sum_{q \in Q} \sigma_x^2 \cdot \underline{\mathbf{h}}_q \cdot \underline{\mathbf{h}}_q^H + \underline{\mathbf{R}}_n \right]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{h}}_{t,D}} \right) \times G \cdot \sigma_x \cdot \underline{\mathbf{h}}_{t,D}^H \cdot \left[\sum_{i \in I_t} G^2 \cdot \sigma_x^2 \cdot \underline{\mathbf{h}}_{i,D} \cdot \underline{\mathbf{h}}_{i,D}^H + \sum_{q \in Q} \sigma_x^2 \cdot \underline{\mathbf{h}}_q \cdot \underline{\mathbf{h}}_q^H + \underline{\mathbf{R}}_n \right]^{-1}$$

[0063]

[0064] 여기서, G 는 송신 안테나 (t) 로부터 수신되는 트래픽 채널에 대한 이득이고, I_t 는 t 를 제외한 1 내지 T 를 포함하는 세트이고, Q 는 $(i-1) \cdot K + D$ (여기서, $i=1, \dots, T$) 를 제외한 1 내지 $T \cdot K$ 를 포함하는 세트이다.

[0065] 간략화를 위해서, 수학식 14 는 모든 송신 안테나들과, 모든 트래픽 채널/직교 코드/스트림에 대한 동일한 이득 G 의 이용을 가정한다. J 개의 직교 코드가 각각의 송신 안테나용으로 이용되고, 각각의 직교 코드가 SF 의 길이를 갖는 경우, 이득 G 는 $G = \sqrt{SF/J}$ 으로 주어질 수도 있다. 일반적으로, 상이한 이득이 상이한 직교 코드들 및/또는 상이한 송신 안테나들에 이용될 수도 있다.

[0066] 수학식 13 및 수학식 14 에 나타난 바와 같이, MMSE 가중치 벡터는, 채널 응답 벡터 ($\underline{\mathbf{h}}_1$ 내지 $\underline{\mathbf{h}}_{T \cdot K}$) 와, 잡음 공분산 행렬 $\underline{\mathbf{R}}_n$ 에 기초하여 도출될 수도 있다. 채널 응답 벡터는 파일럿에 기초하여 도출될 수도 있는데, 파일럿은 코드 분할 다중화 (CDM), 시분할 다중화 (TDM), 주파수 분할 다중화 (FDM) 등을 이용하여 송신될 수도 있다. 간략화를 위해서, 다음 설명은 도 2 에 나타난 바와 같이 송신된 CDM 파일럿의 이용을 가정한다. 채널 응답 벡터와 잡음 공분산 행렬은 다양한 방식을 이용하여 직접 또는 간접적으로 아래와 같이 추정될 수도 있다.

[0067] 제 1 채널 및 잡음 추정 방식에서, 채널 및 잡음 추정치는 수신 샘플들로부터 직접적으로 도출된다. 이 방식에 있어서, 채널 응답 벡터는 다음으로 추정될 수도 있다:

수학식 15

$$\hat{\underline{\mathbf{h}}}_{t,D} = \text{LPF}_{\text{channel}} \left(\frac{1}{N_p \cdot \sqrt{E_{cp} / \sigma_x^2}} \cdot \sum_{k=-D}^{N_p-D-1} p_t^*(k+D) \cdot \underline{\mathbf{y}}(k) \right)$$

[0068]

[0069] 여기서, $p_t(k)$ 는 송신 안테나 (t) 로부터 칩 주기 (k) 내에 전송된 파일럿 칩이고, N_p 는 파일럿에 대한 직교 코드의 길이이고, E_{cp} 는 파일럿 칩당 에너지이고, $\text{LPF}_{\text{channel}}$ 는 채널 추정치에 대한 평균화 연산을 가리키고, $\hat{\underline{\mathbf{h}}}_{t,D}$ 는 $\sigma_x \cdot \underline{\mathbf{h}}_{t,D}$ 의 추정치이다.

[0070] 송신 안테나 (t) 에 대한 파일럿 칩은 다음으로 주어질 수도 있다:

수학식 16

$$p_t(k) = d(j) \cdot c_{t,p}(k) \cdot s(k)$$

[0071]

[0072] 여기서, $d(j)$ 는 파일럿 심볼 주기 (j) 내에서 전송된 파일럿 심볼이고, $c_{t,p}(k)$ 은 송신 안테나 (t) 에 대한

파일럿의 직교 코드이고, $s(k)$ 는 송신기에 대한 스크램블링 코드이다.

[0073] 수학식 15 에서, 전체 샘플 벡터, $\underline{y}(k)$ 는 지연 (D) 에 대해 복소수 켤레 파일럿 칩 $p_i(k+D)$ 과 승산되고, $\underline{h}_{t,D}$ 의 초기 추정치를 획득하기 위해서 파일럿 직교 코드의 길이에 걸쳐 누산된다. 초기 추정치는 $\hat{\underline{h}}_{t,D}$ 를 획득하기 위해 다중 파일럿 심볼들에 걸쳐 필터링될 수도 있는데, $\hat{\underline{h}}_{t,D}$ 은 $\underline{h}_{t,D}$ 의 개선된 추정치이다. 필터링은 유한 임펄스 응답 (FIR) 필터, 무한 임펄스 응답 (IIR) 필터 등에 기초하여 수행될 수도 있다. 예를 들어, 슬롯당 0.33, 0.2 또는 일부 다른 값의 시상수를 갖는 단일-탭 IIR 필터가, 채널 필터 ($\text{LPF}_{\text{channel}}$) 용으로 이용될 수도 있다. W-CDMA 에 있어서, 각각의 슬롯은 2560 개의 칩들에 스페닝 (spanning) 하고, 256-칩 OVSF 코드로 전송된 10 개의 파일럿 심볼을 커버한다. cdma2000 에 있어서, 각각의 슬롯은 768 개의 칩들에 스페닝하고, 64-칩 월시 코드로 전송된 12 개의 파일럿 심볼을 커버할 수도 있다.

[0074] 신호, 잡음 및 간섭 통계치는 다음으로 추정될 수도 있다:

수학식 17

[0075]
$$\hat{\underline{R}}_{yy} = \text{LPF}_{\text{noise}} \left(\underline{y}(k) \cdot \underline{y}^H(k) \right)$$

[0076] 여기서, $\text{LPF}_{\text{noise}}$ 는 \underline{R}_{yy} 에 대한 평균화 연산을 가리키고, $\hat{\underline{R}}_{yy}$ 는 \underline{R}_{yy} 의 추정치이다.

[0077] 잡음 필터 ($\text{LPF}_{\text{noise}}$) 는 채널 필터 ($\text{LPF}_{\text{channel}}$) 와 동일하거나 상이할 수도 있다.

[0078] 그러므로, 가중치 벡터는 다음으로 도출될 수도 있다:

수학식 18

[0079]
$$\hat{\underline{w}}_t^H = \hat{\underline{h}}_{t,D}^H \cdot \hat{\underline{R}}_{yy}^{-1}$$

[0080] $\hat{\underline{h}}_{t,D}$ 와 $\hat{\underline{R}}_{yy}$ 이 각각, $\sigma_x \cdot \underline{h}_{t,D}$ 와 \underline{R}_{yy} 의 정확한 추정치이면, 수학식 18 은 수학식 13 과 동일하다. 공간-시간 등화기로부터의 데이터 칩 추정치의 SNR 은, 다음으로 표현될 수도 있다:

수학식 19

[0081]
$$\text{SNR}_t = \frac{\hat{\underline{w}}_t^H \cdot \hat{\underline{h}}_{t,D}}{1 - \hat{\underline{w}}_t^H \cdot \hat{\underline{h}}_{t,D}}$$

[0082] 제 1 방식은 \underline{R}_{yy} 에 대한 단일 추정치를 도출한다. 이 추정치 $\hat{\underline{R}}_{yy}$ 은 수학식 14 에 대한 제 1 등식에서의 합산 모두에 대한 성분을 포함한다. 2 개의 성분들은 원하는 트래픽 채널에 대한 이득 (G) 을 적용하기 위해 액세스 가능하지 않고, 확장 가중치 벡터 $\tilde{\underline{w}}_t$ 은 $\hat{\underline{R}}_{yy}$ 로부터 도출되지 않는다.

[0083] 도 3 은 채널 및 잡음 추정기 (160a) 의 블록도인데, 이 채널 및 잡음 추정기는 제 1 채널 및 잡음 추정 방식을 구현하며, 도 1 의 채널 및 잡음 추정기 (160) 의 일 실시형태이다. 추정기 (160a) 는 직/병렬 (S/P) 변환기 (310), 채널 추정기 (320) 와, 신호, 잡음, 및 간섭 통계치 추정기 (330) 를 포함한다. S/P 변환기 (310) 는 R 개의 수신기 유닛들 (154a 내지 154r) 로부터 샘플들을 수신하고, 벡터 $\underline{y}(k)$ 를 형성한다.

- [0084] 채널 추정기 (320) 내에서, 파일럿 상관기 (322) 는, 각각의 송신 안테나 (t) 에 대한 파일럿 시퀀스 $p_t(k)$ 와 $\underline{y}(k)$ 를 상관시키고, 모든 송신 안테나들에 대한 초기 채널 추정치를 제공한다. 채널 필터 (324) 는, 초기 채널 추정치를 필터링하고, 최종 채널 추정치 $\hat{\underline{h}}_{t,D}$ 를 제공한다. 파일럿 상관기 (322) 와, 채널 필터 (324) 는 수학적 식 15 에 대한 프로세싱을 수행한다. 추정기 (330) 내에서, 유닛 (332) 은 $\underline{y}(k)$ 의 외적을 계산한다. 이어서, 잡음 필터 (334) 는 유닛 (332) 의 출력을 필터링하고, 추정된 신호, 잡음 및 간섭 통계치 $\hat{\underline{R}}_{yy}$ 을 제공한다. 유닛 (332) 과, 잡음 필터 (334) 는 수학적 식 17 에 대한 프로세싱을 수행한다. 수학적 식 15 에서의 스케일링 인자는 다양한 유닛, 예를 들어 필터 (324) 에서 고려될 수도 있다.
- [0085] 도 4 는 도 3 의 채널 추정기 (320) 의 일 실시형태를 나타낸다. 본 실시형태에 있어서, 도 3 의 파일럿 상관기 (322) 는 R 개의 파일럿 상관기들 (322a 내지 322r) 로 구현되고, 채널 필터 (324) 는 R 개의 채널 필터들 (324a 내지 324r) 로 구현된다. 일 세트의 파일럿 상관기 (322r) 와 채널 필터 (324r) 가 각각의 수신 안테나에 제공된다.
- [0086] R 개의 수신 안테나들로부터의 샘플들 $y_{1,v}(k)$ 내지 $y_{R,v}(k)$ 은 R 개의 파일럿 상관기들 (322a 내지 322r) 각각에 제공된다. 각각의 파일럿 상관기 (322r) 내에서, 샘플 $y_{r,v}(k)$ 는 직렬로 연결된 $\underline{V} \cdot \underline{E}$ 지연 엘리먼트 (410) 로 제공된다. 각각의 지연 엘리먼트 (410) 는 하나의 샘플 주기의 지연을 제공한다. $\underline{V} \cdot \underline{E}$ 지연 엘리먼트 (410) 는 그 지연된 샘플을 $\underline{V} \cdot \underline{E}$ 승산기 (412) 에 제공한다. 각각의 승산기 (412) 는, 지연 (D) 에 대해 그 지연된 샘플을 복소수 켤레 파일럿 칩 $p_t^*(k+D)$ 과 승산한다. $\underline{V} \cdot \underline{E}$ 누산기 (414) 는 $\underline{V} \cdot \underline{E}$ 승산기 (412) 에 연결된다. 각각의 누산기 (414) 는, 파일럿 직교 코드, 또는 N_p 개의 칩의 길이에 걸쳐 연관된 승산기 (412) 의 출력을 누산하고, 각각의 파일럿 심볼 주기 동안 초기 채널 이득 추정치 $h'_{t,r,v}(l)$ 를 제공한다.
- [0087] 각각의 채널 필터 (324r) 내에서, $\underline{V} \cdot \underline{E}$ 채널 필터 (LPF; 420) 는 연관된 파일럿 상관기 (322r) 에서 $\underline{V} \cdot \underline{E}$ 누산기 (414) 에 연결된다. 각각의 필터 (420) 는 연관된 누산기 (414) 로부터 초기 채널 이득 추정치를 필터링하고, 각각의 업데이트 간격, 예를 들어 각각의 파일럿 심볼 주기 동안 최종 채널 이득 추정치 $\hat{h}_{t,r,v}(l)$ 를 제공한다. S/P 변환기 (430) 는, 모든 R 개의 수신 안테나들에 대한 필터들 (420) 로부터 최종 채널 이득 추정치를 수신하고, 각각의 업데이트 간격 동안 채널 응답 벡터 $\hat{\underline{h}}_{t,D}$ 를 제공한다.
- [0088] 일반적으로, 도 3 및 도 4 에 나타난 프로세싱 유닛은 다양한 방식으로 구현될 수도 있다. 예를 들어, 이들 유닛은 전용 하드웨어, 공유된 디지털 신호 프로세서 (DSP) 등으로 구현될 수도 있다.
- [0089] 도 5 는 제 1 방식에 기초하여 채널 및 잡음 추정을 수행하는 프로세스 (500) 의 일 실시형태를 나타낸다. 다수의 송신 안테나들로부터 전송된 MIMO 송신에 대한 다수의 수신 안테나들로부터의 샘플들이 획득된다 (블록 512). 채널 추정치는, 예를 들어 적어도 하나의 파일럿 시퀀스와 이 샘플들을 상관시킴으로써 도출된다 (블록 514). 채널 추정치는, 지연 (D) 에서의 T 개의 송신 안테나에 대한 T 개의 채널 응답 벡터 $\hat{\underline{h}}_{t,D}$ (여기서, $t=1, \dots, T$) 를 포함할 수도 있다. 각각의 송신 안테나에 대한 채널 응답 벡터는 송신 안테나에 대한 파일럿 시퀀스에 기초하여 획득될 수도 있다. 신호, 잡음 및 간섭 통계치는, 이 샘플들에 기초하여, 예를 들어 이 샘플들의 외적 (cross product) 을 계산하고 외적 결과를 필터링함으로써 추정된다 (블록 516). 채널 추정치는, 제 1 대역폭을 갖는 제 1 필터로 도출될 수도 있다. 추정된 신호, 잡음 및 간섭 통계치는 제 2 대역폭을 갖는 제 2 필터로 도출될 수도 있다. 제 1 필터 대역폭 및 제 2 필터 대역폭은 동일하거나 상이할 수도 있고, 고정되거나 구성가능, 예를 들어 채널 상태에 기초하여 조정될 수도 있다. 등화기 가중치는 채널 추정치와, 추정된 신호, 잡음 및 간섭 통계치에 기초하여 도출된다 (블록 518). 샘플들은 등화기 가중치로 필터링되어, 송신 안테나로부터 전송된 데이터 칩의 추정치를 획득하게 된다 (블록 520).

[0090] 제 2 채널 및 잡음 추정 방식에서, 잡음 추정은, 수신기에서의 총 수신 에너지 I_o 의 추정치와, 신호 및 간섭 에너지의 추정치 I_{or} 에 기초하여 수행된다. "에너지" 및 "전력"이라는 용어는, 종종 교환가능하게 이용된다.

[0091] 제 2 방식에 있어서, 벡터의 요소들 $\sigma_x \cdot \mathbf{h}_l$ 내지 $\sigma_x \cdot \mathbf{h}_{T \cdot K}$ 는 다음으로 추정될 수도 있다:

수학식 20

[0092]
$$\sigma_x \cdot \hat{h}_{r,t,v}(l) = \text{LPF}_{\text{channel}} \left(\frac{1}{N_P \cdot \sqrt{E_{cp} / \sigma_x^2}} \cdot \sum_{k=0}^{N_P-1} p_i^*(k+l) \cdot y_{r,v}(k) \right)$$

[0093] 여기서, $\hat{h}_{r,t,v}(l)$ 은 채널 이득의 추정치 $h_{r,t,v}(l)$ 이다. 채널 이득은 $r=1, \dots, R$, $t=1, \dots, T$, $v=1, \dots, V$ 및 $l=0, \dots, L-1$ 에 대해 획득될 수도 있다. 수학식 20은 수학식 15와 동등하다.

그러나, $\hat{h}_{r,t,v}(l)$ 이 수학식 20을 이용하여 r , t , v , 및 l 의 상이한 값에 대해 계산될 수도 있는 반면에, $\hat{\mathbf{h}}_{t,D}$ 는 수학식 15를 이용하여 t 의 상이한 값들과, D 의 특정 값에 대해 계산될 수도 있다. 채널 이득 추정치 $\hat{h}_{r,t,v}(l)$ 은 $\hat{\mathbf{h}}_l$ 를 형성하는데 이용될 수도 있는데, $\hat{\mathbf{h}}_l$ 은 \mathbf{h}_i (여기서, $i=1, \dots, T \cdot K$)의 추정치이다.

[0094] 제 2 방식에 있어서, 백그라운드 잡음은 시간-공간적으로 (spatio-temporally) 백색인 것으로 가정될 수도 있어서, $\mathbf{R}_n = \sigma_n^2 \cdot \mathbf{I}$ 이 되고, 여기서 σ_n^2 은 잡음 분산이고, \mathbf{I} 는 단위 행렬 (identity matrix)이다. 잡음 분산은 다음으로 추정될 수도 있다:

수학식 21

[0095]
$$\hat{\sigma}_n^2 = \hat{I}_o - \hat{I}_{or}$$

[0096] 여기서, \hat{I}_o 는 추정된 총 수신 에너지이고, \hat{I}_{or} 은 추정된 신호 및 간섭 에너지이다.

[0097] 일 실시형태에서, \hat{I}_o 및 \hat{I}_{or} 는 다음으로 도출될 수도 있다:

수학식 22

[0098]
$$\hat{I}_o = \text{LPF}_{\text{noise}} \left(\frac{1}{R \cdot P} \cdot \sum_{r=1}^R \sum_{v=1}^V |y_{r,v}(k)|^2 \right)$$

수학식 23

[0099]
$$\hat{I}_{or} = \text{LPF}_{\text{noise}} \left(\frac{1}{R \cdot P} \cdot \sum_{r=1}^R \sum_{t=1}^T \sum_{v=1}^V \sum_{l=0}^{L-1} |\hat{h}_{r,t,v}(l)|^2 \right)$$

[0100] 다른 실시형태에서, \hat{I}_o 는 충분한 에너지를 갖는 채널 이득들을 합산함으로써 도출될 수도 있다. 예를 들어, $|\hat{h}_{r,t,v}(l)|^2 \geq E_{th}$ (여기서, E_{th} 는 임계값) 라면, 채널 이득은 충분히 강한 것으로 고려될 수도 있다. E_{th} 는 고정 값, 또는 모든 채널 이득에 대한 총 에너지에 기초하여 도출될 수도 있는 구성가능한 값일 수도 있다.

[0101] 따라서, 잡음 분산 행렬은 다음으로 추정될 수도 있다:

수학식 24

[0102]
$$\hat{\mathbf{R}}_n = \hat{\sigma}_n^2 \cdot \mathbf{I}$$

[0103] 여기서, $\hat{\mathbf{R}}_n$ 은 \mathbf{R}_n 의 추정치이고, $\hat{\mathbf{h}}_t$ 은 수학식 13 에 나타난 바와 같은 \mathbf{w}_t , 또는 수학식 14 에 나타난 바와 같은 $\tilde{\mathbf{w}}_t$ 를 도출하는데 이용될 수도 있다.

[0104] 도 6 은 채널 및 잡음 추정기 (160b) 의 블록도인데, 이 채널 및 잡음 추정기는 제 2 채널 및 잡음 추정 방식을 구현하고, 도 1 의 채널 및 잡음 추정기 (160) 의 다른 구현형태이다. 추정기 (160b) 는 다중화기 (Mux; 610), 채널 추정기 (620), 및 잡음 추정기 (630) 를 포함한다. 다중화기 (610) 는 R 개의 수신 유닛들 (154a 내지 154r) 로부터 샘플들을 수신하고, 원하는 순서로 샘플들의 스트림 $y_{r,v}(k)$ 을 제공한다.

[0105] 채널 추정기 (620) 내에서, 파일럿 상관기 (622) 는, 각각의 송신 안테나에 대한 파일럿 시퀀스 $p_t(k)$ 와 $y_{r,v}(k)$ 를 상관시키고, 모든 송신 안테나들에 대한 초기 채널 이득 추정치를 제공한다. 채널 필터 (624) 는 초기 채널 이득 추정치를 필터링하고, 최종 채널 이득 추정치 $\hat{h}_{t,r,v}(l)$ 를 제공한다. 파일럿 상관기 (622) 와 필터 (624) 는 수학식 20 에 나타난 프로세싱을 수행한다. S/P 변환기 (626) 는 모든 송신 안테나들에 대한 최종 채널 이득 추정치를 수신하고, 채널 응답 벡터 $\hat{\mathbf{h}}_t$ (여기서, $i = 1, \dots, T \cdot K$) 를 제공한다.

[0106] 잡음 추정기 (630) 는 총 수신 에너지 I_o 와, 신호 및 간섭 에너지 I_{or} 와, 잡음 σ_n^2 를 추정한다. I_o 추정치에 있어서, 에너지 계산 유닛 (642) 은 각각의 샘플의 에너지를 $|y_{r,v}(k)|^2$ 로서 계산한다. 누산기 (644) 는, V 개의 샘플 주기와 R 개의 수신 안테나들을 걸쳐 샘플 에너지를 누산하고, 각각의 칩 주기 에 대한 초기 I_o 추정치를 제공한다. 잡음 필터 (646) 는 초기 I_o 추정치를 필터링하고, 최종 I_o 추정치, \hat{I}_o 를 제공한다. I_{or} 추정치에 있어서, 에너지 계산 유닛 (652) 은 각각의 채널 탭의 에너지를 $|\hat{h}_{t,r,v}(l)|^2$ 로서 계산한다. 누산기 (654) 는, V 개의 샘플 주기, L 개의 채널 탭, T 개의 송신 안테나, 및 R 개의 수신 안테나를 걸쳐 채널 탭 에너지를 누산하고, 초기 I_{or} 추정치를 제공한다. 또한, 누산은 충분한 에너지를 갖는 채널 탭에 대해 수행될 수도 있다. 잡음 필터 (656) 는 초기 I_{or} 추정치를 필터링하고, 최종 I_{or} 추정치 \hat{I}_{or} 를 제공한다. σ_n^2 추정치에 있어서, 합산기 (658) 는 \hat{I}_o 로부터 \hat{I}_{or} 를 감산하고, 잡음 분산 추정치 $\hat{\sigma}_n^2$ 를 제공한다. 수학식 24 에 나타난 바와 같이, 유닛 (660) 은 $\hat{\sigma}_n^2$ 에 기초하여 잡음 분산 행렬 $\hat{\mathbf{R}}_n$ 을 형성한다. 수학식 20, 수학식 22, 및 수학식 23 의 스케일링 인자들은 다양한 유닛, 예를 들어 필터 (624, 646, 및 656) 에서 고려될 수도 있다.

[0107] 도 7 은 제 2 방식에 기초하여 채널 및 잡음 추정을 수행하는 프로세스 (700) 의 일 실시형태를 나타낸다. 다수의 송신 안테나들로부터 전송된 MIMO 송신에 대한 다수의 수신 안테나들로부터의 샘플들이 획득된다 (블록 712). 채널 추정치는, 예를 들어 적어도 하나의 파일럿 시퀀스와 이 샘플들을 상관시킴으로써 도출된다 (블

록 714). 총 수신 에너지 I_o 는, 이 샘플들에 기초하여, 예를 들어 각각의 샘플의 에너지를 계산하고, 주어진 시간 간격 동안 수신 안테나들을 걸쳐 샘플 에너지를 누산하고, 상이한 시간 간격 동안 누산된 결과를 필터링함으로써 추정된다 (블록 716). 신호 및 간섭 에너지 I_{or} 은, 이 샘플들에 기초하여, 예를 들어 채널 추정치에서의 각각의 채널 탭의 에너지를 계산하고, 주어진 시간 간격 동안 모든 또는 충분히 강한 채널 탭의 에너지를 누산하고, 상이한 시간 간격 동안 누산된 결과를 필터링함으로써 추정된다 (블록 718). 채널 추정치는 제 1 대역폭을 갖는 제 1 필터로 도출될 수도 있다. 총 수신 에너지뿐만 아니라 신호 및 간섭 에너지는, 제 1 대역폭과 동일하거나 상이할 수도 있는 제 2 대역폭을 갖는 제 2 필터로 추정될 수도 있다. 잡음 σ_n^2 은, 추정된 총 수신 에너지와, 추정된 신호 및 간섭 에너지에 기초하여 추정된다 (블록 720). 등화기 가중치는 채널 추정치와, 추정된 잡음에 기초하여 도출된다 (블록 722). 샘플은 등화기 가중치로 필터링되어, 송신 안테나들로부터 전송된 데이터 칩의 추정치를 획득하게 된다 (블록 724).

[0108] 제 2 방식은, 백그라운드 잡음이 시간-공간적으로 백색인 시나리오를 동작시키기 위한 우수한 성능을 제공할 수 있다. 또한, (a) 백그라운드 잡음 \mathbf{R}_n 이 덜 중요하고, (b) \mathbf{R}_{yy} 의 지배적 성분이 수학식 20 으로부터 획득된 채널 추정치에 기초하여 정확하게 추정될 수도 있는 다중경로 간섭일 수 있기 때문에, 제 2 설계 방식은 가혹한 다중경로 환경에 대해 작동한다.

[0109] 제 3 채널 및 잡음 추정 방식에서, \mathbf{R}_{yy} 은 온-타임 성분과, 잔여 성분으로 분해되는데, 이들은 개별적으로 추정된다. 제 3 방식에 있어서, 초기 채널 추정치는 다음으로 도출될 수도 있다:

수학식 25

$$\mathbf{h}'_{t,D}(j) = \sum_{k=j \cdot N_P - D}^{(j+1) \cdot N_P - D - 1} p_t^*(k + D) \cdot \mathbf{y}(k)$$

[0110]

[0111] 여기서, $\mathbf{h}'_{t,D}(j)$ 은 파일럿 심볼 주기 (j) 동안의 $\mathbf{h}_{t,D}$ 의 추정치이다.

[0112] 그 다음에, 채널 응답 벡터가 다음으로 추정될 수도 있다:

수학식 26

$$\hat{\mathbf{h}}_{t,D} = \text{LPF}_{\text{channel}} \left(\frac{1}{N_P \cdot \sqrt{E_{cp} / \sigma_x^2}} \cdot \mathbf{h}'_{t,D}(j) \right)$$

[0113]

[0114] 수학식 25 및 수학식 26 은 수학식 15 와 동등하다.

[0115] 등화기 가중치에 대한 수학식 13 및 수학식 14 는 다음으로 재표기될 수도 있다:

수학식 27

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_t^H &= \sigma_x \cdot \mathbf{h}_{t,D}^H \cdot \mathbf{R}_{yy}^{-1} \\ &= \sigma_x \cdot \mathbf{h}_{t,D}^H \cdot [\mathbf{R}_{or} + \mathbf{R}_c]^{-1} \end{aligned}$$

[0116]

수학식 28

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{w}}_t^H &= G \cdot \sigma_x \cdot \mathbf{h}_{t,D}^H \cdot \tilde{\mathbf{R}}_{yy}^{-1} \\ &= G \cdot \sigma_x \cdot \mathbf{h}_{t,D}^H \cdot [G^2 \cdot \mathbf{R}_{ot} + \mathbf{R}_c]^{-1}\end{aligned}$$

[0117]

[0118] 여기서, \mathbf{R}_{ot} 는 신호와 온-타임 간섭 통계치를 나타내는 행렬이고, \mathbf{R}_c 은 잡음과 다중경로 간섭 통계치를 나타내는 행렬이다.

[0119] \mathbf{R}_{ot} 는 다음으로 표현될 수도 있다:

수학식 29

$$\mathbf{R}_{ot} = \sum_{i=1}^T \sigma_x^2 \cdot \mathbf{h}_{i,D} \cdot \mathbf{h}_{i,D}^H$$

[0120]

[0121] \mathbf{R}_{ot} 는 원하는 신호뿐만 아니라 다른 송신 안테나들로부터의 온-타임 간섭을 포함한다.

[0122] \mathbf{R}_c 는 다음으로 표현될 수도 있다:

수학식 30

$$\mathbf{R}_c = \sum_{q \in Q} \sigma_x^2 \cdot \mathbf{h}_q \cdot \mathbf{h}_q^H + \mathbf{R}_n$$

[0123]

[0124] 여기서, Q 는 $(i-1) \cdot K + D$ (여기서, $i=1, \dots, T$) 를 제외한 1 내지 $T \cdot K$ 를 포함하는 세트이다.

\mathbf{R}_c 는, (1) 온-타임이 아닌 간섭이며 수학식 30 에서의 합산으로 표현되는 간섭인 다중경로 간섭, (2) \mathbf{R}_n

에 의해 표현되는 백그라운드 잡음을 포함한다. \mathbf{R}_c 는 $\hat{\mathbf{h}}_{t,D}$ 에 의해 표현되는 신호와 온-타임 간섭으로부터

의 기여는 포함하지 않는다. 그러므로, \mathbf{R}_c 는 미분-기반 다중경로 플러스 잡음 추정을 수행함으로써 추정될 수도 있다.

[0125] \mathbf{R}_c , $\mathbf{h}'_{t,D}(j)$ 을 추정하기 위해서 먼저 미분된다:

수학식 31

$$\Delta \mathbf{h}_{t,D}(j) = \frac{1}{\sqrt{2N_P}} \cdot [\mathbf{h}'_{t,D}(j) - \mathbf{h}'_{t,D}(j-1)]$$

[0126]

[0127] 채널 응답이 2 개의 연속 파일럿 심볼 주기 동안 일정하게 유지되는 경우, 수학식 31 에서의 미분 연산은

$\mathbf{h}'_{t,D}(j)$ 에서의 온-타임 성분을 소거한다. $1/\sqrt{2}$ 의 스케일링 인자는 수학식 31 에서 도입되므로, 미분

연산은 다중경로 간섭과 백그라운드 잡음의 2 차 모멘트를 변화시키지 않는다. 그러므로, \mathbf{R}_c 의 추정치는 다음으로 도출될 수도 있다:

수학식 32

$$\hat{\mathbf{R}}_c = \text{LPF}_{\text{noise}} \left(\frac{1}{T} \cdot \sum_{t=1}^T \Delta \mathbf{h}_{t,D}(j) \cdot \Delta \mathbf{h}_{t,D}^H(j) \right)$$

$\hat{\mathbf{R}}_c$ 는 온-타임 성분으로부터의 기여를 포함하지 않는데, 이 온-타임 성분은 수학식 31 에서의 미분 연산에 의해 제거된다.

$\hat{\mathbf{R}}_{ot}$ 의 추정치는 다음으로 도출될 수도 있다:

수학식 33

$$\hat{\mathbf{R}}_{ot} = \sum_{t=1}^T \hat{\mathbf{h}}_{t,D} \cdot \hat{\mathbf{h}}_{t,D}^H$$

수학식 13 및 수학식 27 에 도시된 가중치 벡터에 있어서, $\hat{\mathbf{R}}_c$ 는 $\hat{\mathbf{R}}_{ot}$ 에 따라 증대되어, 다음과 같이 $\hat{\mathbf{R}}_{yy}$ 의 추정치를 획득할 수도 있다.

수학식 34

$$\hat{\mathbf{R}}_{yy} = \hat{\mathbf{R}}_{ot} + \hat{\mathbf{R}}_c$$

따라서, 가중치 벡터는 다음으로 도출될 수도 있다.

수학식 35

$$\hat{\mathbf{w}}_t^H = \hat{\mathbf{h}}_{t,D}^H \cdot \hat{\mathbf{R}}_{yy}^{-1}$$

수학식 14 및 수학식 28 에 나타난 확장 가중치 벡터에 있어서, $\hat{\mathbf{R}}_c$ 는 $\hat{\mathbf{R}}_{ot}$ 에 따라 증대되어, 다음과 같이 $\hat{\mathbf{R}}_{yy}$ 의 추정치를 획득할 수도 있다.

수학식 36

$$\hat{\tilde{\mathbf{R}}}_{yy} = G^2 \cdot \hat{\mathbf{R}}_{ot} + \hat{\mathbf{R}}_c$$

따라서, 확장 가중치 벡터는 다음으로 도출될 수도 있다.

수학식 37

$$\hat{\tilde{\mathbf{w}}}_t^H = \hat{\mathbf{h}}_{t,D}^H \cdot \hat{\tilde{\mathbf{R}}}_{yy}^{-1}$$

도 8 은 채널 및 잡음 추정기 (160c) 의 블록도인데, 이 채널 및 잡음 추정치는 제 3 채널 및 잡음 추정 방식을

구현하고, 도 1의 채널 및 잡음 추정기 (160)의 또 다른 실시형태이다. 추정기 (160c)는, S/P 변환기 (810)와, 채널 추정기 (820)와, 신호, 잡음 및 간섭 통계치 추정기 (830)를 포함한다. S/P 변환기 (810)는 R개의 수신기 유닛들 (154a 내지 154r)로부터 샘플들을 수신하고, 벡터 $\underline{y}(k)$ 를 형성한다.

[0141] 채널 추정기 (820)내에서, 파일럿 상관기 (822)는 각각의 송신 안테나 (t)에 대한 파일럿 시퀀스 $p_t(k)$ 와 $\underline{y}(k)$ 를 상관시키고, 각각의 파일럿 심볼 주기 (j)에서 각각의 송신 안테나에 대한 초기 채널 추정치 $\underline{h}_{t,D}(j)$ 를 제공한다. 채널 필터 (824)는 초기 채널 추정치들을 필터링하고, 최종 채널 추정치 $\hat{\underline{h}}_{t,D}$ 를 제공한다. 파일럿 상관기 (822)는 수학적식 25에 나타난 프로세싱을 수행한다. 필터 (824)는 수학적식 26에 나타난 프로세싱을 수행한다.

[0142] 추정기 (830)내에서, 유닛 (832)은, 수학적식 31에 나타난 바와 같이 초기 채널 추정치 $\underline{h}_{t,D}(j)$ 를 수신 및 미분하여, 차이 $\Delta \underline{h}_{t,D}(j)$ 를 제공한다. 유닛 (834)은 $\Delta \underline{h}_{t,D}(j)$ 의 외적을 계산한다. 유닛 (836)은 모든 T개의 송신 안테나들을 걸쳐 유닛 (834)의 출력을 합산한다. 잡음 필터 (838)는 유닛 (836)으로부터의 출력을 필터링하고, 추정된 잡음과 다중경로 간섭 통계치 $\hat{\underline{R}}_o$ 를 제공한다. 유닛들 (834, 836, 및 838)은 수학적식 32에 나타난 프로세싱을 수행한다. 유닛 (844)은 $\hat{\underline{h}}_{t,D}$ 의 외적을 계산한다. 유닛 (846)은 모든 T개의 송신 안테나들을 걸쳐 유닛 (844)의 출력을 합산하고, 추정된 신호와 온-타임 간섭 통계치 $\hat{\underline{R}}_{ot}$ 를 제공한다. 유닛들 (844 및 846)은 수학적식 33에 나타난 프로세싱을 수행한다. 행렬 합산기 (850)는 $\hat{\underline{R}}_o$ 와 $\hat{\underline{R}}_{ot}$ 를 합산하고, 추정된 신호, 잡음 및 간섭 통계치 $\hat{\underline{R}}_{\text{all}}$ 를 제공한다. 수학적식 26, 수학적식 31 및 수학적식 32에서의 스케일링 요소들은 다양한 유닛, 예를 들어 필터들 (824 및 838)에서 고려될 수도 있다.

[0143] 또한, \underline{R}_c 와 \underline{R}_{ot} 은 다른 방식으로 추정될 수도 있다. 예를 들어, \underline{R}_{ot} 의 추정치는, $\underline{h}_{t,D}(j)$ 의 외적을 계산하고, T개의 송신 안테나들에 걸쳐 합산하고, 합산된 결과를 필터링함으로써 획득될 수도 있다. 다른 실시예로서, \underline{R}_c 의 추정치는, $\Delta \underline{h}_{t,D}(j)$ 를 필터링하고, 필터링된 $\Delta \underline{h}_{t,D}(j)$ 의 외적을 계산하고, T개의 송신 안테나들에 걸쳐 합산함으로써 획득될 수도 있다.

[0144] 도 9는 제 3 방식에 기초하여 채널 및 신호 추정을 수행하는 프로세스 (900)의 일 실시형태를 나타낸다. 다수의 송신 안테나들로부터 전송된 MIMO 송신에 대한 다수의 수신 안테나들로부터 샘플들이 획득된다 (블록 912). 제 1 채널 추정치 또는 초기 채널 추정치는, 예를 들어 적어도 하나의 파일럿 시퀀스와 샘플들을 상관시킴으로써 도출될 수도 있다 (블록 914). 제 1 채널 추정치는 제 1 필터로 필터링되어, 제 2 채널 추정치 또는 최종 채널 추정치를 획득하게 된다 (블록 916).

[0145] 신호 및 온-타임 간섭 통계치는, 샘플들에 기초하여, 예를 들어 제 2 채널 추정치의 외적을 계산하고, 송신 안테나들에 걸쳐 합산함으로써 추정된다 (블록 918). 또한, 잡음 및 다중경로 간섭 통계치는, 샘플들에 기초하여, 예를 들어 제 1 채널 추정치를 미분하고, 미분 결과의 외적을 계산하고, 제 2 필터로 외적 결과를 필터링함으로써 추정된다 (블록 920). 제 1 필터 및 제 2 필터는 동일하거나 상이한 대역폭을 가질 수도 있는데, 이는 고정될 수도 있고, 또는 구성가능, 예를 들어 채널 상태에 기초하여 조정될 수도 있다. 그 다음에, 신호, 잡음 및 간섭 통계치는, 추정된 신호 및 온-타임 간섭 통계치와, 추정된 신호 및 다중경로 간섭 통계치에 기초하여 추정된다 (블록 922).

[0146] 등화기 가중치는, 제 2 채널 추정치와, 추정된 신호, 잡음 및 간섭 통계치에 기초하여 도출된다 (블록 924). 샘플은 등화기 가중치로 필터링되어, 송신 안테나들로부터 전송된 데이터 칩들의 추정치를 획득하게 된다 (블록 926).

[0147] 수학적식 26에 나타난 바와 같이, 지연 (D)에서의 온-타임 성분은 채널 필터 (LPF_{channel})에 의해 평균화되어, $\hat{\underline{R}}_{ot}$ 를 도출하는데 이용되는 $\hat{\underline{h}}_{t,D}$ 를 획득할 수도 있다. 백그라운드 잡음 및 다중경로 간섭은 잡음 필터

(LPF_{noise})에 의해 평균화되어, $\hat{\mathbf{R}}_c$ 을 획득할 수도 있다. $\hat{\mathbf{h}}_{i,D}$ 에서의 원하는 신호 및 $\hat{\mathbf{R}}_c$ 에서의 잡음 및 다중경로 간섭을 평균화하는 2개의 필터의 이용은 일부 환경에서 이로울 수도 있다. 예를 들어, 단일-경로 고속 채널에서, 작은 대역폭 또는 큰 시상수가, 잡음 필터가 $\hat{\mathbf{R}}_c$ 의 정확성을 개선하는데 이용될 수도 있고, 큰 대역폭 또는 작은 시상수는, 채널 필터가 스테일 (stale) 또는 쓸모없게된 (obsolete) 채널 추정치 $\hat{\mathbf{h}}_{i,D}$ 의 이용을 방지하는데 이용될 수도 있다. 통상적으로, 잡음 및 다중경로 간섭 추정은, 잡음 필터에 대해 보다 작은 대역폭에서 보다 정확하다. 보다 작은 잡음 필터 대역폭은, 다중경로와 연관된 큰 상관되지 않은 성분을 충분히 억제시키기 위해서 가혹한 다중경로 채널에 대해 이롭다. 그러나, 다중경로 성분은 $\hat{\mathbf{R}}_c$ 를 결정하는 지배적 성분이 되기 때문에, 잡음 필터의 대역폭은 가혹한 다중경로 고속 채널에서 너무 많이 감소되서는 안 되고, 잡음 필터 대역폭이 너무 작으면 다중경로 성분은 구식이 될 수도 있다.

[0148] 제 3 방식은 다수의 채널 환경, 특히 단일-경로 높은 기하학적 채널에 대해 우수한 성능을 제공한다. 강건한 미분-기반 잡음 추정의 이용은, 제 3 방식이 다양한 채널 상태에서 잘 작동하는 것을 가능하게 한다. 또한, 수학식 32 및 수학식 33에서 외적이 모든 칩 주기 대신에 모든 파일럿 심볼 주기마다 수행되기 때문에, 제 3 방식은 제 1 방식보다 낮은 계산 복잡도를 갖는다. 또한, 제 3 방식은 유색된 백그라운드 잡음에 대해서도 우수한 성능을 제공한다.

[0149] 제 3 방식에 있어서, 수학식 31에서의 미분 연산은, 채널이 2개의 연속 파일럿 심볼 주기 동안 일정하다고 가정한다. 충분히 짧은 파일럿 심볼 지속기간이 고속 채널을 위해 이용될 수도 있으므로, 잡음 및 다중경로 간섭 추정은 구식화되지 않는다. 컴퓨터 시뮬레이션 결과는, W-CDMA에서 HSDPA에 대해 256개 이하의 칩의 파일럿 심볼 지속기간이 30km/h 속도를 갖는 우수한 성능을 제공한다는 것을 나타낸다.

[0150] 일반적으로, \mathbf{R}_c 에서 다중경로 간섭의 추정은 $\mathbf{h}'_{i,D}(j)$ 에 대한 더 많은 벡터로 개선될 수도 있다. $\mathbf{h}'_{i,D}(j)$ 벡터의 수는, 파일럿 심볼들을 부분 적분함으로써 증가될 수도 있다. 예를 들어, 파일럿 심볼 지속기간이 512개의 칩 길이라면, 이에 따라 적분 길이는 128개의 칩으로 설정될 수도 있고, 파일럿 심볼당 4개의 $\mathbf{h}'_{i,D}(j)$ 벡터가 획득될 수도 있다. 부분 적분은, 상이한 송신 안테나들로부터의 직교 파일럿들 사이의 크로스토크를 야기할 수도 있다. 그러나, 직교 파일럿 패턴과 채널 추정치 $\hat{\mathbf{h}}_{i,D}$ 가 공지되어 있기 때문에, 파일럿 크로스토크가 추정되어 감소될 수도 있다. 이 접근법은, 그들이 128초과의 심볼 길이를 갖는 경우 일부 OCNS 채널의 누설 (크로스토크)을 겪을 수도 있으나, 대응하는 OCNS의 전력이 작은 경우 이 접근법은 수락가능할 수 있다. 대안적으로, 성능을 최대화하기 위해서, 시스템 디자인에 있어서 파일럿 심볼의 길이를 일부 OCNS 심볼의 길이보다 짧게 할 수도 있다.

[0151] 제 4 채널 및 잡음 추정 방식에서, 다중 추정 방식이 지원되고, 하나의 추정 방식이 채널 상태에 기초하여 이용을 위해 선택된다. 일 실시형태에서, 제 2 방식은 가혹한 다중-경로 고속 채널을 위해 선택되고, 제 3 방식은 단일-경로 고-기하학적 채널을 위해 선택된다. 또한, 채널 및 잡음 추정 방식의 다른 조합들이 이용될 수도 있다.

[0152] 채널 상태는 다양한 방식으로 다양한 메트릭으로 검출될 수도 있다. 일 실시형태에서, 채널 상태는 지연 확산에 의해 특성화된다. 본 실시형태에 있어서, 검색기는, 예를 들어 CDMA 수신기에 대해 수행되는 검색과 유사한 단일 경로, 또는 다중경로를 검색할 수도 있다. 지연 확산은, 수신기에서 최초 및 최후에 도착하는 단일 경로들 사이의 차이로서 계산될 수도 있다. 다른 실시형태에서, 채널 상태는 경로 에너지 비율에 의해 특성화된다. 이 실시형태에 있어서, 가장 강한 단일 경로의 에너지가 계산되고, 또한 (예를 들어, 임계값 E_{th} 를 초과하는 에너지를 갖는) 상당한 경로 (significant)로서 식별된 모든 다른 신호 경로들의 결합된 에너지가 계산된다. 경로 에너지 비율은, 가장 강한 경로의 에너지에 대한 상당한 경로에 대한 결합 에너지의 비율이다. 낮은 경로 에너지 비율은 단일 경로 환경을 가리킬 수도 있는 반면에, 높은 경로 에너지 비율은 다중경로 환경을 가리킬 수도 있다. 또 다른 실시형태에서, 수신기의 속도는, 예를 들어 도플러 추정치 및/또는 일부 다른 속도-지시 파라미터에 기초하여 추정된다.

[0153] 일 실시형태에서, 지연 확산이 지연 임계값 D_{th} 보다 작은 경우, 또는 경로 에너지 비율이 소정의 임계값 P_{th} 보

다 작은 경우, 또는 속도가 속도 임계값 V_{th} 보다 낮은 경우에는, 제 3 추정 방식이 선택된다. 지연 확산이 지연 임계값 D_{th} 보다 작지 않은 경우, 또는 경로 에너지 비율이 미리 결정된 임계값 P_{th} 보다 작지 않은 경우, 또는 속도가 속도 임계값 V_{th} 보다 낮지 않은 경우에는, 제 2 추정 방식이 선택될 수도 있다. 따라서, 속도가 낮은 경우, 잡음 필터의 대역폭은 잡음 추정을 개선시키기 위해 감소될 수도 있다. 일반적으로, 비교적 현재의 잡음 및 다중경로 간섭 샘플의 충분한 수가, 예를 들어, 짧은 파일럿 심볼 주기 또는 잡음 필터에 대한 작은 대역폭을 통해 획득될 수 있는 경우, 제 3 추정 방식이 이용될 수도 있다. 비교적 현재의 잡음 및 다중경로 간섭 샘플의 충분한 수가, 예를 들어, 짧은 파일럿 심볼 주기 또는 잡음 필터에 대한 작은 대역폭을 통해 획득될 수 없는 경우, 제 2 추정 방식이 이용될 수도 있다.

[0154] 도 10 은 제 4 방식에 기초하여 채널 및 잡음 추정을 수행하는 프로세스 (1000) 의 일 실시형태를 나타낸다. 다수의 송신 안테나들로부터 전송된 MIMO 송신에 대한 다수의 수신 안테나들로부터의 샘플이 획득된다 (블록 1012). 채널 상태는 이 샘플들에 기초하여 결정된다 (블록 1014). 채널 상태는, (1) 최초 및 최후에 도착하는 신호 경로에 기초하여 추정될 수도 있는 지연 확산, (2) 수신기에서 검출되는 신호 경로의 에너지에 기초하여 결정될 수도 있는 단일 경로 또는 다중경로 환경, (3) 도플러에 기초하여 추정될 수도 있는 속도, 및/또는 (4) 가능하게는 다른 기준에 의해 특성화될 수도 있다.

[0155] 채널 및 잡음 추정 방식은 채널 상태에 기초하여 다수의 채널 및 잡음 추정 방식들 사이에서 선택된다 (블록 1016). 다수의 채널 및 잡음 추정 방식은 전술한 방식들 모두 또는 임의의 조합을 포함할 수도 있다. 예를 들어, 전술한 제 2 및 제 3 채널 및 잡음 추정 방식들이 지원될 수도 있다. 채널 상태가, 작은 지연 확산, 단일 경로 환경, 낮은 속도, 또는 이들의 조합을 가리키는 경우에는, 제 3 채널 및 잡음 추정 방식이 선택될 수도 있다. 채널 상태가, 큰 지연 확산, 다중경로 환경, 높은 속도, 또는 이들의 조합을 가리키는 경우에는, 제 2 채널 및 잡음 추정 방식이 선택될 수도 있다. 그 다음에, 채널 및 잡음 추정이 선택된 채널 및 잡음 추정 방식에 기초하여 수행된다 (블록 1018).

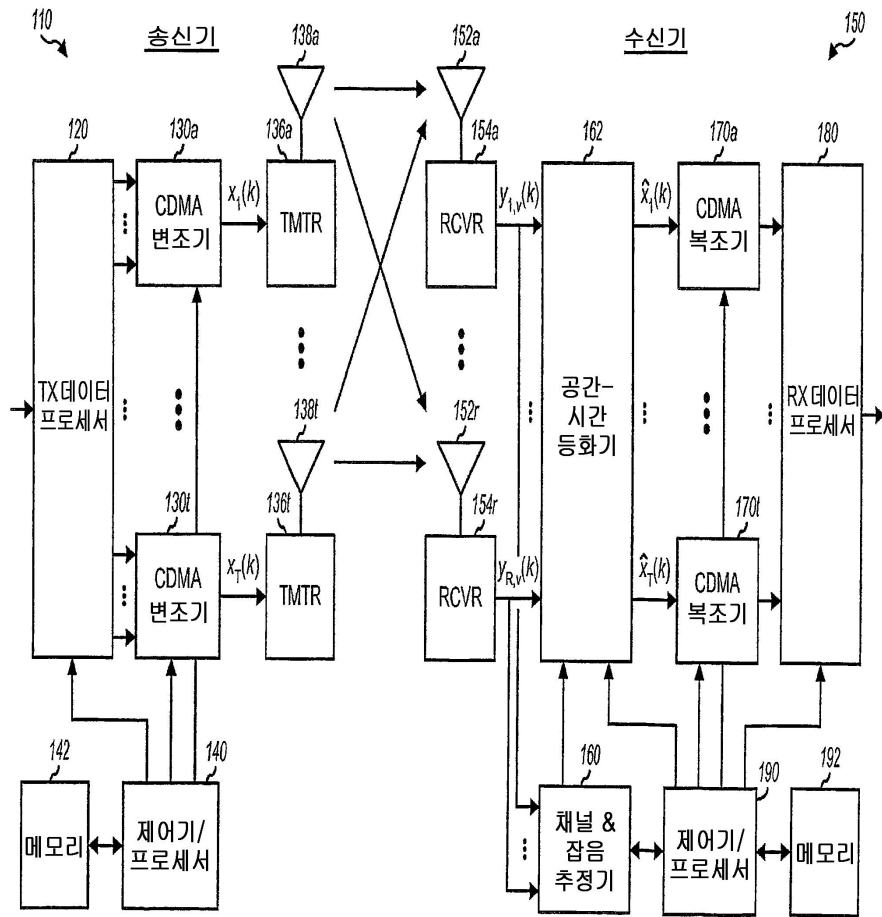
[0156] 본 명세서에 기술된 채널 및 잡음 추정 기술은 다양한 수단으로 구현될 수도 있다. 예를 들어, 이들 기술은 하드웨어, 펌웨어, 소프트웨어, 또는 이들의 조합으로 구현될 수도 있다. 하드웨어 구현에 있어서, 채널 및 잡음 추정을 수행하는데 이용되는 프로세싱 유닛은, 하나 이상의 주문형 집적회로 (ASIC), 디지털 신호 프로세서 (DSP), 디지털 신호 처리 디바이스 (DSPD), 프로그래머블 로직 디바이스 (PLD), 필드 프로그래머블 게이트 어레이 (FPGA), 프로세서, 제어기, 마이크로-제어기, 마이크로프로세서, 전자 디바이스, 본 명세서에서 기술된 기능을 수행하도록 방식된 다른 전자 유닛, 또는 이들의 조합물 내에서 구현될 수도 있다.

[0157] 펌웨어 및/또는 소프트웨어 구현에 있어서, 이 기술은 본 명세서에서 기술된 기능을 수행하는 모듈 (예를 들어, 절차, 함수 등) 로 구현될 수도 있다. 펌웨어 및/또는 소프트웨어 코드는 메모리 (예를 들어, 도 1 에서의 메모리 (192)) 에 저장되어, 프로세서 (예를 들어, 프로세서 (190)) 에 의해 실행될 수도 있다. 메모리는 프로세서 내부에 또는 프로세서 외부에 구현될 수도 있는데, 프로세서 외부에 구현되는 경우 메모리는 본 발명이 속하는 기술분야에서 다양한 수단을 통해 프로세서에 통신할 수 있게 연결될 수 있다.

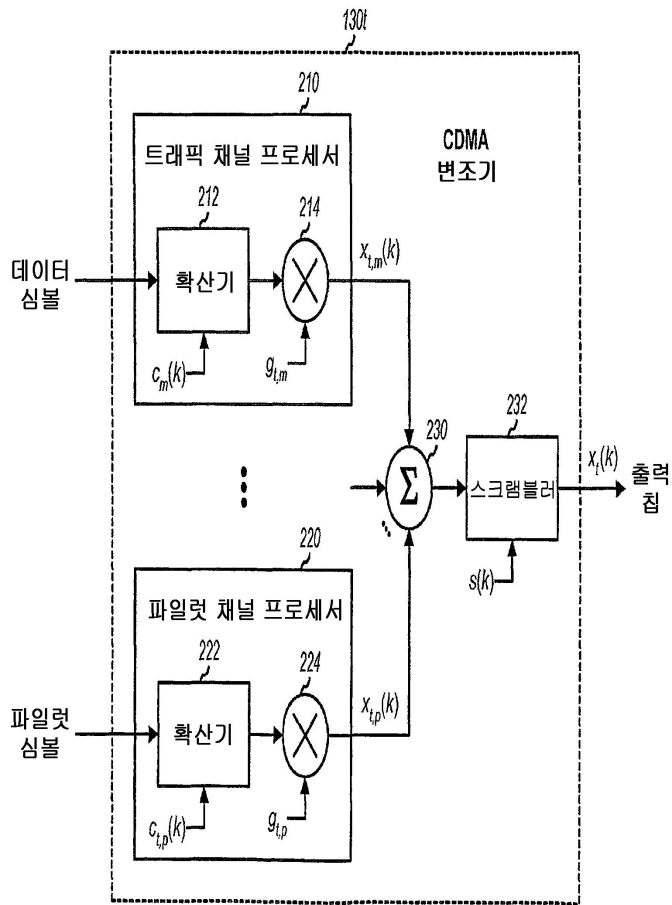
[0158] 기술된 실시형태들의 전술된 설명은 당업자가 본 발명을 실시 또는 이용할 수 있도록 제공된다. 이들 실시형태에 대한 다양한 변형예는 당업자에게 자명할 것이고, 본 명세서에서 정의된 일반적인 원리는 본 발명의 범위로부터 벗어나지 않으면서 다른 실시형태들에 적용될 수도 있다. 따라서, 본 설명은 본 명세서에 나타낸 실시형태들에 한정되는 것이 아니라, 본 명세서에서 개시된 원리 및 신규한 특징들과 부합하는 최광의 범위를 부여하려는 것이다.

도면

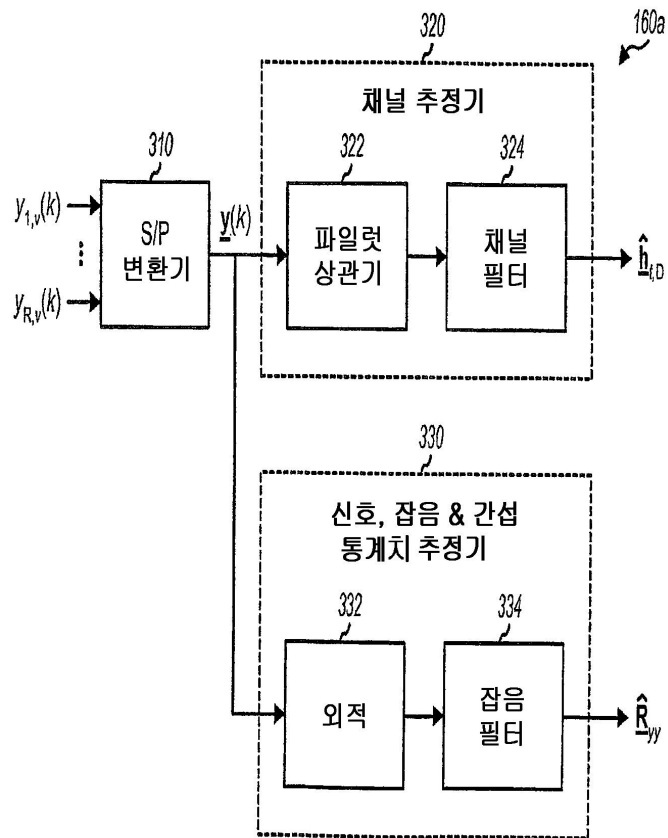
도면1



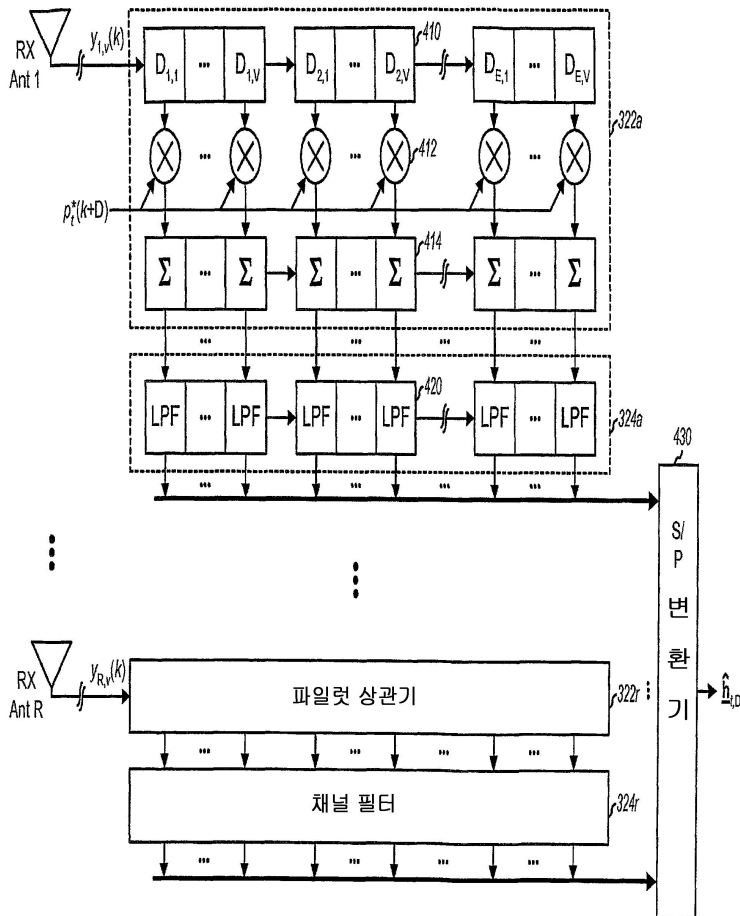
도면2



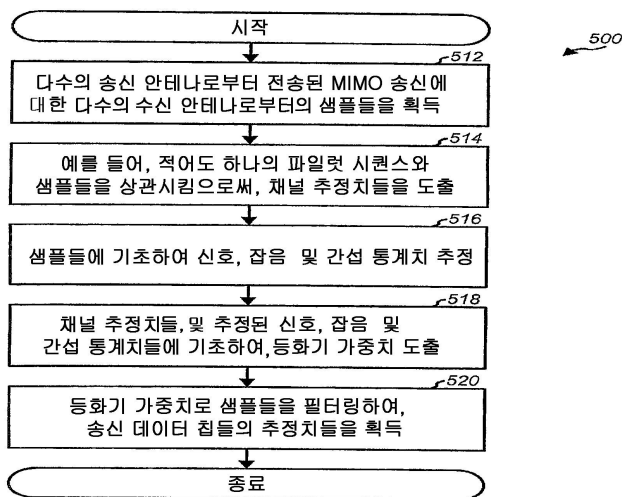
도면3



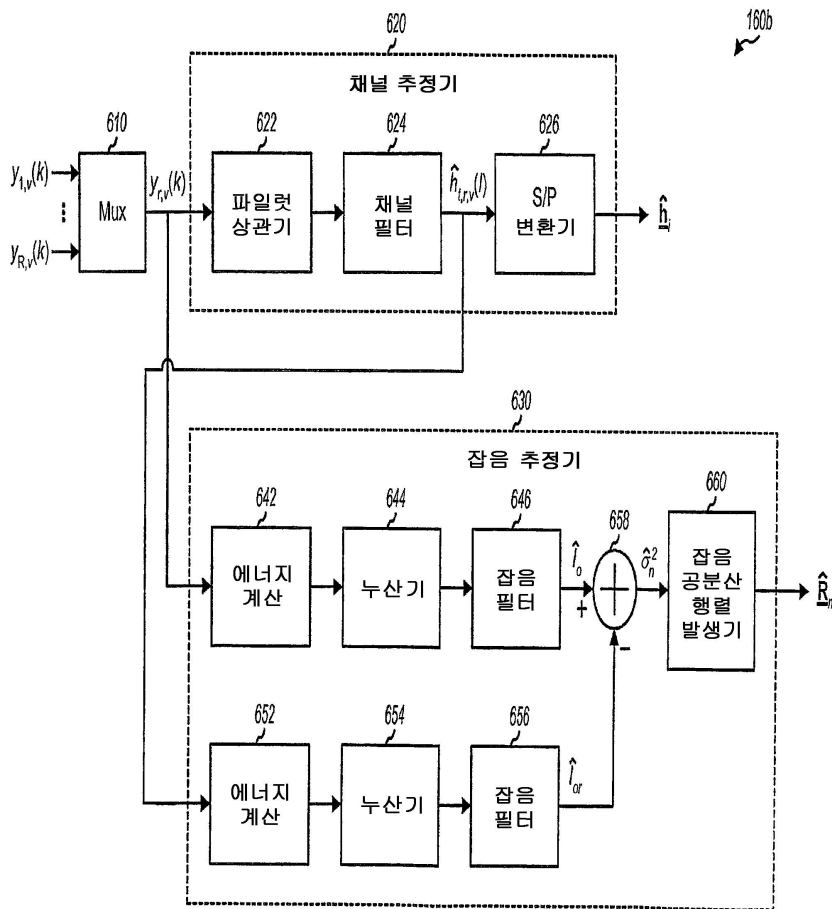
도면4



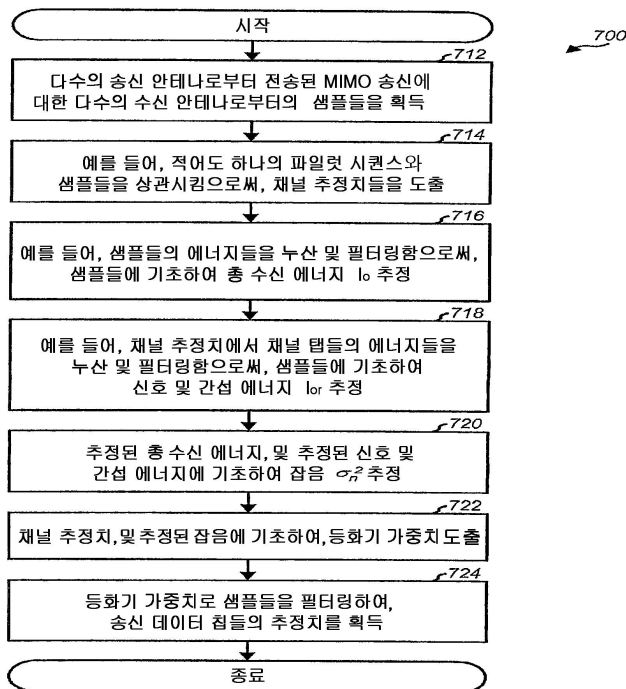
도면5



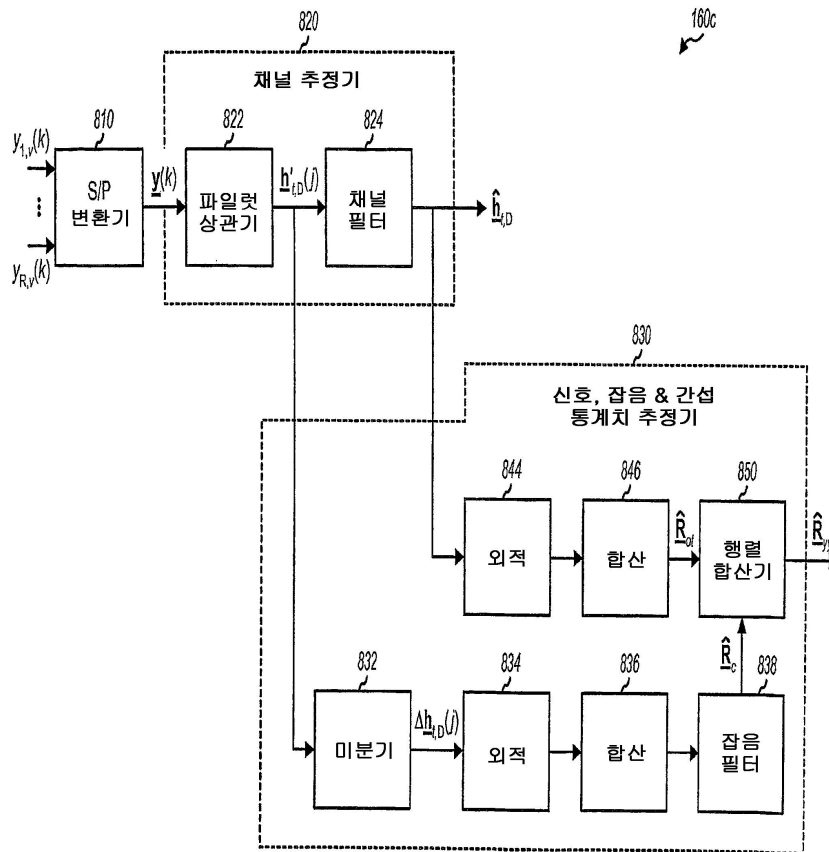
도면6



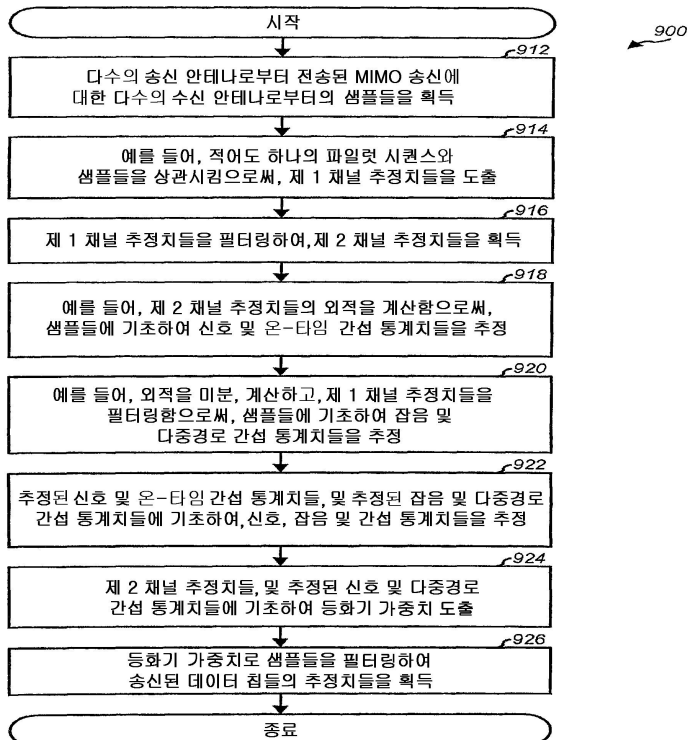
도면7



도면8



도면9



도면10

