



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2011년10월06일
(11) 등록번호 10-1070586
(24) 등록일자 2011년09월29일

(51) Int. Cl.
H04B 7/04 (2006.01) H04B 7/26 (2006.01)
H04B 7/005 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2004-7012605
(22) 출원일자(국제출원일자) 2003년02월19일
심사청구일자 2008년02월19일
(85) 번역문제출일자 2004년08월13일
(65) 공개번호 10-2004-0079442
(43) 공개일자 2004년09월14일
(86) 국제출원번호 PCT/US2003/005371
(87) 국제공개번호 WO 2003/071711
국제공개일자 2003년08월28일
(30) 우선권주장
10/079,970 2002년02월19일 미국(US)
(56) 선행기술조사문헌
KR1020000011799 A*
KR1020010098861 A
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
켈컴 인코포레이티드
미국 92121-1714 캘리포니아주 샌 디에고 모어하우스 드라이브 5775
(72) 발명자
메드베데브이리나
미국 02114 매사추세츠주 서머빌 리버티 애비뉴 68 넘버2
왈턴제이알
미국 01886 매사추세츠주 웨스트포드 헛지우드 드라이브 7
캐침존더블유
미국 01451 매사추세츠주 하버드 캔들베리 레인 37
(74) 대리인
특허법인코리아나

전체 청구항 수 : 총 52 항

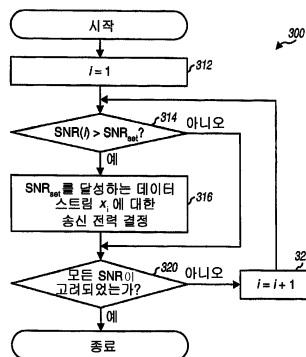
심사관 : 김병균

(54) 부분 채널-상태 정보(CSI) 다중-입력, 다중-출력(MIMO) 시스템용 전력 제어

(57) 요약

무선 멀티-채널 (예를 들어, MIMO) 통신 시스템에서 다수의 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 제어하는 기술이 개시되어 있다. 일 방법에서, 다수의 수신된 심볼 스트림은 다수의 검출된 데이터 스트림을 제공하기 위해 특정한 (예를 들어, CCMI, CCMI-SC, MMSE, 또는 MMSE-SC) 수신기 프로세싱 기술에 따라 처음에 프로세싱된다. 검출된 데이터 스트림의 사후-검출 SNR이 추정되고, 셋포인트를 초과하는 각 SNR이 식별된다. 이 셋포인트는 (1) 최대 허용 스펙트럼 효율을 달성하기 위해 필요한 SNR 또는 (2) 특정한 스펙트럼 효율을 달성하기 위해 필요한 타겟 SNR에 대응할 수도 있다. 셋포인트를 초과하는 사후-검출 SNR과 연관된 각 검출된 데이터 스트림에 대한 새로운 (또는 조정된) 송신 전력이 결정되고 데이터 스트림을 위해 사용된다. 상이한 전력 제어 방식이 상이한 특성을 갖는 수신기 프로세싱 기술의 상이한 클래스에 제공된다.

대표도 - 도3



특허청구의 범위

청구항 1

무선 멀티-채널 통신 시스템에서 복수의 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 제어하는 방법으로서,
 복수의 검출된 데이터 스트림을 제공하기 위해 복수의 수신된 심볼 스트림을 프로세싱하는 단계;
 상기 복수의 검출된 데이터 스트림의 신호 대 잡음 및 간섭비 (SNR) 를 추정하는 단계;
 셋포인트를 초과하는 SNR을 갖는 각각의 검출된 데이터 스트림을 식별하는 단계; 및
 상기 셋포인트를 초과하는 SNR을 갖는 각각의 검출된 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 감소시키는 단계를 포함하는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,
 상기 복수의 수신된 심볼 스트림은 연속 간섭 소거 수신기 프로세싱 기술에 따라 프로세싱되는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 3

제 2 항에 있어서,
 상기 복수의 수신된 심볼 스트림은 상기 복수의 검출된 데이터 스트림을 제공하기 위해 특정의 검출 순서에 기초하여 더 프로세싱되는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 4

제 2 항에 있어서,
 상기 복수의 수신된 심볼 스트림은 최소 SNR로부터 최대 SNR까지 특정의 검출 순서에 기초하여 더 프로세싱되는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 5

제 3 항에 있어서,
 상기 복수의 검출된 데이터 스트림은 상기 연속 간섭 소거 수신기 프로세싱 기술에 의해 디커플링 (decoupling) 되는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 6

제 3 항에 있어서,
 상기 복수의 검출된 데이터 스트림은 상기 연속 간섭 소거 수신기 프로세싱 기술에 의해 디커플링되지 않는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 7

제 6 항에 있어서,
 상기 복수의 검출된 데이터 스트림에 대한 송신 전력은 역 검출 순서로 감소되는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 8

제 2 항에 있어서,
 평가될 검출 순서의 리스트를 결정하는 단계; 및
 복수의 검출된 데이터 스트림을 제공하기 위해 상기 연속 간섭 소거 수신기 프로세싱 기술에 따라서, 그리고 상기 검출 순서에 기초하여, 상기 복수의 수신된 심볼 스트림을 프로세싱하는 단계,

상기 복수의 검출된 데이터 스트림의 SNR을 추정하는 단계,

상기 셋포인트를 초과하는 각 SNR을 상기 셋포인트와 동일하도록 조정함으로써 상기 복수의 검출된 데이터 스트림에 대한 조정된 SNR을 유도하는 단계, 및

상기 조정된 SNR에 기초하여 상기 복수의 검출된 데이터 스트림에 대한 스펙트럼 효율을 결정하는 단계에 의해,

상기 리스트에서의 각 검출 순서를 평가하는 단계를 더 포함하며,

상기 복수의 검출된 데이터 스트림에 대한 송신 전력은 상기 리스트에서의 검출 순서에 대해 결정된 스펙트럼 효율에 기초하여 선택되는 특정의 검출 순서에 대해 감소되는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 9

제 8 항에 있어서,

가장 높은 스펙트럼 효율과 연관된 상기 검출 순서가 선택되는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 10

제 1 항에 있어서,

상기 복수의 검출된 데이터 스트림은 상기 복수의 수신된 심볼 스트림을 검출하는데 사용되는 수신기 프로세싱 기술에 의해 디커플링되는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 11

제 1 항에 있어서,

상기 복수의 검출된 데이터 스트림은 상기 복수의 수신된 심볼 스트림을 검출하는데 사용되는 수신기 프로세싱 기술에 의해 디커플링되지 않는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 12

제 11 항에 있어서,

상기 프로세싱하는 단계, 상기 추정하는 단계, 상기 식별하는 단계, 및 상기 감소시키는 단계를 1 회 이상 반복하는 단계를 더 포함하는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 13

제 1 항에 있어서,

상기 각 검출된 데이터 스트림의 SNR은 상기 데이터 스트림에 대한 피크 송신 전력에 기초하여 달성되는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 14

제 1 항에 있어서,

상기 복수의 수신된 심볼 스트림은 채널 상관 매트릭스 역변환 (CCMI) 공간 수신기 프로세싱 기술에 따라 프로세싱되는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 15

제 1 항에 있어서,

상기 복수의 수신된 심볼 스트림은 연속 간섭 소거를 이용하는 채널 상관 매트릭스 역변환 (CCMI-SC) 수신기 프로세싱 기술에 따라 프로세싱되는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 16

제 1 항에 있어서,

상기 복수의 수신된 심볼 스트림은 최소 평균 제곱 에러 (MMSE) 공간 수신기 프로세싱 기술에 따라 프로세싱되는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 17

제 1 항에 있어서,

상기 복수의 수신된 심볼 스트림은 연속 간섭 소거를 이용하는 최소 평균 제곱 에러 (MMSE-SC) 수신기 프로세싱 기술에 따라 프로세싱되는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 18

제 1 항에 있어서,

상기 복수의 수신된 심볼 스트림은 공간-시간 수신기 프로세싱 기술에 따라 프로세싱되는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 19

제 1 항에 있어서,

상기 무선 멀티-채널 통신 시스템은 다중-입력 다중-출력 (MIMO) 통신 시스템인, 송신 전력 제어 방법.

청구항 20

제 1 항에 있어서,

상기 무선 멀티-채널 통신 시스템은 직교 주파수 분할 멀티플렉싱 (OFDM) 통신 시스템인, 송신 전력 제어 방법.

청구항 21

제 1 항에 있어서,

상기 무선 멀티-채널 통신 시스템은 직교 주파수 분할 멀티플렉싱 (OFDM) 을 활용하는 다중-입력 다중-출력 (MIMO) 통신 시스템인, 송신 전력 제어 방법.

청구항 22

다중-입력 다중-출력 (MIMO) 통신 시스템에서 복수의 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 제어하는 방법으로서, 복수의 검출된 데이터 스트림을 제공하기 위해 채널 상관 매트릭스 역변환 (CCMI) 또는 최소 평균 제곱 에러 (MMSE) 공간 수신기 프로세싱 기술에 따라서 복수의 수신된 심볼 스트림을 프로세싱하는 단계;

상기 복수의 검출된 데이터 스트림의 신호 대 잡음 및 간섭비 (SNR) 를 추정하는 단계;

셋포인트를 초과하는 SNR을 갖는 각각의 검출된 데이터 스트림을 식별하는 단계; 및

상기 셋포인트를 초과하는 SNR을 갖는 각각의 검출된 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 감소시키는 단계를 포함하는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 23

다중-입력 다중-출력 (MIMO) 통신 시스템에서 복수의 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 제어하는 방법으로서,

복수의 검출된 데이터 스트림을 제공하기 위해 연속 간섭 소거에 의한 채널 상관 매트릭스 역변환 (CCMI-SC) 또는 연속 간섭 소거에 의한 최소 평균 제곱 에러 (MMSE-SC) 수신기 프로세싱 기술에 따라서, 그리고 특정의 검출 순서에 기초하여, 복수의 수신된 심볼 스트림을 프로세싱하는 단계;

상기 복수의 검출된 데이터 스트림의 신호 대 잡음 및 간섭비 (SNR) 를 추정하는 단계;

셋포인트를 초과하는 SNR을 갖는 각각의 검출된 데이터 스트림을 식별하는 단계; 및

상기 셋포인트를 초과하는 SNR을 갖는 각각의 검출된 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 감소시키는 단계를 포함하는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 24

다중-입력 다중-출력 (MIMO) 통신 시스템에서 복수의 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 제어하는 방법으로서, 복수의 검출된 데이터 스트림을 제공하기 위해 복수의 수신된 심볼 스트림을 프로세싱하는 단계;

상기 복수의 검출된 데이터 스트림의 신호 대 잡음 및 간섭비 (SNR) 를 추정하는 단계;

연관된 동작 포인트를 초과하는 SNR과 각각 연관된 하나 이상의 검출된 데이터 스트림의 세트를 식별하는 단계; 및

상기 SNR이 상기 연관된 동작 포인트를 향하여 이동하도록 상기 세트에서의 각 검출된 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 감소시키는 단계를 포함하는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 25

제 24 항에 있어서,

각 데이터 스트림이 복수의 가능한 이산 데이터 레이트 중 하나에서 송신되고, 각 이산 데이터 레이트는 각각의 동작 포인트와 연관되는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 26

제 25 항에 있어서,

상기 각 동작 포인트는 상기 연관된 이산 데이터 레이트에 대한 특정의 성능 레벨을 달성하는데 필요한 SNR에 대응하는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 27

제 24 항에 있어서,

상기 복수의 검출된 데이터 스트림은 상기 복수의 수신된 심볼 스트림을 검출하는데 사용되는 수신기 프로세싱 기술에 의해 디커플링되지 않고,

상기 프로세싱하는 단계, 상기 추정하는 단계, 상기 식별하는 단계, 및 상기 감소시키는 단계를 복수회 반복하는 단계를 더 포함하는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 28

제 24 항에 있어서,

상기 복수의 수신된 심볼 스트림은 연속 간섭 소거 수신기 프로세싱 기술에 따라서 프로세싱되는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 29

제 28 항에 있어서,

상기 복수의 검출된 데이터 스트림은 상기 연속 간섭 소거 수신기 프로세싱 기술에 의해 디커플링되지 않고, 상기 복수의 검출된 데이터 스트림에 대한 송신 전력은 역 검출 순서로 감소되는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 30

무선 멀티-채널 통신 시스템에서 특정의 스펙트럼 효율을 달성하는데 필요한 송신 전력량을 결정하는 방법으로서,

데이터 송신의 용도로 선택 가능한 제 1 송신 채널 세트를 결정하는 단계;

상기 제 1 세트내의 각각의 송신 채널의 성능을 추정하는 단계로서, 상기 각 송신 채널이 특정의 스펙트럼 효율과 연관되어 있는, 상기 추정 단계;

데이터 송신용으로 사용될 제 2 송신 채널 세트를 결정하는 단계로서, 상기 제 2 세트는 상기 제 1 세트중에서, 상기 특정의 스펙트럼 효율을 충족시키는 총 스펙트럼 효율을 갖는 최소 개수의 송신 채널을 포함하는, 상기 결

정 단계; 및

상기 특정한 스펙트럼 효율을 달성하면서 전체 송신 전력을 감소시키기 위해 상기 제 2 세트내의 송신 채널 각각에 대한 송신 전력을 결정하는 단계를 포함하는, 송신 전력량 결정 방법.

청구항 31

제 30 항에 있어서,

상기 제 1 세트내의 각 송신 채널은 각각의 송신 안테나에 대응하는, 송신 전력량 결정 방법.

청구항 32

제 30 항에 있어서,

상기 제 1 세트내의 상기 송신 채널들은 가용의 모든 송신 채널 중에서 최대 총 스펙트럼 효율을 달성하는, 송신 전력량 결정 방법.

청구항 33

제 30 항에 있어서,

상기 제 1 세트내의 각 송신 채널과 연관된 상기 특정한 스펙트럼 효율은 상기 송신 채널용으로 사용되는 피크 송신 전력에 기초하여 결정되는, 송신 전력량 결정 방법.

청구항 34

제 30 항에 있어서,

상기 제 2 세트내의 상기 송신 채널들은 상기 제 1 세트내의 상기 송신 채널 중에서 최상의 성능을 갖는, 송신 전력량 결정 방법.

청구항 35

제 30 항에 있어서,

상기 제 1 세트내의 상기 송신 채널을 랭킹하는 단계; 및

선택된 송신 채널의 상기 총 스펙트럼 효율이 상기 특정의 스펙트럼 효율 이상이 될 때까지, 상기 제 1 세트내의 상기 송신 채널들을 한 번에 하나의 송신 채널씩 선택하는 단계를 더 포함하는, 송신 전력량 결정 방법.

청구항 36

제 30 항에 있어서,

상기 제 2 세트내의 상기 송신 채널들에 대한 송신 전력들은 동일하도록 조정되는, 송신 전력량 결정 방법.

청구항 37

제 30 항에 있어서,

링크 상태에 대한 변화의 표시를 수신하는 단계; 및

상기 링크 상태에서의 변화에 따라서 상기 스펙트럼 효율을 달성하기 위해 상기 제 2 세트내의 상기 송신 채널의 상기 송신 전력을 조정하는 단계를 더 포함하는, 송신 전력량 결정 방법.

청구항 38

무선 멀티-채널 통신 시스템에서 복수의 송신 채널을 통해 송신된 복수의 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 제어하는 방법으로서,

복수의 검출된 데이터 스트림을 제공하기 위해 복수의 수신된 심볼 스트림을 프로세싱하는 단계;

상기 복수의 검출된 데이터 스트림의 신호 대 잡음 및 간섭비 (SNR) 를 추정하는 단계;

상기 검출된 데이터 스트림 각각의 SNR과 상기 검출된 데이터 스트림과 연관된 셋포인트 사이의 차이를 결정하는 단계; 및

상기 SNR과 상기 검출된 데이터 스트림에 대한 셋포인트 사이의 결정된 차이에 기초하여 각 검출된 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 감소시키는 단계를 포함하는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 39

제 38 항에 있어서,

상기 복수의 검출된 데이터 스트림은 특정의 스펙트럼 효율을 달성하는, 송신 전력 제어 방법.

청구항 40

제 38 항에 있어서,

상기 무선 멀티-채널 통신 시스템은 다중-입력 다중-출력 (MIMO) 통신 시스템인, 송신 전력 제어 방법.

청구항 41

복수의 검출된 데이터 스트림을 제공하기 위해 복수의 수신된 심볼 스트림을 프로세싱하고;

상기 복수의 검출된 데이터 스트림의 신호 대 잡음 및 간섭비(SNR)를 추정하고;

셋포인트를 초과하는 SNR을 갖는 각각의 검출된 데이터 스트림을 식별하고; 그리고

상기 셋포인트를 초과하는 SNR을 갖는 각각의 검출된 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 감소시키기 위해, 디지털 정보를 해석할 수 있는 디지털 신호 프로세싱 디바이스(DSPD)에 통신 가능하게 커플링(coupling)된 메모리.

청구항 42

무선 멀티-채널 통신 시스템에서 복수의 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 제어하는 컴퓨터 프로그램을 저장하는 컴퓨터 판독가능 매체로서,

상기 컴퓨터 프로그램은,

복수의 검출된 데이터 스트림을 제공하기 위해 복수의 수신된 심볼 스트림을 프로세싱하는 코드;

상기 복수의 검출된 데이터 스트림의 신호 대 잡음 및 간섭비(SNR)를 추정하는 코드;

셋포인트를 초과하는 SNR을 갖는 각각의 검출된 데이터 스트림을 식별하는 코드; 및

상기 셋포인트를 초과하는 SNR을 갖는 각각의 검출된 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 감소시키는 코드를 구비하는, 컴퓨터 판독가능 매체.

청구항 43

무선 통신 시스템에서의 집적 회로로서,

복수의 검출된 데이터 스트림을 제공하기 위해 복수의 수신된 심볼 스트림을 프로세싱하는 수단;

상기 복수의 검출된 데이터 스트림의 신호 대 잡음 및 간섭비(SNR)를 추정하는 수단;

셋포인트를 초과하는 SNR을 갖는 각각의 검출된 데이터 스트림을 식별하는 수단; 및

상기 셋포인트를 초과하는 SNR을 갖는 각각의 검출된 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 감소시키는 수단을 구비하는, 집적 회로.

청구항 44

멀티-채널 통신 시스템에서의 수신기 유닛으로서,

복수의 검출된 데이터 스트림을 제공하기 위해 복수의 수신된 심볼 스트림을 프로세싱하고, 상기 복수의 검출된 데이터 스트림의 신호 대 잡음 및 간섭비(SNR)를 추정하도록 동작하는 수신 프로세서; 및

셋포인트를 초과하는 SNR을 갖는 각각의 검출된 데이터 스트림을 식별하고, 상기 셋포인트를 초과하는 SNR을 갖는 각각의 검출된 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 감소시키도록 동작하는 제어를 구비하는, 수신기 유닛.

청구항 45

제 44 항에 있어서,

상기 수신 프로세서는 연속 간섭 소거 수신기 프로세싱 기술에 따라 상기 복수의 수신된 심볼 스트림을 프로세싱하도록 동작하는, 수신기 유닛.

청구항 46

제 44 항에 있어서,

상기 제어기는 데이터 스트림의 아이덴티티를 포함하는 채널 상태 정보 (CSI) 에 조정된 송신 전력을 제공하도록 더 동작하는, 수신기 유닛.

청구항 47

제 46 항에 있어서,

송신기 유닛으로의 역 송신을 위해 상기 CSI를 프로세싱하도록 동작하는 송신 프로세서를 더 구비하는, 수신기 유닛.

청구항 48

제 44 항의 수신기 유닛을 구비하는 단말기.

청구항 49

제 44 항의 수신기 유닛을 구비하는 기지국.

청구항 50

다중-채널 통신 시스템에서의 수신기 장치로서,

복수의 검출된 데이터 스트림을 제공하기 위해 복수의 수신된 심볼 스트림을 프로세싱하는 수단;

상기 복수의 검출된 데이터 스트림의 신호 대 잡음 및 간섭비 (SNR) 를 추정하는 수단;

셋포인트를 초과하는 SNR을 갖는 각각의 검출된 데이터 스트림을 식별하는 수단; 및

상기 셋포인트를 초과하는 SNR을 갖는 각각의 검출된 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 감소시키는 수단을 구비하는, 수신기 장치.

청구항 51

무선 통신 시스템에서의 송신기 유닛으로서,

복수의 변조 심볼 스트림을 제공하기 위해 하나 이상의 코딩 및 변조 방식에 기초하여 복수의 데이터 스트림을 코딩하고, 대응하는 데이터 스트림에 대해 사용될 송신 전력량에 대응하는 각각의 가중치에 기초하여 각 변조 심볼 스트림을 스케일링하도록 동작하는 송신 (TX) 데이터 프로세서;

통신 채널을 통한 송신에 적합한 복수의 변조된 신호를 제공하기 위해 상기 복수의 스케일링된 심볼 스트림을 프로세싱하도록 동작하는 복수의 송신기; 및

하나 이상의 데이터 스트림에 대한 전력 조정을 표시하는 채널 상태 정보 (CSI) 를 수신하도록 동작하는 제어를 구비하며,

상기 전력 조정은,

복수의 검출된 데이터 스트림을 제공하기 위해 복수의 수신된 심볼 스트림을 프로세싱하고,

상기 복수의 검출된 데이터 스트림의 신호 대 잡음 및 간섭비 (SNR) 를 추정하고,

셋포인트를 초과하는 SNR을 갖는 각각의 검출된 데이터 스트림을 식별하며, 그리고

상기 셋포인트를 초과하는 SNR을 갖는 각각의 검출된 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 감소시킴으로써 유도되는, 송신기 유닛.

청구항 52

제 51 항에 기재된 송신기 유닛을 구비하는, 기지국.

명세서

[0001]

배경

[0002]

분야

[0003]

본 발명은 일반적으로 데이터 통신에 관한 것으로, 더욱 구체적으로는, 부분 채널-상태 정보 (CSI) 를 활용하는 다중-채널 통신 시스템 (예를 들어, 다중-입력, 다중-출력 (MIMO) 시스템) 에서 송신 전력을 제어하는 기술에 관한 것이다.

[0004]

배경

[0005]

무선 통신 시스템에서, 송신기로부터의 RF 변조 신호는 다수의 전파 경로를 통해 수신기에 도달할 수도 있다. 통상적으로, 전파 경로의 특성은 페이딩 및 다중경로와 같은 다수의 요인으로 인해 시간에 걸쳐 변화한다. 새로운 경로 영향에 대한 다이버시티를 제공하고 성능을 향상시키기 위해, 다중 송신 및 수신 안테나가 사용될 수도 있다. 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 전파 경로가 어느 정도 선형적으로 독립적 (즉, 하나의 경로상의 송신이 다른 경로상의 송신의 선형 조합으로서 형성되지 않음) 인 경우에, 안테나의 수가 증가하는 만큼 데이터 송신을 정확하게 수신할 가능성이 증가한다. 일반적으로, 송/수신 안테나의 수가 증가하는 만큼 다이버시티가 증가하고 성능이 향상한다.

[0006]

다중-입력, 다중-출력 (MIMO) 통신 시스템은 데이터 송신을 위해 다중 (N_T) 송신 안테나 및 다중 (N_R) 수신 안테나를 이용한다. N_T 개 송신 안테나 및 N_R 개 수신 안테나에 의해 형성된 MIMO 채널은 $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$ 인, N_S 개 독립 채널로 분해될 수도 있다. 또한, N_S 개 독립 채널 각각은 MIMO 채널의 공간 서브 채널이라 칭하고 차원에 대응한다. MIMO 시스템은 다중 송/수신 안테나에 의해 생성된 추가의 차원성 (dimensionality) 이 활용되는 경우에 향상된 성능 (예를 들어, 증가된 송신 용량) 을 제공한다. 예를 들어, 독립 데이터 스트림이 시스템 스루풋을 증가시키기 위해 N_S 개 공간 서브채널 각각을 통해 송신될 수도 있다.

[0007]

다중 데이터 스트림은 MIMO 채널의 특성을 나타내는 채널-상태 정보 (CSI) 를 사용하여 공간 서브채널을 통해 송신될 수도 있다. CSI는 "풀 (full) CSI" 또는 "부분 (partial) CSI"로서 분류될 수도 있다. 풀 CSI는 ($N_R \times N_T$) MIMO 매트릭스에서 각 송-수신 안테나 쌍 사이의 전파 경로의 충분한 특성 (예를 들어, 진폭 및 위상) 을 포함한다. 풀 CSI는 많은 MIMO 시스템에 대해 사용 가능하지 않거나 실용적이지 않을 수도 있다. 부분 CSI는, 예를 들어, 서브채널을 통해 송신된 데이터 스트림 및/또는 파일럿을 검출함으로써 추정될 수도 있는 공간 서브채널의 신호 대 잡음비 (SNR) 를 포함할 수도 있다. 그 후, 각 데이터 스트림은 서브채널의 SNR에 기초하여 선택된 특정한 코딩 및 변조 방식에 따라 코딩 및 변조될 수도 있다.

[0008]

MIMO 시스템의 공간 서브채널은 상이한 채널 상태 (예를 들어, 상이한 페이딩 및 다중경로 영향) 를 경험할 수도 있고 소정의 송신 전력량에 대한 상이한 SNR을 달성할 수도 있다. 따라서, 공간 서브채널에 의해 지원될 수도 있는 데이터 레이트는 서브채널마다 서로 다를 수도 있다. 또한, 채널 상태는 통상적으로 시간에 따라 변화한다. 그 결과, 공간 서브채널에 의해 지원되는 데이터 레이트가 시간에 따라 변화한다.

[0009]

MIMO 시스템에서 중요한 과제는 채널 상태에 기초하여 공간 서브채널을 통한 데이터 송신을 위해 사용하도록 송신 전력을 결정하는 것이다. 이 송신 전력 제어의 목적은 각 데이터 스트림에 대한 특정한 타겟 프레임 에러 레이트 (FER) 를 달성하고, 간섭을 최소화하는 등과 같은 다른 시스템 목적을 충족시키면서 스펙트럼 효율을 최대화하는 것이다.

[0010]

실제 통신 시스템에서, 임의의 소정의 데이터 스트림을 위해 사용될 수도 있는 데이터 레이트에 상한이 있을 수도 있다. 예를 들어, 이산 데이터 레이트의 세트가 시스템에 의해 지원될 수도 있고, 이들 이산 데이터 레이트 중 최대 데이터 레이트가 임의의 소정의 데이터 스트림에 대한 최대 스펙트럼 효율로서 고려될 수도 있다.

이러한 시스템에서, 최대 데이터 레이트에서 타겟 FER을 달성하기 위해 각 데이터 스트림에 대해 필요한 것보다 더 많은 송신 전력을 활용하는 것은 추가의 송신 전력의 비효율적 사용을 발생시킨다. 초과 송신 전력이 더 낮은 FER을 발생시키더라도, FER에서의 이러한 향상은 타겟 FER이 이미 달성되었기 때문에 중요한 것으로 고려되지 않을 수도 있다. 소정의 데이터 스트림에 대한 초과 송신 전력은 이들 데이터 스트림의 성능을 저하시킬 수도 있는 다른 데이터 스트림에 대한 추가의 간섭을 발생시킬 수도 있다.

[0011] 따라서, 부분 CSI를 활용하는 MIMO 시스템에서 데이터 스트림의 송신 전력을 제어하기 위한 기술이 당업계에 필요하다.

[0012] **요약**

[0013] 총 요구 송신 전력을 최대화하면서 소망하는 스펙트럼 효율을 얻도록 MIMO 시스템에서 데이터 송신을 위한 송신 전력을 제어하는 기술이 제공된다. 다수의 데이터 스트림의 사후-검출 SNR이 처음에 추정될 수도 있다. 그 후, 각 데이터 스트림에 대한 송신 전력이 수신기에서 데이터 스트림을 검출하기 위해 사용되는 특정한 수신기 프로세싱 기술을 고려함으로써 결정된다. 새로운 송신 전력은 (1) γ_{set} 를 초과하는 임의의 SNR에 대해 최대 허용 스펙트럼 효율을 달성하기 위해 요구되는 SNR, γ_{set} 에서, 또는 (2) 특정한 스펙트럼 효율에 대해 요구되는 타겟 SNR 에서, 또는 그 근처에서 데이터 스트림의 사후-검출 SNR 유지를 시도한다.

[0014] 특정 실시형태에서, 무선 다중-채널 (예를 들어, MIMO) 통신 시스템에서 다수의 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 제어하는 방법이 제공된다. 처음에, 다수의 수신 심볼 스트림이 다수의 검출된 데이터 스트림을 제공하기 위해 특정한 수신기 프로세싱 기술 (예를 들어, CCMI, CCMI-SC, MMSE, MMSE-SE, 또는 전술한 바와 같은 몇몇 다른 기술)에 따라 프로세싱된다. 검출된 데이터 스트림의 사후-검출 SNR이 추정되고, 셋포인트를 초과하는 각 SNR이 식별된다. 이 셋포인트는 최대 허용 스펙트럼 효율 (예를 들어, 시스템에 의해 지원되는 최대 데이터 레이트)를 달성하기 위해 요구되는 SNR 또는 특정한 스펙트럼 효율 (예를 들어, 특정한 데이터 레이트)를 달성하기 위해 요구되는 타겟 SNR에 대응할 수도 있다. 셋포인트를 초과하는 사후-검출 SNR과 연관된 각 검출된 데이터 스트림에 대한 새로운 (조정된) 송신 전력이 결정되고 데이터 스트림을 위해 사용된다.

[0015] 데이터 스트림의 사후-검출 SNR은 데이터 스트림을 검출하기 위해 수신기에서 사용된 특정한 수신기 프로세싱 기술에 의존한다. 더욱이, 검출된 데이터 스트림에 대한 사후-검출 SNR과 송신 전력 사이의 관계는 상관해제될 (decorrelated) 수도 있고, 상관해제되지 않을 수도 있다. 상이한 전력 제어 방식이 상이한 특성을 갖는 수신기 프로세싱 기술의 상이한 클래스에 제공된다. 제 1 클래스 (CCMI 및 CCMI-SC 기술을 포함하는)에서, 검출된 데이터 스트림은 수신기 프로세싱에 의해 디커플링 (decoupling) 되고, 하나의 데이터 스트림의 송신 전력을 변화시키는 것은 다른 데이터 스트림의 사후-검출 SNR에 영향을 미치지 않는다. 그 후, 각 검출된 데이터 스트림에 대한 송신 전력은 다른 데이터 스트림에 대한 송신 전력에 관계없이 결정될 수도 있다. 제 2 클래스 (MMSE 및 MMSE-SC 기술을 포함하는)에서, 소정의 데이터 스트림에 대한 사후-검출 SNR은 다른 데이터 스트림의 송신 전력에 커플링될 수도 있고, 하나의 데이터 스트림에 대한 송신 전력에서의 변화가 다른 데이터 스트림의 사후-검출 SNR에 영향을 미칠 수도 있다. 그 후, 데이터 스트림에 대한 송신 전력은 이러한 종속관계를 고려하기 위한 방식으로 결정될 수도 있고, 전력 조정은 바람직한 결과를 달성하기 위해 필요한 횟수 만큼 반복될 수도 있다.

[0016] 이하, 본 발명의 다양한 양태 및 실시형태를 설명한다. 본 발명은 후술하는 바와 같이, 방법, 프로세서, 수신기 유닛, 송신기 유닛, 단말기, 기지국, 시스템, 및 본 발명의 다양한 양태, 실시형태, 및 특징을 구현하는 다른 장치 및 엘리먼트를 더 제공한다.

[0017] **도면의 간단한 설명**

[0018] 본 발명의 특징, 본질, 및 이점은 도면과 함께 이하 설명하는 상세한 설명으로부터 명백할 것이고, 유사한 참조 문자가 도면 전반적으로 대응하게 식별한다.

[0019] 도 1은 MIMO 시스템에서 송신기 시스템 및 수신기 시스템의 실시형태의 블록도이다.

[0020] 도 2는 스펙트럼 효율 대 사후-검출 SNR에 대한 2개의 플롯을 도시한다.

[0021] 도 3은 CCMI 수신기에 대한 사후-검출 SNR의 세트를 달성하기 위해 송신 전력을 조정하는 프로세스의 흐름도이다.

- [0022] 도 4는 CCMI-SC 수신기 프로세싱 기술을 도시하는 흐름도이다.
- [0023] 도 5는 CCMI-SC 수신기에 대한 총 요구 송신 전력을 최소화하면서 스펙트럼 효율을 최대화하는 프로세스의 흐름도이다.
- [0024] 도 6은 MMSE 수신기에 대한 사후-검출 SNR의 세트를 달성하기 위해 송신 전력을 조정하는 프로세스의 흐름도이다.
- [0025] 도 7은 MMSE-SC 수신기에 대한 사후-검출 SNR의 세트를 달성하기 위해 송신 전력을 조정하는 프로세스의 흐름도이다.
- [0026] 도 8은 이산 데이터 레이트의 세트를 지원하는 통신 시스템에 대한 스펙트럼 효율 대 사후-검출 SNR의 플롯을 도시한다.
- [0027] 도 9a 및 9b는 각각 연속 소거 수신기 프로세싱 기술을 구현하는 RX MIMO/데이터 프로세서 및 연속 소거 수신기 프로세싱 기술을 구현하지 않는 RX MIMO/데이터 프로세서의 블록도이다.

[0028] 도 10a 및 10b는 CCMI 및 MMSE 기술을 각각 구현하는 2개의 공간 프로세서의 블록도이다.

[0029] **상세한 설명**

[0030] 본 명세서에 설명하는 데이터 송신을 위해 송신 전력을 제어하는 기술은 다양한 다중-채널 통신 시스템용으로 사용될 수도 있다. 이러한 다중-채널 통신 시스템은 다중-입력, 다중-출력 (MIMO) 통신 시스템, 직교 주파수 분할 멀티플렉싱 (OFDM) 통신 시스템, OFDM을 활용하는 MIMO 시스템 (즉, MIMO-OFDM 시스템), 및 다른 시스템을 포함한다. 또한, 다중-채널 통신 시스템은 코드 분할 다중 액세스 (CDMA), 시간 분할 다중 액세스 (TDMA), 주파수 분할 다중 액세스 (FDMA), 또는 몇몇 다른 다중 액세스 기술을 구현할 수도 있다. 다중-액세스 통신 시스템은 다수의 단말기 (즉, 사용자들) 와의 동시 통신을 지원할 수 있다. 명확하게는, 본 발명의 다양한 양태 및 실시형태는 다중-안테나 무선 통신 시스템과 같은 MIMO 시스템에 대해 구체적으로 설명된다.

[0031] 도 1은 MIMO 시스템 (100) 에서 송신기 시스템 (110) 및 수신기 시스템 (150) 의 일 실시형태의 블록도이다.

[0032] 송신기 시스템 (110) 에서, 다수의 데이터 스트림에 대한 트래픽 데이터가 데이터 소스 (112) 로부터 송신 (TX) 데이터 프로세서 (114) 로 제공된다. 각 데이터 스트림은 단일 송신 채널 또는 송신 채널의 그룹을 통해 송신될 수도 있다. TX 데이터 프로세서 (114) 는 코딩된 데이터를 제공하기 위해 상기 데이터 스트림에 대해 선택된 특정한 코딩 방식에 기초하여 각 데이터 스트림을 포맷, 코딩, 및 인터리빙한다. 모든 데이터 스트림에 대한 코딩된 트래픽 데이터는 데이터 송신을 위해 사용될 송신 채널 모두 또는 서브세트에서 (예를 들어, 시간 분할 멀티플렉스 (TDM) 또는 코드 분할 멀티플렉스 (CDM) 을 사용하여) 파일럿 데이터와 멀티플렉싱될 수도 있다. 통상적으로, 파일럿 데이터는 적어도 공지된 방식으로 프로세싱된 공지된 데이터 패킷이다. 그 후, 각 데이터 스트림에 대한 멀티플렉싱된 파일럿 및 코딩된 트래픽 데이터는 변조 심볼을 제공하기 위해 상기 데이터 스트림에 대해 선택된 특정한 변조 방식 (예를 들어, BPSK, QSPK, M-PSK, 또는 M-QAM) 에 기초하여 변조된다 (즉, 심볼 매핑된다). 각 데이터 스트림에 대한 데이터 레이트, 코딩, 인터리빙, 및 변조는 제어기 (130) 에 의해 제공된 제어에 의해 결정될 수도 있다.

[0033] 그 후, 모든 데이터 스트림에 대한 변조 심볼이 TX MIMO 프로세서 (120) 에 제공된다. 일 실시형태에서, TX MIMO 프로세서 (120) 는 데이터 스트림에 대해 사용될 송신 전력량에 기초하여 결정된 각각의 가중치로 각 데이터 스트림에 대한 변조 심볼을 스케일링한다. 그 후, TX MIMO 프로세서 (120) 는 스케일링된 변조 심볼을 데이터 송신을 위해 사용될 N_T 개 (까지의) 송신 안테나 각각에 대해 하나의 송신 심볼 스트림씩, N_T 개 (까지의) 송신 심볼 스트림으로 디멀티플렉싱한다. 그 후, N_T 개 (까지의) 송신 심볼 스트림이 송신기 (TMTR : 122a 내지 122t) 에 제공된다.

[0034] 선택된 송신 안테나에 대한 각 송신기 (122) 는 각각의 송신 심볼 스트림을 수신 및 프로세싱한다. OFDM 시스템에 있어서, 각 송신기는 OFDM 심볼을 형성하기 위해 (예를 들면, 역 푸리에 변환을 사용하여) 스케일링된 변조 심볼을 변환하고, 대응하는 송신 심볼을 형성하기 위해 각 OFDM 심볼에 사이클릭 프리픽스를 더 첨부할 수도 있다. 각 송신기는 심볼 스트림을 하나 이상의 아날로그 신호로 변환하고 MIMO 채널을 통한 송신에 적합한 변조된 신호를 생성하기 위해 아날로그 신호를 컨디셔닝 (conditioning) (예를 들어, 증폭, 필터링, 및 직각 변조) 한다. 그 후, 송신기 (122a 내지 122t) 로부터의 N_T 개 (까지의) 변조된 신호가 N_T 개 (까지의) 안테나 (124a 내지 124t) 로부터 각각 송신된다.

- [0035] 수신기 시스템 (150) 에서, 송신된 변조 신호는 N_T 개 안테나 (152a 내지 152r) 에 의해 수신되고, 각 안테나 (152) 로부터의 수신된 신호는 각각의 수신기 (RCVR : 154) 에 제공된다. 각 수신기 (154) 는 수신된 신호를 조정 (예를 들어, 필터링, 증폭, 및 다운컨버팅) 하고, 각각의 샘플 스트림을 제공하기 위해 컨디셔닝된 신호를 디지털화한다. 각 샘플 스트림은 수신된 심볼의 대응하는 스트림을 얻기 위해 더 프로세싱 (예를 들어, 복원된 파일럿으로 복조) 될 수도 있다.
- [0036] 그 후, RX MIMO/데이터 프로세서 (160) 는 N_S 개 "검출된" 데이터 스트림을 제공하기 위해 N_R 개 수신된 심볼 스트림을 수신 및 프로세싱한다. RX MIMO/데이터 프로세서 (160) 는 이하 상세히 설명하는 다수의 공간 및 공간-시간 수신기 프로세싱 기술중의 임의의 것을 사용하여 N_R 개 수신된 심볼 스트림에 대한 공간 또는 공간-시간 프로세싱을 수행할 수도 있다. 각 검출된 데이터 스트림은 상기 데이터 스트림에 대해 송신된 변조 심볼의 추정치인 심볼을 포함한다. 그 후, RX MIMO/데이터 프로세서 (160) 는 데이터 스트림에 대한 트래픽 데이터를 복원하기 위해 각 검출된 데이터 스트림을 복조, 디인터리빙, 및 디코딩한다. RX MIMO/데이터 프로세서 (160) 의한 프로세싱은 송신기 시스템 (110) 에서 TX MIMO 프로세서 (120) 및 TX 데이터 프로세서 (114) 에 의해 수행된 것과 상보적이다.
- [0037] RX MIMO/데이터 프로세서 (160) 는 데이터 스트림의 신호 대 잡음 및 간섭비 (SNR) 의 추정치, 및 다른 채널 특성을 유도할 수도 있고, 이들 양 (quantity) 을 제어기 (170) 에 제공한다. 또한, RX MIMO/데이터 프로세서 (160) 는 각 수신된 프레임 또는 패킷의 상태, 디코딩된 결과를 나타내는 다른 성능 메트릭, 및 다른 정보를 제공할 수도 있다. 제어기 (170) 는 RX MIMO/데이터 프로세서 (160) 로부터 수신된 정보의 모두 또는 일부를 포함할 수도 있는 채널 상태 정보 (CSI) 를 수집한다. 그 후, CSI는 TX 데이터 프로세서 (178) 에 의해 프로세싱되고, 변조기 (180) 에 의해 변조되고, 송신기 (154a 내지 154r) 에 의해 컨디셔닝되고, 송신기 시스템으로 역으로 송신된다.
- [0038] 송신기 시스템 (110) 에서, 수신기 시스템 (150) 으로부터의 변조된 신호는 안테나 (124) 에 의해 수신되고, 수신기 (122) 에 의해 컨디셔닝되고, 복조기 (140) 에 의해 복조되고, RX 데이터 프로세서 (142) 에 의해 프로세싱되어, 수신기 시스템에 의해 보고된 CSI를 복원한다. 그 후, CSI는 제어기 (130) 에 제공되고 TX 데이터 프로세서 (114) 및 TX MIMO 프로세서 (120) 에 대한 다양한 제어를 생성하기 위해 사용된다.
- [0039] 제어기 (130 및 170) 는 송신기 및 수신기 시스템 각각에서의 동작을 지시한다. 메모리 (132 및 172) 는 제어기 (130 및 170) 각각에 의해 사용되는 프로그램 코드 및 데이터에 대한 저장을 제공한다.
- [0040] 데이터 송신을 위해 다중 (N_T) 송신 안테나 및 다중 (N_R) 수신 안테나를 이용하는 MIMO 시스템에 있어서, N_T 개 송신 및 N_R 개 수신 안테나에 의해 형성된 MIMO 채널은 $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$ 인, N_S 개 독립 채널로 분해될 수도 있다. N_S 개 독립 채널 각각은 MIMO 채널의 공간 서브채널 (또는 송신 채널) 이라 칭한다. 공간 서브채널의 수는 N_T 개 송신 및 N_R 개 수신 안테나 사이의 응답을 설명하는 채널 응답 매트릭스 (\underline{H}) 에 의존하는 MIMO 채널에 대한 고유모드 (eigenmode) 의 수에 의해 결정된다. 채널 응답 매트릭스 (\underline{H}) 의 엘리먼트는 i -번째 송신 안테나와 j -번째 수신 안테나 사이의 커플링 (즉, 복소 이득) 을 나타내는 독립 가우시안 랜덤 변수 $\{h_{j,i}\}$ 로 이루어진다.
- [0041] 일반적으로, 각 데이터 스트림은 하나 또는 다중 송신 안테나로부터 송신될 수도 있다. 그러나, 단순함을 위해, 많은 이하의 설명은, 하나의 데이터 스트림이 각 송신 안테나로부터 송신된다는 것을 가정한다. 각 공간 서브채널은 하나의 데이터 스트림을 지원할 수도 있다. 단순함을 위해, 공간 서브채널의 수는 송신 안테나 및 수신 안테나의 수와 동일한 것으로 (즉, $N_S = N_T = N_R$) 가정된다.
- [0042] MIMO 시스템에 대한 모델은,
- [0043] [수학식 1]
- [0044]
$$\underline{y} = \underline{H}\underline{A}\underline{x} + \underline{n}$$
- [0045] 으로 표현될 수도 있고, 여기서,
- [0046] \underline{y} 는 수신된 벡터, 즉, $\underline{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_{N_R}]^T$ 이고, 여기서, $\{y_j\}$ 는 j -번째 수신 안테나에 대한 수신된 엔티티이

고 $j \in \{1, \dots, N_R\}$ 이고;

[0047] \mathbf{x} 는 송신된 벡터, 즉, $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{N_T}]^T$ 이고, 여기서, $\{x_i\}$ 는 i -번째 송신 안테나로부터 송신된 엔티티이고 $i \in \{1, \dots, N_T\}$ 이고;

[0048] \mathbf{H} 는 MIMO 채널에 대한 채널 응답 매트릭스이고;

[0049] \mathbf{A} 는 데이터 스트림의 크기의 대각 매트릭스, $\{A_i\}$ 이고;

[0050] \mathbf{z} 은 $\mathbf{0}$ 의 평균 벡터와 $\mathbf{\Lambda} = \sigma^2 \mathbf{I}$ 의 공분산 매트릭스를 갖는 부가적 백색 가우시안 잡음 (AWGN) 이고, 여기서, $\mathbf{0}$ 는 제로 벡터이고, \mathbf{I} 는 대각으로는 1 및 다른 곳에서는 0을 갖는 아이덴티티 매트릭스이고, σ^2 은 잡음의 분산이며;

[0051] $[\cdot]^T$ 는 $[\cdot]$ 의 전치를 나타낸다.

[0052] 대각 매트릭스 \mathbf{A} 는,

[0053] [수학식 2]

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} A_1 & 0 & \Lambda & 0 \\ 0 & A_2 & \Lambda & 0 \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ 0 & 0 & \Lambda & A_{N_T} \end{bmatrix},$$

[0054]

[0055] 와 같이 표현될 수도 있고, 여기서, A_i 는 i -번째 안테나로부터 송신된 데이터 스트림 (x_i)의 크기를 나타낸다. 데이터 스트림 (x_i)의 크기 A_i 및 송신 전력 P_i 는 $P_i \propto A_i^2$ 으로 관련된다.

[0056] MIMO 시스템에 대한 모델은,

[0057] [수학식 3]

[0058] $\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{z}$

[0059] 와 같이 더욱 콤팩트한 형태로 표현될 수도 있고, 여기서, 합성 채널 매트릭스, \mathbf{C} 는 $\mathbf{C} = \mathbf{H}\mathbf{A}$ 로서 정의된다.

[0060] 단순함을 위해, MIMO 채널은 평탄한 (flat)-페이딩의 협대역 채널로 가정된다. 이 경우에, 채널 응답 매트릭스 (\mathbf{H})의 엘리먼트는 스칼라이고, 각 송-수신 안테나쌍 사이의 커플링 ($h_{j,i}$)은 단일 스칼라 값에 의해 표현될 수 있다. 그러나, 본 명세서에서 설명하는 전력 제어 기술은 상이한 주파수에서 상이한 채널 이득을 갖는 주파수 선택 채널에 대해 사용될 수도 있다. 이러한 주파수 선택 채널에서, 동작 대역폭은 다수의 (동일하거나 동일하지 않은 폭) 주파수 대역으로 분할될 수도 있어서, 각 대역은 평탄한-페이딩 채널로서 고려될 수도 있다. 그 후, 개별 대역들의 응답은 전력 제어 수행에서 고려될 수도 있다.

[0061] 전파 환경에서의 산란으로 인해, N_T 개 송신 안테나로부터 송신된 N_S 개 데이터 스트림은 수신기에서 서로 간섭한다. 특히, 하나의 송신 안테나로부터 송신된 소정의 데이터 스트림은 상이한 진폭 및 위상에서 모든 N_R 개 수신 안테나에 의해 수신될 수도 있다. 그 후, 각 수신된 신호는 N_T 개 송신 데이터 스트림 각각으로부터의 성분을 포함할 수도 있다. N_R 개 수신 신호는 모든 N_T 개 송신 데이터 스트림을 집합적으로 포함하지만, 이들 데이터 스트림은 수신 신호 중에서 분산된다.

[0062] 다양한 프로세싱 기술이 간섭의 영향을 개선시키기 위해 송신기 및 수신기에서 사용될 수도 있다. 이들 프로세싱 기술은 사용 가능한 CSI 및 MIMO 채널의 특성에 의존한다.

- [0063] 송신기 및 수신기에서의 프로세싱은 "풀 CSI (full CSI)" 또는 "부분 CSI (partial CSI)"로서 분류될 수도 있는 사용 가능한 CSI에 의존한다. 풀 CSI는 ($N_R \times N_T$) MIMO 매트릭스에서의 각 송-수신 안테나 쌍 사이의 전파 경로에 대한 전체 시스템 대역폭에 걸쳐 충분한 특성 (예를 들어, 진폭 및 위상) 을 포함한다. 풀 CSI는 많은 시스템에 대해 사용 가능하지 않을 수도 있거나 실용적이지 않을 수도 있다. 부분 CSI는 예를 들어, 송신 채널의 SNR을 포함한다.
- [0064] 부분 CSI를 활용하는 MIMO 시스템에 있어서, 송신기에서 각 데이터 스트림은 달성 가능한 SNR에 기초하여 선택된 특정한 코딩 및 변조 방식에 따라 코딩 및 변조될 수도 있다. 부분-CSI 시스템에서, 하나의 데이터 스트림이 각 안테나를 통해 송신될 수도 있고, 또한, 각 데이터 스트림에 대한 송신 전력은 SNR 및 선택된 코딩 및 변조 방식에 기초하여 조정될 수도 있다.
- [0065] 수신기에서, 다양한 수신기 프로세싱 기술이 수신된 신호를 프로세싱하도록 사용될 수도 있어서 송신된 데이터 스트림을 복원한다. 이들 수신기 프로세싱 기술은 2개의 주요 카테고리 :
- [0066] · (등화 기술이라 칭하는) 공간 및 공간-시간 수신기 프로세싱 기술, 및
- [0067] · ("연속 간섭 소거" 또는 "연속 소거" 수신기 프로세싱 기술이라 칭하는) "연속 널링/등화 및 간섭 소거" 수신기 프로세싱 기술로 그룹화될 수도 있다.
- [0068] 일반적으로, 공간 및 공간-시간 수신기 프로세싱 기술은 수신기에서 송신된 데이터 스트림 분리를 시도한다. 각 송신된 데이터 스트림은 채널 응답의 추정에 기초하여 N_R 개 수신 신호에 포함된 송신 데이터 스트림의 다양한 성분을 조합하고 다른 데이터 스트림의 성분으로 인한 간섭을 제거 (또는 소거) 함으로써 "검출"될 수도 있다. 이들 수신기 프로세싱 기술은 (1) 다른 데이터 스트림으로부터의 간섭이 없도록 수신된 데이터 심볼의 상관해제 또는 (2) 다른 데이터 스트림으로부터의 잡음 및 간섭에 직면하여 각 데이터 스트림의 SNR의 최대화를 시도한다. 그 후, 각 검출된 데이터 스트림은 데이터 스트림에 대한 트래픽 데이터를 복원하기 위하여 프로세싱 (예를 들어, 복조, 디인터리빙, 및 디코딩) 된다.
- [0069] 연속 소거 수신기 프로세싱 기술은 시간 또는 공간-시간 수신기 프로세싱 기술을 사용하여, 나중에 복원된 데이터 스트림이 더 적은 간섭을 경험하고 더 높은 SNR을 달성할 수도 있도록 한 번에 하나씩 송신된 데이터 스트림을 복원, 및 각 복원된 데이터 스트림으로 인한 간섭 소거를 시도한다. 연속 소거 수신기 프로세싱 기술은, 데이터 스트림의 에러 프리 복원을 요구하는 각 복원된 데이터 스트림으로 인한 간섭이 정확하게 추정 및 소거될 수 있는 경우에 사용될 수도 있다. 일반적으로, 연속 소거 수신기 프로세싱 기술은 공간/공간-시간 수신기 프로세싱 기술 보다 성능이 뛰어나다.
- [0070] 통상적으로, 사용될 특정한 수신기 프로세싱 기술은 비-분산 또는 분산으로서 특징될 수도 있는 MIMO 채널의 특징에 의존한다. 비-분산 MIMO 채널은 평탄한 페이딩 (즉, 시스템 대역폭을 통한 대략 동일한 양의 감쇠) 을 경험하고, 분산 MIMO 채널은 주파수-선택 페이딩 (예를 들어, 시스템 대역폭을 통한 상이한 양의 감쇠) 을 경험한다.
- [0071] 비-분산 MIMO 채널에 있어서, 공간 수신기 프로세싱 기술이 수신된 신호를 프로세싱하기 위해 사용될 수도 있어서 검출된 데이터 스트림을 제공한다. 이들 공간 수신기 프로세싱 기술은 채널 상관 매트릭스 역변환 (CCMI) 기술 및 최소 평균 제곱 에러 (MMSE) 기술을 포함한다. 또한, 다른 공간 수신기 프로세싱 기술이 사용될 수도 있고 이것은 본 발명의 범위 이내이다.
- [0072] 분산 MIMO 채널에 있어서, 채널에서의 시간 분산은 심볼간 간섭 (ISI) 을 도입한다. 성능을 개선시키기 위해, 특정한 송신 데이터 스트림 복원을 시도하는 수신기는 다른 송신 데이터 스트림으로부터의 간섭 (또는 "크로스토크") 뿐만 아니라 모든 데이터 스트림으로부터의 ISI를 개선시킬 필요가 있다. 크로스토크 및 ISI 모두를 제거하기 위해, 공간-시간 수신기 프로세싱 기술이 수신된 신호를 프로세싱하기 위해 사용될 수도 있어서, 검출된 데이터 스트림을 제공한다. 이들 공간-시간 수신기 프로세싱 기술은 MMSE 선형 등화기 (MMSE-LE), 결정 피드백 등화기 (DFE), 최대-우도 시퀀스 추정기 (MLSE) 등을 포함한다.
- [0073] 명확함을 위해, 전력 제어 기술을 연속 소거를 이용한, 그리고 연속 소거 없는 CCMI 및 MMSE 기술에 대해 각각 구체적으로 설명한다. 전력 제어 기술은 다른 수신기 프로세싱 기술에 유사하게 적용될 수도 있고, 이것은 본 발명의 범위 이내이다.
- [0074] **전력 제어**

[0075] N_T 개 송신 안테나 및 N_R 개 수신 안테나를 갖는 MIMO 시스템에서, 분해할 수 있는 데이터 스트림의 수는 \underline{K} 가 풀-랭크 매트릭스일 때 $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$ 이다. 데이터 스트림의 세트는 $i \in D$ 에 대해 $\{x_1, x_2, \dots, x_{N_S}\}$ 또는 $\{x_i\}$ 이고, 여기서, $D = \{1, \dots, N_S\}$ 이다. 각 데이터 스트림은, 수신기에서의 공간 또는 공간-시간 수신기 프로세싱 이후에, 특정한 "사후-검출" SNR (γ_{post}) 와 연관된다. 데이터 스트림 (x_i) 의 사후-검출 SNR은,

[0076] [수학식 4]

[0077]
$$\gamma_{post}(i) = \frac{P_i}{I_i}, \quad \forall i \in D \text{에 대해,}$$

[0078] 여기서, P_i 는 데이터 스트림 (x_i) 의 송신 전력을 나타내고 (즉, $P_i = |x_i|^2$), I_i 는 데이터 스트림 (x_i) 이 경험하는 (예를 들어, 다른 데이터 스트림으로부터의) 잡음 및 간섭을 나타낸다. 사후-검출 SNR은 MIMO 채널의 특성에 의존하고 상이한 데이터 스트림에 대해 상이할 수도 있다. 연속 소거 수신기 프로세싱 기술이 사용되는 경우에, 사후-검출 SNR은 후술하는 바와 같이, 데이터 스트림이 수신기에서 검출되는 특정한 순서에 따라 상이할 수도 있다.

[0079] 각 데이터 스트림의 사후-검출 SNR은 MIMO 시스템의 전체 스펙트럼 효율에 기여한다. 소정의 데이터 스트림의 스펙트럼 효율은 사후-검출 SNR에서 특정한 단조롭게 증가하는 함수에 기초하여 정의될 수도 있다. 스펙트럼 효율을 위해 사용될 수도 있는 하나의 함수는 용량 함수이다. 이러한 경우에, $i \in D$ 에 대한 데이터 스트림의 스펙트럼 효율 (ρ_i) 은,

[0080] [수학식 5]

[0081]
$$\rho_i = \log_2(1 + \gamma_{post}(i))$$

[0082] 와 같이 표현될 수도 있고, 통상적으로 bps/Hz의 단위로 제공된다.

[0083] MIMO 시스템의 총 스펙트럼 효율 (ρ_{tot}) 은 N_S 개 병렬 단일-입력, 단일-출력 (SISO), 비-간섭 채널을 갖는 시스템의 스펙트럼 효율과 동일하고,

[0084] [수학식 6]

[0085]
$$\rho_{tot} = \sum_{i=1}^{N_S} \rho_i$$

[0086] 와 같이 표현될 수도 있다.

[0087] 도 2는 스펙트럼 효율 대 사후-검출 SNR에 대한 2개의 플롯을 도시한다. 플롯 212는 SNR에서의 증가가 스펙트럼 효율에서의 대응하는 증가를 발생시킨다는 것을 가정하는 수학식 5에 기초하여 계산될 때 SNR과 대수적으로 증가하는 스펙트럼 효율을 도시한다. 그러나, 실제 통신 시스템에서, 예를 들어, 임의의 소정의 데이터 스트림에 대한 시스템에 의해 지원되는 최대 데이터 레이트에 의해 지시될 수도 있는 스펙트럼 효율에 대해 상한이 있을 수도 있다. 플롯 214는 낮은 SNR에서 대수적으로 증가하고 스펙트럼 효율에 대해 상한인 ρ_{set} 에서 포화하는 스펙트럼 효율을 도시한다. 포화하는 SNR에서의 증가가 더 이상 스펙트럼 효율에서의 증가를 생성하지 않는 경우에 발생한다. 스펙트럼 효율이 포화하는 SNR은 γ_{set} (즉, $\gamma_{set} \leftrightarrow \rho_{set}$) 와 같이 표시될 수도 있다.

[0088] 통상의 시스템에서, 각 송신 안테나에 대한 전력 제한이 있다. 어떤 시스템에서, N_T 개 송신 안테나용으로 사용 가능한 총 송신 전력 (P_{tot}) 은 처음에 전력 제한 당 안테나가 초과되지 않는 한은 어떤 방법으로 데이터 스트림에 할당될 수도 있다. 예를 들어, N_T 개 송신 안테나 각각에 대한 전력 제한이 P_{tot}/N_T 이고 하나의 데이터 스트림이 각 안테나로부터 송신되는 경우에, 총 송신 전력은 균일하게 분포될 수도 있어서, N_T 개 송신 안테

나 각각은 처음에 P_{tot}/N_T 에 할당되고, 따라서, 각 데이터 스트림 또한 P_{tot}/N_T 에 할당된다. 이것은, 이들 안테나중 일부만이 데이터 송신을 위해 사용되는 경우에도 사실이다. 이러한 경우에, $N_S < N_T$ 이면, 각 송신 안테나는 기껏해야 P_{tot}/N_T 에서 할당되고, 각 데이터 스트림 또한 P_{tot}/N_T 에서 송신된다. 이러한 상황에서, 데이터 스트림의 수가 송신 안테나의 수 보다 작을 때, 송신기에서 사용된 총 전력은 P_{tot} 보다 작고 $N_S \cdot P_{tot}/N_T$ 와 동일하다.

[0089] 데이터 스트림 및 잡음 분산 (σ^2) 을 위해 사용된, $i \in D$ 에 대한 송신 전력 (P^i) 에 따라서, 어떤 데이터 스트림의 사후-검출 SNR은 γ_{set} 보다 높을 수도 있다. γ_{set} 을 초과하는 사후-검출 SNR이 프레임 에러 레이트 (FER) 를 더 낮추더라도, 성능에서의 이러한 형태의 개선은 시스템이 타겟 FER에서 또는 낮은 FER에서 이미 동작할 수도 있기 때문에 통상적으로 중요하지 않다. 이러한 경우에, γ_{set} 보다 더 높은 SNR을 발생시키는 초과 송신 전력은 효과적으로 사용되지 않고 다른 데이터 스트림에 대한 추가의 간섭을 초래한다. 따라서, γ_{set} 보다 더 큰 사후-검출 SNR을 갖는 각 데이터 스트림을 위해 사용된 송신 전력은 새로운 사후-검출 SNR이 γ_{set} 에 있거나 그 근처이도록 감소될 수도 있다.

[0090] 유사하게는, 어떤 시스템에서, 셋포인트로서 일반적으로 칭하는 각 데이터 스트림에 대한 수신기에서 특정한 타겟 SNR이 있을 수도 있다. 타겟 SNR은 특정한 데이터 레이트에 대한 타겟 FER을 달성하기 위해 필요한 사후-검출 SNR이고, 또한 γ_{set} 로서 표현될 수도 있다. 전력 제어 MIMO 시스템에 있어서, 소정의 데이터 스트림을 위해 현재 사용되는 송신 전력이 셋포인트와 상이한 사후-검출 SNR을 발생시키는 경우에, 이 데이터 스트림에 대한 송신 전력은 새로운 사후-검출 SNR이 셋포인트에 접근하도록 업 또는 다운 조정될 수도 있다. 또한, 셋포인트는 타겟 FER을 달성하기 위해 (예를 들어, 검출된 프레임 에러 또는 이레이저 (erasure) 에 기초하여) 조정될 수도 있다.

[0091] 다양한 이점이 달성될 수 있도록 MIMO 시스템에서 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 제어하는 기술이 제공된다. 데이터 스트림의 사후-검출 SNR은 처음에 추정될 수도 있다. 그 후, 각 데이터 스트림에 대한 송신 전력이 수신기에서 데이터 스트림을 검출하기 위해 사용된 특정한 수신기 프로세싱 기술을 고려함으로써 결정된다. 새로운 송신 전력은 (스펙트럼 효율에 대한 상한을 갖는 시스템에 대해) 포화 사후-검출 SNR에서 또는 이하에서, 또는 (특정한 스펙트럼 효율을 갖는 시스템에 대해) 셋포인트에서 또는 그 근처에서 검출된 데이터 스트림의 사후-검출 SNR 유지를 시도한다.

[0092] 진술한 바와 같이, 데이터 스트림의 사후-검출 SNR은 데이터 스트림을 검출하기 위해 수신기에서 사용된 특정한 수신기 프로세싱 기술에 의존한다. 더욱이, 검출된 데이터 스트림에 대한 사후-검출 SNR과 송신 전력 사이의 관계는 상이한 수신기 프로세싱 기술에 대해 상관해제될 수도 있고, 상관해제되지 않을 수도 있다. 상이한 특성을 갖는 수신기 프로세싱 기술의 상이한 클래스에 대해 상이한 전력 제어 방식이 제공된다. 제 1 클래스에서, 검출된 데이터 스트림은 수신기 프로세싱에 의해 디커플링되고, 하나의 데이터 스트림의 송신 전력을 변화시키는 것은 다른 데이터 스트림의 사후-검출 SNR에 영향을 미치지 않는다. 이러한 제 1 클래스는 CCMI 및 연속 소거에 의한 CCMI (즉, CCMI-SC) 수신기 프로세싱 기술을 포함한다. 제 2 클래스에서, 소정의 데이터 스트림의 사후-검출 SNR은 하나 이상의 다른 데이터 스트림의 송신 전력에 커플링되고, 하나의 데이터 스트림에 대한 송신 전력에서의 변화는 다른 데이터 스트림의 사후-검출 SNR에 영향을 미칠 수도 있다. 이러한 제 2 클래스는 MMSE 및 연속 소거에 의한 MMSE (즉, MMSE-SC) 수신기 프로세싱 기술을 포함한다. 이하, CCMI, CCMI-SC, MMSE, 및 MMSE-SC 수신기 프로세싱 기술에 대한 전력 제어를 상세히 설명한다.

[0093] CCMI 수신기에 대한 전력 제어

[0094] (상관해제 또는 제로-포싱 (zero-forcing) 기술이라 공지된) CCMI 수신기 프로세싱 기술은 송신기에서 풀 CSI를 요구하지 않는 간섭 소거 기술이다. CCMI 기술을 사용하여, 송신기는 각 송신 안테나로부터 독립 데이터 스트림을 송신할 수 있다. 수신기는 먼저, 수신된 심볼 스트림을 나타내는 수신된 벡터 (\mathbf{y}) 에 대해 채널 매칭-필터 동작을 수행한다. 결과 벡터 ($\hat{\mathbf{x}}$) 는,

[0095] [수학식 7]

[0096]
$$\underline{\hat{x}} = \underline{C}^H \underline{y}$$

[0097]
$$= \underline{C}^H \underline{C} \underline{x} + \underline{C}^H \underline{n}$$

[0098] 과 같이 표현될 수도 있고, 여기서, $[\cdot]^H$ 는 $[\cdot]$ 의 켈레 전치를 나타낸다.

[0099] 합성 채널 상관 매트릭스 (\underline{R}) 는,

[0100] [수학식 8]

[0101]
$$\underline{R} = \underline{C}^H \underline{C}$$

[0102] 로서 정의될 수 있고, 수학식 7은,

[0103] [수학식 9]

[0104]
$$\underline{\hat{x}} = \underline{R} \underline{x} + \underline{C}^H \underline{n}$$

[0105] 으로서 다시 쓸 수 있다.

[0106] \underline{R} 이 치수 N_T 의 제곱 매트릭스이기 때문에, 송신된 데이터 스트림 (\underline{x}) 를 초래하는 간섭은,

[0107] [수학식 10]

[0108]
$$\underline{\hat{x}} = \underline{R}^{-1} \underline{\hat{x}}$$

[0109]
$$= \underline{R}^{-1} \underline{R} \underline{x} + \underline{R}^{-1} \underline{C}^H \underline{n}$$

[0110]
$$= \underline{x} + \underline{\hat{n}}$$

[0111] 를 얻기 위해, \underline{R} 의 역행렬인, \underline{R}^{-1} 로 $\underline{\hat{x}}$ 를 승산함으로써 소거될 수 있다.

[0112] 벡터 $\underline{\hat{x}}$ 는 송신된 데이터 스트림의 추정치인 검출된 데이터 스트림을 나타낸다. $\underline{\hat{n}}$ 의 공분산 매트릭스는,

[0113] [수학식 11]

[0114]
$$\underline{\tilde{\Delta}}_n = (\underline{R}^{-1} \underline{C}^H) \underline{\Delta}_n (\underline{R}^{-1} \underline{C}^H)^H = \underline{R}^{-1} \sigma^2$$

[0115] 로서 표현될 수도 있다.

[0116] \underline{R}^{-1} 의 구조로 인해, CCMI 기술은 잡음을 증폭할 수도 있다.

[0117] CCMI 기술에 있어서, 데이터 스트림 (x_i)의 사후-검출 SNR은,

[0118] [수학식 12]

[0119]
$$\gamma_{ccmi}(i) = \frac{P_i}{r_{ii} \sigma^2} \quad ; \quad \forall i \in D$$

[0120] 로서 표현될 수도 있고, 여기서, P_i 는 데이터 스트림 (x_i)에 대한 송신 전력이고, σ^2 은 수신기에서의 잡음 전력이고, r_{ii} 은 \underline{R}^{-1} 의 i -번째 대각 엘리먼트이다. 수학식 12의 분모에 간섭항이 없다는 것을 알 수 있다. 이것은, 데이터 스트림이 CCMI 프로세싱에 의해 상관해제되고 따라서 서로 간섭하지 않는다는 사실로부터 발생한다.

[0121] CCMI 수신기 프로세싱 기술은, 2001년 11월 6일 출원한, "Multiple-Access Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Communication System"이란 명칭의 미국 특허 출원 번호 09/993,087 호; 2001년 5월 11일 출원한 "Method and Apparatus for Processing Data in a Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Communication System Utilizing Channel State Information"이란 명칭의 미국 특허 출원 번호 09/854,235 호; 및 2001년 3월 23일 및 2001년 9월 18일 각각 출원한 "Method And Apparatus for Utilizing Channel State Information in a Wireless Communication System"이란 명칭의 미국 특허 출원 번호 09/826,481 호 및 09/956,449 호에 상세히 설명되어 있다. 이들 출원 모두는 본 출원의 양수인에게 양도되고 본 명세서에 참조로 포함된다.

[0122] 전력 제어의 주요 목적은 최고의 스펙트럼 효율을 얻기 위해 최소의 송신 전력량을 사용하는 것이다. CCMI 수신기 프로세싱은 검출된 데이터 스트림에 사후-검출 SNR의 세트를 제공한다. 진술한 바와 같이, 소정의 데이터 스트림의 스펙트럼 효율에 대해 상한이 있을 수도 있다. 이러한 스펙트럼 효율 (ρ_{ser}) 은 SNR (γ_{ser}) 에 대응한다. 임의의 소정의 데이터 스트림의 사후-검출 SNR이 γ_{ser} 보다 큰 경우에, 데이터 스트림에 대한 송신 전력은 스펙트럼 효율에 영향을 주지 않고 송신 전력을 감소시키기 위해 조정될 수도 있다.

[0123] 도 3은 CCMI 수신기에 대한 사후-검출 SNR의 세트를 달성하기 위해 송신 전력을 조정하는 프로세스 (300) 의 흐름도이다. 프로세스 (300) 는 스펙트럼 효율을 최대화시키는 사후-검출 SNR의 세트를 달성하기 위해 필요한 최소 총 송신 전력을 결정한다. 처음에, 데이터 스트림 번호를 나타내기 위해 사용되는 변수 i 가 1로 (즉, $i=1$) 초기화된다 (단계 312). 그 후, 세트에서의 각 사후-검출 SNR이 검사되고 단계 314에서, 대응하는 데이터 스트림을 위해 사용하기 위한 새로운 송신 전력 (\hat{P}_i) 이 결정된다.

[0124] 각 데이터 스트림에 대해, 먼저, 사후-검출 SNR ($\gamma_{post}^{(i)}$) 이 γ_{ser} 보다 큰지 여부에 대한 결정이 이루어진다 (단계 314). (도면에서, $\gamma_{post}^{(i)}$ 는 SNR(i) 로서 표시되고 γ_{ser} 는 SNR_{set}로서 표시된다.) 응답이 아니었던 경우에, 이 데이터 스트림에 대한 송신 전력은 조정되지 않고 (즉, $\hat{P}_i = P_i$) 프로세스는 단계 320으로 계속된다. 그렇지 않으면, $\gamma_{post}^{(i)} > \gamma_{ser}$ 인 경우에, $\gamma_{post}^{(i)} = \gamma_{ser}$ 를 달성하는 데이터 스트림 (x_i) 에 대한 새로운 송신 전력 (\hat{P}_i) 이 결정된다 (단계 316). \hat{P}_i 와 γ_{ser} 사이의 관계는,

[0125] [수학식 13]

$$\gamma_{ser} = \frac{\hat{P}_i}{\sum_H \sigma^2}$$

[0126]

[0127] 과 같이 표현될 수도 있다.

[0128] CCMI 기술에 대해 수학식 12와 함께 수학식 13을 사용하여, 데이터 스트림 (x_i) 를 위해 사용하기 위한 새로운 송신 전력은,

[0129] [수학식 14]

$$\hat{P}_i = \frac{\gamma_{ser}}{\gamma_{post}^{(i)}} P_i$$

[0130]

[0131] 와 같이 표현될 수도 있고, 여기서, CCMI 기술에 대해 $\gamma_{post}^{(i)} = \gamma_{ccmi}^{(i)}$ 이다. 수학식 14에 나타난 단순한 관계는 수학식 12에 나타난 바와 같은, 사후-검출 SNR과 송신 전력 사이의 선형 관계의 결과이다.

[0132] 그 후, 세트에서의 모든 사후-검출 SNR이 고려되었는지 여부에 대한 결정이 이루어진다 (단계 320). 응답이 아니었던 경우에, 변수 i 는 증가되고 (단계 322), 프로세스는 세트에서 또 다른 사후-검출 SNR을 평가하기 위해 단계 314로 복귀한다. 그렇지 않으면, 프로세스는 종료한다.

[0133] 도 3에 나타난 프로세스는 데이터 스트림을 위해 사용될, $i \in D$ 에 대한 송신 전력의 세트 $\{\hat{P}_i\}$ 를 발생시킨다.

이러한 세트는 γ_{set} 를 달성하기 위해 조정되는 송신 전력을 포함한다.

[0134] 임의의 초기 사후-검출 SNR이 γ_{set} 보다 큰 경우에, 이들 사후-검출 SNR을 γ_{set} 이게 하기 위한 새로운 송신 전력 (\hat{P}_i) 은 초기 송신 전력 (P_i) 보다 낮아진다. 세이브된 총 전력은,

[0135] [수학식 15]

$$\Delta P_{total} = 10 \log_{10} \left(\sum_{i=1}^{N_s} P_i \right) - 10 \log_{10} \left(\sum_{i=1}^{N_s} \hat{P}_i \right)$$

[0136]

[0137] 와 같이 결정될 수도 있고, 여기서, 새로운 송신 전력 (\hat{P}_i) 은 초기 사후-검출 SNR이 γ_{set} 보다 큰지 여부에 따라서 초기 송신 전력 (P_i) 과 동일할 수도 있고 동일하지 않을 수도 있다.

[0138] **CCMI-SC 수신기에 대한 전력 제어**

[0139] CCMI 기술은 연속 간섭 소거와 함께 사용될 수도 있다. CCMI-SC 기술에 있어서, 수신된 심볼 스트림은 특정한 검출 순서에 기초하여 동시에 데이터 스트림을 복원하기 위해 CCMI 공간 수신기 프로세싱을 사용하여 프로세싱된다. 각 데이터 스트림이 복원될 때, 다른 복원되지 않은 데이터 스트림을 초래하는 간섭은 합성 채널 매트릭스 (C) 를 사용하여 추정된다. 그 후, 추정된 간섭은 수신된 심볼 스트림으로부터 감산되거나 소거되고, 변형된 심볼 스트림은 다음의 데이터 스트림을 복원하기 위해 프로세싱된다. 이러한 반복적인 기술에 있어서, 합성 채널 매트릭스는 복원된 데이터 스트림을 배제하기 위해 각 스테이지에서 연속적으로 단축되고, 프로세싱은 모든 데이터 스트림이 복원될 때 까지 반복된다.

[0140] 도 4는 CCMI-SC 수신기 프로세싱 기술에 대한 프로세스 (400) 를 도시하는 흐름도이다. 처음에, N_R 개 수신된 신호는 (수신된 벡터 \mathcal{Y} 로 표시되는) N_R 개 대응하는 수신된 심볼 스트림을 얻기 위해 프로세싱된다 (단계 412). 또한, 합성 채널 매트릭스 (C) 가 예를 들어, 데이터 송신에 포함되는 파일럿에 기초하여 추정된다 (또한 단계 412). 데이터 스트림을 검출하는 특정한 순서가 수신된다 (단계 414). 이러한 검출 순서는 $D = \{d_1, d_2, \dots, d_{N_s}\}$ 와 같이 표현될 수도 있고, 여기서, d_k 는 k-번째 스테이지에서 복원될 데이터 스트림의 아이덴티티이다. 반복 (또는 스테이지) 번호를 표시하기 위해 사용된 변수 k는 제 1 반복에 대해 1 (즉, k=1) 로 초기화되고, 변수 i는 $i = d_k$ 로서 설정된다 (단계 416).

[0141] 검출 순서 D에서 제 1 데이터 스트림을 검출하기 위한 제 1 반복에 있어서, 처음에, CCMI 공간 수신기 프로세싱은 수신된 심볼 스트림에 대해 수행된다 (단계 422). 이것은 수학식 7에 나타낸 바와 같이, 수신된 벡터 (\mathcal{Y}) 에 대해 채널 매칭-필터 연산을 수행하고, 수학식 (10) 에 나타낸 바와 같이, 역변환 합성 채널 상관 매트릭스 (R^{-1}) 와 결과 벡터 (\hat{x}) 를 사전-승산함으로써 달성되어, N_s 개 검출된 데이터 스트림을 제공한다.

그 후, 수신된 검출 순서에 의해 결정될 때, 하나의 특정한 검출된 데이터 스트림 (\hat{x}_i) 이 선택되고, 이 데이터 스트림에 대한 사후-검출 SNR ($\gamma_{post}^{(i)}$) 이 추정된다 (단계 424). 검출된 데이터 스트림 (\hat{x}_i) 은 데이터 스트림에 대한 송신된 트래픽 데이터를 복원하기 위해 더 프로세싱 (예를 들어, 복조, 디인터리빙, 및 디코딩) 될 수도 있다 (단계 426).

[0142] 그 후, 모든 데이터 스트림이 검출되었는지에 대한 결정이 이루어진다 (단계 428). 응답이 예인 경우에, 수신기 프로세싱은 종료한다. 그렇지 않으면, 나머지 검출되지 않은 데이터 스트림에 대한 검출된 데이터 스트림 (\hat{x}_i) 으로 인한 간섭이 추정된다 (단계 430). "재변조된 심볼 스트림을 획득하기 위해 (검출된 데이터 스트림에 대해 송신기에서 사용된 것과 동일한 코딩, 인터리빙, 및 변조 방식을 사용하여), 먼저, 검출된 데이터 스트림에 대해 디코딩된 데이터를 재-인코딩하고, 그 재-인코딩된 데이터를 인터리빙하고, 인터리빙된 데이터를 심볼 맵핑함으로써, 간섭이 추정될 수도 있다. 재변조된 심볼 스트림은 N_T 개 송신 안테나 중의 하나로부

터 이전에 송신된 i -번째 심볼 스트림의 추정치이다. 그 후, 재변조된 심볼 스트림은 k -번째 스테이지에서 이 데이터 스트림으로 인한 N_R 간섭 성분의 벡터 $\hat{\mathbf{i}}^k$ 를 유도하기 위해 (매트릭스 \mathbf{C} 의 i -번째 컬럼이고 검출된 데이터 스트림 ($\hat{\mathbf{x}}_i$)에 대응하는) 합성 채널 벡터 (\mathbf{c}_i)의 엘리먼트에 의해 컨볼루션된다.

[0143] 그 후, 검출된 데이터 스트림 ($\hat{\mathbf{x}}_i$)으로 인한 추정된 간섭은 다음의 반복에 대한 변형된 심볼 스트림을 유도하기 위해 수신된 심볼 스트림으로부터 감산된다 (즉, $\mathbf{y}^{k+1} = \mathbf{y}^k - \hat{\mathbf{i}}^k$, 여기서, $\mathbf{y}^1 = \mathbf{y}$) (단계 432). 이들 변형된 심볼 스트림은 검출된 데이터 스트림 ($\hat{\mathbf{x}}_i$)이 송신되지 않은 경우 (즉, 간섭 소거가 유효하게 수행되었다는 것을 가정) 수신기에서 얻어진 수신된 심볼 스트림을 나타낸다.

[0144] 그 후, 변형된 합성 채널 매트릭스 (\mathbf{C}_{k+1})는 검출된 데이터 스트림 ($\hat{\mathbf{x}}_i$)에 대응하는 컬럼 (\mathbf{c}_i)을 제거함으로써 얻어진다 (단계 434). 따라서, 매트릭스 (\mathbf{C}_{k+1})는 제 1 반복 이후에 $N_R \times (N_T - 1)$ 로 감소된다.

그 후, 변수 k 는 다음의 반복을 위해 증가되고 (즉, $k=k+1$) 변수 i 는 $i=d_k$ 로 다시 설정된다 (단계 436). 그 후, 프로세스는 다음의 데이터 스트림을 복원하기 위해 단계 422로 복귀한다.

[0145] 따라서, 도 4에 나타난 프로세싱은 나머지 데이터 스트림을 복원하기 위해 변형된 심볼 스트림에 대해 반복된다. 특히, 단계 422 내지 426은 복원될 각 데이터 스트림에 대해 수행되고, 단계 430 내지 436은 복원될 또 다른 데이터 스트림이 있는 경우에 수행된다.

[0146] 제 1 반복에 있어서, 수신된 심볼 스트림은 CCMI 기술을 사용하여 프로세싱된다. 그리고, 후속 반복에 있어서, 변형된 심볼 스트림 (즉, 간섭 소거 이후)은 CCMI 기술을 사용하여 프로세싱된다. 각 반복에 대한 프로세싱은 입력 심볼 스트림에 대한 적절한 대체를 사용하여 유사한 방법으로 계속된다. 제 1 반복에 후속하는 각 반복에 있어서, 이전의 반복에서 복원된 데이터 스트림으로 인한 간섭은 소거되는 것으로 가정되고, 합성 채널 매트릭스의 차원성은 감소된다.

[0147] CCMI-SC 수신기 프로세싱 기술은 상기 언급한 미국 특허 출원 번호 09/993,087 호, 09/854,235 호, 09/826,481 호, 및 09/956,449 호에 더 상세히 설명되어 있다.

[0148] CCMI-SC 기술에 있어서, 데이터 스트림 ($\hat{\mathbf{x}}_i$)의 사후-검출 SNR은,

[0149] [수학식 16]

$$\gamma_{ccmi-sc}(i) = \frac{P_i}{\sum_{j \neq i} \sigma_j^2} \quad ; \quad \forall i \in D$$

[0150]

[0151] 과 같이 표현될 수도 있고, 여기서, $\hat{\mathbf{h}}_i$ 은 \mathbf{R}_k^{-1} 의 i -번째 대각 엘리먼트이고, 수신기에 적용된 매트릭스 (\mathbf{C}_k 및 \mathbf{R}_k^{-1})는, 데이터 스트림과 같은 이들 매트릭스 변화가 검출되고 이들이 다른 데이터 스트림에 초래하는 간섭이 제거되기 때문에 검출 프로세스의 각 스테이지에서 재-결정된다.

[0152] 스루풋이 수학식 5에 나타난 바와 같이 사후-검출 SNR의 단조롭게 증가하는 함수일 때, 데이터 스트림이 수신기에서 복원되는 순서는 사용된 수신기의 형태에 따라서, 전체 스펙트럼 효율에 영향을 줄 수도 있고 주지 않을 수도 있다. CCMI-SC 수신기에 있어서, 검출 순서에서의 변화는 전체 스펙트럼 효율에 영향을 미친다.

[0153] 상이한 검출 순서가 CCMI-SC 수신기에 대한 상이한 스펙트럼 효율과 관련될 수도 있기 때문에, 다수의 검출 순서는 평가된 스펙트럼 효율 중에서 최상의 스펙트럼 효율을 제공하는 특정한 검출 순서를 결정하도록 평가될 수도 있다. 또한, 가장 높은 가능한 스펙트럼 효율을 달성하는 특정한 검출 순서를 얻기 위해 모든 가능한 검출 순서에 대해 포괄적인 검색이 수행될 수도 있다. 임의의 경우에, 송신 전력은 최상의 스펙트럼 효율을 갖는 검출 순서에 대한 요구되는 사후-검출 SNR을 달성하기 위해 조정될 수도 있다.

[0154] 도 5는 CCMI-SC 수신기에 대한 총 요구되는 송신 전력을 최소화하면서 스펙트럼 효율을 최대화하는 프로세스 (500)의 흐름도이다. 처음에, 평가될 검출 순서의 리스트가 결정된다 (단계 512). 일 실시형태에서,

모든 가능한 검출 순서가 평가된다. 이 경우에, N_s 개 데이터 스트림을 갖는 시스템에 있어서, N_s 개의 계층 ($N_s!$) 가능한 검출 순서가 있다. 모든 평가된 검출 순서에 의해 달성되는 최대 스펙트럼 효율을 표시하기 위해 사용되는 변수가 0으로 초기화되고 (즉, $P^{\max}=0$) (단계 514), 반복 수를 표시하기 위해 사용된 변수 n 은 제 1 반복에 대해 1로 초기화된다 (즉, $n=1$) (단계 516). 그 후, 제 1 검출 순서는 단계 520에서 평가된다.

[0155] 평가될 현재 검출 순서 (D^n)에 있어서, 처음에, 수신된 심볼 스트림은 검출된 데이터 스트림에 대한 사후-검출 SNR의 세트를 얻기 위해 CCMI-SC 기술을 사용하고 상기 검출 순서에 기초하여 프로세싱된다 (단계 520). 단계 520은 도 4에 도시한 프로세스를 사용하여 수행될 수도 있다. γ_{set} 보다 더 큰 세트에서의 각 사후-검출 SNR에 있어서, 사후-검출 SNR은 γ_{set} 로 설정함으로써 (즉, $\gamma_{post}^{(i)} = \gamma_{set}$) 조정된다 (단계 522). 그 후, 현재 검출 순서에 대해 모든 검출된 데이터 스트림에 대한 총 스펙트럼 효율 (P^n)이 수학식 5 및 6에 나타낸 바와 같은 조정된 사후-검출 SNR에 기초하여 결정된다 (단계 524).

[0156] 그 후, 현재 검출 순서에 대한 스펙트럼 효율 (P^n)이 얻어진 최상의 스펙트럼 효율 보다 더 높은지에 대한 결정이 이루어진다 (단계 526). 응답이 아니오인 경우에, 프로세스는 단계 530으로 계속된다. 그렇지 않으면, 현재 검출 순서에 대한 스펙트럼 효율은 새로운 최상의 스펙트럼 효율 (즉, $P^{\max} = P^n$)로서 세이브되고, 이 검출 순서에 대한 사후-검출 SNR의 세트 또한 세이브된다 (단계 528).

[0157] 리스트에서의 모든 검출 순서가 평가되었는지에 대한 결정이 이루어진다 (단계 530). 응답이 아니오인 경우에, 변수 n 은 다음의 반복을 위해 증가되고 (즉, $n=n+1$) (단계 532), 프로세스는 다음의 검출 순서를 평가하기 위해 단계 520으로 복귀한다. 그렇지 않으면, 모든 검출 순서가 평가된 경우에, 최상의 스펙트럼 효율에 대응하는 사후-검출 SNR을 달성하기 위해 필요한 송신 전력이 결정된다 (단계 534). 단계 534는 도 3에 도시한 바와 같이 수행될 수도 있다. 그 후, 프로세스는 종료한다.

[0158] CCMI-SC 기술에 있어서, $N_s=2$ 일 때, 더 작은 사후-검출 SNR을 갖는 데이터 스트림이 먼저 복원되고 더 높은 사후-검출 SNR을 갖는 데이터 스트림이 나중에 복원될 때 가장 높은 스펙트럼 효율이 발생한다. $N_s>2$ 에 대해, 최소-최대 γ_{post} 검출 순서의 최적성은 데이터 스트림 N_s 의 수가 증가할 때 감소한다.

[0159] 도 5에 도시한 프로세스에 의해 결정되는 바와 같은, 모든 평가된 검출 순서에 대해 얻어진 최대 스펙트럼 효율 (P^{\max})은 초기 사후-검출 SNR이 γ_{set} 를 초과하는 검출된 데이터 스트림에 대한 $\gamma_{post} = \gamma_{set}$ 의 조정된 사후-검출 SNR을 사용한다. 그 후, P^{\max} 에 대응하는 조정된 사후-검출 SNR의 세트를 달성하는 송신 전력이 결정된다. 검출된 데이터 스트림이 CCMI-SC 수신기의 출력에서 디커플링되기 때문에, 하나의 데이터 스트림의 송신 전력 변화는 임의의 다른 데이터 스트림의 사후-검출 SNR에 영향을 미치지 않는다. 따라서, γ_{set} 의 조정된 사후-검출 SNR을 달성하는 송신 전력의 결정이 초기 사후-검출 SNR이 γ_{set} 를 초과하는 각 데이터 스트림에 대해 독립적으로 이루어질 수 있다.

[0160] 도 3에 도시한 프로세스는 최대 스펙트럼 효율 (P^{\max})에 대응하는 조정된 사후-검출 SNR의 세트를 달성하기 위해 필요한 송신 전력을 결정하기 위해 사용될 수도 있다. γ_{set} 보다 더 큰 세트에서의 각 초기 사후-검출 SNR에 있어서, $\gamma_{post}^{(i)} = \gamma_{set}$ 를 달성하기 위해 데이터 스트림에 대해 사용될 새로운 송신 전력 (\hat{P}_i)은,

[0161] [수학식 17]

[0162]
$$\hat{P}_i = \frac{\gamma_{set}}{\gamma_{post}^{(i)}} P_i$$

[0163] 와 같이 표현될 수도 있고, 여기서, CCMI-SC 기술에 대해 $\gamma_{post}^{(i)} = \gamma_{ccmi-sc}^{(i)}$ 이다.

[0164] 도 3에서의 전력 조정의 결과는 데이터 스트림에 대해 사용될, $i \in D$ 에 대해 송신 전력의 세트 $\{\hat{P}_i\}$ 이다. 이러한 세트는 γ_{set} 를 달성하기 위해 조정된 송신 전력을 포함한다. 새로운 송신 전력에 대해 세이브된 총 전력은 수학적 식 15에 기초하여 결정될 수도 있다.

[0165] **MMSE 수신기에 대한 전력 제어**

[0166] MMSE 공간 수신기 프로세싱 기술에 있어서, 송신기는 각 송신 안테나로부터 독립 데이터 스트림을 송신할 수 있다. 수신기는 송신 벡터 (\underline{x})의 바이어스되지 않은 MMSE 추정치 ($\hat{\underline{x}}$)를 유도하기 위해 2개의 매트릭스 (\underline{M} 및 \underline{D}_v^{-1})와 수신된 벡터 (\underline{y})의 승산을 수행한다. 바이어스되지 않은 MMSE 추정치는,

[0167] [수학적 식 18]

[0168]
$$\hat{\underline{x}} = \underline{D}_v^{-1} \underline{M} \underline{y}$$

[0169] 와 같이 표현될 수도 있고, 여기서,

[0170]
$$\underline{y} = \underline{x} + \underline{n};$$

[0171]
$$\underline{M} = \underline{C}^T (\underline{C} \underline{C}^T + \underline{\Lambda}_n)^{-1};$$
 및

[0172]
$$\underline{D}_v^{-1} = \text{diag}(1/v_{11}, 1/v_{22}, \dots, 1/v_{N_r N_r})$$
 이고, 여기서, v_{ii} 는,

[0173] [수학적 식 19]

[0174]
$$\underline{V} = \underline{M} \underline{C}$$

[0175] 와 같이 정의되는 매트릭스 \underline{V} 의 대각 엘리먼트이다.

[0176] 매트릭스 \underline{M} 은, MMSE 추정치 ($\hat{\underline{x}}$)와 송신된 벡터 (\underline{x}) 사이의 평균 제곱 에러가 최소화되도록 선택된다. 매트릭스 \underline{D}_v^{-1} 는 $\hat{\underline{x}}$ 가 \underline{x} 의 바이어스되지 않은 추정치이라는 것을 보장하기 위해 사용된다.

[0177] MMSE 기술에 있어서, 데이터 스트림 (x_i)의 사후-검출 SNR은,

[0178] [수학적 식 20]

$$\gamma_{mmse}(i) = \frac{v_{ii}}{1 - v_{ii}} P_i \quad ; \quad \forall i \in D$$

[0179]

[0180] 과 같이 표현될 수도 있고, 여기서, P_i 는 데이터 스트림 (x_i)에 대한 송신 전력이고 v_{ii} 는 매트릭스 \underline{V} 의 i -번째 대각 엘리먼트이다. 수학적 식 20은,

[0181] [수학적 식 21]

[0182]
$$\gamma_{mmse}(i) = \frac{P_i}{\alpha_i}$$

[0183] 와 같이 다시 쓸 수 있고, 여기서, $\alpha_i = \frac{1 - v_{ii}}{v_{ii}}$ 이다. 데이터 스트림 (x_i)의 사후-검출 SNR이 데이터 스트림 (x_i)에 대한 송신 전력 (P_i)의 선형 함수인 것을 수학적 식 20 및 21에서 관찰할 수 있다.

[0184] MMSE 수신기 프로세싱 기술은 전술한 미국 특허 번호 09/993,087 호, 09/854,235 호, 09/826,481 호, 및

09/956,449 호에 더 상세히 설명되어 있다.

[0185] 또한, 전력 제어는 송신 전력을 최소화하면서 스펙트럼 효율을 최대화하기 위해 MMSE 수신기에 대해 사용될 수도 있다. MMSE 프로세싱은 검출된 데이터 스트림에 대한 사후-검출 SNR의 세트를 제공한다. 어떤 소정의 데이터 스트림의 사후-검출 SNR이 γ_{set} 보다 큰 경우에, 데이터 스트림에 대한 송신 전력은 스펙트럼 효율에 영향을 주지 않고 송신 전력을 감소시키기 위해 조정될 수도 있다.

[0186] MMSE 기술의 하나의 특성은, 송신된 데이터 스트림을 상관해제하지 않는다는 것이다. 따라서, 하나의 데이터 스트림의 사후-검출 SNR은 다른 데이터 스트림중의 하나의 송신 전력의 함수일 수도 있다. MMSE 기술이 데이터 스트림을 상관해제하지 않기 때문에, 하나의 데이터 스트림의 송신 전력에서의 변화는 모든 다른 데이터 스트림의 사후-검출 SNR에 영향을 미치는 잠재성을 갖는다. 그 후, MMSE 수신기에 대한 전력 제어는 소망하는 결과를 달성하기 위해 반복적으로 수행될 수도 있다.

[0187] 도 6은 MMSE 수신기에 대한 사후-검출 SNR의 세트를 달성하기 위해 송신 전력을 조정하는 프로세스 (600) 의 흐름도이다. 프로세스 (600) 는 MMSE 수신기에 대한 스펙트럼 효율을 최대화시키는 사후-검출 SNR의 세트를 달성하기 위해 필요한 최소 총 송신 전력을 결정한다. 처음에, MMSE 공간 수신기 프로세싱이 검출된 데이터 스트림에 대한 사후-검출 SNR의 세트를 얻기 위해 수신된 심볼 스트림에 대해 수행된다 (단계 608). 전력 조정을 반복할지 여부를 표시하기 위해 사용되는 변수 Repeat가 "아니오"로 설정되고 (단계 610), 데이터 스트림의 번호를 표시하기 위해 사용된 변수 i 가 1 (즉, $i=1$) 로 초기화된다 (단계 612). 그 후, 세트에서의 각 사후-검출 SNR이 검사되고 대응하는 데이터 스트림을 위해 사용할 새로운 송신 전력 (\hat{P}_i) 이 단계 614에서 결정된다.

[0188] 각 데이터 스트림에 있어서, 사후-검출 SNR ($\gamma_{post}^{(i)}$) 가 γ_{set} 보다 큰지에 대한 결정이 먼저 이루어진다 (단계 614). 또 다른 방법으로는, $\gamma_{post}^{(i)}$ 가 $\gamma_{set} +$ 어떤 델타 보다 큰 경우에 (즉, $\gamma_{post}^{(i)} > (\gamma_{set} + \gamma_\Delta)$), 전력 조정이 이루어질 수도 있다. 응답이 아니오인 경우에, 이 데이터 스트림에 대한 전력 조정은 조정되지 않고 (즉, $\hat{P}_i = P_i$) 프로세스는 단계 620으로 계속된다. 그렇지 않으면, $\gamma_{post}^{(i)} = \gamma_{set}$ 달성하는 데이터 스트림 (x_i) 에 대한 새로운 송신 전력 (\hat{P}_i) 이 결정된다 (단계 616). \hat{P}_i 와 γ_{set} 사이의 관계는,

[0189] [수학식 22]

[0190]
$$\gamma_{set} = \frac{\hat{P}_i}{\alpha_i}$$

[0191] 와 같이 표현될 수도 있다.

[0192] MMSE 기술에 대해 수학식 21과 함께 수학식 22를 사용하여, 데이터 스트림 (x_i) 을 위해 사용하기 위한 송신 전력은,

[0193] [수학식 23]

[0194]
$$\hat{P}_i = \frac{\gamma_{set}}{\gamma_{post}^{(i)}} P_i$$

[0195] 와 같이 표현될 수도 있고, 여기서, MMSE 수신기에 대해 $\gamma_{post}^{(i)} = \gamma_{mmse}^{(i)}$ 이다.

[0196] 데이터 스트림 (x_i) 에 대한 송신 전력의 감소가 γ_{set} 보다 더 높은 어떤 다른 데이터 스트림의 사후-검출 SNR을 증가시킬 수도 있기 때문에, 변수 Repeat는 "예"로 설정된다 (단계 618). 그 후, 이것은 임의의 데이터 스트림에 대한 송신 전력이 현재 반복에서 감소되는 경우에 세트를 통한 하나 이상의 반복을 통해 조정된 사후-검출 SNR의 세트의 재-평가를 발생시킨다.

[0197] 그 후, 세트에서의 모든 사후-검출 SNR이 고려되었는지 여부의 결정이 이루어진다 (단계 620). 응답이 아니오인 경우에, 변수 i 는 증가되고 (단계 622), 프로세스는 세트에서의 또 다른 사후-검출 SNR을 평가하기 위해

단계 614로 복귀한다.

[0198] 그렇지 않으면, 세트에서의 모든 SNR이 고려된 경우에, Repeat가 "예"로 설정되는지 여부의 결정이 이루어진다 (단계 624). 응답이 송신 전력이 최종 반복에서 임의의 데이터 스트림에 대해 조정되지 않았다는 것을 나타내는 "아니오"인 경우에, 프로세스는 종료한다. 그렇지 않으면, 프로세스는 사후-검출 SNR의 세트를 통해서도 다른 반복을 수행하기 위해 단계 608로 복귀한다.

[0199] 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 재조정하기 위한 각 후속 반복에 있어서, 이전의 반복에서 결정된 $i \in D$ 에 대한 송신 전력 $\{\hat{P}_i\}$ 이 MMSE 프로세싱을 위해 사용된다. 특히, 데이터 스트림의 $i \in D$ 에 대한 새로운 진폭 $\{A_i\}$ 는 처음에 새로운 합성 채널 매트릭스 (C)를 유도하기 위해 $i \in D$ 에 대한 새로운 송신 전력 $\{\hat{P}_i\}$ 에 기초하여 결정된다. 그 후, 매트릭스 M 및 D_v^{-1} 가 수학식 18에 나타난 바와 같이, 새로운 합성 채널 매트릭스에 기초하여 업데이트된다. 그 후, 업데이트된 매트릭스 M 및 D_v^{-1} 가 단계 608에서 수신된 심볼 스트림의 MMSE 프로세싱을 위해 사용된다.

[0200] 도 6에 도시한 전력 제어 프로세스는 데이터 스트림을 위해 사용될 $i \in D$ 에 대한 송신 전력 $\{\hat{P}_i\}$ 의 세트를 발생시킨다. 이러한 세트는 γ_{set} 를 달성하기 위해 조정된 송신 전력을 포함한다. 세이브된 총 전력은 수학식 15를 사용하여 결정될 수도 있다.

[0201] **MMSE-SE 수신기에 대한 전력 제어**

[0202] 또한, MMSE 기술이 연속 간섭 소거와 함께 사용될 수도 있다. MMSE-SC 기술에 있어서, 수신된 벡터 (\mathbf{y})는 특정한 검출 순서에 기초하여 한번에 하나의 데이터 스트림을 복원하기 위해 MMSE 공간 수신기 프로세싱을 사용하여 반복적인 방식으로 프로세싱된다. MMSE-SC 기술은, MMSE 공간 수신기 프로세싱이 CCI 공간 수신기 프로세싱 대신에 단계 422에서 수행된다는 것을 제외하고는, 도 4에 나타난 프로세스를 사용하여 구현될 수도 있다. 도 4에 나타난 프로세싱의 결과는 검출된 데이터 스트림에 대한 사후-검출 SNR의 세트이다.

[0203] MMSE-SC 기술에 있어서, 데이터 스트림 (x_i)의 사후-검출 SNR은,

$$\gamma_{mmse}(i) = \frac{v_{ii}}{1 - v_{ii}} P_i \quad ; \quad \forall i \in D,$$

[0204]

[0205] 수학식 20에서 나타난 바와 같이 표현될 수도 있다. 그러나, 매트릭스 V 는 MMSE-SC 수신기의 상이한 스테이지에 대해 상이하다. 따라서, 데이터 스트림 (x_i)의 사후-검출 SNR은 복원되는 특정한 스테이지에 따라 상이할 수도 있다.

[0206] MMSE-SC 수신기의 하나의 특성은 데이터 스트림을 상관해제하지 않는다는 것이다. 이것은 각 스테이지에서 공간 수신기 프로세싱을 위해 사용되는 기반 MMSE 기술이 데이터 스트림을 상관해제하지 않기 때문이다. MMSE-SC 수신기의 각 스테이지에 있어서, 하나의 데이터 스트림이 복원되고 이 데이터 스트림의 사후-검출 SNR은 아직 복원되지 않은 모든 데이터 스트림의 송신 전력의 함수일 수도 있다. 이 데이터 스트림이 복원되면, 아직 복원되지 않은 나머지 데이터 스트림에 대한 간섭 영향은 추정 및 제거된다. 간섭 소거가 유효한 경우에, 이 데이터 스트림은 연속적으로 복원된 데이터 스트림에 대한 영향을 갖지 않고 (또는 최소 영향을 갖고), 이 데이터 스트림의 송신 전력은 연속적으로 복원된 데이터 스트림의 사후-검출 SNR에 영향을 미치지 않는다. 따라서, 소정의 데이터 스트림 (x_i)의 송신 전력을 조정하는 것은 (간섭 소거가 유효하게 수행된 경우에) x_i 이후에 복원된 데이터 스트림이 아닌 x_i 이전에 복원된 데이터 스트림의 사후-검출 SNR에 영향을 미칠 수도 있다. 계산 복잡성을 감소시키기 위해, 데이터 스트림에 대한 송신 전력은 리버스 검출 순서를 사용하여 조정될 수도 있다.

[0207] 도 7은 MMSE-SC 수신기에 대한 사후-검출 SNR의 세트를 달성하기 위해 송신 전력을 조정하는 프로세스 (700)의

흐름도이다. SNR의 이러한 세트는 처음에 MMSE-SC 수신기에 대해 도 4에 나타난 프로세스를 수행함으로써 얻어질 수도 있고, γ_{set} 를 초과하는 SNR을 포함할 수도 있다.

[0208] 처음에, 사후-검출 SNR의 세트에 대응하는 특정한 검출 순서가 얻어진다 (단계 710). 이러한 검출 순서는 $D = \{d_1, d_2, \dots, d_{N_s}\}$ 로서 표현될 수도 있고, 여기서, d_k 는 MMSE-SC 수신기의 스테이지 k에서 복원된 데이터 스트림의 인덱스이다. 스테이지 번호를 표시하기 위해 사용된 변수 k는 최종 복원된 데이터 스트림으로 초기화되고 (즉, $k = N_s$) 스테이지 k에서 검출된 데이터 스트림 (x_i)의 인덱스 i는 $i = d_k$ 로서 설정된다 (단계 712).

[0209] 먼저, 데이터 스트림 (x_i)에 대한 사후-검출 SNR ($\gamma_{post}^{(i)}$)이 γ_{set} 보다 큰지 여부에 대한 결정이 이루어진다 (단계 714). 또 다른 방법으로는, 전력 조정은 $\gamma_{post}^{(i)}$ 가 어떤 델타 양 만큼 γ_{set} 보다 큰 경우에 이루어질 수도 있다. 응답이 아니오인 경우에, 이 데이터 스트림에 대한 송신 전력은 조정되지 않고 (즉, $\hat{P}_i = P$) 프로세스는 단계 720으로 계속된다. 그렇지 않으면, $\gamma_{post}^{(i)} = \gamma_{set}$ 를 달성하기 위해 데이터 스트림 (x_i)을 위해 사용될 새로운 송신 전력 (\hat{P}_i)이 수학적 식 23에 나타난 바와 같이 결정된다 (단계 716).

[0210] 그 후, 모든 데이터 스트림이 고려되었는지 여부의 결정이 이루어진다 (단계 720). 응답이 예인 경우에, 프로세스는 종료한다. 그렇지 않으면, 변수 k는 감소되고 데이터 스트림 인덱스 i는 $i = d_k$ 로서 설정되고 (단계 722), 다음의 이전 스테이지가 평가된다.

[0211] 임의의 소정의 스테이지 k에서, 어떤 나중의 복원된 데이터 스트림에 대한 송신 전력에서의 감소는 γ_{set} 보다 더 높은 이 스테이지에서 복원된 데이터 스트림의 사후-검출 SNR을 증가시킬 수도 있다. 따라서, 스테이지 k에 후속하여 복원된 어떤 데이터 스트림에 대한 송신 전력 조정이 있는지 여부에 대한 결정이 이루어진다 (단계 730). 응답이 아니오인 경우에, 프로세스는 현재 스테이지 k에 대한 데이터 스트림을 평가하기 위해 단계 714로 복귀한다. 그렇지 않으면, 전력 조정이 있는 경우에, MMSE 공간 수신기 프로세스가 스테이지 k에서 검출된 데이터 스트림에 대한 사후-검출된 SNR을 얻기 위해 수신된 심볼 스트림에 대하여 스테이지 K에 대해 수행된다 (단계 732). 이것은 $D_k = \{d_k, \dots, d_{N_T}\}$ 로서 표현되는 스테이지 k에서 복원되지 않은 데이터 스트림을 먼저 결정함으로써 달성될 수도 있다. 그 후, 스테이지 k에서 검출된 데이터 스트림에 대해 원래 사용된 송신 전력이 스테이지 k에서 검출된 데이터 스트림에 대한 사후-검출 SNR을 결정하기 위해 (변화된 적어도 하나) 스테이지 k 이후에 검출된 데이터 스트림의 송신 전력과 함께 사용된다. 역 순서로 MMSE-SC 프로세스를 수행하는데 있어서, 합성 채널 매트릭스는 각 스테이지에 대해 증가하고 제 1 스테이지에 대한 $N_R \times N_T$ 의 원래 차원이 된다.

[0212] 도 7의 전력 조정의 결과는 데이터 스트림을 위해 사용될, $i \in D$ 에 대한 송신 전력의 세트 $\{\hat{P}_i\}$ 이다. 이 세트는 γ_{set} 를 달성하기 위해 조정된 송신 전력을 포함한다. 새로운 송신 전력에 대해 세이브된 총 전력은 수학적 식 15에 기초하여 결정될 수도 있다.

[0213] MMSE-SC 수신기의 또 다른 특성은, 사후-검출 SNR에 대한 상한이 없을 때 (즉, γ_{set} 가 존재하지 않음) 스펙트럼 효율에 영향을 미치지 않는다. MMSE-SC 수신기에 있어서, 검출 순서의 변화는 검출된 데이터 스트림에 대한 상이한 사후-검출 SNR을 생성하지만, 모든 데이터 스트림에 대한 전체 스펙트럼 효율은 동일하게 유지된다. 그러나, 사후-검출 SNR에 상한이 있고 전력 제어가 사용되는 경우에, 상이한 검출 순서가 상이한 전체 스펙트럼 효율과 관련될 수도 있다. 이러한 경우에, 상이한 검출 순서의 번호가 평가되는 검출 순서 중에서 최상의 스펙트럼 효율을 제공하는 검출 순서를 결정하기 위해 평가될 수도 있다. 또 다른 방법으로는, 포괄적인 검색이 가장 높은 스펙트럼 효율을 달성하는 특정한 검출 순서를 결정하기 위해 모든 가능한 검출 순서를 통해 수행될 수도 있다.

[0214] 또한, 도 5에 나타난 프로세스는 MMSE-SC 수신기에 대한 총 요구되는 송신 전력을 최소화하면서 스펙트럼 효율

을 최대화하기 위해 사용될 수도 있다. 또한, 평가될 검출 순서의 리스트가 처음에 결정될 수도 있다 (단계 512).

[0215] 평가될 각 검출 순서에 있어서, 수신된 심볼 스트림은 검출된 데이터 스트림에 대한 사후-검출 SNR의 세트를 얻기 위해 MMSE-SC 기술을 사용하고 상기 검출 순서에 기초하여 처음에 프로세싱된다 (단계 520). 그 후, γ_{set} 보다 큰 세트에서의 각 SNR이 γ_{set} 로 조정되고 (단계 522), 그 후, 송신 전력은 조정된 SNR을 달성하기 위해 그에 따라 조정된다. 소정의 데이터 스트림의 사후-검출 SNR이 MMSE 프로세싱을 사용할 때 다른 데이터 스트림의 송신 전력의 함수일 수도 있기 때문에, 하나의 데이터 스트림의 송신 전력의 조정은 다른 데이터 스트림의 사후-검출 SNR이 변화하게 할 수도 있다. 그러나, MMSE-SC 기술에 있어서, 하나의 데이터 스트림의 송신 전력의 변화는 이전에 검출된 데이터 스트림의 사후-검출 SNR에 영향을 줄 수도 있다. 이러한 동작은 SNR 조정을 수행하기 위해 도 7에 도시한 프로세스를 사용함으로써 고려될 수도 있다. 그러나, 통상적으로, SNR에서의 이들 변화는 전체 스펙트럼 효율에 대해 한계 효과를 갖고 무시될 수도 있다. 임의의 경우에, 각 검출 순서에 대한 스펙트럼 효율이 결정된다 (단계 524).

[0216] 리스트에서의 모든 검출 순서가 동시에 평가될 수도 있고, 가장 높은 스펙트럼 효율 (P_{max})를 산출하는 특정한 검출 순서에 대응하는 사후-검출 SNR의 세트가 세이브된다 (단계 528). 그 후, P_{max} 에 대응하는 조정된 사후-검출 SNR의 세트를 달성하기 위해 필요한 송신 전력이 예를 들어, 도 7에 도시한 프로세스를 사용하여 결정된다 (단계 534).

[0217] 본 명세서에 설명하는 전력 제어는 다양한 방식으로 구현될 수도 있다. 일 구현형태에서, 수신기가 데이터 스트림의 사후-검출 SNR을 추정할 수 있게 하도록 각 데이터 스트림과 함께 파일럿이 송신된다. 파일럿은 데이터 스트림에 대해 허용되는 피크 송신 전력 (즉, $P_i = P_{peak}$)에서 송신될 수도 있다. 수신기에서, 수신된 심볼 스트림이 프로세싱되고 검출된 데이터 스트림의 사후-검출 SNR은 피크 송신 전력이 데이터 스트림을 위해 사용된 경우에 달성되는 SNR을 반영한다. 그 후, 전력 제어가 수신기에서의 검출된 데이터 스트림에 대한 γ_{set} 를 달성하기 위해 필요한 최소 송신 전력을 결정하기 위해 전술한 바와 같이 수행된다. 그 후, 데이터 스트림에 대한 전력 조정은 피크 송신 전력으로부터의 백-오프 양을 나타낸다.

[0218] 또 다른 구현형태에서, 검출된 데이터 스트림의 사후-검출 SNR은 데이터 스트림을 위해 실제로 사용된 송신 전력을 반영한다. 그 후, 데이터 스트림에 대한 전력 조정은 현재 송신 전력으로부터의 차이 (또는 델타)를 나타낸다.

[0219] **이산 데이터 레이트에 대한 전력 제어**

[0220] 상기 설명에서, 스펙트럼 효율이 수학식 5 및 도 2의 플롯 212에 나타난 바와 같이, 사후-검출 SNR의 연속 함수 이다는 것을 가정한다. 또한 전술한 시스템은 스펙트럼 효율이 P_{set} 를 초과하지 않는 임의의 실수값임을 인정한다. 그러나, 통상의 통신 시스템은 각 데이터 스트림에 대한 이산 데이터 레이트의 세트를 지원할 수도 있다. 데이터 레이트 세트는 모든 데이터 스트림에 대해 동일할 수도 또는 동일하지 않을 수도 있다. 그러나, 단순함을 위해, 하나의 데이터 레이트 세트가 모든 데이터 스트림에 대해 사용되는 것으로 가정한다.

[0221] 도 8은 이산 데이터 레이트의 세트를 지원하는 통신 시스템에 대한 스펙트럼 효율 대 사후-검출 SNR의 플롯을 도시한다. 이러한 데이터 레이트의 세트는 이산 스펙트럼 효율의 세트로 변환될 수도 있고 소정의 데이터 스트림에 대한 타겟 FER을 달성하기 위해 필요한 개별 사후-검출 SNR의 세트와 관련된다.

[0222] 도 8에서, 이산 스펙트럼 효율은 수직축상에서 $P_{set}(r)$ 로서 라벨되고, 여기서, r 은 R 이산 데이터 레이트를 통해 하나 하나 열거하기 위해 사용된다 (즉, $1 \leq r \leq R$). 이 시스템에 대한 스펙트럼 효율 함수는 플롯 822 (두꺼운 실선)에 의해 도시된다. 가장 높은 스펙트럼 효율은 $P_{set}(1)$ 이고 $\gamma_{set}(1)$ 에 대응한다. $1 \leq r \leq R$ 에 대한, $(\gamma_{set}(r), P_{set}(r))$ 에서의 개별 동작 포인트는 대응하는 스펙트럼 효율을 달성하기 위해 필요한 최소 사후-검출 SNR에 대응하고, 원형점 (824)으로 도시된다.

[0223] 도 8에 도시한 스펙트럼 효율 함수를 갖는 통신 시스템에 있어서, 사후-검출 SNR에서의 증가는 스펙트럼 효율에

서의 개선을 제공하지 않을 수도 있다. 따라서, 동작 스펙트럼 효율에서 타겟 FER을 달성하기 위해 필요한 것 보다 많은 송신 전력을 활용하는 것은 추가의 송신 전력의 비효율적 사용을 발생시킨다. 초과 송신 전력이 낮은 FER을 발생시키더라도, FER에서의 이러한 개선은 타겟 FER이 이미 달성되었기 때문에 실질적으로 고려되지 않을 수도 있다.

[0224] 또한, 전술한 전력 제어 기술은 이산 데이터 레이트를 지원하는 시스템을 위해 사용될 수도 있다. 전력 제어의 목적은 동작 스펙트럼 효율을 달성하기 위해 필요한 최소 SNR에 대응하는 각 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 결정하는 것이다. 새로운 송신 전력은 개별 $\gamma_{ser}(r)$ 포인트에서 동작하지 않는 모든 데이터 스트림에 대해 결정될 수도 있다.

[0225] 또한, 도 8은 개별 동작 포인트상에 있지 않는 점선 826a 내지 826c에 의해 도시된 3개의 데이터 스트림의 초기 동작 포인트의 예를 도시한다. 이들 데이터 스트림 각각에 대한 송신 전력은 $r \in D$ 에 대한 백-오프된 양 ($BO(i)$) 만큼 감소될 수도 있어서, 조정된 사후-검출 SNR은 개별 동작 포인트에 대한 $\gamma_{ser}(r)$ 의 상부에 있다. 그 후, 이것은 스펙트럼 효율에서 손실을 초래하지 않고 낮은 송신 전력에서 동작하는 데이터 스트림을 발생시킨다. 도 8에 도시한 바와 같이, 데이터 스트림 (x^1)에 대한 사후-검출 SNR은 스펙트럼 효율 ($\rho_{ser}(1)$)에 대해 요구되는 $\gamma_{ser}(1)$ 을 달성하기 위해 $BO(1)$ 만큼 백오프될 수도 있고, 데이터 스트림 (x^2)에 대한 사후-검출 SNR은 스펙트럼 효율 ($\rho_{ser}(3)$)에 대해 요구되는 $\gamma_{ser}(3)$ 를 달성하기 위해 $BO(2)$ 만큼 백오프될 수도 있고, 데이터 스트림 (x^3)에 대한 사후-검출 SNR은 스펙트럼 효율 ($\rho_{ser}(4)$)에 대해 요구되는 $\gamma_{ser}(4)$ 를 달성하기 위해 $BO(3)$ 만큼 백오프될 수도 있다.

[0226] CCMI 및 CCMI-SC 수신기에 있어서, 데이터 스트림이 이들 수신기의 출력에서 디커플링되기 때문에, 각 데이터 스트림의 송신 전력은 다른 데이터 스트림의 사후-검출 SNR에 영향을 미치지 않고, 각각의 백오프된 양 $BO(i)$ 만큼 조정될 수도 있다.

[0227] 연속 소거를 이용하지 않는 MMSE 수신기에 있어서, 각 데이터 스트림의 사후-검출 SNR은 전술한 바와 같이 모든 데이터 스트림에 대한 송신 전력의 함수일 수도 있다. 이러한 커플링은 모든 사후-검출 SNR이 이상적인 동작 포인트의 상부에 정확하게 있도록 조정되지 못하게 할 수도 있다. 이러한 경우에, 사후-검출 SNR은 가능한 최소량 만큼 $\gamma_{set}(r)$ 을 초과하도록 조정될 수도 있다. 또한, 다수의 가능한 조정이 백오프된 양의 최상의 세트를 결정하기 위해 평가될 수도 있다.

[0228] MMSE-SC 수신기에 있어서, 데이터 스트림의 사후-검출 SNR은 전술한 바와 같이, 역 검출 순서에서 조정될 수도 있다. 그 후, 각 데이터 스트림의 사후-검출 SNR은 복원될 제 1 데이터 스트림을 제외하고, 개별 동작 포인트를 달성하기 위해 백오프된 양 ($BO(i)$) 만큼 조정될 수도 있다.

[0229] **특정한 공간 효율에 대한 전력 제어**

[0230] 전술한 기술은 소정의 총 송신 전력 (P_{tot})에 대한 최대 스펙트럼 효율을 달성하기 위해 사용될 수도 있다. 부분 CSI를 사용하여 송신하는 MIMO 시스템에 있어서, 최적화는 송신기 및 수신기 모두에 사용 가능한 코딩 및 변조 방식의 달성된 스펙트럼 효율 뿐만 아니라 수신기에서 사용된 특정한 공간 수신기 프로세싱 기술에 의존한다.

[0231] 또한, 전술한 기술은 특정한 스펙트럼 효율을 달성하기 위해 필요한 송신 전력의 최소량을 결정하기 위해 채용될 수도 있다. MIMO 시스템에 있어서, 스펙트럼 효율을 최대화시키는 것 대신에, 각 사용자의 데이터 레이트 또는 스펙트럼 효율이 송신 전력 대신에 제어되는 방식으로 시스템이 동작되는 것이 가능할 수도 있다. 이러한 경우에, 시스템은 특정한 데이터 레이트를 지정할 수도 있고, 그 후, 송신기의 목적은 송신 전력의 최소량을 사용하여 이 지정된 데이터 레이트를 달성하는 것이다. 또한, 최적화는 시스템의 코딩 및 변조 방식의 성능 뿐만 아니라 수신기에서 사용된 특정한 공간 수신기 프로세싱 기술에 의존한다.

[0232] 부분 CSI를 활용하는 MIMO 시스템에 대한 특정한 스펙트럼 효율을 달성하기 위해 필요한 송신 전력의 최소량을

결정하는 특정한 방식은 아래와 같이 구현될 수도 있다. 이러한 MIMO 시스템에 있어서, 송신기가 각각 최대 송신 전력 P_{\max} 까지에서 송신할 수 있는 N_T 개 송신 안테나를 이용한다는 것이 가정된다. 그 후, 모든 N_T 개 송신 안테나에 대한 총 송신 전력은 $P_{\text{tot}} = N_T \cdot P_{\max}$ 이다.

[0233] 이러한 방식에 있어서, 최대 스펙트럼 효율을 달성하는 송신 안테나의 세트는 피크 송신 전력 (P_{\max}) 이 각 안테나에 대해 사용된다는 가정에 기초하여 처음에 결정된다. 이러한 세트는 "최적의" 세트 O 로서 표시된다. 소정의 송신 안테나에 의해 달성된 스펙트럼 효율은 수신기에서 사용된 특정한 수신기 프로세싱 기술에 의존하는 상기 안테나에 의해 달성된 사후-검출 SNR에 의존한다. 연속 간섭 소거를 이용하는 수신기 프로세싱 기술에 있어서, 상이한 검출 순서는 송신 안테나에 대한 상이한 사후-검출 SNR을 발생시킬 수도 있다. 상기 경우에, 상이한 검출 순서는 최대 스펙트럼 효율을 달성하는 송신 안테나의 세트를 결정하기 위해 평가될 수도 있다. 각 송신 안테나에 대한 데이터 스트림이 다른 송신 안테나에 대한 데이터 스트림에 대해 간섭으로서 작용하기 때문에, 최적의 세트 O 는, 연속 간섭 소거가 사용되지 않는 경우에 N_T 개 보다 적은 송신 안테나를 포함할 수도 있고, 연속 간섭 소거가 사용되는 경우에 통상적으로 모든 N_T 개 송신 안테나를 포함할 수도 있다. 따라서, 최적의 세트 O 는 모든 N_T 개 송신 안테나 또는 이들 안테나의 서브세트만을 포함할 수도 있다.

[0234] 일 실시형태에서, 특정한 스펙트럼 효율은 송신 안테나의 최소 수를 활용함으로써 달성된다. 이 실시형태에서, 세트 O 에서의 송신 안테나의 사후-검출 SNR이 가장 높은 사후-검출 SNR으로부터 가장 낮은 사후-검출 SNR까지의 순서로 먼저 랭크된다. 그 후, 세트 O 에서의 랭크된 송신 안테나로부터, 특정한 스펙트럼 효율을 달성하기 위해 필요한 송신 안테나의 최소 수 (N_{req})가 결정된다. 이것은 동시에 세트 O 에서의 하나의 송신 안테나를 선택하고, 가장 높은 사후-검출 SNR을 갖는 최상의 송신 안테나와 시작하고, 모든 선택된 송신 안테나의 구동중인 총 스펙트럼 효율을 유지함으로써 달성될 수도 있다. 그 후, 특정한 스펙트럼 효율 보다 크거나 동일한 집합 스펙트럼 효율과 관련된 송신 안테나의 세트는 요구되는 세트 R 로서 표시된다. 세트 R 은 N_{req} 개 송신 안테나를 포함하고, 여기서, $N_{\text{req}} \leq N_T$ 이다.

[0235] 그 후, 세트 R 에서의 N_{req} 개 송신 안테나에 있어서, 특정한 스펙트럼 효율을 달성하기 위해 필요한 송신 전력의 최소량이 결정된다. 일 실시형태에서, 동일한 백-오프가 모든 N_{req} 개 송신 안테나에 균일하게 적용되고 동일한 양의 송신 전력이 모든 N_{req} 개 송신 안테나에 대해 사용된다. 이러한 백-오프는 특정한 스펙트럼 효율이 송신 전력의 최소량으로 달성될 때 까지 N_{req} 개 송신 안테나에 대한 송신 전력을 업 또는 다운 조정함으로써 반복 방식으로 결정될 수도 있다. 이산 데이터 레이트의 세트를 사용하여 데이터를 송신하는 시스템에 있어서, 상이한 송신 전력이 전술한 바와 같이 결정될 수도 있는 N_{req} 개 송신 안테나에 대해 사용될 수도 있다.

[0236] 또 다른 방법으로는, 전술한 바와 같이 송신 안테나의 최소 수로 특정한 스펙트럼 효율을 달성하는 것 대신에, N_{req} 개 보다 많은 송신 안테나가 사용을 위해 선택될 수도 있고, 각 선택된 송신 안테나에 대한 송신 전력이 더 낮게 조정될 수도 있다. 또한, 특정한 스펙트럼 효율을 달성하기 위해 송신 전력의 최소량을 결정하는 다른 방식이 구현될 수도 있고, 이것은 본 발명의 범위 이내이다.

[0237] (1) 데이터 송신을 위해 사용하기 위한 송신 안테나의 특정한 세트 및 (2) 각 선택된 송신 안테나를 위해 사용하기 위한 송신 전력량의 결정이 송신기 또는 수신기에서 이루어질 수도 있다. 결정이 수신기에서 이루어지는 경우에, 송신기에는 선택된 송신 안테나를 표시하는 제어 정보 및 특정한 스펙트럼 효율을 달성하기 위한 송신 전력이 제공될 수도 있다.

[0238] 링크 상태가 시간을 통해 변화할 수도 있기 때문에, 선택된 송신 안테나를 위해 사용될 송신 전력이 링크 상태 변화에 직면하여 스펙트럼 효율을 달성하기 위해 조정될 수도 있다. 선택된 송신 안테나를 통해 송신된 데이터 스트림의 사후-검출 SNR은 특정한 (예를 들어, CCMI, CCMI-SE, MMSE, 또는 MMSE-SC) 공간 수신기 프로세싱 기술에 기초하여 결정될 수도 있다. 사후-검출 SNR 각각은 상기 송신 안테나를 위해 설계된 스펙트럼 효

율을 달성하기 위해 필요한 셋포인트 ($\gamma_{ser}^{(i)}$) 보다 크거나 작을 수도 있다. 그 후, 각 선택된 송신 안테나에 대한 송신 전력은 업 또는 다운 조정될 수도 있어서, 조정된 사후-검출 SNR은 셋포인트 ($\gamma_{ser}^{(i)}$) 이거나 그 근처이다. 전술한 바와 같이, 연속 소거를 이용하지 않은 MMSE 수신기에 있어서, 사후-검출 SNR을 모든 선택된 송신 안테나에 대한 셋포인트에 정확하게 설정하는 것이 불가능할 수도 있고, 이 경우에, 초과 송신 전력의 양을 최소화하면서 모든 선택된 송신 안테나가 셋포인트를 달성하거나 초과하도록 조정이 이루어질 수도 있다. 또한, 전력 조정은 모든 선택된 송신 안테나에 대한 집합에서 수행될 수도 있다.

[0239] 수신기는 수신기가 선택된 송신 안테나에 대한 송신 전력을 조정할 수 있도록 수신기에 전력 제어 정보를 제공할 수도 있다. 예를 들어, 수신기는 각 선택된 송신 안테나에 대한 전력 제어 비트 또는 모든 선택된 송신 안테나에 대한 하나의 전력 제어 비트를 제공할 수도 있다. 각 전력 제어 비트는 어떤 소정의 양 만큼 업 또는 다운하는 송신 전력의 조정을 표시할 수도 있다. 또한, 다른 전력 제어 메카니즘이 이용될 수도 있고, 이것은 본 발명의 범위 이내이다.

[0240] 또한, MIMO 시스템에 대한 전력 할당이 본 출원의 양수인에게 양도되고 참조로 본 명세서에 포함되는, 2002년 1월 23일 출원한 "Reallocation of Excess Power for Full Channel-State Information (CSI) Multiple-Input, Multiple-Output (MIMO) System" 이란 명칭의 미국 특허 출원 번호 [대리인 식별번호 제 020038 호]에 설명되어 있다.

[0241] **수신기**

[0242] 도 9a는 연속 소거 수신기 프로세싱 기술을 구현할 수 있는 RX MIMO/데이터 프로세서 (160a) 의 블록도이다. N_T 개 송신 안테나로부터 송신된 신호는 N_R 개 안테나 (152a 내지 152r) 각각에 의해 수신되고 각각의 수신기 (154) 로 라우트된다. 각 수신기 (154) 는 각각의 수신된 신호를 프로세싱하고 RX MIMO/데이터 프로세서 (160a) 에 대응하는 수신된 심볼 스트림을 제공한다.

[0243] 도 9a에 도시한 실시형태에서, RX MIMO/데이터 프로세서 (160a) 는 복원될 송신 데이터 스트림 각각에 대해 하나의 스테이지로, 다수의 연속 (즉, 캐스케이드된) 수신기 프로세싱 스테이지 (910) 를 포함한다. 각 수신기 프로세싱 스테이지 (910) (최종 스테이지 910n 제외) 는 공간 프로세서 (920), RX 데이터 프로세서 (930), 및 간섭 소거기 (940) 를 포함하고, 최종 스테이지 (910n) 는 공간 프로세서 (920n) 및 RX 데이터 프로세서 (930n) 만을 포함한다.

[0244] 제 1 수신기 프로세싱 스테이지 (910a) 에 있어서, 공간 프로세서 (920a) 는 N_T 개 검출된 데이터 스트림 (벡터 $\hat{\mathbf{x}}^1$ 로 표시됨) 을 제공하기 위해 특정한 (예를 들어, CCMI 또는 MMSE) 수신기 프로세싱 기술에 기초하여 수신기 (154a 내지 154r) 로부터 N_R 개 수신된 심볼 스트림 (벡터 \mathbf{y} 으로서 표시됨) 을 수신 및 프로세싱한다. 검출된 데이터 스트림 중의 하나가 선택되고 (예를 들어, 검출 순서 $D = \{d_1, d_2, \dots, d_{N_r}\}$ 에서 제 1 스트림) RX 데이터 프로세서 (930a) 에 제공된다. 프로세서 (930a) 는 디코딩된 데이터 스트림을 제공하기 위해 선택된 검출 데이터 스트림 ($\hat{\mathbf{x}}_i$) 을 더 프로세스 (예를 들어, 복조, 디인터리빙, 및 디코딩) 하고, 여기서, 제 1 스테이지에 대해 $i = d_1$ 이다. 공간 프로세서 (920) 는 전술한 사후-검출 SNR의 형태일 수도 있는 검출된 데이터 스트림에 대한 CSI를 더 제공한다.

[0245] 제 2 내지 최종 스테이지 (910b 내지 910n) 각각에 있어서, 상기 스테이지에 대한 공간 프로세서는 스테이지에 대한 검출된 데이터 스트림을 유도하기 위해 선행 스테이지에서의 간섭 소거기로부터의 N_R 개 변형 심볼 스트림을 수신 및 프로세싱한다. 또한, 검출된 데이터 스트림 중의 하나가 상기 스테이지에 대한 디코딩된 데이터 스트림을 제공하기 위해 RX 데이터 프로세서에 의해 선택 및 프로세싱된다.

[0246] 제 1 수신기 프로세싱 스테이지 (910a) 에 있어서, 간섭 소거기 (940a) 는 수신기 (154) 로부터 N_R 개 수신 심볼 스트림 (벡터 \mathbf{y}^1 로서 표시됨) 을 수신한다. 그리고, 제 2 내지 최종 스테이지 각각에 있어서, 상기 스테이지에서의 간섭 소거기는 선행 스테이지에서의 간섭 소거기로부터 N_R 개 변형 심볼 스트림을 수신한다. 또한, 각 간섭 소거기는 동일한 스테이지 내의 RX 데이터 프로세서로부터 디코딩된 데이터 스트림을 수신하고,

디코딩된 데이터 스트림으로 인한 간섭 성분의 추정치인 N_R 개 재변조된 심볼 스트림 (벡터 $\hat{\mathbf{x}}$ 로서 표시됨) 을 유도하기 위해 프로세싱 (예를 들어, 인코딩, 인터리빙, 변조, 채널 응답 등) 을 수행한다. 그 후, 재변조된 심볼 스트림이 감산된 (즉, 소거된) 간섭 성분외에는 모두 포함하는 N_R 개 변형 심볼 스트림을 유도하기 위해 상기 스테이지의 심볼 스트림으로부터 감산된다. 그 후, N_R 개 변형 심볼 스트림이 다음의 스테이지에 제공된다.

[0247] 도 9b는 연속 소거 수신기 프로세싱 기술을 구현하지 않는 RX MIMO/데이터 프로세서 (160b) 의 블록도이다. 수신된 심볼 스트림 (벡터 \mathbf{y} 로서 표시됨) 은 공간 프로세서 (920) 에 제공되고 검출된 데이터 스트림 (벡터 $\hat{\mathbf{x}}$ 로서 표시됨) 을 제공하기 위해 특정한 공간 수신기 프로세싱 기술에 기초하여 프로세싱된다. 그 후, RX 데이터 프로세서 (930) 는 디코딩된 데이터 스트림을 제공하기 위해 검출된 데이터 스트림을 수신 및 프로세싱한다. 공간 프로세서 (920) 는 검출된 데이터 스트림에 대한 CSI를 더 제공한다.

[0248] 도 10a는 CCMI 기술을 구현하는 공간 프로세서 (920x) 의 실시형태의 블록도이다. 공간 프로세서 (920x) 는 도 9a의 공간 프로세서 (920a 내지 920n) 각각 및 도 9b의 공간 프로세서 (920) 를 위해 사용될 수도 있다. 공간 프로세서 (920x) 내에서, 수신 또는 변형 심볼 스트림 (벡터 \mathbf{y} 로서 표시됨) 은 수학적 식 7에 나타난 바와 같이, 벡터 \mathbf{y} 를 켈레-전치 합성 채널 매트릭스 (\mathbf{C}^H) 와 사전-승산하는 매치 필터 (1012) 에 의해 처음에 필터링된다. 승산기 (1014) 는 수학적 식 10에 나타난 바와 같이, 송신된 벡터 (\mathbf{x}) 의 추정치 ($\hat{\mathbf{x}}$) 를 형성하기 위해 역변환 스캐어 매트릭스 (\mathbf{R}^{-1}) 와 필터링된 벡터를 사전-승산한다.

[0249] 벡터 $\hat{\mathbf{x}}$ 는 채널 응답 매트릭스 (\mathbf{H}) 를 추정하는 채널 추정기 (1018) 에 제공된다. 일반적으로, 매트릭스 (\mathbf{H}) 는 파일럿 데이터 또는 트래픽 데이터 또는 모두에 대응하는 심볼에 기초하여 추정될 수도 있다. 그 후, 채널 추정기 (1018) 는 합성 채널 매트릭스 (\mathbf{C}) 를 얻기 위해 채널 계수 매트릭스 (\mathbf{H}) 를 대각 매트릭스 (\mathbf{A}) 와 승산한다. 그 후, 매트릭스 프로세서 (1020) 는 수학적 식 8에 나타난 바와 같이 $\mathbf{R} = \mathbf{C}^H \mathbf{C}$ 에 따라 합성 채널 상관 매트릭스 (\mathbf{R}) 를 유도한다. 채널 추정기 (1018) 및 매트릭스 프로세서 (1020) 는 매트릭스 \mathbf{C}^H 및 \mathbf{R}^{-1} 각각을 매치 필터 (1012) 및 승산기 (1014) 에 제공한다.

[0250] 공간 프로세서 (920x) 는 대응하는 디코딩된 데이터 스트림을 제공하기 위해 각 검출된 데이터 스트림을 더 프로세스 (예를 들어, 복조, 디-인터리빙, 및 디코딩) 하는 RX 데이터 프로세서 (930) 에 하나 이상의 검출된 데이터 스트림을 제공한다.

[0251] CSI 프로세서 (1016) 는 수학적 식 12에 나타난 바와 같이 결정된 사후-검출 SNR의 형태일 수도 있는 검출된 데이터 스트림에 대한 CSI를 결정한다. CSI는 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 결정하기 위해 사용될 수도 있다.

[0252] 도 10b는 MMSE 기술을 구현하는 공간 프로세서 (920y) 의 실시형태를 도시한다. CCMI 기술과 유사하게, 매트릭스 \mathbf{H} 및 $\hat{\mathbf{x}}$ 이 파일럿 및/또는 트래픽 데이터에 기초하여 먼저 추정될 수도 있다. 그 후, 매트릭스 \mathbf{M} 및 \mathbf{D}_v^{-1} 가 수학적 식 18에 따라 결정된다.

[0253] 공간 프로세서 (920y) 내에서, 승산기 (1022) 는 수학적 식 18에 나타난 바와 같이, 송신된 벡터 (\mathbf{x}) 의 초기 추정치를 얻기 위해 수신 또는 변형된 심볼 스트림 (벡터 \mathbf{y} 로서 표시됨) 을 매트릭스 \mathbf{M} 과 처음에 사전-승산한다. 승산기 (1024) 는 수학적 식 18에 나타난 바와 같이, 송신된 벡터 (\mathbf{x}) 의 바이어스되지 않은 추정치 ($\hat{\mathbf{x}}$) 를 형성하기 위해 초기 추정치를 대각 매트릭스 (\mathbf{D}_v^{-1}) 와 사전-승산한다. 바이어스되지 않은 추정치 ($\hat{\mathbf{x}}$) 는 검출된 데이터 스트림에 대응한다. 바이어스되지 않은 추정치 ($\hat{\mathbf{x}}$) 는 수학적 식 18에 기초하여 매트릭스 \mathbf{M} 및 \mathbf{D}_v^{-1} 를 유도하는 적응형 프로세서 (1026) 에 더 제공된다.

- [0254] 공간 프로세서 (920y) 는 프로세싱을 위해 하나 이상의 검출된 데이터 스트림을 RX 데이터 프로세서 (930) 에 제공한다. CSI 프로세서 (1016) 는 사후-검출 SNR의 형태일 수도 있는 검출된 데이터 스트림에 대한 CSI를 결정한다.
- [0255] CCMI, CCMI-SC, MMSE, 및 MMSE-SC 수신기는 전술한 미국 특허 출원 번호 09/993,087, 09/854,235, 09/826,481, 및 09/956,449 호에 더 상세히 설명되어 있다. 도 9a 및 도 9b에서, 각 공간 프로세서 (920) 는 주파수 선택 페이딩 내에서 분산 채널에 대해 DFE, MMSE-LE, 또는 MLSE를 구현할 수도 있는 공간-시간 프로세서로 대체될 수도 있다.
- [0256] 전력 제어가 송신기 및 수신기 시스템 모두에 의해 수행될 수도 있다. 실시형태에서, 수신기 시스템은 검출된 데이터 스트림을 얻고, 검출된 데이터 스트림의 사후-검출 SNR을 추정하고, 각 검출된 데이터 스트림에 대한 전력 조절을 결정하고, 어떤 데이터 스트림이 전력 조절을 요구하는지를 표시하는 정보를 제공하기 위해 수신된 심볼 스트림에 대해 공간 또는 공간-시간 수신기 프로세싱을 수행한다. 일 실시형태에서, 수신기 시스템은 조절을 필요로 하는 각 데이터 스트림에 대한 전력 조절량을 제공한다. 또 다른 실시형태에서, 전력 조절량은 사전 결정되거나 고정 (예를 들어, 0.5 dB) 되고 보고될 필요는 없다.
- [0257] 다시 도 1을 참조하면, 수신기 시스템 (150) 에서, 제어기 (170) 는 사후-검출 SNR을 수신할 수도 있고 전력 조절을 결정할 수도 있다. 그 후, 제어기 (170) 는 데이터 스트림을 적절하게 프로세스 및 송신하기 위해 송신기 시스템에 의해 요구되는 전력 제어 정보 및 다른 정보를 제공할 수도 있고, 이러한 정보는 일반적으로 부분 CSI라 칭한다. 부분 CSI는 사후-검출 SNR, 데이터 스트림을 위해 사용될 데이터 레이트 및 코딩 및 변조 방식, 전력 조절 등 또는 이들의 임의의 조합을 포함할 수도 있다. 그 후, 부분 CSI는 TX 데이터 프로세서 (178) 에 의해 프로세싱되고, 변조기 (180) 에 의해 변조되고, 송신기 (154) 에 의해 컨디셔닝되고, 안테나 (152) 를 통해 송신된다.
- [0258] 송신기 시스템 (110) 에서, 수신기 시스템 (150) 으로부터 송신된 신호가 안테나 (124) 에 의해 수신된다. 그 후, 수신된 신호는 수신기 (122) 에 의해 조정되고, 복조기 (140) 에 의해 복조되고, 제어기 (130) 에 제공되는 보고된 CSI를 복원하기 위해 RX 데이터 프로세서 (142) 에 의해 더 프로세싱된다. 그 후, 제어기 (130) 는 데이터 스트림을 프로세스 (예를 들어, 코딩 및 변조) 하고 이들 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 조절하기 위해 사용된 다양한 제어를 제공한다.
- [0259] 송신 전력을 제어하는 본 명세서에 설명한 기술은 MIMO 시스템, OFDM 시스템, MIMO-OFDM 시스템 등을 포함하는 다양한 멀티-채널 통신 시스템을 위해 사용될 수도 있다. 이들 기술은 (도 2에 도시한 바와 같은) 특정한 최대 허용 스펙트럼 효율 (P_{set}) 을 갖는 시스템 및 (도 8에 도시한 바와 같은) 데이터 스트림에 대한 이산 데이터 레이트의 하나 이상의 세트를 지원하는 시스템을 위해 바람직하게 사용될 수도 있다.
- [0260] 또한, 본 명세서에 설명한 기술은 하나 이상의 송신 채널을 통해 송신될 수도 있는 각 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 제어하기 위해 사용될 수도 있다. 각 데이터 스트림은 특정한 데이터 레이트 및 특정한 코딩 및 변조 방식과 관련될 수도 있다. 다중-액세스 통신 시스템에 있어서, 각 데이터 스트림은 상이한 수신기와 관련될 수도 있다.
- [0261] 명확함을 위해, 전력 제어를 CCMI, CCMI-SC, MMSE, 및 MMSE-SC 수신기 프로세싱 기술에 대해 구체적으로 설명한다. 또한, 본 명세서에 설명하는 전력 제어 기술은 다른 수신기 프로세싱 기술을 위해 사용될 수도 있고, 이것은 본 발명의 범위 이내이다. 예를 들어, 이들 전력 제어 기술은 공간-시간 수신기 프로세싱 기술과 함께 사용될 수도 있다.
- [0262] 본 명세서에 설명하는 전력 제어 기술은 다양한 수단에 의해 구현될 수도 있다. 예를 들어, 이들 기술은 하드웨어, 소프트웨어, 또는 이들의 조합으로 구현될 수도 있다. 하드웨어 구현에 있어서, 데이터 스트림에 대한 송신 전력을 제어하기 위해 사용된 엘리먼트는 하나 이상의 주문형 집적 회로 (ASIC), 디지털 신호 프로세서 (DSP), 디지털 신호 프로세싱 디바이스 (DSPD), 프로그램 가능한 로직 디바이스 (PLD), 필드 프로그램 가능한 게이트 어레이 (FPGA), 프로세서, 제어기, 마이크로-제어기, 마이크로프로세서, 본 명세서에서 설명한 기능을 수행하도록 설계된 다른 전자 유닛, 또는 이들의 조합 내에서 구현될 수도 있다.
- [0263] 소프트웨어 구현에 있어서, 전력 제어는 본 명세서에서 설명하는 기능을 수행하는 모듈 (예를 들어, 절차, 함수 등) 을 사용하여 구현될 수도 있다. 소프트웨어 코드는 메모리 유닛 (예를 들어 도 1의 메모리 (132 및/또는 172)) 에 저장될 수도 있고 프로세서 (예를 들어, 제어기 (130 및/또는 170)) 에 의해 실행될 수도 있다.

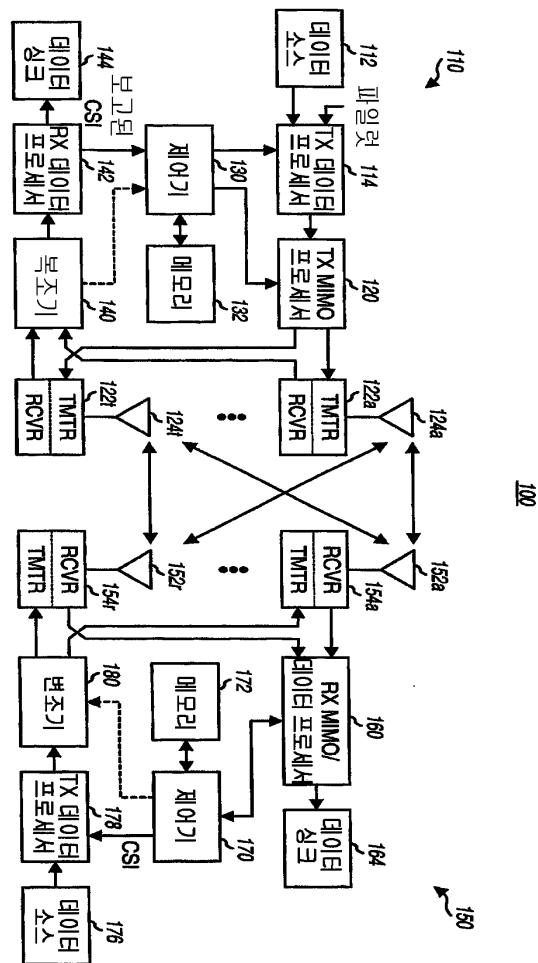
메모리 유닛은 프로세서 내부 또는 프로세서 외부에서 구현될 수도 있고, 이러한 경우에, 당업계에 공지된 바와 같은 다양한 수단을 통해 프로세서에 통신 가능하게 커플링될 수 있다.

[0264] 제목은 참조를 위해 및 특정 섹션 위치 결정을 돕기 위해 본 명세서에 포함된다. 이들 제목은 본 명세서에 설명한 개념의 범위를 제한하는 것이 아니고, 이들 개념은 전체 명세서 전반적으로 다른 섹션에서 응용 가능성을 가질 수도 있다.

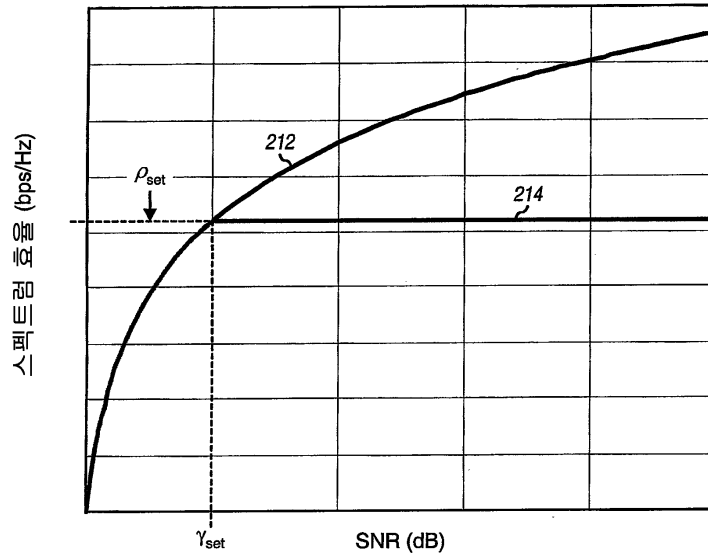
[0265] 개시한 실시형태의 상세한 설명은 당업자가 본 발명을 제조하거나 사용할 수 있게 하기 위해 제공된다. 이들 실시형태에 대한 다양한 변형이 당업자에게 명백할 것이고, 본 명세서에서 정의한 일반 원리가 발명의 사상 또는 범위를 벗어나지 않고 다른 실시형태에 적용될 수도 있다. 따라서, 본 발명은 본 명세서에 나타낸 실시형태에 제한되지 않고 본 명세서에 개시한 원리 및 신규한 특징과 일관되는 가장 광범위한 범위를 부여한다.

도면

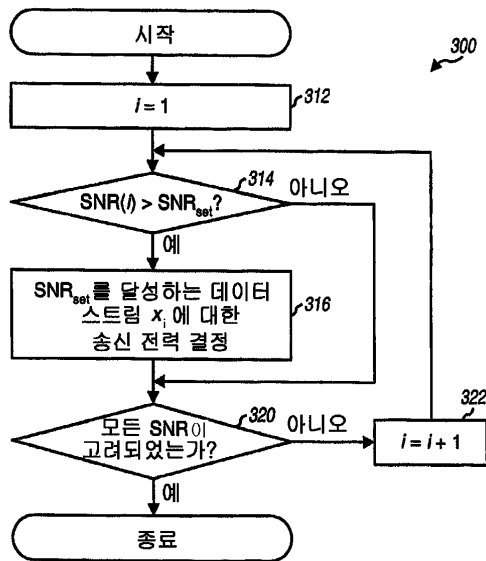
도면1



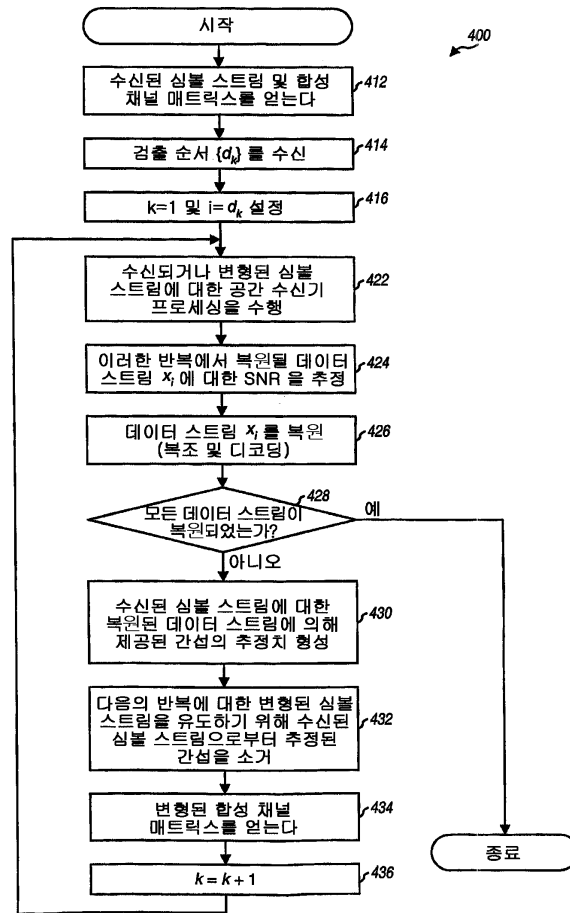
도면2



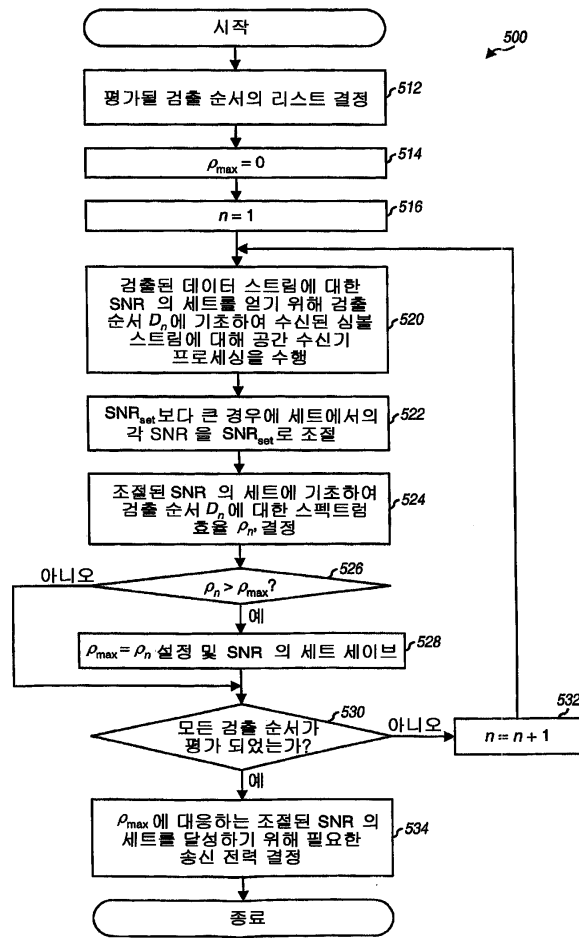
도면3



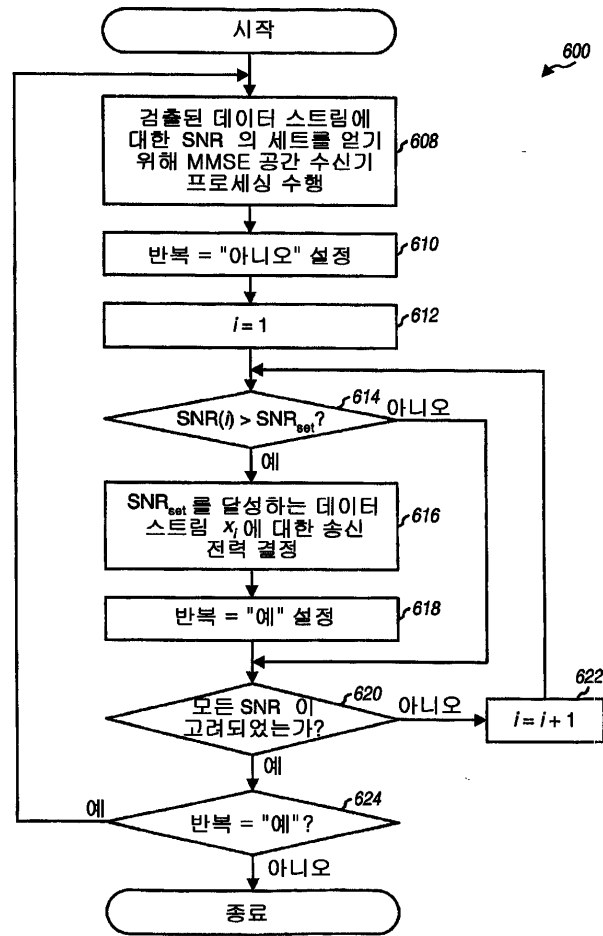
도면4



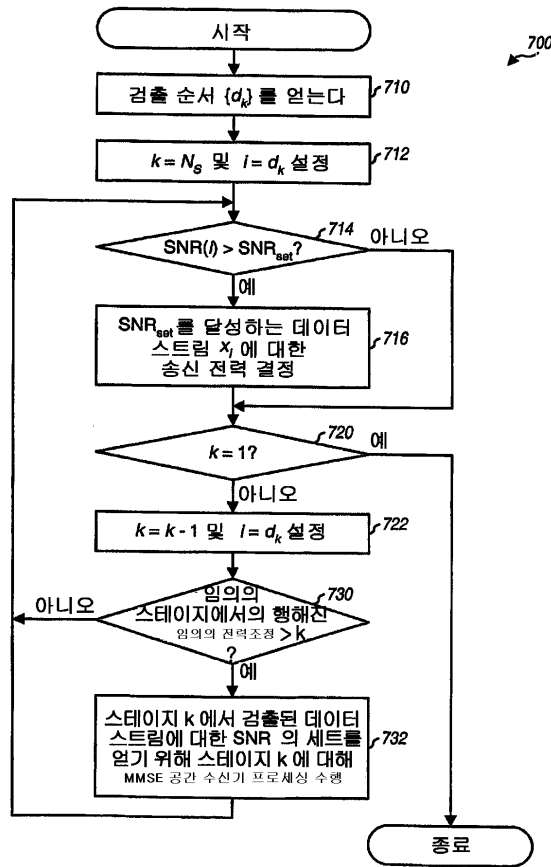
도면5



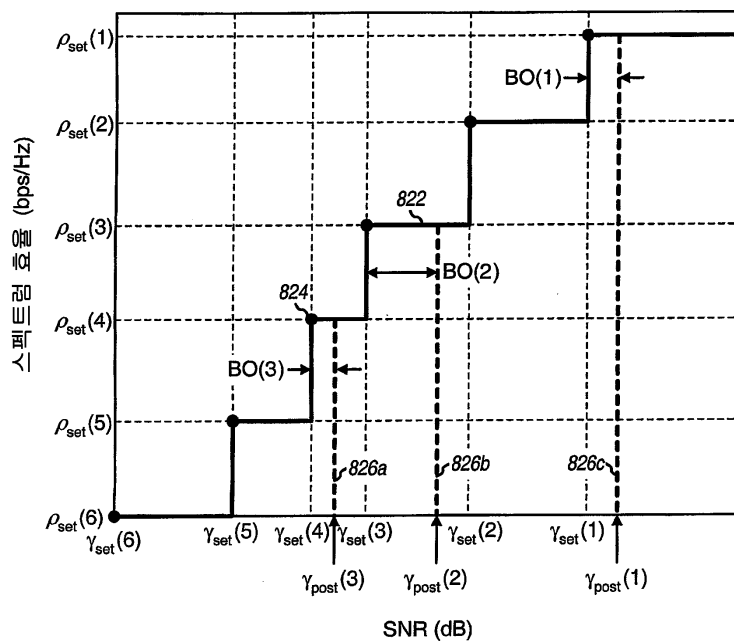
도면6



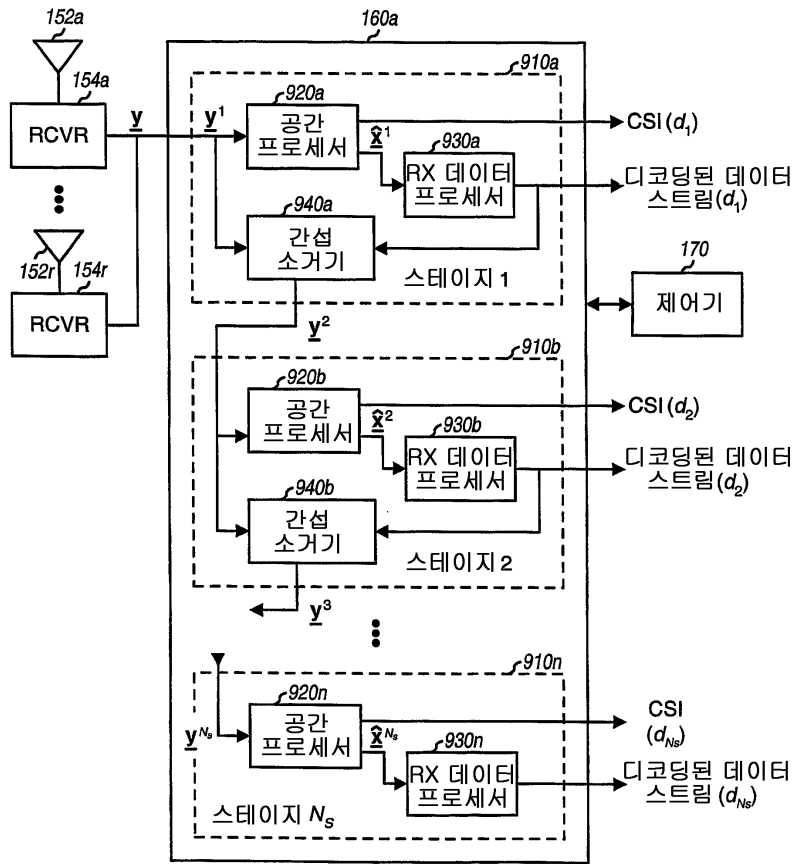
도면7



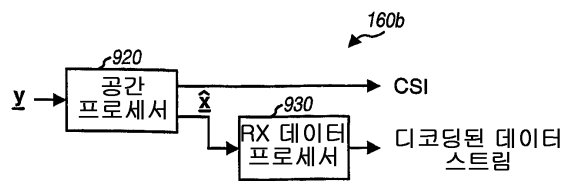
도면8



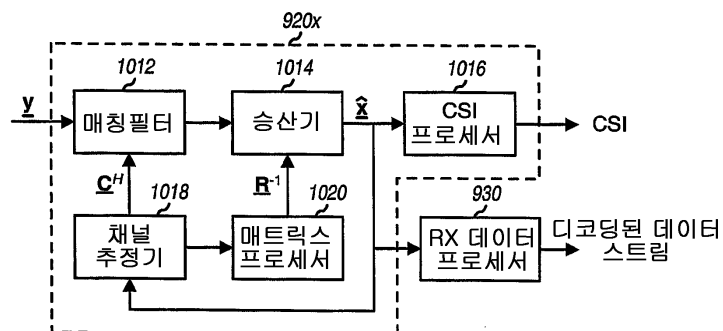
도면9a



도면9b



도면10a



도면10b

