



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2009년09월07일
(11) 등록번호 10-0915597
(24) 등록일자 2009년08월28일

(51) Int. Cl.

H04B 7/26 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2003-7016408

(22) 출원일자 2002년06월13일

심사청구일자 2007년06월13일

(85) 번역문제출일자 2003년12월15일

(65) 공개번호 10-2004-0007723

(43) 공개일자 2004년01월24일

(86) 국제출원번호 PCT/US2002/018961

(87) 국제공개번호 WO 2002/103926

국제공개일자 2002년12월27일

(30) 우선권주장

09/881,610 2001년06월14일 미국(US)

(56) 선행기술조사문헌

EP1024607 A

US5406593 A

US6144711 A

전체 청구항 수 : 총 46 항

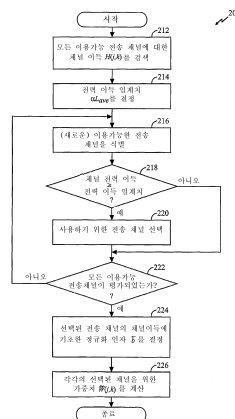
심사관 : 정구용

(54) 선택적 채널 반전을 이용하는 다중-채널 통신 시스템에서 전송을 위한 데이터를 처리하기 위한 방법 및 장치

(57) 요약

본 발명은 다수의 전송 채널들을 통해 전송하기 위한 데이터를 처리하는 기술에 관한 것이다. 이용 가능한 전송 채널은 하나 이상의 그룹들로 분리되고, 데이터 전송에 사용하기 위한 각 그룹의 채널이 선택된다. 각 그룹에 대한 데이터는 특정 코딩 및 변조 방식을 기초로 코딩 및 변조되어 변조 심벌을 제공하고, 각각의 선택된 채널에 대한 변조 심벌이 할당된 가중치에 기초하여 가중된다. 가중은 선택된 채널을 "반전"함으로써, 그것들은 유사한 수신 SINR을 달성한다. 선택된 채널 반전을 통해, 특정 임계치 또는 그보다 큰 SINR을 갖는 각 그룹의 "양호한" 채널만이 선택되며, "불량한" 채널은 사용되지 않고, 해당 그룹에 이용 가능한 총 전송 전력이 그룹의 양호한 채널들에 분산된다. 각 그룹의 양호한 채널만을 사용하고 선택된 채널의 수신 SINR 각각을 필요한 SINR에 매칭시킴으로써 향상된 성능이 달성된다.

대표도 - 도2A



특허청구의 범위

청구항 1

다중-채널 통신 시스템에서 다수의 전송 채널들을 통해 전송하기 위한 데이터를 처리하는 방법으로서,
 데이터 전송에 이용 가능한 다수의 전송 채널들의 특성들을 결정하는 단계;
 상기 다수의 전송 채널들을 전송 채널들의 하나 이상의 그룹들로 분리하는 단계; 및
 전송 채널들의 각 그룹에 대하여,
 상기 결정된 특성들 및 임계치를 기초로 상기 전송 채널들의 각 그룹에서 하나 이상의 이용 가능한 전송 채널들을 선택하는 단계, 및
 변조 심벌들을 제공하기 위하여 상기 전송 채널들의 각 그룹에서 선택된 모든 전송 채널들에 대한 데이터를 특정 코딩 및 변조 방식을 기초로 코딩 및 변조하는 단계를 포함하는, 데이터 처리 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,
 전송 채널들의 각 그룹에 대하여,
 상기 전송 채널들의 각 그룹에서 각각의 선택된 전송 채널에 대한 변조 심벌들을, 상기 선택된 전송 채널에 대한 전송 전력 레벨을 나타내며 상기 선택된 전송 채널의 상기 결정된 특성들에 부분적으로 기초하여 유도된 각각의 가중치에 기초하여 가중하는 단계를 더 포함하는, 데이터 처리 방법.

청구항 3

제 1 항에 있어서,
 상기 다중-채널 통신 시스템은 직교 주파수 분할 변조(OFDM) 시스템이며, 상기 이용 가능한 다수의 전송 채널들은 다수의 주파수 서브채널들에 대응하는, 데이터 처리 방법.

청구항 4

제 1 항에 있어서,
 상기 다중-채널 통신 시스템은 다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신 시스템이며, 상기 이용 가능한 다수의 전송 채널들은 MIMO 채널의 다수의 공간 서브채널들에 대응하는, 데이터 처리 방법.

청구항 5

제 4 항에 있어서,
 상기 MIMO 통신 시스템은 OFDM을 이용하며, 상기 이용 가능한 다수의 전송 채널들은 다수의 주파수 서브채널들의 다수의 공간 서브채널들에 대응하는, 데이터 처리 방법.

청구항 6

제 5 항에 있어서,
 전송 채널들의 각 그룹은 각각의 전송 안테나에 대응하며, 상기 전송 채널들의 각 그룹의 다수의 전송 채널들은 해당 전송 안테나에 대한 다수의 주파수 서브채널들에 대응하는, 데이터 처리 방법.

청구항 7

제 1 항에 있어서,
 전송 채널들의 각 그룹은 사용을 위해 상기 전송 채널들의 각 그룹에서 상기 이용 가능한 전송 채널들을 선택하기 위하여 사용된 각각의 임계치와 연관되는, 데이터 처리 방법.

청구항 8

제 1 항에 있어서,

상기 전송 채널들의 각 그룹에 대한 데이터는 상기 전송 채널들의 각 그룹에 대해 선택된 각각의 코딩 및 변조 방식으로 코딩 및 변조되는, 데이터 처리 방법.

청구항 9

제 2 항에 있어서,

상기 전송 채널들의 각 그룹에서 상기 선택된 전송 채널들에 대한 가중치들은 상기 전송 채널들의 각 그룹에 이용 가능한 전체 전송 전력을 동일한 수신 신호 품질을 달성하도록 상기 전송 채널들의 그룹에서 선택된 모든 전송 채널들 사이에 분배하도록 유도되는, 데이터 처리 방법.

청구항 10

제 9 항에 있어서,

상기 수신 신호 품질은 신호대 잡음+간섭비(SINR)에 의하여 추정되는, 데이터 처리 방법.

청구항 11

제 1 항에 있어서,

상기 이용 가능한 전송 채널들에 대해 결정된 특성들은 채널 이득들인, 데이터 처리 방법.

청구항 12

제 11 항에 있어서,

전송 채널들의 각 그룹에 대하여, 특정 전력 이득 임계치보다 크거나 같은 전력 이득들을 가진 전송 채널들이 선택되며, 상기 전력 이득들은 상기 채널 이득들에 기초하여 결정되는, 데이터 처리 방법.

청구항 13

제 1 항에 있어서,

상기 이용 가능한 전송 채널들에 대해 결정된 특성들은 수신 신호대 잡음+간섭 비(SINR)들인, 데이터 처리 방법.

청구항 14

제 13 항에 있어서,

전송 채널들의 각 그룹에 대하여, 특정 SINR 임계치보다 크거나 같은 SINR들을 가진 전송 채널들이 선택되는, 데이터 처리 방법.

청구항 15

제 2 항에 있어서,

상기 각각의 선택된 전송 채널에 대한 가중치는 상기 전송 채널이 속하는 전송 채널들의 그룹에 이용 가능한 전체 전송 전력에 기초하여 추가로 유도되는, 데이터 처리 방법.

청구항 16

제 2 항에 있어서,

상기 각각의 선택된 전송 채널에 대한 가중치는 상기 선택된 전송 채널들의 특성들에 기초하여 결정되는 정규화 인자에 기초하여 추가로 유도되는, 데이터 처리 방법.

청구항 17

제 1 항에 있어서,

상기 전송 채널들의 각 그룹에 대한 임계치는 상기 전송 채널들의 각 그룹에서 상기 선택된 전송 채널들에 대한 스루풋을 최적화하도록 선택되는, 데이터 처리 방법.

청구항 18

제 1 항에 있어서,

상기 전송 채널들의 각 그룹에 대한 임계치는 상기 전송 채널들의 각 그룹에서 상기 이용 가능한 전송 채널들에 대해 가능한 가장 높은 스루풋을 제공하도록 선택되는, 데이터 처리 방법.

청구항 19

제 1 항에 있어서,

상기 전송 채널들의 각 그룹에 대한 임계치는 상기 전송 채널들의 각 그룹에서 선택된 모든 전송 채널들에 대한 특정 목표 수신 SINR에 기초하여 유도되는, 데이터 처리 방법.

청구항 20

제 2 항에 있어서,

상기 가중된 변조 심벌들을 상기 선택된 전송 채널들을 통해 전송하는 단계를 더 포함하는, 데이터 처리 방법.

청구항 21

다중-채널 통신 시스템에서 다수의 전송 채널들을 통해 전송하기 위한 데이터를 처리하는 방법으로서,

데이터 전송에 이용 가능한 다수의 전송 채널들의 특성들을 결정하는 단계;

상기 결정된 특성들 및 메트릭(metric)을 기초로 하나 이상의 이용 가능한 전송 채널들을 선택하는 단계;

코딩된 데이터를 제공하기 위해, 선택된 모든 전송 채널들에 대한 데이터를 특정 코딩 방식을 기초로 코딩하는 단계; 및

변조 심벌들을 제공하기 위해, 선택된 모든 전송 채널들에 대한 상기 코딩된 데이터를 특정 변조 방식을 기초로 변조하는 단계를 포함하는, 데이터 처리 방법.

청구항 22

제 21 항에 있어서,

각각의 선택된 전송 채널에 대한 변조 심벌들을, 상기 선택된 전송 채널에 대한 전송 전력 레벨을 나타내는 각각의 가중치에 기초하여 가중하는 단계를 더 포함하는, 데이터 처리 방법.

청구항 23

제 22 항에 있어서,

상기 선택된 전송 채널들에 대한 가중치들은 동일한, 데이터 처리 방법.

청구항 24

제 22 항에 있어서,

상기 선택된 전송 채널들에 대한 가중치들은 동일하지 않은, 데이터 처리 방법.

청구항 25

제 22 항에 있어서,

상기 선택된 전송 채널들에 대한 가중치들은 상기 선택된 전송 채널의 결정된 특성들에 부분적으로 기

초하여 유도되는, 데이터 처리 방법.

청구항 26

제 25 항에 있어서,

상기 선택된 전송 채널들에 대한 가중치들은 상기 선택된 전송 채널들을 통해 전송된 변조 심벌들에 대해 동일한 수신 품질을 달성하도록 전체 이용 가능한 전송 전력을 선택된 모든 전송 채널 사이에 분배하도록 추가로 유도되는, 데이터 처리 방법.

청구항 27

제 21 항에 있어서,

상기 메트릭은 스루풋과 관련되며, 상기 하나 이상의 전송 채널들은 상기 선택된 전송 채널들에 대해 달성 가능한 스루풋에 기초하여 선택되는, 데이터 처리 방법.

청구항 28

다중-채널 통신 시스템에서 다수의 전송 채널들을 통해 데이터를 전송하는 방법으로서,

데이터 전송에 사용하기 위해 이용 가능한 다수의 전송 채널들 각각의 특성들을 결정하는 단계;

상기 이용 가능한 다수의 전송 채널들을 하나 이상의 그룹들로 분리하는 단계;

변조 심벌들을 제공하기 위해, 각각의 그룹에서 상기 이용 가능한 전송 채널들 중 선택된 전송 채널들에 대한 데이터를 코딩 및 변조하는 단계;

상기 각각의 그룹에서 각각의 선택된 전송 채널에 대한 변조 심벌들을, 상기 선택된 전송 채널에 대한 전송 전력 레벨을 나타내며 상기 선택된 전송 채널의 결정된 특성들에 부분적으로 기초하여 유도된 각 가중치를 기초로 가중하는 단계; 및

상기 가중된 변조 심벌들을 상기 선택된 전송 채널들을 통해 전송하는 단계를 포함하는, 데이터 전송 방법.

청구항 29

제 28 항에 있어서,

상기 다중-채널 통신 시스템은 직교 주파수 분할 변조(OFDM)를 이용하는 다중-입력 다중-출력(MIMO)인, 데이터 전송 방법.

청구항 30

제 29 항에 있어서,

각각의 그룹은 각각의 전송 안테나에 대응하며, 상기 각각의 그룹의 다수의 전송 채널들은 해당 전송 안테나에 대한 다수의 주파수 서브채널들에 대응하는, 데이터 전송 방법.

청구항 31

제 28 항에 있어서,

상기 각각의 그룹에서 선택된 전송 채널들에 대한 데이터는 공통 코딩 방식에 기초하여 코딩되는, 데이터 전송 방법.

청구항 32

제 31 항에 있어서,

상기 공통 코딩 방식은 다수의 가능한 코딩 방식들 중에서 선택되는, 데이터 전송 방법.

청구항 33

제 28 항에 있어서,

상기 각각의 그룹에서 선택된 전송 채널들에 대한 변조 심벌들은 공통 변조 방식에 기초하여 유도되는, 데이터 전송 방법.

청구항 34

제 33 항에 있어서,

상기 공통 변조 방식은 다수의 가능한 변조 방식들 중에서 선택되는, 데이터 전송 방법.

청구항 35

제 28 항에 있어서,

상기 각각의 그룹에서 선택된 전송 채널들에 대한 데이터는 상기 각각의 그룹에 대해 선택된 공통 코딩 및 변조 방식에 기초하여 코딩 및 변조되는, 데이터 전송 방법.

청구항 36

제 28 항에 있어서,

상기 각각의 그룹에서 이용 가능한 전송 채널들 중 데이터 전송에 사용하기 위한 하나 이상의 전송 채널들을 상기 전송 채널들의 결정된 특성들 및 임계치에 기초하여 선택하는 단계를 더 포함하는, 데이터 전송 방법.

청구항 37

제 36 항에 있어서,

각각의 그룹은 각각의 임계치와 연관되는, 데이터 전송 방법.

청구항 38

다중-채널 통신 시스템에서, 데이터 전송에 사용하기 위한 전송 채널들을 선택하는데 사용되는 임계치를 결정하는 방법으로서,

전송 전에 데이터를 코딩하기 위해 각각 선택 가능한 한 세트의 코드 레이트들을 정의하는 단계;

각각의 코드 레이트에 각각 대응하며 각각 해당 코드 레이트에서 특정 레벨의 성능을 위해 요구되는 목표 신호대 잡음+간섭비(SINR)를 나타내는 한 세트의 세트포인트들을 정의하는 단계;

각각의 코드 레이트에 의하여 지원되며 해당 코드 레이트에 대응하는 세트포인트를 달성할 수 있는 특정 개수의 전송 채널들을 결정하는 단계;

지원되는 전송 채널들의 개수에 부분적으로 기초하여 각각의 코드 레이트에 대한 성능 메트릭을 결정하는 단계; 및

상기 세트 내의 상기 코드 레이트들에 대한 성능 메트릭들에 기초하여 상기 임계치를 유도하는 단계를 포함하며, 상기 임계치를 기초로 데이터 전송에 사용하기 위한 전송 채널들이 선택되는, 임계치 결정 방법.

청구항 39

제 38 항에 있어서,

각 코드 레이트에 의하여 지원되는 전송 채널들의 개수는 각각의 지원되는 전송 채널에 대하여 해당 코드 레이트에 대응하는 세트포인트가 달성되도록 상기 지원되는 전송 채널들 사이에 전체 이용 가능한 전송 전력을 분배함으로써 결정되는, 임계치 결정 방법.

청구항 40

제 38 항에 있어서,

상기 각각의 코드 레이트에 대한 성능 메트릭은 상기 지원되는 전송 채널들에 의하여 달성 가능한 전체

스루풋인, 임계치 결정 방법.

청구항 41

다중-채널 통신 시스템의 전송기 유닛으로서,

데이터 전송에 이용 가능한 다수의 전송 채널들의 특성들을 나타내는 채널 상태 정보(CSI)를 수신하고, 상기 이용 가능한 전송 채널들을 다수의 그룹들로 분리하며, 상기 채널 특성들 및 임계치를 기초로 각 그룹에서 데이터 전송에 사용하기 위한 하나 이상의 이용 가능한 전송 채널들을 선택하도록 구성된 제어기; 및

상기 제어기에 연결되며, 코드를 수신하고, 변조 심벌들을 제공하기 위해 특정 코딩 및 변조 방식을 기초로 각 그룹에 대한 데이터를 변조하며, 각각의 선택된 전송 채널에 대한 변조 심벌들을 각각의 가중치를 기초로 가중하도록 구성된 전송 데이터 프로세서를 포함하며, 각각의 가중치는 대응하는 선택된 해당 전송 채널에 대한 전송 전력 레벨을 나타내고, 상기 선택된 전송 채널의 특성들에 부분적으로 기초하여 유도되는, 전송기 유닛.

청구항 42

제 41 항에 있어서,

상기 제어기는 상기 이용 가능한 전송 채널들의 특성들을 기초로 각 그룹에 대한 특정 코딩 및 변조 방식을 선택하고, 상기 그룹들에 대해 선택된 코딩 및 변조 방식을 나타내는 하나 이상의 제어 신호들을 제공하도록 추가 구성되는, 전송기 유닛.

청구항 43

제 41 항에 있어서,

상기 제어기는 상기 이용 가능한 전송 채널들의 특성들에 기초하여 각 그룹에 대한 특정 임계치를 결정하도록 추가 구성되는, 전송기 유닛.

청구항 44

제 41 항에 있어서,

상기 전송 데이터 프로세서에 연결되며, 상기 선택된 전송 채널들에 대한 가중된 변조 심벌들을 수신하여, 상기 변조 심벌들을 전송하는데 사용되는 안테나마다 하나씩 다수의 스트림들로 디멀티플렉싱하도록 구성된 전송 채널 프로세서를 더 포함하는, 전송기 유닛.

청구항 45

제 41 항에 있어서,

상기 CSI는 상기 이용 가능한 전송 채널들에 대한 신호대 잡음+간섭비(SINR) 추정치들을 포함하는, 전송기 유닛.

청구항 46

제 41 항에 있어서,

상기 CSI는 상기 이용 가능한 전송 채널들에 대한 채널 이득 추정치들을 포함하는, 전송기 유닛.

명세서

기술 분야

<1> 본 발명은 일반적으로 데이터 통신에 관한 것으로서, 더 구체적으로는, 선택적 채널 반전을 사용하는 무선 통신 시스템에서 전송을 위한 데이터를 처리하기 위한 신규하면서 향상된 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경 기술

<2> 다중-채널 통신 시스템은 종종 음성, 데이터 등과 같은 여러 유형의 통신을 위해 증가한 전송 용량을 제공하도

록 배치된다. 그러한 다중-채널 시스템은 다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신 시스템, 직교 주파수 분할 변조(OFDM) 시스템, OFDM을 사용하는 MIMO 시스템, 또는 일부 다른 유형의 시스템일 수 있다. MIMO 시스템은 다수의 공간 서브채널을 지원할 목적으로 공간 다이버시티를 이용하기 위해서 다수의 전송 안테나 및 다수의 수신 안테나를 이용하는데, 상기 공간 서브채널 각각은 데이터를 전송하기 위해 사용될 수 있다. OFDM 시스템은 동작 주파수 대역을 효과적으로 다수의 주파수 서브채널(또는 주파수 빈(bin))로 분할하는데, 상기 주파수 서브채널 각각은 데이터가 변조될 각각의 부반송파와 연관된다. 따라서 다중-채널 통신 시스템은 다수의 "전송" 채널을 지원하는데, 상기 전송 채널 각각은 MIMO 시스템의 공간 서브채널, OFDM 시스템의 주파수 서브채널, 또는 OFDM을 활용하는 MIMO 시스템의 주파수 서브채널의 공간 서브채널에 대응할 수 있다.

- <3> 다중-채널 통신 시스템의 전송 채널들은 통상적으로 (예컨대, 서로 다른 페이딩 및 다중경로 영향으로 인한) 서로 다른 링크 상태를 경험하며, 서로 다른 신호대 잡음+간섭비(SINR)를 달성할 수 있다. 그 결과, 특정 레벨의 성능을 위해 전송 채널에 의해서 지원될 수 있는 전송 용량(즉, 정보 비트 레이트)은 채널마다 다를 수 있다. 게다가, 링크 상태는 통상적으로 시간에 따라 달라진다. 그 결과, 전송 채널에 의해 지원되는 비트 레이트 또한 시간에 따라 달라진다.
- <4> 전송 채널들의 서로 다른 전송 용량과 그러한 용량의 시변적인 특성의 합은 채널들을 통한 전송에 앞서 데이터를 처리할 수 있는 효과적인 코딩 및 변조 방식을 제공할 것을 요구한다. 게다가, 실질적인 이유로, 코딩 및 변조 방식은 전송기와 수신기 시스템에서 모두 구현 및 활용이 간단해야 한다.
- <5> 따라서 서로 다른 용량을 갖는 다수의 전송 채널들을 통해 전송하기 위한 데이터를 효과적이면서 효율적으로 처리하기 위한 기술이 당업계에 요구된다.

발명의 상세한 설명

- <6> 본 발명의 양상은 이용 가능한 모든 전송 채널 중에서 선택된 다수의 전송 채널을 통해 전송하기 위한 데이터를 처리하는 기술을 제공한다. 상기 이용 가능한 전송 채널(예컨대, OFDM을 활용하는 MIMO 시스템의 공간 서브채널 및 주파수 서브채널)은 하나 이상의 그룹들로 분리되는데, 각각의 그룹은 임의의 수의 전송 채널을 포함한다. 일 양상에서, 데이터 처리는 변조 심벌을 제공하기 위해서 각각의 그룹에 대해 선택된 공통 코딩 및 변조 방식에 기초하여 각각의 그룹에 대한 데이터를 코딩 및 변조하는 단계, 및 각각의 선택된 전송 채널에 할당되는 가중치에 기초하여 상기 전송 채널을 위한 변조 심벌을 가중하는 것을 포함한다. 가중은 각 그룹의 선택된 전송 채널을 효과적으로 "반전"하고, 그로 인해 이들 채널은 거의 유사한 신호대 잡음+간섭비(SINR)를 달성한다.
- <7> 선택적 채널 반전(SCI)으로 지칭되는 일 실시예에서, 특정 (SINR 또는 전력 이득) 임계치 또는 그 이상의 SINR (또는 전력 이득)을 갖는 각 그룹의 "양호한" 전송 채널들만이 데이터 전송에 사용하기 위해 선택되고, "불량한" 전송 채널들은 사용되지 않는다. 선택적 채널 반전을 통해서, 각각의 그룹에 대해 이용 가능한 총 전송 전력은 양호한 전송 채널들에 걸쳐 (불균등하게) 분산되고, 향상된 효율 및 성능이 달성된다. 또 다른 실시예에서, 각 그룹의 이용 가능한 모든 채널이 사용을 위해 선택되고, 그룹의 이용 가능한 모든 채널에 대해 채널 반전이 수행된다.
- <8> 전송 채널들의 각각의 그룹은 (1) 데이터 전송에 사용하기 위한 전송 채널들을 선택하기 위해서 사용되는 각각의 (SINR 또는 전력 이득) 임계치와, (2) 그룹에 대한 데이터를 코딩 및 변조하기 위해 사용되는 각각의 코딩 및 변조 방식과 연관될 수 있다. OFDM을 사용하는 MIMO 시스템의 경우, 각각의 그룹은 각각의 전송 안테나에 대응할 수 있고, 각 그룹의 전송 채널들은 대응하는 전송 안테나에 대한 주파수 서브채널일 수 있다.
- <9> 채널 반전 기술들은 전송기 시스템에서의 코딩/변조 및 수신기 시스템에서의 디코딩/복조를 간단하게 한다. 게다가, 선택적 채널 반전 기술은, (1) 각 그룹에서 이용 가능한 모든 전송 채널로부터 선택된 각 그룹의 N_s 개의 최상 전송 채널만을 사용하고, (2) 각각의 선택된 전송 채널의 수신 SINR을 해당 채널이 속하는 그룹에 사용된 코딩 및 변조 방식에 의해 요구되는 SINR에 매칭시킴으로써 결합된 이점으로 인해 향상된 성능을 또한 제공할 수 있다.
- <10> 본 발명은 또한 아래에서 더욱 상세히 설명되는 바와 같은, 본 발명의 여러 양상, 실시예, 및 특징을 구현하는 방법, 시스템 및 장치를 제공한다.
- <11> 본 발명의 특징, 특성, 및 장점은 동일한 참조 문자가 그에 대응하는 것들을 나타내는 도면과 연계하여 이루어질 때 아래에서 진술되는 상세한 설명으로부터 더욱 자명해질 것이다.

실시예

- <20> 본 발명의 여러 양상, 실시예, 및 특징은 다수의 전송 채널이 데이터 전송에 이용 가능한 임의의 다중-채널 통신 시스템에 적용될 수 있다. 그러한 다중-채널 통신 시스템은 다중-입력 다중-출력(MIMO) 시스템, 직교 주파수 분할 변조(OFDM) 시스템, OFDM을 활용하는 MIMO 시스템 등을 포함한다. 다중-채널 통신 시스템은 또한 코드 분할 다중 액세스(CDMA), 시분할 다중 액세스(TDMA), 주파수 분할 다중 액세스(FDMA), 또는 다른 어떤 다중 액세스 기술을 구현할 수 있다. 다중 액세스 통신 시스템은 다수의 터미널(즉, 사용자)과의 동시 통신을 지원할 수 있다.
- <21> 도 1은 본 발명의 여러 양상 및 실시예를 구현하도록 설계되고 동작할 수 있는 다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신 시스템(100)의 다이어그램이다. MIMO 시스템(100)은 데이터 전송을 위해 다수의(N_T) 전송 안테나 및 다수의(N_R) 수신 안테나를 이용한다. MIMO 시스템(100)은 다수의 터미널(T)(106)과 동시에 통신하는 하나의 기지국(BS)(104)을 구비한 다중 액세스 통신 시스템을 위해 효과적으로 형성된다. 그러한 경우에, 기지국(104)은 다수의 안테나를 이용하며, 업링크 전송에 대해 다중-입력(MI) 그리고 다운링크 전송에 대해 다중-출력(MO)을 나타낸다. 다운링크(즉, 순방향 링크)는 기지국으로부터 터미널로의 전송을 나타내며, 업링크(즉, 역방향 링크)는 터미널로부터 기지국으로의 전송을 나타낸다.
- <22> MIMO 시스템은 데이터 전송을 위해서 다수의(N_T) 전송 안테나 및 다수의(N_R) 수신 안테나를 이용한다. N_T 개의 전송 안테나 및 N_R 개의 수신 안테나로 형성되는 MIMO 채널은 N_C 개의 독립 채널로 분해될 수 있는데, $N_C \leq \min\{N_T, N_R\}$ 이다. N_C 개의 독립 채널 각각은 또한 MIMO 채널의 공간 서브채널로 지칭되며 디멘션에 대응한다. 하나의 일반적인 MIMO 시스템 구현에 있어서, N_T 개의 전송 안테나는 단일 전송기 시스템에 위치하여 연관되며, N_R 개의 수신 안테나는 마찬가지로 단일 수신기 시스템에 위치하여 연관된다. MIMO 시스템은 또한 다수의 터미널과 동시에 통신하는 기지국을 구비한 다중 액세스 통신 시스템에 대해 효과적으로 형성될 수 있다. 그러한 경우에, 기지국에는 다수의 안테나가 장착되고, 각각의 터미널에는 하나 이상의 안테나가 장착될 수 있다.
- <23> OFDM 시스템은 동작 주파수를 다수의(N_F) 주파수 서브채널(즉, 주파수 빈(bin) 또는 서브대역)로 효과적으로 분할한다. 각각의 시간 슬롯에서, 변조 심벌은 N_F 개의 주파수 서브채널 각각을 통해 전송될 수 있다. 각각의 시간 슬롯은 주파수 서브채널의 대역폭에 따라 다를 수 있는 특정 시간 간격에 대응한다.
- <24> 다중-채널 통신 시스템은 다수의 전송 채널들을 통해 데이터를 전송하도록 동작할 수 있다. OFDM을 활용하지 않는 MIMO 시스템에 있어서는, 통상적으로 하나의 주파수 서브채널만이 존재하며, 각각의 공간 서브채널이 전송 채널로 지칭될 수 있다. OFDM을 활용하는 MIMO 시스템에 있어서는, 각각의 주파수 서브채널의 각각의 공간 서브채널이 전송 채널로 지칭될 수 있다. 그리고 MIMO를 활용하지 않는 OFDM 시스템에 있어서는, 각각의 주파수 서브채널을 위한 단 하나의 공간 서브채널이 존재하며, 각각의 주파수 서브채널이 전송 채널로 지칭될 수 있다.
- <25> 다중-채널 통신 시스템의 전송 채널은 통상적으로 (예컨대, 서로 다른 페이딩 및 다중경로 영향으로 인한) 서로 다른 링크 상태를 경험하며, 서로 다른 신호대 잡음+간섭비(SINR)를 달성할 수 있다. 그 결과, 전송 채널의 용량은 채널마다 다를 수 있다. 그러한 용량은 특정 레벨의 성능(예컨대, 특정 비트 에러율(BER) 또는 패킷 에러율(PER))을 위해서 전송 채널을 통해 전송될 수 있는 정보 비트 레이트(즉, 변조 심벌당 정보 비트의 수)로 그 크기가 정해질 수 있다. 링크 상태는 통상적으로 시간에 따라 달라지기 때문에, 전송 채널을 위해 지원되는 정보 비트 레이트도 시간에 따라 달라진다.
- <26> 전송 채널의 용량을 더욱 최대로 활용하기 위해서, 링크 상태를 나타내는 채널 상태 정보(CSI)가 (통상적으로 수신기 시스템에서) 결정될 수 있으며, 전송기 시스템에 제공될 수 있다. 다음으로, 전송기 시스템은 각각의 전송 채널에 대한 전송 정보 비트 레이트가 해당 채널의 전송 용량에 매치하도록 데이터를 처리(예컨대, 인코딩, 변조, 및 가중)한다. CSI는 "전체 CSI" 또는 "부분 CSI" 중 어느 하나로 분류될 수 있다. 전체 CSI는 $N_T \times N_R$ MIMO 행렬의 각 전송-수신 안테나 쌍 사이의 전파 경로를 위한 전체 시스템 대역폭에 걸쳐 충분한 특성(예컨대, 진폭 및 위상)(각각의 전송 채널에 대한 특성)을 포함한다. 부분 CSI는 예컨대 전송 채널의 SINR을 포함할 수 있다.
- <27> 다수의 전송 채널을 통해 전송하기에 앞서 데이터를 처리하기 위해 여러 기술이 사용될 수 있다. 한 가지 기술에 있어서, 각각의 전송 채널을 위한 데이터는 채널의 CSI에 기초하여 해당 채널에 대해 선택된 특정 코딩 및 변조 방식을 기초로 코딩 및 변조될 수 있다. 각각의 전송 채널에 대해 개별적으로 코딩 및 변조함으로써, 코

딩 및 변조가 각각의 채널에 의해서 달성되는 SINR에 최적화될 수 있다. 그러한 기술의 한가지 구현에 있어서, 고정된 기지국이 데이터를 인코딩하기 위해 사용되며, 각각의 전송 채널을 위한 코딩된 비트는 해당 채널에 의해 지원되는 코드 레이트를 획득하기 위해서 평처링된다(즉, 선택적으로 제거된다). 그러한 구현에 있어서, 각각의 전송 채널을 위한 변조 방식은 채널의 코드 레이트 및 SINR에 기초하여 또한 선택된다. 그러한 코딩 및 변조 방식은 2001년 2월 1일에 미국 특허 출원되어 본 출원인의 양수인에게 양도되었으며 여기서 참조문헌으로 참조되는 제 09/776,075호 "CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM"에 더욱 상세히 설명되어 있다. 그러한 기술에 있어서, 실질적인 구현의 복잡도는 통상적으로 각각의 전송 채널에 대한 서로 다른 코드 레이트 및 변조 방식과 연관된다.

<28> 본 발명의 양상에 따르면, (1) 변조 심벌을 제공하기 위해서 일반적인 코딩 및 변조 방식을 기초로 선택된 모든 전송 채널에 대한 데이터를 처리하고, (2) 채널의 CSI에 기초하여 각각의 선택된 전송 채널에 대한 변조 심벌을 가중하기 위한 기술이 제공된다. 상기 가중은 일반적으로 선택된 모든 전송 채널에 대한 SINR이 수신기 시스템에서 거의 유사하도록 선택된 전송 채널들을 효과적으로 "반전"한다. 선택적 채널 반전(SCI)으로 지칭되는 일 실시예에 있어서는, 특정 SINR(또는 전력 이득) 임계치 또는 그 이상의 SINR(또는 전력 이득)을 갖는 "양호한" 전송 채널만이 데이터 전송에 사용하기 위해 선택되며, "불량한" 전송 채널은 사용되지 않는다. 선택적 채널 반전을 통해서, 이용 가능한 총 전송 전력이 양호한 전송 채널에 걸쳐 분산되고, 향상된 효율 및 성능이 달성된다. 또 다른 실시예에 있어서는, 이용 가능한 모든 전송 채널이 사용을 위해 선택되고, 채널 반전이 모든 전송 채널에 대해 수행된다.

<29> 또 다른 실시예에 있어서, 이용 가능한 전송 채널은 그룹으로 분류되며, 선택적 채널 반전이 채널의 각 그룹에 독립적으로 적용된다. 예컨대, 각 전송 안테나의 주파수 서브채널은 모두 그룹화될 수 있고, 선택적 채널 반전이 전송 안테나 각각에 대해 독립적으로 적용될 수 있다. 그러한 분류는 그룹(예컨대 전송 안테나)별로 최적화가 달성될 수 있게 한다.

<30> 그러한 채널 반전 기술은 전체 또는 부분 CSI가 전송기에서 이용 가능할 때 유리하게 사용될 수 있다. 그러한 기술은 상술한 채널-특정 코딩 및 변조 기술과 연관된 복잡도의 대부분을 개선하며, 동시에 고성능을 달성한다. 게다가, 선택적 채널 반전 기술은 또한 (1) 이용 가능한 전송 채널들 중에서 N_s 개의 최상 전송 채널만을 사용하고, (2) 각각의 선택된 전송 채널의 수신 SINR을 선택된 코딩 및 변조 방식을 위해 필요한 SINR에 매칭하는 결합된 이점들로 인해 채널-특정 코딩 및 변조 기술에 대해 향상된 성능을 제공할 수 있다.

<31> OFDM을 활용하고 전체 CSI를 이용하는 MIMO 시스템에 있어서, 전송기 시스템은 각 주파수 서브채널의 각 전송-수신 안테나 쌍 사이의 전송 경로의 복소값 이득을 인지할 수 있다. 그러한 정보는 각각의 고유 모드(즉, 공간 서브채널)가 독립 데이터 스트림에 사용될 수 있도록 MIMO 채널이 적교하게 하는데 사용될 수 있다.

<32> OFDM을 활용하고 부분 CSI를 이용하는 MIMO 시스템에 있어서, 전송기는 전송 채널을 제한적으로 인지할 수 있다. 독립 데이터 스트림이 이용 가능한 전송 안테나를 통해서 대응하는 전송 채널로 전송될 수 있으며, 수신기 시스템은 데이터 스트림을 분리하기 위해서 특정한 선형(공간) 또는 비선형(시간-공간(space-time)) 처리 기술(즉, 등화)을 사용할 수 있다. 등화는 각각의 전송 채널(예컨대, 각각의 전송 안테나 및/또는 각각의 주파수 서브채널)에 대응하는 독립 데이터 스트림을 제공하며, 그러한 데이터 스트림의 각각은 연관된 SINR을 갖는다.

<33> 삭제

<34> 전송 채널에 대한 SINR들의 세트가 전송기 시스템에서 이용 가능하다면, 적절한 코딩 및 변조 방식을 선택하고 각 그룹(단 하나의 그룹이 존재할 수도 있음)에 이용 가능한 총 전송 전력을 분산시키기 위해서 그 정보가 사용될 수 있다. 일 실시예에서, 각 그룹의 이용 가능한 전송 채널은 감소하는 수신 SINR의 순서로 등급이 매겨지고, 이용 가능한 총 전송 전력은 그룹에서 N_s 개의 최상 전송 채널에 할당되어 이용된다. 일 실시예에서, 특정 SINR 임계치보다 미만의 수신 SINR을 갖는 전송 채널은 사용을 위해 선택되지 않는다. SINR 임계치는 스루풋 또는 일부 다른 기준을 최적화하도록 선택될 수 있다. 각 그룹에 대해 이용 가능한 총 전송 전력은 사용을 위해 선택된 그룹의 모든 전송 채널에 걸쳐 분산되고, 그로 인해 전송된 데이터 스트림은 수신기 시스템에서 거의 유사한 수신 SINR을 갖는다. 전송기 시스템에서 채널 이득이 이용 가능한 경우에는 유사한 처리가 수행될 수 있다. 일 실시예에서는, 일반적인 코딩 방식(예컨대, 특정 코드 레이트를 위한 특정 터보 코드) 및 공통 변조 방식(예컨대, 특정 PSK나 QAM 배열)이 각 그룹의 선택된 모든 전송 채널에 사용된다.

<35> 전송 채널 반전

<36> 간단한(일반적인) 코딩 및 변조 방식이 전송기 시스템에서 사용될 수 있다면, 단일(예컨대, 컨볼루션 또는 터보) 코더 및 코드 레이트가 데이터 전송을 위해 선택된 모든 전송 채널에 대한 데이터를 인코딩하는데 사용되고, 결과적인 코딩된 비트는 단일(예컨대, PSK 또는 QAM) 변조 방식을 사용하여 변조 심벌에 매핑될 수 있다. 이어서, 결과적인 변조 심벌은 모두 동일한 "알파벳"의 가능한 변조 심벌로부터 유도되며 동일한 코드 및 코드 레이트로 인코딩된다. 이는 전송기와 수신기에서 모두 데이터 처리를 간단하게 한다.

<37> 그러나 다중-채널 통신 시스템의 전송 채널은 통상적으로 서로 다른 링크 상태를 경험하며 서로 다른 SINR을 달성한다. 그러한 경우에, 각각의 선택된 전송 채널에 대해 동일한 크기의 전송 전력이 사용된다면, 전송된 변조 심벌들은 변조 심벌들이 전송되는 특정 채널들에 따라 서로 다른 SINR로 수신될 것이다. 그로 인해, 선택된 전송 채널들의 세트에 대한 심벌 에러 확률이 크게 변동할 수 있으며 대역폭 효율의 연관된 손실이 발생할 수 있다.

<38> 본 발명의 양상에 따르면, 수신기 시스템에서 특정 SINR을 달성하기 위해서 데이터 전송을 위해 선택된 각 전송 채널에 대한 전송 전력 레벨을 설정하거나 조정하기 위한 전력 제어 메커니즘이 사용된다. 선택된 모든 전송 채널에 대해 유사한 수신 SINR을 달성함으로써, 선택된 모든 전송 채널에 단일 코딩 및 변조 방식이 사용될 수 있고, 이는 전송기 시스템에서의 코딩/변조 처리 및 수신기 시스템에서의 상보적인 복조/디코딩 처리의 복잡도를 상당히 감소시킬 수 있다. 아래에서 더욱 상세히 설명되는 바와 같이, 선택된 전송 채널을 "반전"하고 모든 선택된 채널에 걸쳐 이용 가능한 총 전송 전력을 적절하게 분산함으로써 전력 제어가 달성될 수 있다.

<39> 동일한 크기의 전송 전력이 OFDM을 활용하는 MIMO 시스템에서 이용 가능한 모든 전송 채널에 사용된다면, 특정 채널에 대한 수신 전력은 다음과 같이 표현될 수 있다:

<40>
$$P'_{rx}(j,k) = \frac{P_{tx}}{N_T N_F} |H(j,k)|^2$$
 식 1

<41> 여기서,

<42> $P'_{rx}(j,k)$ 는 전송 채널(j,k)(즉, k번째 주파수 서브채널의 j번째 공간 서브채널)에 대한 수신 전력이고,

<43> P_{tx} 는 전송기에서 이용 가능한 총 전송 전력이고,

<44> N_T 는 전송 안테나의 수이고,

<45> N_F 는 주파수 서브채널의 수이며,

<46> $H(j,k)$ 는 전송 채널(j,k)에 대한 전송기로부터 수신기로의 복소값인 "유효" 채널 이득이다.

<47> 간소화를 위해서, 채널 이득($H(j,k)$)은 전송기 및 수신기에서의 처리 효과를 포함한다. 또한, 간소화를 위해서, 공간 서브채널의 수는 전송 안테나의 수와 같으며 $N_T \cdot N_F$ 는 이용 가능한 전송 채널의 총 개수를 나타낸다. 각각의 이용 가능한 전송 채널에 대해서 동일한 크기의 전력이 전송된다면, 이용 가능한 모든 전송 채널에 대해 수신되는 총 전력(P_{rx_total})은 다음과 같이 표현될 수 있다:

<48>
$$P_{rx_total} = \sum_{j=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{N_F} \frac{P_{tx}}{N_T N_F} |H(j,k)|^2$$
 식 2

<49> 식 1은 각 전송 채널에 대한 수신 전력이 해당 채널의 전력 이득, 즉 $|H(j,k)|^2$ 에 따라 다르다는 것을 나타낸다. 이용 가능한 모든 전송 채널에 걸쳐 동일한 수신 전력을 획득하기 위해서, 각 채널에 대한 변조 심벌은 가중치($W(j,k)$)에 의해 전송기에서 가중될 수 있고, 이는 다음과 같이 표현될 수 있다:

<50>
$$W(j,k) = \frac{c}{|H(j,k)|}$$
 식 3

<51> 여기서, c는 모든 전송 채널에 대한 수신 전력이 수신기에서 거의 동일하도록 선택되는 인자이다. 식 3에 제시된 바와 같이, 각 전송 채널에 대한 가중치는 해당 채널의 이득에 반비례한다. 전송 채널(j,k)에 대한 가중된

전송 전력은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$P_{\alpha}(j,k) = \frac{bP_{\alpha}}{|H(j,k)|^2} \quad \text{식 4}$$

여기서, b는 이용 가능한 전송 채널들에 총 전송 전력을 분배하는데 사용되는 "정규화" 인자이다. 그러한 정규화 인자(b)는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$b = \frac{1}{\sum_{j=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{N_F} |H(j,k)|^2} \quad \text{식 5}$$

여기서, $c^2 = b$ 이다. 식 5에 제시된 바와 같이, 정규화 인자(b)는 이용 가능한 모든 전송 채널에 대한 전력 이득의 역수의 합으로서 계산된다.

$W(j,k)$ 를 통해서 각 전송 채널에 대한 변조 심벌을 가중하는 것은 전송 채널을 효과적으로 "반전"한다. 그러한 채널 반전은 채널의 전력 이득에 대해 각 전송 채널에 대한 전송 전력의 크기가 반비례하게 하며, 이는 식 4에 제시된 바와 같이 수신기에 특정 수신 전력을 제공한다. 따라서 모든 전송 채널이 거의 동일한 수신 전력을 갖도록 이용 가능한 모든 전송 채널의 채널 이득에 기초하여 전송 채널들에 이용 가능한 총 전송 전력이 효과적으로 (불균등하게) 분배되며, 수신 전력은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$P_{rx}(j,k) = bP_{tx} \quad \text{식 6}$$

잡음 편차가 모든 전송 채널에 걸쳐 동일하다면, 동일한 수신 전력은 단일 공통 코딩 및 변조 방식에 기초하여 모든 채널에 대한 변조 심벌이 생성되게 하고, 이는 코딩 및 변조 처리를 상당히 간단하게 한다.

이용 가능한 모든 전송 채널이 자신들의 채널 이득에 상관없이 데이터 전송에 사용된다면, 불량한 전송 채널들에 더 큰 총 전송 전력이 할당된다. 실제로, 모든 전송 채널에 대해 유사한 수신 전력을 달성하기 위해서, 전송 채널이 불량일수록 해당 채널에 할당될 전송 전력이 더 커질 필요가 있다. 하나 이상의 전송 채널이 과도하게 불량이 될 때, 그러한 채널에 필요한 전송 전력의 크기는 양호한 전력 채널을 허용하지 않을 것이고(감쇠), 이는 전체적인 시스템의 스루풋을 극적으로 감소시킬 수 있다.

채널 이득에 기초한 선택적 채널 반전

일 양상에서, 채널 반전은 선택적으로 적용되며, 수신 전력이 총 수신 전력에 관련해서 특정 임계치(α) 또는 그 이상인 전송 채널만이 데이터 전송을 위해 선택된다. 수신 전력이 그 임계치 미만인 전송 채널은 소거된다(즉, 사용되지 않는다). 각각의 선택된 전송 채널에 있어서, 선택된 모든 전송 채널이 거의 유사한 전력 레벨로 수신되도록 전송기에서 변조 심벌들이 가중된다. 임계치는 스루풋을 최대화하도록 선택되거나 일부 다른 기준에 기초할 수 있다. 선택적 채널 반전 방식은 모든 전송 채널에 공통인 코딩 및 변조 방식을 사용하는데 있어 고유의 간략성의 대부분을 유지하는 동시에, 또한 전송 채널별 개별적인 코딩과 보통 연관되는 높은 성능을 제공한다.

처음에, 이용 가능한 모든 전송 채널에 대해 평균 전력 이득(L_{ave})이 계산되며, 이는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$L_{ave} = \frac{\sum_{j=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{N_F} |H(j,k)|^2}{N_T N_F} \quad \text{식 7}$$

각각의 선택된 전송 채널에 대한 변조 심벌은 전송기에서 가중치($\tilde{W}(j,k)$)에 의해 가중될 수 있으며, 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\tilde{W}(j,k) = \frac{\tilde{c}}{|H(j,k)|} \quad \text{식 8}$$

각각의 선택된 전송 채널에 대한 가중치는 해당 채널의 이득에 반비례하며, 선택된 모든 전송 채널이 거의 동일한 전력으로 수신되도록 결정된다. 다음으로, 각각의 전송 채널에 대한 가중된 전송 전력이 다음과 같이 표현

될 수 있다.

$$P_{tx}(j,k) = \begin{cases} \frac{\tilde{b} P_{tx}}{|H(j,k)|^2} & , |H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{ave} \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases}$$

식 9

여기서 α 는 임계치이고, \tilde{b} 는 총 전송 전력을 선택된 전송 채널에 분산시키기 위해 사용되는 정규화 인자이다. 식 9에서 제시된 바와 같이, 전송 채널의 전력 이득이 전력 이득 임계치보다 크거나 같다면(즉, $|H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{ave}$), 사용을 위해 전송 채널이 선택된다. 정규화 인자(\tilde{b})는 선택된 전송 채널에만 기초하여 계산되며, 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\tilde{b} = \frac{1}{\sum_{|H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{ave}} |H(j,k)|^{-2}}$$

식 10

식 7 내지 식 10은 선택된 모든 전송 채널이 거의 동일한 수신 전력을 갖도록 총 전송 전력을 선택된 전송 채널들의 전력 이득에 기초하여 상기 전송 채널들에 효과적으로 분산시키며, 이는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$P_{tx}(j,k) = \begin{cases} \tilde{b} P_{tx} & , |H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{ave} \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases}$$

식 11

채널 SINR에 기초한 선택적 채널 반전

많은 통신 시스템에 있어서, 수신기 시스템에서의 알려진 수량은 채널 이득(즉, 경로 손실)보다는 전송 채널에 대한 수신 SINR이다. 그러한 시스템에서, 선택적 채널 반전 기술은 채널 이득 대신에 수신 SINR에 기초하여 동작하도록 쉽게 변경될 수 있다.

이용 가능한 모든 전송 채널에 동일한 전송 전력이 사용되고 잡음 편차(σ^2)가 모든 채널에 대해 일정하다면, 전송 채널(j,k)에 대한 수신 SINR($\gamma(j,k)$)은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\gamma(j,k) = \frac{P_{tx}(j,k)}{\sigma^2} = \frac{P_{tx}}{\sigma^2 N_T N_F} |H(j,k)|^2$$

식 12

각각의 이용 가능한 전송 채널에 대한 평균 수신 SINR(γ_{ave})은 다음과 같이 표현될 수 있고:

$$\gamma_{ave} = \frac{P_{tx}}{\sigma^2 (N_T N_F)^2} \sum_{j=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{N_F} |H(j,k)|^2$$

식 13

이는 또한 이용 가능한 전송 채널에 대해 동일한 전송 전력을 가정한다. 수신 SINR(γ_{total})은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\gamma_{total} = \frac{P_{tx}}{\sigma^2} L_{ave} = \frac{P_{tx}}{\sigma^2 N_T N_F} \sum_{j=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{N_F} |H(j,k)|^2$$

식 14

총 수신 SINR(γ_{total})은 이용 가능한 모든 전송 채널에 걸쳐 균등하게 분산되는 총 전송 전력에 기초한다.

선택된 전송 채널들에 총 전송 전력을 분산시키기 위해 사용되는 정규화 인자(β)는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\beta = \frac{1}{\sum_{\gamma(j,k) \geq \alpha \gamma_{ave}} \gamma(j,k)^{-1}}$$

식 15

<83> 식 15에 제시된 바와 같이, 정규화 인자(β)는 선택된 모든 전송 채널의 SINR들에 기초하고 또한 그 SINR들의 역수의 합으로서 계산된다.

<84> 선택된 모든 전송 채널에 대한 유사한 수신 SINR을 달성하기 위해서, 각각의 선택된 전송 채널(j, k)에 대한 변조 심벌이 해당 채널의 SINR에 관련된 가중치에 의해 가중되며, 다음과 같이 표현될 수 있으며:

<85> 삭제

$$\tilde{W}(j, k) = \frac{\tilde{c}}{\sqrt{\gamma(j, k)}} \quad \text{식 16}$$

<87> 여기서 $\tilde{c}^2 = \beta$ 이다. 다음으로, 각각의 전송 채널에 대한 가중된 전송 전력은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$P_{tx}(j, k) = \begin{cases} \frac{\beta P_{tx}}{\gamma(j, k)} & , \gamma(j, k) \geq \alpha \gamma_{ave} \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases} \quad \text{식 17}$$

<89> 식 17에 제시된 바와 같이, 수신 SINR이 SINR 임계치보다 크거나 같은(즉, $\gamma(j, k) \geq \alpha \gamma_{ave}$) 전송 채널만이 사용을 위해 선택된다.

<90> 수신 SINR이 선택된 모든 전송 채널에 대해 거의 유사하도록 총 전송 전력이 선택된 모든 전송 채널에 걸쳐 분산된다면, 각각의 전송 채널에 대한 결과적인 수신 SINR은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\tilde{\gamma}(j, k) = \begin{cases} \frac{\beta \gamma_{total}}{\gamma_{ave}} & , \gamma(j, k) \geq \alpha \gamma_{ave} \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases} \quad \text{식 18}$$

<92> 식 13으로부터의 γ_{ave} 와 식 14로부터의 γ_{total} 를 식 18에 대입함으로써, 다음이 얻어진다:

$$\tilde{\gamma}(j, k) = \begin{cases} \beta N_T N_F & , \gamma(j, k) \geq \alpha \gamma_{ave} \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases}$$

<93>

전송 채널들의 분리된 그룹에 대한 채널 반전

<95> 위의 설명에 있어서, 채널 반전은 이용 가능한 모든 전송 채널이나 선택적

<96> 으로는 (특정 임계치에 기초하여 선택되는) 이용 가능한 전송 채널의 서브세트에 적용된다. 다음으로, 이는 데이터 전송을 위해 사용될 모든 전송 채널에 공통인 코딩 및 변조 방식이 사용될 수 있게 한다.

<97> 선택적 채널 반전은 전송 채널 그룹에 개별적이면서 독립적으로 적용될 수도 있다. 그 경우에, 통신 시스템의 이용 가능한 전송 채널들은 처음에 다수의 그룹으로 분리된다. 임의의 수의 그룹이 형성될 수 있고, 각각의 그룹은 임의의 수의 채널을 포함할 수 있다(각 그룹에 동일한 수의 채널이 존재할 필요는 없다).

<98> 또한, 여러 시스템 제약 및 고려사항에 기초하여 각 그룹에 대해 특정 크기의 전송 전력이 이용 가능하다. 전체(full) 채널 반전 기술에 있어서는, 각 그룹의 모든 채널에 대한 수신 신호 품질이 거의 동일하도록(즉, 유사한 수신 SINR) 해당 그룹에 대한 이용 가능한 전송 전력이 상기 그룹의 모든 전송 채널에 할당된다. 그리고 선택적 채널 반전 기술에 있어서, 각 그룹의 이용 가능한 전송 채널의 모든 또는 서브세트가 예컨대 해당 그룹을 위해 결정된 특정 임계치에 기초하여 사용을 위해 선택된다. 다음으로, 각 그룹을 위한 이용 가능한 전송 전력은 해당 그룹의 선택된 전송 채널들에 대한 수신 신호 품질이 거의 동일하도록 상기 채널들에 할당된다.

<99> 각각의 전송 채널 그룹에 대해 개별적으로 데이터를 처리함으로써 여러 추가적인 융통성이 제공된다. 예컨대, 전체 또는 선택적 채널 반전이 각 채널 그룹에 독립적으로 적용될 수 있다. 또한, 선택적 채널 반전이 적용되는 그룹에 대해서는, 하나의 임계치가 모든 그룹에 사용되는데, 각 그룹에는 개별적인 임계치가 할당될 수도 있

거나, 일부 그룹이 동일한 임계치를 공유할 수 있는 반면에 다른 그룹에는 개별적인 임계치가 할당될 수 있다. 또한, 각각의 그룹에 대해 서로 다른 코딩 및 변조 방식이 사용될 수 있는데, 이는 해당 그룹의 전송 채널에 의해 달성되는 수신 SINR에 기초하여 선택될 수 있다.

<100> OFDM을 활용하는 MIMO 시스템에서, MIMO 구성은 공간 도메인에서 다수의(N_S) 전송 채널을 생성하며, OFDM 구성은 주파수 도메인에서 다수의(N_F) 전송 채널을 생성한다. 다음으로, 데이터를 전송하는데 이용 가능한 총 전송 채널 수는 $N=N_S \cdot N_F$ 이다. 이어서, N 개의 전송 채널은 여러 방식으로 다수의 그룹으로 분리될 수 있다.

<101> 일 실시예에서, 전송 채널은 전송 안테나별로 분리된다. 공간 서브채널의 수가 전송 안테나의 수와 같다면(즉, $N_T=N_S$), N_T 개의 전송 안테나 각각에 전체 또는 선택적 채널 반전이 독립적으로 적용될 수 있다. 일 실시예에서, 선택적 채널 반전이 각 그룹에 대해 사용되고, N_T 개의 전송 안테나에 대응하는 N_T 개의 그룹이 N_T 개의 각 임계치와 연관될 수 있는데, 각각의 임계치는 각각의 그룹 또는 전송 안테나를 위한 것이다. 다음으로, 선택적 채널 반전은 적합한 수신 SINR을 갖는 각 전송 안테나와 연관있는 전송 채널(또는 주파수 서브채널) 서브세트를 결정하고, 각 주파수 서브채널에 대한 수신 SINR을 전송 안테나를 위한 임계치와 비교함으로써 적합한 수신 SINR이 달성될 수 있다. 전송 안테나에 대한 선택된 주파수 서브채널들에 대한 수신 SINR이 거의 유사하도록 상기 주파수 서브채널들에 각각의 전송 안테나에 이용 가능한 총 전송 전력이 할당된다.

<102> 또 다른 실시예에서, 이용 가능한 전송 채널은 주파수 서브채널별로 분리된다. 본 실시예에서, N_F 개의 주파수 서브채널 각각에 전체 또는 선택적 채널 반전이 독립적으로 적용될 수 있다. 선택적 채널 반전이 사용된다면, 각 그룹의 공간 서브채널은 데이터 전송을 위해 사용하기 위해서 해당 주파수 서브채널에 대응하는 그룹에 대한 임계치에 기초하여 선택될 수 있다.

<103> 이용 가능한 전송 채널을 그룹으로 분리하는 것은 그룹별로(예컨대, 전송 안테나별로 또는 주파수 서브채널별로) 최적화가 달성되도록 하는데, 이는 특정 코딩 및 변조 방식이 각 그룹의 선택된 모든 전송 채널에 사용될 수 있게 한다. 예컨대, 데이터 전송을 위해 각각의 스케줄링된 터미널에 하나 이상의 전송 안테나가 할당될 수 있다. 할당된 전송 안테나와 연관된 전송 채널들이 그룹에 배치될 수 있고, 단일 코딩 및 변조 방식이 상기 터미널로의 데이터 전송에 사용될 수 있도록 이 전송 채널들의 그룹에서 선택적 채널 반전이 수행될 수 있다.

<104> 그룹(j)의 이용 가능한 모든 전송 채널에 동일한 전송 전력이 사용된다면, 모든 채널에 대한 잡음 편차(σ^2)는 일정하고, 따라서 그룹(j)의 전송 채널(k)에 대한 수신 SINR($\gamma_j(k)$)은 다음과 같이 표현될 수 있고:

$$\gamma_j(k) = \frac{P_{rx,j}(k)}{\sigma^2} = \frac{P_{tx,j}}{\sigma^2 N_j} |H_j(k)|^2$$

<105> 식 19

<106> 여기서,

<107> $P_{rx,j}(k)$ 는 그룹(j)의 전송 채널(k)에 대한 수신 전력이고,

<108> $P_{tx,j}$ 는 그룹(j)에 대한 이용 가능한 총 전송 전력이고,

<109> $H_j(k)$ 는 그룹(j)의 전송 채널(k)에 대한 전송기로부터 수신기로의 유효 채널 이득이며,

<110> N_j 는 그룹(j)의 전송 채널 수이다. 그룹(j)은 특정 전송 안테나(j)에 대응할 수 있고, 그 경우에 $N_j=N_F$ 이다.

<111> 그룹(j)의 각 이용 가능한 전송 채널에 대한 평균 수신 SINR($\gamma_{ave,j}$)은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\gamma_{ave,j} = \frac{P_{tx,j}}{\sigma^2 N_j} \sum_{k=1}^{N_j} |H_j(k)|^2$$

<112> 식 20

<113> 식 20은 그룹(j)의 N_j 개의 이용 가능한 전송 채널에 대해서 동일한 전송 전력을 가정한다. 그룹(j)의 이용 가능한 모든 전송 채널에 대한 수신 SINR($\gamma_{total,j}$)은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\gamma_{total,j} = \frac{P_{tx,j}}{\sigma^2} L_{ave,j} = \frac{P_{tx,j}}{\sigma^2 N_j} \sum_{k=1}^{N_j} |H_j(k)|^2$$

<114> 식 21

<115> 여기서,

$$L_{ave,j} = \frac{1}{N_j} \sum_{k=1}^{N_j} |H_j(k)|^2$$

<116> 식 22

<117> 그룹(j)에 대한 총 수신 SINR($\gamma_{total,j}$)은 총 전송 전력($P_{tx,j}$)에 기초하는데, 그룹(j)에 대한 총 전송 전력은 상기 그룹의 이용 가능한 모든 전송 채널에 걸쳐 균등하게 분산된다.

<118> 그룹(j)의 선택된 전송 채널에 총 전송 전력($P_{tx,j}$)을 분산시키는데 사용되는 정규화 인자(β_j)는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\beta_j = \frac{1}{\sum_{\gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{ave,j}} \gamma_j(k)^{-1}}$$

<119> 식 23

<120> 식 23에 제시된 바와 같이, 정규화 인자(β_j)는 그룹(j)의 선택된 모든 전송 채널의 SINR에 기초하여 계산되는데, 상기 그룹에 대해 결정된 임계치($\alpha_j \gamma_{ave,j}$)에 기초하여 채널들이 선택된다.

<121> 그룹의 선택된 모든 전송 채널에 대해 유사한 수신 SINR을 달성하기 위해서, 각각의 선택된 전송 채널에 대한 변조 심벌은 해당 채널의 SINR에 관련된 가중치에 의해 가중될 수 있고, 이는 다음과 같이 표현될 수 있는데:

$$\tilde{w}_j(k) = \frac{\tilde{c}}{\sqrt{\gamma_j(k)}}$$

<122> 식 24

<123> 여기서, $\tilde{c}^2 = \beta_j$ 이다. 다음으로, 각각의 전송 채널에 대한 가중된 전송 전력은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$P_{tx,j}(k) = \begin{cases} \frac{\beta_j P_{tx,j}}{\gamma_j(k)} & , \gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{ave,j} \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases}$$

<124> 식 25

<125> 식 25에 제시된 바와 같이, 수신 SINR이 SINR 임계치(즉, $\gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{ave,j}$)보다 크거나 같은 전송 채널만이 사용을 위해 선택된다.

<126> 수신 SINR이 선택된 모든 채널에 대해 거의 유사하도록 총 전송 전력이 그룹의 선택된 모든 전송 채널에 분산된다면, 각 전송 채널에 대한 결과적인 수신 SINR은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\tilde{\gamma}_j(k) = \begin{cases} \frac{\beta_j \gamma_{total,j}}{\gamma_{ave,j}} = \beta_j N_j & , \gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{ave,j} \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases}$$

<127> 식 26

<128> 상술한 처리는 각각의 전송 채널 그룹에 대해 반복될 수 있다. 각각의 그룹은 해당 그룹에 원하는 성능을 제공하기 위해서 유도되는 서로 다른 임계치($\alpha_j \gamma_{ave,j}$)와 연관될 수 있다. 그룹별로(예컨대, 전송 안테나별로) 전송 전력을 할당하는 능력은 향상된 융통성을 제공할 수 있으며 성능을 더욱 향상시킬 수 있다.

<129> 도 2A는 본 발명의 실시예에 따른 선택적 채널 반전에 기초하여 각각의 선택된 전송 채널에 할당될 전송 전력의 크기를 결정하는 처리(200)의 흐름도이다. 처리(200)는 이용 가능한 모든 전송 채널이 고려되는 것으로(즉, 통신 시스템에 대한 전송 채널들의 하나의 그룹) 가정한다. 채널 이득($H(j,k)$), 수신 SINR($\gamma_{j,k}$), 또는 일부 다른 특성이 전송 채널에 이용 가능한 경우, 처리(200)가 사용될 수 있다. 간결성을 위해서, 아래에는 채널 이득이 이용 가능한 경우에 대한 처리(200)가 설명되며, 수신 SINR이 이용 가능한 경우는 괄호 [] 안에 제시된다.

<130> 처음에, 단계 212에서 이용 가능한 모든 전송 채널의 채널 이득($H(j,k)$)[또는 수신 SINR($\gamma_{j,k}$)]이 검색된다.

또한, 단계 214에서 데이터 전송을 위한 전송 채널을 선택하는데 사용되는 전력 이득 임계치(αL_{ave})[또는 SINR 임계치($\alpha \gamma_{ave}$)]가 결정된다. 임계치는 아래에서 더욱 상세히 설명되는 바와 같이 계산될 수 있다.

<131> 다음으로, 각각의 이용 가능한 전송 채널이 사용 가능성에 대해 평가된다. 단계 216에서, (아직 평가되지 않은) 이용 가능한 전송 채널이 평가를 위해 식별된다. 식별된 전송 채널에 대해서, 단계 218에서 채널에 대한 전력 이득[또는 수신 SINR]이 전력 이득 임계치(즉, $|H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{ave}$)[또는 SINR 임계치(즉, $\gamma(j,k) \geq \alpha \gamma_{ave}$)]보다 크거나 같은지에 대한 결정이 이루어진다. 식별된 전송 채널이 그 기준을 만족한다면, 단계 220에서 그 채널이 사용을 위해 선택된다. 그렇지 않고 전송 채널이 기준을 충족하지 않는다면, 그 채널은 버려지고 데이터 전송에 사용되지 않는다.

<132> 단계 222에서는, 이용 가능한 모든 전송 채널이 평가되었는지 여부가 결정된다. 그렇지 않다면, 처리는 단계 216으로 돌아가고, 또 다른 이용 가능한 전송 채널이 평가를 위해 식별된다. 그렇지 않다면 처리는 단계 224로 진행한다.

<133> 단계 224에서는, 선택된 전송 채널에 총 전송 전력을 분산시키기 위해 사용되는 정규화 인자($\tilde{\beta}$)[또는 β]가 선택된 채널의 채널 이득[또는 수신 SINR]에 기초하여 결정된다. 이는 식 10[또는 식 15]에 제시된 바와 같이 달성된다. 다음으로, 단계 226에서는, 정규화 인자 및 채널의 이득[또는 SINR]에 기초하여 각각의 선택된 전송 채널에 대해 가중치($\tilde{w}(j,k)$)가 계산된다. 그 가중치는 식 8[또는 식 16]에 제시된 바와 같이 계산될 수 있다. 다음으로, 각각의 선택된 전송 채널에 대한 가중된 전송 전력은 식 9[식 17]에 제시된 바와 같이 될 것이다. 다음으로, 처리는 종료한다.

<134> 위의 설명에서, 각 그룹에 대한 이용 가능한 총 전송 전력은 해당 그룹의 선택된 전송 채널들에 대한 수신 SINR이 거의 유사하도록 상기 전송 채널들에 각각의 가중치를 기초로 (불균등하게) 할당된다. (단 하나의 전송 채널 그룹만이 존재할 수도 있다). 일부 다른 실시예에서는, 이용 가능한 총 전송 전력이 선택된 전송 채널에 동일하게 할당되는데, 그 경우에 선택된 전송 채널에 대한 가중치는 동일하다. 이는, 예컨대, 그룹에 대한 일반적인 코딩 및 변조 방식이 그룹의 선택된 전송 채널에 대한 평균 SINR에 기초하여 선택되는 경우에, 구현될 수 있다. 예컨대, 그룹의 선택된 모든 전송 채널에 걸쳐 데이터를 인터리빙하거나 일부 다른 처리 방식을 통해 원하는 레벨의 성능이 달성될 수 있다.

<135> 임계치 선택

<136> 데이터 전송에 사용하기 위한 전송 채널을 선택하는데 사용되는 임계치(α)는 여러 기준에 기초하여 설정될 수 있다. 일 실시예에서, 임계치는 스루풋을 최적화하도록 설정된다.

<137> 처음에, 세트포인트의 벡터(즉, $Z=[z_1, z_2, \dots, z_{N_z}]$) 및 코드 레이트의 벡터(즉, $R=[r_1, r_2, \dots, r_{N_r}]$)가 정해진다. 코드 레이트는 코딩 및 변조 방식의 효과를 포함하며, 변조 심벌당 정보 비트 수를 나타낸다. 각각의 벡터는 이용 가능한 코드 레이트 개수에 대응하는 N_z 개의 엘리먼트를 포함하며, 상기 코드 레이트는 시스템에서의 사용을 위한 것일 수 있다. 대안적으로, 시스템에 의해 지원되는 동작 주파수에 기초하여 N_z 개의 세트포인트가 정해질 수 있다. 각각의 세트포인트는 특정 레벨의 성능을 달성하기 위해 필요한 특정 수신 SINR에 대응한다. 세트포인트는 통상적으로 전송 비트 레이트(즉, 변조 심벌당 정보 비트 수)에 좌우되고, 또 데이터 전송에 사용되는 변조 방식 및 상기 코드 레이트에 좌우된다. 위에서 설명된 바와 같이, 선택된 모든 전송 채널에 대해 공통 변조 방식이 사용된다. 이 경우에, 전송 비트 레이트 및 따라서 세트포인트는 코드 레이트와 직접 관련된다.

<138> $1 \leq n \leq N_z$ 인 각각의 코드 레이트(r_n)는 개별 세트포인트(z_n)와 관련되며, 이는 원하는 레벨의 성능을 위한 코드 레이트로 동작하도록 요청되는 최소의 수신 SINR이다. 요구되는 세트포인트(z_n)는 공지된 바와 같이 컴퓨터 시뮬레이션, 수학적 유도, 및/또는 실험 측정에 기초하여 결정될 수 있다. 두 개의 벡터 R 과 Z 의 엘리먼트는 $\{z_1 > z_2 > \dots > z_{N_z}\}$ 이고 $\{r_1 > r_2 > \dots > r_{N_r}\}$ 되도록 지시되며, z_1 은 최대 세트포인트이고 r_1 은 지원되는 최고 코드 레이트이다.

<139> 이용 가능한 모든 전송 채널에 대한 채널 이득이 전력 이득을 계산하기 위해 사용되며, 감소하는 전력 이득 순

서로 리스트($H(\lambda)$)에 랭크되어 배치되며, 여기서 $1 \leq \lambda \leq N_T N_F$ 이고, 따라서 $H(1) = \max\{|H(j,k)|^2\}, \dots$, 및 $H(N_T N_F) = \min\{|H(j,k)|^2\}$ 이다.

<140> 가능한 정규화 인자의 시퀀스($\tilde{b}(\lambda)$)는 또한 다음과 같이 정의된다.

$$\tilde{b}(\lambda) = \frac{1}{\sum_{j,k} |H(j,k)|^2}, \quad 1 \leq \lambda \leq N_T N_F$$

<141> 식 27

<142> 시퀀스($\tilde{b}(\lambda)$)의 각 엘리먼트는 λ 개의 최상 전송 채널이 사용을 위해 선택되는 경우 정규화 인자로서 사용될 수 있다.

<143> 각각의 코드 레이트(r_n)(상기 $1 \leq n \leq N_Z$)에 대하여, λ 의 최대값($\lambda_{n,max}$)은 λ 개의 최상 전송 채널 각각에 대한 수신 SINR이 코드 레이트(r_n)와 관련된 세트포인트(z_n)보다 크거나 같도록 결정된다. 상기 조건은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\frac{\tilde{b}(\lambda) P_u}{\sigma^2} \geq z_n$$

<144> 식 28

<145> 상기 σ^2 은 단일 전송 채널에서의 수신 잡음 전력이다. λ 의 최대값($\lambda_{n,max}$)은 1에서 시작하여 각각 λ 의 가능한 값을 계산하고 식 28이 더 이상 유효하지 않은 경우 종료함으로써 식별될 수 있다. 각각의 λ 의 값에 대하여, λ 개의 최상 전송 채널에 대한 실현 가능한 SINR은 식 28의 좌변에 도식된 바와 같이 결정될 수 있다. 실현 가능한 SINR은 해당 코드 레이트(r_n)에 요구되는 SINR(z_n)과 비교된다.

<146> 따라서 각각의 코드 레이트(r_n)에 대하여, 각각의 λ 의 값($\lambda=1, 2, \dots, \lambda_{n,max}$)은 전체 전송 전력이 λ 개의 모든 채널을 통해 (불균등하게) 분포되는 경우 λ 개의 최상 전송 채널 각각에 대한 수신 SINR이 관련된 세트포인트(z_n)를 달성할 수 있는지 여부를 결정하도록 계산된다. 상기 조건을 만족하는 λ 의 최대값($\lambda_{n,max}$)은 원하는 세트포인트(z_n)를 달성하는 동시에 코드 레이트(r_n)에 대하여 선택될 수 있는 전송 채널의 최대 개수이다.

<147> 코드 레이트(r_n)와 관련된 임계값(α_n)은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\alpha_n = \frac{H(\lambda_{n,max})}{L_{avg}}$$

<148> 식 29

<149> 임계값(α_n)은 코드 레이트(r_n)에 대한 스루풋을 최적화하며, 이는 세트포인트(z_n)를 필요로 한다. 선택된 모든 전송 채널에 대해 공통 코드 레이트가 선택되기 때문에, 최대 실현 가능한 스루풋(T_n)은 각각의 채널(r_n)에 대한 스루풋과 선택된 채널 개수의 곱인 $\lambda_{n,max}$ 로 계산될 수 있다. 세트포인트(z_n)에 대한 최대 실현 가능한 스루풋(T_n)은 다음과 같이 표현될 수 있다:

<150> $T_n = \lambda_{n,max} r_n$ 식 30

<151> 상기 T_n 에 대한 단위는 변조 심벌당 정보 비트이다.

<152> 세트포인트의 벡터에 대한 최적의 스루풋은 다음 식으로 주어질 수 있다:

<153> $T_{opt} = \max\{T_n\}$ 식 31

<154> 코드 레이트가 증가하면, 변조 심벌에 대하여 더 많은 정보 비트가 전송될 수 있다. 그러나 원하는 SINR 또한 증가하며, 이는 소정의 잡음 편차(σ^2)에 대해 각각 선택된 전송 채널에 대하여 더 많은 전송 전력을 요구한다.

전체 전송 전력이 제한되기 때문에 더 적은 수의 전송 채널이 더 높은 원하는 SINR을 달성할 수 있다. 따라서 벡터 R 의 각각의 코드 레이트에 대한 최대 실현 가능 스루풋이 계산될 수 있으며, 최고 스루풋을 제공하는 특정 코드 레이트는 특정 채널 상태에 대한 최적의 코드 레이트가 평가되는 것으로 간주될 수 있다. 최적 임계값 (α_{opt})은 T_{opt} 가 되게 하는 특정 코드 레이트(r_n)에 대응하는 임계값(α_n)과 동일하다.

<155> 상기 설명에서, 최적 임계값(α_{opt})은 모든 전송 채널에 대한 채널 이득에 기초하여 결정된다. 만약 수신 SINR이 채널 이득을 대신해서 사용할 수 있다면, 수신 SINR은 감소하는 SINR의 순서로 리스트($\gamma(\lambda)$)에 랭크되고 위치될 수 있으며, 상기 $1 \leq \lambda \leq N_T N_F$ 이고, 따라서 목록 내의 제 1 엘리먼트 $\gamma(1) = \max\{\gamma(j, k) | \dots\}$, 이고 리스트 내의 최종 엘리먼트 $\gamma(N_T N_F) = \min\{\gamma(j, k)\}$. 시퀀스 $\beta(\lambda)$ 는 다음과 같이 정의될 수 있다:

$$\beta(\lambda) = \frac{1}{\sum_{i=1}^{\lambda} \gamma(i)^{-1}} \quad \text{식 32}$$

<157> 각각의 코드 레이트(r_n)(상기 $1 \leq n \leq N_L$)에 대하여, λ 의 최대값($\lambda_{n, \max}$)은 각각의 선택된 전송 채널에 대한 수신 SINR이 코드 레이트(r_n)와 관련된 세트포인트(z_n)와 크거나 같게 결정된다. 상기 조건은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\beta(\lambda) N_T N_F \geq z_n \quad \text{식 33}$$

<159> λ 의 최대값($\lambda_{n, \max}$)이 코드 레이트(r_n)에 대하여 결정되면, 상기 코드 레이트와 관련된 임계값(α_n)은 다음과 같이 결정될 수 있다:

$$\alpha_n = \frac{\gamma(\lambda_{n, \max})}{\gamma_{\max}} \quad \text{식 34}$$

<161> 최적 임계값(α_{opt})과 최적 스루풋(T_{opt})은 전송된 바와 같이 결정될 수 있다.

<162> 상기 설명에 대하여, 임계값은 이용 가능한 전송 채널에 대한 스루풋을 최적화하도록 선택된다. 임계값은 또한 다른 성능 기준 또는 메트릭들을 최적화하도록 선택될 수 있으며, 이는 본 발명의 사상 내에 있다.

<163> 도 2B는 본 발명의 일 실시예에 따라 데이터 전송을 위한 전송 채널을 선택하기 위해 사용되는 임계값(α)을 결정하기 위한 처리(240)의 흐름도이다. 처리(240)는 채널 이득, 수신 SINR 또는 임의의 다른 특성이 전송 채널에 이용 가능한 경우에 사용될 수 있다. 간결성을 위해, 하기에서 처리(240)는 채널 이득이 이용 가능한 경우에 대해 설명되고, 수신 SINR이 이용 가능한 경우는 괄호 [] 내에 도시된다.

<164> 삭제

<165> 처음에, 단계 250에서 세트포인트의 벡터($Z = [z_1, z_2, \dots, z_{N_L}]$)가 정의되고 관련된 세트포인트를 지원하는 코드 레이트의 벡터($R = [r_1, r_2, \dots, r_{N_L}]$)가 결정된다. 단계 252에서, 이용 가능한 모든 전송 채널에 대한 채널 이득 $H(j, k)$ [또는 수신 SINR $\gamma(j, k)$]이 구해져 최상에서부터 최악으로 랭크된다. 단계 254에서, 가능한 정규화 인자의 시퀀스 $\bar{\beta}(\lambda)$ [또는 $\beta(\lambda)$]가 식 27에 도시된 채널 이득에 기초하여 [또는 식 32에 도시된 수신 SINR에 기초하여] 결정된다.

<166> 그 후에 각각의 이용 가능한 코드 레이트가 루프를 통해 계산된다. 루프의 제 1 단계에서는, 단계 256에서, (아직 계산되지 않은) 코드 레이트(r_n)가 계산을 위해 식별된다. 루프의 제 1 통과 지점에 대하여, 식별된 코드 레이트는 벡터 R 에서 제 1 코드 레이트(r_1)가 될 수 있다. 식별된 코드 레이트(r_n)에 대하여, 단계 258에서 λ 개의 최상 전송 채널 각각에 대한 수신 SINR이 평가되는 코드 레이트(r_n)와 관련된 세트포인트(z_n)보다 크거나

나 같도록 λ 의 최대값($\lambda_{n,max}$)이 결정된다. 이는 식 28[또는 식 33]에 나타난 조건을 계산하고 만족시킴으로써 수행될 수 있다. 단계 260에서, 세트포인트(z_n)와 관련된 임계값(α_n)이 식 29[또는 식 340]에 나타난 바와 같이 채널의 채널 이득[또는 수신 SINR]($\lambda_{n,max}$)에 기초하여 결정된다. 단계 262에서, 세트포인트(z_n)에 대한 최대 실현 가능한 스루풋(T_n)이 식 30에 도시된 바와 같이 결정될 수 있다.

<167> 삭제

<168> 단계 264에서, N_z 개의 모든 코드 레이트가 계산되었는지 여부가 결정된다. 계산되지 않았다면, 처리는 단계 256으로 복귀하고 또 다른 코드 레이트가 계산을 위해 식별된다. 그렇지 않으면, 단계 266에서 최적 스루풋(T_{opt}) 및 최적 임계값(α_{opt})이 식 31에 도시된 바와 같이 결정된다. 그 후에 처리가 종료한다.

<169> 상기 설명에서, 모든 채널에 대해 선택적 채널 반전이 수행되기 때문에 통신 시스템에서 이용 가능한 모든 전송 채널에 대하여 하나의 임계값이 결정된다. 전송 채널들이 다수의 그룹으로 분리되는 실시예에서, 하나의 임계값이 결정되어 각각의 그룹을 위해 사용될 수 있다. 각각의 그룹에 대한 임계값은 해당 그룹에 포함된 전송 채널에 대한 스루풋을 최적화하도록 다양한 기준에 기초하여 설정될 수 있다.

<170> 각 그룹에 대한 임계값을 결정하기 위해, 전송된 미분이 사용될 수 있다. 그러나 각각의 그룹에 대한 리스트($H_j(\lambda)$)[또는 $\gamma_j(\lambda)$]는 해당 그룹에 포함된 전송 채널들에 대한 전력 이득[또는 수신 SINR]만을 포함한다. 또한, 시퀀스($\tilde{b}_j(\lambda)$)[또는 $\beta_j(\lambda)$]는 그룹 내의 전송 채널들의 채널 이득[또는 수신 SINR]에 기초하여 정의된 가능한 정규화 인자를 포함할 것이다. 그룹(j)에 대한 코드 레이트(r_n)와 관련된 임계값($\alpha_{j,n}$)은 다음과 같이 표현될 수 있다:

<171>
$$\alpha_{j,n} = \frac{H_j(\lambda_{n,max})}{L_{ave,j}} \text{ or } \frac{\gamma_j(\lambda_{n,max})}{\gamma_{ave,j}}$$
 식 35

<172> 그룹(j)에 대한 최적 임계값($\alpha_{j,n}$)은 그룹(j)에 대한 최적 스루풋($T_{opt,j}$)을 결과로 하는 특정 코드 레이트(r_n)에 대응하는 임계값($\alpha_{j,n}$)과 동일하다.

<173> 전송 채널들의 각 그룹은 개별 임계값과 관련될 수 있다. 대안으로, 다수의 그룹이 동일한 임계값을 공유할 수도 있다. 이는 예를 들어 다수의 전송 안테나에 대해 동일한 코딩 및 변조 방식이 사용되고 이용 가능한 전송 전력이 전송 안테나들 사이에 공유될 수 있는 경우에는 바람직하다.

<174> 상기 설명에서, 임계값은 선택된 전송 채널들에 대해 유사한 수신 SINR을 달성하도록 상기 전송 채널들 사이의 전체 이용 가능한 전송 전력의 (균등하지 않은) 분포에 기초하여 유도된다. 임의의 다른 실시예에서, 임계값은 임의의 다른 조건 및/또는 메트릭에 기초하여 유도될 수 있다. 예를 들어, 임계값은 선택된 전송 채널 중에서 전체 사용 가능한 전송 전력의 동일한 할당(즉, 선택된 전송 채널에 대한 동일한 가중치)에 기초하여 유도될 수 있다. 이 경우에, 임계값은 동일한 전송 전력 할당에 기초하여 달성되는 스루풋을 최대화하도록 선택될 수 있다. 또 다른 예로써, 임계값은 간단히 특정(고정된) 타겟 SINR이 될 수 있다.

<175> 다중-채널 통신 시스템

<176> 도 3은 본 발명의 다양한 양상과 실시예를 구현할 수 있는 MIMO 통신 시스템(300)의 다이어그램이다. 시스템(300)은 제 2 시스템(350)(예를 들면, 터미널(106))과 통신하는 제 1 시스템(310)(예를 들면, 도 1에서 기지국(104))을 포함한다. 시스템(300)은 스펙트럼 효율을 증가시키고, 성능을 개선하며, 유연성을 증진시키기 위해 안테나, 주파수, 및 시간 다이버시티를 결합하여 사용하도록 동작할 수 있다.

<177> 시스템(310)에서, 데이터 소스(312)는 전송(TX) 데이터 프로세서(314)에 데이터(즉, 정보 비트)를 제공하며, (1) 특정 인코딩 방식과 결합하여 데이터를 인코딩하고, (2) 특정 인터리빙 방식에 기초하여 상기 인코딩된 데이터를 인터리빙(재정렬)하며, (3) 상기 인터리빙된 비트를 데이터 전송에 사용하기 위해 선택된 하나 이상의 전송 채널에 대한 변조 심벌에 매핑하며, (4) 각각의 선택된 전송 채널에 대한 변조 채널을 가중한다. 인코딩

은 데이터 전송의 신뢰성을 높인다. 인터리빙은 상기 코딩된 비트에 대한 시간 다이버시티를 제공하고, 상기 데이터가 선택된 전송 채널에 대한 평균 SINR에 기초하여 전송될 수 있게 하고, 페이딩을 방지하며, 또한 각각의 변조 심벌을 형성하기 위해 사용되는 코딩된 비트 사이의 상관성을 없앤다. 인터리빙은 또한 코딩된 비트가 다수의 주파수 서브채널을 통해 전송되는 경우 주파수 다이버시티를 제공한다. 수신기 시스템에서 바람직한 SINR을 달성하기 위해 효율적인 가중치 각각의 선택된 전송 채널에 대한 전송 전력을 제어한다. 일 양상에서, 코딩, 심벌 매핑 및 가중치는 제어기(334)에 의해 제공된 제어 신호에 기초하여 수행될 수 있다.

<178> TX 채널 프로세서(320)는 TX 데이터 프로세서(314)로부터 가중된 변조 심벌을 수신하여 디멀티플렉싱하며, 각각의 선택된 전송 채널에 대한 가중된 변조 채널의 스트림, 즉, 시간 슬롯당 하나의 가중된 변조 심벌을 제공한다. TX 채널 프로세서(320)는 또한 전체 CSI가 이용 가능한 경우에 선택된 전송 채널에 대한 가중된 변조 심벌을 사전 조정한다.

<179> OFDM이 사용되지 않는다면, TX 채널 프로세서(320)는 데이터 전송에 사용되는 각각의 안테나에 대한 가중된 변조 심벌 스트림을 제공한다. 그리고 OFDM이 사용되는 경우, TX 채널 프로세서(320)는 데이터 전송에 사용되는 각각의 안테나에 대한 가중된 변조 심벌 벡터의 스트림을 제공한다. 그리고 전체-CSI 처리가 수행되는 경우, TX 채널 프로세서(320)는 사전 조정된 변조 심벌의 스트림과 데이터 전송에 사용되는 각각의 안테나에 대한 사전 조정된 변조 심벌 벡터를 제공한다. 각각의 스트림은 개별 변조기(MOD;322)에 의해 수신되어 변조되며 연결된 안테나(324)를 통해 전송된다.

<180> 수신기 시스템(350)에서, 다수의 수신 안테나(352)는 전송된 신호를 수신하고 상기 수신된 신호를 개별 복조기(DEMOD;354)에 제공한다. 각각의 복조기(354)는 변조기(322)에서 수행된 처리와 상보적인 처리를 수행한다. 모든 복조기(354)로부터의 변조 심벌은 수신(RX) 채널 데이터 프로세서(356)에 제공되어 전송된 데이터 스트림을 복원하도록 처리된다. RX 채널/데이터 프로세서(356)는 TX 데이터 프로세서(314)와 TX 채널 프로세서(320)에 의해 수행되는 처리와 상보적인 처리를 수행하며, 데이터 싱크(360)에 디코딩된 데이터를 제공한다. 수신기 시스템(350)에 의한 처리는 하기에서 더 상세히 설명된다.

<181> MIMO 전송기 시스템

<182> 도 4A는 MIMO 전송기 시스템(310a)의 블록도이며, 본 발명의 일 실시예에 따라 데이터를 처리할 수 있다. 전송기 시스템(310a)은 도 3의 시스템의 전송기 부분의 일 실시예이다. 시스템(310a)은 (1) 가중된 변조 심벌을 제공하기 위해 정보 비트를 수신하고 처리하는 TX 데이터 프로세서(314a)와 (2) 선택된 전송 채널에 대한 변조 심벌을 디멀티플렉싱하는 TX 채널 프로세서(320a)를 포함한다.

<183> 도 4A에 도시된 실시예에서, TX 데이터 프로세서(314a)는 인코더(412), 채널 인터리버(414), 평처리(416), 심벌 매핑 엘리먼트(418) 및 심벌 가중 엘리먼트(420)를 포함한다. 인코더(412)는 전송될 전체 정보 비트를 수신하여 특정 인코딩 방식에 따라 상기 수신된 비트를 인코딩함으로써 코딩된 비트를 제공한다. 채널 인터리버(414)는 특정 인터리빙 방식에 기초하여 상기 코딩된 비트를 인터리빙함으로써 다이버시티를 제공한다. 평처리(416)는 상기 인터리빙된 코딩된 비트의 0 이상을 평처링(즉, 삭제)하여 바람직한 코딩된 비트 수를 제공한다. 심벌 매핑 엘리먼트(418)는 평처링되지 않은 비트를 선택된 전송 채널을 위한 변조 심벌에 매핑한다. 그리고 심벌 가중 엘리먼트(420)는 각각의 선택된 전송 채널에 대한 변조 심벌을 가중함으로써 가중된 변조 심벌을 제공한다. 각각의 선택된 채널 전송에 사용된 가중치는 전송된 바와 같이 채널의 실현 가능한 SINR에 기초하여 결정될 수 있다.

<184> 파일럿 데이터(예를 들면 공지된 패턴의 데이터)는 또한 처리된 정보 비트를 인코딩하여 멀티플렉싱할 수 있다. 처리된 파일럿 데이터는 선택된 전송 채널의 서브세트 또는 전체에서, 또는 이용 가능한 전송 채널의 서브세트 또는 모두에서 (예를 들면, 시분할 멀티플렉싱(TDM) 방식으로) 전송될 수 있다. 파일럿 데이터는 하기에서 설명되는 것과 같이 채널 추정을 수행하기 위해 수신기에서 사용될 수 있다.

<185> 도 4A에 도시되는 바와 같이, 데이터 인코딩, 인터리빙 및 평처링은 하나 이상의 코딩 제어 신호에 기초하여 달성되며, 이는 사용될 특정 코딩, 인터리빙 및 평처링 방식을 식별한다. 심벌 매핑은 사용될 특정 변조 방식을 식별하는 변조 제어 신호에 기초하여 달성된다. 심벌 가중은 선택된 전송 채널에 제공되는 가중치에 기초하여 달성될 수 있다.

<186> 하나의 코딩 및 변조 방식에서, 코딩은 고정된 베이스 코드를 사용하여 선택된 전송 채널의 SINR에 의해 지원되는 것과 같은 바람직한 코딩 레이트를 달성하기 위한 평처링을 조절함으로써 달성된다. 베이스 코드는 터보 코드, 컨볼루션 코드, 연결 코드, 또는 임의의 다른 코드가 될 수 있다. 베이스 코드는 또한 특정 코드(예를 들

면 코드 레이트 1/3 코드)가 될 수 있다. 상기 방식의 경우, 평처링은 채널 인터리빙 후에 수행되어 선택된 전송 채널에 대한 바람직한 코드 레이트를 달성할 수 있다.

<187> 심벌 매핑 엘리먼트(416)는 평처링되지 않은 비트들의 세트를 그룹화하여 비-2진 심벌을 형성하고 각각의 비-2진 심벌을 선택된 전송 채널들에 사용하기 위해 선택된 변조 방식에 대응하는 신호 정상도의 한 포인트에 매핑하도록 설계될 수 있다. 변조 방식은 QPSK, M-PSK, M-QAM, 또는 임의의 다른 방식이 될 수 있다. 각각의 매핑된 신호 포인트는 변조 심벌에 대응한다.

<188> 전송기 시스템(310a)에서 인코딩, 인터리빙, 평처링 및 매핑은 다수의 방식에 기초하여 수행될 수 있다. 하나의 특정 방식은 전송된 미국 특허 출원 번호 제 09/776,075호에서 설명된다.

<189> 특정 레벨의 성능(예를 들면 1%의 패킷 에러율 또는 PER)을 위해 각각의 변조 심벌에 대해 전송될 수 있는 정보 비트 수는 수신 SINR에 따라 결정된다. 따라서 선택된 전송 채널에 대한 코딩 및 변조 방식은 상기 채널의 특성(예를 들면, 채널 이득, 수신 SINR, 또는 임의의 다른 정보)에 기초하여 결정될 수 있다. 상기 채널 인터리빙은 코딩 제어 신호에 기초하여 조절될 수 있다.

<190> 테이블 1은 다수의 수신 SINR 범위에 사용될 수 있는 코딩 레이트와 변조 방식의 다양한 조합을 열거한다. 각각의 전송 채널에 대해 지원되는 비트 레이트는 다수의 코딩 레이트와 변조 방식의 가능한 조합 중 임의의 하나를 사용하여 달성될 수 있다. 예를 들면, (1) 1/2 코딩 레이트 및 QPSK 변조, (2) 1/3 코딩 레이트 및 8-PSK 변조, (3) 1/4 코딩 레이트 및 16-QAM, 또는 임의의 다른 코딩 레이트와 변조 방식의 조합을 사용하여 변조 심벌당 하나의 정보 비트가 달성될 수 있다. 테이블 1에서, QPSK, 16-QAM 및 64-QAM이 열거된 SINR 범위에 대하여 사용된다. 8-PSK, 32-QAM, 128-QAM 등과 같은 다른 변조 방식이 사용될 수도 있으며, 이는 본 발명의 사상 내에 있다.

<191> 테이블1

수신 SINR 범위	정보 비트/심벌의 #	변조 심벌	코딩된 비트/심벌의 #	코딩 레이트
1.5-4.4	1	QPSK	2	1/2
4.4-6.4	1.5	QPSK	2	3/4
6.4-8.35	2	16-QAM	4	1/2
8.35-10.4	2.5	16-QAM	4	5/8
10.4-12.3	3	16-QAM	4	3/4
12.3-14.15	3.5	64-QAM	6	7/12
14.15-15.55	4	64-QAM	6	2/3
15.55-17.35	4.5	64-QAM	6	3/4
>17.35	5	64-QAM	6	5/6

<193> TX 데이터 프로세서(314a)로부터 가중된 변조 방식은 TX 채널 프로세서(320a)에 제공되며, 이는 도 3에서 TX 채널 프로세서(320)의 일 실시예가 된다. TX 채널 프로세서(320a)에서 디멀티플렉서(424)는 가중된 변조 심벌을 수신하여 다수의 변조 심벌 스트림으로 디멀티플렉싱하며, 각각의 전송 채널에 대한 하나의 스트림이 변조 심벌을 전송하기 위해 선택된다. 각각의 변조 심벌 스트림은 개별 변조기(322)에 제공된다. OFDM이 사용된다면, 각각의 전송 안테나의 선택된 모든 주파수 서브채널에 대하여 각각의 시간 슬롯에서 가중된 변조 심벌이 가중된 변조 심벌 벡터와 관련된다. 각각의 변조기(322)는 가중된 변조 심벌(OFDM을 사용하지 않는 시스템을 위한) 또는 가중된 변조 심벌 벡터(OFDM을 사용하는 시스템을 위한)를 아날로그 신호로 변환하며, 또한 상기 신호를 증폭하고, 필터링하며, 직교 변조하고, 상향 변환함으로써 무선 링크를 통해 전송하기에 적합한 변조 신호를 발생시킨다.

<194> 도 4B는 본 발명의 또 다른 실시예에 따라 데이터를 처리할 수 있는 MIMO 전송기 시스템(310b)의 블록도이다. 전송기 시스템(310b)은 도 3에서 시스템(310)의 전송기 부분의 또 다른 실시예에서, TX 데이터 프로세서(314b)와 TX 채널 프로세서(320b)를 포함한다.

<195> 도 4B에 도시된 실시예에서, TX 데이터 프로세서(314b)는 인코더(412), 채널 인터리버(414), 심벌 매핑 엘리먼트(418), 및 심벌 가중 엘리먼트(420)를 포함한다. 인코더(412)는 전체 정보 비트를 수신하여 특정 인코딩 방식에 따라 상기 수신된 비트를 인코딩함으로써 코딩된 비트를 제공한다. 상기 코딩은 코딩 제어 신호에 의해 식별된 바와 같은 제어기(334)에 의해 선택된 특정 코드 및 코드 레이트에 기초하여 달성될 수 있다. 채널 인

터리버(414)는 상기 코딩된 비트를 인터리빙하고 심벌 매핑 엘리먼트(418)는 인터리빙된 비트를 선택된 전송 채널에 대한 변조 심벌에 매핑한다. 심벌 가중 엘리먼트(420)는 개별 가중치에 기초하여 각각의 선택된 전송 채널에 대한 변조 심벌을 가중함으로써 가중된 변조 심벌을 제공한다.

<196> 도 4B에 도시된 실시예에서, 전송기 시스템(310b)은 전체 CSI에 기초하여 가중된 변조 심벌을 사전 조정할 수 있다. TX 채널 프로세서(320b) 내에서, 채널 MIMO 프로세서(422)는 상기 가중된 변조 심벌을 다수의 가중된(N_c 개까지) 변조 심벌 스트림으로 디멀티플렉싱하며, 각각의 공간 서브채널(즉, 고유 모드)에 대한 하나의 스트림이 변조 심벌을 전송하기 위해 사용된다. 전체-CSI 처리에 대하여, 채널 MIMO 프로세서(422)는 각각의 시간 슬롯에서 가중된(N_c 개까지) 변조 심벌들을 사전 조정하여 다음과 같은 N_T 개의 사전 조정된 변조 심벌을 발생시킨다.

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{12} & \Lambda & e_{1N_c} \\ e_{21} & e_{22} & & e_{2N_c} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{N_T1} & e_{N_T2} & \Lambda & e_{N_TN_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_c} \end{bmatrix}$$

식 36

<198> 상기 b_1, b_2, \dots, b_{N_c} 는 각각 공간 서브채널 1, 2, \dots, N_c 에 대해 가중된 변조 심벌이며;

<199> e_{ij} 는 전송 안테나로부터 수신 안테나로의 전송 특성과 관련된 고유 벡터 행렬 E의 엘리먼트이며;

<200> x_1, x_2, \dots, x_{N_T} 는 다음과 같이 표현되는 사전 조정된 변조 심벌이다:

$$\begin{aligned} x_1 &= b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{1N_c} , \\ x_2 &= b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{2N_c} , \text{ 및} \\ x_{N_T} &= b_1 \cdot e_{N_T1} + b_2 \cdot e_{N_T2} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{N_TN_c} . \end{aligned}$$

<202> 고유벡터 행렬 E는 전송기에 의하여 계산될 수도 있고 또는 수신기에 의하여 전송기에 제공된다. 행렬 E의 엘리먼트는 유효 채널 이득 $H(j,k)$ 를 결정할 때 고려될 수 있다.

<203> 전체 CIS 처리에서, 특정 전송 안테나에 대한 각각의 사전 조정된 변조 심벌 x_i 은 N_c 개까지의 공간 서브채널에 대한 가중된 변조 심벌의 선형 결합을 나타낸다. 각각의 시간 슬롯에 대하여, 채널 MIMO 프로세서(422)에 의하여 발생한 N_T 개(까지)의 사전 조정된 변조 심벌은 디멀티플렉서(424)에 의하여 디멀티플렉싱되며 N_T 개(까지)의 변조기(322)에 제공된다. 각각의 변조기(322)는 사전 조정된 변조 심벌 벡터(OFDM을 이용하지 않는 시스템에 대하여) 또는 사전 조정된 변조 심벌 벡터(OFDM을 이용하는 시스템에 대하여)를 무선 링크를 통해 전송하기에 적합한 변조 신호로 변환한다.

<204> 도 4C는 OFDM을 이용하고 본 발명의 다른 실시예에 따라 데이터를 처리할 수 있는 MIMO 전송기 시스템(310c)의 블록도이다. 전송기 시스템(310c)은 도 3의 시스템(310)의 전송기 부분에 대한 다른 실시예이며, TX 데이터 프로세서(314c) 및 TX 채널 프로세서(320c)를 포함한다. TX 데이터 프로세서(314c)는 개별 코드로 동작할 수 있으며 그룹을 위하여 선택된 특정 코딩 및 변조 방식에 기초하여 전송 채널들의 각 그룹을 변조한다. 각각의 그룹은 하나의 전송 안테나에 대응할 수 있으며, 각 그룹의 전송 채널은 전송 안테나에 대한 전송 안테나에 대응할 수 있다.

<205> 도 4C에 도시된 실시예에서, 데이터 프로세서(314c)는 다수의 공간 서브채널 데이터 프로세서(410a 내지 410t)를 포함하며, 전송 채널들의 각 그룹에 대한 하나의 데이터 프로세서(410)는 개별적으로 코딩 및 변조될 것이다. 각각의 데이터 프로세서(410)는 인코더(412), 채널 인터리버(414), 심벌 매핑 엘리먼트(418) 및 심벌 가중 엘리먼트(420)를 포함한다. 데이터 프로세서의 이들 엘리먼트는 데이터 프로세서에 의하여 처리된 그룹에 대한 정보 비트를 인코딩하고, 코딩된 비트를 인터리빙하며, 인터리빙된 비트를 생성된 변조 심벌에 매핑하며, 그룹 내의 각각의 선택된 전송 채널에 대한 변조 심벌을 가중하도록 동작한다. 도 4C에 도시된 바와 같이, 코딩 및 변조 제어 및 가중은 특히 각 그룹에 대해 제공될 수 있다.

<206> 각 데이터 프로세서(410)로부터 가중된 변조 심벌은 특정 전송 안테나에 대한 가중된 변조 심벌을 결합하는 TX 채널 프로세서(320c) 내의 각 결합기(434)에 제공된다. 각 그룹이 특정 전송 안테나에 대한 선택된 주파수 서브채널을 포함한다면, 결합기(434)는 각 변조기(322)에 제공되는 각 전송 채널에 대한 변조 심벌 벡터를

형성하기 위하여 선택된 주파수 서브채널에 대한 가중된 변조 심벌을 결합한다. 변조된 신호를 발생시키기 위한 각 변조기(322)에 의한 처리는 이하에서 기술된다.

<207> 도 4D는 OFDM을 이용하며 본 발명의 또 다른 실시예에 따라 데이터를 처리할 수 있는 MIMO 전송기 시스템(310d)의 블록도이다. 이런 실시예에서, 각 주파수 서브채널에 대한 전송 채널은 개별적으로 처리될 수 있다. TX 데이터 프로세서(314c) 내에서, 전송될 정보 비트는 디멀티플렉서(428)에 의하여 다수(N_T 개까지)의 주파수 서브채널 데이터 스트림으로 디멀티플렉싱되며, 각 주파수 서브채널마다 하나의 스트림이 데이터 전송에 사용된다. 각각의 주파수 서브채널 데이터 스트림은 각각의 주파수 서브채널 데이터 프로세서(430)에 제공된다.

<208> 각각의 데이터 프로세서(430)는 OFDM 시스템의 각 주파수 서브채널에 대한 데이터를 처리한다. 각각의 데이터 프로세서(430)는 도 4A에 도시된 TX 데이터 프로세서(314a), 또는 도 4B에 도시된 TX 데이터 프로세서(314b)와 유사하게 또는 임의의 다른 설계로 실행될 수 있다. 일 실시예에서, 데이터 프로세서(430)는 주파수 서브채널 데이터 스트림을 다수의 데이터 서브스트림으로 멀티플렉싱하며, 각 공간 서브채널에 대한 하나의 데이터 스트림이 주파수 서브채널에 대해 선택된다. 각각의 데이터 스트림은 인코딩, 인터리빙, 심벌 매핑 및 가중되어 데이터 서브스트림에 대한 가중된 변조 심벌을 생성한다. 각각의 주파수 서브채널 데이터 스트림 또는 각각의 데이터 서브스트림에 대한 코딩 및 변조는 코딩 및 변조 제어 신호에 기초하여 조절될 수 있으며, 가중은 가중치에 기초하여 수행될 수 있다. 각각의 데이터 프로세서(430)는 주파수 서브채널에 대해 선택된 N_c 개까지의 공간 서브채널에 대한 N_c 개까지의 가중된 변조 심벌 스트림을 제공한다.

<209> OFDM을 이용하는 MIMO 시스템에 대하여, 변조 심벌은 다수의 전송 안테나로부터 다수의 주파수 서브채널을 통해 전송될 수 있다. MIMO 프로세서(320d) 내에서, 각 데이터 프로세서(430)로부터 N_c 개까지의 변조 심벌 스트림은 채널 제어 및/또는 이용 가능한 CSI에 기초하여 수신된 변조 심벌을 처리하는 각각의 서브채널 공간 프로세서(432)에 제공된다. 각각의 공간 프로세서(432)는 전체 CSI 처리가 수행되지 않는 경우에 디멀티플렉서(도 4A에 도시된 것과 같은)를 실행할 수도 있고 또는 전체 CSI 처리가 수행되는 경우에 채널 MIMO 프로세서 다음에 배치된 디멀티플렉서(도 4B에 도시된 것과 같은)를 실행할 수 있다. OFDM을 이용하는 MIMO 시스템에서, 전체 CSI 처리(즉, 사전 조정)가 각각의 주파수 서브채널에 대해 실행될 수 있다.

<210> 각각의 서브채널 공간 프로세서(432)는 주파수 서브채널에 대해 선택되는 전송 안테나에 대한 N_T 개까지의 변조 심벌로 각각의 시간 슬롯에 대한 N_c 개까지의 변조 심벌을 디멀티플렉싱한다. 각각의 전송 안테나에 대하여, 결합기(434)는 전송 안테나를 위하여 선택된 N_c 개까지의 주파수 서브채널에 대한 변조 심벌을 수신하며, 각각의 시간 슬롯에 대한 심벌들을 변조 심벌 벡터 V 로 조합하며, 변조 심벌 벡터를 다음 처리 단계(즉, 각각의 변조기(322))에 제공한다.

<211> 이와 같이 MIMO 프로세서(320d)는 N_T 개까지의 변조 심벌 벡터 V_1 내지 V_{N_T} 를 제공하기 위하여 변조 심벌을 수신 및 처리하며, 각 전송 안테나마다 하나의 변조 심벌 벡터가 데이터를 전송하기 위하여 선택된다. 각각의 변조 심벌 벡터(V)는 단일 시간 슬롯을 커버하며, 변조 심벌 벡터(V)의 각 엘리먼트는 변조 심벌이 전송되는 고유 부반송파를 가진 특정 주파수 서브채널과 연관된다.

<212> 도 4D는 OFDM에 대한 변조기(322)의 실시예를 도시한다. MIMO 프로세서(320c)로부터의 변조 심벌 벡터(V_1 내지 V_{N_T})는 변조기(322a 내지 322t)에 각각 제공된다. 도 4D에 도시된 실시예에서, 각각의 변조기(322)는 고속 푸리에 역변환(IFFT)(440), 사이클릭 프리픽스 발생기(442) 및 업컨버터(444)를 포함한다.

<213> IFFT(440)는 IFFT를 사용하여 각각의 수신된 변조 심벌 벡터를 시간 영역 표현으로 변환한다. IFFT(440)는 다수의 주파수 서브채널(예컨대, 8, 16, 32 등)에 대해 IFFT를 실행하도록 설계될 수 있다. 일 실시예에서, OFDM 심벌로 변환된 각각의 변조 심벌에 대하여, 사이클릭 프리픽스 발생기(442)는 특정 전송 안테나에 대한 "전송 심벌"을 형성하기 위하여 OFDM 심벌의 시간 영역의 일부를 반복한다. 사이클릭 프리픽스는 전송 심벌이 다중경로 지연 확산의 존재시 직교 특성을 유지할 수 있게 한다. IFFT(440) 및 사이클릭 프리픽스 발생기(442)의 실행은 당업자에게 공지되어 있으므로 여기서는 상세히 설명하지 않을 것이다.

<214> 각 사이클릭 프리픽스 발생기(442)로부터의 시간 영역 표현(즉, 각 안테나에 대한 전송 심벌)은 각각의 안테나(324)로부터 전송되는 변조 신호를 발생시키기 위하여 업컨버터(444)에 의하여 처리된다(예컨대, 아날로그 신호로 변환되고, 변조, 증폭 및 필터링된다).

- <215> OFDM 변조는 "데이터 전송을 위한 다중캐리어 변조"(Idea Whose Time Has Come, "John A.C. Bingham 저, IEEE Communications Magazine, May 1990,)라는 명칭을 가진 문헌에 더 상세히 기술되며, 이 문헌은 여기에 참조문헌으로서 통합된다.
- <216> 도 4A 내지 도 4D는 본 발명의 다양한 특징 및 실시예를 실행할 수 있는 MIMO 전송기의 4가지 설계를 도시한다. 본 발명은 MIMO를 이용하지 않는 OFDM 시스템에서 실행될 수 있다. 이러한 경우에, 이용 가능한 전송 채널은 OFDM 시스템의 주파수 서브채널에 대응한다. 다수의 다른 전송기 설계는 여기에 기술된 다양한 기술을 실행할 수 있으며, 이들 설계는 본 발명의 범위 내에 있다. 이들 전송기 설계의 일부는 다음과 같은 특허출원에 더 상세히 기술되며, 이 출원은 본 발명의 양수인에게 양도되고 여기에 참조문헌으로서 통합된다.
- <217> - 전술한 미국특허 출원번호 제 09/776,075호;
- <218> - "다중 캐리어 변조를 이용하는 고효율 및 고성능 통신 시스템"이라는 명칭으로 2000년 3월 22일에 출원된 미국특허출원 제09/532,492호;
- <219> - "무선 통신 시스템에서 채널 상태 정보를 이용하기 위한 방법 및 장치"라는 명칭으로 2001년 3월 23일에 출원된 미국특허 출원번호 제09/826,481호;
- <220> - "채널 상태 정보를 이용하는 다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신 시스템에서 데이터를 처리하기 위한 방법 및 장치"라는 명칭으로 2001년 3월 11일에 출원된 미국특허 출원번호 제09/854,235호.
- <221> 이들 특허출원은 MIMO 처리 및 CSI 처리를 더 상세히 설명한다.
- <222> 일반적으로, 전송기 시스템(310)은 특정 공통 코딩 및 변조 방식에 기초하여 선택된 모든 전송 채널(또는 각 그룹 내의 선택된 모든 전송 채널)에 대한 데이터를 코딩 및 변조한다. 이들 변조 심벌은 수신기에서 적정 레벨의 성능이 달성되도록 선택된 전송 채널에 할당된 가중치에 의하여 추가로 가중된다. 여기에 설명된 기술은 MIMO, OFDM, 또는 다수의 병렬 전송 채널을 지원할 수 있는 임의의 다른 통신 방식(예컨대, CDMA 방식)에 의하여 지원되는 다수의 병렬 전송 채널에 적용할 수 있다.
- <223> 도 4C는 각각의 전송 안테나에 대한 데이터가 전송 안테나를 위하여 선택된 코딩 및 변조 방식에 기초하여 개별적으로 코딩 및 변조될 수 있는 실시예를 도시한다. 유사하게, 도 4D는 각각의 주파수 서브채널에 대한 데이터가 주파수 서브채널을 위하여 선택된 코딩 및 변조 방식에 기초하여 개별적으로 코딩 및 변조될 수 있는 실시예를 도시한다. 일반적으로, 이용 가능한 모든 전송 채널(또는 모든 주파수 서브채널의 모든 공간 서브채널)은 임의의 형태의 다수의 그룹으로 분리될 수 있으며, 각각의 그룹은 임의의 수의 전송 채널을 포함할 수 있다. 예컨대, 각각의 그룹은 공간 서브채널, 주파수 서브채널 또는 이들 두 영역의 서브채널을 포함할 수 있다.
- <224> **MIMO 수신기 시스템**
- <225> 도 5는 본 발명의 실시예에 따라 데이터를 수신할 수 있는 MIMO 수신기 시스템(350a)의 블록도이다. 수신기 시스템(350a)은 도 3의 수신기 시스템(350)의 특정 실시예이며, 전송된 신호를 수신 및 복원하기 위하여 연속 제거 수신기 처리 기술을 실행한다. (N_T 개까지의) 전송 안테나로부터 전송된 신호는 각각의 N_R 개의 안테나(352a 내지 352r)에 의하여 수신되며 각각의 복조기(DEMOD)(354)(프런트-엔드 프로세서로도 지칭됨)로 라우팅된다.
- <226> 각각의 복조기(354)는 각각의 수신된 신호를 조정(예컨대, 필터링 및 증폭)하며, 조정된 신호를 중간 주파수 및 기저대역으로 하향 변환하며, 하향 변환된 신호를 디지털화하여 샘플을 제공한다. 각각의 복조기(354)는 RX 채널/데이터 프로세서(356a)에 제공되는 수신 변조 심벌의 스트림을 발생시키기 위하여 수신된 파일럿으로 샘플을 복조할 수 있다.
- <227> 데이터 전송에 OFDM이 사용된다면, 각각의 복조기(354)는 도 4D에 도시된 변조기(322)에 의하여 실행되는 것과 상보적인 처리를 추가로 실행한다. 이러한 경우에, 각각의 복조기(354)는 샘플의 변환된 표현을 생성하며 변조 심벌 벡터의 스트림을 제공하는 FFT 프로세서(도시 안됨)를 포함한다. 각각의 벡터는 이용을 위하여 선택된 N_L 개까지의 주파수 서브채널에 대한 N_L 개까지의 변조 심벌을 포함하며, 각 시간 슬롯마다 하나의 벡터가 제공된다. 각 주파수 서브채널이 개별적으로 처리되는 전송 처리 방식에서(예컨대, 도 4D에 도시됨), N_R 개의 모든 복조기의 FFT 프로세서로부터의 변조 심벌 벡터 스트림은 각각의 FFT 프로세서로부터의 변조 심벌 벡터 스트림을 데이터 전송에 사용되는 다수의 주파수 서브채널들에 대응하는 N_L 개까지의 변조 심벌 스트림으로

"채널화"하는 디멀티플렉서(도 5에 도시됨)에 제공된다. 멀티플렉서는 N_L 개까지의 변조 심벌 스트림 각각을 각각의 RX MIMO/데이터 프로세서(356a)에 제공한다.

<228> OFDM을 이용하지 않는 MIMO 시스템에서, 하나의 RX MIMO/데이터 프로세서(356a)가 N_R 개의 수신 안테나로부터의 N_R 개의 변조 심벌 스트림을 처리하는데 사용될 수 있다. 그리고 OFDM을 이용하는 MIMO 시스템에서, 하나의 RX MIMO/데이터 프로세서(356b)는 데이터 전송에 사용된 N_L 개까지의 주파수 서브채널 각각에 대한 N_R 개의 수신 안테나로부터의 N_R 개의 변조 심벌 스트림의 세트를 처리하도록 사용될 수 있다. 선택적으로, 단일 RX 채널/데이터 프로세서(356a)가 각각의 주파수 서브채널과 연관된 변조 심벌 스트림의 세트를 개별적으로 처리하기 위하여 사용될 수 있다.

<229> 도 5에 도시된 실시예에서, RX 채널/데이터 프로세서(356b)(도 3에서 기술된 RX 채널/데이터 프로세서(356)의 일 실시예임)는 다수의 연속적인(예컨대, 직렬) 수신기 처리 스테이지(510)를 포함하며, 전송된 데이터 스트림마다 하나의 스테이지가 수신기 시스템(350a)에 의하여 복원된다. 한 전송 처리 방식에서, 선택적 채널 반전이 이용 가능한 모든 전송 채널에 적용된다. 다른 전송 처리 방식에서, 선택적 채널 반전은 각각의 전송 안테나에 개별적으로 적용된다. 이러한 경우에, 선택된 전송 채널은 하나 이상의 데이터 스트림을 전송하기 위하여 사용될 수 있으며, 이들 각각은 공통 코딩 방식으로 개별적으로 코딩될 수 있다. 다른 전송 처리 방식에서, 선택적 채널 반전은 각각의 전송 안테나에 개별적으로 적용된다. 일반적으로, 하나의 데이터 스트림이 각 공간 채널 상에서 개별적으로 코딩 및 전송된다면, 전송된 데이터 스트림을 복원하기 위하여 연속 제거 수신기 처리 기술이 사용될 수 있다. 간결성을 위하여, RX 채널/데이터 프로세서(356a)는 하나의 데이터 스트림이 데이터 프로세서(356a)에 의하여 처리되는 소정의 주파수 서브채널의 각 공간 서브채널 상에서 개별적으로 코딩 및 전송되는 실시예에 대해 설명된다.

<230> 각각의 수신기 처리 스테이지(510)(마지막 스테이지(510n)는 제외함)는 중간 제거기(530)에 접속된 채널 MIMO/데이터 프로세서(520)를 포함하며, 마지막 스테이지(510n)는 MIMO/데이터 프로세서(520n)만을 포함한다. 제 1 수신기 처리 스테이지(510a)에서, 채널 MIMO/데이터 프로세서(520a)는 제 1 전송 채널(또는 제 1 전송 신호)에 대해 디코딩된 데이터 스트림을 제공하기 위하여 복조기(354a 내지 354r)로부터 N_R 개의 변조 심벌 스트림을 수신하여 처리한다. 그리고 각각의 제 2 마지막 스테이지(510b 내지 510n)에서, 상기 스테이지에 대한 채널 MIMO/데이터 프로세서(520)는 상기 스테이지에 의하여 처리된 전송 채널에 대해 디코딩된 데이터 스트림을 유도하기 위하여 앞선 스테이지에서 간섭 제거기(520)로부터 N_R 개의 수정된 심벌 스트림을 수신하여 처리한다. 각각의 채널 MIMO/데이터 프로세서(520)는 연관된 전송 채널에 CSI(예컨대, 수신 SINR)를 제공한다.

<231> 제 1 수신기 처리 스테이지(510a)에서, 간섭 제거기(530a)는 N_R 개의 모든 복조기(354)로부터 N_R 개의 변조 심벌 스트림을 수신한다. 그리고 각각의 제 2 내지 마지막 스테이지에서, 간섭 제거기(530)는 앞선 스테이지의 간섭 제거기로부터 N_R 개의 수정된 심벌 스트림을 수신한다. 각각의 간섭 제거기(530)는 동일한 스테이지 내의 채널 MIMO/데이터 프로세서(520)로부터 디코딩된 데이터 스트림을 수신하며, 디코딩된 데이터 스트림으로 인하여 수신된 변조 심벌 스트림의 간섭 성분을 추정하는 N_R 개의 재변조된 심벌 스트림을 유도하기 위한 처리(예컨대, 코딩, 인터리빙, 변조, 채널 응답 등)를 수행한다. 그 다음에, 재변조된 심벌 스트림은 모든 그러나 감소된(즉, 제거된) 간섭 성분을 포함하는 N_R 개의 수정된 심벌 스트림을 유도하기 위하여 수신된 변조 심벌 스트림으로부터 감소된다. 이때, N_R 개의 수정된 심벌 스트림은 다음 스테이지에 제공된다.

<232> 도 5에서, 제어기(540)는 RX 채널/데이터 프로세서(356a)에 접속되며, 프로세서(356a)에 의하여 수행된 연속 삭제 수신기 처리에서 다양한 단계들을 제어하기 위하여 사용될 수 있다.

<233> 도 5는 각각의 데이터 스트림(즉, 각각의 전송된 신호에 대응하는 하나의 데이터 스트림)이 각각의 전송 안테나를 통해 전송될 때 간단한 방식으로 사용될 수 있는 수신기 구조를 도시한다. 이러한 경우에, 각각의 수신기 처리 스테이지(510)는 수신기 시스템(350a)에 대해 타깃화된 전송 신호들 중 한 신호를 복원하도록 동작할 수 있으며 복원된 전송 신호에 대응하는 디코딩된 데이터 스트림을 제공한다.

<234> 임의의 다른 전송 처리 방식에서, 데이터 스트림은 다수의 전송 안테나, 주파수 서브채널 및/또는 시간 간격을 통해 전송되어 공간, 주파수 및 시간 다이버시티를 각각 제공할 수 있다. 이러한 방식에서, 수신기 처리는 처음에 각각의 주파수 서브채널의 각 전송 안테나를 통해 전송된 신호에 대한 수신 변조 심벌 스트림을 유도한다. 다수의 전송 안테나에 대한 변조 심벌, 주파수 서브채널, 및/또는 시간 간격은 전송기 시스템에서 수

행되는 디멀티플렉싱과 상보적인 방식으로 조합될 수 있다. 조합된 변조 심벌의 스트림은 대응하는 디코딩된 데이터 스트림을 제공하도록 처리된다.

<235> 도 6A는 도 5의 채널 MIMO/데이터 프로세서(520)의 일 실시예인 채널 MIMO/데이터 프로세서(520x)의 일 실시예에 대한 블록도이다. 이 실시예에서, 채널 MIMO/데이터 프로세서(520x)는 공간/공간-시간 프로세서(610), CSI 프로세서(612), 선택기(614), 복조 엘리먼트(618), 디인터리버(618) 및 디코더(620)를 포함한다.

<236> 공간/공간-시간 프로세서(610)는 비-분산 MIMO 채널에 대한 N_R 개의 수신 신호(즉, 플랫폼 페이딩을 가짐)에 대한 선형 공간 처리 또는 분산 MIMO 채널에 대한 N_R 개의 수신 신호(즉, 주파수 선택 페이딩을 가짐)에 대한 공간-시간 처리를 수행한다. 공간 처리는 채널 상관 역행렬(CCFI) 기술, 최소 평균 제곱 에러(MMSE) 기술 등과 같은 선형 공간 처리 기술을 사용하여 달성될 수 있다. 이들 기술은 적정 신호를 0으로 하거나 또는 다른 신호로부터의 잡음 및 간섭의 존재시에 각각의 구성신호의 수신 SINR을 최대화하기 위하여 사용될 수 있다. 공간-시간 처리는 MMSE 선형 등화기(MMSE-LE), 결정 피드백 등화기(DFE), 최대 가능성 시퀀스 추정기(MLSE) 등과 같은 선형 공간-시간 처리 기술을 사용하여 달성될 수 있다. CCFI, MMSE, MMSE-LE 및 DFE 기술은 전술한 미국 특허 출원번호 제 09/854,235호에 더 상세히 기술되어 있다. DFE 및 MLSE 기술은 S.L. Ariyavistakul et al. 저, Unified Analysis and Required Filter Span, IEEE Trans. on Communication, Vol. 7, No. 7, July 1999, "분산 간섭을 사용하는 최적 공간-시간 프로세서"라는 명칭을 가진 문헌에 개시되어 있으며, 이 문헌은 여기에 참조문헌으로서 통합된다.

<237> CSI 프로세서(612)는 데이터 전송에 사용된 각각의 전송 채널에 대한 CSI를 결정한다. 예컨대, CSI 프로세서(612)는 수신된 파일럿 신호에 기초하여 잡음 공분산 행렬을 추정하고 디코딩된 데이터 스트림에 사용된 k번째 전송 채널의 SINR을 계산할 수 있다. SINR은 공지된 바와 같이 종래의 파일럿 지원 단일 및 다중 캐리어 시스템과 유사하게 추정될 수 있다. 데이터 전송에 사용된 모든 전송 채널의 SINR은 전송기 시스템에 다시 보고되는 CSI를 포함할 수 있다. CSI는 수신기 처리 스테이지에 의하여 복원될 특정 데이터 스트림을 식별하는 제어 신호를 선택기(614)에 추가로 제공할 수 있다.

<238> 선택기(614)는 CSI 프로세서(612)로부터의 제어 신호에 의해 지시된 바와 같이 디코딩된 데이터 스트림에 대응하는 심벌 스트림을 추출할 수 있다. 변조 심벌의 추출된 스트림은 복조 엘리먼트(614)에 제공된다.

<239> 각 전송 채널에 대한 데이터 스트림이 공통 코딩 및 변조 방식에 기초하여 개별적으로 코딩 및 변조되는 도 6A에 도시된 실시예에서, 선택된 전송 채널에 대한 복원된 변조 심벌은 전송 채널을 위하여 사용된 공통 변조 방식과 상보적인 복조 방식(예컨대, M-PSK, M-QAM)에 따라 복조된다. 복조 엘리먼트(616)로부터 복조된 신호는 채널 인터리버(614)에 의하여 수행된 방식과 상보적인 방식으로 디인터리버(618)에 의하여 디인터리빙되며, 디인터리빙된 데이터는 인코더(612)에 의하여 수행되는 방식과 상보적인 방식으로 디코더(620)에 의하여 추가로 디코딩된다. 예컨대, 터보 또는 종래의 코딩이 각각 전송기 시스템에서 수행되는 경우에 터보 디코더 또는 비터비 디코더가 디코더(620)에 사용될 수 있다. 디코더(620)로부터 디코딩된 데이터 스트림은 복원된 전송 데이터 스트림의 추정치를 나타낸다.

<240> 도 6B는 도 5에서 간섭 제거기(530)의 일 실시예인 간섭 제거기(530x)의 블록도이다. 간섭 제거기(530x) 내에서, 동일한 스테이지 내의 채널 MIMO/데이터 프로세서(520)로부터 디코딩된 데이터 스트림은 MIMO 처리 및 채널 왜곡 전에 전송기 시스템에서 변조 심벌의 추정치인 재변조된 심벌을 제공하기 위하여 채널 데이터 프로세서(628)에 의하여 재인코딩, 인터리빙 및 재변조된다. 채널 데이터 프로세서(628)는 데이터 스트림에 대한 전송기 시스템에서 수행되는 것과 동일한 처리(예컨대, 인코딩, 인터리빙 및 변조)를 수행한다. 재변조된 심벌은 디코딩된 데이터 스트림으로 인한 간섭의 추정치 \hat{r}^k 를 제공하기 위하여 추정된 채널 응답으로 심벌을 처리하는 채널 시뮬레이터(630)에 제공된다. 채널 응답 추정치는 전술한 미국특허 출원번호 제09/854,235호에 개시된 기술에 따른 전송기 시스템에 의하여 전송된 파일럿 및/또는 데이터에 기초하여 유도될 수 있다.

<241> 간섭벡터 \hat{r}^k 에서 N_R 개의 엘리먼트는 k번째 전송 안테나를 통해 전송된 심벌 스트림으로 인하여 N_R 개의 수신 안테나 각각에서 수신된 신호의 성분에 대응한다. 벡터의 각 엘리먼트는 대응하는 수신된 변조 심벌 스트림에서 디코딩된 데이터 스트림으로 인하여 추정된 성분을 나타낸다. 이들 성분은 N_R 개의 수신 변조 심벌 스트림(즉, 벡터 \hat{r}^k)에서 나머지 전송된(아직 검출되지 않은) 신호에 대한 간섭이며, 제거된 디코딩된 데이터 스트림으로부터의 성분을 가진 수정된 벡터(\hat{r}^{k+1})를 제공하기 위하여 합산기(632)에 의하여 수신된 신호 벡터

(\mathbf{r}^k) 로부터 감산된다(즉, 제거된다). 수정된 벡터(\mathbf{r}^{k+1})는 도 5에 도시된 바와 같이 다음 수신기 처리 스텝에 입력 벡터로서 제공된다.

<242> 연속 제거 수신기 처리의 다양한 특징은 미국특허 출원번호 제 09/854,235호에 더 상세히 기술된다.

<243> 도 7은 본 발명의 다른 실시예에 따라 데이터를 수신할 수 있는 MIMO 수신기 시스템(350b)의 블록도이다. N_T 개(까지)의 전송 안테나로부터 전송된 신호는 각각의 N_R 개의 안테나(352a 내지 352r)에 의하여 수신되며, 각각의 복조기(354)에 라우팅된다. 각각의 복조기(354)는 RX MIMO/데이터 프로세서(356b)에 제공되는 샘플을 제공하기 위하여 각각의 수신된 신호를 조정, 처리 및 디지털화한다.

<244> RX MIMO/데이터 프로세서(356b) 내에서, 각각의 수신 안테나에 대한 샘플은 수신된 샘플의 변환된 표현을 발생시키고 변조 샘플 벡터의 각 스트림을 제공하는 각각의 FFT 프로세서(710)에 제공된다. FFT 프로세서(710a 내지 710r)로부터의 변조 심벌 벡터의 스트림이 프로세서(720)에 제공된다. 프로세서(720)는 각각의 FFT 프로세서(710)로부터의 변조 심벌 벡터의 스트림을 N_L 개까지의 다수의 서브채널 심벌 스트림으로 채널화한다. 프로세서(720)는 사전 처리된 변조 심벌을 제공하기 위하여 서브채널 심벌 스트림에 대한 공간 처리 또는 공간-시간 처리를 수행할 수 있다.

<245> 다수의 주파수 서브채널 및/또는 다수의 공간 서브채널을 통해 전송된 각각의 데이터 스트림에서, 프로세서(720)는 데이터 스트림 프로세서(730)에 제공된 하나의 사전 처리된 변조 심벌 스트림에 데이터 스트림을 전송하는데 사용된 모든 주파수 및 공간 서브채널에 대한 변조 심벌을 추가로 결합한다. 각각의 데이터 스트림 프로세서(730)는 전송기 유닛에서 데이터 스트림에 대해 수행된 방식과 상보적인 복조, 디인터리빙 및 디코딩을 수행한다.

<246> 연속 제거 수신기 처리 기술을 사용하는 수신기 시스템 및 연속 제거 수신기 처리 기술을 사용하지 않는 수신기 시스템은 전송된 데이터 스트림을 수신, 처리 및 복원하기 위하여 사용될 수 있다. 다수의 전송 채널을 통해 수신된 신호를 처리할 수 있는 임의의 수신기 시스템은 2000년 3월 30일에 "다중-캐리어 변조를 사용하는 고효율 및 고성능 통신 시스템"이라는 명칭으로 출원된 미국특허 출원번호 제 09/532,492호, 전술한 미국특허 출원번호 제 09/776,075호 및 09/826,481호에 개시되어 있다.

<247> 전송기 시스템에 대한 CSI 획득

<248> 간소화를 위하여, CSI가 SINR를 포함하는 본 발명의 다양한 특징 및 실시예가 기술되었다. 일반적으로, CSI는 통신 링크의 특성을 나타내는 다양한 형태의 정보를 포함할 수 있다. 다양한 형태의 정보는 CSI로서 제공될 수 있으며, 그 일부 예가 하기에 기술된다.

<249> 일 실시예에서, CSI는 신호 전력 대 잡음+간섭 전력의 비로서 유도되는 SINR을 포함한다. 집합 SINR이 다수의 전송 채널에 제공될 수도 있지만, SINR는 통상적으로 데이터 전송(예컨대, 각각의 전송 스트림)에 사용된 각각의 전송 채널에 대해 추정되어 제공될 수 있다. SINR 추정치는 특정 개수의 비트를 가진 값으로 양자화될 수 있다. 일 실시예에서, SINR 추정은 예컨대 록-업 테이블을 사용하여 SINR 인덱스에 매핑된다.

<250> 다른 실시예에서, CSI는 각 주파수 서브채널의 각 공간 서브채널에 대한 전력 제어 정보를 포함한다. 전력 제어 정보는 큰 전력 또는 작은 전력에 대한 요구를 지시하기 위하여 각 전송 채널에 대한 단일 비트를 포함할 수도 있고 또는 요구된 전력 레벨의 변화 크기를 지시하기 위한 다수의 비트를 포함할 수 있다. 이러한 실시예에서, 전송기 시스템은 어느 전송 채널이 선택되는지 그리고 각 전송 채널에 대하여 어느 전력이 사용되는지를 결정하기 위하여 수신기 시스템으로부터 다시 제공된 전력 제어 정보를 사용할 수 있다.

<251> 또 다른 실시예에서, CSI는 신호 전력 및 간섭+잡음 전력을 포함한다. 이들 두 개의 성분은 개별적으로 유도되어, 데이터 전송에 사용된 각각의 전송 채널에 제공될 수 있다.

<252> 또 다른 실시예에서, CSI는 신호 전력, 간섭 전력 및 잡음 전력을 포함한다. 데이터 전송에 사용된 각각의 전송 채널에 대해 이들 3개의 성분이 유도되어 제공될 수 있다.

<253> 또 다른 실시예에서, CSI는 신호대 각각의 관찰 가능한 간섭+잡음비 항에 대한 간섭 전력의 리스트를 포함한다. 이 정보는 데이터 전송에 사용된 각각의 전송 채널에 대해 유도되어 제공될 수 있다.

<254> 또 다른 실시예에서, CSI는 행렬 형태(예컨대, 모든 전송-수신 안테나 쌍에 대한 $N_T \times N_R$ 복소 엔트리)의 신호 성분을 포함하며, 또한 행렬 형태(예컨대 $N_T \times N_R$ 복소 엔트리)의 잡음+간섭 성분을 포함한다. 그 다음에,

전송기 시스템은 데이터 전송에 사용된 각 전송 채널에 대한 품질(예컨대, 수신기 시스템에 수신된 각 전송 데이터 스트림에 대한 사전 처리된 SINR)을 유도하기 위하여 적정 전송-수신 안테나 쌍에 대한 신호 성분 및 잡음+간섭 성분을 적절하게 결합할 수 있다.

<255> 또 다른 실시예에서, CSI는 각 전송 데이터 스트림에 대한 데이터 레이트 지시자를 포함한다. 데이터 전송에 사용될 전송 채널의 품질은 처음에 (예컨대, 전송 채널에 대하여 추정된 SINR에 기초하여) 결정될 수 있으며, 결정된 채널 품질에 대응하는 데이터 레이트는 (예컨대, 룩-업 테이블에 기초하여) 식별될 수 있다. 식별된 데이터 레이트는 요구된 성능 레벨을 위해 전송 채널을 통해 전송될 수 있는 최대 데이터 레이트를 나타낸다. 그 다음에, 데이터 레이트는 데이터 레이트 지시자(DRI)에 매핑되어 DRI에 의해 표현되며, 이는 효율적으로 코딩될 수 있다. 예컨대, 7개(까지)의 가능한 데이터 레이트가 각각의 전송 안테나에 대한 전송 시스템에 의하여 지원된다면, DRI를 나타내기 위하여 3-비트값이 사용될 수 있으며, 예컨대 0은 0의 데이터 레이트(즉, 전송 안테나를 사용하지 않음)를 지시하고 1 내지 7은 7개의 서로 다른 데이터 레이트를 지시하는데 사용될 수 있다. 통상적인 구현에서, 품질 측정치(예컨대, SINR 추정치)들은 예컨대 룩-업 테이블에 기초하여 DRI에 직접 매핑된다.

<256> 또 다른 실시예에서, CSI는 각각의 전송 데이터 스트림에 대한 전송기 시스템에 사용될 특정 처리 방식의 표시를 포함한다. 이러한 실시예에서, 지시자는 적정 성능 레벨이 달성되도록 전송 데이터 스트림에 사용될 특정 변조 방식 및 특정 코딩 방식을 식별할 수 있다.

<257> 또 다른 실시예에서, CSI는 전송 채널에 대한 품질의 특정 측정치에 대한 차분 지시자를 포함한다. 처음에, 전송 채널에 대한 SINR 또는 DRI 또는 임의의 다른 측정 품질이 기준 측정값으로서 결정되어 보고된다. 그 다음에, 전송 채널의 품질에 대한 모니터링이 계속되며, 마지막으로 보고된 측정치와 현재 측정치 사이의 차이가 결정된다. 그 다음에, 차는 하나 이상의 비트로 양자화될 수 있으며, 양자화된 차는 보고된 차분 지시자에 의하여 매핑 및 표현된다. 차분 지시자는 마지막 보고된 측정치를 특정 스텝 크기만큼 증가 또는 감소시킬 것을(또는 마지막 보고된 측정을 유지할 것을) 지시할 수 있다. 예컨대, 차분 지시자는 (1) 특정 전송 채널에 대해 관찰된 SINR이 특정 스텝 크기만큼 증가 또는 감소할 수 있거나 또는 (2) 데이터 레이트가 특정량 또는 임의의 다른 변화량만큼 조절되어야 함을 지시할 수 있다. 차분 지시자의 에러 및/또는 이들 지시자의 에러 수신은 누산되지 않도록 기준 측정치가 주기적으로 전송될 수 있다.

<258> 또 다른 실시예에서, CSI는 전송기 시스템에 의하여 전송된 신호에 기초하여 수신기 시스템에서 추정되는 각 이용 가능한 전송 채널에 대한 채널 이득을 포함한다.

<259> 다른 형태의 CSI가 본 발명의 범위 내에서 사용될 수 있다. 일반적으로, CSI는 (1) 최적 또는 거의 최적의 스루풋을 야기하는 한 세트의 전송 채널들을 선택하고, (2) 동일한 또는 거의 동일한 수신 SINR을 야기하는 각각의 선택된 전송 채널에 대한 가중 인자를 결정하며, (3) 선택된 전송 채널에 대한 최적 또는 거의 최적인 코드 레이트를 추론하기 위하여 사용될 수 있는 형태의 충분한 정보를 포함한다.

<260> CSI는 전송기 시스템으로부터 전송되어 수신기 시스템에 수신되는 신호에 기초하여 유도될 수 있다. 일 실시예에서, CSI는 전송된 신호에 포함된 파일럿 기준에 기초하여 유도된다. 선택적으로 또는 부가적으로, CSI는 전송된 신호에 포함된 데이터에 기초하여 유도될 수 있다. 데이터가 선택된 전송 채널들을 통해서만 전송될 수도 있지만, 수신기 시스템이 채널 특성들을 추정할 수 있도록 미선택 전송 채널들을 통해 파일럿 데이터가 전송될 수도 있다.

<261> 또 다른 실시예에서, CSI는 수신기 시스템으로부터 전송기 시스템으로 전송되는 하나 이상의 신호를 포함한다. 임의의 시스템에서, 업링크 및 다운링크(예컨대, 업링크 및 다운링크가 시분할 다중화 방식으로 동일한 주파수 대역을 공유하는 시분할 듀플렉스(TDD) 시스템) 사이에 상관도가 있을 수 있다. 이들 시스템에서, 업링크의 품질은 수신기 시스템으로부터 수신된 신호(예컨대, 파일럿 신호)에 기초하여 추정될 수 있는 다운링크의 품질에 기초하여 (요구된 정확도로) 추정될 수 있다. 그 다음에, 파일럿 신호는 전송기 시스템이 수신기 시스템에서 관찰되는 CSI를 추정하는 수단을 나타낸다. 이러한 형태의 CSI에서, 채널 특성의 보고는 필요치 않다.

<262> 신호 품질은 다양한 기술에 기초하여 전송기 시스템에서 추정될 수 있다. 이들 기술의 일부는 본 발명의 양수인에게 양도되고 여기에 참조문헌으로서 통합되는 다음과 같은 특허들에 개시되어 있다.

<263> - "CDMA 통신 시스템에서 수신된 파일럿 및 경로 손실을 결정하기 위한 시스템 및 방법"이라는 명칭으로 1998년 8월 25일에 허여된 미국특허번호 제5,799,005호,

- <264> - "스펙트럼 확산 통신 시스템에서 링크 품질을 측정하기 위한 방법 및 장치"라는 명칭으로 1999년 5월 11일에 허여된 미국특허번호 제5,903,554호,
- <265> - "CDMA 셀룰러 이동 전화 시스템에서 전송 전력을 제어하기 위한 방법 및 장치"라는 명칭으로 1991년 10월 8일 및 1993년 11월 23일에 각각 허여된 미국특허번호 제5,056,554호 및 제 5,265,119호,
- <266> - "CDMA 이동 전화 시스템에서 전력 제어 신호를 처리하기 위한 방법 및 장치"라는 명칭으로 2000년 8월 1일에 허여된 미국특허번호 제6,097,972호.
- <267> 파일럿 신호 또는 데이터 전송에 기초하여 단일 전송 채널을 추정하기 위한 방법은 다수의 종래 문헌에 개시되어 있다. 이러한 채널 추정의 한 방법은 F. Ling 저, "최적 수신, 성능 바운드, 및 기준 지원 코히어런트 CDMA 통신의 컷오프-레이트 분석"이라는 명칭의 IEEE Transaction On Communication Oct. 1999에 개시되어 있다.
- <268> CSI 및 다양한 CSI 보고 메커니즘에 대한 다양한 형태의 정보는 1997년 11월 3일에 "높은 레이트 패킷 데이터 전송을 위한 방법 및 장치"라는 명칭으로 출원되며 본 발명의 양수인에 양도된 미국특허 출원번호 제 08/963,386호, 및 "TIE/EIA/IS-856 cdma2000 높은 레이트 패킷 데이터 에어 인터페이스"에 기술되어 있으며, 이 두 개의 문헌은 여기에 참조문헌으로서 통합된다.
- <269> CSI는 다양한 CSI 전송 방식을 사용하여 다시 전송기에 보고될 수 있다. 예컨대, CSI는 전체적으로, 부분적으로 또는 이들 둘 다로 전송될 수 있다. 일 실시예에서, CSI는 주기적으로 보고되며, 이전에 전송된 CSI에 기초하여 부분 업데이트가 전송된다. 다른 실시예에서, CSI는 피드백 채널의 유효 레이트보다 낮은 변화가 존재할 때만(예컨대, 변화가 특정 임계치를 초과하는 경우) 전송된다. 예로서, SINR은 이들이 변화할 때만 다시 전송될 수 있다(예컨대, 부분적으로). (MIMO에 의한 또는 MIMO 없이) OFDM 시스템에서, CSI 양의 감소가 다시 제공되도록 하기 위하여 주파수 영역에서의 상관이 이용될 수 있다. OFDM 시스템에 대한 예로서, M개의 주파수 서브채널에 대한 특정 공간 서브채널에 대응하는 SINR이 동일하다면, 상기 조건이 참인 SINR과 제 1 및 마지막 주파수 서브채널이 보고될 수 있다. CSI에 대해 다시 제공될 데이터량을 감소시키기 위한 다른 압축 및 피드백 채널 에러 복원 기술이 본 발명의 범위 내에서 사용될 수 있다.
- <270> 도 3을 다시 참조하면, RX 채널/데이터 프로세서(356)에 의하여 결정된 CSI(예컨대, 수신 SINR)는 CSI를 처리하고 처리된 데이터를 하나 이상의 변조기(354)에 제공하는 TX 데이터 프로세서(362)에 제공된다. 변조기(354)는 처리된 데이터를 추가로 조정하며 역방향 채널을 통해 CSI를 다시 전송기 시스템(310)에 전송한다.
- <271> 시스템(310)에서, 전송된 피드백 신호는 안테나(324)에 의하여 수신되며, 복조기(322)에 의하여 복조되며, RX 데이터 프로세서(332)에 제공된다. RX 데이터 프로세서(332)는 TX 데이터 프로세서(362)에 의하여 수행되는 처리와 상보적인 처리를 실행하며, 제어기(334)에 제공되는 보고된 CSI를 복원한다.
- <272> 제어기(334)는 (1) 데이터 전송을 위한 N_s 개의 최상 이용 가능한 전송 채널들의 세트를 선택하고, (2) 선택된 전송 채널을 통해 데이터를 전송하는데 사용될 코딩 및 변조 방식을 결정하며, (3) 선택된 전송 채널에 사용될 가중치를 결정하는 다수의 기능을 실행하기 위하여 보고된 CSI를 이용한다. 제어기(334)는 전송한 바와 같이, 높은 스루풋을 달성하기 위하여 전송 채널을 선택하거나 또는 임의의 다른 성능 기준 또는 메트릭들에 기초하며, 전송 채널을 선택하기 위하여 사용되는 임계치를 추가로 결정할 수 있다.
- <273> 데이터 전송에 이용 가능한 전송 채널의 특성(예컨대 채널 이득 또는 수신 SINR)은 전송한 다양한 기술에 기초하여 결정되고 전송기 시스템에 제공될 수 있다. 그 다음에, 전송기 시스템은 이 정보를 사용하여 N_s 개의 최상 전송 채널들의 세트를 선택하고, 데이터를 적절히 코딩 및 변조하며, 또 변조 심벌들을 가중할 수 있다.
- <274> 여기에 설명된 기술은 한 기지국으로부터 하나 이상의 터미널로의 다운링크를 통해 데이터를 전송하는데 사용될 수 있으며, 하나 이상의 터미널 각각으로부터 하나의 기지국으로 업링크를 통해 데이터를 전송하는데 사용될 수 있다. 다운링크에서, 도 3과 도 4A 내지 도 4D의 전송기 시스템(350)은 터미널의 일부를 나타낼 수 있다. 업링크에서, 도 3과 도 4A 내지 도 4D의 전송기 시스템(310)은 터미널의 일부를 나타낼 수 있으며, 도 3, 도 5 및 도 6의 수신기 시스템(350)은 기지국의 일부를 나타낼 수 있다.
- <275> 전송기 및 수신기 시스템의 엘리먼트는 하나 이상의 디지털 신호 프로세서(DSP), 주문형 집적회로(ASIC), 프로세서, 마이크로프로세서, 제어기, 마이크로제어기, 필드 프로그램가능 게이트 어레이(FPGA), 프로

그램가능 논리장치, 다른 전자 유닛 또는 이들의 결합으로 실행될 수 있다. 여기에 기술된 기능 및 처리의 일부는 프로세서상에서 실행된 소프트웨어로 실행될 수 있다. 본 발명의 일부 특징은 소프트웨어 및 하드웨어의 결합으로 실행될 수 있다. 예컨대, 임계치(α)를 결정하고 전송 채널을 선택하기 위한 계산은 프로세서(도 3의 제어기) 상에서 실행되는 프로그램 코드에 기초하여 실행될 수 있다.

<276> 참조를 위하여 그리고 특정 섹션의 위치 찾기를 위하여 여기서는 표제가 포함된다. 이들 표제는 본원에 기술된 개념의 범위를 제한하지 않으며 이들 개념은 명세서 전반에 걸쳐 다른 섹션에 적용할 수 있다.

<277> 기술된 실시예의 이전 설명은 당업자로 하여금 본 발명을 실시 및 이용할 수 있도록 제공된다. 이들 실시예에 대한 다양한 수정은 당업자에 의하여 용이하게 수행될 수 있으며, 여기에 기술된 일반적인 원리는 본 발명의 정신 또는 사상을 벗어나지 않고 다른 실시예에 적용될 수 있다. 따라서 본 발명은 여기에 기술된 실시예에 제한되지 않고 여기에 기술된 원리 및 신규한 특징과 일치하는 가장 넓은 범위를 따른다.

도면의 간단한 설명

<12> 도 1은 본 발명의 여러 양상 및 실시예를 구현하도록 설계되고 동작할 수 있는 다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신 시스템의 다이어그램.

<13> 도 2A는 본 발명의 실시예에 따른, 선택적 채널 반전에 기초하여 각각의 선택된 전송 채널에 할당될 전송 전력의 크기를 결정하는 처리에 대한 흐름도.

<14> 도 2B는 본 발명의 실시예에 따른, 데이터 전송을 위한 전송 채널을 선택하기 위해 사용되는 임계치(α)를 결정하는 처리에 대한 흐름도.

<15> 도 3은 본 발명의 여러 양상 및 실시예를 구현할 수 있는 MIMO 통신 시스템의 다이어그램.

<16> 도 4A 내지 4D는 본 발명에 대한 4가지의 특정 실시예에 따른, 데이터를 처리할 수 있는 4가지의 MIMO 전송기 시스템에 대한 블록도.

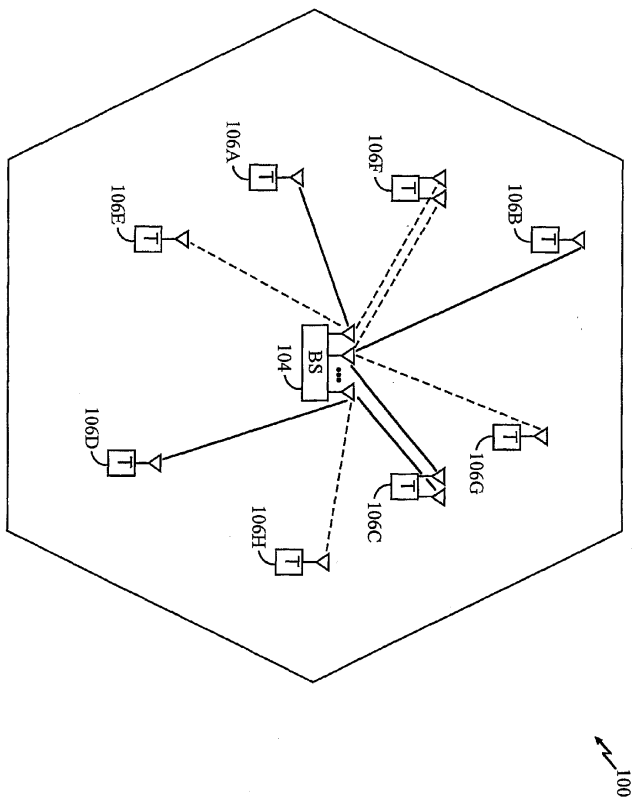
<17> 도 5는 본 발명의 실시예에 따른, 데이터를 수신할 수 있는 MIMO 수신기 시스템의 블록도.

<18> 도 6A 및 6B는 도 5에 도시된 MIMO 수신기 시스템 내의, 채널 MIMO/데이터 프로세서의 실시예 및 간섭 제거기에 대한 블록도.

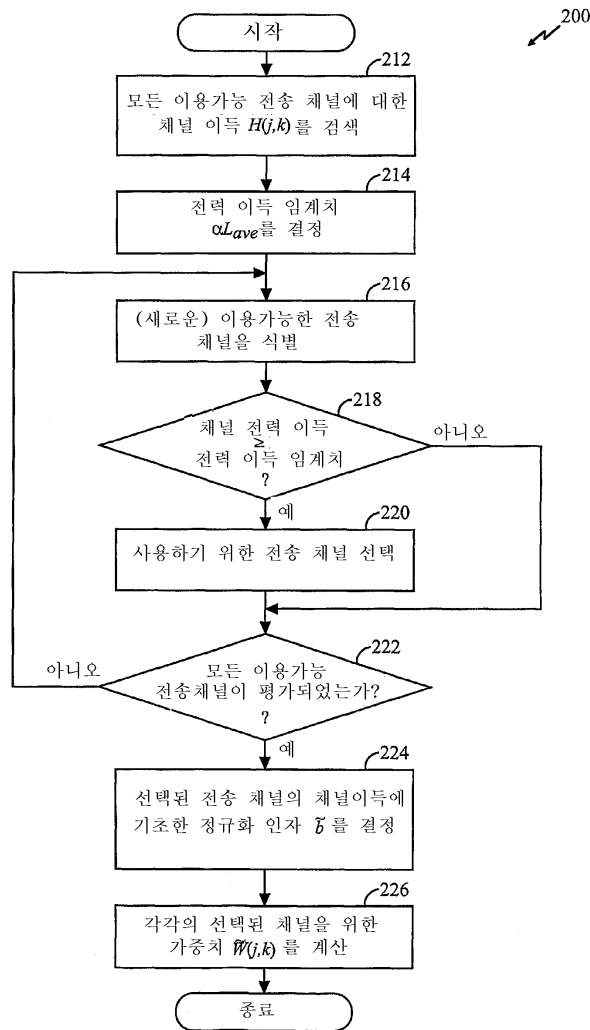
<19> 도 7은 본 발명의 다른 실시예에 따른, 데이터를 수신할 수 있는 MIMO 수신기 시스템에 대한 블록도.

도면

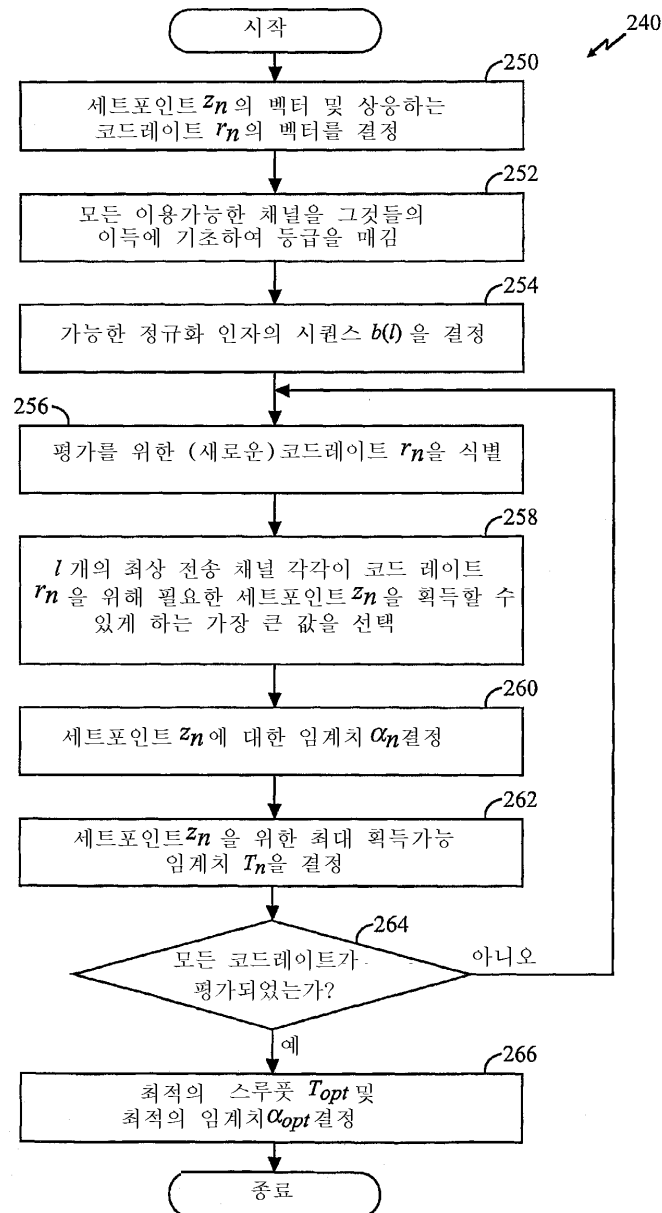
도면1



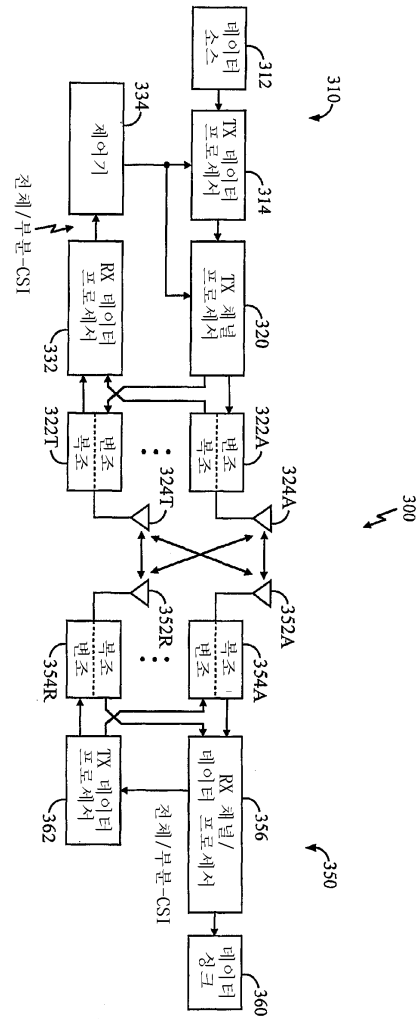
도면2A



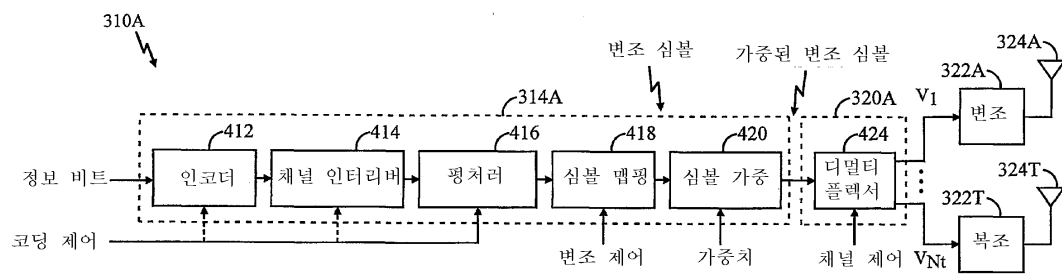
도면2B



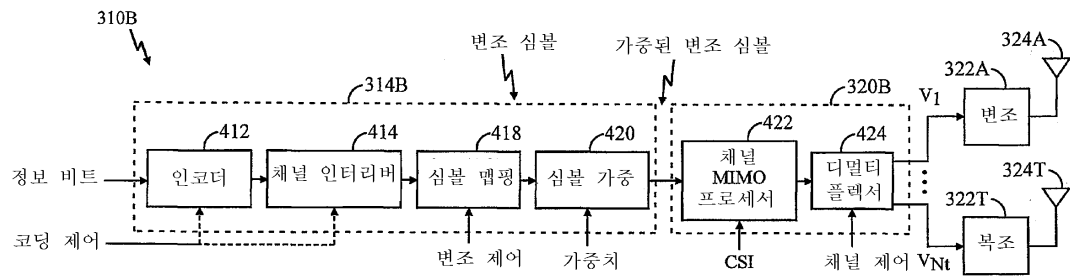
도면3



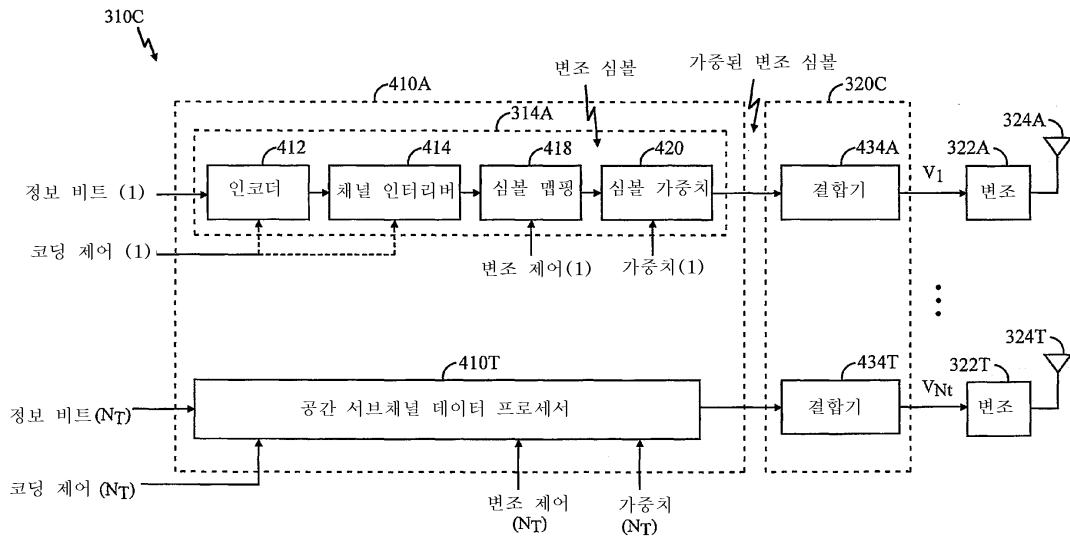
도면4A



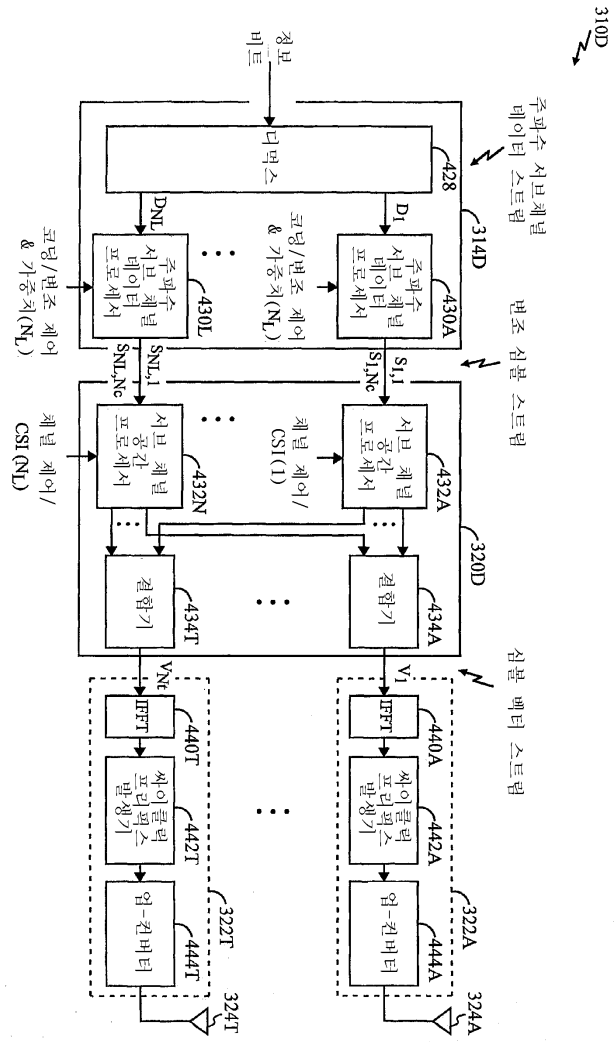
도면4B



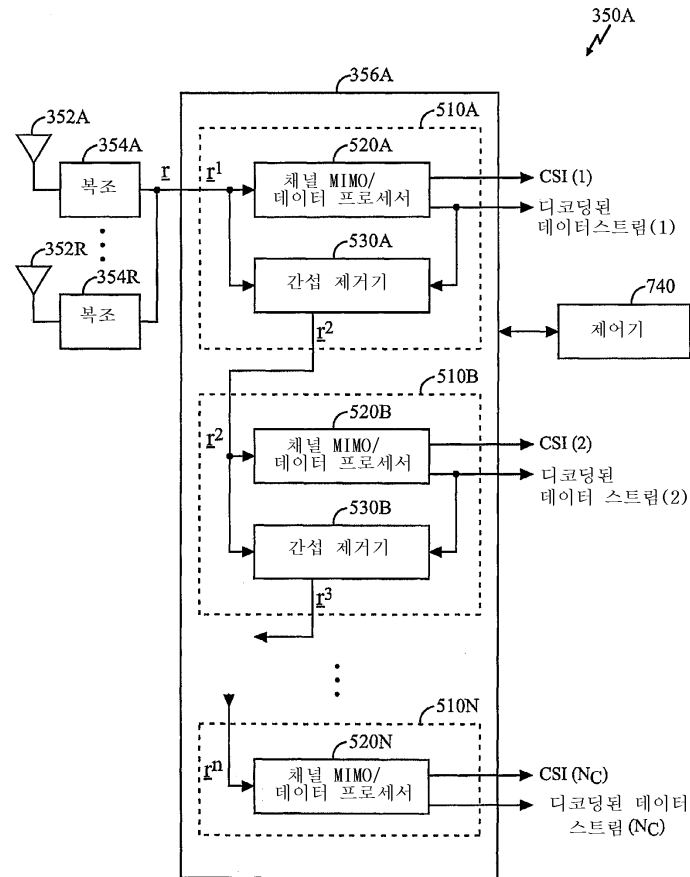
도면4C



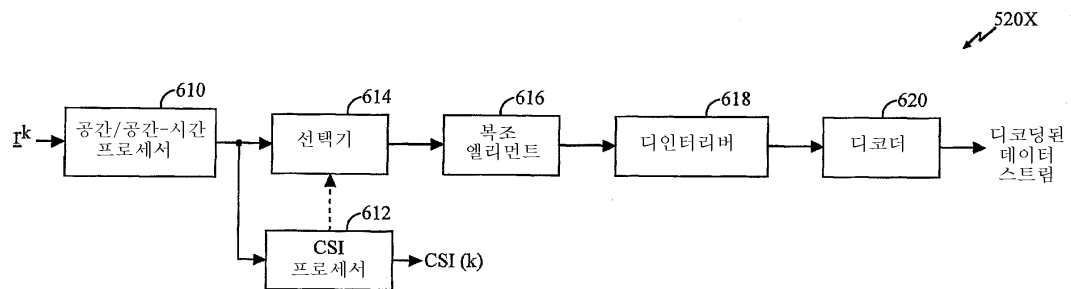
도면4D



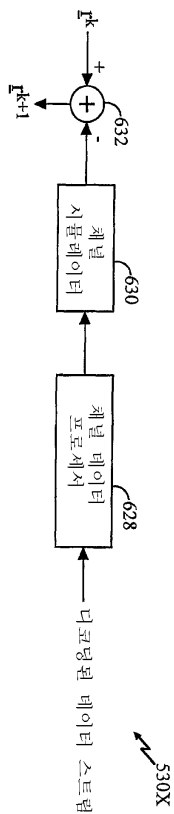
도면5



도면6A



도면6B



도면7

