



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2010-0080950
(43) 공개일자 2010년07월13일

- | | |
|--|--|
| <p>(51) Int. Cl.
<i>H04B 7/04</i> (2006.01) <i>H04L 25/02</i> (2006.01)</p> <p>(21) 출원번호 10-2010-7014477(분할)</p> <p>(22) 출원일자(국제출원일자) 2003년06월20일
심사청구일자 2010년06월29일</p> <p>(62) 원출원 특허 10-2004-7021186
원출원일자(국제출원일자) 2003년06월20일
심사청구일자 2008년06월20일</p> <p>(85) 번역문제출일자 2010년06월29일</p> <p>(86) 국제출원번호 PCT/US2003/019464</p> <p>(87) 국제공개번호 WO 2004/002047
국제공개일자 2003년12월31일</p> <p>(30) 우선권주장
10/179,442 2002년06월24일 미국(US)</p> | <p>(71) 출원인
켈컴 인코포레이티드
미국 92121-1714 캘리포니아주 샌 디에고 모어하우스 드라이브 5775</p> <p>(72) 발명자
캐침 존 더블유
미국 01451 매사추세츠주 하버드 캔들베리 레인 37
왈턴 제이 알
미국 01886 매사추세츠주 웨스트포드 렛지우드 드라이브 7</p> <p>(74) 대리인
특허법인코리아나</p> |
|--|--|

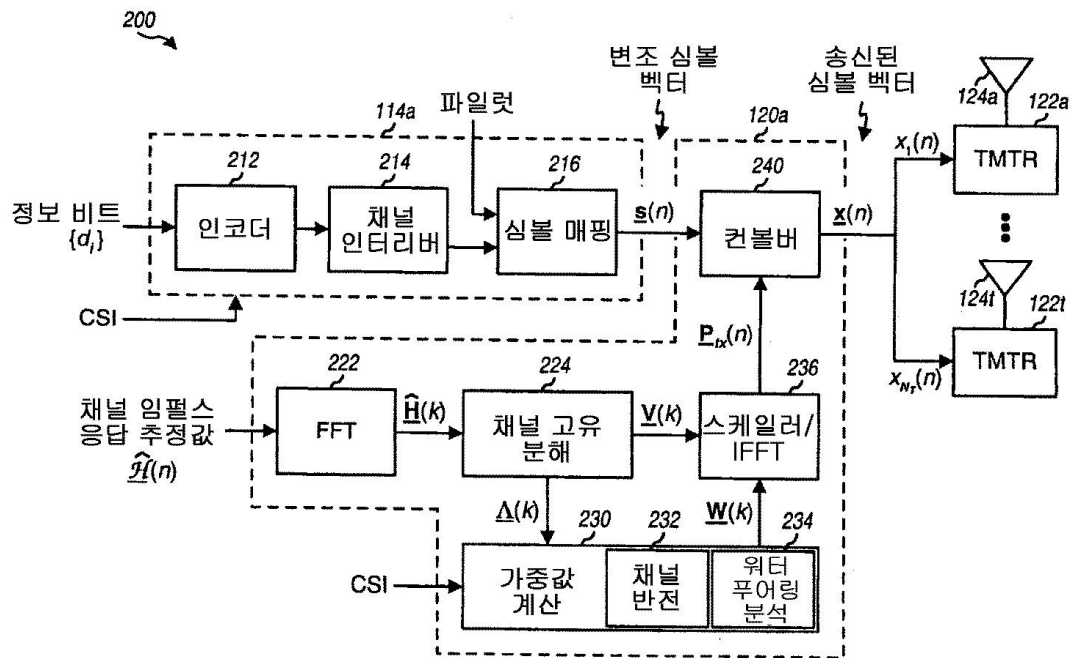
전체 청구항 수 : 총 20 항

(54) MIMO 시스템에 대한 채널 고유모드 분해 및 채널 반전을 이용한 신호 프로세싱

(57) 요약

본 발명은 채널 고유분해, 채널 반전, 및 (옵션으로) "위터-푸어링"을 이용하는 송신기 및 수신기에서 데이터 송신을 프로세싱하는 기술에 관한 것이다. 송신기에서, (1) MIMO 채널의 고유모드를 결정하고 스티어링(steering) 벡터들의 제 1 세트를 유도하기 위하여 채널 고유분해를 수행하고, (2) ISI 왜곡을 최소화하는데 사용되는 가중값들 (예를 들어, 각 고유모드에 대하여 하나의 세트) 을 유도하기 위하여 채널 반전을 수행하고, (3) 고유모드들에 할당되는 송신 전력들을 나타내는 스케일링값들을 유도하기 위하여 위터-푸어링을 수행할 수도 있다. 스티어링 벡터들의 제 1 세트, 가중값들, 및 스케일링 벡터들은 송신 이전에 변조 심볼들을 프리컨디셔닝하는데 사용되는 펄스 정형 매트릭스를 유도하는데 사용된다. 수신기에서, 채널 고유분해를 수행하여 스티어링 벡터들의 제 2 세트를 유도하는데, 이 스티어링 벡터들을 사용하여 수신된 심볼들을 컨디셔닝하는데 사용되는 펄스 정형 매트릭스를 유도하고 이로써 직교 심볼 스트림들을 복구한다.

대표도



특허청구의 범위

청구항 1

다중-입력 다중-출력 (MIMO) 통신 시스템에서, MIMO 채널을 통한 송신을 위해 데이터를 프로세싱하는 방법으로

위터 푸어링 (water pouring) 알고리즘에 기초하여 송신 전력이 할당될 상기 MIMO 채널에 대한 고유모드 (eigenmode) 들의 세트를 결정하는 단계;

상기 세트에서의 상기 고유모드들에 대한 인버스 신호대 잡음비 (SNR) 의 합 및 전체 가용 송신 전력에 기초하여, 상기 세트에서의 상기 고유모드들에 걸쳐 분배될 전체 유효 전력을 결정하는 단계; 및

상기 세트에서의 상기 고유모드들에 상기 전체 가용 송신 전력을 할당하는 단계를 포함하고,

소정 고유모드에 할당되는 송신 전력은 상기 전체 유효 전력, 상기 고유모드들의 세트의 카디널리티 (cardinality), 및 상기 소정 고유모드에 대한 인버스 SNR 에 기초하는, 데이터 프로세싱 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 위터 푸어링 알고리즘에 기초하여 송신 전력이 할당될 상기 MIMO 채널에 대한 고유모드들의 세트를 결정하는 단계는,

고유모드들의 초기 세트로부터, 임계값 미만의 송신 특성을 갖는 하나 이상의 고유모드를 생략하는 단계를 포함하는, 데이터 프로세싱 방법.

청구항 3

제 1 항에 있어서,

상기 인버스 SNR 의 합을 계산할 때 사용하기 위해 수신기로부터의 채널 상태 정보 (CSI) 로서 수신 잡음 전력 파라미터들을 수신하는 단계를 더 포함하는, 데이터 프로세싱 방법.

청구항 4

제 1 항에 있어서,

상기 소정 고유모드에 할당되는 송신 전력은, 또한 상기 고유모드들의 세트의 카디널리티에 기초하는, 데이터 프로세싱 방법.

청구항 5

제 1 항에 있어서,

추정된 채널 응답 매트릭스에 기초하여 채널 고유분해 (eigen-decomposition) 를 수행함으로써 상기 고유모드들의 세트를 획득하는 단계를 더 포함하는, 데이터 프로세싱 방법.

청구항 6

위터 푸어링 알고리즘에 기초하여 송신 전력이 할당될 다중-입력 다중-출력 (MIMO) 채널에 대한 고유모드들의 세트를 결정하기 위한 로직;

상기 세트에서의 상기 고유모드들에 대한 인버스 신호대 잡음비 (SNR) 의 합 및 전체 가용 송신 전력에 기초하여, 상기 세트에서의 상기 고유모드들에 걸쳐 분배될 전체 유효 전력을 결정하기 위한 로직; 및

상기 세트에서의 상기 고유모드들에 상기 전체 가용 송신 전력을 할당하기 위한 로직을 포함하고,

소정 고유모드에 할당되는 송신 전력은 상기 전체 유효 전력, 상기 고유모드들의 세트의 카디널리티, 및 상기 소정 고유모드에 대한 인버스 SNR 에 기초하는, 다중-입력 다중-출력 (MIMO) 통신을 위한 장치.

청구항 7

제 6 항에 있어서,

상기 워터 푸어링 알고리즘에 기초하여 송신 전력이 할당될 MIMO 채널에 대한 고유모드들의 세트를 결정하기 위한 로직은,

고유모드들의 초기 세트로부터, 임계값 미만의 송신 특성을 갖는 하나 이상의 고유모드를 생략하도록 구성되는, 다중-입력 다중-출력 (MIMO) 통신을 위한 장치.

청구항 8

제 6 항에 있어서,

상기 인버스 SNR 의 합을 계산할 때 사용하기 위해 수신기로부터의 채널 상태 정보 (CSI) 로서 수신 잡음 전력 파라미터들을 수신하기 위한 로직을 더 포함하는, 다중-입력 다중-출력 (MIMO) 통신을 위한 장치.

청구항 9

제 6 항에 있어서,

상기 세트에서의 상기 고유모드들에 상기 전체 가용 송신 전력을 할당하기 위한 로직은,

상기 고유모드들의 세트의 카디널리티에 기초하여 소정 고유모드에 송신 전력을 할당하도록 구성되는, 다중-입력 다중-출력 (MIMO) 통신을 위한 장치.

청구항 10

제 6 항에 있어서,

추정된 채널 응답 매트릭스에 기초하여 채널 고유분해를 수행함으로써 상기 고유모드들의 세트를 획득하기 위한 로직을 더 포함하는, 다중-입력 다중-출력 (MIMO) 통신을 위한 장치.

청구항 11

워터 푸어링 알고리즘에 기초하여 송신 전력이 할당될 다중-입력 다중-출력 (MIMO) 채널에 대한 고유모드들의 세트를 결정하는 수단;

상기 세트에서의 상기 고유모드들에 대한 인버스 신호대 잡음비 (SNR) 의 합 및 전체 가용 송신 전력에 기초하여, 상기 세트에서의 상기 고유모드들에 걸쳐 분배될 전체 유효 전력을 결정하는 수단; 및

상기 세트에서의 상기 고유모드들에 상기 전체 가용 송신 전력을 할당하는 수단을 포함하고,

소정 고유모드에 할당되는 송신 전력은 상기 전체 유효 전력, 상기 고유모드들의 세트의 카디널리티, 및 상기 소정 고유모드에 대한 인버스 SNR 에 기초하는, 다중-입력 다중-출력 (MIMO) 통신을 위한 장치.

청구항 12

제 11 항에 있어서,

상기 워터 푸어링 알고리즘에 기초하여 송신 전력이 할당될 MIMO 채널에 대한 고유모드들의 세트를 결정하는 수단은,

고유모드들의 초기 세트로부터, 임계값 미만의 송신 특성을 갖는 하나 이상의 고유모드를 생략하도록 구성되는, 다중-입력 다중-출력 (MIMO) 통신을 위한 장치.

청구항 13

제 11 항에 있어서,

상기 인버스 SNR 의 합을 계산할 때 사용하기 위해 수신기로부터의 채널 상태 정보 (CSI) 로서 수신 잡음 전력 파라미터들을 수신하는 수단을 더 포함하는, 다중-입력 다중-출력 (MIMO) 통신을 위한 장치.

청구항 14

제 11 항에 있어서,

상기 세트에서의 상기 고유모드들에 상기 전체 가용 송신 전력을 할당하는 수단은,

상기 고유모드들의 세트의 카디널리티에 기초하여 소정 고유모드에 송신 전력을 할당하도록 구성되는, 다중-입력 다중-출력 (MIMO) 통신을 위한 장치.

청구항 15

제 11 항에 있어서,

추정된 채널 응답 매트릭스에 기초하여 채널 고유분해를 수행함으로써 상기 고유모드들의 세트를 획득하는 수단을 더 포함하는, 다중-입력 다중-출력 (MIMO) 통신을 위한 장치.

청구항 16

위터 푸어링 알고리즘에 기초하여 송신 전력이 할당될 다중-입력 다중-출력 (MIMO) 채널에 대한 고유모드들의 세트를 결정하는 것;

상기 세트에서의 상기 고유모드들에 대한 인버스 신호대 잡음비 (SNR) 의 합 및 전체 가용 송신 전력에 기초하여, 상기 세트에서의 상기 고유모드들에 걸쳐 분배될 전체 유효 전력을 결정하는 것; 및

상기 세트에서의 상기 고유모드들에 상기 전체 가용 송신 전력을 할당하는 것으로서, 소정 고유모드에 할당되는 송신 전력은 상기 전체 유효 전력, 상기 고유모드들의 세트의 카디널리티, 및 상기 소정 고유모드에 대한 인버스 SNR 에 기초하는, 상기 할당하는 것

을 포함하는 동작들을 수행하기 위해 프로세서에 의해 실행가능한 소프트웨어 코드들을 저장하고 있는, 메모리 유닛.

청구항 17

제 16 항에 있어서,

상기 위터 푸어링 알고리즘에 기초하여 송신 전력이 할당될 MIMO 채널에 대한 고유모드들의 세트를 결정하는 것은,

고유모드들의 초기 세트로부터, 임계값 미만의 송신 특성을 갖는 하나 이상의 고유모드를 생략하는 것을 포함하는, 메모리 유닛.

청구항 18

제 16 항에 있어서,

상기 동작들은, 상기 인버스 SNR 의 합을 계산할 때 사용하기 위해 수신기로부터의 채널 상태 정보 (CSI) 로서 수신 잡음 전력 파라미터들을 수신하는 것을 더 포함하는, 메모리 유닛.

청구항 19

제 16 항에 있어서,

상기 소정 고유모드에 할당되는 송신 전력은, 또한 상기 고유모드들의 세트의 카디널리티에 기초하는, 메모리 유닛.

청구항 20

제 16 항에 있어서,

상기 동작들은, 추정된 채널 응답 매트릭스에 기초하여 채널 고유분해를 수행함으로써 상기 고유모드들의 세트를 획득하는 것을 더 포함하는, 메모리 유닛.

명세서

기술분야

[0001] 본 발명은 일반적으로 데이터 통신에 관한 것으로, 좀더 자세하게는, 다중-입력 다중-출력 (MIMO) 통신 시스템에 대한 채널 고유모드 분해 및 채널 반전을 이용한 신호 프로세싱을 수행하는 기술에 관한 것이다.

배경기술

[0002] 다중-입력 다중-출력 (MIMO) 통신 시스템은 데이터 송신을 위하여 다중의 (N_T 개) 송신 안테나 및 다중의 (N_R 개) 수신 안테나를 이용한다. N_T 개의 송신 안테나 및 N_R 개의 수신 안테나에 의해 형성되는 MIMO 채널은 N_S 개의 독립 채널로 분해되는데, 여기서, $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$ 이다. N_S 개의 독립 채널 각각은 MIMO 채널의 공간 서브채널이라고도 하며, 일 디멘전 (dimension) 에 대응한다. 만약 다중의 송신 및 수신 안테나에 의해 생성되는 추가적인 디멘전을 활용하면, MIMO 시스템은 개선된 성능 (예를 들어, 증대된 송신 용량) 을 제공할 수 있다.

[0003] 광대역 MIMO 시스템의 공간 서브채널은, 페이딩 및 다중경로와 같은 다양한 인자로 인하여 상이한 채널 조건과 마주칠 수도 있다. 따라서, 각각의 공간 서브채널은, 전체 시스템 대역폭의 상이한 주파수 (즉, 상이한 주파수 빈 (bins) 또는 서브대역) 에서의 상이한 채널 이득에 의해 특징을 나타내는 주파수 선택 페이딩 (frequency selective fading) 을 경험할 수도 있다. 주파수 선택 페이딩의 경우, 각각의 공간 서브채널은 상이한 주파수 빈에 대하여 상이한 신호 대 잡음 및 간섭비 (SNR) 을 획득할 수도 있다. 이에 따라, 특정한 레벨의 성능 (예를 들어, 1% 패킷 에러 레이트) 에 대하여 각각의 공간 서브채널의 상이한 주파수 빈에서 송신될 수도 있는 변조 심볼 당 정보 비트의 수 (또는 데이터 레이트) 는 빈에 따라 상이할 수도 있다. 또한, 통상적으로, 채널 조건은 시간에 따라 변하기 때문에, 공간 서브채널의 빈에 대하여 지원되는 데이터 레이트도 시간에 따라 변한다.

[0004] 광대역 채널에서의 주파수 선택 페이딩에 대항하기 위하여, 시스템 대역폭을 다수의 (N_F 개) 서브대역 (주파수 빈 또는 서브채널이라고도 칭할 수도 있음) 로 효과적으로 분할하는데 직교 주파수 분할 멀티플렉싱 (OFDM) 이 사용될 수도 있다. OFDM 의 경우, 각각의 주파수 서브채널은, 데이터가 변조될 수도 있는 각각의 서브캐리어와 관련된다. OFDM 을 이용하는 MIMO 시스템 (즉, MIMO-OFDM 시스템)의 경우, 각각의 공간 서브채널의 각 주파수 서브채널은 독립적인 송신 채널로서 간주될 수도 있다.

[0005] 코딩 통신 시스템에서 가장 중요한 문제는 채널 조건에 기초하여 데이터 송신용으로 사용될 적절한 데이터 레이트 및 코딩 방식 및 변조 방식을 선택하는 것이다. 이러한 선택 프로세싱의 목적은, 특정한 패킷 에러 레이트 (PER), 일정한 레이턴시 기준 등에 의해 정량화될 수도 있는 품질 목표를 만족시키면서 스루풋을 최대화하는 것이다.

[0006] 데이터 레이트 및 코딩 방식 및 변조 방식을 선택하기 위한 직접적인 기술 중 하나는, 채널의 단기간 평균 SNR 에 의해 정량화될 수도 있는 송신 능력에 따라 MIMO-OFDM 시스템에서의 각각의 송신 채널을 "비트 로딩 (bit load)" 하는 것이다. 그러나, 이 기술은 수개의 커다란 단점을 가진다. 첫째, 각각의 송신 채널을 개별적으로 코딩 및 변조하는 것은 송신기 및 수신기 모두에서의 프로세스 복잡도를 현저하게 증가시킬 수 있다. 둘째, 각각의 송신 채널을 개별적으로 코딩하는 것은 코딩과 디코딩 지연을 크게 증가시킬 수도 있다. 셋째, 각각의 송신 채널의 채널 조건 (예를 들어, 이득, 위상, 및 SNR) 을 나타내는 채널 상태 정보 (CSI) 를 송신하기 위하여 높은 피드백 레이트가 요구된다.

[0007] MIMO 시스템의 경우, 송신 전력은, 스루풋을 최대화하도록 조작될 수 있는 또 다른 파라미터이다. 일반적으로, MIMO 시스템의 전체 스루풋은 더 큰 송신 능력을 갖는 송신 채널에게 더 많은 송신 전력을 할당함으로써 증가될 수도 있다. 그러나, 소정의 공간 서브채널의 상이한 주파수 빈에 상이한 양의 송신 전력을 할당하는 것은 그 공간 서브채널의 주파수 선택 특성을 과장하기 쉽다. 주파수 선택 페이딩은, 수신 신호의 각 심볼이 그 수신 신호의 후속 심볼에게 왜곡으로서 작용하는 현상인 심볼간 간섭 (ISI) 을 야기한다는 것은 널리 공지되어 있다. ISI 왜곡은 수신 심볼들을 정확하게 검출하는 능력에 영향을 줌으로써 성능을 저하시킨다. ISI 의 악영향을 경감시키기 위하여, 수신 심볼의 등화가 수신기에서 수행되는 것이 요구된다. 따라서, 주파수-영역 전력 할당에서의 커다란 단점은 결과적으로 형성된 추가적인 ISI 왜곡에 대항하기 위한 수신기에서

의 추가적인 복잡도이다.

[0008] 따라서, 당업계에서는 각각의 송신 채널을 개별적으로 코딩하지 않고 ISI 의 악영향을 경감시키는 MIMO 시스템에서의 높은 전체 스루풋을 달성하는 기술이 요구된다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0009] 여기에서는, 고성능 (예를 들어, 높은 전체 스루풋) 이 달성되도록 MIMO 시스템의 송신기 및 수신기에서 데이터 송신을 프로세싱하기 위한 기술이 제공된다. 일 양태에서는, 송신기 및 수신기에 대한 펄스-정형 (pulse-shaping) 및 빔 스티어링 솔루션을 유도하기 위하여 주파수-영역 채널 고유-분해, 채널 반전, 및 (선택적으로) "워터-푸어링 (water-pouring)" 결과를 이용하는 시간-영역 구현이 제공된다.

과제의 해결 수단

[0010] 채널 고유-분해는, MIMO 채널의 고유모드 (즉, 공간 서브채널) 를 결정하고 MIMO 채널을 통해 송신하기 전에 변조 심볼들을 프리컨디셔닝 (precondition) 하는데 사용되는 스티어링 벡터의 제 1 세트를 획득하기 위하여 송신기에서 수행된다. 채널 고유-분해는, MIMO 채널의 (시간-영역 또는 주파수-영역) 채널 응답의 추정값인 추정 채널 응답 매트릭스에 기초하여 수행될 수도 있다. 또한, 채널 고유-분해는, 직교 심볼 스트림이 수신기에서 복구되도록 수신 심볼들을 컨디셔닝하는데 사용되는 스티어링 벡터의 제 2 세트를 획득하기 위하여 수신기에서 수행된다.

[0011] 채널 반전은, 수신기에서의 ISI 왜곡량을 최소화 또는 감소시키는데 사용되는 가중값을 유도하기 위하여 송신기에서 수행된다. 특히, 채널 반전은 데이터 송신용으로 사용되는 각각의 고유모드에 대하여 수행될 수도 있다. 가중값의 일 세트는 MIMO 채널에 대한 추정 채널 응답 매트릭스에 기초하여 각각의 고유모드에 대하여 유도될 수도 있으며, 고유모드의 주파수 응답을 반전시키는데 사용된다.

[0012] 워터-푸어링 분석은, 총 가용 송신 전력을 MIMO 채널의 고유모드에게 더 최적으로 할당하기 위하여 (선택적으로) 사용될 수도 있다. 특히, 더 큰 송신 능력을 갖는 고유모드는 더 많은 송신 전력을 할당받을 수도 있으며, 특정한 임계값 미만의 송신 능력을 갖는 고유모드는 (유해한 고유모드에게 제로 (zero) 송신 전력을 할당함으로써) 사용으로부터 생략될 수도 있다. 그 후, 각각의 고유모드에 할당되는 송신 전력은 고유모드용으로 사용될 데이터 레이트 및 코딩 방식 및 변조 방식을 결정한다.

[0013] 송신기에서, 데이터는 초기에 특정한 프로세싱 방식에 따라 프로세싱 (예를 들어, 코딩 및 변조) 되어 다수의 변조 심볼 스트림 (예를 들어, 각각의 고유모드에 대한 일 변조 심볼 스트림) 을 제공한다. MIMO 채널에 대한 추정 채널 응답 매트릭스가 (예를 들어, 수신기로부터) 획득되고, 우측 고유-벡터의 매트릭스 세트 및 특이값 (singular values) 의 매트릭스 세트를 획득하기 위하여 (예를 들어, 채널 고유-분해를 이용하여 주파수 영역에서) 분해된다. 그 후, 특이값의 매트릭스에 기초하여 다수의 가중값 세트가 유도되는데, 각각의 가중값 세트는 데이터 송신용으로 사용되는 각각의 고유모드의 주파수 응답을 반전시키는데 사용된다. 또한, 워터-푸어링 분석은, 고유모드에 할당되는 송신 전력을 나타내는 스케일링값의 세트를 얻기 위하여 특이값의 매트릭스에 기초하여 수행될 수도 있다. 그 후, 송신기에 대한 펄스-정형 매트릭스는 우측 고유-벡터의 매트릭스, 가중값, 및 스케일링값 (이용가능할 경우) 에 기초하여 유도된다. 펄스-정형 매트릭스는, MIMO 채널을 통해 송신될 프리컨디셔닝 심볼의 스트림을 획득하기 위해 변조 심볼의 스트림을 프리컨디셔닝하는데 사용되는 스티어링 벡터를 포함한다.

[0014] 수신기에서도, 추정 채널 응답 매트릭스가 (예를 들어, 송신기로부터 송신되는 파일럿 심볼에 기초하여) 획득되며, 좌측 고유-벡터의 매트릭스 세트를 얻기 위하여 분해된다. 그 후, 수신기에 대한 펄스-정형 매트릭스는 좌측 고유-벡터의 매트릭스에 기초하여 유도되고, 다수의 복구 심볼 스트림을 얻기 위하여 다수의 수신 심볼 스트림을 컨디셔닝하는데 사용된다. 복구된 심볼들은 추가적으로 프로세싱 (예를 들어, 복조 및 디코딩) 되어, 송신 데이터를 복구시킨다.

[0015] 이하, 본 발명의 다양한 양태 및 실시형태를 더 상세히 설명한다. 또한, 이하, 더 상세히 설명되는 바와 같이, 본 발명은 본 발명의 다양한 양태, 실시형태, 및 특성을 구현하는 방법, 디지털 신호 프로세서, 송신기 및 수신기 유닛, 및 다른 장치 및 엘리먼트를 제공한다.

도면의 간단한 설명

- [0016] 이하, 본 발명의 특징, 특성, 및 이점을 첨부 도면과 함께 제시되는 상세한 설명으로부터 더 명백히 알 수 있으며, 도면에서 동일한 도면부호는 도면 전반에 걸쳐 동일한 구성요소를 나타낸다.
 도 1 은 MIMO 시스템에서의 송신기 시스템 및 수신기 시스템의 일 실시형태에 대한 블록도이다.
 도 2 는 송신기 시스템 내의 송신기 유닛에 대한 블록도이다.
 도 3a 및 3b 는 MIMO 채널의 각 고유모드의 주파수 응답을 반전시키는데 사용되는 가중값의 유도를 그래픽적으로 나타낸 도면이다.
 도 4 는 전체 가용 송신 전력을 MIMO 채널의 고유모드에게 할당하는 프로세스의 흐름도이다.
 도 5a 및 5b 는 예시적인 MIMO 시스템에서의 3 개의 고유모드로의 전체 송신 전력의 할당을 그래픽적으로 나타낸 도면이다.
 도 6 은 송신기 유닛에서의 신호 프로세싱의 일 실시형태에 대한 흐름도이다.
 도 7 은 수신기 시스템 내의 수신기 유닛의 블록도이다.
 도 8 은 수신기 유닛에서의 신호 프로세싱의 일 실시형태에 대한 흐름도이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0017] 송신기 및 수신기에서의 데이터 송신을 프로세싱하기 위하여 여기에서 설명되는 기술들은 다양한 무선 통신 시스템용으로 사용될 수도 있다. 명백화를 위하여, 본 발명의 다양한 양태 및 실시형태는 특별히 다중-입력 다중-출력 (MIMO) 통신 시스템에 대하여 설명되어 있다.
- [0018] MIMO 시스템은 데이터 송신을 위하여 다중의 (N_T 개) 송신 안테나 및 다중의 (N_R 개) 수신 안테나를 이용한다. N_T 개의 송신 안테나 및 N_R 개의 수신 안테나에 의해 형성되는 MIMO 채널은 N_S 개의 독립 채널로 분해되는데, 여기서, $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$ 이다. N_S 개의 독립 채널 각각은 MIMO 채널의 공간 서브채널이라고도 한다. 공간 서브채널의 수는 MIMO 채널에 대한 고유모드의 수에 의해 결정되며, N_T 개의 송신 안테나와 N_R 개의 수신 안테나 간의 응답을 나타내는 채널 응답 매트릭스에 차례로 의존한다.
- [0019] 도 1 은 여기에서 설명되는 다양한 신호 프로세싱 기술을 구현할 수 있는 송신기 시스템 (110) 및 수신기 시스템 (150) 의 일 실시형태에 대한 블록도이다.
- [0020] 송신기 시스템 (110) 에서는, 데이터 소스 (112) 로부터, 코딩된 데이터를 제공하기 위하여 하나 이상의 코딩 방식에 기초하여 트래픽 데이터를 포맷하고, 코딩하고, 인터리빙하는 송신 (TX) 데이터 프로세서 (114) 까지 트래픽 데이터를 제공한다. 그 후, 코딩된 트래픽 데이터는, 송신될 모든 데이터 스트림 또는 그 서브세트에서, 예를 들어, 시분할 멀티플렉스 (TDM) 또는 코드분할 멀티플렉스 (CDM) 을 이용하여, 파일럿 데이터와 멀티플렉싱될 수도 있다. 통상적으로, 파일럿 데이터는, 만약 존재한다면, 공지된 방법으로 프로세싱된 공지된 데이터 패턴이다. 멀티플렉싱된 파일럿 및 코딩된 트래픽 데이터는 인터리빙된 후, 하나 이상의 변조 방식에 기초하여 변조 (즉, 심볼 매핑) 되어 변조 심볼을 제공한다. 일 실시형태에서, TX 데이터 프로세서 (114) 는 데이터 송신용으로 사용되는 각각의 공간 서브채널에 대하여 하나의 변조 심볼 스트림을 제공한다. 각각의 변조 심볼 스트림에 대한 데이터 레이트, 코딩, 인터리빙, 및 변조는 제어기 (130) 에 의해 제공되는 제어에 의해 결정될 수도 있다.
- [0021] 그 후, 변조 심볼은 TX MIMO 프로세서 (120) 에 제공되어 추가적으로 프로세싱된다. 특정한 실시형태에서, TX MIMO 프로세서 (120) 에 의한 프로세싱은 (1) MIMO 채널에 대한 추정 채널 주파수 응답 매트릭스를 결정하는 단계, (2) 이 매트릭스를 분해하여 MIMO 채널의 고유모드를 결정하고 송신기에 대한 "스티어링" 벡터 세트를 유도하는 단계 (변조 심볼 스트림에 대한 하나의 벡터는 각각의 공간 서브채널을 통하여 송신됨), (3) 스티어링 벡터에 기초하여 송신 공간-시간 펄스-정형 매트릭스 및 고유모드의 주파수 빈에 할당되는 송신 전력을 나타내는 가중 매트릭스를 유도하는 단계, 및 (4) 변조 심볼을 펄스-정형 매트릭스로 프리컨디셔닝하여 프리컨디셔닝 변조 심볼을 제공하는 단계를 포함한다. 이하, TX MIMO 프로세서 (120) 에 의한 프로세싱을 더 상세히 설명한다. 그 후, 프리컨디셔닝 심볼의 최대 N_T 개의 스트림이 송신기 (TMTR; 122a 내지 122t) 에 제공된다.

- [0022] 각각의 송신기 (122) 는 각각의 프리컨디셔닝 심볼 스트림을 하나 이상의 아날로그 신호로 변환하고 그 아날로그 신호를 추가적으로 컨디셔닝 (예를 들어, 증폭, 필터링, 및 주파수 상향변환) 하여, MIMO 채널을 통한 송신에 적합한 변조 신호를 생성한다. 그 후, 각각의 송신기 (122) 로부터의 변조 신호는 각각의 안테나 (124) 를 통하여 수신기 시스템으로 송신된다.
- [0023] 수신기 시스템 (150) 에서는, 송신된 변조 신호가 N_R 개의 안테나 (152a 내지 152r) 에 의해 수신되고, 각각의 안테나 (152) 로부터의 수신 신호는 각각의 수신기 (RCVR; 154) 에 제공된다. 각각의 수신기 (154) 는 수신 신호를 컨디셔닝 (예를 들어, 필터링, 증폭, 및 주파수 하향변환) 하고, 그 컨디셔닝 신호를 디지털화하여 샘플 스트림을 제공하고, 그 샘플 스트림을 추가적으로 프로세싱하여 수신 심볼 스트림을 제공한다. 그 후, RX MIMO 프로세서 (160) 는 N_R 개의 수신 심볼 스트림을 프로세싱하여, 송신기 시스템으로부터 송신되는 변조 심볼의 추정값인 복구된 심볼의 N_T 개의 스트림을 제공한다. 일 실시형태에서, RX MIMO 프로세서 (160) 에 의한 프로세싱은 (1) MIMO 채널에 대한 추정 채널 주파수 응답 매트릭스를 결정하는 단계, (2) 이 매트릭스를 분해하여 수신기에 대한 스티어링 벡터 세트를 유도하는 단계, (3) 스티어링 벡터에 기초하여 수신 공간-시간 펄스-정형 매트릭스를 유도하는 단계, 및 (4) 수신 심볼을 펄스-정형 매트릭스로 컨디셔닝하여 복구된 심볼을 제공하는 단계를 포함할 수도 있다. 이하, RX MIMO 프로세서 (160) 에 의한 프로세싱을 더 상세히 설명한다.
- [0024] 그 후, 수신 (RX) 데이터 프로세서 (162) 는 복구된 심볼을 복조하고, 디인터리빙하고, 디코딩하여, 송신 트래픽 데이터의 추정값인 디코딩된 데이터를 제공한다. RX MIMO 프로세서 (160) 및 RX 데이터 프로세서 (162) 에 의한 프로세싱은, 각각, 송신기 시스템 (110) 에서의 TX MIMO 프로세서 (120) 및 TX 데이터 프로세서 (114) 에 의해 각각 수행되는 프로세싱과 상호 보완적이다.
- [0025] 또한, RX MIMO 프로세서 (160) 는 MIMO 채널에 대한 채널 임펄스 응답, 공간 서브채널에 대한 수신 잡음 전력 및/또는 신호 대 잡음 및 간섭비 (SNR) 등을 유도할 수도 있다. 그 후, RX MIMO 프로세서 (160) 는 그 양을 제어기 (170) 에 제공한다. 또한, RX 데이터 프로세서 (162) 는 각각의 수신 패킷 또는 프레임의 상태, 디코딩 결과를 나타내는 하나 이상의 다른 성능 메트릭, 및 다른 가능한 정보를 제공할 수도 있다. 그 후, 제어기 (170) 는, RX MIMO 프로세서 (160) 및 RX 데이터 프로세서 (162) 로부터 수신되는 모든 정보 또는 일부 정보를 포함할 수도 있는 채널 상태 정보 (CSI) 를 유도한다. CSI 는 TX 데이터 프로세서 (178) 에 의해 프로세싱되고, 변조기 (180) 에 의해 변조되고, 송신기 (154a 내지 154r) 에 의해 컨디셔닝되어, 송신기 시스템 (110) 으로 되송신된다.
- [0026] 송신기 시스템 (110) 에서는, 수신기 시스템 (150) 으로부터의 변조 신호가 안테나 (124) 에 의해 수신되고, 수신기 (122) 에 의해 컨디셔닝되고, 복조기 (140) 에 의해 복조되어, 수신기 시스템에 의해 송신된 CSI 를 복구한다. 그 후, CSI 는 제어기 (130) 에 제공되고, TX 데이터 프로세서 (114) 및 TX MIMO 프로세서 (120) 에 대한 다양한 제어를 생성하는데 사용된다.
- [0027] 제어기 (130 및 170) 은, 각각, 송신기 및 수신기 시스템에서의 동작을 명령한다. 메모리 (132 및 172) 는, 각각, 제어기 (130 및 170) 에 의해 사용된 데이터 및 프로그램 코드에 대한 저장부를 제공한다.
- [0028] 송신기 및 수신기에 대한 시간-영역 펄스 정형 및 빔-스티어링 솔루션을 유도하기 위하여 주파수-영역 채널 고유-분해, 채널 반전, 및 (선택적으로) 워터-푸어링 결과를 이용하는 시간-영역 구현을 통하여 고성능 (예를 들어, 높은 전체 시스템 스루풋) 을 달성하기 위한 기술들이 여기에서 제공된다.
- [0029] 채널 고유-분해는, MIMO 채널의 고유모드를 결정하고, 변조 심볼들을 프리컨디셔닝하는데 사용되는 스티어링 벡터의 제 1 세트를 유도하기 위하여 송신기에서 수행된다. 또한, 채널 고유-분해는, 직교 심볼 스트림이 수신기에서 복구되도록 수신 심볼들을 컨디셔닝하는데 사용되는 스티어링 벡터의 제 2 세트를 유도하기 위하여 수신기에서 수행된다. 송신기에서의 프리컨디셔닝 및 수신기에서의 컨디셔닝은 MIMO 채널을 통하여 송신되는 심볼 스트림을 직교시킨다.
- [0030] 채널 반전은 데이터 송신용으로 사용되는 각각의 고유모드 (또는 공간 서브채널) 의 주파수 응답을 평탄화하기 위하여 송신기에서 수행된다. 상술한 바와 같이, 주파수 선택 페이딩은, 수신기에서 수신 심볼을 정확하게 검출하는 능력에 영향을 줌으로써 성능을 저하시킬 수 있는 심볼간 간섭 (ISI) 를 야기한다. 통상적으로, 주파수 선택 페이딩은 수신 심볼 스트림에 대한 등화를 수행함으로써 수신기에서 보상될 수도 있다. 그러나, 등화는 수신기 프로세싱의 복잡도를 증가시킨다. 본 발명 기술의 경우, 채널 반전이 수신기에서 수행되어, 주파수 선택 페이딩을 설명하고 수신기에서의 등화의 요구를 경감시킨다.

- [0031] 위터-푸어링 (또는 위터-필링) 분석은, 고성능이 달성되도록 MIMO 시스템에서의 총 가용 송신 전력을 고유모드에 대해 더 최적으로 할당하기 위하여 사용된다. 그 후, 각각의 고유모드에 할당되는 송신 전력은 고유모드용으로 사용될 데이터 레이트 및 코딩 방식 및 변조 방식을 결정할 수도 있다.
- [0032] 이하, 이들 다양한 프로세싱 기술을 더 상세히 설명한다.
- [0033] 여기에서 설명되는 기술은 수개의 잠재적인 이점을 제공한다. 첫째, 시간-영역 고유모드 분해의 경우, 상이한 SNR 을 갖는 고유모드의 최대 갯수는 $\min(N_T, N_R)$ 로 주어진다. 만약 하나의 독립 데이터 스트림이 각각의 고유모드에 대해 송신되고 각각의 데이터 스트림이 독립적으로 프로세싱되면, 상이한 코딩/변조 방식의 최대 갯수도 $\min(N_T, N_R)$ 로 주어진다. 또한, 데이터 스트림에 대한 수신 SNR 이 본질적으로 동일하게 됨으로써, 코딩/변조를 더 간략화시킬 수 있다. 따라서, 여기에서 설명되는 기술들은, 주파수-영역 위터-푸어링을 이용하는 MIMO-OFDM 시스템에서 채널 용량에 접근하는데 요구되는 빈 당 (per-bin) 비트 할당을 방지함으로써, 데이터 송신용 코딩/변조를 크게 간략화시킬 수 있다.
- [0034] 둘째, 송신기에서의 채널 반전은, 등화를 요구하지 않는 수신기에서 복구된 심볼 스트림을 발생시킨다. 그 후, 이것은 수신기 프로세싱의 복잡도를 감소시킨다. 이와 대조적으로, 통상적으로, 다른 광대역 시간-영역 기술들은 심볼 스트림을 복구하는데 복잡한 공간-시간 등화를 요구한다.
- [0035] 셋째, 여기에서 설명되는 시간-영역 시그널링 기술들은, 시간-영역 시그널링에 또한 기초하는 다양한 CDMA 표준의 채널/파일럿 구조들을 더 용이하게 집적할 수 있다. 채널/파일럿 구조의 구현은, 주파수-영역 시그널링을 수행하는 OFDM-기반 시스템에서 더 복잡하게 될 수도 있다.
- [0036] 도 2 는 여기에서 설명되는 다양한 프로세싱 기술을 구현할 수 있는 송신기 유닛 (200) 의 일 실시형태에 대한 블록도이다. 송신기 유닛 (200) 은 도 1 에서의 송신기 시스템 (110) 의 송신기 부분에 대한 일 실시형태이다. 송신기 유닛 (200) 은 (1) 트래픽 및 파일럿 데이터를 수신하고 프로세싱하여 N_T 개의 변조 심볼 스트림을 제공하는 TX 데이터 프로세서 (114a), 및 (2) 변조 심볼 스트림을 프리컨디셔닝하여 N_T 개의 프리컨디셔닝된 심볼 스트림을 제공하는 TX MIMO 프로세서 (120a) 를 포함한다. TX 데이터 프로세서 (114a) 및 TX MIMO 프로세서 (120a) 는 각각 도 1 의 TX 데이터 프로세서 (114) 및 TX MIMO 프로세서 (120) 의 일 실시형태이다.
- [0037] 도 2 에 도시되어 있는 특정한 실시형태에서, TX 데이터 프로세서 (114a) 는 인코더 (212), 채널 인터리버 (214), 및 심볼 매핑 엘리먼트 (216) 를 포함한다. 인코더 (212) 는 하나 이상의 코딩 방식에 따라 트래픽 데이터 (즉, 정보 비트 d_i) 를 수신 및 코딩하여 코딩된 비트를 제공한다. 코딩은 데이터 송신의 신뢰도를 증가시킨다. 일 실시형태에서는, 데이터 송신용으로 선택되는 각각의 고유모드 (또는 공간 서브채널) 에 대한 정보 비트를 위하여 별도의 코딩 방식이 사용될 수도 있다. 또 다른 실시형태에서, 별도의 코딩 방식이 공간 서브채널의 각 서브세트에 대하여 사용될 수도 있으며, 또는, 공통 코딩 방식이 모든 공간 서브채널에 대하여 사용될 수도 있다. 사용될 코딩 방식(들)은 제어기 (130) 로부터의 제어에 의해 결정되며, 수신기 시스템으로부터 수신되는 CSI 에 기초하여 선택될 수도 있다. 각각의 선택된 코딩 방식은 사이클릭 리던던시 체크 (CRC), 컨벌루션 코딩, 터보 코딩, 블록 코딩, 및 다른 코딩의 임의의 조합을 포함할 수도 있으며, 또는 코딩을 전혀 포함하지 않을 수도 있다.
- [0038] 채널 인터리버 (214) 는 하나 이상의 인터리빙 방식에 기초하여 코딩된 비트를 인터리빙한다. 통상적으로, 각각의 선택된 코딩 방식은 대응하는 인터리빙 방식과 관련된다. 인터리빙은 코딩된 비트에 대한 시간 다이버시티를 제공하고, 데이터 송신용으로 사용되는 각 공간 서브채널의 평균 SNR 에 기초하여 데이터가 송신되게 하고, 페이딩에 대항하고, 각각의 변조 심볼을 형성하는데 사용되는 코딩된 비트들 간의 상관을 더 제거한다.
- [0039] 그 후, 심볼 매핑 엘리먼트 (216) 는 파일럿 데이터를 수신하고, 그 파일럿 데이터를 인터리빙된 데이터와 멀티플렉싱시키고, 하나 이상의 변조 방식에 따라 멀티플렉싱된 데이터를 더 매핑하여 변조 심볼을 제공한다. 사용하기 위하여 선택되는 각각의 공간 서브채널 또는 그 공간 서브채널의 각 서브세트에 대하여 별도의 변조 방식이 사용될 수도 있다. 다른 방법으로, 공통 변조 방식이 모든 선택된 공간 서브채널에 대하여 사용될 수도 있다.
- [0040] 각각의 공간 서브채널에 대한 심볼 매핑은, 비트 세트를 그룹핑하여 데이터 심볼 (각각이 닛-바이너리 값일 수도 있음) 을 형성하고, 각각의 데이터 심볼을 그 공간 서브채널용으로 선택되는 변조 방식에 대응하는 신호 콘스텔레이션에서의 한 포인트에 매핑함으로써 달성될 수도 있다. 선택된 변조 방식은 QPSK, M-PSK, M-QAM, 또는 기타 다른 방식일 수도 있다. 각각의 매핑된 신호 포인트는 복소수 값이며 변조 심볼에 대응한다.

심볼 매핑 엘리먼트 (216) 은 각각의 심볼 주기에 대하여 변조 심볼 벡터를 제공하며, 각 벡터에서의 변조 심볼의 수는 그 심볼 주기용으로 선택되는 공간 서브채널의 수에 대응한다. 따라서, 심볼 매핑 엘리먼트 (216) 는 최대 N_T 개의 변조 심볼 스트림을 제공한다. 이들 스트림은 통합적으로 벡터 시퀀스 (변조 심볼 벡터 $\underline{s}(n)$ 라고도 함) 을 형성하는데, 각각의 그 벡터는 n번째 심볼 주기 동안 최대 N_S 개의 공간 서브채널을 통하여 송신될 최대 N_S 개의 변조 심볼을 포함한다.

[0041] TX MIMO 프로세서 (120a) 내에서, MIMO 채널의 응답이 추정되며, 이 응답은 수신기 시스템으로 송신되기 전에 변조 심볼을 프로컨디셔닝하는데 사용된다. 주파수 분할 듀플렉스 (FDD) 시스템에서, 다운링크 및 업링크는 상이한 주파수 대역을 할당받으며, 다운링크 및 업링크에 대한 채널 응답은 충분한 정도로 상관되지 않을 수도 있다. FDD 시스템의 경우, 채널 응답은 수신기에서 추정되고 송신기로 되송신될 수도 있다. 시분할 듀플렉스 (TDD) 시스템에서, 다운링크 및 업링크는 동일한 주파수 대역을 시분할 멀티플렉싱 방식으로 공유하며, 다운링크 채널 응답과 업링크 채널 응답 간에 높은 상관도가 존재할 수도 있다. TDD 시스템의 경우, 송신기 시스템은 업링크 채널 응답을 (예를 들어, 업링크를 통하여 수신기 시스템에 의해 송신되는 과일렛에 기초하여) 추정할 수도 있으며, 그 후, 송신기와 수신기 안테나 어레이 매니폴드 간의 차이와 같은 임의의 차이를 고려함으로써 다운링크 채널 응답을 유도할 수도 있다.

[0042] 일 실시형태에서는, 시간-영역 샘플의 $N_R \times N_T$ 매트릭스 $\underline{\hat{H}}(n)$ 의 시퀀스로서 채널 응답 추정값이 TX MIMO 프로세서 (120a) 에 제공된다. 이 매트릭스의 시퀀스는 채널 임펄스 응답 매트릭스 $\underline{\hat{H}}$ 라고 통칭된다. 추정된 채널 임펄스 응답 매트릭스 $\underline{\hat{H}}$ 의 (i, j)번째 엘리먼트 $\hat{h}_{i,j}$ (여기서, $i = (1, 2, \dots, N_R)$ 및 $j = (1, 2, \dots, N_T)$) 는 j번째 송신 안테나로부터 i번째 수신 안테나까지의 전파 경로의 샘플링된 임펄스 응답을 나타내는 샘플 시퀀스이다.

[0043] TX MIMO 프로세서 (120a) 내에서, 고속 푸리에 변환기 (222) 는 추정된 채널 임펄스 응답 매트릭스 $\underline{\hat{H}}$ 를 (예를 들어, 수신기 시스템으로부터) 수신하고, 그 매트릭스 $\underline{\hat{H}}$ 에 고속 푸리에 변환 (FFT) 를 수행함으로써 대응하는 추정된 채널 주파수 응답 매트릭스 $\underline{\hat{H}}$ 를 유도한다(즉, $\underline{\hat{H}} = \text{FFT}[\underline{\hat{H}}]$). 이것은, $\underline{\hat{H}}$ 의 각 엘리먼트에 대한 N_F 샘플의 시퀀스에 대하여 N_F -포인트 FFT 를 수행하여 $\underline{\hat{H}}$ 의 대응하는 엘리먼트에 대한 N_F 개의 계수의 세트를 유도함으로써 달성될 수도 있는데, 여기서, N_F 는 FFT 에 대한 주파수 빈의 갯수 (즉, FFT 의 길이) 에 대응한다. 따라서, $\underline{\hat{H}}$ 의 $N_R \cdot N_T$ 개의 엘리먼트는, N_T 개의 송신 안테나와 N_R 개의 수신 안테나 사이의 전파 경로의 주파수 응답을 나타내는 계수의 $N_R \cdot N_T$ 세트이다. $\underline{\hat{H}}$ 의 엘리먼트 각각은 $\underline{\hat{H}}$ 의 대응하는 엘리먼트의 FFT 이다. 또한, 추정된 채널 주파수 응답 매트릭스 $\underline{\hat{H}}$ 은 N_F 매트릭스의 세트 $\underline{\hat{H}}(k)$ (여기서, $k = (0, 1, \dots, N_F-1)$) 을 포함하는 것으로서 간주될 수도 있다.

[0044] **채널 고유-분해**

[0045] 그 후, 유닛 (224) 은, 데이터 송신용으로 사용되는 MIMO 채널의 고유-분해를 수행한다. 채널 고유-분해를 수행하는 일 실시형태에서, 유닛 (224) 은 추정된 채널 주파수 응답 매트릭스 $\underline{\hat{H}}$ 의 특이값 분해 (SVD) 를 계산한다. 일 실시형태에서, 특이값 분해는 각각의 매트릭스 $\underline{\hat{H}}(k)$ (여기서, $k = (0, 1, \dots, N_F-1)$) 에 대하여 수행된다. 주파수 빈 k (또는 주파수 f_k) 에 대한 매트릭스 $\underline{\hat{H}}(k)$ 의 특이값 분해는,

[0046] $\hat{\mathbf{H}}(k) = \mathbf{U}(k)\mathbf{\Lambda}(k)\mathbf{V}^H(k)$ 식 (1)

[0047] 로서 표현할 수도 있는데,

[0048] 여기서, $\mathbf{U}(k)$ 는 $N_R \times N_R$ 유니터리 매트릭스 (즉, $\mathbf{U}^H \mathbf{U} = \mathbf{I}$) 이며, \mathbf{I} 는 대각선을 따라서는 1 을 갖고 나머지는 0 을 갖는 아이덴티티 매트릭스이며,

[0049] $\mathbf{\Lambda}(k)$ 는 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ 의 특이값의 $N_R \times N_T$ 대각 매트릭스이며,

[0050] $\mathbf{V}(k)$ 는 $N_T \times N_T$ 유니터리 매트릭스이다.

[0051] 대각 매트릭스 $\mathbf{\Lambda}(k)$ 는 대각선을 따라 음이 아닌 실수값을 포함하고 나머지는 0 을 포함한다 (즉, $\mathbf{\Lambda}(k) = \text{diag}(\lambda_1(k), \lambda_2(k), \dots, \lambda_{N_T}(k))$). $\lambda_i(k)$ (여기서, $i = (1, 2, \dots, N_T)$) 은 매트릭스 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ 의 특이값으로서 지칭된다. 특이값 분해는, 당업계에 공지되어 있고 다양한 참조물에 설명되어 있는 매트릭스 연산이다. 그러한 참조물 중 하나는, 여기에서 참조로서 포함하고 Gilbert Strang 의 "선형 대수 및 그 응용", 제 2 판, 아카데미 프레스, 1980 이다.

[0052] 특이값 분해의 결과는 3 세트의 N_F 매트릭스, 즉, \mathbf{U} , $\mathbf{\Lambda}$, \mathbf{V}^H 인데, 여기서, $\mathbf{U} = [\mathbf{U}(0) \dots \mathbf{U}(k) \dots \mathbf{U}(N_F - 1)]$ 등이다. k 의 각각의 값에 대하여, $\mathbf{U}(k)$ 은 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ 의 좌측 고유-벡터의 $N_R \times N_R$ 유니터리 매트릭스이고, $\mathbf{V}(k)$ 은 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ 의 우측 고유-벡터의 $N_T \times N_T$ 유니터리 매트릭스이고, $\mathbf{\Lambda}(k)$ 은 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ 의 고유값의 $N_R \times N_T$ 대각 매트릭스이다.

[0053] 채널 고유-분해를 수행하기 위한 또 다른 실시형태에서, 유닛 (224) 은 $\mathbf{R}(k) = \hat{\mathbf{H}}^H(k)\hat{\mathbf{H}}(k)$ 로서 제곱 매트릭스 $\mathbf{R}(k)$ 을 먼저 획득한다. 그 후, 제곱 매트릭스 $\mathbf{R}(k)$ 의 고유값은 매트릭스 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ 의 특이값의 제곱이고, $\mathbf{R}(k)$ 의 고유벡터는 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ 또는 $\mathbf{V}(k)$ 의 우측 고유-벡터이다. 고유값 및 고유-벡터를 얻기 위한 $\mathbf{R}(k)$ 의 분해는 당업계에 공지되어 있으므로 여기에서는 설명하지 않는다. 이와 유사하게, 또 다른 제곱 매트릭스 $\mathbf{R}'(k)$ 이 $\mathbf{R}'(k) = \hat{\mathbf{H}}(k)\hat{\mathbf{H}}^H(k)$ 로서 획득될 수도 있다. 또한, 이 제곱 매트릭스 $\mathbf{R}'(k)$ 의 고유값은 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ 의 특이값의 제곱이고, $\mathbf{R}'(k)$ 의 고유벡터는 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ 또는 $\mathbf{U}(k)$ 의 좌측 고유-벡터이다.

[0054] 채널 고유-분해는, k 의 각각의 값에 대하여 주파수 f_k 에서, MIMO 채널을 그 고유모드로 분해하는데 사용되며, 여기서, $k = (0, 1, \dots, N_F - 1)$ 이다. $\hat{\mathbf{H}}(k)$ 의 랭크 $r(k)$ 는 주파수 f_k 에서 MIMO 채널에 대한 고유모드의 수에 대응하며, 이것은 주파수 빈 k 에서 이용가능한 독립적인 채널의 수 (즉, 공간 서브채널의 수) 에 대응한다.

[0055] 아래에서 더 상세히 설명되는 바와 같이, $\mathbf{V}(k)$ 의 컬럼은 변조 심볼 벡터 $\mathbf{s}(n)$ 의 엘리먼트에 대하여 송신기에서 사용되는 주파수 f_k 와 관련된 스티어링 벡터이다. 이에 대응하여, $\mathbf{U}(k)$ 의 컬럼은 수신된 심볼 벡터

$\mathbf{r}(n)$ 의 엘리먼트에 대하여 수신기에서 사용되는 주파수 f_k 와 관련된 스티어링 벡터이다. 매트릭스 $\mathbf{U}(k)$

및 $\mathbf{V}(k)$ (여기서, $k = (0, 1, \dots, N_f-1)$) 는 각각의 주파수 f_k 에서의 고유모드에 대해 송신되는 심볼 스트림을 직교화하는데 사용된다. 이들 매트릭스가 송신기에서 변조 심볼 스트림을 프리컨디셔닝시키고 수신기에서 그 수신된 심볼 스트림을 컨디셔닝시키는데 사용될 경우, 주파수 영역 또는 시간 영역에서, 그 결과는 심볼 스트림의 전체 직교도이다. 그 후, 이것은 고유모드 당 (빈 당과 대조적임) 별도의 코딩/변조를 허용하는데, 이것은 송신기 및 수신기에서의 프로세싱을 크게 간소화시킬 수 있다.

[0056] $\mathbf{\Lambda}(k)$ 의 대각선에 따른 엘리먼트는 $\lambda_{ii}(k)$ 인데, 여기서, $i = \{1, 2, \dots, r(k)\}$ 이며, $r(k)$ 는 $\mathbf{H}(k)$ 의 랭크이다. $\mathbf{U}(k)$ 및 $\mathbf{V}(k)$ 의 컬럼, $\mathbf{u}_i(k)$ 및 $\mathbf{v}_i(k)$, 은 각각 고유 방정식의 해이며,

[0057]
$$\mathbf{H}(k)\mathbf{v}_i(k) = \lambda_{ii}\mathbf{u}_i(k) \tag{2}$$

[0058] 로 표현할 수도 있다.

[0059] 3 세트의 매트릭스 $\mathbf{U}(k)$, $\mathbf{\Lambda}(k)$ 및 $\mathbf{V}(k)$ (여기서, $k = (0, 1, \dots, N_f-1)$) 는 2 가지 형태, 즉, "정렬된" 형태 및 "랜덤-순서의" 형태로 제공될 수도 있다. 정렬된 형태에서, 각각의 매트릭스 $\mathbf{\Lambda}(k)$ 의 대각 엘리먼트는 $\lambda_{11}(k) \geq \lambda_{22}(k) \geq \dots \geq \lambda_{rr}(k)$ 이 되도록 감소하는 순으로 정렬되며, 그 고유-벡터는 $\mathbf{U}(k)$ 및 $\mathbf{V}(k)$ 에서의 대응하는 순서로 정렬된다. 정렬된 형태는 아랫첨자 s 로 나타낸다 (즉, $\mathbf{U}_s(k)$, $\mathbf{\Lambda}_s(k)$ 및 $\mathbf{V}_s(k)$ (여기서, $k = (0, 1, \dots, N_f-1)$)).

[0060] 랜덤-순서의 형태에서, 특이값 및 고유벡터의 순서는 랜덤하며, 또한, 주파수와 무관하다. 랜덤 형태는 아랫첨자 r 로 나타낸다. 사용하기 위해 선택되는 특정한 형태, 즉, 정렬된 형태 또는 랜덤 순서의 형태는 데이터 송신을 위해 사용할 고유모드의 선택 및 각각의 선택된 고유모드용으로 사용될 코딩 방식 및 변조 방식에 영향을 준다.

[0061] 가장값 계산 유닛 (230) 은, 각각의 주파수 빈에 대한 특이값 세트 (즉, $\lambda_{11}(k), \lambda_{22}(k), \dots, \lambda_{rr}(k)$) 를 포함하는 대각 매트릭스 $\mathbf{\Lambda}$ 의 세트를 수신한다. 그 후, 가장값 계산 유닛 (230) 은 가장 매트릭스 \mathbf{W} 의 세트를 유도하는데, 여기서, $\mathbf{W} = [\mathbf{W}(0) \dots \mathbf{W}(k) \dots \mathbf{W}(N_f - 1)]$ 이다. 후술되는 바와 같이, 가장 매트릭스는 시간 영역 또는 주파수 영역에서 변조 심볼 벡터 $\mathbf{s}(n)$ 를 스케일링하는데 사용된다.

[0062] 가장값 계산 유닛 (230) 은 채널 반전 유닛 (232) 및 (선택적으로) 워터-푸어링 분석 유닛 (234) 을 구비한다. 채널 반전 유닛 (232) 은 고유모드에 대한 주파수 선택 페이딩에 대항하기 위해 사용되는 각 고유모드에 대한 가장값 $\frac{w}{ii}$ 의 세트를 유도한다. 워터-푸어링 분석 유닛 (234) 은 MIMO 채널의 고유모드에 대한 스케일링 값 \mathbf{b} 의 세트를 유도한다. 이들 스케일링 값은 고유모드에 할당된 송신 전력을 나타낸다. 이하, 채널 반전 및 워터-푸어링을 더 상세히 설명한다.

[0063] **채널 반전**

[0064] 도 3a 는 각 고유모드의 주파수 응답을 반전시키기 위해 사용된 가장값 $\frac{w}{ii}$ 세트의 유도를 그래픽적으로 도시하는 도면이다. $k = (0, 1, \dots, N_f-1)$ 에 대한 대각 매트릭스 $\mathbf{\Lambda}(k)$ 의 세트가 주파수 디멘전을 나타

내는 축 (310) 을 따라 순차적으로 배열되어 도시되어 있다. 각 매트릭스 $\underline{\Lambda}(k)$ 의 $i = (1, 2, \dots, N_s)$ 에 대한 특이값 $\lambda_{ii}(k)$ 은 매트릭스의 대각선을 따라 위치된다. 따라서, 축 (312) 은 공간 디멘전을 나타내는 것으로서 보여질 수도 있다. MIMO 채널의 각 고유모드는 그 고유모드의 주파수 응답을 나타내는 $k = (0, 1, \dots, N_F-1)$ 에 대한 엘리먼트 $\{\lambda_{ii}(k)\}$ 의 세트와 연관된다. 각 고유모드에 대한 엘리먼트 $\{\lambda_{ii}(k)\}$ 의 세트는 점선 (314) 을 따라 음영 박스에 의해 도시되어 있다. 주파수 선택 페이딩을 경험하는 각 고유모드에 있어서, 고유모드에 대한 엘리먼트 $\{\lambda_{ii}(k)\}$ 는 서로 다른 k 값에 대해 서로 다를 수도 있다.

[0065] 주파수 선택 페이딩이 ISI를 초래하기 때문에, ISI의 악영향은 각 고유모드를 "반전"시킴으로써 완화될 수도 있어서, 수신기에서의 주파수에서 평탄하게 나타난다. 채널 반전은 각 고유모드에 대해 $k = (0, 1, \dots, N_F-1)$ 에 대한 가중값 $\{w_{ii}(k)\}$ 의 세트를 유도함으로써 달성될 수도 있어서, 가중값 및 대응하는 고유값의 프로덕트 (즉, 대각 엘리먼트의 제곱) 는 모든 k 값에 대해 거의 일정하고, $k = (0, 1, \dots, N_F-1)$ 에 대해, $w_{ii}(k) \cdot \lambda_{ii}^2(k) = a_i$ 로서 표현될 수도 있다.

[0066] 고유모드 i 에 있어서, 채널을 반전하기 위해 사용된 N_F 주파수 빈들 $\underline{w}_{ii} = [w_{ii}(0) \dots w_{ii}(k) \dots w_{ii}(N_F - 1)]^T$: 에 대한 가중값의 세트는,

[0067]
$$w_{ii}(k) = \frac{a_i}{\lambda_{ii}^2(k)} \quad (k = (0, 1, \dots, N_F-1) \text{ 에 대해}) \quad \text{식 (3)}$$

[0068] 과 같이 유도될 수도 있고,

[0069] 여기서, a_i 는,

[0070]
$$a_i = \frac{\sum_{k=0}^{N_F-1} \lambda_{ii}^2(k)}{\sum_{k=0}^{N_F-1} 1} \quad \text{식 (4)}$$

[0071] 로서 표현될 수도 있는 정규화 계수이다.

[0072] 식 (4) 에 나타낸 바와 같이, 정규화 계수 a_i 는 상기 고유모드와 관련된 $k = (0, 1, \dots, N_F-1)$ 에 대한 고유값 $\{\lambda_{ii}^2(k)\}$ (즉, 제공된 특이값) 의 세트에 기초하여 각 고유모드에 대해 결정된다. 정규화 계수 a_i 는

[0073]
$$\sum_{k=0}^{N_F-1} w_{ii}(k) = \sum_{k=0}^{N_F-1} \lambda_{ii}^2(k)$$
 가 되도록 정의된다.

도 3b 는 소정의 고유모드에 대한 가중값의 세트와 상기 고유모드에 대한 고유값의 세트 사이의 관계를 그래픽적으로 도시하는 도면이다. 고유모드 i 에 대해, 각 주파수 빈에 대한 가중값 $\{w_{ii}(k)\}$ 은 식 (3) 에 나타낸 바와 같이, 상기 빈에 대한 고유값 $\lambda_{ii}^2(k)$ 과 역으로 관련된다. 공간 서브채널을 평평하게 하고 ISI를 최소화 또는 감소시키기 위해, 임의의 주파수 빈에 대한 송신 전력을 선택적으로 제거하는 것은 바람직하지 않다. 각 고유모드에 대한 N_F 가중값의 세트는 고유모드에 대한 송신 이전에, 주파수 또는 시간 영역에서, 변조 심볼 ($s^{(n)}$) 을 스케일하기 위해 사용된다.

[0074] 정렬된 순서 형상에 있어서, 각 매트릭스 $\underline{\Lambda}(k)$ 에 대하여 $i = (1, 2, \dots, N_s)$ 에 대한 특이값 $\lambda_{ii}(k)$ 는 더 작은 인덱스를 갖는 $\underline{\Lambda}(k)$ 의 대각 엘리먼트가 일반적으로 더 크게 되도록 정렬된다. 그 후, (원칙 고

유모드라 칭하는) 고유모드 0 은 N_f 대각 매트릭스 $\Lambda(k)$ 각각에서의 가장 큰 특이값과 관련되고, 그 후, 고유모드 1 은 N_f 대각 매트릭스 각각에서의 2 번째로 가장 큰 특이값과 관련된다. 따라서, 채널 반전이 각 고유모드에 대한 모든 N_f 주파수 빈들에 대해 수행되더라도, 낮은 인덱스를 갖는 고유모드는 너무 많은 불량한 빈들(만일 있다면)을 갖지 않는다. 따라서, 낮은 인덱스를 갖는 최소한의 고유모드에 대해, 과도한 송신 전력이 불량한 빈들에 대해 사용되지 않는다.

[0075] 채널 반전은 MIMO 채널을 반전시키기 위해 다양한 방식으로 수행될 수도 있고, 이것은 본 발명의 범위내에 포함된다. 일 실시형태에서, 채널 반전은 사용하기 위해 선택된 각 고유모드에 대해 수행된다. 또 다른 실시형태에서, 채널 반전은 과도한 ISI를 유도하기 위해 결정된 각 고유모드에 대해 수행될 수도 있다. 예를 들어, 채널 반전은 과도한 ISI를 유도하도록 결정된 각 고유모드에 대해 수행될 수도 있다. 또한, 채널 반전은, 예를 들어, MIMO 채널이 (예를 들어, 어떤 정의된 기준에 기초하여) 주파수 선택되도록 결정될 때, 사용하기 위해 선택된 몇몇 또는 모든 고유모드에 대해 동적으로 수행될 수도 있다.

[0076] 채널 반전은, 명칭이 "선택 채널 반전을 사용하여 다중 채널 통신 시스템에서의 송신을 위해 데이터를 프로세싱하는 방법 및 장치" 로, 본 출원의 양수인에게 양도되고 여기서 참조로 포함되는, 2001년 5월 17일자로 출원한 미국 특허 출원 제 09/860,274 호, 2001년 6월 14일 출원한 미국 특허 출원 제 09/881,610 호, 및 2001년 6월 26일 출원한 미국 특허 출원 제 09/892,379 호에 더 상세히 개시되어 있다.

[0077] **워터-푸어링**

[0078] 일 실시형태에서, 워터-푸어링 분석은 더 양호한 송신 능력을 갖는 고유모드에 더 많은 송신 전력이 할당되도록 공간 디멘전에 따라 (만일 조금이라도) 수행된다. 워터-푸어링 전력 할당은 불규칙한 바닥을 갖는 용기에 고정양의 워터를 푸어링하는 것과 유사하고, 여기서, 각 고유모드는 용기의 바닥상의 포인트에 대응하고, 임의의 소정의 포인트에서의 바닥의 고도는 상기 고유모드와 관련된 SNR의 인버스에 대응한다. 따라서, 낮은 고도는 높은 SNR에 대응하고, 반대로, 높은 고도는 낮은 SNR에 대응한다. 그 후, 총 가용 송신 전력 (P_{total}) 은, 용기의 낮은 포인트 (즉, 더 높은 SNR을 갖는 포인트) 가 먼저 채워지고, 높은 포인트 (즉, 낮은 SNR을 갖는 포인트) 가 나중에 채워지도록 용기에 "푸어링"된다. 상수 P_{set} 는 총 가용 송신 전력이 모두 푸어링된 이후의 용기에 대한 워터 표면 레벨을 표시한다. 이 상수는 다양한 시스템 파라미터에 기초하여 초기에 추정될 수도 있다. 전력 할당은 총 가용 송신 전력과 바닥 표면상의 용기의 깊이에 의존한다. 워터 표면 레벨 이상의 고도를 갖는 포인트는 채워지지 않는다 (즉, 특정값 아래의 SNR을 갖는 고유모드는 데이터 송신을 위해 사용되지 않는다).

[0079] 일 실시형태에서, 워터-푸어링은, 전술한 채널 고유모드 분해에 의해 생성된 고유모드의 주파수 선택성을 과장하는 경향이 있기 때문에 주파수 디멘전에 따라서 수행되지 않는다. 워터-푸어링은 모든 고유모드가 데이터 송신을 위해 사용되거나, 고유모드의 세트만이 (폐기될 불량한 고유모드를 갖는) 사용되도록 수행될 수도 있다. 내림차순으로 정렬된 특이값을 갖는 채널 반전과 함께 사용될 때 고유모드에 따른 워터-푸어링은 수신기에서의 등화에 대한 필요성을 완화시키면서 거의 최적의 성능을 제공할 수 있다.

[0080] 워터-푸어링은 아래와 같이 워터-푸어링 유닛 (234) 에 의해 수행될 수도 있다. 초기에, 각 고유모드에서의 총 전력은,

[0081]
$$P_{i,\lambda} = \sum_{k=0}^{N_f-1} \lambda_{ii}^2(k)$$
 식 (5)

[0082] 로 결정된다.

[0083] 그 후, 각 고유모드에 대한 SNR은,

[0084]
$$SNR_i = \frac{P_{i,\lambda}}{\sigma^2}$$
 식 (6)

[0085] 으로 결정될 수도 있고,

[0086] 여기서, σ^2 은 수신된 잡음 전력 N_0 으로서 표시될 수도 있는 수신된 잡음 편차이다. 수신된 잡음 전력은 수신기에서의 복구된 심볼에 대한 잡음 전력에 대응하고, 보고된 CSI의 부분으로서 수신기에 의해 송신기에 제공될 수도 있는 파라미터이다.

[0087] 그 후, 각 고유모드에 할당될 송신 전력 P_i 은,

[0088]
$$P_i = \max \left[\left(P_{set} - \frac{1}{SNR_i} \right), 0 \right]$$
 식 (7a)

[0089]
$$P_{total} \geq \sum_{i=1}^{N_s} P_i$$
 식 (7b)

[0090] 로 결정될 수도 있고,

[0091] 여기서, P_{set} 은 다양한 시스템 파라미터로부터 유도될 수도 있는 상수이고, P_{total} 은 고유모드로의 할당을 위해 사용 가능한 총 송신 전력이다.

[0092] 식 7a 에 나타낸 바와 같이, 충분한 품질의 각 고유모드는 $\left(P_{set} - \frac{1}{SNR_i} \right)$ 의 할당된 송신 전력이다. 따라서, 더 양호한 SNR을 달성하는 고유모드에는 더 많은 송신 전력이 할당된다. 상수 P_{set} 은 더 양호한 고유모드에 할당하기 위한 송신 전력량을 결정한다. 그 후, 이것은, 총 가용 송신 전력이 제한되고 전력 할당이 식 7b 에 의해 구속되기 때문에, 사용을 위해 어떤 고유모드가 선택되는지를 간접적으로 결정한다.

[0093] 따라서, 워터-푸어링 분석 유닛 (234) 은 대각 매트릭스 $\underline{\Delta}$ 의 세트, 및 수신된 잡음 전력 σ^2 을 수신한다.

그 후, 매트릭스 $\underline{\Delta}$ 는 스케일링 값의 벡터 $\underline{b} = [b_0 \dots b_i \dots b_{N_s}]^T$ 를 유도하기 위해 수신된 잡음 전력과 함께 사용되고, 여기서는, $i = (1, 2, \dots, N_s)$ 에 대해 $b_i = P_i$ 이다. P_i 는 워터-푸어링 식 7a 및 7b에 대한 해이다. \underline{b} 에서의 스케일링 값은 N_s 고유모드에 할당된 송신 전력을 나타내고, 여기서 0 이상의 고유모드가 송신 전력없이 할당될 수도 있다.

[0094] 도 4 는 총 가용 송신 전력을 고유모드의 세트에 할당하기 위한 프로세스 (400) 의 실시형태의 흐름도이다. 하나의 특정한 워터-푸어링 구현인 프로세스 (400) 는 송신기에서 사용가능한 총 송신 전력 P_{total} , 고유모드 총 전력의 세트 $P^{i,\lambda}$, 및 수신된 잡음 전력 σ^2 인 경우에, 세트 I 에서의 고유모드에 할당될, $i \in I$ 에 대한, 송신 전력 (P_i) 을 결정한다.

[0095] 처음에, 반복수를 표시하기 위해 사용된 변수 n 은 1 로 설정된다 (즉, n=1) (단계 412). 제 1 반복에 있어서, 세트 I(n) 은 MIMO 채널에 대한 모든 고유모드를 포함하는 것으로, 또는 $I(n) = \{1, 2, \dots, N_s\}$ 로 정의된다 (단계 414). 그 후, 현재 반복 n에 대한 세트 I(n)의 카디널리티 (또는 길이) 가 $L_I(n) = |I(n)|$ 로 결정되고, 제 1 반복에 대해 $L_I(n) = N_s$ 이다 (단계 416).

[0096] 다음으로, 세트 I(n) 에서의 고유모드에 따라 분배될 총 유효 전력 $P_{eff}(n)$ 이 결정된다 (단계 418). 총 유효 전력은 총 가용 송신 전력 (P_{total}) 플러스 세트 I(n) 에서의 고유모드에 대한 인버스 SNR의 합과 동일하도록 정의된다. 이것은,

[0097]
$$P_{eff}(n) = P_{total} + \sum_{i \in I(n)} \frac{\sigma^2}{P_{i,\lambda}}$$
 식 (8)

[0098] 로 표현될 수도 있다.

[0099] 그 후, 총 가용 송신 전력은 세트 I(n) 에서의 고유모드에 할당된다. 세트 I(n) 에서의 고유모드를 통해 반복하기 위해 사용된 인덱스 i 는 1 (즉, i=1) 로 초기화된다 (단계 420). 그 후, 고유모드 i 에 할당할 송신 전력량이,

[0100]
$$P_i(n) = \frac{P_{eff}(n)}{L_i(n)} - \frac{\sigma^2}{P_{i,\lambda}}$$
 식 (9)

[0101] 에 기초하여 결정된다 (단계 422). 세트 I(n) 에서의 각 고유모드에는 단계 422에서 송신 전력 P_i 가 할당된다. 단계 424 및 426 은 세트 I(n) 에서의 고유모드 각각에 송신 전력을 할당하는 루프의 일부이다.

[0102] 도 5a 는 3개의 고유모드를 갖는 예시적인 MIMO 시스템에 대한 총 유효 전력 P_{eff}를 그래픽적으로 도시한다.

각 고유모드는 1.0의 정규화된 송신 전력을 가정하는, i = {1, 2, 3}에 대한 σ^2/λ_{ii}^2 과 동일한 인버스 SNR 을 갖는다. 송신기에서 사용 가능한 총 송신 전력은 P_{total} = P₁+P₂+P₃이고, 도 5a 에서 음영 영역으로 표현된다.

총 유효 전력은 도 5a 에서 음영 및 비음영 영역에서 면적으로 표현된다.

[0103] 워터-푸어링에 있어서, 용기의 바닥이 불규칙한 표면을 갖더라도, 상부에서의 워터 레벨은 용기 양단에서 일정하게 유지한다. 유사하게 도 5a 에 도시된 바와 같이, 총 가용 송신 전력 P_{total} 이 고유모드에 분배된 이후에, 최종 전력 레벨은 모든 고유모드 양단에서 일정하다. 이 최종 전력 레벨은 세트 I(n) 에서의 고유모드의 수 L_i(n) 에 의해 P_{eff}(n) 을 제산함으로써 결정된다. 그 후, 고유모드 i 에 할당된 전력량이 식 9에 의해 제공되고 도 5a 에 도시한 바와 같이, 최종 전력 레벨 P_{eff}(n)/L_i(n) 로부터 상기 고유모드의 인버스 SNR (σ^2/λ_{ii}^2) 을 감산함으로써 결정된다.

[0104] 도 5b 는 워터-푸어링 전력 할당이 네가티브 전력을 수신하는 고유모드를 발생시키는 상황을 도시한다. 이것은, 고유모드의 인버스 SNR이 최종 전력 레벨 이상일 때 발생하고, 조건 (P_{eff}(n)/L_i(n)) < (σ^2/λ_{ii}^2) 로 표현된다.

[0105] 다시 도 4 를 참조하면, 전력 할당의 말기에서, 임의의 고유모드에 네가티브 전력 (즉, P_i < 0) 이 할당되었는지 여부에 대한 결정이 이루어진다 (단계 428). 응답이 예인 경우에, 프로세스는 네가티브 전력이 할당된 모든 고유모드를 세트 I(n) 으로부터 제거함으로써 계속된다 (단계 430). 인덱스 n은 1 만큼 (즉, n=n+1) 증분된다 (단계 432). 그 후, 프로세스는 세트 I(n) 에서의 나머지 고유모드 중에 총 가용 송신 전력을 할당하기 위해 단계 416 으로 복귀한다. 프로세스는 세트 I(n) 에서의 모든 고유모드에 단계 428 에서 결정된 바와 같은, 포지티브 송신 전력이 할당될 때 까지 계속된다. 세트 I(n) 에 있지 않은 고유모드에는 0 전력이 할당된다.

[0106] 또한, 워터-푸어링은 참조로 본 명세서에 통합되는 "정보 이론 및 신뢰가능한 통신" John Wiley and Sons, 1968 에서 Robert G. Gallager에 의해 설명된다. MIMO-OFDM 시스템에 대한 기본 워터 푸어링 프로세스를 수행하는 특정한 알고리즘이 2001년 10월 15일에 출원한 "MIMO 통신 시스템에서 전력 할당을 결정하는 방법 및 장치"라는 명칭의 미국 특허 출원 제 09/978,337 호에 설명되어 있다. 또한, 워터-푸어링은 2002년 1월 23일 출원한 "폴 채널-상태 정보 (CSI) 다중-입력, 다중-출력 (MIMO) 에 대한 과도 전력의 재할당"이란 명칭의 미국 특허 출원 제 10/056,275 호에 설명되어 있다. 이들 출원은 본 출원의 양수인에게 양도되었고 참조로 본 명세서에 포함된다.

[0107] 워터-푸어링이 고유모드에 총 가용 송신 전력을 할당하기 위해 수행되는 경우에, 워터-푸어링 분석 유닛 (234) 은 N_s 고유모드에 대한 N_s 스케일링 값 $\mathbf{b} = \{b_0 \dots b_i \dots b_{N_s}\}$ 의 세트를 제공한다. 각 스케일링 값은 각각의 고유모드에 대한 것이고 상기 고유모드에 대해 결정된 가중값의 세트를 스케일링하기 위해 사용된다.

[0108] 고유모드 i 에 있어서, 채널을 반전하기 위해 사용되고 고유모드의 송신 전력을 스케일링하기 위해 사용된 가중값의 세트 $\hat{\mathbf{w}}_{ii} = [\hat{w}_{ii}(0) \dots \hat{w}_{ii}(k) \dots \hat{w}_{ii}(N_F - 1)]^T$ 는,

$$\hat{w}_{ii}(k) = \frac{a_i b_i}{\lambda_{ii}^2(k)} \quad (k = (0, 1, \dots, N_F-1) \text{ 에 대하여}) \quad \text{식 (10)}$$

로 유도되고,

여기서, 정규화 계수 a_i 및 스케일링 값 b_i 은 전술한 바와 같이 유도된다.

가중 계산 유닛 (230) 은 가중값 $w_{ii}(k)$ 또는 $\hat{w}_{ii}(k)$ 를 사용하여 얻어질 수도 있는 가중 매트릭스 $\underline{\mathbf{W}}$ 의 세트를 제공한다. 각 가중 매트릭스 $\underline{W}(k)$ 는 대각 엘리먼트가 상기 유도된 가중값으로 이루어지는 대각 매트릭스이다. 특히, 채널 반전만이 수행되는 경우에, $k = (0, 1, \dots, N_F-1)$ 에 대한 각 가중 매트릭스 $\underline{W}(k)$ 는,

$$\underline{W}(k) = \text{diag}(w_{11}(k), w_{22}(k), \dots, w_{N_s N_s}(k)) \quad \text{식 (11a)}$$

로 정의되고, 여기서, $w_{ii}(k)$ 는 식 (3) 에 나타낸 바와 같이 유도된다. 그리고, 모든 채널 반전 및 위터-푸어링이 수행되는 경우에, $k = (0, 1, \dots, N_F-1)$ 에 대한 각 가중 매트릭스 $\underline{W}(k)$ 는,

$$\underline{W}(k) = \text{diag}(\hat{w}_{11}(k), \hat{w}_{22}(k), \dots, \hat{w}_{N_s N_s}(k)) \quad \text{식 (11b)}$$

로 정의되고,

여기서, $\hat{w}_{ii}(k)$ 는 식 (10) 에 나타낸 바와 같이 유도된다.

다시 도 2 를 참조하면, 스케일러/IFFT (236) 는 (1) $\underline{\hat{\mathbf{H}}}$ 의 우측 고유-벡터의 매트릭스인 유니터리 매트릭스 $\underline{\mathbf{V}}$ 의 세트, 및 (2) 모든 N_F 주파수 빈들에 대한 가중 매트릭스 \underline{W} 의 세트를 수신한다. 그 후, 스케일러/IFFT (236) 는 수신된 매트릭스에 기초하여 송신기에 대한 시공간 펄스 정형 매트릭스 $\underline{P}_{tx}(n)$ 를 유도한다.

처음에, 각 가중 매트릭스 $\underline{W}(k)$ 의 제곱근은, 엘리먼트가 $\underline{W}(k)$ 의 엘리먼트의 제곱근인 대응하는 매트릭스 $\sqrt{\underline{W}(k)}$ 를 얻기 위해 계산된다. $k = (0, 1, \dots, N_F-1)$ 에 대한, 가중 매트릭스 $\underline{W}(k)$ 의 엘리먼트는 고유모드의 전력과 관련된다. 그 후, 제곱근은 전력을 등가의 신호 스케일링로 변환시킨다. 그 후, 각 주파수 빈 k 에 대해, 제곱근 가중 매트릭스 $\sqrt{\underline{W}(k)}$ 의 프로덕트, 및 대응하는 유니터리 매트릭스 $\underline{V}(k)$ 가 프로덕트 매트릭스 $\underline{V}(k)\sqrt{\underline{W}(k)}$ 를 제공하기 위해 계산된다. $k = (0, 1, \dots, N_F-1)$ 에 대한, $\underline{\mathbf{V}}\sqrt{\underline{\mathbf{W}}}$ 로 표시되는, 프로덕트 매트릭스 $\underline{V}(k)\sqrt{\underline{W}(k)}$ 의 세트는 변조 심볼 벡터 $\underline{\mathbf{s}}(n)$ 에 적용될 최적 또는 거의 최적의 시공간 형성을 정의한다.

그 후, $\underline{\mathbf{V}}\sqrt{\underline{\mathbf{W}}}$ 의 인버스 FFT 를 계산하여 송신기에 대한 시공간 펄스 정형 매트릭스 $\underline{P}_{tx}(n)$ 를 유도하며, 이는

$$\underline{P}_{tx}(n) = \text{IFFT}[\underline{\mathbf{V}}\sqrt{\underline{\mathbf{W}}}] \quad \text{식 (12)}$$

로 표현될 수도 있다. 펄스 정형 매트릭스 $\underline{P}_{tx}(n)$ 는 $N_T \times N_T$ 매트릭스이다. $\underline{P}_{tx}(n)$ 의 각 엘리먼트

는 프로덕트 매트릭스 $\underline{\mathbf{v}}\sqrt{\underline{\mathbf{W}}}$ 의 대응하는 엘리먼트에 대한 값의 세트의 인버스 FFT에 의해 얻어지는 N_T 시간 영역 값의 세트이다. $\underline{\mathbf{P}}_{tx}(n)$ 의 각 컬럼은 $\underline{\mathbf{s}}(n)$ 의 대응하는 엘리먼트에 대한 스티어링 벡터이다.

[0122] 컨볼버 (240) 는 송신된 심볼 벡터 $\underline{\mathbf{x}}(n)$ 를 제공하기 위해, 펄스 정형 매트릭스 $\underline{\mathbf{P}}_{tx}(n)$ 와 변조 심볼 벡터 $\underline{\mathbf{s}}(n)$ 을 수신하여 프리컨디셔닝한다. 시간 영역에서, 프리컨디셔닝은 컨볼루션 연산이고, $\underline{\mathbf{P}}_{tx}(n)$ 와 $\underline{\mathbf{s}}(n)$ 의 컨볼루션은,

$$\underline{\mathbf{x}}(n) = \sum_{\ell} \underline{\mathbf{P}}_{tx}(\ell) \underline{\mathbf{s}}(n-\ell) \tag{13}$$

[0124] 로 표현될 수도 있다.

[0125] 식 (13) 에 나타낸 매트릭스 컨볼루션은 아래와 같이 수행될 수도 있다. 시간 n 동안 벡터 $\underline{\mathbf{x}}(n)$ 의 i -번째 엘리먼트 ($x_i(n)$) 를 유도하기 위해, 매트릭스 $\underline{\mathbf{P}}_{tx}(\ell)$ 의 i -번째 로우와 벡터 $\underline{\mathbf{s}}(n-\ell)$ 의 내적이 다수의 지연 인덱스 (예를 들어, $0 \leq \ell \leq (N_F - 1)$) 에 대해 형성되고, 엘리먼트 ($x_i(n)$) 를 유도하기 위해 그 결과가 누적된다. 따라서, 각 송신 안테나를 통해 송신된 프리컨디셔닝된 심볼 스트림 (즉, $\underline{\mathbf{x}}(n)$ 또는 $x_i(n)$ 의 각 엘리먼트) 은 매트릭스 $\underline{\mathbf{P}}_{tx}(n)$ 의 적절한 컬럼에 의해 결정된 가중값과 N_R 변조 심볼 스트림의 가중된 조합으로서 형성된다. 프로세스는, $\underline{\mathbf{x}}(n)$ 의 각 엘리먼트가 매트릭스 $\underline{\mathbf{P}}_{tx}(n)$ 및 벡터 $\underline{\mathbf{s}}(n)$ 의 각각의 컬럼으로부터 얻어지도록 반복된다.

[0126] $\underline{\mathbf{x}}(n)$ 의 각 엘리먼트는 각각의 송신 안테나를 통해 송신될 프리컨디셔닝된 심볼의 시퀀스에 대응한다. N_T 개의 프리컨디셔닝된 심볼 시퀀스는 벡터의 시퀀스를 집합적으로 형성하고, 이것은, n -번째 심볼 주기 동안 최대 N_T 개의 송신 안테나로부터 송신될 N_T 개의 프리컨디셔닝된 심볼 까지 포함하는 각각의 이러한 벡터를 갖는 송신된 심볼 벡터 $\underline{\mathbf{x}}(n)$ 를 지칭한다. N_T 개의 프리컨디셔닝된 심볼 시퀀스는 송신기 (122a 내지 122t) 에 제공되고, 안테나 (124a 내지 124t) 로부터 송신되는 N_T 개의 변조된 신호를 유도하기 위해 프로세스된다.

[0127] 도 2 에 도시한 실시형태는 변조 심볼 벡터 $\underline{\mathbf{s}}(n)$ 의 시간 영역 빔 스티어링을 수행한다. 또한, 빔 스티어링은 주파수 영역에서 수행될 수도 있다. 이것은 주파수 영역에서 유한-지속기간 펄스 응답 (FIR) 필터를 구현하는, 디지털 신호 프로세싱 분야에서 널리 공지되어 있는, 오버랩-앵드 방법과 같은 기술을 사용하여 행해진 다. 이러한 경우에, $n = (0, 1, \dots, N_F - 1)$ 에 대한, 매트릭스 $\underline{\mathbf{P}}_{tx}(n)$ 의 엘리먼트를 구성하는 시퀀스가 $N_0 - N_F$ 개의 제로로 각각 패드되고, 이것은 $n = (0, 1, \dots, N_0 - 1)$ 에 대한 제로-패드된 시퀀스의 매트릭스 $\underline{\mathbf{q}}_{tx}(n)$ 를 발생시킨다. 그 후, N_0 포인트 고속 푸리에 변환 (FFT) 이 매트릭스 $\underline{\mathbf{q}}_{tx}(n)$ 에서의 제로-패드된 시퀀스에 대해 계산되고, 이것은 $k = (0, 1, \dots, N_0 - 1)$ 에 대한 매트릭스 $\underline{\mathbf{Q}}_{tx}(k)$ 를 발생시킨다.

[0128] 또한, $\underline{\mathbf{s}}(n)$ 의 엘리먼트를 구성하는 변조 심볼의 시퀀스가 길이 $N_{SS} = N_0 - N_F + 1$ 의 시퀀스로 각각 분리된다. 그 후, 각 시퀀스는 길이 N_0 의 대응하는 벡터를 제공하기 위해 $N_F - 1$ 개의 제로로 패드된다. 따라서, $\underline{\mathbf{s}}(n)$ 의 시퀀스는 길이 N_0 의 벡터의 시퀀스 $\underline{\tilde{\mathbf{s}}}_\ell(n)$ 를 제공하기 위해 프로세스되고, 여기서, 첨자 ℓ 은 제로-패드된 서브시퀀스에 대응하는 벡터에 대한 인덱스이다. 그 후, N_0 포인트 고속 푸리에 변환이 제로-패드된 서브시퀀스 각각에 대해 계산되고, 이것은 상이한 값의 ℓ 에 대한, 주파수 영역 $\underline{\tilde{\mathbf{S}}}_\ell(k)$ 의 시퀀스를 발생시킨다. 소정의 ℓ 에 대한 각 벡터 ($\underline{\tilde{\mathbf{s}}}_\ell(k)$) 는 길이 N_0 (즉, $k = (0, 1, \dots, N_0 - 1)$ 에 대한) 의 주파수 영역 벡터의

세트를 포함한다. 그 후, 매트릭스 $Q_{\alpha}(k)$ 가 ℓ 의 각 값에 대해, 벡터 $\tilde{S}_{\ell}(k)$ 와 승산되고, 여기서, k 의 각 값, 즉, $k = (0, 1, \dots, N_0-1)$ 에 대해 사전 승산이 수행된다. 그 후, 인버스 FFT가 길이 N_0 의 시간 영

역 서브시퀀스의 세트를 제공하기 위해 매트릭스-벡터 프로덕트 $Q_{\alpha}(k)\tilde{S}_{\ell}(k)$ 에 대해 계산된다. 그 후, 이렇게 생성된 서브시퀀스는 소망하는 출력 시퀀스를 형성하기 위해, 당업계에 널리 공지되어 있는 바와 같은, 오버랩-에드 방법 또는 유사한 수단에 따라 리어셈블된다.

[0129] 도 6 은 본 명세서에 설명한 다양한 송신 프로세싱 기술을 구현하기 위해 송신기 유닛에서 수행될 수도 있는 프로세스 (600) 의 실시형태의 흐름도이다. 처음에, 송신될 데이터는 변조 심볼의 다수의 스트림을 제공하기 위해 특정한 프로세싱 방식에 따라 프로세싱된다(단계 612). 전술한 바와 같이, 프로세싱 방식은 하나 이상의 코딩 방식 및 하나 이상의 변조 방식 (예를 들어, 각 변조 심볼 스트림에 대한 별도의 코딩 및 변조 방식) 을 포함할 수도 있다.

[0130] 그 후, MIMO 채널에 대한 추정된 채널 응답 매트릭스가 획득된다(단계 614). 이 매트릭스는 수신기로부터 송신기로 제공될 수도 있는, 추정된 채널 임펄스 응답 매트릭스 \hat{H} , 또는 추정된 채널 주파수 응답 매트릭스 \hat{H} 일 수도 있다. 그 후, 추정된 채널 응답 매트릭스는 우측 고유-벡터 \underline{V} 의 매트릭스의 세트, 및 특이값 $\underline{\Lambda}$ 의 매트릭스의 세트를 얻기 위해 (예를 들어, 채널 고유-분해를 사용하여) 분해된다(단계 616).

[0131] 그 후, 특이값의 매트릭스에 기초하여 가중값 w_{ii} 의 다수의 세트가 유도된다(단계 618). 가중값의 하나의 세트가 데이터 송신을 위해 사용된 각 고유모드에 대해 유도될 수도 있다. 이들 가중값은 사용을 위해 선택된 각 고유모드의 주파수 응답을 반전함으로써 수신기에서의 인터심볼 간섭을 감소 또는 최소화시킨다.

[0132] 또한, 스케일링 값 b 의 세트가 특이값의 매트릭스에 기초하여 유도될 수도 있다(단계 620). 단계 620 은 도 6 의 단계 620 에 대해 점선 박스로 표시한 바와 같이 선택적이다. 스케일링 값은 위터-푸어링 분석을 사용하여 유도될 수도 있고 선택된 고유모드의 송신 전력을 조정하기 위해 사용될 수도 있다.

[0133] 그 후, 펄스 정형 매트릭스 $P_{\alpha}(n)$ 가 우측 고유-벡터 \underline{V} 의 매트릭스, 가중값 w_{ii} 의 세트, 및 (사용 가능한 경우) 스케일링 값 b 의 세트에 기초하여 유도된다(단계 622). 그 후, 변조 심볼의 스트림이 MIMO 채널을 통해 송신되도록, 프리컨디셔닝된 심볼 $x(n)$ 의 다수의 스트림을 제공하기 위해 펄스 정형 매트릭스에 기초하여 (시간 영역 또는 주파수 영역에서) 프리컨디셔닝된다(단계 624).

[0134] 채널 고유모드 분해 및 위터-푸어링을 사용하는 시간 영역 프로세싱은, 명칭이 "MIMO 시스템에 있어서 채널 고유-모드 분해를 사용하는 시간 영역 송신 및 수신 프로세싱" 으로, 본 출원의 양수인에게 양도되고 참조로 본 명세서에 포함되는, 2001년 12월 7일 출원한 미국 특허 출원 제 10/017,038 호에 더 상세히 개시되어 있다.

[0135] 도 7 은 본 명세서에 설명한 다양한 프로세싱 기술들을 구현할 수 있는 수신기 유닛 (700) 의 실시형태의 블록도이다. 수신기 유닛 (700) 은 도 1 의 수신기 시스템 (150) 의 수신부의 실시형태이다. 수신기 유닛 (700) 은 (1) N_T 개의 복구된 심볼 스트림을 제공하기 위해 N_R 개의 수신된 심볼 스트림을 프로세싱하는 RX MIMO 프로세서 (160a), 및 (2) 디코딩된 비트를 제공하기 위해 복구된 심볼을 복조, 디인터리빙, 및 디코딩하는 RX 데이터 프로세서 (162a) 를 구비한다. RX MIMO 프로세서 (160a) 및 RX 데이터 프로세서 (162a) 는 도 1 의 RX MIMO 프로세서 (160) 및 RX 데이터 프로세서 (162) 각각의 일 실시형태이다.

[0136] 다시 도 1 을 참조하면, N_T 개의 송신 안테나로부터 송신된 신호는 N_R 개의 안테나 (152a 내지 152r) 각각에 의해 수신된다. 각 안테나로부터 수신된 신호는 각각의 수신기 (154) 로 라우팅되고, 이것을 프론트-엔드 프로세서라 칭한다. 각 수신기 (154) 는 각각의 수신된 신호를 조절 (예를 들어, 필터링, 증폭, 및 주파수 하향변환) 하고, ADC 샘플을 제공하기 위해 컨디셔닝된 신호를 더 디지털화한다. 각 수신기 (154) 는 수신된 심볼의 각각의 스트림을 제공하기 위해 복구된 파일럿으로 ADC 샘플을 추가적으로 데이터 변조할 수도 있다. 따라서, 수신기 (154a 내지 154r) 는 N_R 개의 수신된 심볼 스트림을 제공한다. 이들 스트림은, n-번째 심

볼 주기 동안 N_R 개의 수신기 (154)로부터 N_R 개의 수신된 심볼을 포함하는 이러한 각각의 벡터와, 수신된 심볼 벡터 $\underline{r}(n)$ 이라 칭하는, 벡터의 시퀀스를 집합적으로 형성한다. 그 후, 수신된 심볼 벡터 $\underline{r}(n)$ 은 RX MIMO 프로세서 (160a) 에 제공된다.

[0137] RX MIMO 프로세서 (160a) 내에서, 채널 추정기 (712) 는 벡터 $\underline{r}(n)$ 를 수신하고 송신기로 되전송될 수도 있고 송신 프로세싱에서 사용될 수도 있는 추정된 채널 임펄스 응답 매트릭스 $\underline{\hat{H}}$ 를 유도한다. 그 후, FFT (714) 는 추정된 채널 주파수 응답 매트릭스 ($\underline{\hat{H}}$) 를 획득하기 위해, 추정된 채널 임펄스 응답 매트릭스 $\underline{\hat{H}}$ 에 대해 FFT를 수행한다 (즉, $\underline{\hat{H}} = \text{FFT}[\underline{\hat{H}}]$).

[0138] 그 후, 유닛 (716) 은 좌측 고유-벡터 $\underline{U}(k)$ 의 대응하는 매트릭스를 얻기 위해, 각 주파수 빈 (k) 에 대해 $\underline{\hat{H}}(k)$ 의 채널 고유-분해를 수행한다. \underline{U} 의 각 컬럼 (여기서, $\underline{U} = [\underline{U}(0) \dots \underline{U}(k) \dots \underline{U}(N_f - 1)]$) 은 $\underline{r}(n)$ 의 대응하는 엘리먼트에 대한 스티어링 벡터이고, 수신된 심볼 스트림을 직교화하기 위해 사용된다. 그 후, IFFT (718) 는 수신기 시스템에 대해, 시공간 형성 매트릭스 $\underline{u}(n)$ 를 얻기 위해 \underline{U} 의 인버스 FFT를 수행한다.

[0139] 그 후, 컨볼버 (720) 는 변조 심볼 벡터 $\underline{s}(n)$ 의 추정치인, 복구된 심볼 벡터 $\underline{\hat{s}}(n)$ 를 얻기 위해, 시공간 필스 컨디셔닝 매트릭스 $\underline{u}^H(n)$ 의 컬레 전치를 사용하여, 수신된 심볼 벡터 ($\underline{r}(n)$) 을 조절한다. 시간 영역에서, 조절은 콘볼루션 연산이고, 이것은,

$$\underline{\hat{s}}(n) = \sum_{\ell} \underline{u}^H(\ell) \underline{r}(n - \ell) \tag{14}$$

[0140] 로 표현될 수도 있다.

[0141] 또한, 수신기에서의 필스 정형은 송신기에 대해 전술한 바와 유사하게 주파수 영역에서 수행될 수도 있다.

[0142] 이 경우에, 수신된 심볼 벡터 $\underline{r}(n)$ 의 시퀀스로 구성되는 N_R 수신 안테나에 대한 수신된 심볼의 N_R 개의 시퀀스는 N_{SS} 개의 수신된 심볼의 서브시퀀스로 각각 분할되고, 각 서브시퀀스는 길이 N_0 의 대응하는 벡터를 제공하기 위해 제로-패드된다. 따라서, $\underline{r}(n)$ 의 N_R 개의 시퀀스는 길이 N_0 의 벡터 $\underline{\tilde{r}}_{\ell}(n)$ 의 N_R 개의 시퀀스를 제공하기 위해 프로세스되고, 첨자 ℓ 은 제로-패드된 서브시퀀스에 대응하는 벡터에 대한 인덱스이다. 그 후, 각각의 제로-패드된 서브시퀀스는 FFT를 통해 변환되어, 상이한 ℓ 의 값에 대한 주파수 영역 벡터 $\underline{R}_{\ell}(k)$ 의 시퀀스를 발생시킨다. 소정의 ℓ 에 대한 각 벡터 $\underline{R}_{\ell}(k)$ 는 길이 N_0 의 (즉, $k = (0, 1, \dots, N_0 - 1)$ 에 대해) 주파수 영역 벡터의 세트를 포함한다.

[0143] 또한, 시공간 필스 정형 매트릭스 $\underline{u}^H(n)$ 의 컬레 전치는 $k = (0, 1, \dots, N_0 - 1)$ 에 대해 주파수 영역 매트릭스 $\underline{\tilde{U}}^H(k)$ 를 얻기 위해 FFT를 통해 제로-패드 및 변환된다. 그 후, 각 ℓ 의 값에 대한 벡터 $\underline{R}_{\ell}(k)$ 는 대응하는 주파수 영역 벡터 $\underline{\hat{S}}_{\ell}(k)$ 를 얻기 위해 컬레 전치 매트릭스 $\underline{\tilde{U}}^H(k)$ 와 사전 승산된다 (여기서, 사전 승산은 k 의 각 값에 대해, 즉, $k = (0, 1, \dots, N_0 - 1)$ 에 대해 수행된다). 그 후, 길이 N_0 의 주파수 영역 벡터의 세트를 포함하는 각 벡터 $\underline{\hat{S}}_{\ell}(k)$ 는 길이 N_0 의 시간 영역 서브시퀀스의 대응하는 세트를 제공하기 위해 인버스 FFT를 통해 변환될 수 있다. 그 후, 그렇게 생성된 서브시퀀스는 복구된 심볼 벡터 $\underline{\hat{s}}(n)$ 의 세트에

대응하는, 복구된 심볼의 시퀀스를 얻기 위해, 당업계에 널리 공지되어 있는 바와 같은, 오버랩-에드 방법 또는 유사한 수단에 따라 리어셈블된다.

[0144] 따라서, 복구된 심볼 벡터 $\hat{\mathbf{s}}(n)$ 는,

$$\hat{\mathbf{s}}(n) = \sum_{\ell} \Gamma(\ell) \mathbf{s}(n-\ell) + \hat{\mathbf{z}}(n) \tag{15}$$

[0145] 와 같이, 시간 영역에서 콘볼루션으로서 특징될 수도 있고,
 [0146] 여기서, $\Gamma(\ell)$ 은 $\hat{\Lambda}(k) = \Lambda(k) \sqrt{\mathbf{W}(k)}$ 의 인버스 FFT이고,

[0147] $\hat{\mathbf{z}}(n)$ 은 수신기 시공간 펄스 정형 매트릭스 $\mathbf{u}^H(\ell)$ 에 의해 변형되는 수신 잡음이다.
 [0148] 매트릭스 $\Gamma(n)$ 는 매트릭스 $\hat{\Lambda}$ 의 세트로부터 유도된 고유 펄스의 대각 매트릭스이고, 여기서,
 $\hat{\Lambda} = [\hat{\Lambda}(0) \dots \hat{\Lambda}(k) \dots \hat{\Lambda}(N_F - 1)]$ 이다. 특히, $\Gamma(n)$ 의 각 대각 엘리먼트는 $\hat{\Lambda}$ 의 대응하는 엘리먼트에 대한,
 특이값의 세트의 IFFT ($[\hat{\lambda}_{ii}(0) \dots \hat{\lambda}_{ii}(k) \dots \hat{\lambda}_{ii}(N_F - 1)]^T$) 로서 얻어지는 고유 펄스에 대응한다.

[0149] 특이값을 순서화하고, 분류되고 랜덤하게 순서화되는 2개의 형태는 2개의 상이한 형태의 고유 펄스를 발생시킨다. 정렬된 형태에 대해, 그렇게 생성된 고유 펄스 매트릭스 $\Gamma_s(n)$ 는 에너지 컨텐트의 내림차순으로 분류된 펄스의 대각 매트릭스이다. 고유 펄스 매트릭스 $\{\Gamma_s(n)\}_{11}$ 의 제 1 대각 엘리먼트에 대응하는 펄스가 대부분의 에너지를 갖고, 대각선 더 아래의 엘리먼트에 대응하는 펄스는 다음으로 적은 에너지를 갖는다. 또한, 위터-푸어팅이 에너지를 갖지 않거나 거의 갖지 않은 어떤 주파수 bin들을 발생시킬 정도로 SNR이 충분히 낮을 때, 에너지가 가장 작은 고유 펄스에서 먼저 제거된다. 따라서, 낮은 SNR 에서, 하나 이상의 고유펄스는 약간의 에너지를 가지거나 에너지를 갖지 않을수도 있다. 이는 낮은 SNR 에서, 코딩 및 변조는 많은 직교 서브채널에서의 감소를 통하여 간략화된다. 그러나, 채널 용량에 근접하기 위하여, 각 고유 펄스에 대하여 개별적으로 코딩 및 변조를 수행한다.

[0150] 변조 및 코딩을 더 간략화하기 위하여 (즉, 고유펄스 매트릭스의 각 엘리먼트에 대하여 별도의 코딩 및 변조의 복잡성을 피하기 위하여) 주파수 영역에서 랜덤하게 배열된 형태의 특이값들을 사용할 수도 있다. 랜덤하게 배열된 형태에서, 각 주파수 bin에 대하여, 특이값의 배열은 그 크기 또는 사이즈에 기초하는 대신에 랜덤하게 되어 있다. 이 랜덤한 배열에 의해 모든 고유 펄스에서 대략 동일한 에너지를 가질 수 있다. SNR 은 주파수 bin이 약간의 에너지를 가지거나 또는 에너지를 갖지 않게 되기에 충분히 낮은 경우에, 이 bin들은 0 이 아닌 에너지를 가지는 고유펄스 수가 SNR 과 관계 없이 동일하게 되도록 고유모드들 중에서 대략 공평하게 확산되어 있다. 높은 SNR에서, 랜덤하게 배열된 형태는 모든 고유 펄스가 대략 동일한 에너지를 가지는 이점을 가지며, 이 경우에 서로 다른 고유모드에 대한 별도의 코딩 및 변조는 요구되지 않는다.

[0151] MIMO 채널의 응답이 주파수 선택적인 경우, 대각 매트릭스 $\Lambda(k)$ 내의 엘리먼트는 시간 분산적으로 된다. 그러나, 송신기에서 채널을 반전시키는 사전프로세싱로 인하여, 채널 반전이 효과적으로 수행되면, 최종적으로 복구된 심볼 시퀀스 $\hat{\mathbf{s}}(n)$ 는 약간의 심볼간 간섭을 가진다. 그 경우에, 수신기에서는 높은 성능을 달성하기 위하여 부가적인 등화가 요구되지 않는다.

[0152] 채널 반전이 효과적이지 않은 경우 (예를 들어, 부정확하게 추정된 채널 주파수 응답 매트릭스 $\hat{\mathbf{H}}$ 로 인하여), 등화기는 복조 및 디코딩 이전에 복구된 심볼 $\hat{\mathbf{s}}(n)$ 을 등화하는데 사용될 수도 있다. 여러 가지 타입의 등화기는 최소 평균제곱 오차 선형 등화기 (MMSE-LE), 결정 피드백 등화기 (DFE), 최대 가능성 시퀀스 추정기 (MLSE) 등을 포함하여, 복구된 심볼 스트림을 등화하는데 사용될 수도 있다.

- [0154] 송신기 및 수신기에서의 직교화 프로세싱에 의해 수신기에서 복구된 심볼 스트림들을 분리 (즉, 직교) 하므로, 분리된 심볼 스트림에 대하여 요구되는 등화가 크게 감소된다. 특히, 등화는 독립적인 심볼 스트림의 병렬 식 시간영역 등화에 의해 달성될 수도 있다. 등화는 상술한 미국 특허 출원 제 10/017,038 호 및 명칭이 "다중 액세스 다중 입력 다중 출력 (MIMO) 통신 시스템" 으로, 2001 년 11 월 6 일자로 출원되고, 본 출원의 양수인에게 양도되며 여기서 참조로서 포함되는 미국 특허 출원 제 09/993,087 호에 개시된 바와 같이 수행될 수도 있다.
- [0155] 도 7 의 실시형태에서는, 복구된 심볼 벡터 $\hat{\mathbf{s}}(n)$ 를 RX 데이터 프로세서 (162a) 에 제공한다. 프로세서 (162a) 내에서, 심볼 디매핑 엘리먼트 (732) 는 송신기 시스템에서 그 심볼에 대하여 사용되는 변조 방식에 상호 보완적인 복조 방식에 따라 $\hat{\mathbf{s}}(n)$ 내의 각 복구된 심볼을 복조한다. 그 후, 심볼 디매핑 엘리먼트 (732) 로부터 복조된 데이터를 디인터리버 (734) 에 의해 디인터리빙한다. 디인터리빙된 데이터를 디코더 (736) 에 의해 추가적으로 디코딩하여 송신 정보 비트 d_i 의 추정값인 디코딩된 비트 \hat{a}_i 를 획득한다. 디인터리빙 및 디코딩은 각각 송신기 시스템에서 수행되는 인터리빙 및 인코딩에 상호 보완적인 방식으로 수행된다. 예를 들어, 터보 디코더 및 비터비 디코더는, 각각 터보 코딩 또는 컨볼루션 코딩이 송신기 시스템에서 수행되는 경우, 디코더 (736) 에 대하여 사용될 수도 있다.
- [0156] 도 8 은 여기서 개시되는 여러 수신 프로세싱 기술을 구현하기 위하여 수신기 유닛에서 수행될 수도 있는 프로세스 (800) 의 흐름도이다. 처음에, MIMO 채널에 대하여 추정된 채널 응답 매트릭스를 획득한다(단계 812). 이 매트릭스는 추정된 채널 펄스 응답 매트릭스 $\hat{\mathbf{H}}$ 또는 추정된 채널 주파수 응답 매트릭스 $\hat{\mathbf{H}}$ 일 수도 있다. 매트릭스 $\hat{\mathbf{H}}$ 또는 $\hat{\mathbf{H}}$ 는 예를 들어 MIMO 채널을 통하여 송신되는 파일럿 심볼들에 기초하여 획득될 수도 있다. 그 후, 추정된 채널 응답 매트릭스를 (채널 고유-분해를 사용하여) 분해하여 좌측 고유 벡터 \mathbf{U} 의 매트릭스 세트를 획득한다(단계 814).
- [0157] 그 후, 좌측 고유 벡터 \mathbf{U} 의 매트릭스에 기초하여 펄스 정형 매트릭스 $\mathbf{U}(n)$ 를 유도한다 (단계 816). 그 후, 펄스 정형 매트릭스 $\mathbf{U}(n)$ 에 기초하여 (시간 영역 또는 주파수 영역 중 어느 하나에서) 수신된 심볼의 스트림을 컨디셔닝하여 복구된 심볼들의 스트림들을 제공한다(단계 818). 송신기에서 사용되는 송신 프로세싱 방식에 상호 보완적인 특정 수신 프로세싱 방식에 따라 복구된 심볼들을 추가적으로 프로세싱하여 디코딩된 데이터를 제공한다(단계 820).
- [0158] 채널 고유모드 분해를 이용한 시간-영역 수신 프로세스는 상술한 미국 특허 출원 제 10/017,038 호에 더 상세히 개시되어 있다.
- [0159] 여기서 개시되는 송신기 및 수신기에서의 데이터 송신을 프로세싱하는 기술들은 MIMO 및 CDMA 시스템을 포함하는 여러 무선 통신 시스템에서 구현될 수도 있지만 이들로 제한되지는 않는다. 또한, 이 기술들은 순방향 링크 및/또는 역방향 링크에 대하여 사용될 수도 있다.
- [0160] 송신기 및 수신기에서 데이터 송신을 프로세싱하기 위하여 여기서 개시된 기술들은 여러 수단에 의해 구현될 수도 있다. 예를 들어, 이 기술들은 하드웨어, 소프트웨어, 또는 이들의 조합물로 구현될 수도 있다. 하드웨어 구현에서, 송신기 (예를 들어, 데이터를 코딩 및 변조, 채널 응답 매트릭스를 분해, 가중값들을 유도하여 채널을 반전, 전력 할당을 위한 스케일링 값들을 유도, 송신기 펄스 정형 매트릭스 유도, 변조 심볼 프리컨디셔닝 등) 또는 수신기 (예를 들어, 채널 응답 매트릭스 분해, 수신기 펄스 정형 매트릭스 유도, 수신된 심볼의 컨디셔닝, 복구된 심볼들의 복조 및 디코딩 등)에서 여러 신호 프로세싱 단계들을 수행하는데 사용되는 엘리먼트들은, 하나 이상의 응용 주문형 집적 회로 (ASIC), 디지털 신호 프로세서 (DSP), 디지털 신호 프로세싱 디바이스 (DSPD), 프로그램가능한 로직 디바이스 (PLD), 필드 프로그램가능한 게이트 어레이 (FPGA), 프로세서, 제어기, 마이크로-제어기, 마이크로프로세서, 여기에 개시된 기능들을 수행하도록 설계된 다른 전자 유닛들 또는 이들의 조합물 내에서 구현될 수도 있다.
- [0161] 소프트웨어 구현에서, 송신기 및 수신기 각각에서의 신호 프로세싱 단계들의 일부 또는 전부는 여기서 개시되는 기능들을 수행하는 모듈들 (예를 들어, 과정, 기능 등) 로 구현될 수도 있다. 소프트웨어 코드들은 메모리

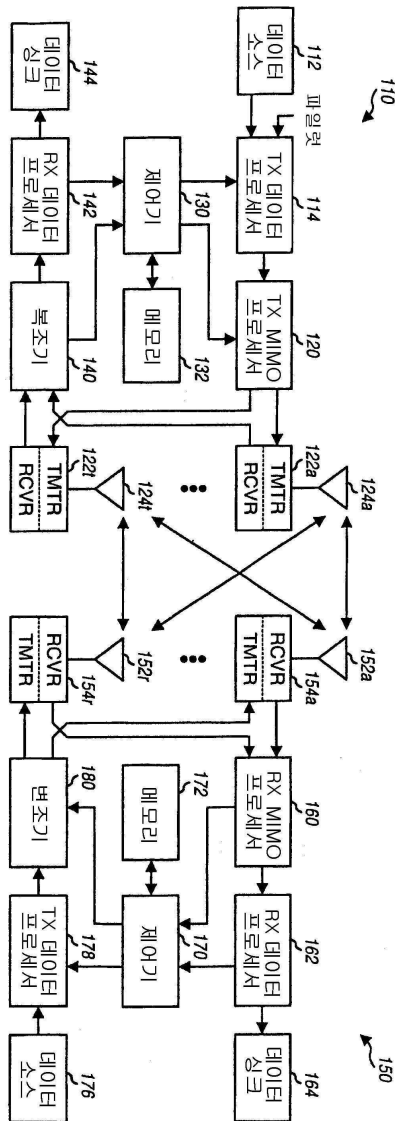
유닛 (예를 들어, 도 1의 메모리 (132 및 172)) 내에 저장되고, 프로세서 (예를 들어, 제어기 (130 및 170))에 의해 실행될 수도 있다. 메모리 유닛은 프로세서 내에 또는 프로세서 외부에서 구현될 수도 있고, 이 경우에는 당해 분야에 공지된 여러 수단을 통하여 프로세서에 통신가능하게 연결될 수 있다.

[0162]

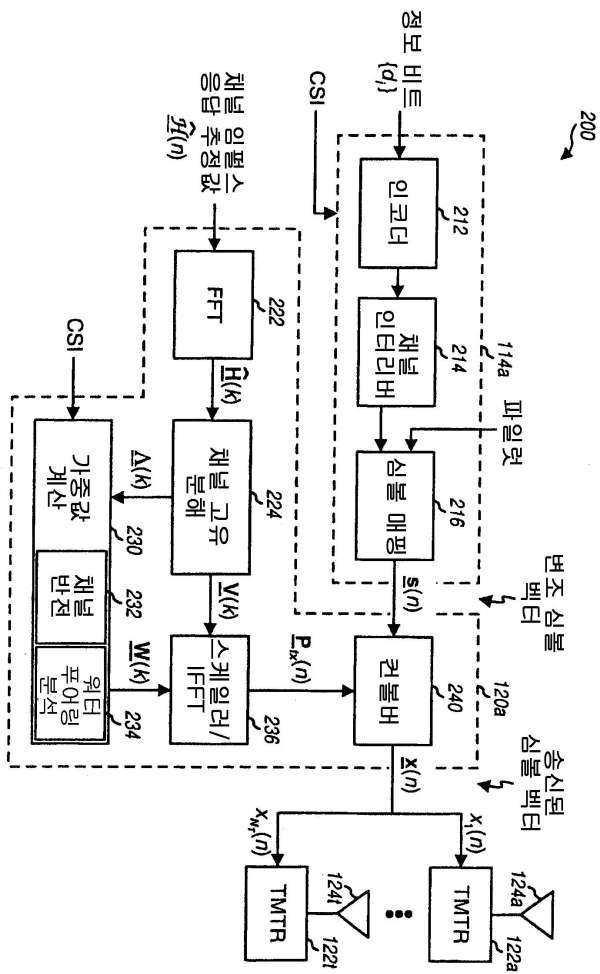
개시된 실시형태들의 사전 설명은 당업자가 본 발명을 제조 또는 사용할 수 있도록 제공된다. 이 실시형태들의 여러가지 변경은 당업자라면 쉽게 알 수 있으며, 여기서 정의된 일반 원리들은 본 발명의 사상 또는 범위를 벗어나지 않고 다른 실시형태들에 적용될 수도 있다. 따라서, 본 발명은 여기서 나타난 실시형태들로 한정하려는 것이 아니라 여기서 개시되는 원리들 및 신규한 특징들과 부합하는 최광위의 범위를 부여하려는 것이다.

도면

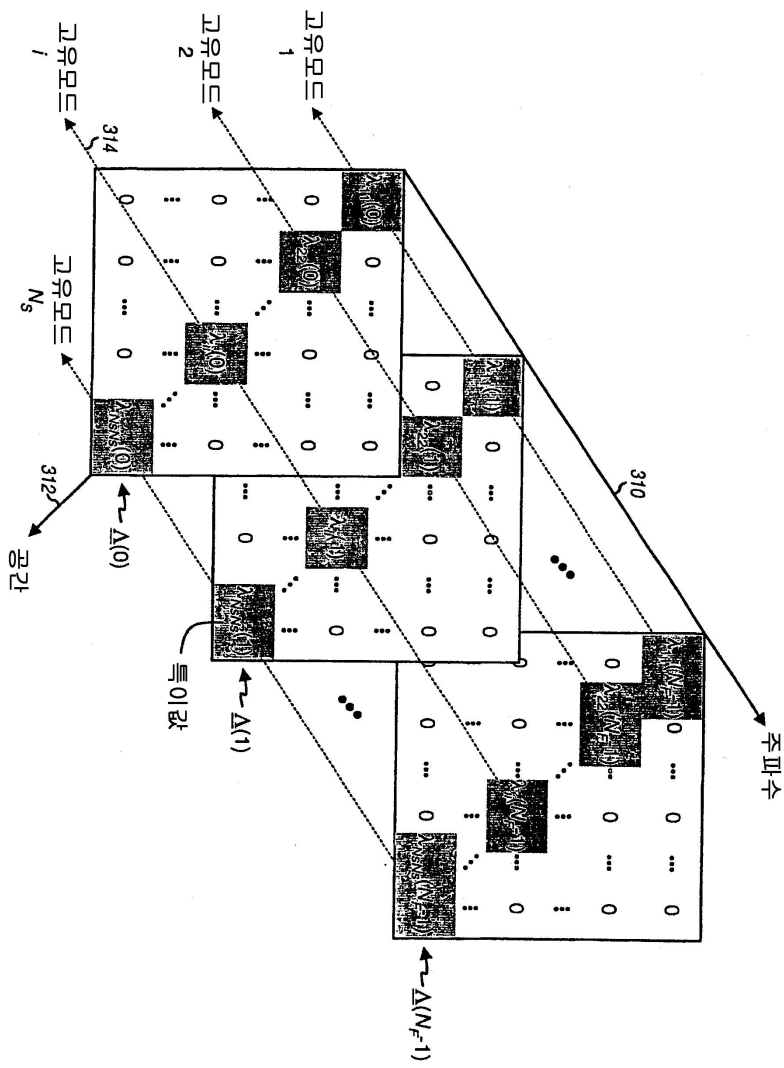
도면1



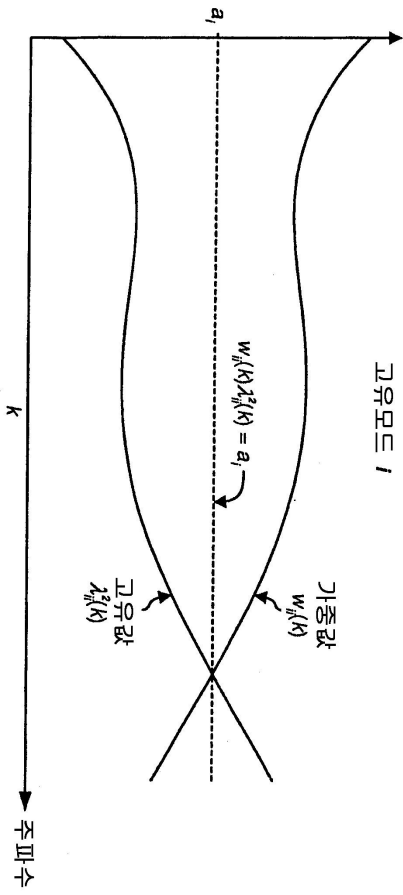
도면2



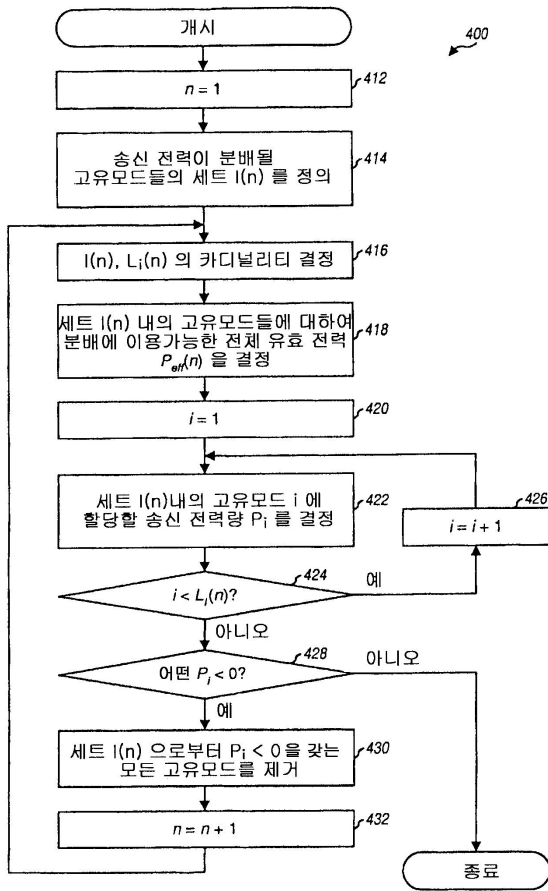
도면3a



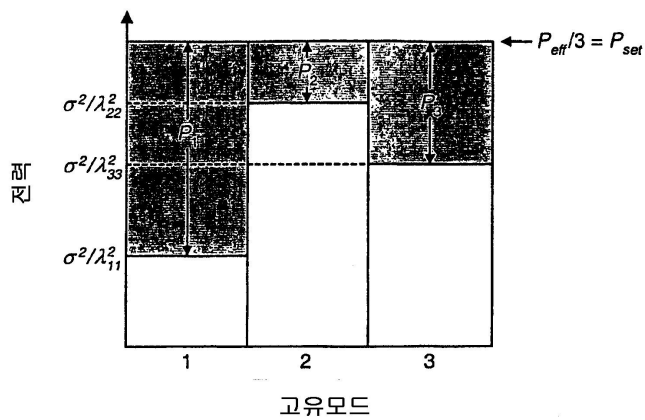
도면3b



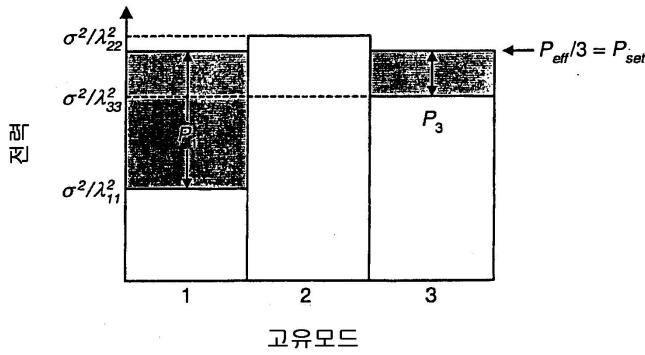
도면4



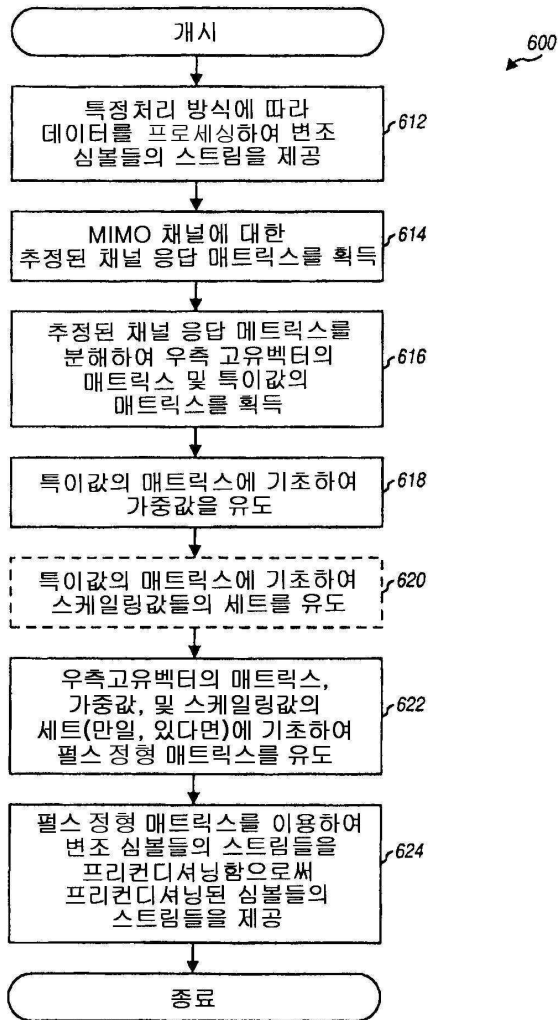
도면5a



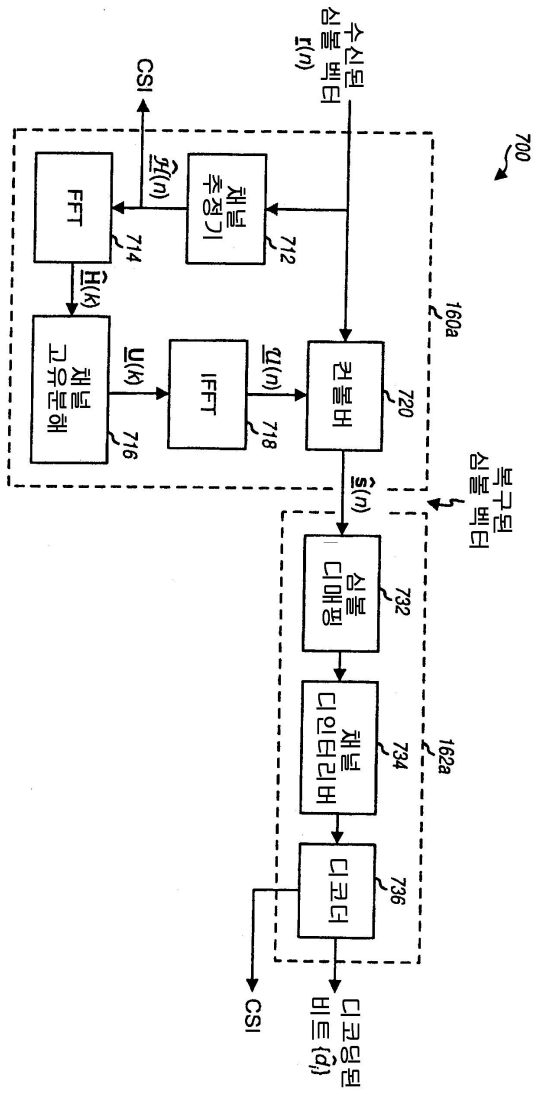
도면5b



도면6



도면7



도면8

