



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2010-0056303
(43) 공개일자 2010년05월27일

(51) Int. Cl.

H04B 7/04 (2006.01) H04L 1/06 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2008-0115403

(22) 출원일자 2008년11월19일

심사청구일자 2008년11월19일

(71) 출원인

고려대학교 산학협력단

서울 성북구 안암동5가1 고려대학교 내

(72) 발명자

이인규

서울특별시 서초구 서초4동 삼풍아파트 21-1203

박석환

경기도 하남시 창우동 520 은행한신아파트
106-1501

(74) 대리인

특허법인명인

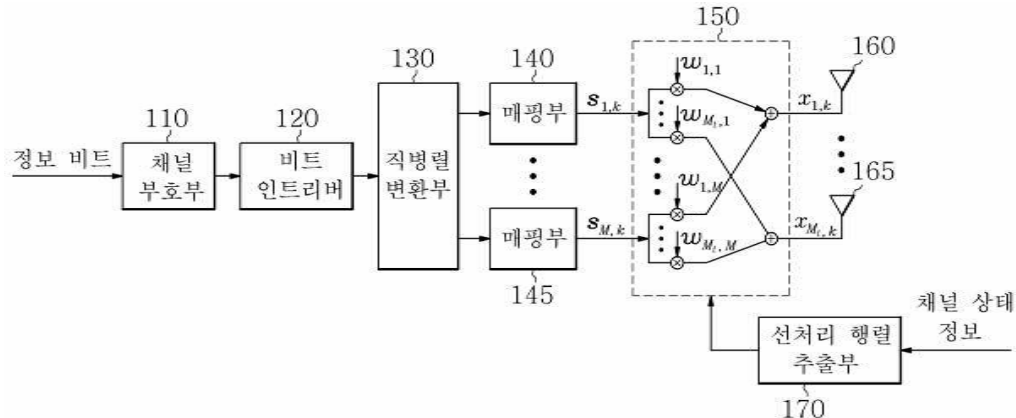
전체 청구항 수 : 총 10 항

(54) 다중 입출력 시스템의 빔형성 장치 및 방법

(57) 요약

본 발명은 다중 입출력 시스템의 빔형성 장치 및 방법에 관한 것으로서, 이 장치는 수신 장치로부터의 채널 상태 정보를 이용하여 선처리 행렬 $\mathbf{W}$ 를 추출하는 선처리 행렬 추출부, 그리고 선처리 행렬과 심벌을 이용하여 연산을 수행하여 송신 신호를 생성하는 선처리부를 포함한다. 이때 선처리 행렬 $\mathbf{W}$ 의 m 번째 열벡터 $\mathbf{w}^m$ 는 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T}^m$ 과 가중치 벡터 $\mathbf{c}^m$ 의 선형 조합으로 이루어진다. 본 발명에 의하면, 낮은 연산 복잡도를 가지면서도 SVD 방식과 동일한 성능을 제공할 수 있다.

대표도 - 도1



이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 ITAC1090060300130001000100100

부처명 정보통신연구진흥원

연구사업명 대학정보통신연구센터지원사업

연구과제명 트래픽 엔지니어링에 의한 통신 시스템의 성능 분석 및 최적화

주관기관 정보통신연구진흥원

연구기간 2006년 9월 1일 ~ 2007년 8월 31일

특허청구의 범위

청구항 1

다중 입출력 시스템의 빔형성 장치로서,

수신 장치로부터의 채널 상태 정보를 이용하여 선처리 행렬 $\mathbf{W}$ 를 추출하는 선처리 행렬 추출부, 그리고

상기 선처리 행렬과 심벌을 이용하여 연산을 수행하여 송신 신호를 생성하는 선처리부를 포함하며,

상기 선처리 행렬 $\mathbf{W}$ 의 m 번째 열벡터 $\mathbf{w}_m$ 는 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T}^m$ 과 가중치 벡터 $\mathbf{c}^m$ 의 선형 조합으로 이루어지고, $m = 1, \dots, M$ 이고, 상기 M 은 상기 송신 신호가 동시에 독립적으로 전송되는 데이터 스트림의 개수인

빔형성 장치.

청구항 2

제1항에서,

상기 $M = 1$ 인 경우 상기 열벡터 $\mathbf{w}_1 = \frac{\mathbf{T}\mathbf{c}}{\|\mathbf{T}\mathbf{c}\|}$ 이고, 상기 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T} = \mathbf{H}^\dagger$ 이며,

$$\mathbf{c} = \frac{\mathbf{1}_1}{\|\mathbf{t}_1\|}$$

상기 가중치 벡터 $\mathbf{c}$ 이고, 상기 $\mathbf{H}^\dagger$ 는 상기 채널 정보로부터 연산된 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 의 에르미트 전치 행렬이며, 상기 $\mathbf{1}_1$ 는 첫 번째 위치가 1이고 다른 위치가 0으로 이루어진 단위 벡터이고, 상기 $\mathbf{t}_1$ 은 상기 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T}$ 의 첫 번째 열벡터인 빔형성 장치.

청구항 3

제1항에서,

상기 $M = 1$ 인 경우 상기 열벡터 $\mathbf{w}_1 = \frac{\mathbf{T}\mathbf{c}}{\|\mathbf{T}\mathbf{c}\|}$ 이고, 상기 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T} = \mathbf{H}^\dagger$ 이며, 상기 가

중치 벡터 $\mathbf{c} = \frac{\mathbf{1}_1}{\|\mathbf{t}_1\|} + \delta \frac{\mathbf{T}^\dagger \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{t}_1}{\|\mathbf{T}^\dagger \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{t}_1\|}$ 이고, 상기 $\mathbf{H}^\dagger$ 는 상기 채널 정보로부터 연산된 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 의 에르미트 전치 행렬이며, 상기 $\mathbf{1}_1$ 는 첫 번째 위치가 1이고 다른 위치가 0으로 이루어진 단위 벡터이고, 상기 $\mathbf{t}_1$ 은 상기 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T}$ 의 첫 번째 열벡터이며, 상기 δ 는 양의 실수인 빔형성 장치.

청구항 4

제1항에서,

상기 $M \geq 2$ 인 경우 상기 열벡터 $\mathbf{w}_m = \frac{\mathbf{T}^m \mathbf{c}^m}{\|\mathbf{T}^m \mathbf{c}^m\|}$ 이고, 상기 전송 최대비 결합 행렬

$\mathbf{T}^{m+1} = \mathbf{T}^m - \mathbf{w}_m \mathbf{w}_m^\dagger \mathbf{T}^m$ ($\mathbf{T}^1 = \mathbf{H}^\dagger$)이며, 상기 가중치 벡터 $\mathbf{c}^m = \frac{\mathbf{1}_m}{\|\mathbf{t}_m\|}$ 이고, 상기 $\mathbf{H}^\dagger$ 는

상기 채널 정보로부터 연산된 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 의 에르미트 전치 행렬이며, 상기 $\mathbf{1}_m$ 는 m 번째 위치가 1이고 다른 위치가 0으로 이루어진 단위 벡터이고, 상기 $\mathbf{t}_m$ 은 상기 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T}^m$ 의 m 번째 열벡터인 빔형성 장치.

청구항 5

제1항에서,

상기 $M \geq 2$ 인 경우 상기 열벡터 $\mathbf{w}_m = \frac{\mathbf{T}^m \mathbf{c}^m}{\|\mathbf{T}^m \mathbf{c}^m\|}$ 이고, 상기 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T}^{m+1} = \mathbf{T}^m - \mathbf{w}_m \mathbf{w}_m^\dagger \mathbf{T}^m$ ($\mathbf{T}^1 = \mathbf{H}^\dagger$)이며, 상기 가중치 벡터 $\mathbf{c}^m = \frac{\mathbf{1}_m}{\|\mathbf{t}_m\|} + \delta \frac{\mathbf{T}^{m\dagger} \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{t}_m}{\|\mathbf{T}^{m\dagger} \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{t}_m\|}$ 이고, 상기 $\mathbf{H}^\dagger$ 는 상기 채널 정보로부터 연산된 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 의 에르미트 전치 행렬이며, 상기 $\mathbf{1}_m$ 는 m번째 위치가 1이고 다른 위치가 0으로 이루어진 단위 벡터이고, 상기 $\mathbf{t}_m^m$ 은 상기 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T}^m$ 의 m번째 열벡터이며, 상기 δ 는 양의 실수인 빔형성 장치.

청구항 6

다중 입출력 시스템의 빔형성 방법으로서,

수신 장치로부터의 채널 상태 정보를 이용하여 선처리 행렬 $\mathbf{W}$ 를 추출하는 단계, 그리고

상기 선처리 행렬과 심벌을 이용하여 연산을 수행하여 송신 신호를 생성하는 단계를 포함하며,

상기 선처리 행렬 $\mathbf{W}$ 의 m번째 열벡터 $\mathbf{w}_m$ 는 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T}^m$ 과 가중치 벡터 $\mathbf{c}^m$ 의 선형 조합으로 이루어지고, $m = 1, \dots, M$ 이며, 상기 M 은 상기 송신 신호가 동시에 독립적으로 전송되는 데이터 스트림의 개수인

빔형성 방법.

청구항 7

제6항에서,

상기 $M = 1$ 인 경우 상기 열벡터 $\mathbf{w}_1 = \frac{\mathbf{T} \mathbf{c}}{\|\mathbf{T} \mathbf{c}\|}$ 이고, 상기 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T} = \mathbf{H}^\dagger$ 이며, 상기 가중치 벡터 $\mathbf{c} = \frac{\mathbf{1}_1}{\|\mathbf{t}_1\|}$ 이고, 상기 $\mathbf{H}^\dagger$ 는 상기 채널 정보로부터 연산된 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 의 에르미트 전치 행렬이며, 상기 $\mathbf{1}_1$ 는 첫 번째 위치가 1이고 다른 위치가 0으로 이루어진 단위 벡터이고, 상기 $\mathbf{t}_1$ 은 상기 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T}$ 의 첫 번째 열벡터인 빔형성 방법.

청구항 8

제6항에서,

상기 $M = 1$ 인 경우 상기 열벡터 $\mathbf{w}_1 = \frac{\mathbf{T} \mathbf{c}}{\|\mathbf{T} \mathbf{c}\|}$ 이고, 상기 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T} = \mathbf{H}^\dagger$ 이며, 상기 가중치 벡터 $\mathbf{c} = \frac{\mathbf{1}_1}{\|\mathbf{t}_1\|} + \delta \frac{\mathbf{T}^\dagger \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{t}_1}{\|\mathbf{T}^\dagger \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{t}_1\|}$ 이고, 상기 $\mathbf{H}^\dagger$ 는 상기 채널 정보로부터 연산된 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 의 에르미트 전치 행렬이며, 상기 $\mathbf{1}_1$ 는 첫 번째 위치가 1이고 다른 위치가 0으로 이루어진 단위 벡터이고, 상기 $\mathbf{t}_1$ 은 상기 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T}$ 의 첫 번째 열벡터이며, 상기 δ 는 양의 실수인 빔형성 방법.

청구항 9

제6항에서,

상기 $M \geq 2$ 인 경우 상기 열벡터 $\mathbf{w}_m = \frac{\mathbf{T}^m \mathbf{c}^m}{\|\mathbf{T}^m \mathbf{c}^m\|}$ 이고, 상기 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T}^{m+1} = \mathbf{T}^m - \mathbf{w}_m \mathbf{w}_m^\dagger \mathbf{T}^m$ ($\mathbf{T}^1 = \mathbf{H}^\dagger$)이며, 상기 가중치 벡터 $\mathbf{c}^m = \frac{\mathbf{1}_m}{\|\mathbf{t}_m\|}$ 이고, 상기 $\mathbf{H}^\dagger$ 는 상기 채널 정보로부터 연산된 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 의 에르미트 전치 행렬이며, 상기 $\mathbf{1}_m$ 는 m번째 위치가 1이고 다른 위치가 0으로 이루어진 단위 벡터이고, 상기 $\mathbf{t}_m$ 은 상기 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T}^m$ 의 m번째 열벡터인 빔형성 방법.

청구항 10

제6항에서,

상기 $M \geq 2$ 인 경우 상기 열벡터 $\mathbf{w}_m = \frac{\mathbf{T}^m \mathbf{c}^m}{\|\mathbf{T}^m \mathbf{c}^m\|}$ 이고, 상기 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T}^{m+1} = \mathbf{T}^m - \mathbf{w}_m \mathbf{w}_m^\dagger \mathbf{T}^m$ ($\mathbf{T}^1 = \mathbf{H}^\dagger$)이며, 상기 가중치 벡터 $\mathbf{c}^m = \frac{\mathbf{1}_m}{\|\mathbf{t}_m\|} + \delta \frac{\mathbf{T}^{m\dagger} \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{t}_m}{\|\mathbf{T}^{m\dagger} \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{t}_m\|}$ 이고, 상기 $\mathbf{H}^\dagger$ 는 상기 채널 정보로부터 연산된 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 의 에르미트 전치 행렬이며, 상기 $\mathbf{1}_m$ 는 m번째 위치가 1이고 다른 위치가 0으로 이루어진 단위 벡터이고, 상기 $\mathbf{t}_m$ 은 상기 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T}^m$ 의 m번째 열벡터이며, 상기 δ 는 양의 실수인 빔형성 방법.

명세서

발명의 상세한 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 다중 입출력 시스템의 빔형성 장치 및 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 최근 무선 통신 환경에서 음성 서비스를 비롯한 다양한 멀티미디어 서비스를 제공하고, 고품질 및 고속의 데이터 전송을 지원하기 위해 많은 연구가 이루어지고 있다. 이러한 연구의 일환으로 공간 영역의 채널을 이용하는 다중 입출력(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 시스템에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. MIMO 기술은 송수신 양단에 다중 안테나를 사용함으로써 한정된 주파수 자원 내에서 채널 용량을 증대하여 높은 데이터 전송률을 제공할 수 있다.

[0003] 다중 송수신 안테나를 이용하는 기술로서 어레이 안테나를 이용하는 레이더 기술, 수중 공간에서의 소나 기술, 무선 통신 시스템의 빔형성 기법 등이 예전부터 연구되어 왔으며, 최근 무선 통신 시스템에서의 용량 증대에 대한 요구가 증가되면서 이러한 MIMO 기술 연구에 대한 관심이 집중되고 있다. 시공간(Space-Time) 기술이라고도 불리는 MIMO 기술은 산란체가 풍부한 채널 환경에서 다중 송수신 안테나를 사용함으로써 이론적으로는 송신과 수신 안테나 중 적은 수의 안테나 수에 비례하는 채널 용량을 얻을 수 있다. 실제로 벨연구소를 중심으로 한 많은 연구 결과를 통해 송수신단에 여러 개의 안테나를 사용하고 적절한 신호 처리 기술을 사용함으로써 높은 시스템 용량을 얻을 수 있음을 확인할 수 있다.

[0004] MIMO 환경에서 페루프 전송 기법이란 송신단이 수신단에서 추정된 채널 정보를 궤환 받아 그 정보를 이용하여 데이터를 전송하는 기법으로 채널의 정보를 이용함으로써 시스템의 용량이나 평균 오차율을 향상시킬 수 있다. 이때 송신단이 수신단으로부터 받는 채널 정보의 특성에 따라 크게 전체 채널 궤환과 제한된 채널 궤환 방식으로 구분할 수 있으며 이러한 채널 정보로부터 여러 전송 기법을 적용할 수 있다. 그러나 이 경우 채널 정보를 궤환하기 위해 상향 링크의 많은 주파수 자원을 점유하는 문제점을 안고 있으며 궤환 채널에 오차가 발생할 경우 성능이 급격히 열화되는 단점을 나타낸다. 전체 채널 궤환인 경우는 수신단에서 추정된 MIMO 시스템의 모든 채널 정보를 송신단에 궤환하고 송신단은 이 채널 정보를 이용하여 시스템 성능을 향상시키기 위한 전송 기법을

적용할 수 있다.

[0005] 송수신단이 모든 채널 정보를 알고 있으면 채널 행렬의 특이값 분해(Singular Value Decomposition, SVD)로부터 채널을 간섭이 존재하지 않는 가상의 평행한 부채널들로 분리할 수 있고 각 부채널에 대한 고유치를 이용하여 신호 처리함으로써 채널 용량과 평균 오차율을 최적화할 수 있다. 총 송신 전력이 제한되어 있을 때, 워터 필링(water-filling) 기법을 이용하여 송신 전력을 안테나마다 할당함으로써 채널 용량에 대한 최적해를 구할 수 있다. 이러한 채널 용량은 개루프 방식에서 송신 안테나마다 동일한 전력을 할당하는 방식에 비해 큰 값을 갖는다. 특히, 신호 대 잡음비가 작을수록 또한 채널간 상관도가 클수록 그 차이는 더욱 커지게 된다. 하지만 이처럼 최적의 SVD 기반 전송 방식은 채널 행렬의 SVD 연산을 요구하기 때문에, 안테나 개수가 많아질수록 그 계산 복잡도가 크게 증가하므로 실제 구현에 어려움이 있다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

[0006] 본 발명이 해결하고자 하는 과제는 최적의 빔형성 방식인 SVD 기반 전송 방식의 성능과 실질적으로 동일한 성능을 가지면서도 계산 복잡도가 낮은 페루프 MIMO 시스템의 빔형성 장치 및 방법을 제공하는 것이다.

과제 해결수단

[0007] 이러한 기술적 과제를 해결하기 위한 본 발명의 실시예에 따른 다중 입출력 시스템의 빔형성 장치는, 수신 장치로부터의 채널 상태 정보를 이용하여 선처리 행렬 $\mathbf{W}$ 를 추출하는 선처리 행렬 추출부, 그리고 상기 선처리 행렬과 심벌을 이용하여 연산을 수행하여 송신 신호를 생성하는 선처리부를 포함하며, 상기 선처리 행렬 $\mathbf{W}$ 의 m 번째 열벡터 $\mathbf{w}^m$ 는 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T}^m$ 과 가중치 벡터 $\mathbf{c}^m$ 의 선형 조합으로 이루어지고, $m = 1, \dots, M$ 이고, 상기 M 은 상기 송신 신호가 동시에 독립적으로 전송되는 데이터 스트림의 개수이다.

[0008] 상기 $M = 1$ 인 경우 상기 열벡터 $\mathbf{w}_1 = \frac{\mathbf{T}\mathbf{c}}{\|\mathbf{T}\mathbf{c}\|}$ 이고, 상기 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T} = \mathbf{H}^\dagger$ 이며, 상기 가중치 벡터 $\mathbf{c} = \frac{\mathbf{1}_1}{\|\mathbf{t}_1\|}$ 이고, 상기 $\mathbf{H}^\dagger$ 는 상기 채널 정보로부터 연산된 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 의 에르미트 전치 행렬이며, 상기 $\mathbf{1}_1$ 는 첫 번째 위치가 1이고 다른 위치가 0으로 이루어진 단위 벡터이고, 상기 $\mathbf{t}_1$ 은 상기 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T}$ 의 첫 번째 열벡터이다.

[0009] 상기 $M = 1$ 인 경우 상기 열벡터 $\mathbf{w}_1 = \frac{\mathbf{T}\mathbf{c}}{\|\mathbf{T}\mathbf{c}\|}$ 이고, 상기 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T} = \mathbf{H}^\dagger$ 이며, 상기 가중치 벡터 $\mathbf{c} = \frac{\mathbf{1}_1}{\|\mathbf{t}_1\|} + \delta \frac{\mathbf{T}^\dagger \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{t}_1}{\|\mathbf{T}^\dagger \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{t}_1\|}$ 이고, 상기 $\mathbf{H}^\dagger$ 는 상기 채널 정보로부터 연산된 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 의 에르미트 전치 행렬이며, 상기 $\mathbf{1}_1$ 는 첫 번째 위치가 1이고 다른 위치가 0으로 이루어진 단위 벡터이고, 상기 $\mathbf{t}_1$ 은 상기 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T}$ 의 첫 번째 열벡터이며, 상기 δ 는 양의 실수이다.

[0010] 상기 $M \geq 2$ 인 경우 상기 열벡터 $\mathbf{w}_m = \frac{\mathbf{T}^m \mathbf{c}^m}{\|\mathbf{T}^m \mathbf{c}^m\|}$ 이고, 상기 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T}^{m+1} = \mathbf{T}^m - \mathbf{w}_m \mathbf{w}_m^\dagger \mathbf{T}^m$ ($\mathbf{T}^1 = \mathbf{H}^\dagger$)이며, 상기 가중치 벡터 $\mathbf{c}^m = \frac{\mathbf{1}_m}{\|\mathbf{t}_m\|}$ 이고, 상기 $\mathbf{H}^\dagger$ 는 상기 채널 정보로부터 연산된 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 의 에르미트 전치 행렬이며, 상기 $\mathbf{1}_m$ 는 m 번째 위치가 1이고 다른 위치가 0으로 이루어진 단위 벡터이고, 상기 $\mathbf{t}_m$ 은 상기 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T}^m$ 의 m 번째 열벡터이다.

[0011] 상기 $M \geq 2$ 인 경우 상기 열벡터 $\mathbf{w}_m = \frac{\mathbf{T}^m \mathbf{c}^m}{\|\mathbf{T}^m \mathbf{c}^m\|}$ 이고, 상기 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T}^{m+1} = \mathbf{T}^m - \mathbf{w}_m \mathbf{w}_m^\dagger \mathbf{T}^m$ ($\mathbf{T}^1 = \mathbf{H}^\dagger$)이며, 상기 가중치 벡터 $\mathbf{c}^m = \frac{\mathbf{1}_m}{\|\mathbf{t}_m\|} + \delta \frac{\mathbf{T}^{m\dagger} \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{t}_m}{\|\mathbf{T}^{m\dagger} \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{t}_m\|}$ 이고, 상기 $\mathbf{H}^\dagger$ 는 상기 채널 정보로부터 연산된 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 의 에르미트 전치 행렬이며, 상기 $\mathbf{1}_m$ 는 m 번째 위치가 1이고 다른 위치가 0으로 이루어진 단위 벡터이고, 상기 $\mathbf{t}_m$ 은 상기 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T}^m$ 의 m 번째 열벡터이며, 상기 δ 는 양의 실수이다.

[0012] 본 발명의 다른 태양에 따른 다중 입출력 시스템의 빔형성 방법은, 수신 장치로부터의 채널 상태 정보를 이용하여 선처리 행렬 $\mathbf{W}$ 를 추출하는 단계, 그리고 상기 선처리 행렬과 심벌을 이용하여 연산을 수행하여 송신 신호를 생성하는 단계를 포함하며, 상기 선처리 행렬 $\mathbf{W}$ 의 m 번째 열벡터 $\mathbf{w}_m$ 는 전송 최대비 결합 행렬 $\mathbf{T}^m$ 과 가중치 벡터 $\mathbf{c}^m$ 의 선형 조합으로 이루어지고, $m = 1, \dots, M$ 이며, 상기 M 은 상기 송신 신호가 동시에 독립적으로 전송되는 데이터 스트림의 개수이다.

효 과

[0013] 이와 같이 본 발명에 따른 MIMO 시스템의 빔형성 장치 및 방법에 의하면 SVD 기반 전송 방식에 비하여 계산 복잡도가 낮으면서도 실질적으로 동일한 시스템 성능을 얻을 수 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

[0014] 그러면 첨부한 도면을 참고로 하여 본 발명의 실시예에 대하여 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자가 용이하게 실시할 수 있도록 상세히 설명한다.

[0015] 먼저, 도 1 및 도 2를 참고하여 본 발명의 실시예에 따른 페루프 MIMO 시스템의 빔형성 장치가 포함되어 있는 송신 장치 및 수신 장치에 대하여 상세하게 설명한다.

[0016] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 시스템의 전송 장치를 설명하기 위한 블록도이고, 도 2는 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 시스템의 수신 장치를 설명하기 위한 블록도이다.

[0017] 본 발명의 실시예에 따른 전송 장치는 채널 부호부(110), 비트 인터리버(120), 직렬 변환부(130), 복수의 맵핑부(140, 145), 선처리부(150), 복수의 송신 안테나(160, 165), 그리고 선처리 행렬 연산부(170)를 포함하고, 수신 장치는 채널 복호부(210), 비트 디인터리버(220), 병렬 변환부(230), 복수의 디맵핑부(240, 245), 후처리부(250), 그리고 복수의 수신 안테나(260, 265)를 포함한다. 여기서 맵핑부(140, 145)의 수효와 송신 안테나(160, 165)의 수효는 동일하고, 디맵핑부(240, 245)의 수효와 수신 안테나(260, 265)의 수효는 동일하다. 본 발명의 실시예에 따른 빔형성 장치는 좁은 의미로 선처리부(150) 및 선처리 행렬 추출부(170)를 포함하지만 넓은 의미로 채널 부호부(110), 비트 인터리버(120), 직렬 변환부(130) 및 맵핑부(140, 145)를 더 포함할 수 있다.

[0018] 이하 M_t 는 송신 안테나(160, 165)의 개수를, M_r 은 수신 안테나(260, 265)의 개수를, M 은 동시에 전송되는 독립적인 데이터 스트림의 개수를 나타내는 것으로 한다. 이때 식 $M \leq \min(M_t, M_r)$ 이 성립한다.

그리고 보통 문자는 스칼라를, 볼드체 소문자는 벡터를, 볼드체 대문자는 행렬을 나타내고, $(\cdot)^*$ 는 공액 복소수(complex conjugate)를, $(\cdot)^T$ 는 전치(transpose)를, $(\cdot)^\dagger$ 는 에르미트 전치(Hermitian transpose)를 나타내는 것으로 한다.

[0019] 채널 부호부(110)는 수신 장치로 전송하려는 정보 비트(Information Bits)를 부호화한다. 즉, 채널 부호부(110)는 전파 전송 중에 발생할 수 있는 랜덤 에러(random error)를 수신 장치에서 정정할 수 있도록 정보 비트 내에 CRC 코드(Cyclic Redundancy Check Code), 컨볼루셔널 코드(Convolutional Code) 등을 삽입한다.

[0020] 비트 인터리버(120)는 전파 전송 중에 발생할 수 있는 버스트 에러(burst error)나 페이딩(fading)에 의해 발생한 에러를 수신 장치에서 정정할 수 있도록 채널 부호부(110)로부터 제공받은 비트 스트림의 배열 등을 변경한다. 비트 인터리버(120)는 블록 인터리빙(interleaving), Helical 인터리빙, 랜덤 인터리빙 등의 방법을 이용하여 비트 스트림의 배열 등을 변경할 수 있다.

[0021] 직병렬 변환부(130)는 비트 인터리버(120)로부터 직렬로 입력되는 비트 스트림을 매핑부(140, 145)의 수효에 따라 복수의 병렬 비트 스트림으로 변환하여 해당 매핑부(140, 145)에 보낸다. 각 병렬 스트림은 직렬 비트 스트림을 매핑부(140, 145)의 변조 레벨(modulation level)에 대응하는 일정 비트수만큼씩 잘라서 생성된다. 여기서 변조 레벨은 매핑부(140, 145)에서 이용되는 변조 방식에 따라 결정된다. 예를 들어, 매핑부(140, 145)의 개수가 두 개이고 변조 방식이 16-QAM이라면, 직렬로 입력되는 비트 스트림을 4비트 단위로 하여 두 개의 병렬 비트 스트림으로 변환할 수 있다.

[0022] 매핑부(140, 145)는 직교 진폭 변조(Quadrature Amplitude Modulation, QAM), 직교 위상 편이 변조(Quadrature Phase Shift Keying, QPSK) 등의 변조 방식을 이용하여 직병렬 변환부(130)로부터 제공받은 병렬 비트 스트림을 심벌로 변환한다. 즉, 매핑부(140, 145)는 비트 스트림을 M 차원의 심벌 벡터 $\mathbf{s}_k$ 로 변환할 수 있다. 여기서 심벌 벡터 $\mathbf{s}_k$ 는 $[s_{1,k}, \dots, s_{M,k}]^T$ 로 나타낼 수 있으며, k 는 k 번째 타임 슬롯(time slot)을 나타낸다.

[0023] 선처리부(150)는 심벌 $\mathbf{s}_k$ 와 선처리 행렬(Precoding Matrix) $\mathbf{W}$ 을 이용하여 아래의 [수학식 1]과 같은 연산을 수행하고 선처리된 신호 벡터 $\mathbf{x}_k$ 를 생성한다. 선처리 행렬 $\mathbf{W}$ 는 빔형성 행렬(Beamforming Matrix)이라고도 하며 이하 이 둘을 혼용하여 사용하기로 한다.

수학식 1

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{W}\mathbf{s}_k = \sum_{m=1}^M \mathbf{w}_m s_{m,k}$$

[0024]

[0025] 여기서 $\mathbf{w}_m$ 은 행렬 $\mathbf{W}$ 의 m 번째 열벡터를 나타낸다.

[0026] 선처리 행렬 추출부(170)는 수신 장치로부터 채널 상태 정보(Channel State Information, CSI)를 받아 선처리 행렬 $\mathbf{W}$ 를 추출한다. 선처리 행렬 추출부(170)는 채널 상태 정보로서 채널 행렬(channel matrix) 자체를 수신하고 이를 이용하여 연산 처리를 수행함으로써 선처리 행렬 $\mathbf{W}$ 를 결정할 수도 있지만, 수신 장치로부터 채널 행렬과는 직접 관련이 없는 데이터 스트림을 받아 이로부터 채널 행렬을 추출하고 채널 행렬을 이용하여 연산 처리를 수행함으로써 선처리 행렬 $\mathbf{W}$ 를 결정할 수도 있다.

[0027] 송신 안테나(160, 165)는 선처리부(150)로부터 제공받은 신호 벡터 $\mathbf{x}_k$ 에 대응하는 전파를 내보낸다.

[0028] 수신 안테나(260, 265)는 송신 장치로부터 수신된 신호 벡터 $\mathbf{y}_k$ 를 후처리부(250)로 보낸다. 벡터 $\mathbf{y}_k$ 는 아래의 [수학식 2]와 같다.

수학식 2

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}\mathbf{x}_k + \mathbf{n}_k$$

[0029]

[0030] 여기서 $\mathbf{n}_k$ 는 복소 가우시안 노이즈(Gaussian noise) 벡터를 나타내며, 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 는

$$\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1M_t} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2M_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_r1} & h_{M_r2} & \cdots & h_{M_rM_t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^T \\ \mathbf{h}_2^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{M_r}^T \end{bmatrix}$$

와 같다. 여기서 h_{ij} 는 j번째 송신 안테나와 i번째

수신 안테나 사이의 채널 응답을 나타내고, $\mathbf{h}_i^T$ 는 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 의 i번째 행벡터(row vector)를 나타낸다. 그리고 아래의 [수학식 3]이 성립한다고 가정한다.

수학식 3

$$\|\mathbf{h}_1\|^2 \geq \|\mathbf{h}_2\|^2 \geq \cdots \geq \|\mathbf{h}_{M_r}\|^2$$

여기서 $\|\cdot\|$ 는 유클리디안 놈(Euclidean norm)을 나타낸다.

후처리부(250)는 아래의 [수학식 4]와 같이 수신 안테나(260, 265)로부터 제공받은 신호 $\mathbf{y}_k$ 에 대하여 필터링을 수행하여 심벌 $\mathbf{z}_k$ 을 생성한다. 즉, 후처리부(250)는 수신 안테나(250, 265)로부터 제공받은 신호 벡터 $\mathbf{y}_k$ 에 수신 행렬(receive matrix) $\mathbf{G}$ 를 곱하여 심벌 $\mathbf{z}_k$ 를 생성한다.

수학식 4

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{G}\mathbf{y}_k = \mathbf{G}\mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{s}_k + \tilde{\mathbf{n}}_k$$

여기서 $\tilde{\mathbf{n}}_k = \mathbf{G}\mathbf{n}_k$ 는 필터 출력 노이즈(filter output noise)를 나타내며, 심벌 벡터 $\mathbf{z}_k$ 는 $[z_{1,k}, \cdots, z_{M,k}]^T$ 로 나타낼 수 있다.

디매핑부(240, 245)는 매핑부(140, 145)에서 이용된 변조 방식에 대응하는 복조 방식으로 심벌 $\mathbf{z}_k$ 를 비트 스트림으로 변환한다. 즉, 디매핑부(240, 245)는 후처리부(250)로부터 제공받은 심벌 벡터 $\mathbf{z}_k$ 를 복조하여 비트 스트림으로 변환한다.

병직렬 변환부(230)는 디매핑부(240, 245)로부터 병렬로 입력되는 비트 스트림을 직렬 비트 스트림으로 변환한다.

비트 디인터리버(220)는 송신 장치에서 이용한 인터리빙 방법에 따라 병직렬 변환부(230)로부터 제공받은 비트 스트림의 배열 등을 변경하여 원래의 비트 스트림으로 변환한다.

채널 복호부(210)는 비트 디인터리버(220)로부터 제공받은 비트 스트림 내에 삽입되어 있는 CRC 코드, 컨볼루셔널 코드 등을 이용하여 에러 여부를 체크하고, 에러가 존재하는 경우 에러를 정정하여 최종적으로 송신 장치에서 전송한 것으로 예측되는 추정 비트를 생성한다.

그러면, 본 발명의 실시예에 따른 송신 장치의 선처리 행렬 추출부(170)에서 선처리 행렬 $\mathbf{W}$ 를 결정하는 방법에 대해 설명한다. 먼저 동시에 전송되는 독립적인 데이터 스트림의 개수가 1개인 경우(단일 빔형성)부터 설명하고, 이후 데이터 스트림의 개수가 복수 개인 경우(복수의 빔형성)에 대해 설명한다.

단일 빔형성 ($M = 1$)

빔형성 벡터 $\mathbf{w}^1$ (위에서 설명한 빔형성 행렬 $\mathbf{W}$ 의 첫 번째 열벡터)를 전송 최대비 결합(Transmit Maximal Ratio Combining, TMRC) 벡터 $\mathbf{t}_i$ 의 조합으로 나타내면 아래의 [수학식 5]와 같다.

수학식 5

$$\mathbf{w}_1 = \sum_{i=1}^{M_r} c_i \mathbf{t}_i$$

[0043]

[0044] 여기서 TMRC 벡터 $\mathbf{t}_i (i = 1, \dots, M_r)$ 는 $\mathbf{h}_i^*$ 로 정의된다. [수학식 5]는 다음과 같은 행렬 형태로 쓸 수 있다. $\mathbf{w}_1 = \mathbf{T}\mathbf{c}$, 여기서 TMRC 행렬 $\mathbf{T}$ 는 $[\mathbf{t}_1 \ \cdots \ \mathbf{t}_{M_r}]$ 로 정의되고, 가중치 벡터 $\mathbf{c}$ 는 $[c_1 \ \cdots \ c_{M_r}]^T$ 로 정의된다. 단일 빔형성의 경우 식 $\mathbf{T} = \mathbf{H}^\dagger$ 가 성립된다.

[0045]

수신 장치에서 최대비 결합(Maximal Ratio Combining, MRC) 기법이 적용된다고 가정하면, 최대비 결합(MRC) 콤바이너(combiner)의 신호대 잡음비(Signal-to-Noise Ratio, SNR)는 $SNR = \frac{E_s \|\mathbf{H}\mathbf{w}_1\|^2}{\sigma_n^2}$ 과 같다. 여기서 E_s 는 평균 성좌점 에너지(average constellation energy)를 의미한다. 따라서 이러한 신호대 잡음비(SNR)를 최대화하는 것은 $\|\mathbf{H}\mathbf{w}_1\|^2 = \|\mathbf{H}\mathbf{T}\mathbf{c}\|^2$ 을 최대화하는 것과 동일하다. 그러면 문제는 아래의 [수학식 6]과 같이 수식화된다.

수학식 6

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{c}} F(\mathbf{c}) &= \|\mathbf{H}\mathbf{T}\mathbf{c}\|^2 \\ \text{subject to } &\|\mathbf{T}\mathbf{c}\|^2 = 1 \end{aligned}$$

[0046]

[0047] [수학식 6]을 해결하기 위하여 간단하게 $\mathbf{c}$ 를 미리 결정된 벡터로서 아래의 [수학식 7]과 같이 선택할 수 있다.

수학식 7

$$\mathbf{c} = \mathbf{c}_{(0)} \triangleq \frac{\mathbf{1}_1}{\|\mathbf{t}_1\|}$$

[0048]

[0049] 여기서 $\mathbf{1}_i$ 는 i 번째 위치는 1이고 다른 위치는 0으로 이루어진 M_r -by-1 단위 벡터(unit vector)를 의미한다. [수학식 7]과 같이 선택하는 것은 관측에 기초한 것으로서, 하나의 행벡터 $\mathbf{h}_j^T$ 에 매치되는 TMRC 벡터를 이용하면 적절한 $j \in \{1, \dots, M_r\}$ 를 선택함으로써 SVD 방식의 성능과 거의 근접한 성능을 제공할 수 있다. [수학식 7]에서 $j = 1$ 이라고 선택한 것은 [수학식 3]에서의 가정으로 인하여 빔형성 벡터 $\mathbf{w}_1 = \mathbf{T}\mathbf{c}_{(0)}$ 이 최대 에너지를 가지는 채널 행벡터에 매치된다는 것을 의미한다. 이러한 에너지 기반 선택은 $M_r = 2$ 일 때 거의 최적이 되나, $M_r \geq 3$ 인 경우라도 성능 손실은 큰 차이가 없다(도 3 참조). 지금까지 설명한 방식을 일반화된 송신 최대비 결합 타입 I (Generalized TMRC Type I, G-TMRC Type-I)이라 명명한다.

[0050]

한편 기울기 증가 알고리즘(gradient ascent algorithm)을 응용하여 G-TMRC Type-I 보다 성능을 좀더 향상시키는 방법에 대하여 설명한다.

[0051]

기울기 증가 알고리즘은 [수학식 6]에서의 함수 $F(\mathbf{c})$ 가 $\mathbf{c}_{(0)}$ 에서 $\nabla F(\mathbf{c}_{(0)})$ 방향으로 진행된다면 함수 $F(\mathbf{c})$ 가 빠르게 증가한다는 관측 결과에 기초한다. 여기서 $\nabla F(\mathbf{c}_{(0)})$ 는 $\mathbf{c}$ 가 $\mathbf{c}_{(0)}$ 일 때 함수 $F(\mathbf{c})$ 의

기울기를 나타낸 것으로서 $[\nabla ||\mathbf{H}\mathbf{T}\mathbf{c}||^2]_{\mathbf{c}=\mathbf{c}_{(0)}} = 2\mathbf{T}^\dagger \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H}\mathbf{T}\mathbf{c}_{(0)}$ 로 나타낼 수 있다.

따라서 $\mathbf{c}_{(1)} \triangleq \mathbf{c}_{(0)} + \gamma \nabla F(\mathbf{c}_{(0)})$ 라고 정의되면 $F(\mathbf{c}_{(1)}) \geq F(\mathbf{c}_{(0)})$ 가 성립하며 충분히 작은 양의 실수 γ 는 [수학식 9]와 같이 모델링 할 수 있다.

수학식 9

$$\gamma = \frac{\delta}{||\nabla F(\mathbf{c}_{(0)})||^2}$$

여기서 δ 은 양의 실수이다.

이와 같이 $\mathbf{c}$ 를 $\mathbf{c}_{(1)}$ 으로 선택하면 최적의 방식에 거의 근사한 성능을 제공할 수 있다. 이러한 방법을 일반화된 송신 최대비 결합 타입 II (Generalized TMRC Type II, G-TMRC Type-II)라 명명한다. G-TMRC Type-II에 의하면 G-TMRC Type-I의 성능보다 다소 향상된 성능을 제공할 수 있다(도 3 참조).

G-TMRC Type-I 과 G-TMRC Type-II를 정리하면 아래와 같다.

Initialization:

$$\mathbf{T} = \mathbf{H}^\dagger$$

Main Body:

$$\mathbf{c} = \begin{cases} \frac{\mathbf{1}_1}{||\mathbf{t}_1||} & \text{(Type-I)} \\ \frac{\mathbf{1}_1}{||\mathbf{t}_1||} + \delta \frac{\mathbf{T}^\dagger \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{t}_1}{||\mathbf{T}^\dagger \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{t}_1||} & \text{(Type-II)} \end{cases}$$

$$\mathbf{w}_1 = \frac{\mathbf{T}\mathbf{c}}{||\mathbf{T}\mathbf{c}||}$$

도 3은 G-TMRC 방식과 SVD 방식의 성능을 비교하기 위하여 시뮬레이션 결과를 도시한 그래프로서, 각 방식에 대하여 $M = 1$ 인 2X2, 4X4, 6X6 시스템의 신호대 잡음비의 누적 분포 함수를 보여주고 있다. G-TMRC Type-II의 경우 단순히 계산 복잡도를 최소화하기 위하여 δ 를 150으로 하였다. SVD 기반 단일 선처리 방식(SVD-based Unitary Precoding, SVD-UP)은 최적의 성능을 보여주지만 본래의 반복 연산으로 인하여 계산 복잡도와 수치 감도가 매우 높다. G-TMRC Type-I 은 SVD-UP와 비교하여 1dB 미만의 성능 저하가 있지만 계산 복잡도는 가장 낮다. G-TMRC Type-II는 SVD-UP에 비하여 계산 복잡도가 낮을 뿐만 아니라 매우 근접한 성능을 제공한다.

복수의 빔형성 ($M \geq 2$)

먼저 SVD 방식에 대하여 간단히 살펴본 다음, 동시에 전송되는 독립적인 데이터 스트림의 개수가 복수 개인 경우에 대하여 설명한다.

SVD-UP 방식에서의 선처리 행렬 $\mathbf{W}$ 를 $\mathbf{V}_M = [\mathbf{v}_1 \cdots \mathbf{v}_M]$ 로 두면, 우특이 벡터(right singular vectors) $\mathbf{v}_1, \cdots, \mathbf{v}_M$ 는 [수학식 10]과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 10

$$\mathbf{v}_n = \arg \max_{\mathbf{v} \in S_n} ||\mathbf{H}\mathbf{v}||^2 \quad (n = 1, \cdots, M)$$

여기서 S_1 은 길이가 M_t 인 모든 단위 벡터의 집합이고, $S_n (n = 2, \cdots, M)$ 은 벡터 $\mathbf{v}_1, \cdots, \mathbf{v}_{n-1}$

와 직교하는 모든 단위 벡터의 집합을 나타낸다. 이것은 모든 M_t 차원의 단위 벡터 중에서 $\mathbf{v}$ 가 $\mathbf{v}_1$ 일 때 $\|\mathbf{H}\mathbf{v}\|^2$ 이 최대화되는 반면, 벡터 $\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_{n-1}$ 와 직교하는 벡터 공간 내에서는 $\mathbf{v}$ 가 $\mathbf{v}_n$ ($n = 2, \dots, M$)일 때 $\|\mathbf{H}\mathbf{v}\|^2$ 이 최대화된다는 것을 의미한다.

다시 본 발명의 실시예에 따른 G-TMRC 방식으로 돌아와서, [수학식 10]을 고려하면, 빔형성 벡터 $\mathbf{w}^m$ 은 TMRC 벡터의 선형 조합으로서 [수학식 11]과 같이 표현할 수 있다.

수학식 11

$$\mathbf{w}_m = \sum_{i=1}^{M_r} c_i^m \mathbf{t}_i^m = \mathbf{T}^m \mathbf{c}^m, \quad m = 1, \dots, M$$

여기서 위첨자 m 은 복수의 빔형성 벡터와 구별하기 위한 것이다.

$\mathbf{T}^1 = \mathbf{H}^\dagger$ 을 초기값으로 하면, 첫 번째 빔형성 벡터 $\mathbf{w}_1$ 은 $\mathbf{T}^1 \mathbf{c}^1$ 이며, $\mathbf{c}^1$ 은 앞서 설명한 단일 빔형성인 경우의 $\mathbf{c}$ 를 선택하는 방법을 이용하여 결정된다. 즉, $\mathbf{c}^1$ 은 [수학식 12]와 같이 결정된다.

수학식 12

$$\mathbf{c}^1 = \begin{cases} \frac{\mathbf{1}_1}{\|\mathbf{t}_1^1\|} & \text{(G-TMRC Type-I)} \\ \rho_1 \left(\frac{\mathbf{1}_1}{\|\mathbf{t}_1^1\|} + \delta \frac{\mathbf{T}^{1\dagger} \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{t}_1^1}{\|\mathbf{T}^{1\dagger} \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{t}_1^1\|} \right) & \text{(G-TMRC Type-II)} \end{cases}$$

여기서 ρ_1 은 식 $\|\mathbf{w}_1\|^2 = \|\mathbf{T}^1 \mathbf{c}^1\|^2 = 1$ 을 충족하도록 선택된다.

그리고 직교사영(orthogonal projection)을 이용하면 빔형성 벡터 $\mathbf{w}_1$ 에 직교하는 빔형성 벡터 $\mathbf{w}_2$ 를 구할 수 있다. 이 때문에 $\mathbf{T}^2 = \mathbf{T}^1 - \mathbf{w}_1 \mathbf{w}_1^\dagger \mathbf{T}^1$ 를 계산할 수 있으며, 이것은 다음 [수학식 13]과 동등하다.

수학식 13

$$\mathbf{t}_i^2 = \mathbf{t}_i^1 - \mathbf{w}_1 \mathbf{w}_1^\dagger \mathbf{t}_i^1, \quad i = 1, \dots, M_r$$

여기서 $\mathbf{t}_i^m$ 은 $\mathbf{T}^m$ 의 i 번째 열을 나타낸다.

$\mathbf{w}_2 = \mathbf{T}^2 \mathbf{c}^2$ 를 계산하기 위해 가중치 벡터 $\mathbf{c}^2$ 를 결정해야 한다. G-TMRC Type-I의 경우에 $\mathbf{c}^2$ 는 [수학식 14]와 같이 미리 결정될 수 있다.

수학식 14

$$\mathbf{c}^2 = \frac{\mathbf{1}_2}{\|\mathbf{t}_2^2\|}$$

$\mathbf{w}_2$ 는 가장 큰 행벡터 $\mathbf{h}_1^T$ 가 아니라 두 번째로 큰 행벡터 $\mathbf{h}_2^T$ 에 매칭된다.

단일 빔형성의 경우에서와 마찬가지로 기울기 증가 알고리즘을 이용하면 G-TMRC Type-II의 경우에는 가중치 벡

터 $\mathbf{c}^2$ 을 [수학식 15]와 같이 선택할 수 있다.

수학식 15

$$\mathbf{c}^2 = \rho_2 \left(\frac{\mathbf{1}_2}{\|\mathbf{t}_2^2\|} + \delta \frac{\mathbf{T}^{2\dagger} \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{t}_2^2}{\|\mathbf{T}^{2\dagger} \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{t}_2^2\|} \right)$$

여기서 ρ_2 은 식 $\|\mathbf{w}_2\|^2 = \|\mathbf{T}^2 \mathbf{c}^2\|^2 = 1$ 이 성립하도록 결정된다.

이와 같은 방법으로 $\mathbf{w}_m$ ($m = 3, \dots, M$) 도 결정할 수 있다. 복수의 빔형성인 경우의 G-TMRC 방식을 정리하면 다음과 같다.

Initialization:

$$\mathbf{T}^1 = \mathbf{H}^\dagger$$

Main Body:

for $m = 1 : M$

$$\mathbf{c}^m = \begin{cases} \frac{\mathbf{1}_m}{\|\mathbf{t}_m^m\|} & \text{(Type-I)} \\ \frac{\mathbf{1}_m}{\|\mathbf{t}_m^m\|} + \delta \frac{\mathbf{T}^{m\dagger} \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{t}_m^m}{\|\mathbf{T}^{m\dagger} \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{t}_m^m\|} & \text{(Type-II)} \end{cases}$$

$$\mathbf{w}_m = \frac{\mathbf{T}^m \mathbf{c}^m}{\|\mathbf{T}^m \mathbf{c}^m\|}$$

$$\mathbf{T}^{m+1} = \mathbf{T}^m - \mathbf{w}_m \mathbf{w}_m^\dagger \mathbf{T}^m$$

end

송신 장치에서 요구되는 채널 상태 정보(CSI)의 양을 비교해보면, 주파수 분할 듀플렉스(Frequency Division Duplex, FDD) 시스템에서, G-TMRC Type-I 방식이면 전송 데이터 스트림의 개수가 M_r 보다 작을 때 ($M < M_r$) 선처리 행렬의 계산을 위하여 단지 M 개의 행벡터가 요구되므로 피드백 오버헤드(feedback overhead)를 줄일 수 있다. 이와 반대로 G-TMRC Type-II 방식이면 SVD 방식과 마찬가지로 전체 채널 상태 정보(Full CSI)가 요구된다. 그럼에도 불구하고 G-TMRC Type-II 방식의 연산 복잡도는 SVD 방식에 비하여 확실히 낮다. 한편 시분할 듀플렉스(Time Division Duplex, TDD) 시스템에서, G-TMRC Type-I 방식의 수신 장치는 채널 상태 정보를 전송하기 위한 업링크(uplink)용으로 M_r 개의 안테나가 아니라 M 개의 안테나가 요구되므로 시스템 비용을 더욱 줄일 수 있다.

그러면 도 4 내지 도 6을 참고하여 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 시스템의 빔형성 방식(G-TMRC)과 SVD 방식에 대하여 연산 복잡도 및 성능 관점에서 비교하여 설명한다.

도 4는 본 발명의 실시예에 따른 시스템과 SVD 시스템의 연산 복잡도를 비교하기 위한 그래프이고, 도 5는 단일 빔형성인 경우 본 발명의 실시예에 따른 시스템과 SVD 시스템의 성능을 비교하기 위한 그래프이며, 도 6은 복수의 빔형성인 경우 본 발명의 실시예에 따른 시스템과 SVD 시스템의 성능을 비교하기 위한 그래프이다.

도 4에 도시한 그래프는 송신/수신 안테나 수효($M_t = M_r$)의 함수로서 G-TMRC 방식과 SVD 방식에서 요구되는 부동 소수점 곱셈의 횟수를 도시한 그래프이다. SVD 방식의 연산을 위하여 Power Method와 Jacobi Method라는 두 개의 SVD 연산 알고리즘을 사용하였다. 도 4에 보이는 것처럼 G-TMRC Type-I 방식과 G-TMRC Type-II 방식의 연산 횟수가 SVD 방식에 비하여 현저하게 낮다는 것을 알 수 있으며, Power Method의 연산 횟수에 비하여 각각 90% 및 50%가 줄어드는 것을 알 수 있다.

도 5에 도시한 그래프는 16-QAM 변조 방식의 단일 빔형성 시스템의 성능을 나타내는 그래프이고, 도 6에 도시한 그래프는 $M = 4$ 이고 4-QAM 변조 방식의 복수의 빔형성 시스템의 성능을 나타내는 그래프로서, 가로축은 신호

대 잡음비(Signal-to-Noise Ratio, SNR)을 나타내고 세로축은 프레임 에러율(Frame Error Rate, FER)을 나타낸다. 도 5 및 도 6에 보이는 것처럼 G-TMRC Type-I 방식은 SVD-UP 방식에 비하여 1dB 미만의 성능 손실을 보이지만 G-TMRC Type-II 방식은 모든 안테나 구성에 대하여 SVD-UP 시스템과 거의 동일한 성능을 제공하는 것을 알 수 있다.

[0086] 그러면, 도 7을 참고하여 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 시스템의 빔형성 방법에 대해 설명한다.

[0087] 도 7은 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 시스템의 빔형성 방법을 설명하기 위한 흐름도이다.

[0088] 먼저 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 시스템의 송신 장치는 전파 전송 중에 발생할 수 있는 랜덤 에러를 수신 장치에서 정정할 수 있도록 정보 비트 내에 CRC 코드, 컨볼루션 코딩 코드 등을 삽입하는 채널 부호화를 수행하고(S710), 버스트 에러나 페이딩에 의해 발생하는 에러를 수신 장치에서 정정할 수 있도록 블록 인터리빙, Helical 인터리빙, 랜덤 인터리빙 등의 방법을 이용하여 비트 스트림의 배열 등을 변경하는 인터리빙을 수행한다(S720).

[0089] 그런 후 송신 장치는 배열이 변경된 직렬 비트 스트림을 변조 레벨에 기초하여 적어도 하나의 병렬 비트 스트림으로 변환하고(S730), 직교 진폭 변조(QAM), 직교 위상 편이 변조(QPSK) 등의 변조 방식을 이용하여 병렬 비트 스트림을 심벌 s_k 로 변환한다(S740).

[0090] 송신 장치는 수신 장치로부터 채널 상태 정보를 받아 [수학식 5] 내지 [수학식 15]을 이용하여 선처리 행렬 W 를 추출한다(S750). 그런 후 송신 장치는 [수학식 1]과 같이 선처리 행렬 W 과 심벌 s_k 를 곱하여 선처리된 신호 x_k 를 생성(S760)해 내고 이를 송신 안테나를 통하여 전송한다(S770).

[0091] 설명의 편의를 위하여 단계(S740) 이후에 선처리 행렬 W 이 추출되는 것으로 도 7에 도시하였지만 단계(S750)는 단계(S710) 내지 단계(S740)와 별도로 수행될 수 있으며 단계(S760) 이전에 수행되면 된다.

[0092] 다음으로 수신 장치가 송신 장치로부터 전송 받은 신호를 처리하는 방법에 대하여 설명한다.

[0093] 수신 장치는 수신 안테나를 통하여 수신한 신호 y_k 에 수신 행렬 G 를 곱하여 심벌 z_k 를 생성한다. 수신 장치는 송신 장치에서 이용한 변조 방식에 대응하는 복조 방식으로 심벌 z_k 를 복조하여 비트 스트림으로 변환한다. 그런 후 수신 장치는 변환된 병렬 비트 스트림을 직렬 비트 스트림으로 변환한다. 수신 장치는 송신 장치에서 이용한 인터리빙 방법에 따라 직렬 비트 스트림의 배열 등을 변경하고, 비트 스트림 내에 삽입되어 있는 CRC 코드, 컨볼루션 코딩 코드 등을 이용하여 에러 여부를 체크하고, 에러가 존재하는 경우 에러를 정정하여 추정 비트를 생성한다. 수신 장치는 추정 비트를 생성하는 과정과는 별도로 송신 장치에 채널 상태 정보를 전송하여 송신 장치로 하여금 선처리 행렬을 추출할 수 있도록 한다.

[0094] 이상에서 본 발명의 바람직한 실시예에 대하여 상세하게 설명하였지만 본 발명의 권리범위는 이에 한정되는 것은 아니고 다음의 청구범위에서 정의하고 있는 본 발명의 기본 개념을 이용한 당업자의 여러 변형 및 개량 형태 또한 본 발명의 권리범위에 속하는 것이다.

도면의 간단한 설명

[0095] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 시스템의 전송 장치를 설명하기 위한 블록도이다.

[0096] 도 2는 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 시스템의 수신 장치를 설명하기 위한 블록도이다.

[0097] 도 3은 G-TMRC 방식과 SVD 방식의 성능을 비교하기 위하여 시뮬레이션 결과를 도시한 그래프이다.

[0098] 도 4는 본 발명의 실시예에 따른 시스템과 SVD 시스템의 연산 복잡도를 비교하기 위한 그래프이다.

[0099] 도 5는 단일 빔형성인 경우 본 발명의 실시예에 따른 시스템과 SVD 시스템의 성능을 비교하기 위한 그래프이다.

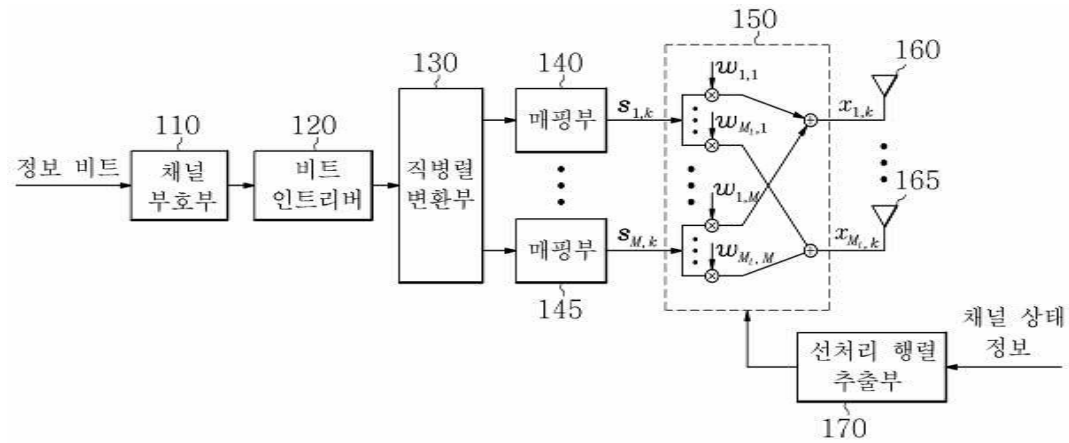
[0100] 도 6은 복수의 빔형성인 경우 본 발명의 실시예에 따른 시스템과 SVD 시스템의 성능을 비교하기 위한 그래프이다.

[0101] 도 7은 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 시스템의 빔형성 방법을 설명하기 위한 흐름도이다.

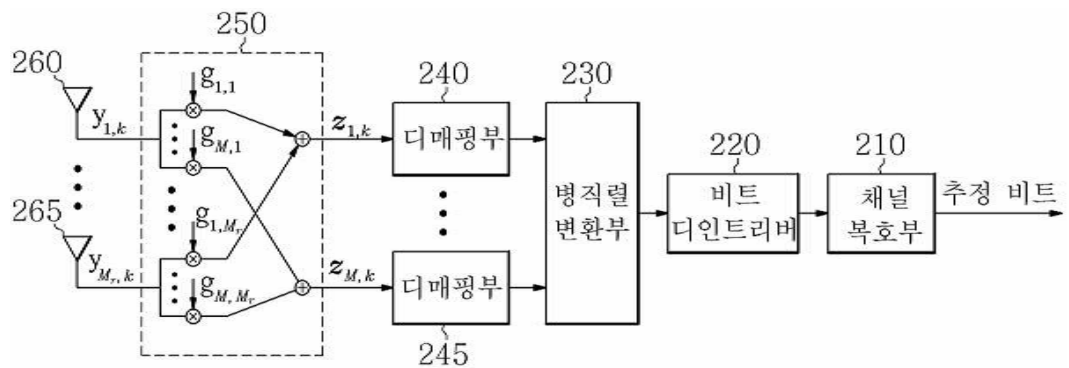
- [0102] <도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명>
- [0103] 110: 채널 부호부, 120: 비트 인트리버,
- [0104] 130: 직병렬 변환부, 140, 145: 매핑부,
- [0105] 150: 선처리부, 160, 165: 송신 안테나,
- [0106] 170: 선처리 행렬 추출부, 210: 채널 복호부,
- [0107] 220: 비트 디인트리버, 230: 병직렬 변환부,
- [0108] 240, 245: 디매핑부, 250: 후처리부,
- [0109] 260, 265: 수신 안테나

도면

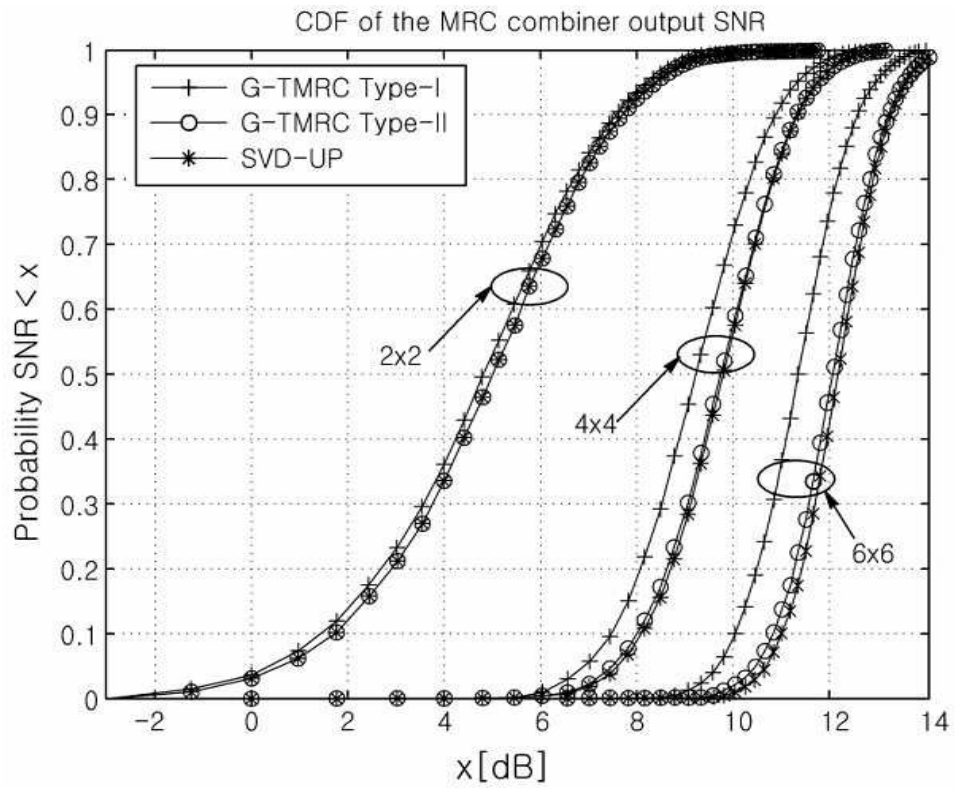
도면1



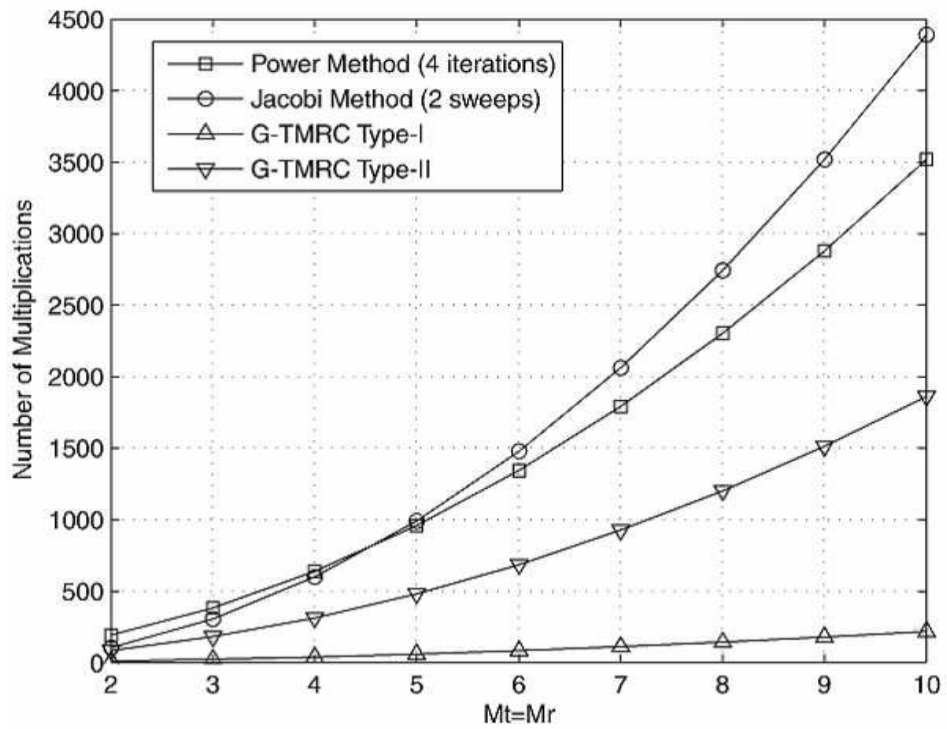
도면2



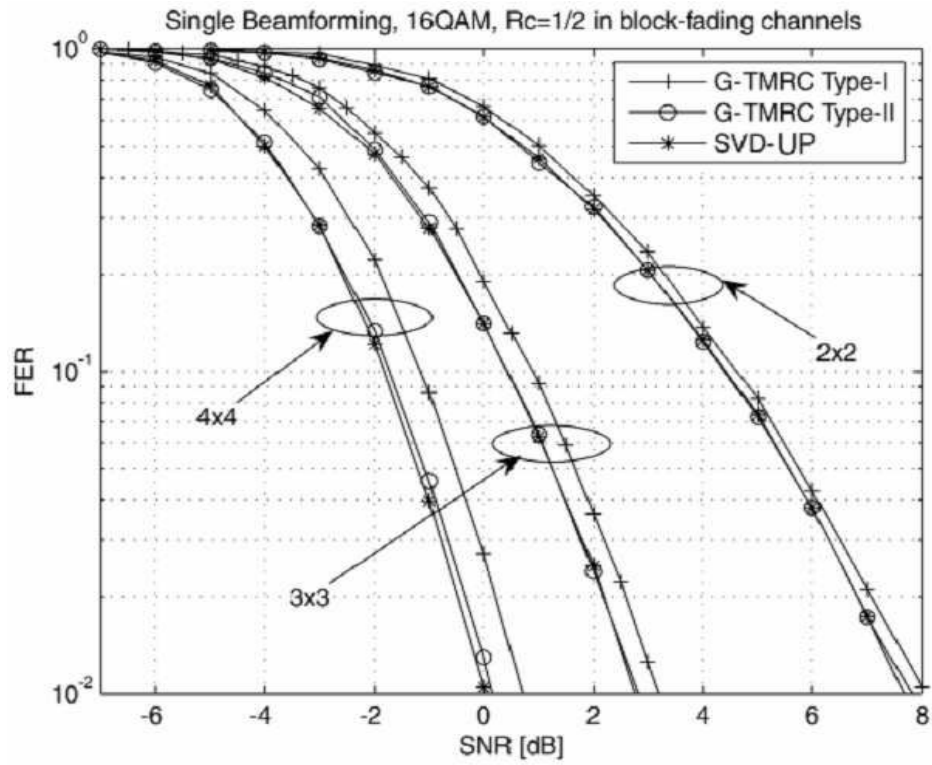
도면3



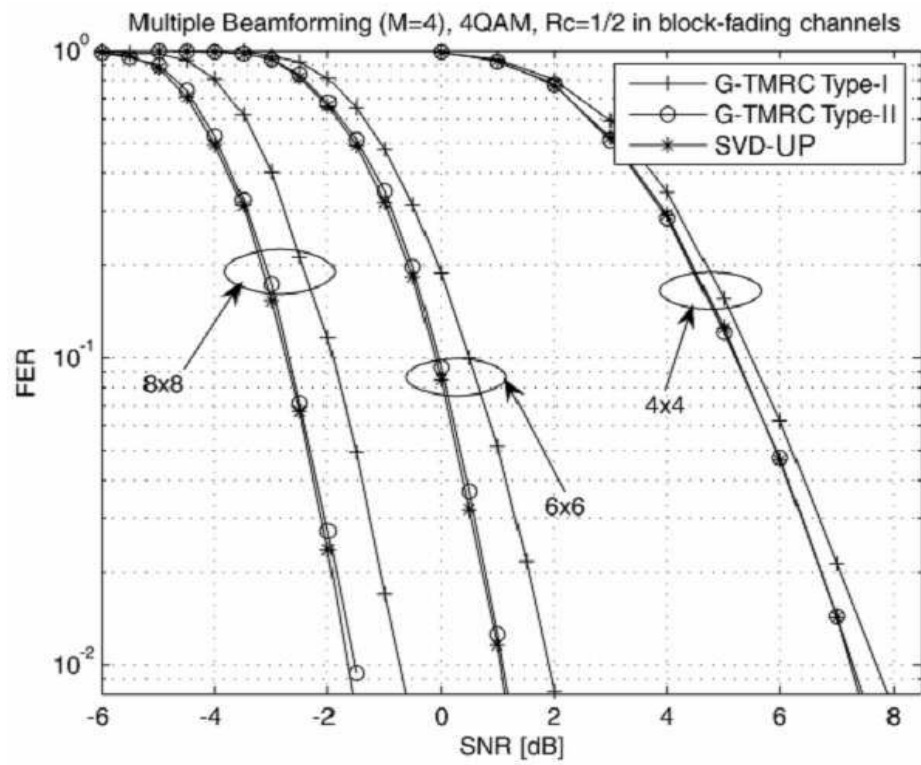
도면4



도면5



도면6



도면7

