(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2010-0114346
(43) 공개일자 2010년10월25일

(51) Int. Cl.
H04B 7/06 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2009-0032838
(22) 출원일자 2009년04월15일
심사청구일자 없음

(71) 출원인
삼성전자주식회사
경기도 수원시 영통구 매탄동 416
고려대학교 산학협력단
서울 성북구 안암동5가 1
(72) 발명자
정영석
경기도 수원시 팔달구 인계동 1120번지 캐슬타워 102동 710호
이인규
서울특별시 서초구 서초4동 삼풍아파트 21동 1203호
문성현
서울특별시 성북구 안암동5가 1번지 제2공학관 217호
(74) 대리인
윤동열

전체 청구항 수 : 총 6 항

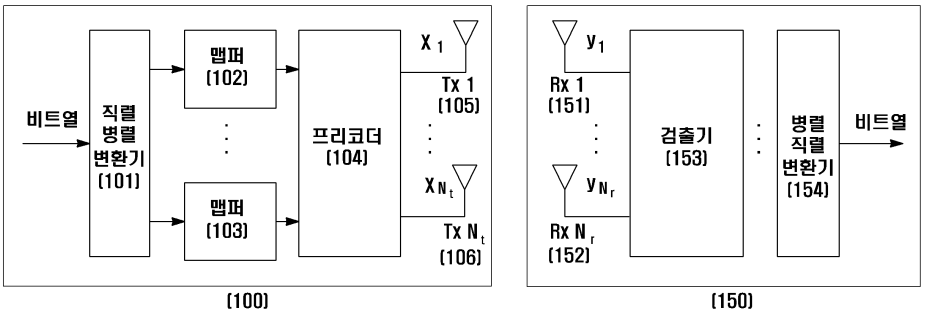
(54) 다중 안테나-공간 다중화 무선 통신 시스템에서 신호 전송 방법 및 이를 위한 장치

(57) 요 약

본 발명의 다중 안테나-공간 다중화 무선 통신 시스템에서 신호 전송 방법 은 송신할 비트열을 병렬 데이터로 변환하는 단계, 상기 변환된 병렬 데이터를 사상도에 맵핑하는 단계, 상기 맵핑된 데이터를 프리코딩 행렬 $\mathbf{F}$ 을 이용하여 프리코딩 하는 단계 및 상기 프리코딩된 데이터를 전송하는 단계를 포함하며, 상기 프리코딩 행렬 $\mathbf{F}$ 는 최소 유클리디언 자승거리 $D_{\min}^2$ 를 최대화 하는 것을 특징으로 한다. 또한 본 발명의 다중 안테나-공간 다중화 무선 통신 시스템에서 송신 장치는 송신할 비트열을 병렬 데이터로 변환하는 직렬-병렬 변환부, 상기 변환된 병렬 데이터를 사상도에 맵핑하는 맵퍼, 상기 맵핑된 데이터를 프리코딩 행렬 $\mathbf{F}$ 을 이용하여 프리코딩 하는 프리코더, 및 상기 프리코딩된 데이터를 전송하는 다중 안테나를 포함하며, 상기 프리코딩 행렬 $\mathbf{F}$ 는 최소 유클리디언 자승거리 $D_{\min}^2$ 를 최대화 하는 것을 특징으로 한다.

본 발명에 의하면 안테나 간 채널 상관계수의 영향 없이 전송율을 극대화할 수 있으며, 송신기에서 채널의 순시 정보를 알 필요가 없으므로 추가적인 피드백 정보량을 필요로 하지 않는다.

대 표 도 - 도1



특허청구의 범위

청구항 1

송신할 비트열을 병렬 데이터로 변환하는 단계;

상기 변환된 병렬 데이터를 사상도에 맵핑하는 단계;

상기 맵핑된 데이터를 프리코딩 행렬 $\mathbf{F}$ 을 이용하여 프리코딩 하는 단계; 및

상기 프리코딩된 데이터를 전송하는 단계;를 포함하며,

상기 프리코딩 행렬 $\mathbf{F}$ 는 최소 유클리디언 자승거리 $D_{\min}^2$ 를 최대화 하는 것을 특징으로 하는 다중 안테나-공간 다중화 무선 통신 시스템에서 신호 전송 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서, 상기 프리코딩 행렬 $\mathbf{F}$ 는

송신안테나 수가 2개이고 송신안테나 간 상관계수가 ρ 인 경우 아래 수학식에 의하여 결정되는 것을 특징으로 하는 다중 안테나-공간 다중화 무선 통신 시스템에서 신호 전송 방법.

<수학식>

$$\mathbf{F}(\theta)=\begin{bmatrix}\cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta\end{bmatrix}$$

단,

$$\hat{\theta}=\begin{cases}\frac{1}{2}\cos^{-1}\left(\frac{2+\sqrt{5\rho^2-1}}{5\rho}\right), & \text{if } \rho>0.5 \\ 0, & \text{else}\end{cases}$$

청구항 3

제 1 항에 있어서, 상기 프리코딩 행렬 $\mathbf{F}$ 는

송신안테나 수가 2개이고 송신안테나 간 상관계수가 ρ 인 경우 아래 수학식에 의하여 결정되는 것을 특징으로 하는 다중 안테나-공간 다중화 무선 통신 시스템에서 신호 전송 방법.

<수학식>

$$\mathbf{F}(p)=\begin{bmatrix}\sqrt{2p} & 0 \\ 0 & \sqrt{2(1-p)}\end{bmatrix}$$

단,

$$\hat{p}=\begin{cases}\frac{4\rho^2}{4\rho^2+1}, & \text{if } \rho>0.5 \\ 0.5, & \text{else}\end{cases}$$

청구항 4

송신할 비트열을 병렬 데이터로 변환하는 직렬-병렬 변환부;

상기 변환된 병렬 데이터를 사상도에 맵핑하는 맵퍼;

상기 맵핑된 데이터를 프리코딩 행렬 을 이용하여 프리코딩 하는 프리코더; 및

상기 프리코딩된 데이터를 전송하는 다중 안테나;를 포함하며,

상기 프리코딩 행렬 $\mathbf{F}$ 는 최소 유클리디언 자승거리 $D_{\min}^2$ 를 최대화 하는 것을 특징으로 하는 다중 안테나-공간 다중화 무선 통신 시스템에서 송신 장치.

청구항 5

제 4 항에 있어서, 상기 프리코딩 행렬 $\mathbf{F}$ 는

송신안테나 수가 2개이고 송신안테나 간 상관계수가 ρ 인 경우 아래 수학식에 의하여 결정되는 것을 특징으로 하는 다중 안테나-공간 다중화 무선 통신 시스템에서 송신 장치.

<수학식>

$$\mathbf{F}(\theta)=\begin{bmatrix}\cos\theta & -\sin\theta\\ \sin\theta & \cos\theta\end{bmatrix}$$

단,
$$\hat{\theta}=\begin{cases}\frac{1}{2}\cos^{-1}\left(\frac{2+\sqrt{5\rho^2-1}}{5\rho}\right), & \text{if } \rho>0.5\\ 0, & \text{else}\end{cases}$$

청구항 6

제 4 항에 있어서,상기 프리코딩 행렬 $\mathbf{F}$ 는

송신안테나 수가 2개이고 송신안테나 간 상관계수가 ρ 인 경우 아래 수학식에 의하여 결정되는 것을 특징으로 하는 다중 안테나-공간 다중화 무선 통신 시스템에서 송신 장치.

<수학식>

$$\mathbf{F}(p)=\begin{bmatrix}\sqrt{2p} & 0\\ 0 & \sqrt{2(1-p)}\end{bmatrix}$$

단,
$$\hat{p}=\begin{cases}\frac{4\rho^2}{4\rho^2+1}, & \text{if } \rho>0.5\\ 0.5, & \text{else}\end{cases}$$

명 세 서

발명의 상세한 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 무선 통신 시스템에 관한 것으로서, 특히 무선 통신 시스템에서 채널의 공분산 행렬 정보를 활용한 프리코딩 기법 에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 차세대 통신 환경에서는 음성 서비스를 비롯한 다양한 멀티미디어 서비스를 제공하기 위하여 고품질 및 고속의 데이터 전송을 지원할 수 있는 무선 통신 시스템에 관한 연구가 진행 중이다. 이러한 연구 중 특히 공간 영역의 채널을 이용하는 다중 안테나(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 무선 통신 시스템에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. MIMO 무선 통신 시스템은 그 목적에 따라 시공간 코딩(Space-Time Coding, STC) 기법과 공간 다중화(Spatial Multiplexing, SM) 기법을 사용하는 두 가지 시스템 형태로 구분할 수 있다.

[0003] 시공간 코딩 기법은 무선통신 환경의 페이딩 현상을 대처하는 데 적합한 전송 다이버시티 기법으로 시스템의 신뢰도를 향상시킨다. 이에 반하여 본 발명의 기술이 속하는 분야인 공간 다중화 기법은 여러 개의 데이터 심벌을 동시에 전송함으로써 데이터 전송률을 극대화한다. 공간 다중화 기법의 핵심기술은 신호 검출기법으로, 최적의 성능을 제공하는 MLD(Maximum-Likelihood Detection) 기법과 MLD 기법의 수신 복잡도를 감소시킨 SD(Sphere Decoding), VBLAST(Vertical Bell Labs Layered Space Time architecture) 등의 다양한 알고리즘이 보고되었다.

[0004] 상술한 시공간 코딩 기법과 공간 다중화 기법 모두 공간채널 환경에 민감한 특징을 갖는다. 다중 안테나 무선통신 시스템에서 전송률을 극대화하기 위해서는 각 안테나가 송출하는 신호들이 전송되는 채널이 통계적으로 서로 독립적이어야 하며, 안테나 간 상관관계가 증가할수록 그 성능이 열화된다. 그러나 실제 무선 채널환경은 채널 경로들 사이에 상관관계가 존재하며 따라서 이상적인 경우와의 성능 차이가 크게 나타나게 되므로 이러한 성능 열화를 극복하기 위한 추가적인 기법의 적용이 필요하다.

[0005] 종래의 개루프 공간 다중화 기법이 적용된 다중 안테나 무선 통신 시스템은 송신단에서 채널의 순시 정보를 예측할 수 없기 때문에 성능 개선을 위한 선처리를 수행하지 않는다. 따라서 공간 채널에 대한 안테나 간 상관계수가 증가하는 경우, 성능 열화가 발생하는 문제점이 있다.

[0006] 한편 이러한 성능 열화를 제어하기 위한 방법으로 송신 안테나 선택 기법이 제안되었으나 이 기법은 전송률의 열화가 발생한다. 종래에는 MLD 기법의 심벌 에러율 분석을 바탕으로 하여 최적의 송신 프리코딩 기법을 제안되었으나, 폐쇄형(closed-form) 해를 구하여 프리코딩 행렬을 생성하는 것이 아닌 수치 탐색에 의하여 프리코딩 행렬을 생성하기 때문에 매우 큰 계산량이 소요되는 문제점이 있다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

[0007] 본 발명인 다중 안테나-공간 다중화 무선 통신 시스템에서 신호 전송 방법 및 이를 위한 장치는 송신기에서 채널의 공분산 행렬을 알고 있을 때 프리코딩을 통해 성능을 향상시키는 것을 목적으로 한다. 우선 MLD 기법의 심벌에러율을 최적화하기 위한 프리코딩 행렬을 유도함에 있어 실제 시스템에 적용 가능하도록 폐쇠형 해(closed-form)를 구하는 것을 목적으로 한다. 또한 본 발명의 프리코딩 기법이 적용 가능한 수신 행렬을 도출하여 성능을 개선하는 것을 목적으로 한다.

과제 해결수단

[0008] 상기와 같은 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 다중 안테나-공간 다중화 무선 통신 시스템에서 신호 전송 방법은 송신할 비트열을 병렬 데이터로 변환하는 단계, 상기 변환된 병렬 데이터를 사상도에 맵핑하는 단계, 상기 맵핑된 데이터를 프리코딩 행렬 $\mathbf{F}$ 을 이용하여 프리코딩 하는 단계 및 상기 프리코딩된 데이터를 전송하는 단계를 포함하며, 상기 프리코딩 행렬 $\mathbf{F}$ 는 최소 유클리디언 자승거리 $D_{\min}^2$ 를 최대화 하는 것을 특징으로 한다.

[0009] 또한 상기와 같은 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 다중 안테나-공간 다중화 무선 통신 시스템에서 송신 장치는 송신할 비트열을 병렬 데이터로 변환하는 직렬-병렬 변환부, 상기 변환된 병렬 데이터를 사상도에 맵핑하는 맵퍼, 상기 맵핑된 데이터를 프리코딩 행렬 $\mathbf{F}$ 을 이용하여 프리코딩 하는 프리코더, 및 상기 프리코딩된 데이터를 전송하는 다중 안테나를 포함하며, 상기 프리코딩 행렬 $\mathbf{F}$ 는 최소 유클리디언 자승거리 $D_{\min}^2$ 를 최대화 하는 것을 특징으로 한다.

효 과

[0010] 본 발명의 다중 안테나-공간 다중화 무선 통신 시스템에서 신호 전송 방법 및 이를 위한 장치에 의하면 안테나 간 채널 상관계수의 영향 없이 전송율을 극대화할 수 있으며, 송신기에서 채널의 순시 정보를 알 필요가 없으므로 추가적인 피드백 정보량을 필요로 하지 않는다. 또한 본 발명의 다중 안테나-공간 다중화 무선 통신 시스템에서 신호 전송 방법 및 이를 위한 장치에 의하면 선형 수신 복잡도를 가지므로 MLD 기법에 비하여 수신기의 연산이 간단하고, 수신할 수 있는 스트림 수의 제한이 없다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

[0011] 이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예들을 상세히 설명한다. 이때 첨부된 도면에서 동일한 구성 요소는 가능한 동일한 부호로 나타내고 있음에 유의하여야 한다. 또한 본 발명의 요지를 흐리게 할 수 있는 공지 기능 및 구성에 대한 상세한 설명은 생략할 것이다.

[0012] 또한 이하에서 설명되는 본 명세서 및 청구범위에 사용된 용어나 단어는 통상적이거나 사전적인 의미로 한정해서 해석되어서는 아니 되며, 발명자는 그 자신의 발명을 가장 최선의 방법으로 설명하기 위해 용어의 개념으로 적절하게 정의할 수 있다는 원칙에 입각하여 본 발명의 기술적 사상에 부합하는 의미와 개념으로 해석되어야만 한다.

[0013] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 무선 통신 시스템의 송신기 및 수신기의 블록 구성도이다.

[0014] 도 1을 참조하여 설명하면, 우선 본 발명의 실시예에 따른 무선 통신 시스템의 송신기(100)는 직렬-병렬 변환기(101), 맵퍼(102, 103), 프리코더(104), 송신 안테나(105, 106)를 포함한다. 송신기(100)는 입력된 비트열을 직렬-병렬 변환기(101)에서 병렬 신호로 변환하고, 병렬로 변환된 각 신호를 맵퍼(102, 103)에서 사상도에 맵핑한다. 또한 프리코더(104)는 맵핑된 신호를 대응하는 프리코딩 행렬로 선처리하여 송신 신호($x_1,\cdots\cdots,x_N$)를 생성하고, 송신 안테나(105, 106)를 통하여 수신기(150)로 채널을 통하여 송신한다.

[0015] 다음으로 본 발명의 실시예에 따른 무선 통신 시스템의 수신기(150)는 수신 안테나(151, 152), 검출기(153), 병렬-직렬 변환기(154)를 포함한다. 채널을 통하여 송신기(100)에서 전송한 송신 신호($x_1,\cdots\cdots,x_N$)는 수신기(150)에서 수신 안테나(151, 152)를 통하여 수신되고, 검출기(153)에서 수신 프리코딩 행렬을 이용하여 원 신호 복구 후 자신에게 전송된 신호들을 검출한다. 또한 검출된 신호들은 병렬-직렬 변환기(154)에서 직렬 신호로 변환되어 비트열로 출력된다.

[0016] 한편 수신기(150)에서 수신되는 신호는 아래 수학식 1과 같이 표현할 수 있다.

[0017] <수학식 1>

[0018] $$\mathbf{y}=\mathbf{H}\mathbf{x}+\mathbf{n}$$

[0019] 수학식 1의 $\mathbf{x}$ 는 $E[\mathbf{x}^H\mathbf{x}]=N_t$ 를 만족하는 송신 신호 벡터, $\mathbf{y}$ 는 수신신호 벡터를 의미하며, $\mathbf{n}$ 은 각 원소들의 평균값이 0이고 분산이 σ_n^2 인 복소 가우시안(Gaussian) 랜덤 변수로서 잡음 벡터를 나타낸다. 이 때 신호대 잡음비 (Signal-to-Noise Ratio, SNR)는 $\gamma=N_t/\sigma_n^2$ 로 정의한다. 또한 $N_r\times N_t$ MIMO 채널행렬 $\mathbf{H}$ 는 다음 수학식 2와 같이 표현할 수 있다.

[0020] <수학식 2>

[0021] $$\mathbf{H}=\mathbf{R}_r^{1/2}\mathbf{H}_w\mathbf{R}_t^{1/2}$$

[0022] 수학식 2에서 $N_r\times N_t$ 채널 $\mathbf{H}_w$ 의 각 원소는 평균이 0이고, 분산이 1이며 서로 독립적인 복소 가우시안 랜덤 변수이고, $\mathbf{R}_t$ 와 $\mathbf{R}_r$ 은 각각 송신단과 수신단의 공분산 행렬을 의미한다.

[0023] 수신기에서 MLD 기법을 수행한다고 가정하였을 때, 채널 $\mathbf{H}$ 에 대하여 평균한 조건부 신호 쌍 오류(Pairwise Error Probability, PEP)는 다음 수학식 3으로 표현된다.

[0024] <수학식 3>

[0025] $$PEP_{i,j}=\varepsilon_{\mathbf{H}}\left\{Q\left(\sqrt{\frac{d_{i,j}^2}{2N_0}}\right)\right\}$$

[0026] 수학식 3에서 자승 거리 $d_{i,j}^2$ 는 $d_{i,j}^2=\|\sqrt{\gamma}\mathbf{H}(\mathbf{x}_i-\mathbf{x}_j)\|^2$ 를 나타낸다. 이 때 심벌 에러율의 유니온 바운드를 모든

가능한 에러 벡터에 대한 신호 쌍 오류를 전부 더하여 아래 수학식 4와 같이 계산할 수 있다.

[0027] <수학식 4>

$$P_s \le \frac{1}{|C|^N} \sum_{i=1}^{|C|} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{|C|} PEP_{i,j}$$

[0028]

[0029] 수학식 4에서 $|C|$ 는 심벌 성상의 크기를 나타낸다. 신호 대 잡음비가 충분히 큰 값을 가진다는 가정 하에 PEP는 다음 수학식 5와 같이 근사된다.

[0030] <수학식 5>

$$PEP_{i,j} \approx \left(\frac{1}{\det(\mathbf{R}_r)}\right)\left(\begin{matrix}2r(\mathbf{R}_r)-1 \\ r(\mathbf{R}_r)-1\end{matrix}\right)\left(\frac{N_t}{\left\|\mathbf{R}_t^{1/2}(\mathbf{x}_i-\mathbf{x}_j)\right\|^2}\cdot\frac{1}{\gamma}\right)^{r(\mathbf{R}_r)}$$

[0031]

[0032] 한편 최소 유클리디언 자승거리 $D_{\min}^2$ 을 다음 수학식 6과 같이 정의한다.

[0033] <수학식 6>

$$D_{\min}^2 = \min_{i,j} \left\|\mathbf{R}_t^{1/2}\mathbf{e}_{ij}\right\|^2$$

[0034]

[0035] 수학식 6에서 에러벡터 $\mathbf{e}_{ij}$ 는 $\mathbf{e}_{ij} = \mathbf{x}_i - \mathbf{x}_j$ 으로 정의한다. 안테나 상관계수가 없는 경우 $D_{\min}^2$ 은 단일 심벌 에러가 발생하는 경우에 결정되므로 항상 일정한 값을 가진다. 그러나 $\mathbf{R}_t$ 의 성질이 나빠지면 후보 심벌 벡터 간의 거리가 가까워져 최악의 경우 $D_{\min}^2$ 은 0에 가까운 값을 가진다. 예를 들어 2x2 안테나 환경에서 BPSK 변조방식을 사용한 경우 송신안테나 상관계수가 0일 경우 $D_{\min}^2$ 은 4의 값을 갖지만 상관계수가 0.9일 경우에 이 값은 0.8로 급격히 저하된다.

[0036] 이하에서는 $D_{\min}^2$ 을 최대화하기 위한 프리코딩 행렬 $\mathbf{F}$ 를 생성하는 방법에 관하여 보다 상세히 설명한다. 우선 아래 수학식 7과 같이 최적화된 프리코딩 행렬을 표현할 수 있다.

[0037] <수학식 7>

$$\hat{\mathbf{F}} = \arg\max_{\mathbf{F}} D_{\min}^2(\mathbf{F})$$

[0038]

[0039] 여기서 $D_{\min}^2(\mathbf{F})$ 는 다음 수학식 8과 같이 표현한다.

[0040] <수학식 8>

$$D_{\min}^2(\mathbf{F}) = \min_{i,j} \left\|\mathbf{R}_t^{1/2}\mathbf{F}\mathbf{e}_{ij}\right\|^2$$

[0041]

[0042] 일반적으로 프리코딩 행렬 $\mathbf{F}$ 는 $\mathrm{tr}(\mathbf{F}\mathbf{F}^H) = N_t$ 를 만족하는 임의의 $N_t \times N_t$ 행렬이 될 수 있지만, 실제적으로 구현 가능한 수식화된 필터 설계를 위하여 이하에서는 두 가지 필터 형태를 고려할 수 있다.

[0043] 우선 프리코딩 행렬을 Jacobi 회전 행렬 형태로 가정하여 $\mathbf{F}$ 를 구하는 방법을 설명한다. 이 경우 송신안테나 수

는 $N_t = 2$ 로 가정하면 프리코딩 행렬 $\mathbf{F}$ 는 아래 수학식 9와 같이 표현할 수 있다.

[0044] <수학식 9>

[0045] $$\mathbf{F}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix}$$

[0046] 최소 자승거리는 다음 수학식 10과 같이 표현된다.

[0047] <수학식 10>

[0048] $$\left\| \mathbf{R}_{i,j}^{1/2} \mathbf{F}(\theta) \mathbf{e}_{i,j} \right\|^2 = \left\| \mathbf{e}_{i,j} \right\|^2 + \rho(e_{i,j}^{(1)} e_{i,j}^{(2)*} + e_{i,j}^{(1)*} e_{i,j}^{(2)}) \cos 2\theta + \rho\left(\left|e_{i,j}^{(1)}\right|^2 - \left|e_{i,j}^{(2)}\right|^2\right) \sin 2\theta$$

[0049] 최적의 회전각 $\hat{\theta}$ 을 찾기 위해서는 모든 가능한 심벌 벡터들의 조합을 고려하여 최소 거리를 극대화하는 회전각 θ 를 구해야 한다. 예를 들어 BPSK일 때 4가지, 4 QAM일 때 20가지의 유효한 경우의 수가 존재하는데, $0 \le \theta \le \pi/4$ 를 가정하고 수식들 사이에 성립하는 절대부등식 관계를 이용하여 $D_{\min}^2$ 과 무관한 경우를 제거하면 다음 수학식 11과 같이 두 가지 경우만 최종적으로 남는다.

[0050] <수학식 11>

[0051] $$\begin{aligned} \hat{p} &= \arg \max_{0 \le \theta \le \pi} D_{\min}^2(\mathbf{F}(\theta)) \\ &= \arg \max_{0 \le \theta \le \pi/4} \min\left\{ d_{\min}^2(1 - \rho \sin 2\theta),\ 2d_{\min}^2(1 - \rho \cos 2\theta) \right\} \end{aligned}$$

[0052] 수학식 11을 살펴보면, 최적의 회전각 $\hat{\theta}$ 는 상관계수 값이 0.5를 기준으로 더 큰 경우와 작은 경우로 나뉘어 결정된다.

[0053] 도 2는 본 발명의 실시예에 따른 프리코딩 행렬이 Jacobi 회전 행렬 형태일 경우 상관계수 값에 따른 최적의 회전각을 도시한 도면이다.

[0054] 도 2 및 수학식 11을 참조하여 설명하면, 상관계수가 0.5보다 작은 경우에는 안테나 상관계수가 $D_{\min}^2$ 에 영향을 미치지 않게 되어 최적의 회전각은 $\hat{\theta} = 0$ 이 된다. 상관계수가 0.5보다 큰 경우(201)에는 수학식 10 및 수학식 11을 이용하여 최적의 회전각을 구할 수 있으며 그 결과는 다음 수학식 12와 같다.

[0055] <수학식 12>

[0056] $$\hat{\theta} = \begin{cases} \frac{1}{2}\cos^{-1}\left(\frac{2 + \sqrt{5\rho^2 - 1}}{5\rho}\right), & \text{if } \rho > 0.5 \\ 0, & \text{else} \end{cases}$$

[0057] 다음으로 프리코딩 행렬을 파워 로딩 행렬 형태로 가정하여 $\mathbf{F}$ 를 구하는 방법을 설명한다. 송신안테나 수를 역시 $N_t = 2$ 로 가정하면 프리코딩 행렬 $\mathbf{F}$ 는 아래 수학식 13과 같이 표현할 수 있다.

[0058] <수학식 13>

[0059] $$\mathbf{F}(p) = \begin{bmatrix} \sqrt{2p} & 0 \\ 0 & \sqrt{2(1-p)} \end{bmatrix}$$

[0060] 수학식 13의 최소 자승거리는 다음 수학식 14와 같이 표현된다.

[0061] <수학식 14>

[0062] $$\left\| \mathbf{R}_j^{1/2} \mathbf{F}(p) \mathbf{e}_{ij} \right\|^2 = 2\left|e_{ij}^{(1)}\right|^2 p + 2\left|e_{ij}^{(2)}\right|^2 (1-p) + \rho(e_{ij}^{(2)} e_{ij}^{(2)*} + e_{ij}^{(1)*} e_{ij}^{(2)}) \sqrt{4p(1-p)}$$

[0063] 최적의 전력 파워 비율 $\hat{p}$ 을 찾기 위해 모든 가능한 심벌 벡터들의 조합을 고려하여 최적의 파워 비율 p를 구한다. Jacobi 회전 행렬 형태를 적용한 경우와 같은 방식으로 다음 수학식 15와 같이 간략화할 수 있다.

[0064] <수학식 15>

[0065] $$\hat{p} = \arg\max_{0 \le p \le 1} \Omega_{\min}^2(\mathbf{F}(p))$$
$$= \arg\max_{p \ge 0.5} \min\left\{ 2d_{\min}^2 p, 2d_{\min}^2 (1 - \rho\sqrt{4p(1-p)}) \right\}$$

[0066] 수학식 15를 상관계수가 0.5인 경우를 기준으로 하여 상관계수가 0.5 이상인 경우와 상관계수가 0.5 이하인 경우에 관하여 각각 최적의 파워 비율 $\hat{p}$ 를 구하면 아래 수학식 16과 같이 송신안테나 상관계수의 함수로 구해진다.

[0067] <수학식 16>

[0068] $$\hat{p} = \begin{cases} \dfrac{4\rho^2}{4\rho^2 + 1}, & \text{if } \rho > 0.5 \\ 0.5, & \text{else} \end{cases}$$

[0069] 이상에서는 안테나 상관계수에 의한 성능 열화를 극복하기 위하여 실제적으로 구현 가능한 수식화된 프리코딩 행렬을 구하는 방법에 관하여 살펴보았다. 이하에서는 안테나 상관계수에 의한 성능 열화를 극복하기 위하여 선형 또는 VBLAST 수신기를 적용하는 방법에 관하여 살펴본다.

[0070] MLD 기법은 뛰어난 링크 성능을 제공하지만 높은 수신복잡도가 시스템 조건에 부담이 될 수 있으며, 이를 개선하기 위하여 본 발명에서는 선형 또는 VBLAST 수신기를 적용한다. 상술한 바와 같이 $N_t = 2$를 가정한다.

[0071] 우선 현재의 복소수를 통해 표현한 시스템 모델을 실수 공간에서 다시 표현하며, 이로 인한 수신 신호 벡터 $\bar{\mathbf{y}}$ 는 다음 수학식 17과 같이 쓸 수 있다.

[0072] <수학식 17>

[0073] $$\bar{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} \mathrm{Re}[\mathbf{y}] \\ \mathrm{Im}[\mathbf{y}] \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{n}}$$

[0074] 수학식 17에서 새로운 송신신호벡터 $\bar{\mathbf{x}}$ 와 잡음벡터 $\bar{\mathbf{n}}$ 는 각각 $\bar{\mathbf{x}} = [\mathrm{Re}[\mathbf{x}^T]\ \mathrm{Im}[\mathbf{x}^T]]^T$ 와 $\bar{\mathbf{n}} = [\mathrm{Re}[\mathbf{n}^T]\ \mathrm{Im}[\mathbf{n}^T]]^T$ 를 의미하며, 수학식 18에서 잡음벡터 $\bar{\mathbf{n}}$ 는 평균이 0이고 공분산 행렬이 $(\sigma_n^2/2)\mathbf{I}_{2N_r}$ 인 Gaussian 벡터를 나타낸다. 한편, 채널 행렬 $\bar{\mathbf{H}}$ 는 다음 수학식 18과 같다.

[0075] <수학식 18>

[0076] $$\bar{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathrm{Re}[\mathbf{H}] & -\mathrm{Im}[\mathbf{H}] \\ \mathrm{Im}[\mathbf{H}] & \mathrm{Re}[\mathbf{H}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{h}}_1 & \bar{\mathbf{h}}_2 & \bar{\mathbf{h}}_3 & \bar{\mathbf{h}}_4 \end{bmatrix}$$

[0077] 수학식 17 및 수학식 18의 새로운 표현기법을 통해 해석할 때, 기존의 선형 ZF(Zero-Forcing) 또는 MMSE(Minimum Mean-Square Error) 수신기는 채널을 각 실수부 별로 모두 독립적인 스트림을 형성하도록 구현되며, 이는 두 가지 문제점을 갖는다. 첫째로 독립적인 스트림을 형성하는 데 대한 대가로 필터 출력잡음의 분산

값이 큰 폭으로 상승한다. 둘째로 송신안테나 상관계수에 의한 성능 열화를 제어하는 기법을 적용하기 어렵다. 따라서 본 발명에서는 기존의 ZF 또는 MMSE과 같은 수신복잡도 OM 을 유지하면서 상술한 두 가지 문제점을 극복할 수 있는 수신 필터 행렬 $\bar{\mathbf{B}}$ 를 제안한다.

[0078] 수신복잡도가 OM 을 갖기 위한 필요충분조건은 $\bar{\mathbf{h}}_1$ 과 $\bar{\mathbf{h}}_2$ 가 형성하는 벡터공간이 $\bar{\mathbf{h}}_3$ 과 $\bar{\mathbf{h}}_4$ 가 형성하는 공간과 독립적(orthogonal)이어야 한다는 것이다. 그러면 수신복잡도 $O(M^2)$ 을 갖는 최적의 수신 필터 행렬 $\bar{\mathbf{B}}$ 의 검출은 아래 수학식 19와 같이 선형 복잡도를 갖는 두 검출식으로 분리하여 수행할 수 있게 된다.

[0079] <수학식 19>

[0080]
$$\mathrm{Re}[\hat{\mathbf{x}}] = \arg\min_{\mathrm{Re}[\mathbf{x}]\in R^{\cdot}} \left\| \bar{\mathbf{z}} - \left[\bar{\mathbf{h}}_1' \ \bar{\mathbf{h}}_2'\right]\mathrm{Re}[\mathbf{x}] \right\|^2$$
$$\mathrm{Im}[\hat{\mathbf{x}}] = \arg\min_{\mathrm{Im}[\mathbf{x}]\in R^{\cdot}} \left\| \bar{\mathbf{z}} - \left[\bar{\mathbf{h}}_3' \ \bar{\mathbf{h}}_4'\right]\mathrm{Im}[\mathbf{x}] \right\|^2$$

[0081] 수학식 19에서 $\bar{\mathbf{h}}_i'$ 는 유효 채널 행렬 $\bar{\mathbf{B}}^H\bar{\mathbf{H}}$ 의 i 번째 열벡터를 의미하며 R은 크기 $\sqrt{M}$ 의 실수 신호 성상을 의미한다.

[0082] 수학식 19를 만족하는 최적의 수신 필터 행렬 $\bar{\mathbf{B}}$ 의 검출 방법은 수신신호를 적절히 사영(projection)시키는 것이다. 본 발명에서는 우선 두 유효심벌 $\mathrm{Re}[\mathbf{x}]$ 와 $\mathrm{Im}[\mathbf{x}]$ 에 대응하는 $2N_r \times 2$ 유효채널 행렬 $[\bar{\mathbf{h}}_1 \ \bar{\mathbf{h}}_2]$ 와 $[\bar{\mathbf{h}}_3 \ \bar{\mathbf{h}}_4]$ 에 대하여 QR 분해를 수행하여 다음 수학식 20과 같이 나타낼 수 있다.

[0083] <수학식 20>

[0084]
$$[\bar{\mathbf{h}}_3 \ \bar{\mathbf{h}}_4] = \left[\bar{\mathbf{Q}}_{\mathrm{Re}}^{(1)} \ \bar{\mathbf{Q}}_{\mathrm{Re}}^{(0)}\right]\begin{bmatrix}\mathbf{R}_{\mathrm{Re}}^{(1)} \\ \mathbf{0}\end{bmatrix},\ [\bar{\mathbf{h}}_1 \ \bar{\mathbf{h}}_2] = \left[\bar{\mathbf{Q}}_{\mathrm{Im}}^{(1)} \ \bar{\mathbf{Q}}_{\mathrm{Im}}^{(0)}\right]\begin{bmatrix}\mathbf{R}_{\mathrm{Im}}^{(1)} \\ \mathbf{0}\end{bmatrix}$$

[0085] 수학식 20에서 $2N_r \times 2$ 실수행렬 $\bar{\mathbf{Q}}_{\mathrm{Re}}^{(1)}$ 과 $2N_r \times (2N_r - 2)$ 실수행렬 $\bar{\mathbf{Q}}_{\mathrm{Re}}^{(0)}$ 은 각각 $[\bar{\mathbf{h}}_3 \ \bar{\mathbf{h}}_4]$ 의 열 공간(column space, $C\{\cdot\}$)와 좌영 공간(left null space, $N\{\cdot\}$)의 기저벡터를 열벡터로 갖는 행렬이며, $\bar{\mathbf{R}}_{\mathrm{Re}}^{(1)}$ 은 2×2 크기의 상삼각행렬이다. Im 의 표기에 대해서도 같은 정의가 성립한다. 여기서 다음 수학식 21의 직교조건이 성립한다.

[0086] <수학식 21>

[0087]
$$C\{[\bar{\mathbf{h}}_3 \ \bar{\mathbf{h}}_4]\} \perp C(\bar{\mathbf{Q}}_{\mathrm{Re}}^{(0)}),\ C\{[\bar{\mathbf{h}}_1 \ \bar{\mathbf{h}}_2]\} \perp C(\bar{\mathbf{Q}}_{\mathrm{Im}}^{(0)})$$

[0088] 따라서 $\mathrm{Re}[\mathbf{x}]$ 의 수신필터로 $\bar{\mathbf{Q}}_{\mathrm{Re}}^{(0)}$ 의 임의의 두 열벡터를 조합하면 $\mathrm{Im}[\mathbf{x}]$ 으로부터 오는 간섭을 완벽히 제거할 수 있으며 반대의 경우도 마찬가지다. 최종적으로, 제안하는 수신필터 행렬 $\bar{\mathbf{B}}$ 는 다음 수학식 22와 같다.

[0089] <수학식 22>

[0090]
$$\bar{\mathbf{B}} = \left[\bar{\mathbf{Q}}_{\mathrm{Re}(1:2)}^{(0)} \ \bar{\mathbf{Q}}_{\mathrm{Im}(1:2)}^{(0)}\right]$$

[0091] 수학식 22의 $(\mathbf{A})_{(1:2)}$ 는 $\mathbf{A}$ 의 첫 번째 및 두 번째 열벡터로 구성된 행렬을 의미한다.

[0092] 도 3은 본 발명의 실시예에 따른 프리코딩 행렬 적용 시의 비트 에러율을 종래 기술과 비교한 도면이다. 특히 도 3은 채널 코드를 적용하지 않은 2×2 시스템이며 4 QAM에 대하여 제안하는 통계적 프리코딩 기법의 성능

을 도출하였다. 또한 송신안테나 상관계수를 0.9로 하였으며, 수신안테나는 안테나 상관관계가 없다고 가정하였다.

[0093] 도 3을 참조하여 설명하면, 실선(300)은 MLD 수신기에 대한 성능이며, 제안하는 기법(302, 303)을 적용한 경우 기존의 MLD 기법(301)의 성능에 비하여 2dB 향상된 성능을 제공함을 확인할 수 있다. 파선(350)은 선형 수신기를 사용한 시스템 성능으로, 이 경우에는 제안하는 기법(352, 353)이 종래 기법(351)에 비하여 약 8dB의 성능 이득을 보여준다. 이러한 성능 향상은 수신 필터 $\bar{B}$ 의 구조에서 발생하는 성능 향상과 안테나 상관계수를 고려한 프리코딩 행렬의 성능 향상과의 합으로 분석할 수 있다.

[0094] 도 4는 본 발명의 실시예에 따른 프리코딩 행렬 적용 시의 비트 에러율을 종래 기술과 비교한 다른 도면이다. 특히 도 4는 2x2 안테나에서 코드율 1/2를 갖는 컨볼루션 코드(convolutional code)를 적용하였으며, 4 QAM 변조방식과 상관계수 0.9라고 가정하였다. MLD와 선형 수신기에서 제안된 기법이 패킷에러율 10^{-2}기준으로 각각 1.5dB, 7dB의 성능 이득을 갖는다.

[0095] 도 4를 참조하여 설명하면, 실선(400)은 MLD 수신기에 대한 성능이며, 제안하는 기법(402, 403)을 적용한 경우 기존의 MLD 기법(401)의 성능에 비하여 1.5dB향상된 성능을 제공함을 확인할 수 있다. 파선(450)은 선형 수신기를 사용한 시스템 성능으로, 이 경우에는 제안하는 기법(452, 453)이 종래 기법(451)에 비하여 약 7dB의 성능 이득을 보여준다.

산업이용 가능성

[0096] 한편 본 명세서와 도면에 개시된 본 발명의 실시예들은 본 발명의 기술 내용을 쉽게 설명하고 본 발명의 이해를 돕기 위해 특정 예를 제시한 것일 뿐이며, 본 발명의 범위를 한정하고자 하는 것은 아니다. 여기에 개시된 실시예들 이외에도 본 발명의 기술적 사상에 바탕을 둔 다른 변형예들이 실시 가능하다는 것은 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 자명한 것이다.

도면의 간단한 설명

[0097] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 무선 통신 시스템의 송신기 및 수신기의 블록 구성도.

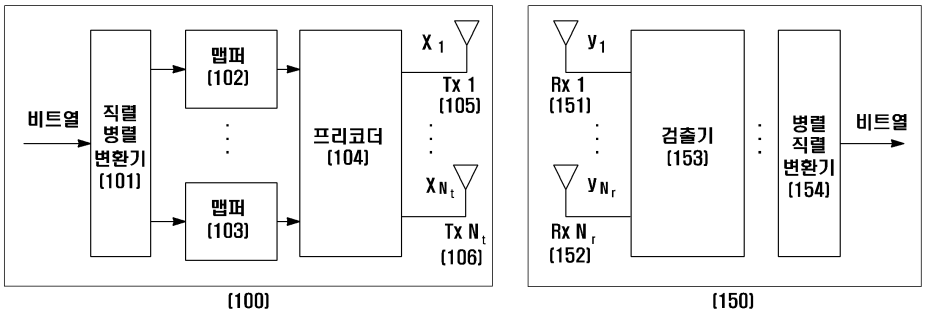
[0098] 도 2는 본 발명의 실시예에 따른 프리코딩 행렬이 Jacobi 회전 행렬 형태일 경우 상관계수 값에 따른 최적의 회전각을 도시한 도면.

[0099] 도 3은 본 발명의 실시예에 따른 프리코딩 행렬 적용 시의 비트 에러율을 종래 기술과 비교한 도면.

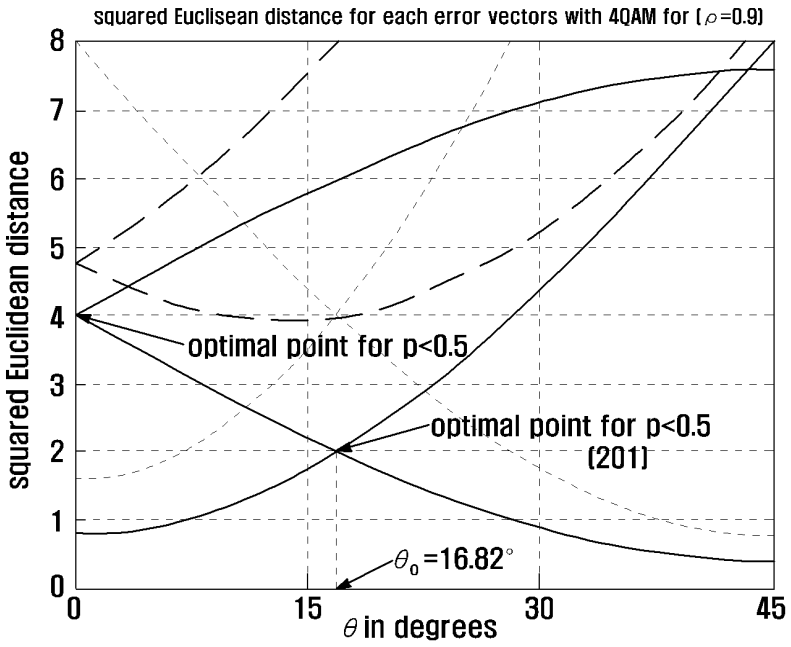
[0100] 도 4는 본 발명의 실시예에 따른 프리코딩 행렬 적용 시의 비트 에러율을 종래 기술과 비교한 다른 도면.

도면

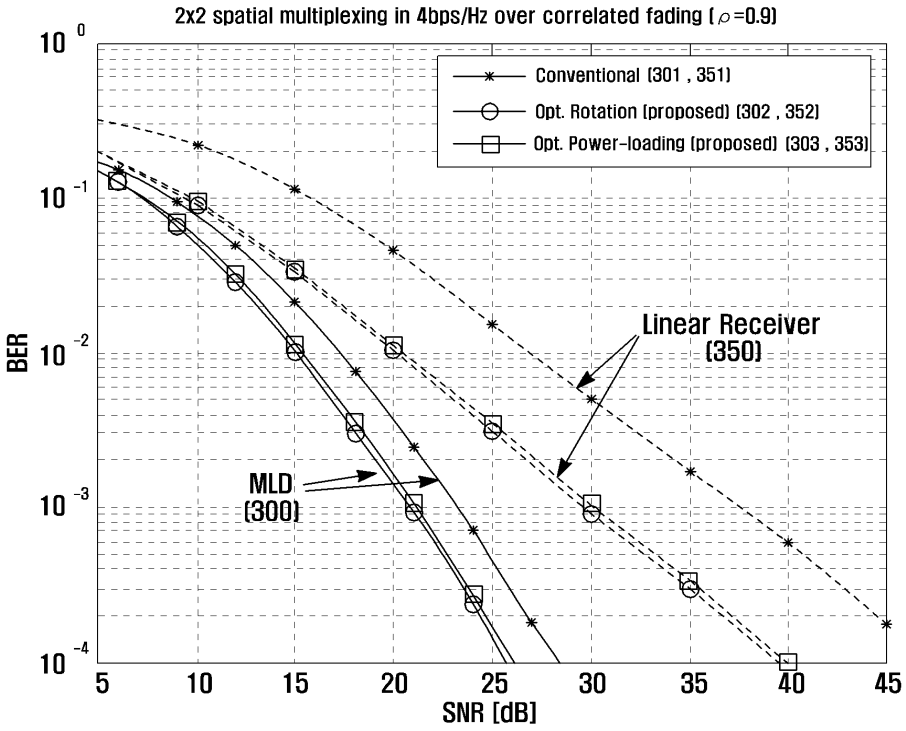
도면1



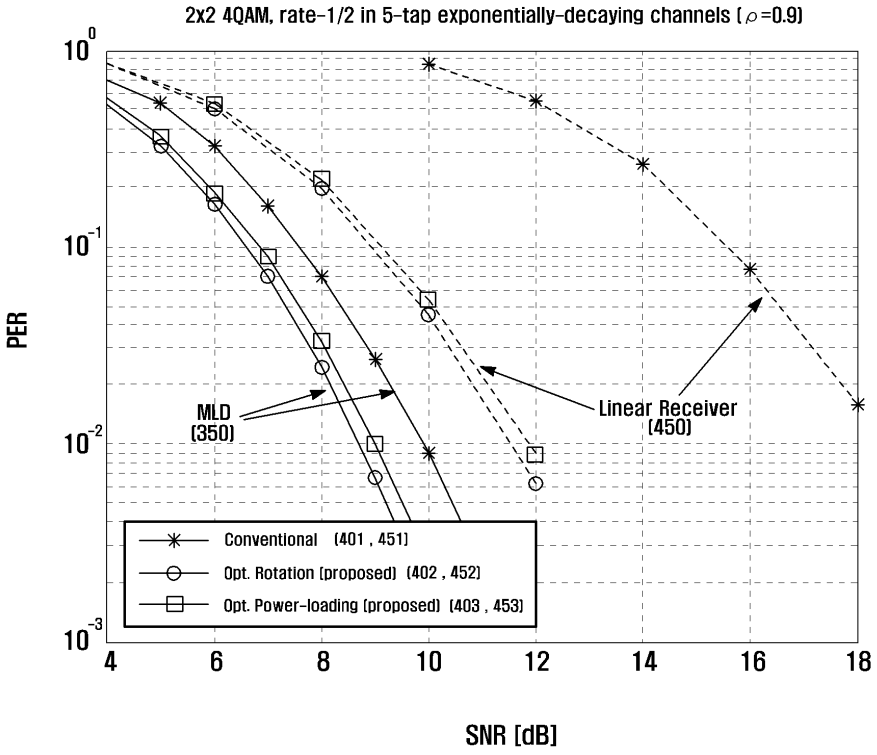
도면2


squared Euclisean distance for each error vectors with 4QAM for (ρ=0.9)
squared Euclidean distance
θ in degrees
optimal point for p<0.5
optimal point for p<0.5
(201)
θ0=16.82°
0
1
2
3
4
5
6
7
8
0
15
30
45

도면3


2x2 spatial multiplexing in 4bps/Hz over correlated fading (ρ=0.9)
BER
SNR [dB]
Conventional (301 , 351)
Opt. Rotation (proposed) (302 , 352)
Opt. Power-loading (proposed) (303 , 353)
Linear Receiver
(350)
MLD
(300)
10 0
10 -1
10 -2
10 -3
10 -4
5
10
15
20
25
30
35
40
45

도면4


2x2 4QAM, rate-1/2 in 5-tap exponentially-decaying channels (ρ=0.9)
PER
SNR [dB]
MLD
(350)
Linear Receiver
(450)
Conventional (401 , 451)
Opt. Rotation (proposed) (402 , 452)
Opt. Power-loading (proposed) (403 , 453)