



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2012-0060729
(43) 공개일자 2012년06월12일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/04 (2006.01) H04W 24/10 (2009.01)
H04W 88/02 (2009.01)
(21) 출원번호 10-2011-0072395
(22) 출원일자 2011년07월21일
심사청구일자 없음
(30) 우선권주장
61/418,993 2010년12월02일 미국(US)

(71) 출원인
삼성전자주식회사
경기도 수원시 영통구 삼성로 129 (매탄동)
고려대학교 산학협력단
서울 성북구 안암동5가 1
(72) 발명자
한정수
경기도 용인시 수지구 만현로 25, 롯데아파트
105동 1203호 (상현동)
이인규
서울특별시 강남구 선릉로 221, 랙슬아파트 302
동 1201호 (도곡동)
(뒷면에 계속)
(74) 대리인
이전주

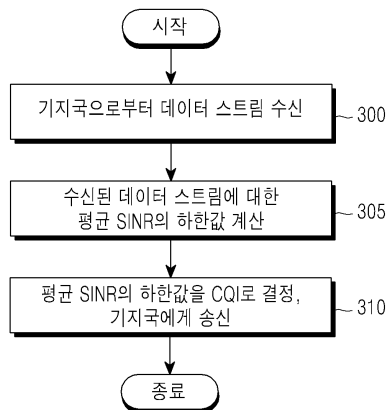
전체 청구항 수 : 총 10 항

(54) 발명의 명칭 다중 사용자를 지원하는 다중 입력 다중 출력 통신 시스템에서 채널 품질 정보를 피드백하는 방법 및 장치

(57) 요약

본 발명은, 다중 사용자를 지원하는 다중 입력 다중 출력 통신 시스템에서 단말이 채널 품질 정보를 피드백하는 방법에 있어서, 기지국으로부터 신호를 수신하는 과정과, 상기 신호에 대한 평균 신호 대 간섭 잡음비(SINR: Signal to Interference plus Noise Ratio)의 하한값을 계산하는 과정과, 상기 평균 SINR의 하한값을 채널 품질 정보로 결정하고, 상기 채널 품질 정보를 상기 기지국으로 피드백하는 과정을 포함한다.

대표도 - 도3



(72) 발명자

문화찬

경기도 용인시 기흥구 사은로 274-22, 써니밸리아
파트 110동 902호 (지곡동)

문성현

서울특별시 노원구 노원로 532, 주공아파트 916동
706호 (상계동)

특허청구의 범위

청구항 1

다중 사용자를 지원하는 다중 입력 다중 출력 통신 시스템에서 단말이 채널 품질 정보를 피드백하는 방법에 있어서,

기지국으로부터 신호를 수신하는 과정과,

상기 신호에 대한 평균 신호 대 간섭 잡음비(SINR: Signal to Interference plus Noise Ratio)의 하한값을 계산하는 과정과,

상기 평균 SINR의 하한값을 채널 품질 정보로 결정하고, 상기 채널 품질 정보를 상기 기지국으로 피드백하는 과정을 포함하는 채널 품질 정보 피드백 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 평균 SINR의 하한값을 계산하는 과정은,

웨이트된 코달 거리(weighted chordal distance)의 정의와 삼각 법칙을 사용하여 상기 평균 SINR의 분자 텀을 계산하는 과정과,

상기 기지국과 설정된 채널에 대한 채널 매트릭스의 직교적인 베이스스(orthogonal basis)로 구성된 매트릭스의 분해를 이용하여 상기 평균 SINR의 분모 텀을 계산하는 과정과,

상기 분자 텀과 상기 분모텀을 사용하여 상기 평균 SINR을 계산하는 과정과,

상기 기지국으로부터 송신된 신호의 전력 레벨에 따라 평균 SINR의 하한값을 결정하는 과정을 포함하는 채널 품질 정보 피드백 방법.

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 단말은 상기 채널 이외에 상기 기지국과 다른 단말들 간의 채널을 인지하지 못하는 상태임을 특징으로 하는 채널 품질 정보 피드백 방법.

청구항 4

제1항에 있어서,

상기 채널 품질 정보는,

상기 기지국이 블록 대각선화 방식에 따른 프리 코딩 매트릭스 생성 시 사용됨을 특징으로 하는 채널 품질 정보 피드백 방법.

청구항 5

제1항에 있어서,

상기 평균 SINR의 분모 텀을 계산하는 과정은,

코드북을 구성하는 코드워드와, 상기 코드워드의 레프트 널 스페이스(left-null space)의 직교적인 베이스스로 구성된 매트릭스와, 상기 코드워드의 상위의 삼각 매트릭스(upper triangular matrix) 및 유니타리 매트릭

스를 사용하여 상기 매트릭스의 분해를 수행하는 과정을 포함하는 채널 품질 정보 피드백 방법.

청구항 6

다중 사용자를 지원하는 다중 입력 다중 출력 통신 시스템에서 채널 품질 정보를 피드백하는 단말에 있어서, 기지국으로부터 신호를 수신하는 수신부와,

상기 신호에 대한 평균 신호 대 간섭 잡음비(SINR: Signal to Interference plus Noise Ratio)의 하한값을 계산하고, 상기 평균 SINR의 하한값을 채널 품질 정보로 결정하는 평균 SINR 계산부와,

상기 채널 품질 정보를 상기 기지국으로 피드백하는 송신부를 포함하는 단말.

청구항 7

제6항에 있어서,

상기 평균 SINR 계산부는,

웨이트된 코달 거리(weighted chordal distance)의 정의와 삼각 법칙을 사용하여 상기 평균 SINR의 분자 텀을 계산하고, 상기 기지국과 설정된 채널에 대한 채널 매트릭스의 직교적인 베이스(orthogonal basis)로 구성된 매트릭스의 분해를 이용하여 상기 평균 SINR의 분모 텀을 계산하고, 상기 분자 텀과 상기 분모텀을 사용하여 상기 평균 SINR을 계산하고, 상기 기지국으로부터 송신된 신호의 전력 레벨에 따라 평균 SINR의 하한값을 결정함을 특징으로 하는 단말.

청구항 8

제6항에 있어서,

상기 단말은 상기 채널 이외에 상기 기지국과 다른 단말들 간의 채널을 인지하지 못하는 상태임을 특징으로 하는 단말.

청구항 9

제6항에 있어서,

상기 채널 품질 정보는,

상기 기지국이 블록 대각선화 방식에 따른 프리 코딩 매트릭스 생성 시 사용됨을 특징으로 하는 단말.

청구항 10

제6항에 있어서,

상기 평균 SINR 계산부는,

코드북을 구성하는 코드워드와, 상기 코드워드의 레프트 널 스페이스(left-null space)의 직교적인 베이스로 구성된 매트릭스와, 상기 코드워드의 상위의 삼각 매트릭스(upper triangular matrix) 및 유니터리 매트릭스를 사용하여 상기 매트릭스의 분해를 수행함을 특징으로 하는 단말.

명세서

기술분야

[0001] 본 발명은 다중 사용자를 지원하는 다중 입력 다중 출력(MIMO: Multi Input Multi Output) 통신 시스템에서 채널 품질 정보를 피드백하는 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 최근 무선 통신 시스템에서는 하나의 기지국이 여러 사용자를 동시에 지원하는 다중 사용자 다중 입력 다중 출력(MU-MIMO: Multi-User Multiple-Input Multiple-Output) 통신 시스템에서의 하향링크(Down Link) 채널에 관한 연구가 진행 되어왔다. 상기 하향링크 채널에서는 사용자간 간섭이 가장 큰 문제로 대두된다. 따라서 이를 해결하기 위한 방법으로는 프리코더(precoder)를 디자인하기 위한 제로-포싱(ZF: Zero-forcing) 빔포밍(beamforming) 방법 및 블록 대각선화(BD: Block Diagonalization) 방법이 널리 사용되고 있다. 이러한 프리코더 디자인에서는, 송신측이 정확한 하향링크 채널에 대한 정보를 획득함을 전제로 한다. 그리고, 이를 바탕으로 수신측이 사용자의 스케줄링 알고리즘을 수행함으로써, 보다 높은 합 레이트(sum-rate) 성능을 얻을 수 있다.

[0003] 그러나, 실질적인 무선통신 환경에서는 송신측에서 정확한 하향링크 채널에 대한 정보를 획득하기 어렵다. 그렇기 때문에 수신측은 사전에 인지하고 있는 코드북(code book)을 바탕으로 송신측과의 채널에 대한 정보를 양자화하고, 양자화된 코드북 인덱스(index) 중 하나인 채널 방향 정보(CDI: Channel Direction Information)를 송신측으로 송신한다. 상기 CDI는 해당 채널의 방향을 나타낸다. 상기 CID를 수신한 송신측은 상기 CID를 사용하여 채널의 간섭을 제거하는 프리코더(precoder)를 디자인 할 수 있게 된다.

[0004] MU-MIMO 통신 시스템에서 다수의 사용자가 존재하는 경우, 전송 환경에 적합한 사용자를 할당함에 의해서 성능 이득, 즉 다중 사용자 다이버시티 이득(multi-user diversity gain)을 획득할 수 있다. 이를 위해 사용자는 자신의 채널에 대한 CDI뿐만 아니라 채널의 특성에 해당하는 채널 품질 정보(CQI: Channel Quality Information)도 송신측으로 송신한다. 해당 사용자로부터 송신된 CDI 및 CQI를 수신한 송신측은 상기 CDI 및 CQI를 이용하여 보다 효율적인 스케줄링을 수행할 수 있게 된다.

[0005] 종래의 방식으로는 수신측이 하나의 안테나를 구비한 벡터(vector) 채널에서, 스케줄링을 수행할 경우, ZF 빔포밍(beamforming)의 성능을 분석하는 방식이 있다. 다른 방식으로는, 수신측이 다수개의 안테나들을 구비한 경우, 수신측 결합을 이용하여 채널 양자화로 인한 에러를 줄임으로써 성능 이득을 획득하는 방식이 있다. 또 다른 방식으로는 양자화 에러를 CQI에 반영하여 스케줄링 이득을 얻는 방식이 있다. 상기한 종래의 방식들은 각 사용자가 하나의 데이터 레이어(layer)만을 통해서 통신을 해야 하는 즉, 싱글 모드(single mode) 통신을 해야 하는 제약 조건이 있다.

[0006] 한편, 송신측이 사용자에게 다수개의 데이터 레이어를 지원하는 다중 모드(multiple mode) 통신 시, BD 방법을 사용하는 방식도 제안되었다. 이 경우, 정해진 사용자에게 대해 CDI만을 이용하여 BD기법을 사용하였고, 다수의 사용자가 존재할 경우의 스케줄링을 위한 CQI의 표현 방식은 고려된 바 없었다. 간단한 방법으로 사용자는 자신의 채널 크기를 측정하고, 측정된 채널 크기를 CQI로 사용할 수 있다. 이 경우, 한정된 피드백(limited feedback) 상황에서는 양자화로 인한 에러를 반영하지 못함으로써 발생하는 성능 열화를 야기시킬 수 있는 문제점이 있다.

[0007] 그러므로, MU-MIMO 통신시스템에서 코드북을 사용하여 채널 정보를 송신단에 송신하는 경우, 한 사용자만 지원하는 시스템과는 구분되는 CQI 표현이 요구되어진다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0008] 본 발명은 MU-MIMO 통신 시스템에서 송신단이 채널 품질 정보를 피드백하는 방법 및 장치를 제안한다.

[0009] 본 발명은 MU-MIMO 통신 시스템에서 멀티 스트림(multi-stream)을 지원하기 위해 프리코딩(precoding)을 사용할 경우, 스케줄링 이득을 최대화하기 위해서 평균 SINR을 CQI로 계산하는 방법 및 장치를 제안한다.

과제의 해결 수단

[0010] 본 발명의 실시 예에 따른 방법은; 다중 사용자를 지원하는 다중 입력 다중 출력 통신 시스템에서 단말이 채널 품질 정보를 피드백하는 방법에 있어서, 기지국으로부터 신호를 수신하는 과정과, 상기 신호에 대한 평균 신호 대 간섭 잡음비(SINR: Signal to Interference plus Noise Ratio)의 하한값을 계산하는 과정과, 상기 평균 SINR의 하한값을 채널 품질 정보로 결정하고, 상기 채널 품질 정보를 상기 기지국으로 피드백하는 과정을 포함한다.

[0011]

[0012] 본 발명의 실시 예에 따른 장치는; 다중 사용자를 지원하는 다중 입력 다중 출력 통신 시스템에서 채널 품질 정보를 피드백하는 단말에 있어서, 기지국으로부터 신호를 수신하는 수신부와, 상기 신호에 대한 평균 신호 대 간섭 잡음비(SINR: Signal to Interference plus Noise Ratio)의 하한값을 계산하고, 상기 평균 SINR의 하한값을 채널 품질 정보로 결정하는 평균 SINR 계산부와, 상기 채널 품질 정보를 상기 기지국으로 피드백하는 송신부를 포함한다.

발명의 효과

[0013] 본 발명은 MU-MIMO 통신 시스템에서 송신측이 멀티 스트림(multi-stream)을 지원하기 위해 프리코딩(precoding)을 사용할 경우, 스케줄링 이득을 최대화하기 위한 CQI로서 수신측의 평균 신호 대 간섭 잡음 비(SINR: Signal to Interference plus Noise Ratio)에 대한 하한값을 결정하고, 결정된 평균 SINR의 하한값을 기지국으로 피드백함에 의해서, 기지국으로 보다 정확한 채널 품질 정보를 제공하고, 기지국이 보다 정확한 채널을 추정할 수 있는 효과가 있다.

도면의 간단한 설명

[0014] 도 1은 본 발명의 실시 예에 따른 MU-MIMO 통신 시스템의 구성도.
 도 2는 본 발명의 실시 예에 따른 단말의 개략적인 구성도.
 도 3은 본 발명의 실시 예에 따른 단말의 동작 흐름도.
 도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 단말의 평균 SINR의 하한값을 계산하는 동작 흐름도.
 도 5는 본 발명의 실시 예에 따른 SINR 평균값의 CDF(cumulative distribution function)를 나타내는 그래프.
 도 6은 본 발명의 실시 예에 따라 사용자 수에 따른 합 레이트(sum rate)의 일 예를 나타내는 그래프.
 도 7은 본 발명의 실시 예에 따라 사용자 수에 따른 합 레이트의 다른 예를 나타내는 그래프.
 도 8은 본 발명의 실시 예에 따라 CID를 위한 비트 수와 양자화 비트들의 수에 따른 합 레이트의 일 예를 나타내는 그래프.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0015] 이하, 본 발명에 따른 바람직한 실시 예를 첨부한 도면을 참조하여 상세히 설명한다. 하기의 설명에서는 본 발명에 따른 동작을 이해하는데 필요한 부분만이 설명되며 그 이외 부분의 설명은 본 발명의 요지를 흐트리지 않도록 생략될 것이라는 것을 유의하여야 한다.

[0016] 본 발명에서는 MU-MIMO 통신 시스템에서 송신측이 멀티 스트림(multi-stream)을 지원하기 위해 프리코딩(precoding)을 사용할 경우, 스케줄링 이득을 최대화 하기 위한 CQI 계산 방법 및 장치를 제안한다. 스케줄링 기법으로는 세미 직교 사용자 선택(SUS: Semi-orthogonal User Selection) 기법을 고려한다. 본 발명에서는 기존의 채널 크기(norm)만을 고려하는 것이 아니라 코드북 양자화로 인해 발생하는 에러까지 고려하여 다른 사용자에게 미칠 간섭을 최소화하기 위한 새로운 CQI를 계산하는 방법 및 장치를 제안한다.

[0017] 도 1은 본 발명의 실시 예에 따른 MU-MIMO 통신 시스템의 구성도이다. 본 발명의 실시 예에서는 싱글 셀

(single-cell) MIMO 방송(broadcast) 채널과, 하나의 기지국(100) 및 K_i 개의 단말이 존재한다고 가정한다.

상기 기지국(100)이 K_i 개의 단말들 중 K 개의 단말을 선택하고, 선택된 K_i 개의 단말들에게 동시에 정보를 송신할 경우, K_i 번째 단말의 수신 신호는 하기 <수학식 1>과 같이 나타내어진다.

수학식 1

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k^H \mathbf{T}_k \mathbf{s}_k + \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{H}_k^H \mathbf{T}_j \mathbf{s}_j + \mathbf{n}_k$$

여기서, $\mathbf{H}_k$ 는 k 번째 단말의 채널 매트릭스(channel matrix)이며 크기는 $N_i \times N_r$ 이다. N_i 는 상기 기지국(100)의 안테나의 수를 나타내고, N_r 는 각 단말의 수신 안테나의 수를 나타낸다. $\mathbf{s}_k$ 는 k 번째 단말에게 송신되는 정보 벡터이며 크기는 N_i 이다. 즉, 상기 k 번째 단말에게 N_i 개의 데이터 스트림이 송신됨을 의미한다. $\mathbf{T}_k$ 는 프리코딩 매트릭스이며 크기는 $N_i \times N_i$ 이다.

이때, 프리코딩 매트릭스 $\mathbf{T}_k$ 는 다른 단말이 송신한 신호가 k 번째 단말에게 수신되지 않도록 BD 방법($\mathbf{H}_k^H \mathbf{T}_j = 0$)을 사용하여 결정된다. 상기 BD 방법은 수신 안테나의 수에 대응하는 데이터 스트림을 수신한다. 본 발명의 실시 예에서는 일 예로서 BD 방법을 사용하는 경우를 설명하였으나, 본 발명이 BD 방식에만 적용되는 것이 아님을 유의해야 한다. 즉, 본 발명은 수신 안테나의 수보다 많거나 적은 수의 데이터 스트림을 수신하는 경우에도 적용 가능함은 물론이다.

이 경우, k 번째 단말의 수신단에서 신호 대 간섭 잡음비(SINR: Signal to Interference plus Noise Ratio)는 하기 <수학식 2>와 같이 나타내어진다.

수학식 2

$$\text{SINR}_k = \frac{\rho \text{Tr}(\mathbf{H}_k^H \mathbf{T}_k \mathbf{T}_k^H \mathbf{H}_k)}{1 + \sum_{j \neq k} \rho \text{Tr}(\mathbf{H}_k^H \mathbf{T}_j \mathbf{T}_j^H \mathbf{H}_k)}, \quad \text{where } \rho = P/N_i$$

그러나, k 번째 단말의 수신단에서는 자신의 채널($\mathbf{H}_k^H \mathbf{T}_k$) 이외에 다른 단말의 채널($\mathbf{H}_k^H \mathbf{T}_j$)을 인지하지 못하는 상태이므로, 순시 SINR을 획득할 수 없다. 그러므로, 본 발명의 실시 예에서는 상기 <수학식 2>의 $\sum_{j \neq k} \rho \text{Tr}(\mathbf{H}_k^H \mathbf{T}_j \mathbf{T}_j^H \mathbf{H}_k)$ 를 평균화하여 평균 SINR을 계산한다.

(1) 평균 SINR 계산

본 발명의 실시 예에서는 k 번째 단말의 수신단이 자신의 채널($\mathbf{H}_k^H \mathbf{T}_k$) 이외에 다른 단말의 채널($\mathbf{H}_k^H \mathbf{T}_j$)을 모른다고 가정하고, 순시 SINR 대신 평균 SINR을 CQI 정보로 사용한다. 이때, 상기 평균 SINR의 하한값은 하기 <수학식 3>과 같이 결정된다.

수학식 3

$$\begin{aligned} \mathbb{E}(\text{SINR}_k) &\geq \frac{\rho \text{Tr}(\mathbf{H}_k^H \mathbf{T}_k \mathbf{T}_k^H \mathbf{H}_k)}{1 + \sum_{j \neq k} \rho \text{Tr}(\mathbb{E}(\mathbf{H}_k^H \mathbf{T}_j \mathbf{T}_j^H \mathbf{H}_k))} \\ &= \frac{\rho \text{Tr}(\mathbf{\Lambda}_k \tilde{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{T}_k \mathbf{T}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k)}{1 + \sum_{j \neq k} \rho \text{Tr}(\mathbf{\Lambda}_k \mathbb{E}(\tilde{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{T}_j \mathbf{T}_j^H \tilde{\mathbf{H}}_k))} \end{aligned}$$

$\mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H = \tilde{\mathbf{H}}_k \mathbf{\Lambda}_k \tilde{\mathbf{H}}_k^H$ 는 $\mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H$ 의 아이겐-벨류 분해(Eigen-value decomposition)를 나타낸다. 이때, $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 는 $\mathbf{H}_k$ 의 직교적인 베이스(orthonormal basis) 즉, $\tilde{\mathbf{H}}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k = \mathbf{I}_{N_r}$ 로 구성되어 있다. 또한, $\mathbf{\Lambda}_k = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_N)$ 이며, λ_i 는 $\mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H$ 의 i 번째 아이겐 벨류(Eigen-value)이다.

하기 (2) Preliminary는 상기 <수학식 3>의 분모 텀(term)과 분모 텀을 계산하기 위해서 필요한 예비 절차들이다.

(2) Preliminary

$\tilde{\mathbf{H}}_k$ 는 하기 <수학식 4>와 같이 분해된다.

수학식 4

$$\tilde{\mathbf{H}}_k = \tilde{\mathbf{H}}_k \mathbf{A}_k \mathbf{B}_k + \mathbf{S}_k \mathbf{C}_k$$

여기서, $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 는 코드북에서 하나의 코드워드를 나타내며 크기는 $N_i \times N_r$ 이다. 상기 코드북은 2^B 개의 코드워드(codeword)를 포함한다. $\mathbf{S}_k$ 는 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 레프트 널 스페이스(left-null space)의 직교적인 베이스로 구성되어 있다. $\mathbf{C}_k$ 는 $N_r \times N_r$ 상위의 삼각 매트릭스(upper triangular matrix)이며 대각 텀(term)들은 모두 양수이며 $\text{Tr}(\mathbf{C}_k^H \mathbf{C}_k) = d^2(\tilde{\mathbf{H}}_k, \tilde{\mathbf{H}}_k)$ 을 만족한다. $\mathbf{A}_k$ 는 $N_r \times N_r$ 유니터리 매트릭스(unitary matrix)이고, $\mathbf{B}_k$ 는 $N_r \times N_r$ 상위의 삼각 매트릭스이며 대각 텀들은 모두 양수이고 $\mathbf{B}_k^H \mathbf{B}_k = \mathbf{I}_{N_r} - \mathbf{C}_k^H \mathbf{C}_k$ 을 만족한다.

또한, 후술될 수식적 전개에서 사용될 웨이트된 코달 거리(weighted chordal distance)는 하기 <수학식 5>와 같이 정의된다.

수학식 5

$$d^2(\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2; \mathbf{D}) = \text{Tr}(\mathbf{D}) - \text{Tr}(\mathbf{D} \mathbf{F}_1^H \mathbf{F}_2 \mathbf{F}_1^H \mathbf{F}_1)$$

상기 웨이트된 코달 거리는 $d(\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2; \mathbf{D}) \leq d(\mathbf{F}_2, \mathbf{F}_3; \mathbf{D}) + d(\mathbf{F}_3, \mathbf{F}_1; \mathbf{D})$ 의 삼각 법칙을 만족한다.

[0038] 먼저, 상기 <수학식 3>의 분자터를 계산하는 과정은 다음과 같다.

[0039] (3) 평균 SINR의 분자 텀 계산 (Desired Signal)

[0040] 상기 평균 SINR의 분자 텀은 웨이트된 코달 거리(Weighted chordal distance)의 정의와 삼각법칙을 이용하여 상기 <수학식 6>과 같이 나타내어진다.

수학식 6

$$\begin{aligned} \text{Tr}(\Lambda_k \tilde{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{T}_k \mathbf{T}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k) &\geq \text{Tr}(\Lambda_k) - \left(d(\tilde{\mathbf{H}}_k, \tilde{\mathbf{H}}_k; \Lambda_k) + d(\mathbf{T}_k, \tilde{\mathbf{H}}_k; \Lambda_k) \right)^2 \\ &\geq \text{Tr}(\Lambda_k) - \left(\sqrt{\text{Tr}(\Lambda_k \mathbf{C}_k^H \mathbf{C}_k)} + \kappa \right)^2 \end{aligned}$$

[0041]

[0042] 상기 <수학식 6>의 두 번째 부등식에서, $d^2(\tilde{\mathbf{H}}_k, \tilde{\mathbf{H}}_k; \Lambda_k) = \text{Tr}(\Lambda_k \mathbf{C}_k^H \mathbf{C}_k)$ 이고, $d(\mathbf{T}_k, \tilde{\mathbf{H}}_k; \Lambda_k)$ 는 κ 로 정의한다.

[0043] 상기 기지국(100)의 스케줄러는 기본적으로 단말들 중 최대한 직교적인 채널 매트릭스를 가진 단말들을 스케줄링 대상으로 선택한다. 이러한 선택 동작을 통해서, 프리코딩 매트릭스를 생성시 발생하는 랭크 결핍(rank deficiency) 현상으로 인한 성능 저하를 막을 수 있다. 따라서 각 단말 별 매트릭스가 서로 직교하므로 k 번째 유저의 프리코딩 매트릭스는 원래 채널 매트릭스와 매우 유사($\mathbf{T}_k \approx \tilde{\mathbf{H}}_k$)하게 된다. 결국 $\kappa = d(\mathbf{T}_k, \tilde{\mathbf{H}}_k; \Lambda_k)$ 는 '0' 에 가까워지므로, 본 발명의 실시 예에서는 상기 <수학식 5>의 κ 를 0 으로 가정하기로 한다.

[0044] 다음으로, 상기 <수학식 3>의 분모 텀을 계산하는 과정은 다음과 같다.

[0045] (4) 평균 SINR의 분모 텀 계산 (Interfernce Signal)

[0046] 상기 <수학식 3>의 평균 SINR의 분모 부분은, 하기 <수학식 7>과 같이 전개된다.

수학식 7

$$\begin{aligned} \rho \text{Tr}(\Lambda_k E(\tilde{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{T}_j \mathbf{T}_j^H \tilde{\mathbf{H}}_k)) &= \rho \text{Tr}(\Lambda_k \mathbf{C}_k^H E(\mathbf{S}_k^H \mathbf{T}_j \mathbf{T}_j^H \mathbf{S}_k) \mathbf{C}_k) \\ &= \frac{\rho N_r}{N_t - N_r} \text{Tr}(\Lambda_k \mathbf{C}_k^H \mathbf{C}_k) \end{aligned}$$

[0047]

[0048] 상기 <수학식 7>의 첫 번째 등호는 상기 <수학식 4>와 같이 나타내어지는 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 분해(decomposition)를 이용하여 계산한다.

[0049] 한편, $\mathbf{T}_j$ 와 $\mathbf{S}_k$ 는 정의에 의해 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 레프트 널 스페이스 위에서 언폼(uniform)하게 분포되어 있다.

따라서, $\mathbf{S}_k^H \mathbf{T}_j \mathbf{T}_j^H \mathbf{S}_k$ 는 베타 분포를 따르며, 베타 분포의 정의에 의해 $E[\mathbf{S}_k^H \mathbf{T}_j \mathbf{T}_j^H \mathbf{S}_k] = \frac{N_r}{N_t - N_r} \mathbf{I}_{N_r}$ 이 된다.

(5) 평균 SINR 의 하한 값 및 고찰

상기 <수학식 4> 내지 <수학식 6>에서 계산한 값들을 사용하여 평균 SINR의 하한 값을 계산하면, 하기 <수학식 8>과 같이 나타내어진다.

수학식 8

$$E(\text{SINR}_k) \geq \frac{\rho \text{Tr}(\mathbf{A}_k) - (d(\mathbf{A}_k, \bar{\mathbf{H}}_k, \tilde{\mathbf{H}}_k) + d(\mathbf{A}_k, \mathbf{I}_k, \bar{\mathbf{H}}_k))^2}{1 + (K-1) \frac{\rho N_r}{N_t - N_r} \text{Tr}(\mathbf{A}_k \mathbf{C}_k^H \mathbf{C}_k)}$$

$$= \frac{\rho \text{Tr}(\mathbf{A}_k) - \rho (\sqrt{\text{Tr}(\mathbf{A}_k \mathbf{C}_k^H \mathbf{C}_k)} + \kappa)^2}{1 + \rho \text{Tr}(\mathbf{A}_k \mathbf{C}_k^H \mathbf{C}_k)}$$

$$\triangleq \gamma_k^{\text{sinr}}(\kappa).$$

상기 <수학식 8>의 두 번째 등호는 $K = N_t / N_r$ 이므로 성립한다. 이때, 스트림별 전력 레벨을 나타내는 $\mathbf{P}$ 에 따라 평균 SINR의 하한값을 결정한다. 그리고, 결정된 평균 SINR의 하한 값 $\gamma_k^{\text{sinr}}(\kappa)$ 를 CQI 값으로 결정한다.

구체적으로, $\rho \rightarrow 0$ 즉, 신호대 잡음 비(SNR: Signal to Noise Ratio)가 매우 낮을 경우, 상기 평균 SINR은 $\rho \{ \text{Tr}(\mathbf{A}_k) - d^2(\bar{\mathbf{H}}_k, \tilde{\mathbf{H}}_k; \mathbf{A}_k) \}$ 로 근사화된다. 양자화 비트수가 3이상인 경우, $d^2(\bar{\mathbf{H}}_k, \tilde{\mathbf{H}}_k; \mathbf{A}_k)$ 은 $\text{Tr}(\mathbf{A}_k)$ 보다 상당히 작다. 따라서 평균 SINR은 $\text{Tr}(\mathbf{A}_k)$ 에 의해 결정되며, 결국 채널 크기($\|\mathbf{H}_k\|^2 = \text{Tr}(\mathbf{A}_k)$)를 CQI 정보로 이용하는 기존의 피드백 시스템과 동일하다.

반면, $\rho \rightarrow \infty$ 즉, SNR이 매우 높을 경우, 상기 평균 SINR은 $\frac{\text{Tr}(\mathbf{A}_k) - d^2(\bar{\mathbf{H}}_k, \tilde{\mathbf{H}}_k; \mathbf{A}_k)}{d^2(\bar{\mathbf{H}}_k, \tilde{\mathbf{H}}_k; \mathbf{A}_k)}$ 으로 근사화된다. 따라서 평균 SINR은 분모항의 $d^2(\bar{\mathbf{H}}_k, \tilde{\mathbf{H}}_k; \mathbf{A}_k)$, 즉 양자화 에러에 의해 대부분 결정된다. 따라서, 높은 SNR을 갖는 경우에는 $\|\mathbf{H}_k\|^2$ 를 CQI 정보로 이용하는 기존 방식은 양자화 에러의 크기를 고려하지 않으므로, 유저 스케줄링 시 높은 SNR에서 성능저하를 피할 수 없었다. 그러나, 본 발명의 실시 예에서는 SINR을 CQI 정보로 이용함에 의해서 낮은 SNR 뿐만 아니라 높은 SNR에서도 적절한 성능을 보장할 수 있게 된다.

도 2는 본 발명의 실시 예에 따른 단말의 개략적인 구성도이다.

도 2를 참조하면, 단말(200)은 수신부(205)와, 평균 SINR 계산부(210) 및 송신부(215)를 포함한다.

- [0061] 상기 수신부(205)는 기지국으로부터 송신된 데이터 스트림을 수신하여 상기 평균 SINR 계산부(210)로 전달한다. 상기 평균 SINR 평균 계산부(210)는 상기 수신된 데이터 스트림에 대한 평균 SINR의 하한값을 상기 <수학식 8>을 사용하여 계산하여 상기 송신부(215)로 전달한다. 상기 송신부(215)는 상기 계산된 평균 SINR의 하한값을 CQI 정보로서 상기 기지국으로 송신한다.
- [0062] 도 3은 본 발명의 실시 예에 따른 단말의 동작 흐름도이다.
- [0063] 도 3을 참조하면, 300단계에서 단말은 기지국으로부터 송신된 데이터 스트림을 수신하고, 305단계로 진행한다. 305단계에서 상기 단말은 수신된 데이터 스트림에 대한 평균 SINR의 하한값을 상기 <수학식 8>을 사용하여 계산하고, 310단계로 진행한다. 310단계에서 상기 단말은 계산된 평균 SINR의 하한값을 CQI 정보로서 상기 기지국으로 송신한다.
- [0064] 도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 단말의 평균 SINR의 하한값을 계산하는 동작 흐름도이다.
- [0065] 도 4를 참조하면, 400단계에서 상기 단말은 상기 <수학식 5>와 같이 나타내어지는 웨이트된 코달 거리의 정의 및 삼각법칙을 사용하여 평균 SINR의 분자값을 계산하고, 405단계로 진행한다.
- [0066] 405단계에서 상기 단말은 채널 매트릭스의 직교적 베이스로 구성된 매트릭스를 분해하여 평균 SINR의 분모값을 계산하고, 410단계로 진행한다.
- [0067] 410단계에서 상기 단말은 상기 계산된 분자값과 분모값을 사용하여 평균 SINR을 계산한 후, 415단계로 진행한다. 415단계에서 상기 단말은 기지국으로부터 수신된 데이터 스트림별 전력 레벨에 따라 평균 SINR의 하한값을 결정한다.
- [0068] 이하, 도 5 내지 도 7을 참조하여, 본 발명의 실시 예에 따른 평균 SINR을 사용한 시뮬레이션 결과를 통해 본 발명에서 제안하는 기법의 성능 이득을 설명하기로 한다. 여기서는 프리코딩을 위해 BD 방법이 사용되었고, 스케줄링에는 SUS 알고리즘이 사용되었다.
- [0069] 도 5는 본 발명의 실시 예에 따른 SINR 평균값의 CDF(cumulative distribution function)를 나타내는 그래프이다. 여기서, N_t 는 4이고, N_r 은 2이고, CDI를 위해 10비트를 사용한 경우, SNR이 20dB라고 가정하자.
- [0070] 도 5를 참조하면, 스케줄링 된 사용자들의 SINR 평균값에 대한 CDF를 나타내었다. 이때, 사용자 수가 10명인 경우와 30명인 경우를 비교하여 도시하였다. 그래프에 도시된 바와 같이 사용자의 수가 10명인 경우와 30명인 경우 각각에서 채널의 크기(magnitude)와 평균 SINR 값을 각각 CQI로 사용하는 경우를 비교한 결과, 평균 SINR을 사용하는 경우의 성능 이득이 채널의 크기를 사용하는 경우보다 상당히 높다. 다시 말해서, 채널의 크기를 CQI로 사용하는 경우에는 사용자 수가 증가하더라도 다중 사용자 다이버시티(multiuser diversity) 이득의 변화가 미미하다. 반면, 평균 SINR을 CQI로 사용하는 경우에는 사용자 수가 증가할수록 SINR이 증가하기 때문에 성능 이득이 높아지게 된다. 그러므로, 본 발명의 실시 예에 따라 계산된 평균 SINR의 하한값을 통해서 실제 SINR을 정확하게 예측할 수 있게 된다.
- [0071] 도 6은 본 발명의 실시 예에 따라 사용자 수에 따른 합 레이트(sum rate)의 일 예를 나타내는 그래프이다. 여기서, $N_t=4$, $N_r=2$ 이고, CDI를 위해 10 비트가 사용되는 경우를 가정하자.
- [0072] 도 6을 참조하면, 이상적인 환경과 비교하여 실질적으로 한정된 피드백 상황에서는 양자화 에러로 인한 간섭에 의해 전송 파워가 높아질수록 합 레이트가 제한된다. SNR이 높을 경우, 사용자의 수가 30명과, 100명일 때 각각 30%와 40%의 이득을 얻는다. 즉, SNR이 높을 경우, 합 레이트가 간섭에 의한 영향을 크게 받는다. 이때, 채널 크기를 CQI로 사용할 경우에는 양자화 에러에 따른 간섭을 반영시키지 못하기 때문에 본 발명의 실시 예에 따른 평균 SINR을 CQI로 사용하는 경우에 비해 합 레이트가 낮은 값을 갖게 된다.
- [0073] 도 7은 본 발명의 실시 예에 따라 사용자 수에 따른 합 레이트의 다른 예를 나타내는 그래프이다. 여기서, $N_t=6$, $N_r=2$ 이고, CDI를 위해 15 비트가 사용되는 경우를 가정하자.

[0074] 도 7을 참조하면, 도 6에서와 마찬가지로, 채널 크기를 CQI로 사용할 경우에는 양자화 에러에 따른 간섭을 반영시키지 못하기 때문에 사용자의 수가 30명과, 100명일 때 각각 본 발명의 실시 예에 따른 평균 SINR을 CQI로 사용하는 경우가 채널 크기를 CQI로 사용하는 경우에 비해 20% 이득을 얻는다.

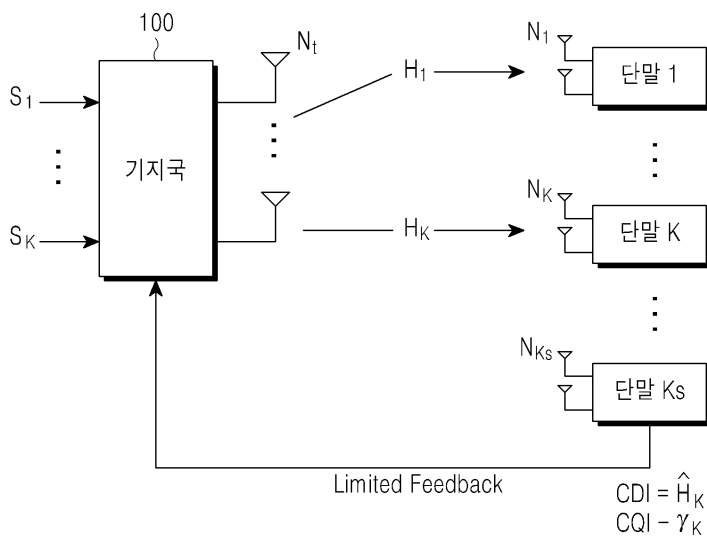
[0075] 도 8은 본 발명의 실시 예에 따라 CID를 위한 비트 수와 양자화 비트들의 수에 따른 합 레이트의 일 예를 나타내는 그래프이다. 여기서, $N_t=4$, $N_r=2$ 이다.

[0076] 도 8을 참조하면, CDI를 위한 비트로 5 비트와 10비트를 사용하는 경우 각각에 대해 양자화 비트들의 수를 2, 4, 6 및 양자화 하지 않은 경우로 변경한다. 그 결과, CDI를 위한 비트가 5비트인 경우, CDI를 위한 비트가 10비트인 경우에 비해 낮은 합 레이트를 갖는다. 그리고, 동일한 CDI를 위한 비트들을 갖는 경우, 양자화 비트들의 수가 높을수록 합 레이트가 증가한다. 예를 들어, CDI를 위한 비트가 10비트인 경우, 양자화로 야기되는 로스를 피하기 위해서 양자화 비트들의 수가 증가된다.

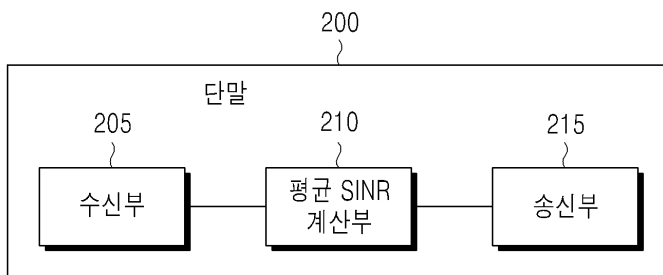
[0077] 한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시 예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도 내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시 예에 국한되어 정해져서는 안되며 후술하는 특허청구의 범위뿐만 아니라 이 특허청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

도면

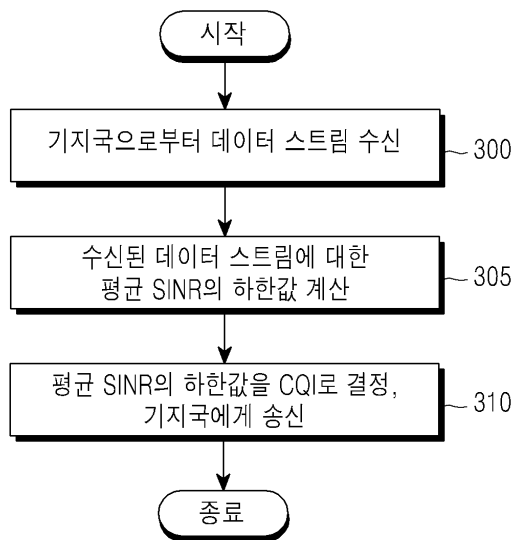
도면1



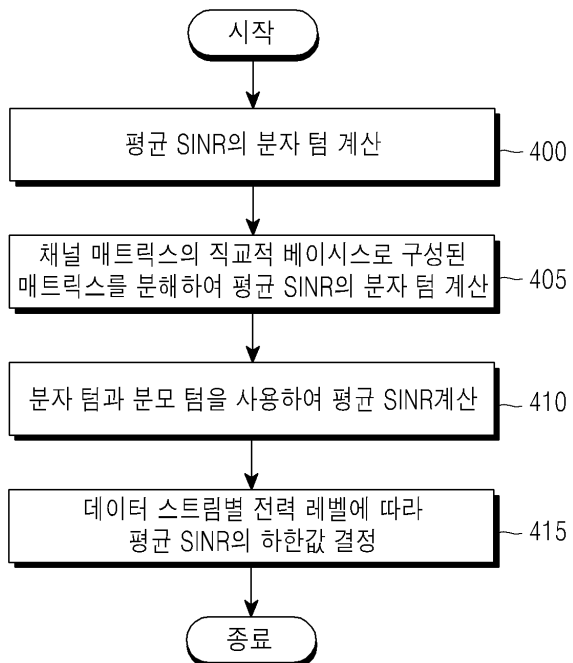
도면2



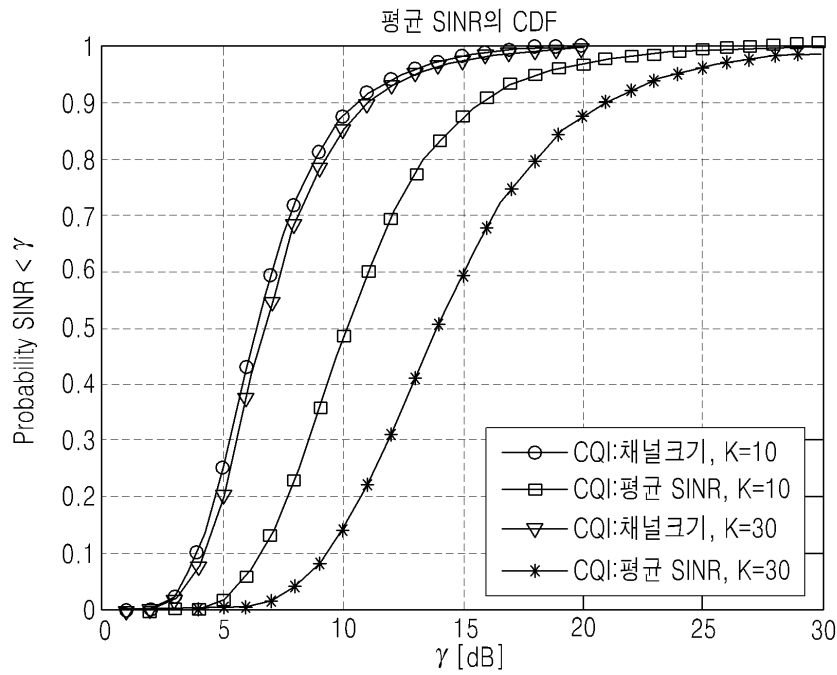
도면3



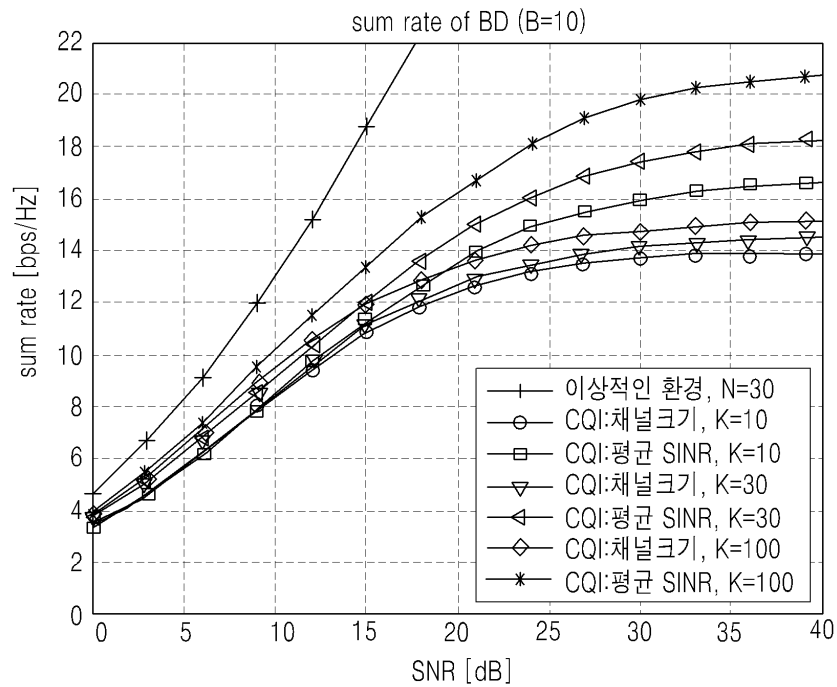
도면4



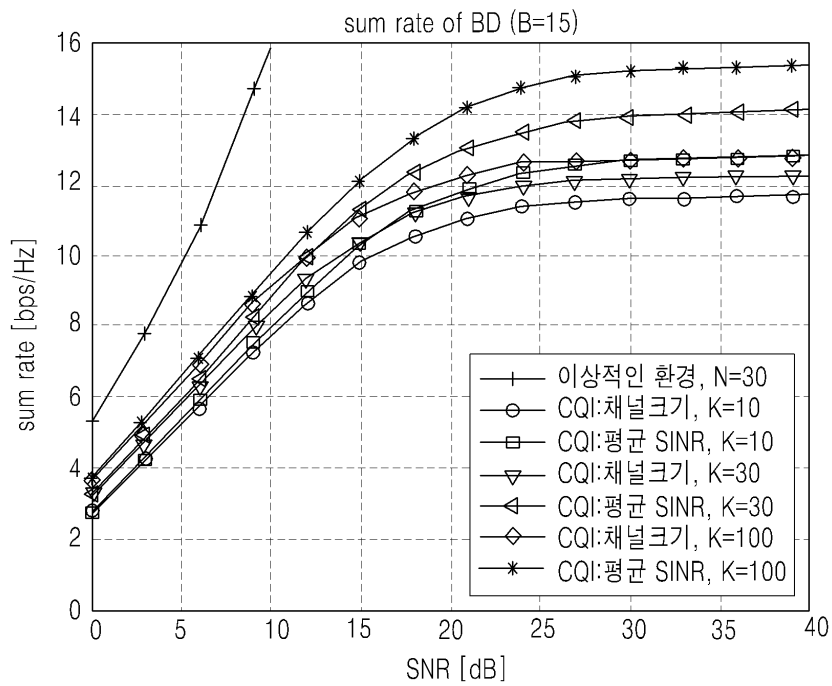
도면5



도면6



도면7



도면8

