



(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2011년05월25일  
(11) 등록번호 10-1036960  
(24) 등록일자 2011년05월18일

(51) Int. Cl.

H04B 7/04 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2010-0038657

(22) 출원일자 2010년04월26일

심사청구일자 2010년04월26일

(56) 선행기술조사문헌

KR100869070 B1

KR1020080110839 A

KR1020080007072 A

KR1020060124088 A

(73) 특허권자

인하대학교 산학협력단

인천 남구 용현동 253 인하대학교

(72) 발명자

장경희

인천광역시 남구 용현3동 인하대학교

안홍선

인천광역시 연수구 선학동 375-6 301호

모하이센 마나르

인천광역시 남구 용현4동 187-44번지 203호

(74) 대리인

특허법인무한

전체 청구항 수 : 총 14 항

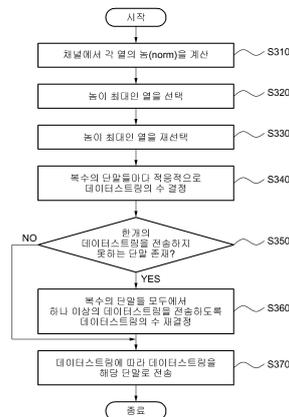
심사관 : 김병균

(54) 다중 사용자 MIMO 시스템에서의 데이터스트림 할당 방법 및 장치

(57) 요약

MU-MIMO 시스템에서 데이터스트림을 할당하는 방법 및 장치가 개시된다. 데이터스트림 할당 방법은 하향링크 시스템에서 전송 순간의 채널 상태를 고려하여 복수의 단말 별로 적응적으로 데이터스트림을 할당할 수 있다. 이를 통해, MU-MIMO 시스템의 BER 성능을 향상시킬 수 있다.

대표도 - 도3



이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 R01-2008-000-20333-0

부처명 교육과학기술부

연구관리전문기관

연구사업명 특정기초연구지원사업

연구과제명 다중안테나 이동통신시스템에서의 Cognitive Relay 적용을 위한 무선전송시스템 최적설  
계 및 용량 분석

기여율

주관기관 한국과학재단

연구기간 2008. 09. 01 ~ 2011. 08. 31

---

**특허청구의 범위**

**청구항 1**

채널 상태 정보(Channel State Information)를 이용하여 복수의 열로 구성된 채널에서 각 열의 놈(norm)을 계산하는 단계;

상기 계산된 놈 중에서 놈이 최대인 열을 선택하는 단계;

상기 복수의 열 중 상기 선택된 열을 제외한 열들을 대상으로, 놈이 최대인 열을 재선택하는 단계; 및

상기 선택 및 재선택된 열을 기초로 복수의 단말들마다 해당하는 데이터스트림의 수를 결정하는 단계를 포함하는 MU-MIMO 시스템에서의 데이터스트림 할당 방법.

**청구항 2**

제1항에 있어서,

상기 복수의 단말들 중에서 한 개의 데이터스트림도 전송하지 못하는 단말이 존재하도록 상기 데이터스트림의 수가 결정된 경우, 상기 복수의 단말들이 모두 하나 이상의 데이터스트림을 전송하도록 상기 데이터스트림의 수를 재결정하는 단계

를 더 포함하는 MU-MIMO 시스템에서의 데이터스트림 할당 방법.

**청구항 3**

제2항에 있어서,

상기 재결정하는 단계는,

상기 복수의 단말들 중 상기 결정된 데이터스트림의 수가 최대인 단말에 전송될 데이터스트림 중 하나 이상을 상기 한 개의 데이터스트림도 전송하지 못하는 단말에 할당하여 상기 데이터스트림의 수를 재결정하는 것을 특징으로 하는 MU-MIMO 시스템에서의 데이터스트림 할당 방법.

**청구항 4**

제1항에 있어서,

상기 재선택하는 단계는,

상기 재선택된 놈이 최대인 열의 개수가 상기 복수의 단말들로 전송하고자 하는 전체 데이터스트림의 수가 될 때까지 계속하여 상기 놈이 최대인 열을 재선택하는 것을 특징으로 하는 MU-MIMO 시스템에서의 데이터스트림 할당 방법.

**청구항 5**

제1항에 있어서,

상기 재선택하는 단계는,

상기 복수의 열 중 상기 선택된 열을 제외한 열들을 대상으로, SQRD(Sorted QR Decomposition) 알고리즘을 이용하여 상기 놈이 최대인 열을 재선택하는 것을 특징으로 하는 MU-MIMO 시스템에서의 데이터스트림 할당 방법.

**청구항 6**

제1항에 있어서,

상기 놈을 계산하는 단계는,

상기 복수의 열로 구성된 채널의 허미션(Hermitian) 전치행렬을 계산하고, 상기 허미션 전치행렬에서 각 열의 놈을 계산하고,

상기 복수의 열은, 복수의 단말에 마련된 복수의 안테나에서의 채널인 것을 특징으로 하는 MU-MIMO 시스템에서의 데이터스트림 할당 방법.

**청구항 7**

제1항에 있어서,

상기 결정하는 단계는,

상기 선택 및 재선택된 열의 번호에 따라 복수의 단말들마다 해당하는 데이터스트림의 수를 적응적으로 결정하는 것을 특징으로 하는 MU-MIMO 시스템에서의 데이터스트림 할당 방법.

**청구항 8**

채널 상태 정보(Channel State Information)를 이용하여 복수의 열로 구성된 채널에서 각 열의 놈(norm)을 계산하는 계산부;

상기 계산된 놈 중에서 놈이 최대인 열을 선택하는 선택부;

상기 복수의 열 중 상기 선택된 열을 제외한 열들을 대상으로, 놈이 최대인 열을 재선택하는 재선택부; 및

상기 선택 및 재선택된 열을 기초로 복수의 단말들마다 해당하는 데이터스트림의 수를 결정하는 결정부를 포함하는 MU-MIMO 시스템에서의 데이터스트림 할당 장치.

**청구항 9**

제8항에 있어서,

상기 결정부는,

상기 복수의 단말들 중에서 한 개의 데이터스트림도 전송하지 못하는 단말이 존재하도록 상기 데이터스트림의 수가 결정된 경우, 상기 복수의 단말들이 모두 하나 이상의 데이터스트림을 전송하도록 상기 데이터스트림의 수를 재결정하는 것을 특징으로 하는 MU-MIMO 시스템에서의 데이터스트림 할당 장치.

**청구항 10**

제9항에 있어서,

상기 결정부는,

상기 복수의 단말들 중 상기 결정된 데이터스트림의 수가 최대인 단말에 전송될 데이터스트림 중 하나 이상을 상기 한 개의 데이터스트림도 전송하지 못하는 단말에 할당하여 상기 데이터스트림의 수를 재결정하는 것을 특징으로 하는 MU-MIMO 시스템에서의 데이터스트림 할당 장치.

**청구항 11**

제8항에 있어서,

상기 재선택부는,

상기 재선택된 놈이 최대인 열의 개수가 상기 복수의 단말들로 전송하고자 하는 전체 데이터스트림의 수가 될 때까지 계속하여 상기 놈이 최대인 열을 재선택하는 것을 특징으로 하는 MU-MIMO 시스템에서의 데이터스트림 할당 장치.

**청구항 12**

제8항에 있어서,

상기 재선택부는,

상기 복수의 열 중 상기 선택된 열을 제외한 열들을 대상으로, SQRD(Sorted QR Decomposition) 알고리즘을 이용하여 상기 놈이 최대인 열을 재선택하는 것을 특징으로 하는 MU-MIMO 시스템에서의 데이터스트림 할당 장치.

**청구항 13**

제8항에 있어서,

상기 계산부는,

상기 복수의 열로 구성된 채널의 허미션(Hermitian) 전치행렬을 계산하고, 상기 허미션 전치행렬에서 각 열의 놈을 계산하고,

상기 복수의 열은, 복수의 단말에 마련된 복수의 안테나에서의 채널인 것을 특징으로 하는 MU-MIMO 시스템에서의 데이터스트림 할당 장치.

**청구항 14**

제8항에 있어서,

상기 결정부는,

상기 선택 및 재선택된 열의 번호에 따라 복수의 단말들마다 해당하는 데이터스트림의 수를 적응적으로 결정하는 것을 특징으로 하는 MU-MIMO 시스템에서의 데이터스트림 할당 장치.

**명세서**

**기술분야**

[0001] 본 발명은 다중 사용자 MIMO 시스템에서의 데이터스트림 할당 방법 및 장치에 관한 것으로, 보다 구체적으로 사용자 간의 간섭을 제거 또는 감소시키는 데이터스트림 할당 방법 및 장치를 개시한다.

**배경기술**

[0002] MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) 시스템은 추가적인 주파수 자원이나 송신 전력의 할당 없이도 시스템 성능(throughput)을 선형적으로 증가시킬 수 있다. 이러한 MIMO 시스템의 특성으로 인해, 고속 전송 및 높은 신뢰도를 필요로 하는 통신 시스템에서 MIMO 기술에 대한 관심이 증가하고 있다.

[0003] 특히, 채널 상태 정보(Channel state Information)을 기지국 등의 송신 장치에서 미리 알고 있는 경우, 다양한 프리코딩 기법들을 이용하여 MIMO 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다. 여기서, 송신 장치는 기지국, 랩토 기지국, 고정된(fixed) 기지국 또는 이동(mobile) 기지국, 중계기 등을 포함할 수 있다.

[0004] 그런데, 기존의 프리코딩 기법을 이용하는 경우, 송신 장치와 통신하는 복수의 단말들로 동일한 데이터스트림의 수를 할당한다. 이로 인해, 채널 환경이 좋지 않더라도 복수의 단말들은 모두 동일한 양의 데이터스트림을 전송하는 비효율적인 문제가 발생하게 된다.

[0005] 따라서, 채널 환경을 고려하여 복수의 단말들로 데이터스트림을 효율적으로 전송할 수 있는 데이터스트림 할당 방법이 필요하다.

**발명의 내용**

**해결하려는 과제**

[0006] 본 발명은 채널 환경이 좋지 않은 경우에도 데이터스트림을 효율적으로 전송할 수 있는 데이터스트림 할당 방법 및 장치를 제공한다.

**과제의 해결 수단**

[0007] 본 발명의 일실시예에 따른 데이터스트림 할당 방법은, 채널 상태 정보(Channel State Information)를 이용하여 복수의 열로 구성된 채널에서 각 열의 놈(norm)을 계산하는 단계, 상기 계산된 놈 중에서 놈이 최대인 열을 선택하는 단계;

[0008] 상기 복수의 열 중 상기 선택된 열을 제외한 열들을 대상으로, 놈이 최대인 열을 재선택하는 단계, 및 상기 선택 및 재선택된 열을 기초로 복수의 단말들마다 해당하는 데이터스트림의 수를 결정하는 단계를 포함할 수

있다.

- [0009] 또한, 상기 복수의 단말들 중에서 한 개의 데이터스트림도 전송하지 못하는 단말이 존재하도록 상기 데이터스트림의 수가 결정된 경우, 상기 복수의 단말들이 모두 하나 이상의 데이터스트림을 전송하도록 상기 데이터스트림의 수를 재결정하는 단계를 더 포함할 수 있다.
- [0010] 이때, 상기 재결정하는 단계는, 상기 복수의 단말들 중 상기 결정된 데이터스트림의 수가 최대인 단말에 전송될 데이터스트림 중 하나 이상을 상기 한 개의 데이터스트림도 전송하지 못하는 단말에 할당하여 상기 데이터스트림의 수를 재결정할 수 있다.
- [0011] 또한, 상기 재선택하는 단계는, 상기 재선택된 높이가 최대인 열의 개수가 상기 복수의 단말들로 전송하고자 하는 전체 데이터스트림의 수가 될 때까지 계속하여 상기 높이가 최대인 열을 재선택할 수 있다.
- [0012] 이때, 상기 재선택하는 단계는, 상기 복수의 열 중 상기 선택된 열을 제외한 열들을 대상으로, SQRD(Sorted QR Decomposition) 알고리즘을 이용하여 상기 높이가 최대인 열을 재선택할 수 있다.
- [0013] 또한, 상기 높이를 계산하는 단계는, 상기 복수의 열로 구성된 채널의 허미션(Hermitian) 전치행렬을 계산하고, 상기 허미션 전치행렬에서 각 열의 높이를 계산할 수 있다. 여기서, 상기 복수의 열은, 복수의 단말에 마련된 복수의 안테나에서의 채널이 될 수 있다.
- [0014] 또한, 상기 결정하는 단계는, 상기 선택 및 재선택된 열의 번호에 따라 복수의 단말들마다 해당하는 데이터스트림의 수를 적응적으로 결정할 수 있다.
- [0015] 또한, 본 발명의 일 실시예에 따른 데이터스트림 할당 장치는 채널 상태 정보(Channel State Information)를 이용하여 복수의 열로 구성된 채널에서 각 열의 높(norm)을 계산하는 계산부, 상기 계산된 높 중에서 높이가 최대인 열을 선택하는 선택부, 상기 복수의 열 중 상기 선택된 열을 제외한 열들을 대상으로, 높이가 최대인 열을 재선택하는 재선택부, 및 상기 선택 및 재선택된 열을 기초로 복수의 단말들마다 해당하는 데이터스트림의 수를 결정하는 결정부를 포함할 수 있다.

**발명의 효과**

- [0016] 본 발명의 일 실시예에 따르면, 전송 순간의 채널 상태를 고려하여 단말마다 적응적으로 데이터스트림 수를 할당함으로써, 채널 환경이 좋지 않더라도 데이터스트림을 효율적으로 전송할 수 있다.

**도면의 간단한 설명**

- [0017] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 MIMO 시스템을 도시한 도면이다.
- 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 데이터스트림 할당 장치의 구성을 도시한 도면이다.
- 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 데이터스트림 할당 방법을 설명하기 위해 제공되는 도면이다.
- 도 4는 ZF 기법을 사용한 경우에 BER 성능을 비교한 모의 실험 결과를 도시한 도면이다.
- 도 5는 MMSE 기법을 사용한 경우에 BER 성능을 비교한 모의 실험 결과를 도시한 도면이다.

**발명을 실시하기 위한 구체적인 내용**

- [0018] 본 발명의 실시예에 대한 상세한 설명을 하기 이전에 본 발명에서 사용된 용어 및 MIMO 시스템 모델에 대해 간략히 설명하기로 한다.
- [0019] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 MIMO 시스템을 도시한 도면이다.
- [0020] 도 1을 참조하면, MIMO 시스템은  $N_T$ 개의 송신 안테나를 구비한 단일 송신 장치(10)와 다수의 수신 안테나를 구비한 복수의 단말들(20)을 포함할 수 있다.
- [0021] 이때, 복수의 단말들 각각으로 전송되는 데이터 심볼 벡터가  $\mathbf{D}_k(k=1,2,\dots, K)$ 인 경우,  $k$ 번째 단말로 동시에 전송되는 데이터스트림의 수  $L_k$ 는 송신 안테나의 수  $N_T$ 보다 작거나 같을 수 있다. 그리고, 데이터 심볼 벡터  $\mathbf{D}_k$ 는 송신 장치(10)에 마련된  $N_T$ 개의 송신 안테나를 통해 복수의 단말들(20)로 동시에 전송될 수 있다. 일례로, 도 1과 같이, 송신 장치(10)는 데이터 심볼 벡터  $\mathbf{D}_k$ 를 프리코딩 등의 전처리를 수행하여  $K$ 개의 단말들(20)로 동시

에 전송할 수 있다.

[0022] 이때, 도 1의 MIMO 시스템에서 채널 행렬  $\mathbf{H}$ 는 플랫 페이딩(Flat Fading) 환경을 가정한 경우,  $k$ 번째 단말에서의 MIMO 채널은  $\mathbf{H}_k$  표현될 수 있다. 여기서,  $\mathbf{H}_k$ 는  $N_{Rk} \times N_T$ 의 크기를 가질 수 있다. 그리고, 하나의 프레임 동안  $N_R \times N_T$  채널 행렬  $\mathbf{H}$ 의 모든 값들은 일정하며, 매 프레임마다 독립적으로 변화할 수 있다. 여기서,  $N_R$ 은 모든 단말의 수신 안테나의 개수를 합한 총 수신 안테나의 수로, 아래의 수학적 식 1과 같이 표현될 수 있다.

**수학적 식 1**

[0023] 
$$N_R = \sum_{k=1}^K N_{Rk}$$

[0024] 수학적 식 1에서,  $k$ 는 복수의 단말들의 수이고,  $R$ 은 단말에 마련된 안테나의 수이다.

[0025] 또한, 도 1의 MIMO 시스템은 완벽한 채널 추정이가능하고, 전체 송신 전력은  $N_T$ 로 제한되는 것을 가정한다. 이러한 가정 아래,  $k$ 번째 단말에서 전송 가중치 행렬  $\mathbf{T}_k$ 를 이용하여  $L_k$ 의 데이터스트림을 수신하는 경우, 수신된  $N_{Rk} \times 1$  신호 벡터는 아래의 수학적 식 2와 같이 표현될 수 있다. 여기서, 전송 가중치 행렬  $\mathbf{T}_k$ 의 크기는  $N_T \times L_k$  이고,  $k$ 번째 단말은  $N_{Rk}$ 개의 수신 안테나를 이용하여 데이터스트림  $L_k$ 를 수신할 수 있다.

**수학적 식 2**

[0026] 
$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \sum_{i=1}^K \mathbf{T}_i \mathbf{D}_i + \mathbf{n}_k$$

[0027] 수학적 식 2에서,  $\mathbf{n}_k$ 는 0의 평균값과  $\sigma_n^2$ 의 분산값을 갖는 복소 가우시안 잡음 벡터로서,  $\mathbf{n}_k$ 의 크기는  $N_{Rk} \times 1$  이다.

[0028] 이하에서는, 도 1에 도시된 MIMO 시스템에서 복수의 단말들 간의 간섭을 제거하는 기법들에 대해 자세히 설명하기로 한다. 이때, 간섭을 제거하기 위해 블록 대각화(Block Diagonalization) 기법, 및 Coordinated Tx-Rx 프리코딩 기법 등이 이용될 수 있다.

[0029] 먼저, 블록 대각화 기법은 복수의 단말들 각각이 복수의 수신 안테나를 구비한 경우, 복수의 단말들 간의 간섭을 제거 또는 감소하기 위한 프리코딩 기법이다.

[0030] 블록 대각화 기법을 이용하는 경우,  $N_T$  개의 송신 안테나를 가지는 MU-MIMO 시스템의 하향링크에서 MU-MIMO 채널을 SU(Single User)-MIMO 채널로 분해할 수 있다. 여기서, 송신 안테나의 수  $N_T$ 는 복수의 단말에 마련된 수신 안테나들의 총합  $N_R$  이상( $N_T \geq N_R$ )이 될 수 있다.

[0031] 그러면, 블록 대각화 기법을 이용하여 SU-MIMO 채널로 분해됨에 따라 복수의 단말들 간의 간섭 IUI(Inter-User Interference)은 완전히 제거될 수 있다. 그리고, 데이터 심볼들 간의 간섭 ISI(Inter-Symbol Interference)는 프리코딩 기법 또는 단말에서의 검출 기법 등을 이용하여 제거될 수 있다.

[0032] 이때, 블록 대각화 기법을 이용하는 경우의 송신 벡터  $\mathbf{B} \in \mathbb{C}^{N_T \times M}$ 는 아래의 수학적 식 3 및 4를 이용하여 계산될 수 있다.

수학식 3

$$\mathbf{H}\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1\mathbf{B}_1 & \mathbf{H}_1\mathbf{B}_2 & \cdots & \mathbf{H}_1\mathbf{B}_K \\ \mathbf{H}_2\mathbf{B}_1 & \mathbf{H}_2\mathbf{B}_2 & \cdots & \mathbf{H}_2\mathbf{B}_K \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_K\mathbf{B}_1 & \mathbf{H}_K\mathbf{B}_2 & \cdots & \mathbf{H}_K\mathbf{B}_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{eff,1} & \mathbf{0}_{N_R} & \cdots & \mathbf{0}_{N_R} \\ \mathbf{0}_{N_R} & \mathbf{H}_{eff,2} & \cdots & \mathbf{0}_{N_R} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{N_R} & \mathbf{0}_{N_R} & \cdots & \mathbf{H}_{eff,K} \end{bmatrix}$$

[0033]

수학식 4

$$\mathbf{H}_i\mathbf{B}_k = \mathbf{0} \text{ for all } i \neq k \text{ and } 1 < i$$

[0034]

[0035] 수학식 3에서,  $\mathbf{0}_{N_R}$ 은  $N_R \times N_T$  크기의 0인자를 갖는 행렬을 의미하고,  $\mathbf{H}_{eff,k}$ 는 블록 대각화 기법을 적용한 이후의 실효채널(effective channel)로서,  $\mathbf{H}_{eff,k} = \mathbf{H}_k\mathbf{B}_k$ 로 표현될 수 있다. 여기서, 실효채널  $\mathbf{H}_{eff,k}$ 의 크기는  $N_{Rk} \times N_{Rk}$ 가 될 수 있다.

[0036] 그리고, 전체 채널 행렬  $\mathbf{H}$ 에서  $k$ 번째 단말의 채널 행렬을 제거함으로써 채널 행렬  $\hat{\mathbf{H}}_k$ 는 아래의 수학식 5와 같이 정의될 수 있다. 여기서, 채널 행렬  $\hat{\mathbf{H}}_k$ 의 크기는  $(N_R - N_{Rk}) \times N_T$ 이다.

수학식 5

$$\hat{\mathbf{H}}_k = [\mathbf{H}_1^T \cdots \mathbf{H}_{k-1}^T \mathbf{H}_{k+1}^T \cdots \mathbf{H}_K^T]^T$$

[0037]

[0038] 이때, 프리코딩 행렬  $\mathbf{B}_k$ 가 채널 행렬  $\hat{\mathbf{H}}_k$ 의 null 공간에 속하는 경우, 수학식 4의 조건이 만족될 수 있다. 이에 따라,  $\hat{\mathbf{H}}_k$ 의 랭크(rank)를  $\tilde{L}_k \leq N_R - N_{Rk}$ 로 가정 하면, rank-nullity 이론에 따라  $\hat{\mathbf{H}}_k$ 의 null 공간은  $N_T - \tilde{L}_k$ 의 차원을 가질 수 있다. 그리고, 채널  $\hat{\mathbf{H}}_k$ 은 아래의 수학식 6을 이용하여 특이값 분해(Singular Value Decomposition: SVD)될 수 있다.

수학식 6

$$\hat{\mathbf{H}}_k = \tilde{\mathbf{U}}_k \tilde{\Sigma}_k [\tilde{\mathbf{V}}_k^1 \ \tilde{\mathbf{V}}_k^0]^H$$

[0039]

[0040] 수학식 6에서,  $[\cdot]^H$ 는 허미션(Hermitian) 전치 행렬이고,  $\tilde{\mathbf{V}}_k^1$ 은 행렬  $\hat{\mathbf{H}}_k$ 의 특이값들 중에서 처음부터  $\tilde{L}_k$ 개에 해당하는 오른쪽 특이벡터,  $\tilde{\mathbf{V}}_k^0$ 는 행렬  $\hat{\mathbf{H}}_k$ 의 특이값들 중에서 마지막부터  $N_T - \tilde{L}_k$ 개에 해당하는 오른쪽 특이벡터를 나타낸다.

[0041] 수학식 6에 따르면,  $\tilde{\mathbf{V}}_k^0$ 는 행렬  $\hat{\mathbf{H}}_k$ 의 0 특이값을 가질 수 있다. 즉,  $\tilde{\mathbf{V}}_k^0$ 는 null 공간에 해당하는 직교기저행렬이다. 이에 따라,  $\tilde{\mathbf{V}}_k^0$ 는 다른 단말들에게 간섭을 주지 않기 때문에 행렬  $\hat{\mathbf{V}}_k^0$ 의 열(column)은 프리코딩 행렬  $\mathbf{B}_k$

의 후보로 결정될 수 있다.

[0042] 이때,  $\hat{\mathbf{V}}_i^0$  를 이용하여 프리코딩 행렬  $\mathbf{B}_k$ 을 생성하는 경우, k번째 단말이 수용할 수 있는 데이터스트림의 수를 초과하는 차원의 프리코딩 행렬이 생성될 수도 있다. 즉, 송신 장치에 마련된 송신 안테나의 수  $N_T$ 와 k번째 단말에게 동시에 전송되는 데이터스트림의 수  $\hat{L}_k$ 가 복수의 단말들에 마련된 전체 수신 안테나의 수  $N_R$ 를 초과 ( $N_T - \hat{L}_k > \text{sum}(N_R)$ )하는 경우,  $\hat{\mathbf{V}}_k^0$  만으로는 프리코딩 행렬의 차원이 초과될 수 있다.

[0043] 이에 따라, 프리코딩 행렬의 차원이 초과되는 것을 방지하기 위해, 송신 장치는 행렬  $\hat{\mathbf{V}}_k^0$ 에 대해 선형 조합을 적용하여 최적의 프리코딩 행렬  $\mathbf{B}_k$ 을 생성할 수 있다. 이때, 선형 조합으로는 특이값 분해가 이용될 수 있으며, 선형 조합된 행렬  $\hat{\mathbf{V}}_k^0$ 는 최대  $N_{Rk}$  개의 열로 구성될 수 있다. 그러면, 특이값 분해를 이용하여 선형 조합된 행렬  $\hat{\mathbf{V}}_k^0$ 는 아래의 수학식 7과 같이 표현될 수 있다.

**수학식 7**

[0044] 
$$\mathbf{H}_k \hat{\mathbf{V}}_k^0 = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_k^1 & \mathbf{U}_k^0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{\Sigma}_k & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_k^1 & \mathbf{V}_k^0 \end{bmatrix}^H$$

[0045] 수학식 7에서,  $\mathbf{\Sigma}_k$ 의 크기는  $L_k \times L_k$  이고,  $\mathbf{V}_k^1$ 는 0이 아닌 특이값을 가질 수 있다. 즉,  $\mathbf{V}_k^1$ 는 특이값들 중에서 처음부터  $L_k \leq N_{Rk}$ 에 해당하는 오른쪽 특이벡터들로 구성될 수 있다.

[0046] 그러면, 아래의 수학식 8을 이용하여 IUI를 발생하지 않으면서, k번째 단말의 채널 용량을 최대화시키는 프리코딩 행렬  $\mathbf{B}$ 이 생성될 수 있다.

**수학식 8**

[0047] 
$$\mathbf{B} = [\hat{\mathbf{V}}_1^0 \mathbf{V}_1^1 \quad \dots \quad \hat{\mathbf{V}}_K^0 \mathbf{V}_K^1]$$

[0048] 수학식 8에 따르면, 프리코딩 행렬  $\mathbf{B}$ 는 수학식 6 및 수학식 7을 이용하여 계산된  $\hat{\mathbf{V}}_k^0$ 와  $\mathbf{V}_k^1$ 의 곱으로써 생성될 수 있다.

[0049] 지금까지, 복수의 단말들 간의 간섭을 제거하는 방법으로 블록 대각화 기법에 대해 설명하였으나, 이하에서는 단말들 간의 간섭을 제거하는 또 다른 방법인 Coordinated Tx-Rx 프리코딩 기법에 대해 설명하기로 한다. Coordinated Tx-Rx 프리코딩 기법은 단말들이 수신할 데이터스트림의 수를 지정하고, 지정된 개수의 데이터스트림만을 수신할 수 있다. 이때, 동일한 주파수 자원을 사용하여 하나의 송신 장치와 동시에 통신하는 단말들의 최대 수는 송신 장치에 마련된 송신 안테나의 수와 동일함을 가정한다. 그러면, 단말에 마련된 수신 안테나의 수에는 제한이 없다.

[0050] 보다 상세하게는, Coordinated Tx-Rx 프리코딩 기법은 송신 장치에서 프리코딩된 신호가 채널을 통해 수신된 경우, 수신된 신호를 선처리하는 pre-receiver 필터가 복수의 단말들에 각각 존재하는 것을 가정한다. 이때, pre-receiver 필터에서 선처리에 이용되는 행렬  $\mathbf{R}_k$ 은 수신 가중치 행렬로, 송신 장치에서 프리코딩 행렬을 생성하기 위해 이용될 수 있다. 여기서, 수신 가중치 행렬  $\mathbf{R}_k$ 의 크기는  $N_{Rk} \times L_k$ 가 될 수 있다.

[0051] 그러면, pre-receiver 필터를 통과하여 선처리된 신호는 아래의 수학식 9와 같이 표현될 수 있다. 여기서, 선처리된 신호의 크기는  $L_k \times 1$ 이다.

수학식 9

$$\hat{\mathbf{y}}_k = \mathbf{R}_k^H \mathbf{y}_k$$

[0052]

[0053] 이때, 수신 가중치 행렬  $\mathbf{R}_k$ 이 채널 행렬  $\mathbf{H}$ 의 일부라고 가정한 경우, 아래의 수학식 10을 이용하여 새로운 채널 행렬  $\mathbf{H}_S$ 를 생성할 수 있다.

수학식 10

$$\mathbf{H}_S = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_1^H \mathbf{H}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{R}_K^H \mathbf{H}_K \end{bmatrix} \Rightarrow \mathbf{H}_S = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_1^H \mathbf{H}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{R}_{k-1}^H \mathbf{H}_{k-1} \\ \mathbf{R}_{k+1}^H \mathbf{H}_{k+1} \\ \vdots \\ \mathbf{R}_K^H \mathbf{H}_K \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{U}}_k & \mathbf{U}_k \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Sigma & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{V}}_k^H \\ \mathbf{V}_k^H \end{bmatrix}$$

[0054]

[0055] 그러면, 송신 장치는 수학식 10을 이용하여 생성된 채널 행렬에 대각 블록화 기법을 적용하여 송신 프리코딩 행렬  $\mathbf{T}_k$ 를 생성할 수 있다. 일례로, 대각 블록화 기법을 이용하는 경우, 생성된 송신 프리코딩 행렬  $\mathbf{T}_k$ 는 아래의 수학식 11과 같이 표현될 수 있다.

수학식 11

$$\mathbf{T}_k = \mathbf{V}_k \mathbf{A}_k$$

[0056]

[0057] 수학식 10 및 11에서,  $\mathbf{V}_k$ 는 아래의 수학식 12의 조건을 만족하는 직교성을 가진 열로서, 송신 가중치 행렬을 나타내며,  $\mathbf{A}_k$ 는 송신 장치에서의 신호 처리 벡터를 나타낸다.

수학식 12

$$\mathbf{R}_i^H \mathbf{H}_i \mathbf{V}_k = 0 \text{ for } i \neq k$$

[0058]

[0059] 그러면, pre-receiver 필터를 통과하여 선처리된 신호는 아래의 수학식 13과 같이 표현될 수 있다. 즉, 수신 가중치 행렬  $\mathbf{R}_k$ 이 채널 행렬  $\mathbf{H}$ 의 일부라고 가정한 경우, 수학식 8에서 표현된 신호  $\hat{y}_i$ 는 아래의 수학식 13과 같이 표현될 수 있다. 이에 따라, 유효 채널  $\mathbf{H}_k \mathbf{V}_k$ 을 통과하여 수신된 신호는 다른 단말들에 간섭을 주지 않을 수 있다.

수학식 13

$$\hat{\mathbf{y}}_k = \mathbf{R}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{T}_k \mathbf{b}_k + \mathbf{R}_k^H \mathbf{n}_k$$

$$= \mathbf{R}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{V}_k \mathbf{A}_k \mathbf{b}_k + \mathbf{R}_k^H \mathbf{n}_k$$

[0060]

[0061] 그리고, 수학식 12에서 유효 채널  $\mathbf{H}_k \mathbf{V}_k$ 을  $\mathbf{F}_k (= \mathbf{H}_k \mathbf{V}_k)$ 로 표현한 경우, 송신 장치에서의 신호 처리 벡터  $\mathbf{A}_k$ 는 아래의

수학식 14와 같이 표현될 수 있다.

**수학식 14**

$$\mathbf{A}_k = \mathbf{Q}_k \mathbf{P}_k^{1/2}$$

[0062]

수학식 14에서,  $\mathbf{Q}_k$ 는 직교 열(Column)을 가지며,  $\mathbf{P}_k$ 는 음(-)이 아닌 벡터들로 구성된 대각 행렬이다.  $\mathbf{P}_k$ 를 구성하는 벡터들은 k번째 단말의 데이터스트림에 대한 송신 전력을 나타낸다. 그러면, k번째 단말에 할당된 전체 송신 전력은  $P_k = \text{trace}(\mathbf{P}_k)$ 가 될 수 있다. 이때, MIMO 시스템 전체의 송신 전력  $P_T$ 는 복수의 단말들 각각의 송신 전력  $P_k$ 의 합과 같을 수 있다. 본 MIMO 시스템에서는 송신 장치에서 전송되는 모든 데이터스트림의 송신 파워가 동일함을 가정한다.

[0063]

한편, 수학식 13을 이용하여 획득된 k번째 단말에 대한 유효 채널  $\mathbf{F}_k$ 을 수학식 15를 이용하여 특이값 분해할 수 있다.

[0064]

**수학식 15**

$$\mathbf{F}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{V}_k = [\mathbf{R}_k \mathbf{U}^T] \begin{bmatrix} \Sigma_k & 0 \\ 0 & \Sigma^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_k^H \\ \mathbf{V}_k^{*H} \end{bmatrix}$$

[0065]

수학식 15에서,  $\Sigma_k$ 는 유효 채널 행렬  $\mathbf{F}_k$ 의 특이값들 중  $L_k$ 개의 특이 벡터들을 포함하는 대각 행렬로서,  $\Sigma_k$ 의 크기는  $L_k \times L_k$ 이다. 그리고, 단말에서의 수신 가중치 행렬  $\mathbf{R}_k$ 는 유효 채널 행렬  $\mathbf{F}_k$ 의 특이값들 중 처음부터  $L_k$ 개까지 왼쪽에 해당하는 특이 벡터들로 구성될 수 있다.  $\mathbf{Q}_k$ 는 유효 채널 행렬  $\mathbf{F}_k$ 의 특이값들 중 처음부터  $L_k$ 개까지 오른쪽에 해당하는 특이 벡터들로 구성될 수 있다. 그러면, pre-receiver 필터를 통과하여 선처리된 신호  $\hat{\mathbf{y}}_k$ 는 아래의 수학식 16과 같이 다시 표현될 수 있다. 즉, 수학식 13에서 표현된 신호는  $\mathbf{Q}_k$ 를 이용하여 아래의 수학식 16과 같이 표현될 수 있다.

[0066]

**수학식 16**

$$\hat{\mathbf{y}}_k = \Sigma_k \mathbf{P}_k^{1/2} \mathbf{D}_k + \mathbf{n}'_k$$

[0067]

수학식 16에서,  $\Sigma_k$ 는 유효 채널 행렬  $\mathbf{F}_k$ 의 특이값들 중  $L_k$ 개의 특이 벡터들을 포함하는 대각 행렬이고,  $\mathbf{n}'_k$ 는  $L_k$ 차원의 잡음 벡터이다.

[0068]

지금까지 설명한 Coordinated Tx-Rx 프리코딩 기법을 이용하여 프리코딩 행렬  $\mathbf{T}_k$ 를 생성하는 과정은 아래의 표 1과 같다.

[0069]

표 1

<p><b>Input:</b> 채널 행렬 <math>\mathbf{H}</math> 각 사용자에게 전송되는 데이터 스트림 수 <math>L_k</math> (<math>k=1, 2, \dots, K</math>)</p> <p>1: 송신 가중치 행렬 <math>\mathbf{V}_k</math>는 identity 라 가정 식 (14)를 이용하여 수신 가중치 행렬 <math>\mathbf{R}_{k0}</math> 계산</p> <p>2: 식 (9)와 행렬 <math>\mathbf{R}_{k0}</math> 이용하여 초기 송신 가중치 행렬 <math>\mathbf{V}_{k0}</math> 계산</p> <p>3: 식 (14)를 적용후, 행렬 <math>\mathbf{F}_k</math>의 <math>L_k</math> 왼쪽 특이벡터를 가상 수신 가중치 행렬 <math>\mathbf{R}_k</math>로 결정</p> <p>4: 식 (9)와 <math>\mathbf{R}_k</math>를 이용하여 송신 가중치 행렬 <math>\mathbf{V}_k</math> 계산</p> <p>5: 행렬 <math>\mathbf{F}_k</math>의 <math>L_k</math> 오른쪽 특이벡터로 <math>\mathbf{Q}_k</math> 설정</p> <p>6: 계산된 <math>\mathbf{V}_k</math>와 <math>\mathbf{Q}_k</math>를 이용하여 프리코딩 행렬 구성: <math>\mathbf{T}_k = \mathbf{V}_k \mathbf{Q}_k</math></p> <p><b>Output:</b> 프리코딩 행렬 <math>\mathbf{T}_k</math></p>
--

[0070]

[0071]

표 1에서, 단말들의 수신 안테나 수는  $N_R=N_{R1}=N_{R2}=\dots=N_{RK}$ 로 가정하고, 단말들 각각으로 독립적으로 전송되는 데이터스트림의 수는  $L=L_1=L_2=\dots=L_k$ 로 고정됨을 가정한다.

[0072]

표 1에 따르면, 송신 장치는 초기 송신 가중치 행렬  $\mathbf{V}_{k0}$ 을 계산하고, 계산된 초기 송신 가중치 행렬을 이용하여 최적의 수신 가중치 행렬  $\mathbf{R}_k$ 을 생성할 수 있다. 그리고, 송신 장치는 생성된 최적의 수신 가중치 행렬  $\mathbf{R}_k$ 을 이용하여 최적의 송신 가중치 행렬  $\mathbf{V}_k$ 을 생성하고, 생성된 최적의 송신 가중치 행렬을 기초로 프리코딩 행렬  $\mathbf{T}_k$ 을 생성할 수 있다.

[0073]

이하에서는, 도 2 및 도 3을 참조하여, 송신 장치에서 프리코딩된 데이터스트림을 단말들로 전송하기 위해, 데이터스트림의 전송 순간의 채널 상태에 따라 복수의 단말들마다 적응적으로 데이터스트림의 개수를 할당하는 기술에 대해 자세히 설명하기로 한다. 도 2 및 도 3에서는 Coordinated Tx-Rx 프리코딩 기법을 이용하여 할당된 데이터스트림을 프리코딩하여 전송하고, 단말에서는 선형 검출 기법을 이용하여 수신된 신호간 간섭을 제거하는 것을 가정한다.

[0074]

선형 검출 기법 중 ZF(Zero Forcing) 기법은 수신 신호에 의사 역행렬(pseudo-inverse matrix)로 구성된 가중치 행렬을 곱하여 전송 신호를 검출할 수 있다.

[0075]

일례로, 전송 신호는 아래의 수학적 식 17을 이용하여 검출될 수 있다.

수학적 식 17

$$\begin{aligned}
 \mathbf{W}_{ZF} &= |\mathbf{H}^H \mathbf{H}|^{-1} \mathbf{H}^H \\
 \mathbf{W}_{ZF} \mathbf{y} &= |\mathbf{H}^H \mathbf{H}|^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{x} + |\mathbf{H}^H \mathbf{H}|^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{n} \\
 &= \mathbf{x} + |\mathbf{H}^H \mathbf{H}|^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{n}
 \end{aligned}$$

[0076]

수학적 식 17에서,  $\mathbf{H}^H$ 는 채널 행렬  $\mathbf{H}$ 의 허미션 전치 행렬이다.

[0078]

수학적 식 17에 따르면, ZF 기법을 이용하는 경우, 채널 상태가 좋지 않은 경우에는  $|\mathbf{H}^H \mathbf{H}|^{-1} \mathbf{H}^H$ 로 인해 발생하는 잡음 증폭 때문에 성능 저하가 발생할 수 있다. 이때, MMSE를 이용하는 경우에도 채널 상태가 좋지 않으면, ZF 기법과 동일한 이유에서 잡음 증폭으로 인한 성능 저하가 발생할 수 있다. 그러면,  $|\mathbf{H}^H \mathbf{H}|^{-1} \mathbf{H}^H$ 로 인해 발생하는 잡음 증폭은 아래의 수학적 식 18과 같이 표현될 수 있다.

수학식 18

$$\begin{aligned} \text{Tr}\{(\mathbf{H}^H\mathbf{H})^{-1}\} &= \text{Tr}\{(\mathbf{R}^H\mathbf{Q}^H\mathbf{Q}\mathbf{R})^{-1}\} \\ &= \text{Tr}\{(\mathbf{R}^{-1}\mathbf{R}^{-H})\} \end{aligned}$$

[0079]

[0080] 이때,  $\mathbf{A}=\mathbf{R}^{-1}$ 를 가정하면, 행렬 R의 삼각행렬 특성으로 인해 수학식 18은 아래의 수학식 19와 같이 표현될 수 있다.

수학식 19

$$\begin{aligned} \text{Tr}\{(\mathbf{R}^{-1}\mathbf{R}^{-H})\} &= \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \|A_{i,j}\|^2 \\ &= \sum_{i=1}^M \frac{1}{R_{i,i}^2} + \sum_{i=1}^M \sum_{j=i+1}^M \|A_{i,j}\|^2 \\ &\geq \sum_{i=1}^M \frac{1}{R_{i,i}^2} \end{aligned}$$

[0081]

[0082] 수학식 19에서,  $R_{i,i}$ 는 상삼각 행렬 R의 대각 요소이고, 등호는 행렬 H가 직교 행렬인 경우, 즉, R이 대각 행렬인 경우에만 성립될 수 있다.

[0083] 이때, 수학식 19의  $\sum_{i=1}^M \sum_{j=i+1}^M \|A_{i,j}\|^2$ 을 기초로 exhaustive 탐색을 수행하여 단말 별로 최적의 데이터스트림 수를 획득할 수 있다.

[0084] 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 데이터스트림 할당 장치의 구성을 도시한 도면이다. 그리고, 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 데이터스트림 할당 방법을 설명하기 위해 제공되는 도면이다.

[0085] 도 2를 참조하면, 데이터스트림 할당 장치(100)는 계산부(110), 선택부(120), 재선택부(130), 및 결정부(140)를 포함할 수 있다.

[0086] 도 2 및 도 3을 참조하면, S310 단계에서, 계산부(110)는 채널 상태 정보(Channel State Information)을 이용하여 채널 각 열의 놈(norm)을 계산할 수 있다. 여기서, 채널 상태 정보는, 데이터스트림 할당 장치(100)와 단말들 간에 연결이 설정된 채널의 상태를 나타내는 것으로서, 채널 상태 정보는 복수의 단말들로부터 수신되거나, 다른 데이터스트림 할당 장치들로부터 수신될 수 있다.

[0087] 이때, 계산부(110)는 채널 상태 정보에 기초하여 획득된 채널 행렬 H의 허미션(Hermitian) 전치 행렬  $\mathbf{H}^H$ 을 계산하고, 계산된 전치 행렬  $\mathbf{H}^H$ 을 구성하는 각 열들의 놈(norm)을 계산할 수 있다. 그러면, 계산된 놈(norm) 값들은 아래의 수학식 20과 같이 내림차순으로 정렬될 수 있다.

수학식 20

$$\|h_{1,1}\|^2 \geq \|h_{1,2}\|^2 \geq \dots \geq \|h_{1,M}\|^2$$

[0088]

[0089] 이어, S320 단계에서, 선택부(120)는 계산된 놈(norm)들 중 놈이 최대값에 해당하는 열(column)을 선택할 수 있다. 여기서, 전치 행렬  $\mathbf{H}^H$ 을 구성하는 각 열들 중 놈이 최대값에 해당하는 열은 가장 작은 잡음 증폭을 발생하는 열을 의미한다. 이때, 임계값(Threshold)은  $\infty$ 로 초기화될 수 있다. 이때, 전치 행렬  $\mathbf{H}^H$ 을 구성하는 열은 복수의 단말들 각각에 마련된 복수의 수신 안테나에서의 채널을 의미한다.

[0090] 그리고, S330 단계에서, 재선택부(130)는 계산된 놈(norm)들에서 선택된 최대 놈을 제외한 나머지 놈들 중 놈이 최대값에 해당하는 열(column)을 재선택할 수 있다.

- [0091] 일례로, 재선택부(130)는 S310 단계에서 계산된 놈들 중 S320 단계에서 선택된 놈을 제외한 놈들을 대상으로, SQRD(Sorted QR Decomposition) 알고리즘을 이용하여 최대값을 갖는 놈을 결정하고, 결정된 최대값을 갖는 놈에 해당하는 열을 재선택할 수 있다. 다시 말해, 재선택된 열은 S310 단계에서 계산된 놈들 중 두 번째로 큰 값을 갖는 놈에 해당하는 열이 될 수 있다.
- [0092] 이때, 재선택부(130)는 재선택된 놈이 최대인 열의 개수가 복수의 단말들로 전송하고자 하는 전체 데이터스트림의 수 M가 될 때까지 계속하여 놈이 최대인 열을 재선택할 수 있다. 즉, 전체 데이터스트림의 수 M가 될 때까지 S330 단계에서 재선택되지 않은 놈들을 대상으로 S330 단계가 반복하여 수행될 수 있다.
- [0093] 이어, S340 단계에서, 결정부(140)는 선택 및 재선택된 열들을 기초로 복수의 단말들마다 적응적으로 데이터스트림의 수를 결정할 수 있다. 일례로, 결정부(140)는 S320 및 S330 단계에서 선택 및 재선택된 열의 번호를 이용하여 단말들 별로 데이터스트림의 수를 결정할 수 있다.
- [0094] 이때, 복수의 단말들 중 한 개의 데이터스트림을 전송하지 못하는 단말이 존재하는 경우(S350:YES), 결정부(140)는 복수의 단말들 모두가 하나 이상의 데이터스트림을 전송할 수 있도록 데이터스트림의 수를 재결정할 수 있다.
- [0095] 일례로, 결정부(140)는 복수의 단말들 중 결정된 데이터스트림의 수가 최대인 단말에 전송될 데이터스트림 중 하나 이상을 한 개의 데이터스트림도 전송하지 못하는 단말에 할당함으로써, 데이터스트림의 수를 재결정할 수 있다. 이처럼, 복수의 단말들 모두에서 하나 이상의 데이터스트림을 전송함에 따라 BER 성능이 향상되고, 단말들 간의 공정성이 증가할 수 있다.
- [0096] 이상에서 설명한 전송 순간의 채널 상태에 따라 단말 별로 데이터스트림을 할당하는 알고리즘은 아래의 표 2와 같다.

표 2

```

Input:  $H^m$ ,  $nR$ ,
      M : 전체 데이터 스트림 수

1:  $Threshold = \infty$ 
2: 채널 각 열의 norm  $\|h_k\|^2$  계산:  $norms$ 
3: 계산된 norm값을 내림차순으로 정렬:  $w$ 에 저장

For  $i = 1$  to  $N_s$ 
4:  $D = 0$ ,  $Tnorms = norms$ 

5:  $w$ 로부터 최대 norm 선택:  $Tnorm_{m_k}$ 으로 설정
   & 선택된 norm의 순서:  $S$ 에 저장

For  $j = 2$  to  $M$ 
6:  $Tnorm_k = \arg \max_{m \in \mathcal{M}_k} (Tnorm_m), k = m$ 
7: 선택된 집합의 norm 합을 계산  $D = D + 1/Tnorm_k$ 
   if  $D \geq Threshold$ : break
8:  $S$ 와  $Q, R, Tnorms$ 에서  $j$ 와  $k$ 번째 순서 교환
9: from  $j+1$  to  $N_s$ 
   내림차순의 Sorted QR-분해 수행 &  $Tnorm_m$ 의 정보 갱신

   if ( $j == M$ )
   if 각 사용자가 최소 하나의 데이터 스트림 할당
   10: 채널 상황이 가장 좋은 사용자 집합 =  $S(1:M)$ 
   11:  $Threshold$  value =  $D$ 
   else
   12: 가장 많은 데이터 스트림을 가진 사용자의 데이터 스트림
       0개의 데이터 스트림 가진 사용자에 할당:  $S$ 에 저장
   end
end
end

13: 집합  $S$ 를 사용하여 사용자당 데이터 스트림 설정

Output:  $MS$ 
    
```

- [0097]
- [0098] 표 2에 따르면, S330 단계에서,  $D = \sum_{i=1}^M 1/R_{ij}^2$  는 연속적으로 계산되며, S320 단계에서 잡음 증폭을 최소화하는 사용자 채널 조합 S이 선택된 경우, 선택된 사용자 채널 조합 S을 구성하는 D값이 임계값으로 저장될 수 있다. 여기서, D값은 현재 선택된 사용자 채널 조합 S의 잡음 증폭항들의 대각항들의 합이다. 즉, D값이 작을수록 잡음이 작으므로 채널상태가 좋을 수 있다. 이에 따라, D값이 작은 사용자 채널 조합이 선택될 수 있다.
- [0099] 보다 상세하게는, S320 단계에서, 사용자 채널 조합 S는 놈(norm)이 최대인 열부터 놈이 최소인 열까지 모든 열

(column)들로 구성될 수 있다. 이때, S330 단계에서, 재선택부(130)는 선택부에서 선택된 높이가 최대인 열을 제외한 나머지 열들을 대상으로 SQRD를 적용하여 제1나머지 열들 중에서 높이가 최대인 열을 재선택할 수 있다. 그리고, 재선택부(130)는 재선택된 높이가 최대인 열을 제외한 제2나머지 열들을 대상으로 다시 SQRD를 적용하여 높이가 최대인 열을 재선택할 수 있다. 재선택부(130)는 높이가 최대인 열을 재선택하는 반복을 데이터스트림의 수만큼 반복하여 계속 수행할 수 있다. 이에 따라, 각 반복 시마다, 높이가 최대인 열이 재선택될 수 있다.

[0100] 그리고, 행렬  $H^H$ 을 구성하는 열들 중 두 번째로 높(norm)이 큰 열, 즉, w2번째 열을 이용하여 계속하여 D값을 임계값으로 저장할 수 있다. 이때, D값이 이전 단계를 통해 저장된 임계값을 초과하는 경우, 저장된 사용자 채널 조합 S는 변경되지 않으며, 다음 단계를 진행할 수 있다. 즉, 사용자 채널 조합 S가 결정된 이후에, 데이터스트림을 하나도 할당받지 못한 단말이 존재하는 경우, 다음 단계를 진행하여 결정부(140)는 모든 단말들에 데이터스트림이 하나 이상 할당되도록 단말들의 데이터스트림의 수를 재결정할 수 있다.

[0101] 이하에서는 아래의 표 3을 참조하여, 전송 순간의 채널 상태를 고려하여 데이터를 할당하는 방법(이하, 적응적 Coordinated Tx-Rx 프리코딩 기법이라 칭함.)과 기존에 Coordinated Tx-Rx 프리코딩 기법 간의 복잡도를 비교하도록 한다. 이때, 연산의 복잡도를 분석하기 위해 flop 단위를 사용하며, 덧셈 연산은 1 flop, 곱셈 연산은 3 flop으로 정의하기로 한다. 또한, 역행렬 연산은 Gaussian-Jordan 소거법을 이용하기로 한다.

표 3

Scheme	Complexity (flops)	C/C <sub>co</sub> ×100 (N=16, M=8)
Coordinated Tx-Rx Beamforming	$N^2M^3 + \frac{3}{4}NM^2 + 8N^2 + \frac{13}{2}NM + 38N$ $+ iM + 35i\left(\frac{2N}{M}\right)^3 + \left(10 - \frac{M}{2}\right)\left(\frac{2N}{M}\right)^2 - 10\frac{N}{M}$	100 (138156)
Adaptive Multi-stream Selection	$8N^2M^2 + \frac{1}{4}N^3 + \frac{3}{2}N^2M + \frac{11}{4}NM - 4NM^2 - \frac{15}{4}NM^2 - \frac{3}{4}N$	91.64 (126612)
Adaptive Coordinated Bemaforming	Adaptive multi-stream selection + Coordinated Tx-Rx Beamforming	191.644 (264768)

[0103] 표 3에 따르면, 모든 단말들의 수신 안테나 수의 합이 N=16이고, 선택될 데이터스트림의 총 수 M=8이고, 기존의 Coordinated Tx-Rx 프리코딩 기법의 연산 복잡도를 100%로 가정한 경우, 적응적 Coordinated Tx-Rx 프리코딩 기법의 연산 복잡도는 191.64%이고 상당한 성능 향상을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 더욱이, 기지국과 같은 송신 장치에서는 복잡도의 증가보다 성능의 향상을 우선시 하므로, 적응적 Coordinated Tx-Rx 프리코딩 기법이 송신 장치에서 매우 좋은 성능 향상을 가짐을 알 수 있다.

[0104] 도 4 및 도 5에서는 ZF 검출 기법 및 MMSE 기법을 이용한 경우의 모의 실험 결과를 도시한 도면이다. 도 4 및 도 5는 flat fading 채널을 사용하고, 4QAM 변조기법을 사용한 경우의 uncoded MIMO 시스템에서의 모의 실험 결과이다. 이때, 도 4 및 도 5에서는 8×8 SU-MIMO 시스템에서 단말이 2개의 수신 안테나를 가진 경우, 복수의 단말들이 4개의 수신 안테나를 가진 경우의 BER 성능 비교 결과를 도시한다.

[0105] 도 4 및 도 5에 따르면, 복수의 단말들에게 독립적으로 전송되는 데이터스트림의 수가 총 8개이고, 단말에서 선형 검출 기법을 사용한 경우, 타겟(target) BER 10<sup>-2</sup> 지점에서 적응적 Coordinated Tx-Rx 프리코딩 기법의 BER 성능이 기존의 Coordinated Tx-Rx 프리코딩 기법보다 2.5DB 향상되었음을 확인할 수 있다.

[0106] 본 발명의 실시 예에 따른 방법들은 다양한 컴퓨터 수단을 통하여 수행될 수 있는 프로그램 명령 형태로 구현되어 컴퓨터 판독 가능 매체에 기록될 수 있다. 상기 컴퓨터 판독 가능 매체는 프로그램 명령, 데이터 파일, 데이터 구조 등을 단독으로 또는 조합하여 포함할 수 있다. 상기 매체에 기록되는 프로그램 명령은 본 발명을 위하여 특별히 설계되고 구성된 것들이거나 컴퓨터 소프트웨어 당업자에게 공지되어 사용 가능한 것일 수도 있다.

[0107] 이상과 같이 본 발명은 비록 한정된 실시예와 도면에 의해 설명되었으나, 본 발명은 상기의 실시예에 한정되는 것은 아니며, 본 발명이 속하는 분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 이러한 기재로부터 다양한 수정 및 변형이 가능하다.

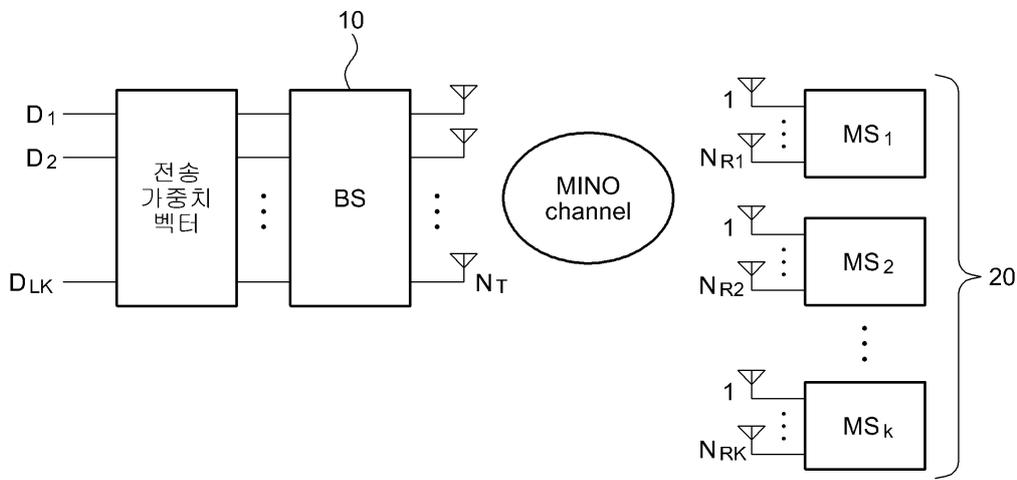
[0108] 그러므로, 본 발명의 범위는 설명된 실시예에 국한되어 정해져서는 아니 되며, 후술하는 특허청구범위뿐 아니라 이 특허청구범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

**부호의 설명**

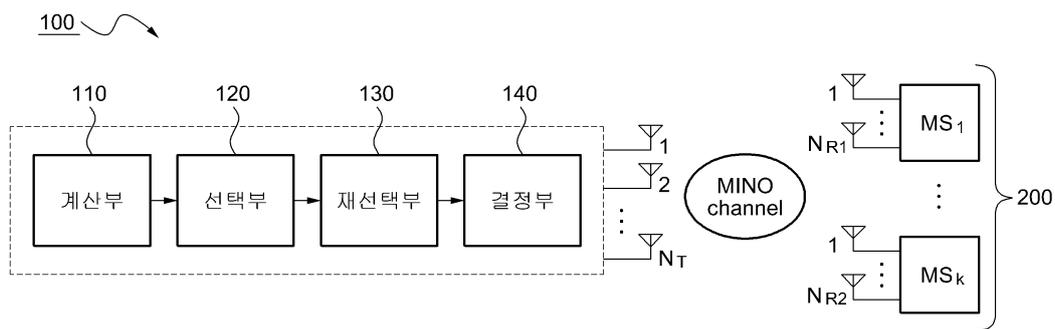
- [0109] 100: 데이터스트림 할당 장치
- 110: 계산부
- 120: 선택부
- 130: 재선택부
- 140: 결정부

**도면**

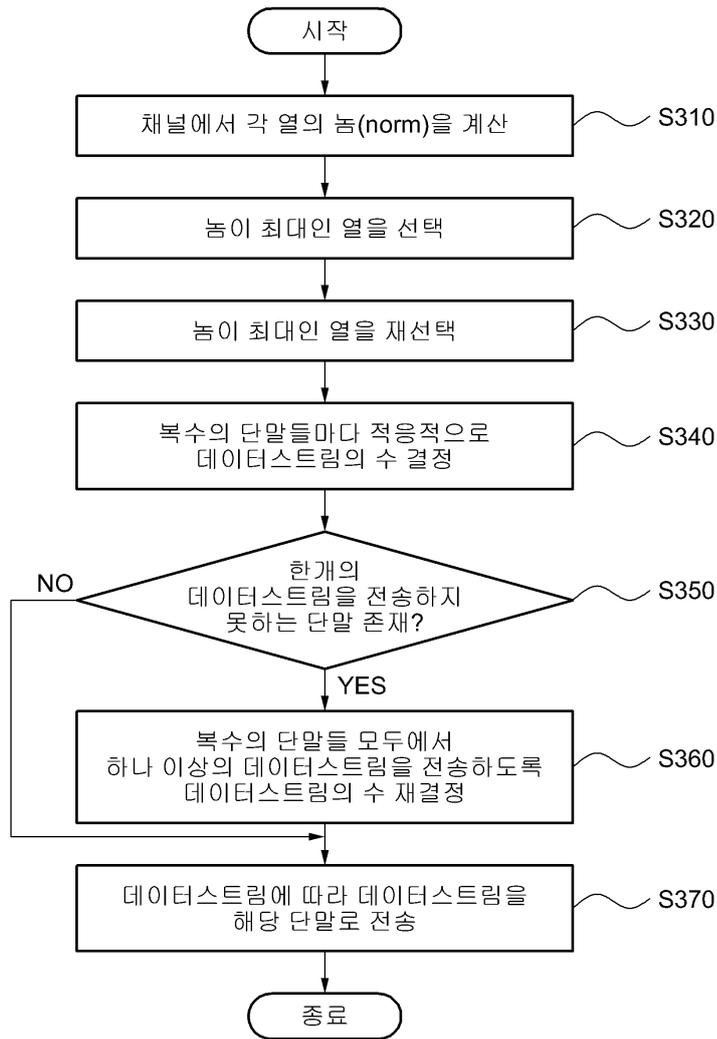
**도면1**



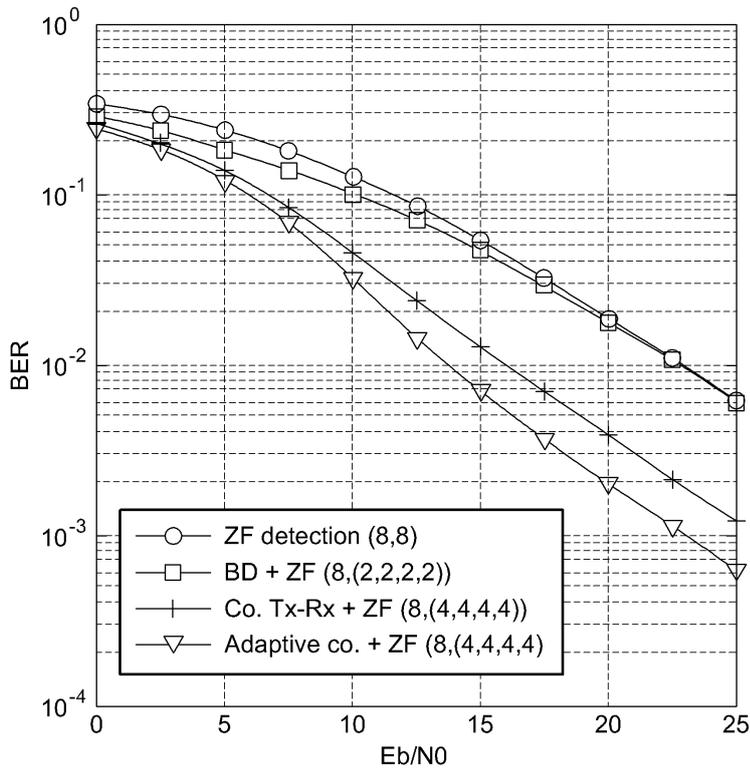
**도면2**



도면3



도면4



도면5

