(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2024-0088625
(43) 공개일자 2024년06월20일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/0452 (2017.01) *H04B 7/08* (2017.01)
H04L 25/02 (2006.01)
(52) CPC특허분류
H04B 7/0452 (2013.01)
H04B 7/0857 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2023-0180843
(22) 출원일자 2023년12월13일
심사청구일자 2023년12월13일
(30) 우선권주장
1020220173822 2022년12월13일 대한민국(KR)

(71) 출원인
국립한밭대학교 산학협력단
대전광역시 유성구 동서대로 125 (덕명동)
(72) 발명자
브릿짓 두로와 안튀보아시아코
대전시 유성구 학하서로 121번길 55-5 405호
이경재
대전광역시 유성구 노은동로 111 열매마을10단지 아파트 1010동 701호
(74) 대리인
이은철, 이우영

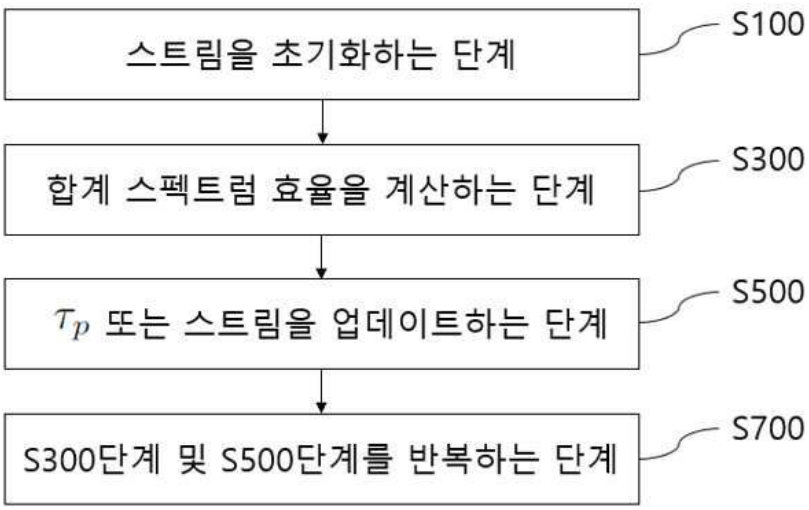
전체 청구항 수 : 총 7 항

(54) 발명의 명칭 **전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템을 최적화하는 방법 및 이를 이용한 최적화 장치**

(57) 요 약

본 발명은, 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템을 최적화하는 방법에 있어서, 기지국에서 수신된 사용자 장비 신호의 스트림 또는 사용자 장비에 대한 기지국의 스트림을 초기화하는 단계; 상기 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템의 합계 스펙트럼 효율(sum SE)을 계산하는 단계; 라인 검색 알고리즘으로 τ_p 또는 스트림을 업데이트하는 단계; 및 상기 합계 스펙트럼 효율이 수렴될 때까지 상기 합계 스펙트럼 효율(sum SE)을 계산하는 단계 및 상기 τ_p 또는 스트림을 업데이트하는 단계를 반복하는 단계;를 포함하는 것을 일 특징으로 한다(여기에서, τ_p는 업링크 트레이닝을 통해 채널을 추정하는 기간을 의미한다).

대 표 도 - 도2



(52) CPC특허분류
H04L 25/0256 (2013.01)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업
과제고유번호 1711160483
과제번호 2022-0-01053-001
부처명 과학기술정보통신부
과제관리(전문)기관명 정보통신기획평가원
연구사업명 자율주행기술개발혁신사업(R&D)
연구과제명 다중 통신기술 네트워크 로드밸런싱 기술개발
기 여 율 1/2
과제수행기관명 대구경북과학기술원
연구기간 2022.04.01 ~ 2024.12.31
이 발명을 지원한 국가연구개발사업
과제고유번호 1711156439
과제번호 2022R1A2C2007089
부처명 과학기술정보통신부
과제관리(전문)기관명 한국연구재단
연구사업명 개인기초연구(과기정통부)
연구과제명 멀티 에이전트 심층강화학습을 이용한 무인이동체 무선전송 및 자원할당 통합최적화 연구
기 여 율 1/2
과제수행기관명 한밭대학교
연구기간 2022.03.01 ~ 2026.02.28

명 세 서

청구범위

청구항 1

전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템을 최적화하는 방법에 있어서,

기지국에서 수신된 사용자 장비 신호의 스트림 또는 사용자 장비에 대한 기지국의 스트림을 초기화하는 단계;

상기 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템의 합계 스펙트럼 효율(sum SE)을 계산하는 단계;

라인 검색 알고리즘으로 τ_p 또는 스트림을 업데이트하는 단계; 및

상기 합계 스펙트럼 효율이 수렴될 때까지 상기 합계 스펙트럼 효율(sum SE)을 계산하는 단계 및 상기 τ_p 또는 스트림을 업데이트하는 단계를 반복하는 단계;

를 포함하는, 방법.

(여기에서, τ_p는 업링크 트레이닝을 통해 채널을 추정하는 기간을 의미한다)

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 합계 스펙트럼 효율(sum SE)을 계산하는 단계는,

상기 합계 스펙트럼 효율을 $SE = \frac{T-\tau_p}{T} R^i$로 정의하는 것인, 방법.

(여기에서, T는 일관성 간격(coherence interval)을 의미하고, $R^i = \sum_{l=1}^{K} \left(\sum_{n=1}^{N_S} R_{l,n}^{b,i} + \sum_{m=1}^{M_S} R_{l,m}^{s,i} \right)$이고, $R_{l,n}^{b,i}$은 기지국에서 수신된 l 번째 사용자 장비 신호의 n번째 스트림에 대해 달성 가능한 업링크 속도를 의미하고, $R_{l,m}^{s,i}$는 l 번째 사용자 장비에 대한 기지국의 m번째 데이터 스트림의 달성 가능한 다운링크 속도를 의미하고, K는 사용자 장비의 수, M_S는 기지국이 각 사용자 장비에 전송하는 독립적인 데이터 스트림의 수를 의미하고, N_S는 사용자 장비가 기지국으로 전송하는 독립적인 데이터 스트림의 수를 의미한다)

청구항 3

제2항에 있어서,

상기 합계 스펙트럼 효율(sum SE)을 계산하는 단계는,

$R_{l,n}^{b,i}$을 하기 수학식 9로 정의하는 것인, 방법.

[수학식 9]

$$R_{l,n}^{b,i} = \log_2 \left(1 + \frac{A_{l,n}^{b}}{B_{l,n}^{b} + C_{l,n}^{b} + D_{l,n}^{b} + E_{l,n}^{b} + F_{l,n}^{b}} \right)$$

(여기에서, $A_{l,n}^{b}$, $B_{l,n}^{b}$, $C_{l,n}^{b}$, $D_{l,n}^{b}$, $E_{l,n}^{b}$, 및 $F_{l,n}^{b}$는 각각 원하는 신호의 전력, 이득 오차, l 번째 사용자 장비의 다중 스트림 간섭(multi-stream interference), 다중 사용자 장비 간섭(multi-UE interference), 자기 간섭, 및 기지국에서의 잡음을 나타낸다)

청구항 4

제2항에 있어서,

상기 합계 스펙트럼 효율(sum SE)을 계산하는 단계는,

$R_{l,m}^{s,i}$을 하기 수학식 10으로 정의하는 것인, 방법.

[수학식 10]

$$R_{l,m}^{s,i} = \log_2\left(1 + \frac{A_{l,m}^{s}}{B_{l,m}^{s} + C_{l,m}^{s} + D_{l,m}^{s} + E_{l,m}^{s}}\right)$$

(여기에서, $A_{l,m}^{s}$, $B_{l,m}^{s}$, $C_{l,m}^{s}$, $D_{l,m}^{s}$, 및 $E_{l,m}^{s}$는 각각 원하는 신호의 전력, 이득 오차, 기지국 다중 스트림 간섭, 다른 기지국 안테나의 간섭, 및 l 번째 사용자 장비의 자기 간섭 전력, 사용자 장비 간 간섭 전략 및 l 번째 사용자 장비에서의 잡음 전력의 합을 나타낸다)

청구항 5

제2항에 있어서,

상기 합계 스펙트럼 효율(sum SE)을 계산하는 단계는,

제로 포싱(Zero-Forcing, ZF) 및 최대 비율 결합(Maximum-Ratio Combining, MRC)의 폐쇄형 솔루션을 적용하여, $R_{l,n}^{b,i}$와 $R_{l,m}^{s,i}$를 정의하는 것인, 방법.

청구항 6

제1항에 있어서,

상기 τ_p 또는 스트림을 업데이트하는 단계는,

상기 라인 검색 알고리즘으로 황금구간 탐색(golden-section search, GSS) 알고리즘을 이용하는 것인, 방법

청구항 7

전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템을 최적화하는 장치로서,

하나 이상의 코어를 포함하는 프로세서; 및

메모리;

를 포함하고,

상기 프로세서는,

기지국에서 수신된 사용자 장비 신호의 스트림 또는 사용자 장비에 대한 기지국의 스트림을 초기화하고,

상기 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템의 합계 스펙트럼 효율(sum SE)을 계산하고,

라인 검색 알고리즘으로 τ_p 또는 스트림을 업데이트하고, 그리고

상기 합계 스펙트럼 효율이 수렴될 때까지 상기 합계 스펙트럼 효율(sum SE) 계산과 상기 τ_p 또는 스트림 업데이트를 반복하는, 장치.

(여기에서, τ_p는 업링크 트레이닝을 통해 채널을 추정하는 기간을 의미한다)

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템의 최적화 방법 및 이를 이용한 최적화 시스템에 관한 것

으로서, 특히 다중 스트림 전송 양방향 통신 링크를 구비한 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템의 최적화 방법 및 이를 이용한 최적화 시스템에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 5세대 이상의 무선 시스템에 대한 연구의 초점이 맞춰지면서 대규모 다중 입력 다중 출력(massive Multiple-Input Multiple-Output, mMIMO) 및 전이중(full duplex, FD) 통신과 같은 기술이 제안되었다. mMIMO에서는 기지국(Base Station, BS)에 다수의 사용자에게 서비스를 제공하기 위한 대규모 안테나 어레이가 장착되어 있다. 대규모 안테나는 신호 간섭을 줄이고 대규모 다이버시티(large-scale diversity)와 멀티플렉싱 이득(multiplexing gain)으로 인해 높은 데이터 속도를 제공한다.

[0003] 기존의 많은 연구는 단일 안테나 사용자 장비(user equipment, UE)를 사용하는 mMIMO 시스템의 성능에 초점을 맞추고 있다. 다중 사용자 mMIMO 시스템을 분석하고 완전 및 불완전한 채널 상태 정보(channel state information, CSI)를 모두 사용하여 업링크(uplink, UL) 스펙트럼 효율(Spectral Efficiency, SE)을 도출하였다. 전송된 신호를 탐지하기 위해 최대 비율 결합(Maximum-Ratio Combining, MRC), 제로 포싱(Zero-Forcing, ZF), 최소 평균제곱오차(MMSE) 등의 탐지 체계를 활용한다. 마찬가지로, 제안된 빔포밍 훈련 체계를 사용하여 불완전한 채널 상태 정보를 획득하고 다중 사용자 mMIMO 시스템의 달성 가능한 다운링크(down link, DL) 속도를 도출한다. 기존에 단일 안테나 사용자 장비만을 고려하였지만, 태블릿이나 스마트 차량과 같은 최신 사용자 장비는 다중 또는 대형 안테나 어레이를 지원할 수 있다.

[0004] 한 연구에서는 추가 사용자 장비 안테나를 사용하면 사용자당 여러 데이터 스트림을 다중화할 수 있으므로 다중화 이득과 스펙트럼 효율이 증가한다는 것을 확인하였다. 기지국과 사용자 장비가 반이중(half-duplex, HD) 모드에서 작동하는 경우에 비해 동일한 시간 주파수 자원에서 데이터를 동시에 송수신하는 전이중(FD) 모드에서 작동하는 경우 반이중 모드에 비해 스펙트럼 효율이 두 배가 될 가능성이 있는 것으로 나타났다. 따라서, 한 연구에서는 반이중 다중 안테나 사용자 장비에 서비스를 제공하는 별도의 안테나 전이중 기지국을 고려하고 합계 속도를 최대화하기 위한 안테나 비율을 탐색하였다.

[0005] 전이중 트랜시버(FD transceiver)는 단일 안테나 설계를 가질 수 있고, 전이중의 두 가지 설계 모두 송신기에서 수신기로의 안테나 신호 누출, 즉 자기 간섭(self-interference, SI)을 줄일 수 있다. 전이중 안테나 구성이 제공하는 자연스러운 분리 외에도 시간 영역 제거 및 공간 억제 방식을 사용하여 자기 간섭을 완화할 수 있다. 단일 송신/수신 안테나를 가진 전이중 기지국 및 전이중 사용자 장비의 경우, 이 작업에서는 제로 포싱을 채택하여 업링크/다운링크 스펙트럼 효율을 도출할 수 있다. 한 연구에서는 별도의 다중 안테나 전이중 MIMO 사용자 장비가 있는 제로 포싱 기반 전이중 mMIMO 중계 시스템의 점근 합계를 조사하였다.

[0006] 정보 전송을 위한 높은 자유도(degree of freedom, DoF)를 제공하는 것을 포함하는 대규모 어레이의 장점을 고려할 때, 분리형 안테나 전이중 mMIMO 시스템에서 대규모 안테나 사용자 장비의 성능을 연구할 필요가 있다. 특히, 불완전한 채널 상태 정보를 가정하여 전이중 기지국과 전이중 지원 사용자 장비들로 구성된 mMIMO 시스템의 연구가 요구되고 있는 실정이다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0007] 본 발명은 최적의 다중 스트림의 수를 찾거나 최적의 파일럿 길이를 결정하여 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템을 최적화할 수 있는 최적화 방법 및 이를 이용한 최적화 시스템을 제공하는 것을 일 목적으로 한다.

과제의 해결 수단

[0008] 상기 목적을 달성하기 위하여 본 발명은, 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템을 최적화하는 방법에 있어서, 기지국에서 수신된 사용자 장비 신호의 스트림 또는 사용자 장비에 대한 기지국의 스트림을 초기화하는 단계; 상기 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템의 합계 스펙트럼 효율(sum SE)을 계산하는 단계; 라인 검색 알고리즘으로 τ_p 또는 스트림을 업데이트하는 단계; 및 상기 합계 스펙트럼 효율이 수렴될 때까지 상기 합계 스펙트럼 효율(sum SE)을 계산하는 단계 및 상기 τ_p 또는 스트림을 업데이트하는 단계를 반복하는 단계;를 포함하는 것을 일 특징으로 한다(여기에서, τ_p는 업링크 트레이닝을 통해 채널을 추정하는 기간을 의미한다).

[0009] 바람직하게는, 상기 합계 스펙트럼 효율(sum SE)을 계산하는 단계는, 상기 합계 스펙트럼 효율을 $SE = \frac{T-\tau_p}{T} R^i$ 로 정의할 수 있다(여기에서, T는 일관성 간격(coherence interval)을 의미하고, $R^i = \sum_{l=1}^{K} \left(\sum_{n=1}^{N_S} R_{l,n}^{b,i} + \sum_{m=1}^{M_S} R_{l,m}^{s,i} \right)$ 이고, $R_{l,n}^{b,i}$ 은 기지국에서 수신된 l 번째 사용자 장비 신호의 n번째 스트림에 대해 달성 가능한 업링크 속도를 의미하고, $R_{l,m}^{s,i}$ 는 l 번째 사용자 장비에 대한 기지국의 m번째 데이터 스트림의 달성 가능한 다운링크 속도를 의미하고, K는 사용자 장비의 수, M_S는 기지국이 각 사용자 장비에 전송하는 독립적인 데이터 스트림의 수를 의미하고, N_S는 사용자 장비가 기지국으로 전송하는 독립적인 데이터 스트림의 수를 의미한다).

[0010] 바람직하게는, 상기 합계 스펙트럼 효율(sum SE)을 계산하는 단계는, $R_{l,n}^{b,i}$ 을 하기 수학식 9로 정의할 수 있다.

[0011] [수학식 9]

[0012] $$R_{l,n}^{b,i} = \log_2 \left(1 + \frac{A_{l,n}^{b}}{B_{l,n}^{b} + C_{l,n}^{b} + D_{l,n}^{b} + E_{l,n}^{b} + F_{l,n}^{b}} \right)$$

[0013] (여기에서, $A_{l,n}^{b}$, $B_{l,n}^{b}$, $C_{l,n}^{b}$, $D_{l,n}^{b}$, $E_{l,n}^{b}$, 및 $F_{l,n}^{b}$ 는 각각 원하는 신호의 전력, 이득 오차, l 번째 사용자 장비의 다중 스트림 간섭(multi-stream interference), 다중 사용자 장비 간섭(multi-UE interference), 자기 간섭, 및 기지국에서의 잡음을 나타낸다)

[0014] 바람직하게는, 상기 합계 스펙트럼 효율(sum SE)을 계산하는 단계는, $R_{l,m}^{s,i}$ 을 하기 수학식 10으로 정의할 수 있다.

[0015] [수학식 10]

[0016] $$R_{l,m}^{s,i} = \log_2 \left(1 + \frac{A_{l,m}^{s}}{B_{l,m}^{s} + C_{l,m}^{s} + D_{l,m}^{s} + E_{l,m}^{s}} \right)$$

[0017] (여기에서, $A_{l,m}^{s}$, $B_{l,m}^{s}$, $C_{l,m}^{s}$, $D_{l,m}^{s}$, 및 $E_{l,m}^{s}$ 는 각각 원하는 신호의 전력, 이득 오차, 기지국 다중 스트림 간섭, 다른 기지국 안테나의 간섭, 및 l 번째 사용자 장비의 자기 간섭 전력, 사용자 장비 간 간섭 전략 및 l 번째 사용자 장비에서의 잡음 전력의 합을 나타낸다)

[0018] 바람직하게는, 상기 합계 스펙트럼 효율(sum SE)을 계산하는 단계는, 제로 포싱(Zero-Forcing, ZF) 및 최대 비율 결합(Maximum-Ratio Combining, MRC)의 폐쇄형 솔루션을 적용하여, $R_{l,n}^{b,i}$와 $R_{l,m}^{s,i}$을 정의할 수 있다.

[0019] 바람직하게는, 상기 τ_p 또는 스트림을 업데이트하는 단계는, 상기 라인 검색 알고리즘으로 황금구간 탐색(golden-section search, GSS) 알고리즘을 이용할 수 있다.

[0020] 또한 본 발명은, 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템을 최적화하는 장치로서, 하나 이상의 코어를 포함하는 프로세서; 및 메모리;를 포함하고, 상기 프로세서는, 기지국에서 수신된 사용자 장비 신호의 스트림 또는 사용자 장비에 대한 기지국의 스트림을 초기화하고, 상기 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템의 합계 스펙트럼 효율(sum SE)을 계산하고, 라인 검색 알고리즘으로 τ_p 또는 스트림을 업데이트하고, 그리고 상기 합계 스펙트럼 효율이 수렴될 때까지 상기 합계 스펙트럼 효율(sum SE) 계산과 상기 τ_p 또는 스트림 업데이트를 반복하는 것을 다른 특징으로 한다(여기에서, τ_p는 업링크 트레이닝을 통해 채널을 추정하는 기간을 의미한다).

발명의 효과

[0021] 본 발명은 최적의 다중 스트림의 수를 찾거나 최적의 파일럿 길이를 결정하여 최적의 최대 합계 스펙트럼 효율

을 달성할 수 있다는 이점이 있다.

[0022] 또한, 본 발명은 MRC와 ZF를 사용하여 다중 데이터 스트림 전송 시 합 전송률(sum-rate)에 대한 폐쇄형 하한 해를 도출할 수 있다는 이점이 있다.

[0023] 또한, 본 발명은 다중 데이터 스트림 전송이 합계 스펙트럼 효율에 미치는 영향을 도출할 수 있다는 이점이 있다.

도면의 간단한 설명

[0024] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 전이중 기지국과 K개의 전이중 사용자 장비가 양방향 링크를 통해 동시에 통신하는 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템(mMIMO) 시스템을 나타낸다.

도 2는 본 발명의 실시예에 따른 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템을 최적화하는 방법의 흐름도를 나타낸다.

도 3은 본 발명의 실시예에 따른 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템을 최적화하는 장치의 구성도를 나타낸다.

도 4는 본 발명의 실시예에 따른 합 전송률(sum-rate)과 SNR을 비교한 그래프를 나타낸다.

도 5는 본 발명의 실시예에 따른 합 SE와 SNR을 비교한 그래프를 나타낸다.

도 6은 파일럿 길이가 합 SE에 미치는 영향을 나타내는 그래프이다.

도 7은 본 발명의 실시예에 따른 기지국과 사용자 장비가 반이중 또는 전이중 모드에서 동작할 때 SI가 합 SE에 미치는 영향을 나타내는 그래프이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0025] 이하, 첨부된 도면들에 기재된 내용들을 참조하여 본 발명을 상세히 설명한다. 다만, 본 발명이 예시적 실시 예들에 의해 제한되거나 한정되는 것은 아니다. 각 도면에 제시된 동일 참조부호는 실질적으로 동일한 기능을 수행하는 부재를 나타낸다.

[0026] 본 발명의 목적 및 효과는 하기의 설명에 의해서 자연스럽게 이해되거나 보다 분명해질 수 있으며, 하기의 기재만으로 본 발명의 목적 및 효과가 제한되는 것은 아니다. 또한, 본 발명을 설명함에 있어서 본 발명과 관련된 공지 기술에 대한 구체적인 설명이, 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다.

[0027] 본 발명에서 사용하는 용어는 단지 특정한 실시예들을 설명하기 위해 사용된 것으로, 본 발명을 한정하려는 의도가 아니다. 단수의 표현은 문맥상 명백하게 다르게 뜻하지 않는 한, 복수의 표현을 포함한다. 본 출원에서, "포함하다" 또는 "가지다" 등의 용어는 발명의 설명에 기재된 특징, 숫자, 단계, 동작, 구성 요소, 부분품 또는 이들을 조합한 것이 존재함을 지정하려는 것이지, 하나 또는 그 이상의 다른 특징들이나 숫자, 단계, 동작, 구성 요소, 부분품 또는 이들을 조합한 것들의 존재 또는 부가 가능성을 미리 배제하지 않는 것으로 이해되어야 한다.

[0028] 제1, 제2 등의 용어는 다양한 구성 요소들을 설명하는데 사용될 수 있지만, 상기 구성 요소들은 상기 용어들에 의해 한정되어서는 안된다. 상기 용어들은 하나의 구성 요소를 다른 구성 요소로부터 구별하는 목적으로만 사용된다. 예를 들어, 본 발명의 권리 범위를 벗어나지 않으면서 제1 구성 요소는 제2 구성 요소로 명명될 수 있고, 유사하게 제2 구성 요소도 제1 구성 요소로 명명될 수 있다.

[0029] 다르게 정의되지 않는 한, 기술적이거나 과학적인 용어를 포함해서 여기서 사용되는 모든 용어들은 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자에 의해 일반적으로 이해되는 것과 동일한 의미를 갖는다. 일반적으로 사용되는 사전에 정의되어 있는 것과 같은 용어들은 관련 기술의 문맥상 가지는 의미와 일치하는 의미를 갖는 것으로 해석되어야 하며, 본 발명에서 명백하게 정의하지 않는 한, 이상적이거나 과도하게 형식적인 의미로 해석되지 않는다.

[0030] 구성 요소를 해석함에 있어서, 별도의 명시적 기재가 없더라도 오차 범위를 포함하는 것으로 해석한다. 시간 관계에 대한 설명일 경우, 예를 들어, '~후에', '~에 이어서', '~다음에', '~전에' 등으로 시간 적 선후관계가 설명되는 경우, '바로' 또는 '직접'이 사용되지 않는 이상 연속적이지 않은 경우도 포함한다.

[0031] $(\cdot)^H$ 는 에르미트 전치를 의미한다. $\mathbb{E}\{\cdot\}$ 는 무작위 변수에 대한 기대치이다. $\mathcal{CN}(0,\sigma^2)$는 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 원형 복소 가우스 분포를 나타낸다. $(\cdot)^b$ 는 기지국과 관련된 변수이다. $(\cdot)^s$는 사용자 장비들과 관련된 변수이다. N_T는 사용자 장비의 다중 수신 안테나의 개수, N_R은 사용자 장비의 대규모 수신 안테나의 개수, N_s는 사용자 장비가 기지국으로 전송하는 독립적인 데이터 스트림의 개수, M_T는 기지국의 다중 송신 안테나의 개수, M_R는 기지국의 대규모 수신 안테나의 개수, M_s는 기지국이 사용자 장비로 전송하는 독립적인 데이터 스트림의 개수를 나타낸다.

[0032] 이하, 첨부한 도면들을 참조하여 본 발명의 기술적 구성을 상세하게 설명한다.

[0033] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 전이중 기지국과 K개의 전이중 사용자 장비가 양방향 링크를 통해 동시에 통신하는 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템(mMIMO) 시스템을 나타낸다. 본 발명에 따른 mMIMO 시스템은 채널이 일관성 간격 T 내에서 일정하게 유지되지만 블록마다 독립적으로 변하는 블록 페이딩 모델(block fading model)로 가정될 수 있다.

[0034] 각각의 사용자 장비는 N_T개의 다중 수신 안테나와 N_R개의 대규모 수신 안테나를 구비할 수 있다(이때, $N_R \gg N_T$). l 번째 사용자 장비는 $N_S \leq N_T$인 독립적인 데이터 스트림을 기지국으로 전송하며, $\forall l$ = 1,...K이다. 마찬가지로, 기지국은 M_T개의 다중 송신 안테나와 M_R개의 대규모 수신 안테나를 구비할 수 있다(이때, $M_R \gg M_T$).

[0035] 일반성을 잃지 않고, 기지국이 각 사용자 장비에 M_S개의 독립적인 데이터 스트림을 전송하기 위해 M_S개의 안테나를 할당하여, 기지국의 l 번째 안테나 그룹이 l 번째 사용자 장비에 M_S개의 스트림을 전송하고 $KM_S \leq M_T$라고 가정한다. 또한, $M_R \gg KN_S$이고, $N_R \gg M_S$이다.

[0036] 기지국과 사용자 장비는 여러 개의 독립적인 데이터 스트림을 전송하기 때문에 다중 스트림 간섭(multi-stream interference)을 받는다. 전이중 기능으로 인해 모든 노드에서 자기 간섭도 경험하게 된다. K개의 모든 사용자 장비가 동일한 주파수에서 데이터를 송수신하기 때문에 사용자 장비간 간섭(UE-to-UE interference)도 발생한다.

[0037] l 번째 사용자 장비에서 기지국까지의 업링크 채널은 $\mathbf{H}_l = [\mathbf{h}_{l,1}, \mathbf{h}_{l,2}, \cdots, \mathbf{h}_{l,N_S}] \in \mathbb{C}^{M_R \times N_S}$ 로 정의될 수 있다. 여기에서, $h_{l,n}$은 H_l의 n번째 열이고, $\forall n$ = 1,...,N_s이고, $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2, \cdots, \mathbf{H}_K] \in \mathbb{C}^{M_R \times KN_S}$ 이다. 기지국의 l 번째 안테나 그룹에서 l 번째 사용자 장비까지의 다운링크 채널은 $\mathbf{G}_{ll} = [\mathbf{g}_{ll,1}, \cdots, \mathbf{g}_{ll,2}, \cdots, \mathbf{g}_{ll,M_S}] \in \mathbb{C}^{N_R \times M_S}$ 로 정의될 수 있다. 여기에서, $g_{ll,m}$은 G_{ll}의 m번째 열이고, $\forall m$ = 1,...M_s이고, $\mathbf{G}_l = [\mathbf{G}_{l1}, \cdots, \mathbf{G}_{ll}, \cdots \mathbf{G}_{lk'}, \cdots, \mathbf{G}_{lK}] \in \mathbb{C}^{N_R \times KM_S}$이고, $\forall k' \neq l$ 이다. H_l과 G_{ll}은 각각 $\mathbf{H}_l = \bar{\mathbf{H}}_l \dot{\mathbf{D}}_l^{\frac{1}{2}}$과 $\mathbf{G}_{ll} = \bar{\mathbf{G}}_{ll} \ddot{\mathbf{D}}_{ll}^{\frac{1}{2}}$로 표현되며, 여기에서 H_l과 G_{ll}은 소규모 페이딩 행렬(small-scale fading matrix)을 의미한다. $\dot{\mathbf{D}}_l = \mathrm{diag}\{\beta_{l,1}, \cdots, \beta_{l,N_S}\}$과 $\ddot{\mathbf{D}}_{ll} = \mathrm{diag}\{\beta_{ll,1}, \cdots, \beta_{ll,M_S}\}$는 대규모 페이딩 계수(large-scale fading coefficient)의 대각 행렬로, 기하학적 경로손실(geometric pathloss)과 섀도잉(shadowing)을 설명하고 선험적으로 알려진 것으로 가정된다. 채널은 풍부한 산란 환경으로 인해 독립적이고 동일하게 분포된(independent and identically distributed, i.i.d.) 레일리 페이딩(Rayleigh fading)을 받는 것으로 가정된다.

[0038] 각 일관성 간격 T에 대해, 채널은 기간 τ_p 동안 업링크 트레이닝을 통해 추정될 수 있고, 나머지 타임슬롯(timeslot), 즉 T - τ_p 는 데이터 전송에 사용될 수 있다. K개이 사용자 장비 모두 파일럿 심볼(pilot symbol)을 기지국에 전송할 수 있다. 동시에, 기지국은 각 사용자 장비에 파일럿(pilot)을 보낼 수 있다.

[0039] 본 발명에 따른 실시예에서는 선형 MMSE 기반(minimum mean square error) 채널 추정을 수행할 수 있다. 따라서, 실제 채널 행렬 H와 G_l은 $\mathbf{H} = \hat{\mathbf{H}} + \tilde{\mathbf{H}}, \mathbf{G}_l = \hat{\mathbf{G}}_l + \tilde{\mathbf{G}}_l$와 같이 분해될 수 있다. 여기에서,

$\hat{\mathbf{H}} = [\hat{\mathbf{H}}_1, \hat{\mathbf{H}}_2, \cdots, \hat{\mathbf{H}}_K] \in \mathbb{C}^{M_R \times KN_S}$와 $\tilde{\mathbf{H}} = [\tilde{\mathbf{H}}_1, \tilde{\mathbf{H}}_2, \cdots, \tilde{\mathbf{H}}_K] \in \mathbb{C}^{M_R \times KN_S}$는 각각 업링크 채널 추정치 및 추정 오차 행렬을 나타내고, $\hat{\mathbf{G}}_l \in \mathbb{C}^{N_R \times KM_S}$와 $\tilde{\mathbf{G}}_l \in \mathbb{C}^{N_R \times KM_S}$는 각각 기지국에서 l 번째 사용자 장비까지의 다운링크 추정치와 추정 오차 행렬을 나타낸다. MMSE 추정의 직교성(orthogonality) 특성으로 인해 채널 추정과 추정 오차 행렬은 상호 독립적이다. 또한, $\mathrm{h}_{l,n}$과 $\mathrm{g}_{ll,m}$은 각각 $\mathbf{h}_{l,n} = \hat{\mathbf{h}}_{l,n} + \tilde{\mathbf{h}}_{l,n}$와 $\mathbf{g}_{ll,m} = \hat{\mathbf{g}}_{ll,m} + \tilde{\mathbf{g}}_{ll,m}$로 표기될 수 있다. $\hat{\mathbf{h}}_{l,n} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \hat{\beta}^2_{l,n}\mathbf{I}_{M_R})$과 $\tilde{\mathbf{h}}_{l,n} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \tilde{\beta}^2_{l,n}\mathbf{I}_{M_R})$는 각각 $\hat{\mathbf{H}}_l$과 $\tilde{\mathbf{H}}_l$의 n번째 열을 나타낸다(즉, $\hat{\mathbf{H}}_l$과 $\tilde{\mathbf{H}}_l$의 l번째 열). $\hat{\mathbf{g}}_{ll,m} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \hat{\beta}^2_{ll,m}\mathbf{I}_{N_R})$과 $\tilde{\mathbf{g}}_{ll,m} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \tilde{\beta}^2_{ll,m}\mathbf{I}_{N_R})$는 각각 $\hat{\mathbf{G}}_{ll}$과 $\tilde{\mathbf{G}}_{ll}$의 m번째 열을 나타낸다. $\hat{\beta}^2_{l,n}$과 $\hat{\beta}^2_{ll,m}$은 각각 $\hat{\beta}^2_{l,n} \triangleq \frac{p_p\tau_p\beta^2_{l,n}}{\tau_p p_p \beta_{l,n}+1}$과 $\hat{\beta}^2_{ll,m} \triangleq \frac{p_p\tau_p\beta^2_{ll,m}}{\tau_p p_p \beta_{ll,m}+1}$로 주어진 $\hat{\mathbf{h}}_{l,n}$과 $\hat{\mathbf{g}}_{ll,m}$의 분산을 나타낸다. $\tilde{\mathbf{h}}_{l,n}$과 $\tilde{\mathbf{g}}_{ll,m}$의 분산은 각각 $\tilde{\beta}^2_{l,n} \triangleq \beta_{l,n} - \hat{\beta}^2_{l,n}$과 $\tilde{\beta}^2_{ll,m} \triangleq \beta_{ll,m} - \hat{\beta}^2_{ll,m}$이다.

[0040] 본 발명에서 수행되는 데이터 전송 단계를 이하에서 설명한다.

[0041] $\mathbf{x}^s = [(\mathbf{x}^s_1)^T, (\mathbf{x}^s_2)^T, \cdots, (\mathbf{x}^s_K)^T]^T \in \mathbb{C}^{KN_S}$는 모든 사용자의 전송 신호를 나타낸다. 여기에서, $\mathbf{x}^s_l = [x^s_{l,1}, x^s_{l,2}, \cdots, x^s_{l,N_S}] \in \mathbb{C}^{N_S}$이다. 마찬가지로, $\mathbf{x}^b = [(\mathbf{x}^b_1)^T, (\mathbf{x}^b_2)^T, \cdots, (\mathbf{x}^b_K)^T]^T \in \mathbb{C}^{KM_S}$는 기지국의 전송 신호를 나타낸다. 여기에서, $\mathbf{x}^b_l = [x^b_{l,1}, x^b_{l,2}, \cdots, x^b_{l,M_S}]$이다. K개의 모든 사용자 장비는 업링크에서 자신의 신호를 기지국으로 전송한다. 동시에, 기지국은 다운링크에서 의도한 데이터를 각 사용자 장비로 전송한다. 기지국에서 수신된 신호 $\mathbf{y}^b \in \mathbb{C}^{KN_S}$와 l 번째 사용자 장비에서 수신된 신호 $\mathbf{y}^s_l \in \mathbb{C}^{M_S}$는 각각 하기 수학식 1과 수학식 2로 표현될 수 있다.

[0042] [수학식 1]

[0043] $$\mathbf{y}^b = \sqrt{p^s}\mathbf{W}^b\mathbf{H}\mathbf{x}^s + \sqrt{p^b}\mathbf{W}^b\mathbf{L}^b\mathbf{x}^b + \mathbf{W}^b\mathbf{n}^b$$

[0044] [수학식 2]

[0045] $$\mathbf{y}^s_l = \mathbf{W}^s_l\Big[\sqrt{p^b}\mathbf{G}_{ll}\mathbf{x}^b_l + \sqrt{p^s}\sum\nolimits_{k'\neq l}^{K}\mathbf{G}_{lk'}\mathbf{x}^s_{k'} + \sqrt{p^s}\mathbf{C}^s_{ll}\mathbf{x}^s_l + \sqrt{p^s}\sum\nolimits_{k'\neq l}^{K}\mathbf{C}^s_{lk'}\mathbf{x}^s_{k'} + \mathbf{n}^s_l\Big]$$

[0046] 여기에서, $\mathbf{W}^b \in \mathbb{C}^{KN_S \times M_R}$와 $\mathbf{W}^s_l \in \mathbb{C}^{M_S \times N_R}$는 각각 기지국과 l 번째 사용자 장비의 수신 필터를 나타낸다. p^s와 p^b는 각각 사용자 장비와 기지국의 송신 전력을 나타낸다. $\mathbf{n}^s_l \in \mathbb{C}^{N_R}$와 $\mathbf{n}^b \in \mathbb{C}^{M_R}$는 각각 l 번째 사용자 장비와 기지국의 노이즈 벡터를 나타낸다. $\mathbf{x}^s$, $\mathbf{x}^b$, $\mathbf{n}^s_l$, 및 $\mathbf{n}^b$의 원소는 $\mathcal{CN}(0,1)$로 분포한다. $\mathbf{L}^b \in \mathbb{C}^{M_R \times KM_S}$와 $\mathbf{C}^s_{ll} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_S}$는 기지국과 l 번째 사용자 장비의 잔여 자기 간섭 채널 행렬(자기 간섭 제거 후)을 나타내고, 행렬의 원소는 각각 $\mathcal{CN}(0, \sigma^2_m)$과 $\mathcal{CN}(0, \sigma^2_{ll})$로 모델링된다. σ^2_m과 σ^2_{ll}는 제거 기술 및 송신 안테나와 수신 안테나 어레이 사이의 거리에 따라 달라지는 자기 간섭 레벨을 나타낸다. $\mathbf{C}^s_{lk'} \in \mathbb{C}^{N_R \times (K-1)N_S}$는 사용자 장비 간 간섭 채널을 나타낸다. $\mathbf{C}^s_{lk'}$의 원소는 동일하게 분포된(i.i.d.) $\mathcal{CN}(0, \sigma^2_{lk'})$ 랜덤 변수로 모델링될 수 있다. 자기 간섭 채널은 안테나 격리와 많은 산란체로 인해 가시선(line-of-sight, LOS) 구성 요소가 억제될 수 있으므로 레일리 페이딩이 발생한다고 가정된다.

[0047] 본 발명에서 수행되는 신호 감지에 대해 이하에서 설명한다.

[0048] 기지국의 수신 필터 $\mathbf{W}^b \in \mathbb{C}^{M_R \times KN_S}$와 l 번째 사용자 장비의 수신 필터 $\mathbf{W}^s_l \in \mathbb{C}^{N_R \times M_S}$는 각각 하기 [수학식 3]과 [수학식 4]로 정의될 수 있다.

[0049] [수학식 3]

[0050] $$\mathbf{W}^b = \begin{cases} (\hat{\mathbf{H}}^H\hat{\mathbf{H}})^{-1}\hat{\mathbf{H}}^H, & \text{for ZF-D,} \\ \hat{\mathbf{H}}^H, & \text{for MRC.} \end{cases}$$

[0051] [수학식 4]

[0052] $$\mathbf{W}_l^s = \begin{cases} [(\hat{\mathbf{G}}_l^H\hat{\mathbf{G}}_l)^{-1}\hat{\mathbf{G}}_l^H]_j, & \text{for ZF-D} \\ \hat{\mathbf{G}}_{ll}^H, & \text{for MRC} \end{cases}$$

[0053] 여기에서, j는 $[(l-1)M_S+1:lM_S]$ 행을 나타낸다.

[0054] 도 2는 본 발명의 실시예에 따른 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템을 최적화하는 방법의 흐름도를 나타낸다. 도 2를 참조하면, 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템을 최적화하는 방법은 스트림을 초기화하는 단계(S100), 합계 스펙트럼 효율을 계산하는 단계(S300), τ_p 또는 스트림을 업데이트하는 단계(S500), 및 S300단계 및 S500단계를 반복하는 단계(S700)을 포함할 수 있다.

[0055] 스트림을 초기화하는 단계(S100)는 기지국에서 수신된 사용자 장비 신호의 스트림 또는 사용자 장비에 대한 기지국의 스트림을 초기화할 수 있다. 스트림을 초기화하는 단계(S100)는 최적의 다중 스트림의 수를 찾거나 최적의 파일럿 길이(pilot length)를 결정함에 앞서 스트림의 초기화를 진행하는 것으로 이해될 수 있다.

[0056] 합계 스펙트럼 효율을 계산하는 단계(S300)는 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템의 합계 스펙트럼 효율(sum SE)을 계산할 수 있다. 합계 스펙트럼 효율을 계산하는 단계(S300)는 본 발명에 따른 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템은 합산 속도 분석을 통해 최적의 다중 스트림의 수를 찾거나 최적의 파일럿 길이(pilot length)를 결정할 수 있다. 합계 스펙트럼 효율을 계산하는 단계(S300)는 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템의 성능에 대한 통찰력을 얻기 위해 수신 신호가 알려진 평균 이득과 원하는 심볼과 상관관계가 없는 유효 잡음의 곱으로 작성되는 접근 방식을 활용하여 달성 가능한 속도에 대한 폐쇄형 식을 도출할 수 있다. 합계 스펙트럼 효율을 계산하는 단계(S300)는 기지국에서 상기 수학식 1의 수신 신호의 n번째 스트림은 하기 수학식 5와 수학식 6과 같이 정의할 수 있다.

[0057] [수학식 5]

[0058] $$y_{l,n}^b = \underbrace{\sqrt{p^s}\mathbb{E}\{\mathbf{w}_{l,n}^b\mathbf{h}_{l,n}\}x_{l,n}^s}_{\text{desired signal}} + \underbrace{\acute{n}^b}_{\text{effective noise}}$$

[0059] [수학식 6]

[0060] $$\begin{aligned} \acute{n}^b \triangleq\ & \underbrace{\sqrt{p^s}\left(\mathbf{w}_{l,n}^b\mathbf{h}_{l,n} - \mathbb{E}\{\mathbf{w}_{l,n}^b\mathbf{h}_{l,n}\}\right)x_{l,n}^s}_{\text{Gain error}} \\ & + \underbrace{\sqrt{p^s}\sum_{n'\neq n}^{N_S}\mathbf{w}_{l,n}^b\mathbf{h}_{l,n'}x_{l,n'}^s}_{\text{Multi-stream interference from the } l\text{-th UE}} + \underbrace{\sqrt{p^b}\mathbf{w}_{l,n}^b\mathbf{L}^b\mathbf{x}^b}_{\text{BS SI}} \\ & + \underbrace{\sqrt{p^s}\sum_{k'\neq l}^{K}\sum_{n'=1}^{N_S}\mathbf{w}_{l,n}^b\mathbf{h}_{k',n'}x_{k',n'}^s}_{\text{Multi-UE Interference}} + \underbrace{\mathbf{w}_{l,n}^b\mathbf{n}^b}_{\text{Noise at the BS}} \end{aligned}$$

[0061] 여기에서, $\mathbf{w}_{l,n}^b \in \mathbb{C}^{M_R}$는 $\mathbf{W}^b$의 $[(l-1)N_S+n]$번째 행을 나타낸다.

[0062] 마찬가지로, 합계 스펙트럼 효율을 계산하는 단계(S300)는 l 번째 사용자 장비 신호에 대한 기지국의 m번째 스트림은 하기 수학식 7과 수학식 8과 같이 정의할 수 있다.

[0063] [수학식 7]

[0064] $$y_{l,m}^s = \underbrace{\sqrt{p^b}\mathbb{E}\{\mathbf{w}_{l,m}^s\mathbf{g}_{ll,m}\}x_{l,m}^b}_{\text{desired signal}} + \underbrace{\acute{n}_l^s}_{\text{effective noise}}$$

[0065] [수학식 8]

$$\acute{n}_l^s \triangleq \underbrace{\sqrt{p^b}\left(\mathbf{w}_{l,m}^s \mathbf{g}_{ll,m} - \mathbb{E}\{\mathbf{w}_{l,m}^s \mathbf{g}_{ll,m}\}\right) x_{l,m}^b}_{\text{Gain error}} + \underbrace{\sqrt{p^b}\sum_{m' \neq m}^{M_S} \mathbf{w}_{l,m}^s \mathbf{g}_{ll,m'} x_{l,m'}^b}_{\text{Multi-stream interference at BS}} + \underbrace{\mathbf{w}_{l,m}^s \mathbf{n}_l^s}_{\text{Noise at } l\text{-th UE}} + \underbrace{\sqrt{p^b}\sum_{k' \neq l}^{K}\sum_{m'=1}^{M_S} \mathbf{w}_{l,m}^s \mathbf{g}_{lk',m'} x_{k',m'}^b}_{\text{Interference from other BS antennas}} + \underbrace{\sqrt{p^s}\mathbf{w}_{l,m}^s \mathbf{C}_{ll}^s \mathbf{x}_l^s}_{l\text{-th UE SI}} + \underbrace{\sqrt{p^s}\sum_{k' \neq l}^{K} \mathbf{w}_{l,m}^s \mathbf{C}_{lk'}^s \mathbf{x}_{k'}^s}_{\text{UE-to-UE interference}}$$

[0066]

[0067] 여기에서, $\mathbf{w}_{l,m}^s \in \mathbb{C}^{N_R}$는 $\mathbf{W}_l^s$의 m번째 행을 나타내고, $\mathbf{g}_{lk',m'}$는 $\mathbf{G}_{lk'}$의 m'번째 열을 나타내며, $\forall m' = 1,\ldots,M_S$이다. 합계 스펙트럼 효율을 계산하는 단계(S300)는 상기 수학식 5를 이용하여, 기지국에서 수신된 l번째 사용자 장비 신호의 n번째 스트림에 대해 달성 가능한 업링크 속도를 하기 수학식 9로 정의할 수 있다.

[0068] [수학식 9]

$$R_{l,n}^{b,i} = \log_2\left(1 + \frac{A_{l,n}^b}{B_{l,n}^b + C_{l,n}^b + D_{l,n}^b + E_{l,n}^b + F_{l,n}^b}\right)$$

[0069]

[0070] 여기에서, $A_{l,n}^b = p^s|\mathbb{E}\{\mathbf{w}_{l,n}^b \mathbf{h}_{l,n}\}|^2$, $B_{l,n}^b = p^s \mathbb{V}\mathrm{ar}(\mathbf{w}_{l,n}^b \mathbf{h}_{l,n})$, $C_{l,n}^b = p^s \sum_{n' \neq n}^{N_S} \mathbb{E}\{|\mathbf{w}_{l,n}^b \mathbf{h}_{l,n'}|^2\}$, $D_{l,n}^b = p^s \sum_{k' \neq l}^{K} \sum_{n'=1}^{N_S} \mathbb{E}\{|\mathbf{w}_{l,n}^b \mathbf{h}_{k',n'}|^2\}$, $E_{l,n}^b = p^b \mathbb{E}\{|\mathbf{w}_{l,n}^b \mathbf{L}^b|^2\}$, 및 $F_{l,n}^b = \mathbb{E}\{|\mathbf{w}_{l,n}^b \mathbf{n}^b|^2\}$는 각각 원하는 신호의 전력, 이득 오차, l번째 사용자 장비의 다중 스트림 간섭(multi-stream interference), 다중 사용자 장비 간섭(multi-UE interference), 자기 간섭, 및 기지국에서의 잡음을 나타낸다. 그리고, $i \in \{\text{MRC, ZF-D}\}$이다.

[0071] 마찬가지로, 합계 스펙트럼 효율을 계산하는 단계(S300)는 l번째 사용자 장비에 대한 기지국의 m번째 데이터 스트림의 달성 가능한 다운링크 속도를 하기 수학식 10와 같이 정의할 수 있다.

[0072] [수학식 10]

$$R_{l,m}^{s,i} = \log_2\left(1 + \frac{A_{l,m}^s}{B_{l,m}^s + C_{l,m}^s + D_{l,m}^s + E_{l,m}^s}\right)$$

[0073]

[0074] 여기에서, $A_{l,m}^s = p^b|\mathbb{E}\{\mathbf{w}_{l,m}^s \mathbf{g}_{ll,m}\}|^2$, $B_{l,m}^s = p^b \mathbb{V}\mathrm{ar}(\mathbf{w}_{l,m}^s \mathbf{g}_{ll,m})$, $C_{l,m}^s = p^b \sum_{m' \neq m}^{M_S} \mathbb{E}\{|\mathbf{w}_{l,m}^s \mathbf{g}_{ll,m'}|^2\}$, $D_{l,m}^s = p^b \sum_{k' \neq l}^{K} \sum_{m'=1}^{M_S} \mathbb{E}\{|\mathbf{w}_{l,m}^s \mathbf{g}_{lk'm'}|^2\}$, 및 $E_{l,m}^s = p^s \mathbb{E}\{|\mathbf{w}_{l,m}^s \mathbf{C}_{ll}^s|^2\} + p^s \sum_{k' \neq l}^{K} \mathbb{E}\{|\mathbf{w}_{l,m}^s \mathbf{C}_{lk'}^s|^2\} + \mathbb{E}\{|\mathbf{w}_{l,m}^s \mathbf{n}_l^s|^2\}$는 각각 원하는 신호의 전력, 이득 오차, 기지국 다중 스트림 간섭, 다른 기지국 안테나의 간섭, 및 l번째 사용자 장비의 자기 간섭 전력, 사용자 장비 간 간섭 전략 및 l번째 사용자 장비에서의 잡음 전력의 합을 나타낸다.

[0075] 본 발명에 따른 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템은 ZF-D 및 MRC 기반의 폐쇄형 솔루션을 이용할 수 있다. 즉, 합계 스펙트럼 효율을 계산하는 단계(S300)는 제로 포싱(Zero-Forcing, ZF) 및 최대 비율 결합(Maximum-Ratio Combining, MRC)의 폐쇄형 솔루션을 적용하여, $R_{l,n}^{b,i}$와 $R_{l,m}^{s,i}$을 정의할 수 있다. 합계 스펙트럼 효율을 계산하는 단계(S300)는 불완전한 채널 상태 정보가 존재할 때, ZF-D를 사용하는 전이중 mMIMO 시스템의 l번째 사용자 장비에 대한 기지국의 n번째 스트림에 대한 달성 가능한 업링크 속도와 기지국의 m번째 데이터 스트림에 대한 달성 가능한 다운링크 속도를 각각 하기 수학식 11과 수학식 12와 같이 정의할 수 있다.

[0076] [수학식 11]

[0077] $$R_{l,n}^{b,i} = \log_2\left(1 + \frac{p^s(M_R - KN_S)\hat{\beta}_{l,n}^2}{p^s\sum_{k'=1}^{K}\sum_{n'=1}^{N_S}\tilde{\beta}_{k',n'}^2 + \zeta + 1}\right)$$

[0078] [수학식 12]

[0079] $$R_{l,m}^{s,i} = \log_2\left(1 + \frac{p^b(N_R - KM_S)\hat{\beta}_{ll,m}^2}{p^b\sum_{k'=1}^{K}\sum_{m'=1}^{M_S}\tilde{\beta}_{lk',m'}^2 + \Psi + 1}\right)$$

[0080] 여기에서, $\Psi = p^s(\sigma_{ll}^2 + \sum_{k'\neq l}^{K}\sigma_{lk'}^2)N_S$ 이고, $\zeta = p^b\sigma_m^2 KM_S$ 이다.

[0081] 상기 수학식 11과 상기 수학식 12의 분자는 각각 업링크 및 다운링크의 빔포밍 이득을 나타낸다. M_R 및 N_R 안테나 수를 늘리면 달성 가능한 속도가 단조롭게 증가한다. 그러나, 신호를 눌(null) 공간에 배치하고 간섭을 억제하기 위해 업링크 및 다운링크의 빔포밍 이득에서 각각 KN_S 및 KM_S DoF가 감소한다. 상기 수학식 11과 상기 수학식 12의 분모는 간섭과 잡음의 전력을 나타낸다. 상기 수학식 11과 상기 수학식 12의 분모의 첫 번째 항은 비코히어런트 간섭(non-coherent interference, NCI)으로 알려져 있으며 수신 안테나와는 무관하지만 채널 추정 오류의 평균 제곱에 따라 달라질 수 있다. 채널 추정치의 품질이 향상됨에 따라 NCI 전력은 감소한다. 상기 수학식 11의 ζ 에서 확인할 수 있듯이, 기지국 자기 간섭은 기지국 전송 전력, 사용자 장비의 수, 기지국이 전송하는 데이터 스트림, 기지국 자기 간섭 레벨에 따라 달라질 수 있다. 이러한 조건이 고정되면, 기지국 송신 전력을 줄이면 다운링크 속도를 희생하여 기지국 자기 간섭을 줄이는 데 도움이 될 수 있다. 또한, 수학식 12의 Ψ 에서 확인할 수 있듯이, 사용자 장비 자기 간섭 및 사용자 장비 간 간섭은 사용자 장비 송신 전력, 사용자 장비의 수, 및 사용자 장비 데이터 스트림에 따라 달라질 수 있다. 마찬가지로, 사용자 장비에서 송신 전력을 줄이면 자기 간섭이 감소하여 결과적으로 업링크 속도가 감소할 수 있다. 기지국과 사용자 장비의 자기 간섭은 또한 수신 안테나의 수를 늘려서 줄일 수도 있다.

[0082] 합계 스펙트럼 효율을 계산하는 단계(S300)는 최대 비율 결합(MRC) 수신기를 사용하고 불완전한 채널 상태 정보를 가정하면, 기지국에서 l 번째 사용자 장비의 n번째 데이터 스트림에 대한 달성 가능한 업링크 속도와 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템의 l 번째 사용자 장비에 대한 기지국의 m번째 스트림에 대한 달성 가능한 다운링크 속도를 각각 하기 수학식 13과 하기 수학식 14로 정의할 수 있다.

[0083] [수학식 13]

[0084] $$R_{l,n}^{b,i} = \log_2\left(1 + \frac{p^s M_R\hat{\beta}_{l,n}^2}{p^s\sum_{k'=1}^{K}\sum_{n'=1}^{N_S}\beta_{k',n'} + \zeta + 1}\right)$$

[0085] [수학식 14]

[0086] $$R_{l,m}^{s,i} = \log_2\left(1 + \frac{p^b N_R\hat{\beta}_{ll,m}^2}{p^b\sum_{k'=1}^{K}\sum_{m'=1}^{M_S}\beta_{lk',m'} + \Psi + 1}\right)$$

[0087] 빔포밍 이득, 즉 상기 수학식 13과 상기 수학식 14의 분자는 각각 M_R과 N_R에 비례하여 증가한다. ZF-D와 달리 MRC는 간섭 전력을 줄이기 위해 DoF를 희생하지 않을 수 있다. 따라서, MRC의 채널 이득에 따라 달라지는 NCI 전력은 ZF에 비해 더 두드러진다. ζ 는 기지국 자기 간접 효과를 나타내고, Ψ는 사용자 장비 자기 간섭과 사용자 장비 간 간섭 전력을 나타낸다. ζ 와 Ψ 는 자기 간섭 강도, 송신 전력, 사용자 장비의 수, 및 스트림의 수에 따라 달라질 수 있다. ζ 와 Ψ 의 효과는 M_R과 N_R을 증가시킴으로써 상쇄될 수 있다.

[0088] 합계 스펙트럼 효율을 계산하는 단계(S300)는 신호 대 잡음 비(signal-to-noise ratio, SNR)

$\triangleq p^s = p^b \longrightarrow \infty$(단위 잡음 전력 가정)에 따라, 상기 수학식 11 내지 14을 각각 $\tilde{R}_{l,n}^{b,i} = \log_2\left(1+\frac{(M_R-KN_S)\hat{\beta}_{l,n}^2}{\sum_{k'=1}^{K}\sum_{n'=1}^{N_S}\hat{\beta}_{k',n'}^2+\sigma_m^2 KM_S}\right)$, $\tilde{R}_{l,m}^{s,i} = \log_2\left(1+\frac{(N_R-KM_S)\hat{\beta}_{ll,m}^2}{\sum_{k'=1}^{K}\sum_{m'=1}^{M_S}\hat{\beta}_{lk',m'}^2+(\sigma_{ll}^2+\sum_{k'\neq l}^{K}\sigma_{lk'}^2)N_S}\right)$, $\tilde{R}_{l,n}^{b,i} = \log_2\left(1+\frac{M_R\hat{\beta}_{l,n}^2}{\sum_{k'=1}^{K}\sum_{n'=1}^{N_S}\beta_{k',n'}+\sigma_m^2 KM_S}\right)$, 및 $\tilde{R}_{l,m}^{s,i} = \log_2\left(1+\frac{N_R\hat{\beta}_{ll,m}^2}{\sum_{k'=1}^{K}\sum_{m'=1}^{M_S}\beta_{lk',m'}+\sigma_{ll}^2 N_S+\sum_{k'\neq l}^{K}\sigma_{lk'}^2 N_S}\right)$로 감소시킬 수 있다.

[0089] 송신 및 간섭 전력은 SNR과 동시에 증가하므로, 단순히 송신 전력만 증가시켜서는 스펙트럼 효율(SE)을 개선할 수 없다.

[0090] 합계 스펙트럼 효율을 계산하는 단계(S300)는 ZF-D 또는 MRC를 사용하는 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템의 합계 스펙트럼 효율(sum SE)을 $SE = \frac{T-\tau_p}{T}R^i$로 정의할 수 있다. 여기에서, R^i는 하기 수학식 15와 같다.

[0091] [수학식 15]

[0092] $$R^i = \sum_{l=1}^{K}\left(\sum_{n=1}^{N_S}R_{l,n}^{b,i}+\sum_{m=1}^{M_S}R_{l,m}^{s,i}\right)$$

[0093] τ_p 또는 스트림을 업데이트하는 단계(S500)는 라인 검색 알고리즘으로 τ_p 또는 스트림을 업데이트할 수 있다. τ_p 또는 스트림을 업데이트하는 단계(S500)는 최대 합계 스펙트럼 효율을 위한 최적의 스트림 수를 구하기 위해 라인 검색 알고리즘으로 황금구간 탐색(golden-section search, GSS) 알고리즘과 같은 1차원 탐색 방법을 사용할 수 있다. 황금구간 탐색은 반복 횟수를 최소화하고 최적의 스펙트럼 효율 수렴 속도를 향상시킬 수 있다.

[0094] 반복하는 단계(S700)는 합계 스펙트럼 효율이 수렴될 때까지 합계 스펙트럼 효율(sum SE)을 계산하는 단계 및 상기 τ_p 또는 스트림을 업데이트하는 단계를 반복할 수 있다. 반복하는 단계(S700)는 합계 스펙트럼 효율이 수렴될 때까지 반복할 수 있다.

[0095] 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템을 최적화하는 방법을 요약하면 다음과 같다. 먼저, 1) 스트림의 수를 초기화한다. 이어서, 2) 합계 스펙트럼 효율을 계산하고, 3) 라인 검색 알고리즘으로 τ_p 또는 스트림을 업데이트한다. 마지막으로, 4) 2)와 3)의 과정을 합계 스펙트럼 효율이 수렴될 때까지 반복한다.

[0096] 도 3은 본 발명의 실시예에 따른 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템을 최적화하는 장치(100)의 구성도를 나타낸다. 도 3을 참조하면, 도시된 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템을 최적화하는 장치(100)의 구성은 간략화하여 나타낸 예시일 뿐이다. 본 발명의 일 실시예에서 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템을 최적화하는 장치(100)는 장치(100)의 검퓨팅 환경을 수행하기 위한 다른 구성들이 포함될 수 있고, 개시된 구성들 중 일부만이 장치(100)를 구성할 수도 있다.

[0097] 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템을 최적화하는 장치(100)는 하나 이상의 코어를 포함하는 프로세서(110), 메모리(120), 및 네트워크(130)를 포함할 수 있다.

[0098] 프로세서(110)는 하나 이상의 코어로 구성될 수 있으며, 컴퓨팅 장치의 중앙 처리 장치(CPU: central processing unit), 범용 그래픽 처리 장치(GPGPU: general purpose graphics processing unit), 텐서 처리 장치(TPU: tensor processing unit) 등의 데이터 분석, 딥러닝을 위한 프로세서를 포함할 수 있다. 프로세서(110)는 메모리(120)에 저장된 컴퓨터 프로그램을 판독하여 본 개시의 일 실시예에 따른 기계 학습을 위한 데이터 처리를 수행할 수 있다.

[0099] 프로세서(110)는 기지국에서 수신된 사용자 장비 신호의 스트림 또는 사용자 장비에 대한 기지국의 스트림을 초기화할 수 있다. 프로세서(110)는 전술한 스트림을 초기화하는 단계(S100)를 수행할 수 있다.

[0100] 프로세서(110)는 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템의 합계 스펙트럼 효율(sum SE)을 계산할 수 있다. 프로세서(110)는 전술한 합계 스펙트럼 효율을 계산하는 단계(S300)를 수행할 수 있다.

[0101] 프로세서(110)는 라인 검색 알고리즘으로 τ_p 또는 스트림을 업데이트할 수 있다. 프로세서(110)는 전술한 τ_p

또는 스트림 업데이트하는 단계(S500)를 수행할 수 있다.

[0102] 프로세서(110)는 합계 스펙트럼 효율이 수렴될 때까지 합계 스펙트럼 효율(sum SE) 계산과 τ_p 또는 스트림 업데이트를 반복할 수 있다. 프로세서(110)는 전술한 S300단계와 S500단계를 반복하는 단계(S700)를 수행할 수 있다.

[0103] 메모리(120)는 프로세서(110)가 생성하거나 결정한 임의의 형태의 정보 및 네트워크(130)가 수신한 임의의 형태의 정보를 저장할 수 있다.

[0104] 메모리(120)는 플래시 메모리 타입(flash memory type), 하드디스크 타입(hard disk type), 멀티미디어 카드 마이크로 타입(multimedia card micro type), 카드 타입의 메모리(예를 들어 SD 또는 XD 메모리 등), 램(Random Access Memory, RAM), SRAM(Static Random Access Memory), 롬(Read-Only Memory, ROM), EEPROM(Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory), PROM(Programmable Read-Only Memory), 자기 메모리, 자기 디스크, 광디스크 중 적어도 하나의 타입의 저장매체를 포함할 수 있다. 컴퓨팅 장치(100)는 인터넷(internet) 상에서 상기 메모리(120)의 저장 기능을 수행하는 웹 스토리지(web storage)와 관련되어 동작할 수도 있다. 전술한 메모리에 대한 기재는 예시일 뿐, 본 개시는 이에 제한되지 않는다.

[0105] 네트워크(130)는 임의의 형태의 공지된 유무선 통신 시스템을 사용할 수 있다. 네트워크(130)는 내시경 이미지 등을 관련 장치나 관련 시스템으로부터 수신할 수 있다.

[0106] 네트워크(130)는 프로세서(110)에 의해 처리된 정보, 사용자 인터페이스 등을 타 단말과의 통신을 통해 송수신할 수 있다. 예를 들어, 네트워크(130)는 프로세서(100)에 의해 생성된 사용자 인터페이스를 클라이언트(e.g. 사용자 단말)로 제공할 수 있다. 또한, 네트워크(130)는 클라이언트로 인가된 사용자의 외부 입력을 수신하여 프로세서(110)로 전달할 수 있다. 이때, 프로세서(110)는 네트워크(130)로부터 전달받은 사용자의 외부 입력을 기초로 사용자 인터페이스를 통해 제공되는 정보의 출력, 수정, 변경, 추가 등의 동작을 처리할 수 있다.

[0107] 이하에서는 본 발명의 시뮬레이션 결과를 설명한다.

[0108] 본 시뮬레이션에서는 도출된 결과의 정확성을 입증하기 위해 수치화된 결과를 제시한다. 별도의 언급이 없는 한, $\eta_m^2 = \sigma_{ll}^2 = \sigma_{lk'}^2 = 0.3$, $\forall l$이라고 가정한다. 파일럿 전력(pilot power), 일관성 간격(coherence interval), 및 파일럿 시퀀스 길이(pilot sequence length)는 각각 p_p=10dB, T=200(symbols), 및 $\tau_p = K(M_S + N_S)$이다. 본 시뮬레이션에서는 기지국과 사용자 장비가 동일한 수의 데이터 스트림을 전송한다고 가정한다(즉, $M_S = N_S$). 본 시뮬레이션에서는 $\beta_{l,n} = \beta_{ll,m} = 0.1$, $\forall l$, $N_T = N_S$, $M_T = KM_S$로 설정한다. 본 시뮬레이션에서 사용되는 몬테카를로 시뮬레이션은 10_4개 채널 구현의 평균이다.

[0109] 도 4는 본 발명의 실시예에 따른 합 전송률(sum-rate)과 SNR을 비교한 그래프를 나타낸다. 시뮬레이션 결과는 상기 수학식 9와 수학식 10을 상기 수학식 15에 대입하여 구하고, 분석 결과는 상기 수학식 11과과 수학식 12 및 상기 수학식 13과 수학식 14를 각각 ZF-D와 MRC에 대해 상기 수학식 15에 대입하여 구하였다.

[0110] 도 4를 참조하면, 분석 플롯이 시뮬레이션과 긴밀하게 일치하는 것을 확인할 수 있다. 도 4의 (a)에서 더 나은 간섭 억제로 인해 ZF-D는 K=2,4의 높은 SNR 영역에서 MRC 보다 성능이 뛰어나다. 사용자 장비 수가 2개에서 4개로 증가하면 멀티플렉싱 이득이 증가하여 합 전송률이 향상된다. 그러나 SNR이 증가하면 간섭 전력도 증가하기 때문에 합 전송률이 포화 상태가 된다. 몇 개의 수신 안테나가 합 전송률에 미치는 영향은 도 4의 (b)에서 확인할 수 있다. ZF-D의 경우 간섭을 제거할 수 있는 DoF가 충분하지 않기 때문에 안테나 수가 적은 MRC 보다 성능이 떨어진다. 그러나, M_R (N_R)이 증가하면 일반적으로 예상되는 대로 ZF-D가 MRC 보다 성능이 더 우수하다. 전반적으로 안테나를 추가하면 SE가 향상되지만, ZF-D의 NCI 전력 효과가 MRC에 비해 더욱 감소하기 때문에 ZF-D는 MRC에 비해 약 2.29 bits/s/Hz의 이득을 제공한다.

[0111] 도 5는 본 발명의 실시예에 따른 합 SE와 SNR을 비교한 그래프를 나타낸다. 도 5의 (a)를 참조하면, SNR에 대한 합 SE의 플롯을 확인할 수 있다. SNR=5dB에서 스트림 수가 2개에서 4개로 증가하면, ZF-D가 다중 스트림 전송 효과를 줄이고, 특히 높은 SNR 영역에서 MRC 보다 더 나은 성능을 보이기 때문에 ZF-D와 MRC에 대해 각각 약 10 bits/s/Hz와 9 bits/s/Hz의 이득이 발생한다. 예를 들어, SNR=20dB에서 ZF-D는 2개 및 4개 스트림에 대해 각각 약 1.86 bits/s/Hz 및 2.67 bits/s/Hz의 MRC 대비 이득을 제공한다. 그러나 다중 스트림 전송의 이점은 채널 추정 오버헤드와 다중 스트림 간섭의 증가로 인해 결국 줄어들게 된다. 이러한 효과는 도 5의 (b)에 표시되어

있으며, 도 5의 (b)는 다양한 SNR 값에 대한 스트림 수에 대해 합 SE를 플롯한 것이다. 합 SE는 처음에는 스트림 수에 따라 증가하여 최적 지점까지 증가하지만, 간섭(SR, UE-to-UE, NCI) 증가로 인해 최종적으로 감소한다. 여기서, ZF-D는 MRC 보다 빠르게 감쇠한다.

[0112] 도 5의 (b)에서 검은색 사각형으로 표시된 최적의 스트림 수는 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템을 최적화하는 방법을 통해 찾을 수 있다. 빔포밍의 개선으로 인해 합 SE도 SNR과 함께 증가한다. 위에서 설명한 간섭은 송신 전력에 따라 달라지므로 SNR을 높이면 SE 증가 속도가 더욱 느려진다. 예를 들어, 8개의 데이터 스트림과 고정된 수의 안테나를 사용하는 경우, MRC의 SE는 SNR이 -10dB에서 -5dB로 증가하면, 9.28 bits/s/Hz, 0dB에서 10dB로 증가하면, 2.89 bits/s/Hz 증가하는 반면, ZF-D의 SE는 SNR이 -10dB에서 -5dB, 0dB에서 10dB로 증가하면 각각 10.21 bits/s/Hz 및 3.72 bits/s/Hz 증가한다.

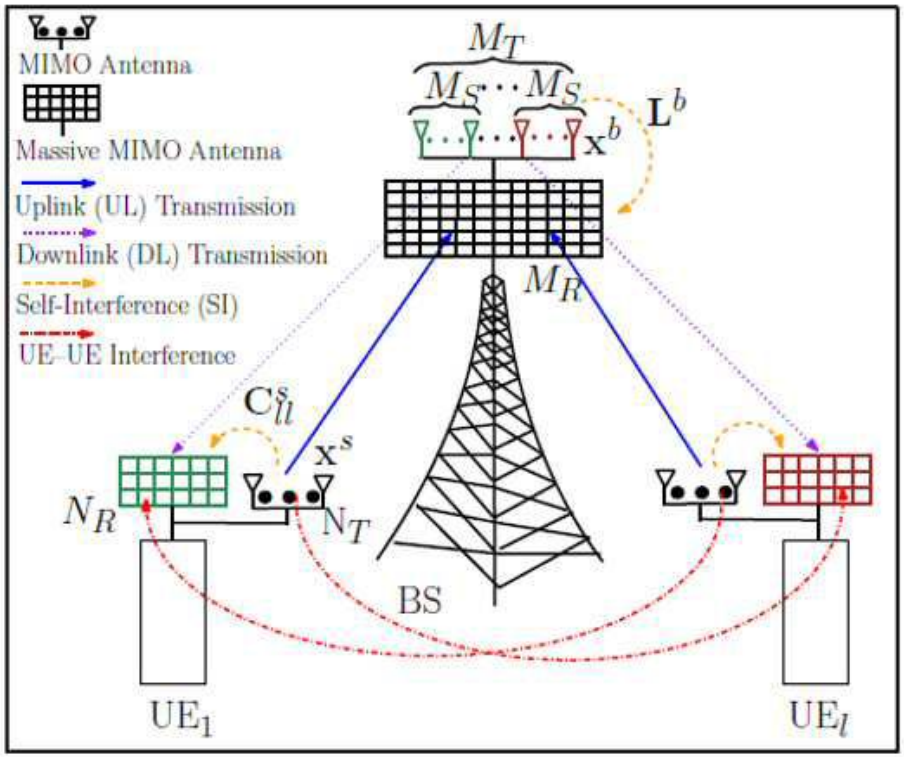
[0113] 도 6은 파일럿 길이가 합 SE에 미치는 영향을 나타내는 그래프이다. 도 6을 참조하면, 파일럿 길이가 길어질수록 채널 추정이 더 잘 되기 때문에 MRC와 ZF-D의 합 SE가 증가한다. 그러나 파일럿 길이가 증가함에 따라 데이터 전송에 사용할 수 있는 슬롯이 감소하여 SE가 감소한다. 또한 최적의 합 SE를 달성하는 데 필요한 파일럿 길이도 파일럿 전력이 증가함에 따라 감소한다. 도 6에서 볼 수 있듯이 ZF-D는 사용자 장비의 수와 데이터 스트림의 개수(예: 2개 스트림)에 관계없이 MRC보다 약간 더 높은 성능을 달성한다. 최대 SE를 위한 최적의 파일럿 길이(검은색 원)는 전이중 대규모 다중 입력 다중 출력 시스템을 최적화하는 방법을 통해 찾을 수 있다.

[0114] 도 7은 본 발명의 실시예에 따른 기지국과 사용자 장비가 반이중 또는 전이중 모드에서 동작할 때 SI가 합 SE에 미치는 영향을 나타내는 그래프이다. 반이중 모드에서는 수학식 15의 모든 SI 및 UE-to-UE 간섭 항을 0으로 설정하여 합 SE를 산출한다. 또한, 반이중 모드는 합 SE에 절반의 프리로그 계수를 부과하고 전이중 시스템의 두 배에 달하는 송신 전력을 사용하여 공정성을 보장한다. 도 7의 (a) 및 (b)에서 파라미터는 $p^s = p^b = 5$dB, $\beta_{l,n} = \beta_{ll,m} = 1$, K=4로 설정되어 있다. 도 7의 (a)에서 볼 수 있듯이 프리로그 계수가 1로 더 크기 때문에 전이중은 낮은 SI 체제에서 반이중 모드보다 성능이 뛰어나다. 그러나 SI가 증가함에 따라 전이중의 SE는 급격히 감소하여 결국 시스템을 지배하게 된다. 도 7의 (b)는 안테나 수에 대한 SE 합계를 플롯한 것이다. 시스템이 전반적인 간섭을 완화하기 위해 안테나 수(공간 다이버시티)에 의해 제공되는 증가된 DoF를 활용하기 때문에 안테나 어레이가 클수록 SI에 대응하는 데 도움이 된다. 도 7의 (a)의 이전 플롯과 유사하게 전이중은 더 큰 프리로그 계수로 인해 반이중에 비해 더 높은 합계의 SE를 제공한다.

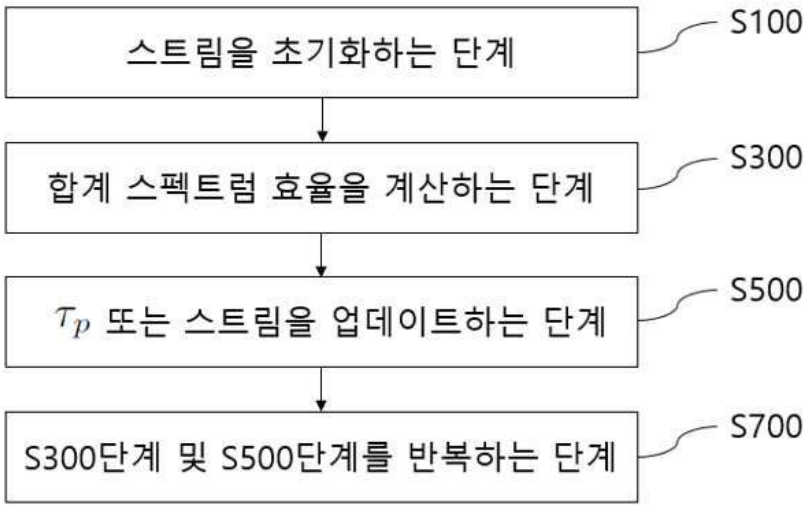
[0115] 이상에서 대표적인 실시예를 통하여 본 발명을 상세하게 설명하였으나, 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자는 상술한 실시예에 대하여 본 발명의 범주에서 벗어나지 않는 한도 내에서 다양한 변형이 가능함을 이해할 것이다. 그러므로 본 발명의 권리 범위는 설명한 실시예에 국한되어 정해져서는 안 되며, 후술하는 특허청구범위뿐만 아니라 특허청구범위와 균등 개념으로부터 도출되는 모든 변경 또는 변형된 형태에 의하여 정해져야 한다.

도면

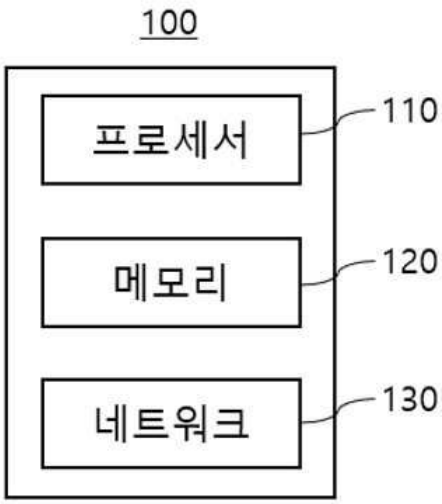
도면1


MIMO Antenna
Massive MIMO Antenna
Uplink (UL) Transmission
Downlink (DL) Transmission
Self-Interference (SI)
UE–UE Interference
M_T
$M_S \cdots M_S$
$\mathbf{x}^b$
$\mathbf{L}^b$
M_R
C_{ll}^s
$\mathbf{x}^s$
N_R
N_T
BS
UE_1
UE_l

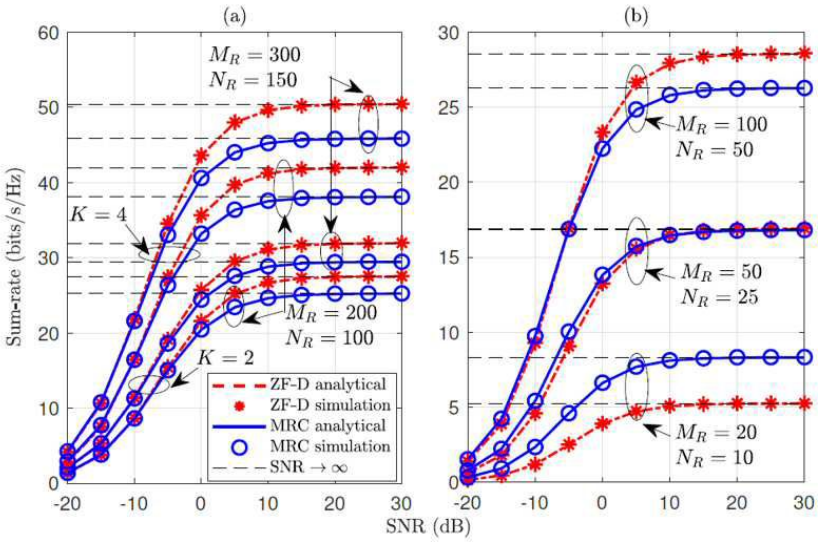
도면2


스트림을 초기화하는 단계
S100
합계 스펙트럼 효율을 계산하는 단계
S300
τ_p 또는 스트림을 업데이트하는 단계
S500
S300단계 및 S500단계를 반복하는 단계
S700

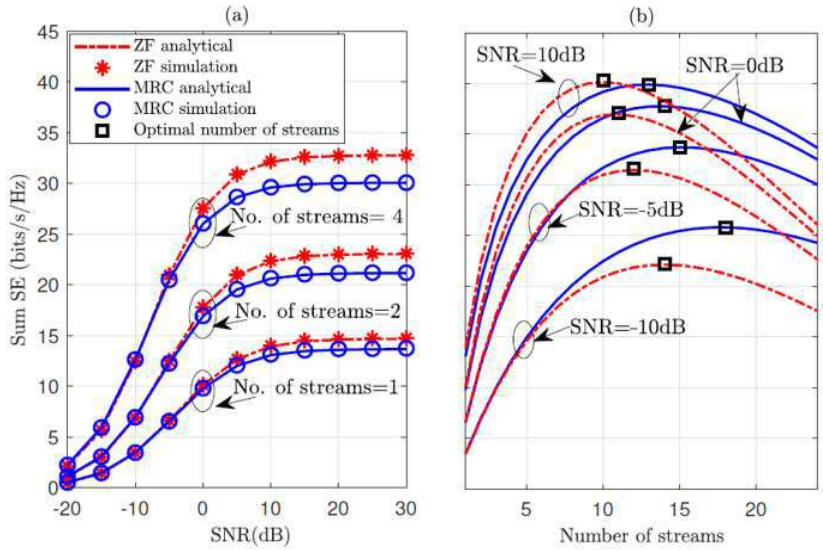
도면3


100
프로세서
110
메모리
120
네트워크
130

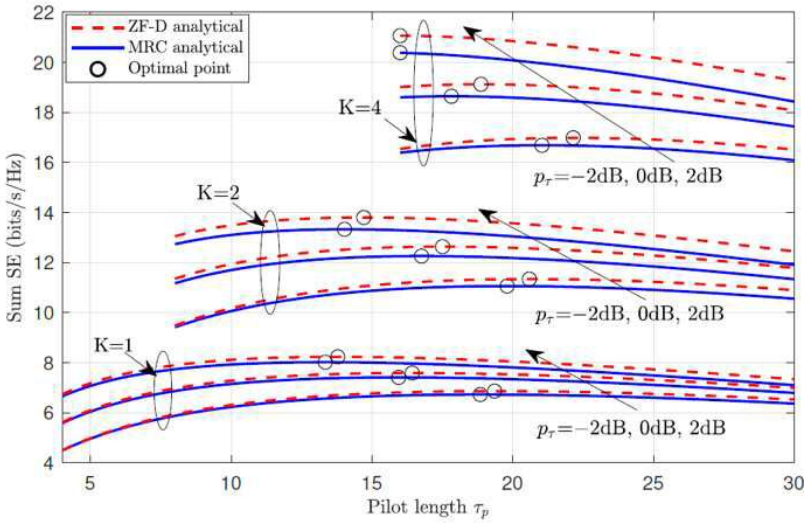
도면4


(a)
(b)
$M_R = 300$
$N_R = 150$
$K = 4$
$M_R = 200$
$N_R = 100$
$K = 2$
$M_R = 100$
$N_R = 50$
$M_R = 50$
$N_R = 25$
$M_R = 20$
$N_R = 10$
ZF-D analytical
ZF-D simulation
MRC analytical
MRC simulation
SNR → ∞
Sum-rate (bits/s/Hz)
SNR (dB)

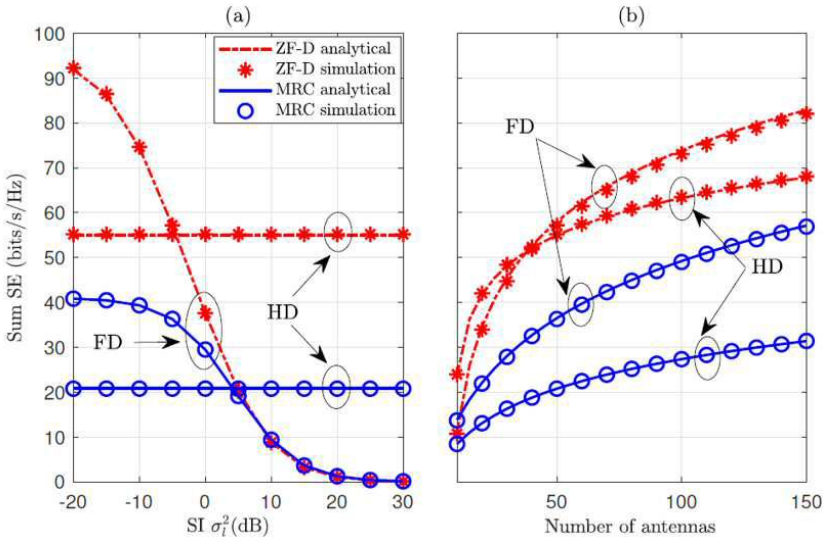
도면5


(a)
(b)
ZF analytical
ZF simulation
MRC analytical
MRC simulation
Optimal number of streams
No. of streams= 4
No. of streams=2
No. of streams=1
Sum SE (bits/s/Hz)
SNR(dB)
SNR=10dB
SNR=0dB
SNR=-5dB
SNR=-10dB
Number of streams

도면6


ZF-D analytical
MRC analytical
Optimal point
K=4
K=2
K=1
p_τ=−2dB, 0dB, 2dB
p_τ=−2dB, 0dB, 2dB
p_τ=−2dB, 0dB, 2dB
Sum SE (bits/s/Hz)
Pilot length τ_p

도면7


(a)
(b)
ZF-D analytical
ZF-D simulation
MRC analytical
MRC simulation
Sum SE (bits/s/Hz)
SI σ_I^2(dB)
Number of antennas
FD
HD
FD
HD
100
90
80
70
60
50
40
30
20
10
0
-20
-10
0
10
20
30
50
100
150