(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2024-0106988
(43) 공개일자 2024년07월08일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/155 (2006.01) *H03M 1/12* (2006.01)
H04B 7/0413 (2017.01) *H04B 7/06* (2017.01)
(52) CPC특허분류
H04B 7/15528 (2013.01)
H03M 1/1245 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2023-0188085
(22) 출원일자 2023년12월21일
심사청구일자 2023년12월21일
(30) 우선권주장
1020220188936 2022년12월29일 대한민국(KR)

(71) 출원인
국립한밭대학교 산학협력단
대전광역시 유성구 동서대로 125 (덕명동)
(72) 발명자
브리짓 두로와 안튀보아시아코
대전광역시 유성구 학하서로 121번길 55-5, 405호
이경재
대전광역시 유성구 노은동로 111, 1010동 701호(노은동, 열매마을10단지아파트)
(74) 대리인
이은철, 이우영

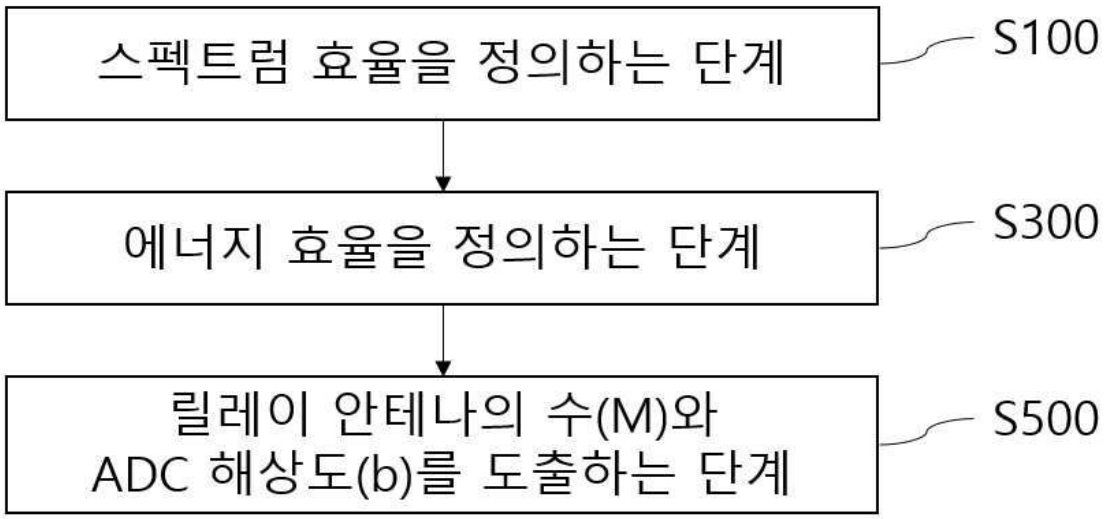
전체 청구항 수 : 총 7 항

(54) 발명의 명칭 **저해상도 ADC를 사용하는 전이중 대규모 MIMO 릴레이 시스템의 에너지 효율 최적화 방법 및 장치**

(57) 요 약

본 발명은, 저해상도 ADC를 사용하는 전이중 대규모 MIMO 릴레이 시스템의 에너지 효율을 최적화하는 방법에 있어서, 선형 가산 양자화 잡음 모델(Additive Quantization Noise Model, AGNM), 불완전한 채널 상태 정보(Channel State Information, CSI), 및 제로 포싱(ZF) 처리 하에서의 폐쇄형 스펙트럼 효율(SE)을 정의하는 단계; 정의된 스펙트럼 효율(SE)을 이용하여 에너지 효율(EE)을 정의하는 단계; 및 상기 스펙트럼 효율(SE)과 상기 에너지 효율(SE)을 이용하여 최대의 에너지 효율(EE)을 달성할 수 있는 릴레이 안테나의 수(M)와 ADC 해상도(b)를 도출하는 단계;를 포함하는 것을 일 특징으로 한다.

대 표 도 - 도1



(52) CPC특허분류
H04B 7/0413 (2013.01)
H04B 7/0626 (2013.01)
H04B 7/15585 (2013.01)
Y02D 30/70 (2020.08)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업
과제고유번호 1711174097
과제번호 00156212
부처명 과학기술정보통신부
과제관리(전문)기관명 정보통신기획평가원
연구사업명 정보통신방송혁신인재양성(R&D)
연구과제명 ICT혁신인재4.0 (한밭대학교)
기 여 율 1/2
과제수행기관명 한밭대학교산학협력단
연구기간 2022.07.01 ~ 2022.12.31
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 ~ 2023.02.28

명 세 서

청구범위

청구항 1

저해상도 ADC를 사용하는 전이중 대규모 MIMO 릴레이 시스템의 에너지 효율을 최적화하는 방법에 있어서,

선형 가산 양자화 잡음 모델(Additive Quantization Noise Model, AGNM), 불완전한 채널 상태 정보(Channel State Information, CSI), 및 제로 포싱(ZF) 처리 하에서의 폐쇄형 스펙트럼 효율(SE)을 정의하는 단계;

정의된 스펙트럼 효율(SE)을 이용하여 에너지 효율(EE)을 정의하는 단계; 및

상기 스펙트럼 효율(SE)과 상기 에너지 효율(SE)을 이용하여 최대의 에너지 효율(EE)을 달성할 수 있는 릴레이 안테나의 수(M)와 ADC 해상도(b)를 도출하는 단계;

를 포함하는, 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 폐쇄형 스펙트럼 효율(SE)을 정의하는 단계는,

하기 수학식 6으로 폐쇄형 스펙트럼 효율(SE)을 정의하는 것인, 방법.

[수학식 6]

$$SE_k = \frac{\tau_d}{\tau_c}\log_2\left(1+\frac{p_{\mathrm{A}}}{\frac{\varrho\psi+p_{\mathrm{A}}(\omega+\varphi)}{M-K}+\frac{(1-\alpha)(\varrho\psi+p_{\mathrm{A}}(\omega+\vartheta))}{\alpha(M-K)}+\mathcal{G}_k+\frac{(1-\theta)}{\alpha\theta}\left(\frac{(2-\alpha)\varrho\psi}{M-K}+\alpha p_{\mathrm{A}}+\frac{((1-\alpha)\vartheta+\alpha\varphi+\omega)p_{\mathrm{A}}}{M-K}+\frac{1}{\alpha\gamma^2}\right)}\right)$$

(여기에서, τ_c는 일관성 간격이고, $\tau_d = \tau_c - 2\tau_{\mathrm{p}}$이고, τ_{p}는 소스 노드 및 K 목적지 노드의 모든 사용자 장비는 길이이고, p_{A}는 각 사용자 장비(UE)의 평균 전송 전력이고, α는 릴레이 노드(R)에서의 선형 양자화 이득이고, θ는 목적지 노드(B)에서의 선형 양자화 이득이고, φ는 $\sum_{i=1}^{K}\frac{\beta_{\mathrm{RB},k}-\sigma^2_{\mathrm{RB},k}}{\sigma^2_{\mathrm{RB},i}}$이고, ψ는 $\sigma^{-2}_{\mathrm{AR},k}+\varpi$이고, ω는 $\psi\sum_{i=1}^{K}(\beta_{\mathrm{AR},i}-\sigma^2_{\mathrm{AR},i})$이고, ϖ는 $\frac{\beta_{\mathrm{RB},k}-\sigma^2_{\mathrm{RB},k}}{(M-K)}\sum_{i=1}^{K}\frac{1}{\sigma^2_{\mathrm{AR},i}\sigma^2_{\mathrm{RB},i}}$이고, ϑ는 $(1+\sum_{i=1}^{K}\sigma^2_{\mathrm{AR},i}\varpi)$이고, ϱ는 $p_{\mathrm{R}}\sigma^2_{\mathrm{L1}}+1$이고, γ^2는 $p_{\mathrm{R}}\left(\frac{\alpha}{M-K}\left[\sum_{i=1}^{K}\frac{p_{\mathrm{A}}}{\sigma^2_{\mathrm{RB},i}}+\frac{\varpi(p_{\mathrm{A}}\omega\psi^{-1}+\varrho)}{\beta_{\mathrm{RB},k}-\sigma^2_{\mathrm{RB},k}}\right]\right)^{-1}$이고, $\mathcal{G}_k$는 $\frac{1}{\alpha^2\gamma^2}$이고, $\beta_{\mathrm{AR},k}$는 소드 노드(A)에서 릴레이 노드(R)까지의 대규모 페이딩 행렬의 k 번째 대각선 요소이고, $\beta_{\mathrm{RB},k}$는 릴레이 노드(R)에서 목적지 노드(B)까지의 대규모 페이딩 행렬의 k 번째 대각선 요소이고, $\sigma^2_{\mathrm{AR},k}$는 소드 노드(A)에서 릴레이 노드(R)까지의 대각선 행렬의 k 번째 대각선 요소이고 $\sigma^2_{\mathrm{RB},k}$는 릴레이 노드(R)에서 목적지 노드(B)까지의 대각선 행렬의 k 번째 대각선 요소이다.)

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 폐쇄형 스펙트럼 효율(SE)을 정의하는 단계는,

제로 포싱(ZF)를 사용하여 불완전한 CSI 하에서 스펙트럼 효율(SE)의 하한선을 도출하는 것인, 방법.

청구항 4

제1항에 있어서,

상기 에너지 효율(EE)을 정의하는 단계는,

하기 수학식 10으로 에너지 효율(EE)을 정의하는 것인, 방법.

[수학식 10]

$$\mathrm{EE} = B_w \cdot \sum_{k=1}^{K} \mathrm{SE}_k / (P_{\mathrm{CP}} + P_{\mathrm{TX}})$$

(여기에서, B_w는 전송 대역폭을 의미하고, K는 사용자 장비(UE) 쌍의 단일 안테나 개수이고, P_{CP}는 회로 전력을 나타내고, P_{TX}는 사용자 장비(UE) 쌍과 릴레이 노드(R) 전력 증폭기(power amplifier, PA)의 전력 소모(PC)를 나타낸다)

청구항 5

제4항에 있어서,

P_{TX}는 하기 수학식 11로 정의되는 것인, 방법.

[수학식 11]

$$P_{\mathrm{TX}} = \eta_{\mathrm{PAU}}^{-1}\left(1-\frac{2K}{\tau_c}\right)Kp_{\mathrm{A}} + 0.5\eta_{\mathrm{PAR}}^{-1}\left(1-\frac{2K}{\tau_c}\right)p_{\mathrm{R}} + 0.5\eta_{\mathrm{PAU}}^{-1}4K^2p_{\mathrm{p}}$$

(여기에서, η_{PAU}는 사용자 장비(UE) 쌍에서의 전력 증폭기(PA) 효율이고, η_{PAR}는 릴레이 노드(R)에서의 전력 증폭기(PA) 효율이고, p_{R}은 릴레이 노드(R)의 평균 송신 전력이고, τ_c는 일관성 간격이고, p_{p}는 파일럿 전력을 의미한다)

[수학식 12]

$$P_{\mathrm{CP}} = P_{\mathrm{FIX}} + P_{\mathrm{TC}} + P_{\mathrm{SIG}}$$

청구항 6

제4항에 있어서,

P_{CP}는 하기 수학식 12로 정의되는 것인, 방법.

[수학식 12]

$$P_{\mathrm{CP}} = P_{\mathrm{FIX}} + P_{\mathrm{TC}} + P_{\mathrm{SIG}}$$

(여기에서, P_{FIX}는 P_{TC}에서 제공하는 고정 전력을 의미하고, P_{TC}는 $M(P_{\mathrm{r}} + 2P_{\mathrm{ADC}}) + 2KP_{\mathrm{u}} + P_{\mathrm{SYN}} + 2KP_{\mathrm{ADC}}$이고, P_{SYN}, P_{r}, 및 P_{u}는 각각 로컬 발진기(local oscillator), 릴레이 노드(R)의 회로 구성 요소, 및 사용자 장비 쌍에서의 전력 소비(PC)를 나타내고, P_{ADC}는 ADC 전력 소모를 나타내고, $P_{\mathrm{SIG}} = \frac{B_w}{\tau_c}\frac{8MK^2}{L_{\mathrm{R}}} + \left(1-\frac{2K}{\tau_c}\right)\frac{4MKB_w}{L_{\mathrm{R}}} + P_{\mathrm{LP\text{-}C}}$이고, L_{R}은 계산 효율(computational efficiency)을 나타내고, $P_{\mathrm{LP\text{-}C}}$은 선택한 LP(linear processing)의 유형을 나타낸다)

청구항 7

저해상도 ADC를 사용하는 전이중 대규모 MIMO 릴레이 시스템의 에너지 효율을 최적화하는 장치에 있어서,

선형 가산 양자화 잡음 모델(Additive Quantization Noise Model, AGNM), 불완전한 채널 상태 정보(Channel State Information, CSI), 및 제로 포싱(ZF) 처리 하에서의 폐쇄형 스펙트럼 효율(SE)을 정의하는 스펙트럼 효율 정의부;

정의된 스펙트럼 효율(SE)을 이용하여 에너지 효율(EE)을 정의하는 에너지 효율 정의부; 및

상기 스펙트럼 효율(SE)과 상기 에너지 효율(SE)을 이용하여 최대의 에너지 효율(EE)을 달성할 수 있는 릴레이

안테나의 수(M)와 ADC 해상도(b)를 도출하는 최적화부;

를 포함하는, 장치.

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 저해상도 ADC를 사용하는 전이중 대규모 MIMO 릴레이 시스템의 에너지 효율 최적화 방법에 관한 것으로서, 특히 제로 포싱(ZF) 프로세싱을 통해 전이중(FD) 대용량 MIMO AF 릴레이 작동에서의 에너지 효율 최적화 방법에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 전이중(Full-Duplex, FD) 및 대규모 다중 입력 다중 출력(massive multiple-input multiple-output, MIMO) 시스템은 5세대(5G) 및 새롭게 부상하는 시스템을 구현하는 데 필수적인 기술이다. 전이중(FD) 시스템에서는 반이중(Half-Duples) 시스템과 달리 동일한 시간 주파수 리소스에서 데이터를 동시에 송수신한다. 그러나 전이중(FD)를 활용하면 기지국(Base Station, BS)에서 수신기로 전송된 신호가 루프백되는 자기 간섭(Self-Interference, SI)이 발생한다. 하지만, 대규모 다중 입력 다중 출력(mMIMO)과 같이 기지국(BS)에 수백 개의 안테나를 배치하면 자기 간섭(SI)를 줄일 수 있다. 대규모 다중 입력 다중 출력(mMIMO)은 방사 에너지를 대상 사용자 장비(User Equipment)에 집중시켜 시스템 효율을 개선하고 높은 멀티플렉싱 이득을 제공한다. 또한 대규모 다중 입력 다중 출력(mMIMO)은 최대 비율 결합/최대 비율 전송(maximum-ratio combining/transmission, MRC/MRT) 및 제로 포싱(zero-forcing, ZF)과 같은 간단한 선형 처리(Linear Processing, LP) 기술을 통해 최적에 가까운 성능을 달성할 수 있다.

[0003] 그러나, 기지국(BS) 안테나의 증가와 관련된 주요 우려 사항은 회로 전력 소비(Power Consumption, PC) 및 하드웨어 비용의 증가이다. 전력 소비(PC)가 증가하면 에너지 효율(Energy Efficiency, EE)에 부정적인 영향을 미친다. 따라서, 기지국(BS) 안테나의 회로 전력 소비(PC)를 줄이기 위해 저해상도 아날로그-디지털 컨버터(analog-to-digital converter)가 제안되고 있다. 저해상도 아날로그-디지털 컨버터(analog-to-digital converter)의 적용에 따른 비선형 ADC 양자화 잡음(Quantization Noise, QN)은 선형 가산 양자화 잡음 모델(Additive Quantization Noise Model, AQNM)로 근사화할 수 있다.

[0004] 최근 한 연구에서는 싱글홉 시스템에서 AQNM을 활용하여 저해상도 ADC가 각각 레일리 채널과 리시안 채널의 스펙트럼 효율(Spectral Efficiency, SE)에 미치는 영향을 연구하였고, 해당 연구에서는 릴레이는 정보 전송을 지원하고 네트워크 커버리지를 확장함을 확인하였다. 다른 문헌에서는, 듀얼홉 대규모 MIMO 시스템에서 전이중 AF(Amplify-and-Forward) 대규모 릴레이 시스템을 연구하였고, 해당 연구에서는 릴레이와 목적지에 저해상도 ADC를 제안하고 불완전한 채널 상태 정보(Channel State Information, CSI) 하에서 합계 스펙트럼 효율(SE)을 조사하였다.

[0005] 그러나, 적절한 복잡도에서 상당한 자기 간섭(SI) 억제와 높은 에너지 효율(EE)을 달성하기 위해 제로 포싱(ZF)이 활용된다. 무한히 반복되는 자기 간섭(SI)으로 인한 릴레이 진동을 방지하기 위해 전이중 대규모 MIMO AF 릴레이 시스템에서 세미블라인드 이득 제어(semi-blind gain control) 기능을 갖춘 제로 포싱(ZF) 기반 트랜시버 설계가 제안되었다. ZF를 사용하는 한 연구에서는 디코드-앤-포워드(Decode-and-Forward, DF) 릴레이를 사용하는 하드웨어 장애가 있는 대규모 MIMO 전이중 시스템의 상한 분석과 점근적 종단간 달성율을 제공하며, 다른 연구에서는 저해상도 ADC를 사용하는 대규모 MIMO AF 시스템에서 스펙트럼 효율(SE)를 도출하고 다양한 시나리오에서 점근적 분석을 제시하였다.

[0006] 무선 센서 네트워크(wireless sensor network)와 같이 에너지 문제가 주요 장벽으로 남아 있고 에너지 제약이 있는 디바이스가 배포되는 애플리케이션의 경우 릴레이 뿐만 아니라 대상 사용자 장비(UE)에서도 저해상도 ADC를 사용하여 전력 소비(PC)를 축소할 수 있는 가능성을 조사하는 것이 중요하다. 그러나 다른 연구들에서는 고해상도 ADC를 가정하고 시뮬레이션이 진행되거나, 릴레이에서 저해상도 ADC만 고려한다. 한 연구에서는 릴레이와 사용자에 저해상도 ADC가 있는 대규모 MIMO 시스템의 릴레이에서 MRC/MRT 처리를 사용한다. 그러나 앞서 언급한 모든 연구들은 기지국(BS)과 목적지 사용자 장비(UE) 모두에서 저해상도 ADC의 효과를 고려할 때 제로 포싱(ZF)을 사용하여 폐쇄형 스펙트럼 효율(SE) 솔루션을 도출하지 않았다.

[0007] 따라서, 릴레이 노드 및 목적지 노드에 저해상도 ADC를 사용하는 전이중 대규모 MIMO 릴레이 시스템에서 스펙트

럼 효율(SE) 및 에너지 효율(EE)을 분석하는 것이 요구되고 있는 실정이다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0008] 본 발명은 전이중 대규모 MIMO 릴레이 시스템에서 최적의 릴레이 안테나의 수와 ADC 해상도를 도출하여 최적의 에너지 효율을 달성할 수 있는 저해상도 ADC를 사용하는 전이중 대규모 MIMO 릴레이 시스템의 에너지 효율 최적화 방법을 제공하는 것을 일 목적으로 한다.

과제의 해결 수단

[0009] 상기 목적을 달성하기 위하여 본 발명은, 저해상도 ADC를 사용하는 전이중 대규모 MIMO 릴레이 시스템의 에너지 효율을 최적화하는 방법에 있어서, 선형 가산 양자화 잡음 모델(Additive Quantization Noise Model, AGNM), 불완전한 채널 상태 정보(Channel State Information, CSI), 및 제로 포싱(ZF) 처리 하에서의 폐쇄형 스펙트럼 효율(SE)을 정의하는 단계; 정의된 스펙트럼 효율(SE)을 이용하여 에너지 효율(EE)을 정의하는 단계; 및 상기 스펙트럼 효율(SE)과 상기 에너지 효율(SE)을 이용하여 최대의 에너지 효율(EE)을 달성할 수 있는 릴레이 안테나의 수(M)와 ADC 해상도(b)를 도출하는 단계;를 포함하는 것을 일 특징으로 한다.

[0010] 바람직하게는, 상기 폐쇄형 스펙트럼 효율(SE)을 정의하는 단계는, 하기 수학식 6으로 폐쇄형 스펙트럼 효율(SE)을 정의할 수 있다.

[0011] [수학식 6]

[0012] $$SE_k = \frac{\tau_d}{\tau_c}\log_2\left(1+\frac{p_{\mathrm{A}}}{\frac{\varrho\psi+p_{\mathrm{A}}(\omega+\varphi)}{M-K}+\frac{(1-\alpha)(\varrho\psi+p_{\mathrm{A}}(\omega+\vartheta))}{\alpha(M-K)}+\mathcal{G}_k+\frac{(1-\theta)}{\alpha\theta}\left(\frac{(2-\alpha)\varrho\psi}{M-K}+\alpha p_{\mathrm{A}}+\frac{((1-\alpha)\vartheta+\alpha\varphi+\omega)p_{\mathrm{A}}}{M-K}+\frac{1}{\alpha\gamma^2}\right)}\right)$$

[0013] (여기에서, τ_c는 일관성 간격이고, $\tau_d = \tau_c - 2\tau_{\mathrm{p}}$이고, τ_{p}는 소스 노드 및 K 목적지 노드의 모든 사용자 장비는 길이이고, p_{A}는 각 사용자 장비(UE)의 평균 전송 전력이고, α는 릴레이 노드(R)에서의 선형 양자화 이득이고, θ는 목적지 노드(B)에서의 선형 양자화 이득이고, φ는 $\sum_{i=1}^{K}\frac{\beta_{\mathrm{RB},k}-\sigma^2_{\mathrm{RB},k}}{\sigma^2_{\mathrm{RB},i}}$이고, ψ는 $\sigma^{-2}_{\mathrm{AR},k}+\varpi$이고, ω는 $\psi\sum_{i=1}^{K}(\beta_{\mathrm{AR},i}-\sigma^2_{\mathrm{AR},i})$이고, ϖ는 $\frac{\beta_{\mathrm{RB},k}-\sigma^2_{\mathrm{RB},k}}{(M-K)}\sum_{i=1}^{K}\frac{1}{\sigma^2_{\mathrm{AR},i}\sigma^2_{\mathrm{RB},i}}$이고, ϑ는 $(1+\sum_{i=1}^{K}\sigma^2_{\mathrm{AR},i}\varpi)$이고, ϱ는 $p_{\mathrm{R}}\sigma^2_{\mathrm{L1}}+1$이고, γ^2는 $p_{\mathrm{R}}\left(\frac{\alpha}{M-K}\left[\sum_{i=1}^{K}\frac{p_{\mathrm{A}}}{\sigma^2_{\mathrm{RB},i}}+\frac{\varpi(p_{\mathrm{A}}\omega\psi^{-1}+\varrho)}{\beta_{\mathrm{RB},k}-\sigma^2_{\mathrm{RB},k}}\right]\right)^{-1}$이고, $\mathcal{G}_k$는 $\frac{1}{\alpha^2\gamma^2}$이고, $\beta_{\mathrm{AR},k}$는 소드 노드(A)에서 릴레이 노드(R)까지의 대규모 페이딩 행렬의 k 번째 대각선 요소이고, $\beta_{\mathrm{RB},k}$는 릴레이 노드(R)에서 목적지 노드(B)까지의 대규모 페이딩 행렬의 k 번째 대각선 요소이고, $\sigma^2_{\mathrm{AR},k}$는 소드 노드(A)에서 릴레이 노드(R)까지의 대각선 행렬의 k 번째 대각선 요소이고 $\sigma^2_{\mathrm{RB},k}$는 릴레이 노드(R)에서 목적지 노드(B)까지의 대각선 행렬의 k 번째 대각선 요소이다.)

[0014] 바람직하게는, 상기 폐쇄형 스펙트럼 효율(SE)을 정의하는 단계는, 제로 포싱(ZF)를 사용하여 불완전한 CSI 하에서 스펙트럼 효율(SE)의 하한선을 도출할 수 있다.

[0015] 바람직하게는, 상기 에너지 효율(EE)을 정의하는 단계는, 하기 수학식 10으로 에너지 효율(EE)을 정의할 수 있다.

[0016] [수학식 10]

[0017] $$\mathrm{EE} = B_w \cdot \sum_{k=1}^{K}\mathrm{SE}_k/(P_{\mathrm{CP}}+P_{\mathrm{TX}})$$

[0018] (여기에서, B_w는 전송 대역폭을 의미하고, K는 사용자 장비(UE) 쌍의 단일 안테나 개수이고, P_{CP}는 회로 전력을 나타내고, P_{TX}는 사용자 장비(UE) 쌍과 릴레이 노드(R) 전력 증폭기(power amplifier, PA)의 전력 소모(PC)를 나타낸다)

[0019] 바람직하게는, P_{TX}는 하기 수학식 11로 정의될 수 있다.

[0020] [수학식 11]

[0021] $$P_{TX} = \eta_{PAU}^{-1}\left(1-\frac{2K}{\tau_c}\right)Kp_A + 0.5\eta_{PAR}^{-1}\left(1-\frac{2K}{\tau_c}\right)p_R + 0.5\eta_{PAU}^{-1}4K^2p_p$$

[0022] (여기에서, η_{PAU}는 사용자 장비(UE) 쌍에서의 전력 증폭기(PA) 효율이고, η_{PAR}는 릴레이 노드(R)에서의 전력 증폭기(PA) 효율이고, p_R은 릴레이 노드(R)의 평균 송신 전력이고, τ_c는 일관성 간격이고, p_p는 파일럿 전력을 의미한다)

[0023] 바람직하게는, P_{CP}는 하기 수학식 12로 정의될 수 있다.

[0024] [수학식 12]

[0025] $$P_{CP} = P_{FIX} + P_{TC} + P_{SIG}$$

[0026] (여기에서, P_{FIX}는 P_{TC}에서 제공하는 고정 전력을 의미하고, P_{TC}는 $M(P_r + 2P_{ADC}) + 2KP_u + P_{SYN} + 2KP_{ADC}$이고, P_{SYN}, P_r, 및 P_u는 각각 로컬 발진기(local oscillator), 릴레이 노드(R)의 회로 구성 요소, 및 사용자 장비 쌍에서의 전력 소비(PC)를 나타내고, P_{ADC}는 ADC 전력 소모를 나타내고, $P_{SIG} = \frac{B_w}{\tau_c}\frac{8MK^2}{L_R} + \left(1-\frac{2K}{\tau_c}\right)\frac{4MKB_w}{L_R} + P_{LP\text{-}C}$이고, L_R은 계산 효율(computational efficiency)을 나타내고, $P_{LP\text{-}C}$은 선택한 LP(linear processing)의 유형을 나타낸다)

[0027] 또한 본 발명은, 저해상도 ADC를 사용하는 전이중 대규모 MIMO 릴레이 시스템의 에너지 효율을 최적화하는 장치에 있어서, 선형 가산 양자화 잡음 모델(Additive Quantization Noise Model, AGNM), 불완전한 채널 상태 정보(Channel State Information, CSI), 및 제로 포싱(ZF) 처리 하에서의 폐쇄형 스펙트럼 효율(SE)을 정의하는 스펙트럼 효율 정의부; 정의된 스펙트럼 효율(SE)을 이용하여 에너지 효율(EE)을 정의하는 에너지 효율 정의부; 및 상기 스펙트럼 효율(SE)과 상기 에너지 효율(SE)을 이용하여 최대의 에너지 효율(EE)을 달성할 수 있는 릴레이 안테나의 수(M)와 ADC 해상도(b)를 도출하는 최적화부;를 포함하는 것을 다른 특징으로 한다.

발명의 효과

[0028] 본 발명은 저해상도 ADC를 사용하는 전이중 대규모 MIMO 릴레이 시스템을 직접적으로 구현하여 시뮬레이션하지 않아도, 스펙트럼 효율(SE)의 폐쇄형 해를 도출하고, 도출된 스펙트럼 효율(SE)에 현실적인 모델을 적용하여 최적의 에너지 효율(EE)을 달성할 수 있는 릴레이 안테나의 수와 ADC 해상도를 도출할 수 있다는 이점이 있다.

도면의 간단한 설명

[0029] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 저해상도 ADC를 사용하는 전이중 대규모 MIMO 릴레이 시스템의 에너지 효율 최적화 방법의 흐름도를 나타낸다.

도 2는 본 발명의 실시예에 따른 SNR에 대한 합 스펙트럼 효율(sum SE)을 나타낸다.

도 3는 본 발명의 실시예에 따른 M(안테나의 수)에 대한 합 스펙트럼 효율(sum SE)을 나타낸다.

도 4는 실시예에 따른 ADC 분해능 비트 b에 대한 합 스펙트럼 효율(sum SE)을 나타낸다.

도 5의 (a)는 본 발명의 실시예에 따른 안테나의 수 M에 대한 에너지 효율(EE)을 나타낸다.

도 5의 (b)는 본 발명의 실시예에 따른 에너지 효율(EE)과 ADC 해상도 b 사이의 관계를 나타낸다.

도 6은 b가 1에서 20 범위에서, M = 128 및 M = 256에 대한 EE-SE 트레이드 오프 관계를 나타낸다.

도 7은 본 발명의 실시예에 따른 저해상도 ADC를 사용하는 전이중 대규모 MIMO 릴레이 시스템의 에너지 효율 최적화 장치의 구성도를 나타낸다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0030] 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.

[0031] 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.

[0032] 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.

[0033] 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.

[0034] 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.

[0035] 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.

[0036] $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{N \times M}$는 차원 N에 M을 곱한 행렬을 나타낸다. $\mathrm{tr}\{\mathbf{A}\}$ 및 $\mathbf{A}^{\dagger}$는 각각 행렬 A의 트레이스(trace) 및 공액 전치(conjugate transpose)를 나타낸다. 행렬 $\mathbf{A}$와 백터 a의 추정치는 각각 $\hat{\mathbf{A}}$와 $\hat{\mathbf{a}}$로 표시된다. 또한, $|\mathbf{A}|$와 $\|\mathbf{A}\|$는 각각 행렬 A의 행렬식 연산(determinant operation)과 행렬의 놈(norm)이다. $\mathbf{I}_N$은 $N \times N$ 단위행렬을 나타낸다. $n \sim \mathcal{CN}(0, \delta^2)$은 평균이 0이고 분산이 δ^2인 원형 대칭 복소 가우스 확률 변수 n을 나타낸다. $\mathbb{E}_X[f(X)]$는 무작위 변수 X에 대한 기대 연산(expectation operation)을 나타낸다. $\Re\{\cdot\}$와 $\Im\{\cdot\}$는 각각 실수 함수와 허수 함수에 해당하고, $\mathrm{vec}(\cdot)$와 $\mathrm{diag}(\cdot)$는 각각 백터화 및 대각선화 연산을 반환한다.

[0037] 이하, 첨부한 도면들을 참조하여 본 발명의 기술적 구성을 상세하게 설명한다.

[0038] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 저해상도 ADC를 사용하는 전이중 대규모 MIMO 릴레이 시스템의 에너지 효율 최적화 방법의 흐름도를 나타낸다. 도 1을 참조하면, 에너지 효율 최적화 방법은 스펙트럼 효율을 정의하는 단계(S100), 에너지 효율을 정의하는 단계(S300), 및 릴레이 안테나의 수(M)와 ADC 해상도(b)를 도출하는 단계(이하, '최적화 단계'라 칭함)(S500)를 포함할 수 있다.

[0039] 본 발명에서는 대역폭 B_w(Hz)에서 작동하는 M개의 수신 및 송신 안테나를 구비한 AF FD 대용량 MIMO 릴레이 노드(R)를 고려한다. 여기에서, 릴레이 노드(R)는 소스 노드에서 A_k, 목적지 노드에서 B_k로 표시되는 K개의 단일 안테나를 구비한 사용자 장비(UE) 쌍 간의 통신을 지원할 수 있다($\forall k = 1, \ldots, K$). 소스 노드와 목적지 노드 사이에는 직접적인 링크가 없을 수 있으나, 이는 일 실시예일 뿐 이에 한정되지 않는다. 본 발명에 따른 실시예에서는 산란 환경이 풍부하므로, 상관관계가 없는 레일리 블록 페이딩 채널(Rayleigh block-fading

channel)을 가정할 수 있다. 각 블록은 일관성 간격(coherence interval)이 $\tau_c = T_c B_c$인 심볼에 걸쳐 있으며, 여기에서 T_c는 일관성 시간(coherence time)이고, B_c는 일관성 대역폭(coherence bandwidth)이다. 회로 전력 소비(PC)를 줄이기 위해 릴레이 노드(R)와 목적지 노드(B_k) 모두에서 저해상도 ADC를 사용할 수 있다.

[0040] 이하에서는 본 발명의 실시예에 따른 신호 전송에 대해 설명한다.

[0041] 소스 노드의 사용자 장비(UE)는 자신의 신호를 릴레이 노드(R)로 전송하고, 릴레이 노드(R)는 i 번째 타임 슬롯(time slot) 동안 자신의 신호를 증폭하여 모든 목적지 노드(B_k)로 전송한다. 양자화 전 i 번째 시간 타임 슬롯 동안 릴레이 노드(R)와 목적지 노드(B_k)에서 수신된 신호인 $\mathbf{y}_{\mathsf{R}}[i] \in \mathbb{C}^{M\times 1}$과 $\mathbf{y}_{\mathsf{B}}[i] \in \mathbb{C}^{K\times 1}$는 각각 하기 수학식 1과 수학식 2로 정의된다.

[0042] [수학식 1]

[0043] $$\mathbf{y}_{\mathsf{R}}[i] = \sqrt{p_{\mathsf{A}}}\mathbf{G}_{\mathsf{AR}}\mathbf{x}_{\mathsf{A}}[i] + \bar{\mathbf{G}}_{\mathsf{RR}}\mathbf{x}_{\mathsf{R}}[i] + \mathbf{n}_{\mathsf{R}}[i]$$

[0044] [수학식 2]

[0045] $$\mathbf{y}_{\mathsf{B}}[i] = \mathbf{G}_{\mathsf{RB}}^{T}\mathbf{x}_{\mathsf{R}}[i] + \mathbf{n}_{\mathsf{B}}[i]$$

[0046] 여기에서, p_{A}는 각 사용자 장비(UE)의 평균 전송 전력을 나타내고, $\mathcal{CN}(0,1)$ 원소들을 갖는 $\mathbf{n}_{\mathsf{R}} \in \mathbb{C}^{M\times 1}$과 $\mathbf{n}_{\mathsf{B}} \in \mathbb{C}^{K\times 1}$는 각각 릴레이 노드(R)와 K 번째 목적지 노드(B)의 잡음 벡터(noise vector)를 나타낸다. $\mathbf{G}_{\mathsf{AR}} \in \mathbb{C}^{M\times K}$ 및 $\mathbf{G}_{\mathsf{RB}} \in \mathbb{C}^{M\times K}$는 각각 소스 노드(A)에서 릴레이 노드(R) 및 릴레이 노드(R)에서 목적지 노드(B)까지의 채널 행렬을 나타낸다. $\mathbf{g}_{\mathsf{AR},k}$ 및 $\mathbf{g}_{\mathsf{BR},k}$ ($\forall k = 1,\cdots,K$)는 각각 $\mathbf{G}_{\mathsf{AR}}$ 및 $\mathbf{G}_{\mathsf{RB}}$의 k 번째 열을 나타낸다. $\mathbf{G}_{\mathsf{AR}}$ 및 $\mathbf{G}_{\mathsf{RB}}$는 각각 $\mathbf{G}_{\mathsf{AR}} = \mathbf{H}_{\mathsf{AR}}\mathbf{D}_{\mathsf{AR}}^{1/2}$와 $\mathbf{G}_{\mathsf{RB}} = \mathbf{H}_{\mathsf{RB}}\mathbf{D}_{\mathsf{RB}}^{1/2}$로 표현될 수 있는데, 여기에서 $\mathbf{H}_{\mathsf{AR}} \in \mathbb{C}^{M\times K}$ 및 $\mathbf{H}_{\mathsf{RB}} \in \mathbb{C}^{M\times K}$는 소규모 페이딩 행렬(small-scale fading matrices)을 나타내고, $\mathbf{D}_{\mathsf{AR}}$ 및 $\mathbf{D}_{\mathsf{RB}}$는 각각 $\beta_{\mathsf{AR},k}$ 및 $\beta_{\mathsf{RB},k}$에 의해 주어진 k 번째 대각선 요소를 갖는 대규모 페이딩 행렬(large-scale fading matrices)을 나타낸다. $\bar{\mathbf{G}}_{\mathsf{RR}} \in \mathbb{C}^{M\times M}$은 릴레이 노드(R)에서의 자기 간섭(SI) 채널 행렬을 나타낸다. 소스 노드 및 릴레이 노드(R)에서의 송신 신호 벡터를 각각 $\mathbf{x}_{\mathsf{A}} = [x_{\mathsf{A},1}, x_{\mathsf{A},2}, \cdots, x_{\mathsf{A},k}] \in \mathbb{C}^{K\times 1}$와 $\mathbf{x}_{\mathsf{R}} \in \mathbb{C}^{M\times 1}$로 표현될 수 있으며, $\mathbb{E}\{|x_{\mathsf{A},k}[i]|^2\} = 1$로 가정할 수 있다.

[0047] 릴레이 노드(R)과 목적지 노드(B_k)에서 수신된 신호는 저해상도 ADC를 사용하여 양자화될 수 있다. AQNM(additive quantization noise model)을 사용하면 비선형 QN(quantization noise)은 선형 이득으로 특징지어질 수 있다. 릴레이 노드(R)과 목적지 노드(B_k)에서의 비균일 양자화기 출력은 $\tilde{\mathbf{y}}_{\mathsf{R}}[i] = \alpha\mathbf{y}_{\mathsf{R}}[i] + \tilde{\mathbf{n}}_{\mathsf{R}}[i]$와 $\tilde{y}_{\mathsf{B},k}[i] = \theta y_{\mathsf{B},k}[i] + \tilde{n}_{\mathsf{B},k}[i]$로서 정의될 수 있다. 여기에서, 각각 $\alpha = 1-\rho$와 $\theta = 1-\rho$는 선형 양자화 이득을 나타내고, ADC의 해상도 b와 관련이 있다. b > 5이면, $\rho \approx \frac{\pi\sqrt{3}}{2}2^{-2b}$이다. 또한, $\tilde{\mathbf{n}}_{\mathsf{R}}$ 및 $\tilde{n}_{\mathsf{B},k}$는 각각 $\mathbf{C}_{\tilde{\mathbf{n}}_{\mathsf{R}}[i]} = \alpha(1-\alpha)\mathrm{diag}\left(\mathbb{E}\left\{\mathbf{y}_{\mathsf{R}}[i]\mathbf{y}_{\mathsf{R}}[i]^H\right\}\right)$ 및 $\mathbf{C}_{\tilde{n}_{\mathsf{B},k}[i]} = \theta(1-\theta)\mathbb{E}\left\{|y_{\mathsf{B},k}[i]|^2\right\}$에 의해 주어진 공분산(covariance)과 함께 릴레이 노드(R) 및 목적지 노드(B_k)의 추가적인 QN을 나타낼 수 있다.

[0048] 릴레이 노드(R)에서의 방송국 신호 벡터(broadcast signal vector)는 $\mathbf{x}_{\mathsf{R}}[i] = \gamma\mathbf{F}\tilde{\mathbf{y}}_{\mathsf{R}}[i-d]$로 표현되며, 여기서 γ은 증폭 계수이며, $\gamma = \sqrt{p_{\mathsf{R}}/\mathcal{L}}$로 정의될 수 있다. 이때, $\mathcal{L} = \alpha^2(p_{\mathsf{A}}\mathbb{E}\{\|\mathbf{F}\mathbf{G}_{\mathsf{AR}}\|^2\} + \frac{p_{\mathsf{R}}}{M}\mathbb{E}\{\|\mathbf{F}\mathbf{G}_{\mathsf{RR}}\|^2\}) + \alpha^2\mathbb{E}\{\|\mathbf{F}\|^2\} + \mathbb{E}\{\|\mathbf{F}\tilde{\mathbf{n}}_{\mathsf{R}}\|^2\}$로 정의될 수 있다. 또한, $\tilde{\mathbf{y}}_{\mathsf{R}}[i-d]$는 이전에 수신한 신호의 양자화된 버전으로, 여기에서, $d \geq 1$은 지연을 나타내고, F는 제로 포싱 처리 행렬(ZF processing matrix)을 나타낸다. 릴레이 노드(R)에서의 전력 제약 조건(power constraint)은 $\mathbb{E}\{\mathbf{x}_{\mathsf{R}}[i]\mathbf{x}_{\mathsf{R}}^H[i]\} = \frac{p_{\mathsf{R}}}{M}\mathbf{I}_M$로 주어지며, 여기에서 p_{R}은 릴레이 노드(R)의 평균 송신 전력(average transmit powe

r)을 나타낸다.

[0049] 이하에서는 본 발명의 실시예에 따른 채널 추정에 대해 설명한다.

[0050] 각 일관성 간격(coherence interval) τ_c 내에서 릴레이 노드(R)는 선형 최소 평균 제곱 오차(minimum mean square-error) 채널 추정을 수행할 수 있다. 채널 추정 중에 소스 노드 및 K 목적지 노드의 모든 사용자 장비는 길이 2^{τ_p} 심볼의 상호 직교 파일럿 시퀀스(orthogonal pilot sequence)를 동시에 릴레이 노드(R)로 전송할 수 있다. 저해상도 ADC를 사용하여 파일럿 신호 양자화 및 선형 MMSE 추정을 가정하면, 실제 채널을 $\mathbf{G}_{\mathrm{AR}} = \hat{\mathbf{G}}_{\mathrm{AR}} + \boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{AR}}$와 $\mathbf{G}_{\mathrm{RB}} = \hat{\mathbf{G}}_{\mathrm{RB}} + \boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{RB}}$로 분해할 수 있다. 여기에서, $\hat{\mathbf{G}}_{\mathrm{AR}} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \hat{\mathbf{D}}_{\mathrm{AR}})$ 및 $\hat{\mathbf{G}}_{\mathrm{RB}} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \hat{\mathbf{D}}_{\mathrm{RB}})$는 채널 추정치(channel estimate)를 나타내고, $\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{AR}} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{D}_{\mathrm{AR}} - \hat{\mathbf{D}}_{\mathrm{AR}})$ 및 $\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{RB}} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{D}_{\mathrm{RB}} - \hat{\mathbf{D}}_{\mathrm{RB}})$는 채널 행렬 오차(channel error matrices)를 나타낸다. $\hat{\mathbf{D}}_{\mathrm{AR}}$ 및 $\hat{\mathbf{D}}_{\mathrm{RB}}$는 각각 $\sigma^2_{\mathrm{AR},k} = \frac{\alpha\tau_p p_p \beta^2_{\mathrm{AR},k}}{1+\tau_p p_p \beta_{\mathrm{AR},k}}$ 및 $\sigma^2_{\mathrm{RB},k} = \frac{\alpha\tau_p p_p \beta^2_{\mathrm{RB},k}}{1+\tau_p p_p \beta_{\mathrm{RB},k}}$로 표현되는 k 번째 대각선 요소(diagonal element)를 가진 대각선 행렬(diagonal matrix)로, 여기에서 p_p는 파일럿 전력(pilot power)을 나타낸다. $\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{AR}}$과 $\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{RB}}$의 k 번째 대각선 요소에 대한 분산은 각각 $\xi^2_{\mathrm{AR},k} = \beta_{\mathrm{AR},k} - \sigma^2_{\mathrm{AR},k}$과 $\xi^2_{\mathrm{RB},k} = \beta_{\mathrm{RB},k} - \sigma^2_{\mathrm{RB},k}$로 나타낼 수 있다. 채널 추정치를 실제 채널로 간주하면, 제로 포싱 처리 행렬(ZF processing matrix)은 $\mathbf{F} = \hat{\mathbf{G}}^*_{\mathrm{RB}}(\hat{\mathbf{G}}^T_{\mathrm{RB}}\hat{\mathbf{G}}^*_{\mathrm{RB}})^{-1}(\hat{\mathbf{G}}^H_{\mathrm{AR}}\hat{\mathbf{G}}_{\mathrm{AR}})^{-1}\hat{\mathbf{G}}^H_{\mathrm{AR}}$로 정의될 수 있다.

[0051] 스펙트럼 효율(SE)을 정의하는 단계(S100)는 선형 가산 양자화 잡음 모델(Additive Quantization Noise Model, AGNM), 불완전한 채널 상태 정보(Channel State Information, CSI), 및 제로 포싱(ZF) 처리 하에서의 폐쇄형 스펙트럼 효율(SE)을 정의할 수 있다. 즉, 스펙트럼 효율(SE)을 정의하는 단계(S100)는 제로 포싱(ZF)를 사용하여 불완전한 CSI 하에서 스펙트럼 효율(SE)의 하한선을 도출할 수 있다. 또한, 스펙트럼 효율(SE)을 정의하는 단계(S100)는 실제 전력 소비(PC) 모델을 제공하고, 릴레이 노드의 안테나와 ADC 양자화 비트의 함수로서 에너지 효율(EE)을 분석할 수 있다.

[0052] 목적지 노드(B_k)가 신호 디코딩에 통계적 불완전한 채널 상태 정보(CSI)를 사용한다고 가정하면, $\tilde{y}_{\mathrm{B},k}[i]$는 하기 수학식 3으로 재정의할 수 있다.

[0053] [수학식 3]

[0054] $$\tilde{y}_{\mathrm{B},k}[i] = \alpha\theta\gamma\sqrt{p_{\mathrm{A}}}\mathbb{E}\left\{\mathbf{g}^T_{\mathrm{RB},k}\mathbf{F}\mathbf{g}_{\mathrm{AR},k}\right\}x_{\mathrm{A},k}[i-d] + \mathcal{J}_k$$

[0055] 여기에서, $\mathcal{J}_k$는 원하는 신호와 상관관계가 없는 유효 노이즈를 나타내고, 구체적으로 하기 수학식 4와 같이 정의될 수 있다.

[0056] [수학식 4]

[0057] $$\begin{aligned}\mathcal{J}_k \triangleq\ & \alpha\theta\gamma\sqrt{p_{\mathrm{A}}}\left(\mathbf{g}^T_{\mathrm{RB},k}\mathbf{F}\mathbf{g}_{\mathrm{AR},k} - \mathbb{E}\left\{\mathbf{g}^T_{\mathrm{RB},k}\mathbf{F}\mathbf{g}_{\mathrm{AR},k}\right\}\right) \\ & \times x_{\mathrm{A},k}[i-d] + \alpha\theta\gamma\sqrt{p_{\mathrm{A}}}\sum\nolimits_{j\neq k}\mathbf{g}^T_{\mathrm{RB},k}\mathbf{F}\mathbf{g}_{\mathrm{AR},j}x_{\mathrm{A},j}[i-d] \\ & + \alpha\theta\gamma\mathbf{g}^T_{\mathrm{RB},k}\mathbf{F}\mathbf{G}_{\mathrm{RR}}\hat{\mathbf{x}}_{\mathrm{R}}[i-d] + \alpha\theta\gamma\mathbf{g}^T_{\mathrm{RB},k}\mathbf{F}\mathbf{n}_{\mathrm{R}}[i-d] \\ & + \theta\gamma\mathbf{g}^T_{\mathrm{RB},k}\mathbf{F}\tilde{\mathbf{n}}_{\mathrm{R}}[i-d] + \theta n_{\mathrm{B},k}[i] + \tilde{n}_{\mathrm{B},k}[i]\end{aligned}$$

[0058] 상기 수학식 4에서 $\mathbf{G}_{\mathrm{RR}} \in \mathbb{C}^{M\times M}$은 원소가 $\mathcal{CN}(0, \sigma^2_{\mathrm{LI}})$로 모델링된 불완전한 자기 간섭(SI) 제거 후의 잔여 자기 간섭 채널을 나타낸다. 또한, 잔여 자기 간섭인 $\hat{\mathbf{x}}_{\mathrm{R}}$은 $\mathbf{x}_{\mathrm{R}}$과 동일한 전력 제약이 있는 추가 노이즈로 처리된다.

[0059] 유효 노이즈를 최악의 경우로 근사화하여 상관관계가 없는 가우스 노이즈로 추정하여, 달성 가능한 k 번째 사용자 장비 쌍의 스펙트럼 효율(SE)의 하한선은 하기 수학식 5와 같다.

[0060] [수학식 5]

[0061] $$\mathrm{SE}_k = \frac{\tau_d}{\tau_c}\log_2\left(1+\frac{p_{\mathrm{A}}|\mathbb{E}\{(\mathbf{g}_{\mathrm{RB},k}^T\mathbf{F}\mathbf{g}_{\mathrm{AR},k}\}|^2}{\mathbb{E}\{|\mathcal{J}_k|^2\}}\right)$$

[0062] 여기에서, $\mathbb{E}\{|\mathcal{J}_k|^2\}$는 각각 추정 오차, 멀티 페어 간섭, 자기 간섭(SI), 릴레이 노드(R)에서의 잡음, 목적지 노드(B_k)에서의 잡음, 릴레이 노드(R)에서의 QN, 목적지 노드(B_k)에서의 QN의 거듭제곱의 합을 의미하며(하기 관계식 1 참조), $\tau_d = \tau_c - 2\tau_{\mathrm{P}}$이다.

[0063] [관계식 1]

[0064] $$\begin{aligned}\mathbb{E}\{|\mathcal{J}_k|^2\} &= p_{\mathrm{A}}\mathbb{V}\mathrm{ar}(\mathbf{g}_{\mathrm{RB},k}^T\mathbf{F}\mathbf{g}_{\mathrm{AR},k}) + \\ &p_{\mathrm{A}}\textstyle\sum_{j\neq k}^{K}\mathbb{E}\left\{|\mathbf{g}_{\mathrm{RB},k}^T\mathbf{F}\mathbf{g}_{\mathrm{AR},j}|^2\right\} + \frac{p_{\mathrm{R}}}{M}\mathbb{E}\left\{\|\mathbf{g}_{\mathrm{RB},k}^T\mathbf{F}\mathbf{G}_{\mathrm{RR}}\|^2\right\} + \\ &\mathbb{E}\left\{\|\mathbf{g}_{\mathrm{RB},k}^T\mathbf{F}\|^2\right\} + \mathcal{G}_k + \frac{1}{\alpha^2}\mathbb{E}\left\{|\mathbf{g}_{\mathrm{RB},k}^T\mathbf{F}\tilde{\mathbf{n}}_{\mathrm{R}}[i-d]|^2\right\} + \\ &\frac{1}{\alpha^2\theta^2\gamma^2}\mathbb{E}\left\{|\tilde{\mathbf{n}}_{\mathrm{B}}[i]|^2\right\}\end{aligned}$$

[0065] 불완전한 CSI 및 제로 포싱(ZF) 처리 하에서 릴레이 노드와 목적지 노드에서 저해상도 ADC가 사용되는 전이중 대규모 MIMO AF 릴레이 시스템에서 k 번째 사용자 장비 쌍의 달성 가능한 최적의 스펙트럼 효율(SE)을 도출하기 위한 폐쇄형 식은 하기 수학식 6으로 정의될 수 있다.

[0066] [수학식 6]

[0067] $$SE_k = \frac{\tau_d}{\tau_c}\log_2\left(1+\frac{p_{\mathrm{A}}}{\frac{\varrho\psi+p_{\mathrm{A}}(\omega+\varphi)}{M-K}+\frac{(1-\alpha)(\varrho\psi+p_{\mathrm{A}}(\omega+\vartheta))}{\alpha(M-K)}+\mathcal{G}_k+\frac{(1-\theta)}{\alpha\theta}\left(\frac{(2-\alpha)\varrho\psi}{M-K}+\alpha p_{\mathrm{A}}+\frac{((1-\alpha)\vartheta+\alpha\varphi+\omega)p_{\mathrm{A}}}{M-K}+\frac{1}{\alpha\gamma^2}\right)}\right)$$

[0068] 여기에서, φ는 $\sum_{i=1}^{K}\frac{\beta_{\mathrm{RB},k}-\sigma_{\mathrm{RB},k}^2}{\sigma_{\mathrm{RB},i}^2}$이고, ψ는 $\sigma_{\mathrm{AR},k}^{-2}+\varpi$이고, ω는 $\psi\sum_{i=1}^{K}(\beta_{\mathrm{AR},i}-\sigma_{\mathrm{AR},i}^2)$이고, ϖ는 $\frac{\beta_{\mathrm{RB},k}-\sigma_{\mathrm{RB},k}^2}{(M-K)}\sum_{i=1}^{K}\frac{1}{\sigma_{\mathrm{AR},i}^2\sigma_{\mathrm{RB},i}^2}$이고, ϑ는 $(1+\sum_{i=1}^{K}\sigma_{\mathrm{AR},i}^2\varpi)$이고, ϱ는 $p_{\mathrm{R}}\sigma_{\mathrm{LI}}^2+$이고, γ^2는 $p_{\mathrm{R}}\left(\frac{\alpha}{M-K}\left[\sum_{i=1}^{K}\frac{p_{\mathrm{A}}}{\sigma_{\mathrm{RB},i}^2}+\frac{\varpi(p_{\mathrm{A}}\omega\psi^{-1}+\varrho)}{\beta_{\mathrm{RB},k}-\sigma_{\mathrm{RB},k}^2}\right]\right)^{-1}$이다. 중앙 위샤트 행렬(central Wishart matrices)의 성질을 적용하면 $|\mathbb{E}\{(\mathbf{g}_{\mathrm{RB},k}^T\mathbf{F}\mathbf{g}_{\mathrm{AR},k}\}|^2=1$이므로, 원하는 신호는 $p_{\mathrm{A}}|\mathbb{E}\{(\mathbf{g}_{\mathrm{RB},k}^T\mathbf{F}\mathbf{g}_{\mathrm{AR},k}\}|^2 = p_{\mathrm{A}}$가 된다.

[0069] 추정 오차의 거듭제곱은 채널 추정치, 각각의 분산, 그리고 $\mathbb{V}ar(\mathrm{X}) = \mathbb{E}\{|\mathrm{X}|^2\} - |\mathbb{E}\{\mathrm{X}\}|^2$라는 사실을 사용하여 해결할 수 있다. $\mathbb{V}\mathrm{ar}(\mathbf{g}_{\mathrm{RB},k}^T\mathbf{F}\mathbf{g}_{\mathrm{AR},k})$는 $\frac{1}{M-K}\left(\frac{\beta_{\mathrm{AR},k}-\sigma_{\mathrm{AR},k}^2}{\sigma_{\mathrm{AR},k}^2}+\frac{\beta_{\mathrm{RB},k}-\sigma_{\mathrm{RB},k}^2}{\sigma_{\mathrm{RB},k}^2}\right)+\frac{(\beta_{\mathrm{AR},k}-\sigma_{\mathrm{AR},k}^2)\varpi}{(M-K)}$, $\mathcal{G}_k$는 $\frac{1}{\alpha^2\gamma^2}$, $\mathbb{E}\left\{|\mathbf{g}_{\mathrm{RB},k}^T\mathbf{F}\mathbf{g}_{\mathrm{AR},j}|^2\right\}$는 $\frac{1}{M-K}\left(\frac{\beta_{\mathrm{AR},j}-\sigma_{\mathrm{AR},j}^2}{\sigma_{\mathrm{AR},k}^2}+\frac{\beta_{\mathrm{RB},k}-\sigma_{\mathrm{RB},k}^2}{\sigma_{\mathrm{RB},j}^2}\right)(j\neq k)$, $\mathbb{E}\{(|\mathbf{g}_{\mathrm{RB},k}^T\mathbf{F}|^2\}+\frac{p_{\mathrm{R}}}{M}\mathbb{E}\left\{\|\mathbf{g}_{\mathrm{RB},k}^T\mathbf{F}\mathbf{G}_{\mathrm{RR}}\|^2\right\}$는 $\frac{\varrho\psi}{M-K}$이다.

[0070] 간결성을 위하여 나머지 용어와 γ는 다음의 유도식과 몇 가지 수학적 조작을 통해 구할 수 있다. 즉, 하기 유도식을 대입하면 상기 수학식 6을 최종적으로 도출할 수 있다. $\mathbb{E}\{|\mathbf{F}\mathbf{G}_{\mathrm{AR}}\}|^2\} = \frac{1}{M-K}\left(\sum_{i=1}^{K}\frac{1}{\sigma_{\mathrm{RB},i}^2}+\frac{1}{M-K}\sum_{i=1}^{K}\frac{\beta_{\mathrm{AR},i}-\sigma_{\mathrm{AR},i}^2}{\sigma_{\mathrm{AR},i}^2\sigma_{\mathrm{RB},i}^2}\right)$, $\mathbb{E}\{(|\mathbf{F}\mathbf{G}_{\mathrm{RR}}|^2\}+\mathbb{E}\{(\|\mathbf{F}\|^2\} = \frac{\varrho\varpi}{(\beta_{\mathrm{RB},k}-\sigma_{\mathrm{RB},k}^2)(M-K)}$, $\mathrm{C}_{\tilde{\mathbf{n}}_{\mathrm{R}}[i]} = (\alpha-\alpha^2)\,\mathrm{diag}(p_{\mathrm{A}}\mathbf{G}_{\mathrm{AR}}\mathbf{G}_{\mathrm{AR}}^H+\mathbf{I}_M+\frac{p_{\mathrm{R}}}{M}\mathbf{G}_{\mathrm{RR}}\mathbf{G}_{\mathrm{RR}}^H)$.

[0071] $p_A \rightarrow \infty$이고, p_R이 고정되면, 상기 수학식 6이 하기 수학식 7로 감소될 수 있다.

[0072] [수학식 7]

[0073] $$\tilde{SE}_k \to \frac{\tau_d}{\tau_c}\log_2\left(1+\frac{1}{\tilde{\mathcal{J}}_k}\right)$$

[0074] 여기에서, $\tilde{\mathcal{J}}_k$는 하기 관계식 2와 같고, $\tilde{\gamma}^2$은 $p_R\left(\frac{\alpha}{M-K}\left[\sum_{i=1}^{K}\frac{1}{\sigma^2_{RB,i}}+\frac{\varpi\omega\psi^{-1}}{\beta_{RB,k}-\sigma^2_{RB,k}}\right]\right)^{-1}$이다.

[0075] [관계식 2]

[0076] $$\tilde{\mathcal{J}}_k = \frac{1}{M-K}(\omega+\varphi)+\frac{(1-\alpha)}{\alpha}\frac{1}{M-K}(\omega+\vartheta)+\frac{1}{\alpha^2\tilde{\gamma}^2}+\frac{(1-\theta)}{\alpha\theta}\left\{\frac{1}{M-K}(\alpha\varphi+\omega)+\alpha+\frac{(1-\alpha)\vartheta}{M-K}+\frac{1}{\alpha\tilde{\gamma}^2}\right\}$$

[0077] 상기 수학식 6의 분자와 분모를 p_A로 나누고 극한을 $p_A \to \infty$로 취하면, 수학식 7을 구할 수 있다. 원하는 신호와 상기 수학식 6의 분모 전력 항의 합은 p_A에 따라 선형적으로 스케일링되며, 따라서 p_A가 증가함에 따라 증가하여 스펙트럼 효율(SE)가 소스 전력 p_A와 무관하여 수학식 7의 값으로 수렴하는 것을 확인할 수 있다. 또한, 수학식 8은 α 값을 나타내는 b, M, K에 따라 달라지므로 소스 송신 전력을 증가시키는 것만으로는 스펙트럼 효율(SE)의 저하를 보상할 수 없다는 것을 확인할 수 있다.

[0078] $M \to \infty$이면, 상기 수학식 6을 하기 수학식 8로 표현할 수 있다.

[0079] [수학식 8]

[0080] $$\tilde{SE}_k \to \frac{\tau_d}{\tau_c}\log_2\left(1+\frac{\theta}{1-\theta}\right)$$

[0081] 상기 수학식 6에서 하위 지수를 무시하고 $M \to \infty$로 했을 때, 남는 항은 $\tilde{\mathcal{H}}_k$에서만 찾을 수 있다. 또한, $M \to \infty$일 때, $1/\gamma^2 \to 0$이므로, 수학식 8은 몇 가지 수학적 단계를 거쳐 도출할 수 있다. 수학식 8은 목적지 노드(B_k)에서 ADC의 분해능에 따라 달라지므로, 목적지 노드(B_k)에서 더 높은 분해능의 ADC를 사용하면 M이 제한 없이 증가함에 따라 스펙트럼 효율(SE)을 개선할 수 있다.

[0082] $b \to \infty$이고, p_A와 M이 고정되면, 상기 수학식 6이 하기 수학식 9로 감소될 수 있다.

[0083] [수학식 9]

[0084] $$\tilde{SE}_k \to \frac{\tau_d}{\tau_c}\log_2\left(1+\frac{1}{\frac{\varrho\psi+p_A(\omega+\varphi)}{M-K}+\frac{1}{\tilde{\gamma}^2}}\right)$$

[0085] 여기에서, $\tilde{\gamma}^2$는 $p_R\left(\frac{1}{M-K}\left[\sum_{i=1}^{K}\frac{p_A}{\sigma^2_{RB,i}}+\frac{\varpi(p_A\omega\psi^{-1}+\varrho)}{\beta_{RB,k}-\sigma^2_{RB,k}}\right]\right)^{-1}$이다.

[0086] $b \to \infty$일 때, $\alpha=\theta=1$이 되므로, 수학식 6이 수학식 9가 되는 것을 확인할 수 있다. 상기 수학식 9는 $b \to \infty$일 때, 스펙트럼 효율(SE)이 유한 한계에 수렴한다는 것을 보여준다. 이때, 릴레이 노드(R)와 목적지 노드의 저해상도 ADC로 인한 QN의 영향은 무시할 수 있다.

[0087] 에너지 효율(EE)을 정의하는 단계(S300)는 정의된 스펙트럼 효율(SE)을 이용하여 에너지 효율(EE)을 정의할 수 있다.

[0088] 에너지 효율(EE)을 정의하는 단계(S300)는 비트/줄(bits/Joule) 단위의 에너지 효율(EE)을 하기 수학식 10으로 정의할 수 있다.

[0089] [수학식 10]

[0090] $$\mathrm{EE} = B_w \cdot \sum_{k=1}^{K}\mathrm{SE}_k/(P_{\mathrm{CP}}+P_{\mathrm{TX}})$$

[0091] 여기에서, P_{CP}는 회로 전력을 나타내고, P_{TX}는 사용자 장비(UE) 쌍과 릴레이 노드(R) 전력 증폭기(power amplifier, PA)의 전력 소모(PC)를 나타낸다.

[0092] 에너지 효율(EE)을 정의하는 단계(S300)는 P_{TX}와 P_{CP}를 각각 하기 수학식 11과 수학식 12로 정의할 수 있다.

[0093] [수학식 11]

[0094] $$P_{TX} = \eta_{PAU}^{-1}\left(1-\frac{2K}{\tau_c}\right)Kp_A + 0.5\eta_{PAR}^{-1}\left(1-\frac{2K}{\tau_c}\right)p_R + 0.5\eta_{PAU}^{-1}4K^2p_p$$

[0095] [수학식 12]

[0096] $$P_{CP} = P_{FIX} + P_{TC} + P_{SIG}$$

[0097] 여기에서, $0 < \eta_{PAU} \leq 1$ 및 $0 < \eta_{PAR} \leq 1$은 각각 사용자 장비(UE) 쌍과 릴레이 노드(R)에서의 전력 증폭기(PA) 효율을 나타낸다.

[0098] P_{TX}에는 소스 노드와 목적지 노드 모두에 저해상도 ADC를 사용하는 효과를 포함한다. P_{FIX}는 $P_{TC} = M(P_r + 2P_{ADC}) + 2KP_u + P_{SYN} + 2KP_{ADC}$에서 제공하는 고정 전력을 나타낸다. 여기에서, P_{SYN}, P_r, 및 P_u는 각각 로컬 발진기(local oscillator), 릴레이 노드(R)의 회로 구성 요소, 및 사용자 장비 쌍에서의 전력 소비(PC)를 나타낸다. P_{ADC}는 ADC 전력 소모를 나타내고, $P_{ADC} = \mathrm{FOM} \cdot f_s \cdot 2^b$로 나타낼 수 있으며, FOM은 월든의 수열을 나타내고, f_s는 샘플링 속도를 나타낸다.

[0099] P_{SIG}는 하기 수학식 13로 나타낼 수 있다.

[0100] [수학식 13]

[0101] $$P_{SIG} = \frac{B_w}{\tau_c}\frac{8MK^2}{L_R} + \left(1-\frac{2K}{\tau_c}\right)\frac{4MKB_w}{L_R} + P_{LP\text{-}C}$$

[0102] 여기에서, L_R은 계산 효율(computational efficiency)을 나타내고, $P_{LP\text{-}C}$은 선택한 LP(linear processing)의 유형을 나타낸다. MRC/MRT의 경우 $P_{LP\text{-}C}^{MRC/MRT} = \frac{2B_w \cdot 3MK}{\tau_c L_R}$이고, 제로 포싱(ZF)의 경우 $P_{LP\text{-}C}^{ZF} = \frac{2B_w(K^3+9MK^2+3MK)}{3\tau_c L_R}$이다.

[0103] 최적화 단계(S500)는 스펙트럼 효율(SE)과 상기 에너지 효율(SE)을 이용하여 최대의 에너지 효율(EE)을 달성할 수 있는 릴레이 안테나의 수(M)와 ADC 해상도(b)를 도출할 수 있다.

[0104] 도 7은 본 발명의 다른 실시예에 따른 저해상도 ADC를 사용하는 전이중 대규모 MIMO 릴레이 시스템의 에너지 효율 최적화 장치(10)의 구성도를 나타낸다. 도 7을 참조하면, 에너지 효율 최적화 장치(10)는 스펙트럼 효율 정의부(100), 에너지 효율 정의부(300), 및 최적화부(500)를 포함할 수 있다.

[0105] 스펙트럼 효율 정의부(100)는 선형 가산 양자화 잡음 모델(Additive Quantization Noise Model, AGNM), 불완전한 채널 상태 정보(Channel State Information, CSI), 및 제로 포싱(ZF) 처리 하에서의 폐쇄형 스펙트럼 효율(SE)을 정의할 수 있다. 스펙트럼 효율 정의부(100)는 전술한 S100 단계를 수행할 수 있다.

[0106] 에너지 효율 정의부(300)는 정의된 스펙트럼 효율(SE)을 이용하여 에너지 효율(EE)을 정의할 수 있다. 에너지 효율 정의부(300)는 전술한 S300 단계를 수행할 수 있다.

[0107] 최적화부(500)는 상기 스펙트럼 효율(SE)과 상기 에너지 효율(SE)을 이용하여 최대의 에너지 효율(EE)을 달성할 수 있는 릴레이 안테나의 수(M)와 ADC 해상도(b)를 도출할 수 있다. 최적화부(500)는 전술한 S500 단계를 수행할 수 있다.

[0108] 이하에서는 본 발명의 실시예에 따른 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 본 시뮬레이션에서는 도출된 결과를 도출하기 위해 수치적 결과를 제공한다.

[0109] 본 시뮬레이션에서는 달리 명시되지 않는 한, 대규모 페이딩 계수(large-scale fading coefficient)는 $\beta_{\mathrm{AR},k} = \beta_{\mathrm{RB},k} = 1$, $\forall k = 1,\ldots,K$로 주어진다고 가정한다. 전송 대역폭(transmission bandwidth), 일관성 대역폭(coherence bandwidth), 일관성 시간(coherence time), 및 샘플링 주파수(sampling frequency)는 각각 B_w=20MHz, B_c=128kHz, T_c=10ms, 및 f_s=200MHz로 주어진다. 파일럿 길이(pilot length)는 τ_{p}=K로 설정되며, ADC의 선형 양자화 이득(linear quantization gain)은 $\theta = \alpha$로 동일하다고 가정한다. 단위 전력을 가정하면, 신호 대 잡음비(SNR)$\triangleq p_{\mathrm{A}}$이다.

[0110] 릴레이 노드 및 파일럿 전력은 동일하게 설정된다(예: $p_{\mathrm{R}} = p_{\mathrm{p}} = 10\ \mathrm{dB}$). 로컬 발진기, 릴레이 노드(R)의 회로 구성 요소 및 사용자 장비(UE) 쌍에서의 전력 소모(PC)는 각각 P_{SYN}=2W, P_{r}=1W, 및 P_{u}=0.1W로 설정될 수 있다. 고정 전력은 P_{FIX}=18W이고, FOM=1432.1fJ/convstep이다. 또한, 계산 효율(computational efficiency)은 L_{R}=12.8Gf/W이고, PA 효율은 $\eta_{\mathrm{PAU}} = 0.3$과 $\eta_{\mathrm{PAR}} = 0.39$로 설정하였다. 몬테카를로 시뮬레이션(Monte-Carlo simulation)은 10^4개 채널 구현에 대해 평균을 구하였다.

[0111] 도 2는 본 발명의 실시예에 따른 SNR에 대한 합 스펙트럼 효율(sum SE)을 나타낸다. 도 2를 참조하면, MRC/MRT 처리와 비교하였을 때, 멀티 페어 간섭을 더 잘 억제하기 때문에 제로 포싱(ZF) 처리의 스펙트럼 효율(SE)이 더 향상됨을 확인할 수 있다.

[0112] 도 3는 본 발명의 실시예에 따른 M(안테나의 수)에 대한 합 스펙트럼 효율(sum SE)을 나타내고, 도 4는 실시예에 따른 ADC 분해능 비트 b에 대한 합 스펙트럼 효율(sum SE)을 나타낸다.

[0113] 도 3을 참조하면, 높은 SNR에서 두 처리 체계의 스펙트럼 효율(SE)은 한계에 빠르게 수렴한다. 또한, M이 증가함에 따라 향상된 어레이 이득의 결과로 스펙트럼 효율(SE)가 향상된다. 여기에서, 제로 포싱(ZF)과 MRC/MRT 모두에서 릴레이 노드(R) 안테나의 개수 M이 상기 수학식 8을 통해 얻은 한계에서 포화됨에 따라 스펙트럼 효율(SE)이 증가하는 것을 확인할 수 있다. 예를 들어, 전이중(FD)의 경우 스펙트럼 효율(SE)은 b=6일 때, 약 206 bits/s/Hz에서, b=2일 때, 약 56 bits/s/Hz에서 포화되는 반면, 반이중(HD) 동작의 경우 스펙트럼 효율(SE)은 약 103 bits/s/Hz에서, b=2일 때, 약 30 bits/s/Hz에서 포화된다. 또한, 스펙트럼 효율(SE)는 일반적으로 QN의 감소 효과로 인해 b에 따라 증가한다. b가 증가함에 따라 선형 양자화 이득은 이상적인 ADC 사례, 즉 무한 분해능(도 3과 도 4의 b=6)에 가까워진다.

[0114] 본 시뮬레이션은 반이중(HD) 및 전이중(FD) 모두에서 대용량 MIMO 릴레이의 성능도 비교하였다. 반이중(HD) 모드의 경우 상기 수학식 6에 1/2의 프리로그 계수가 적용된다. 또한, 공정성을 보장하기 위해 전송 전력이 두배가 된다. 전이중(FD)은 낮은 σ^2_{LI}에서 반이중(HD)보다 훨씬 효율적이다. 예를 들어, b=6, M=400일 때, 제로 포싱(ZF)를 사용하면 전이중(FD)은 반이중(HD)보다 약 70% 더 높은 스펙트럼 효율(SE)을 달성한다. 또한, 제로 포싱(ZF)은 간섭 억제 기능으로 인해 MRC/MRT보다 더 나은 스펙트럼 효율(SE)을 제공한다. 도 3을 참조하면, 전이중(FD)의 경우, b=6, M=400일 때, 제로 포싱(ZF)의 스펙트럼 효율(SE)이 MRC/MRT의 스펙트럼 효율(SE)보다 약 85% 더 높다는 것을 보여준다. 도 4를 참조하면, ADC 해상도가 스펙트럼 효율(SE)에 미치는 영향을 보여주는데, 앞서 설명한 바와 같이 b 값이 향상되면 QN의 영향이 감소하여 스펙트럼 효율(SE)이 증가한다. 그러나, b가 증가함에 따라 스펙트럼 효율(SE)의 증가는 느려지고 고정된 값으로 수렴한다. 도 4는 약 6비트 분해능의 ADC가 최대 스펙트럼 효율(SE)를 얻기에 충분하다는 것을 보여준다.

[0115] 다음으로, 직경 1000m의 디스크에 모든 사용자 장비(UE)가 0~500m 사이에 균일하게 분포되어 있는 실제 설정을 활용한다.

[0116] 대규모 페이딩 계수 $\beta_{\mathrm{AR},k}$ 및 $\beta_{\mathrm{RB},k}$는 $\beta_{\mathrm{c},k} = \psi_{\mathrm{c},k} / \left(1 + \left(d_{\mathrm{c},k}/d_0\right)^v\right)$에 의해 생성될 수 있다. 여기에서, $\psi_{\mathrm{c},k}$는 표준 편차가 $\sigma_{sh} = 8\ \mathrm{dB}$인 로그 정규 확률 변수이고, 기준 거리 d_0=200m이다. $d_{\mathrm{c},k}$는 어느 한 노드와 릴레이 노드(R) 사이의 거리이고, 경로 손실 지수(path-loss exponent)는 $v = 3.8$이고, $c \in [\mathrm{AR}, \mathrm{RB}]$이다. K는 10이라고 가정하면, 대규모 페이딩 행렬에 대해 상기 설정의 단일 스냅샷을

$\mathbf{D}_{AR}$=diag[0.749 0.246 0.125 0.635 4.468 0.031 0.064 0.257 0.195 0.315]와 $\mathbf{D}_{RB}$= diag[0.070 0.121 0.134 0.209 0.198 0.184 0.065 0.051 0.236 1.641]와 같이 설정할 수 있다.

[0117] 도 5의 (a)는 본 발명의 실시예에 따른 안테나의 수 M에 대한 에너지 효율(EE)을 나타낸다. 도 5의 (a)를 참조하면, 처음에는 에너지 효율(EE)이 M에 따라 증가하지만, P_{SIG} 와 P_{ADC} 를 보면 M이 증가함에 따라 에너지 소모(PC)가 증가하여 에너지 효율(EE)이 저하되는 것을 알 수 있다. 따라서, 에너지 효율(EE)이 최대가 되는 최적의 M이 존재한다. 이 지점은 골든 섹션 검색(golden-section search)과 같은 라인 검색 알고리즘(line-search algorithm)으로 결정할 수 있다 여기서 제로 포싱(ZF) 프로세싱은 MRC/MRT보다 더 높은 에너지 효율(EE)을 제공한다. 또한, 에너지 효율(EE)은 일반적으로 b가 증가함에 따라 개선된다.

[0118] 도 5의 (b)는 본 발명의 실시예에 따른 에너지 효율(EE)과 ADC 해상도 b 사이의 관계를 나타낸다. 도 5의 (b)를 참조하면, 제로 포싱(ZF)를 사용하면 에너지 효율(EE)이 b=1에서 b=7로, MRC/MRT를 사용하면 b=1에서 b=6으로 단조롭게 증가하는 것을 관찰할 수 있다. 그런 다음 P_{ADC} 가 b에 따라 기하급수적으로 증가하기 때문에 에너지 효율(EE)이 감소하기 시작한다. 따라서, b가 증가함에 따라 회로 전력 소모(PC)가 우세해지고 에너지 효율(EE)이 급격히 저하된다. 따라서, 최대 에너지 효율(EE)을 얻기 위해 릴레이 노드(R)에서 매우 높은 해상도가 필요하지 않다.

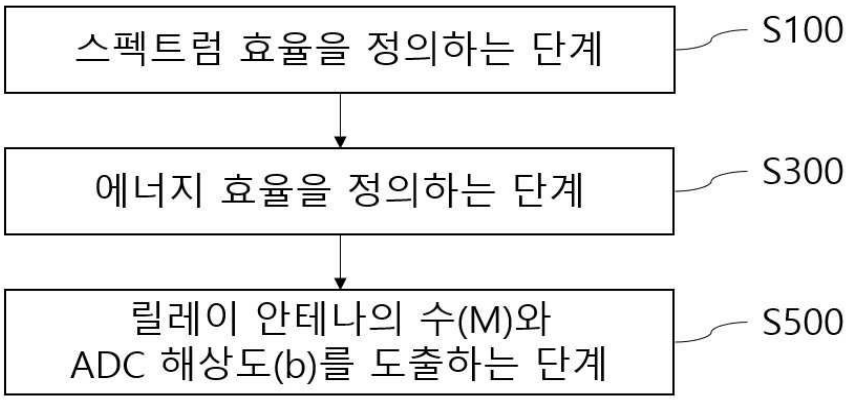
[0119] 최적의 b는 간단한 라인 검색 알고리즘으로도 얻을 수 있다. 또한, 반이중 (HD)에 부과되는 1/2 프리로그 계수로 인해 전이중(FD)는 σ_{LI}^2=0dB에서 더 나은 에너지 효율(EE)을 달성한다.

[0120] 도 6은 b가 1에서 20 범위에서, M = 128 및 M = 256에 대한 EE-SE 트레이드 오프 관계를 나타낸다. 도 6을 참조하면, 도 6에서 가장 오른쪽에 있는 점이 가장 높은 스펙트럼 효율(SE) 값에 해당하고, 가장 위쪽에 있는 점이 가장 큰 에너지 효율(EE) 값을 나타낸다. 따라서, 오른쪽 맨 위 지점은 최상의 EE-SE 절충점을 나타낸다. 제로 포싱(ZF)은 b=7일 때, MRC/MRT의 경우는 b=6일 때, 최적의 에너지 효율(EE) 값을 달성하며, 그 이후에는 에너지 효율(EE)이 급격히 감소한다. 이러한 에너지 효율(EE)의 감소는 ADC 해상도 b에 따라 총 전력 소모(PC)가 단조롭게 증가하기 때문이다. 마지막으로, 작동 영역이라고 하는 EE-SE 곡선의 왼쪽 영역이 몇 비트의 MRC/MRT보다 제로 포싱(ZF)의 경우 더 넓다는 것을 보여준다. 따라서, 제로 포싱(ZF) 프로세싱을 통해 전이중(FD) 대용량 MIMO AF 릴레이 작동의 다양성이 향상된다.

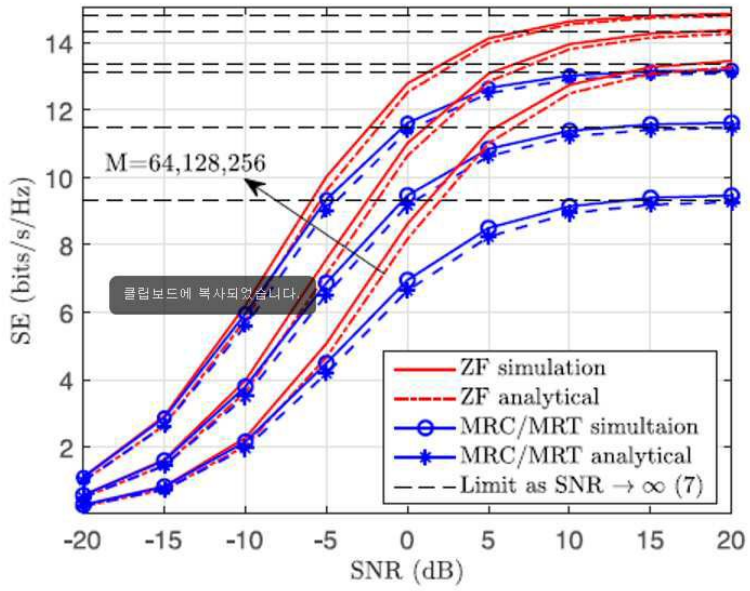
[0121] 이상에서 대표적인 실시예를 통하여 본 발명을 상세하게 설명하였으나, 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자는 상술한 실시예에 대하여 본 발명의 범주에서 벗어나지 않는 한도 내에서 다양한 변형이 가능함을 이해할 것이다. 그러므로 본 발명의 권리 범위는 설명한 실시예에 국한되어 정해져서는 안 되며, 후술하는 특허청구범위뿐만 아니라 특허청구범위와 균등 개념으로부터 도출되는 모든 변경 또는 변형된 형태에 의하여 정해져야 한다.

도면

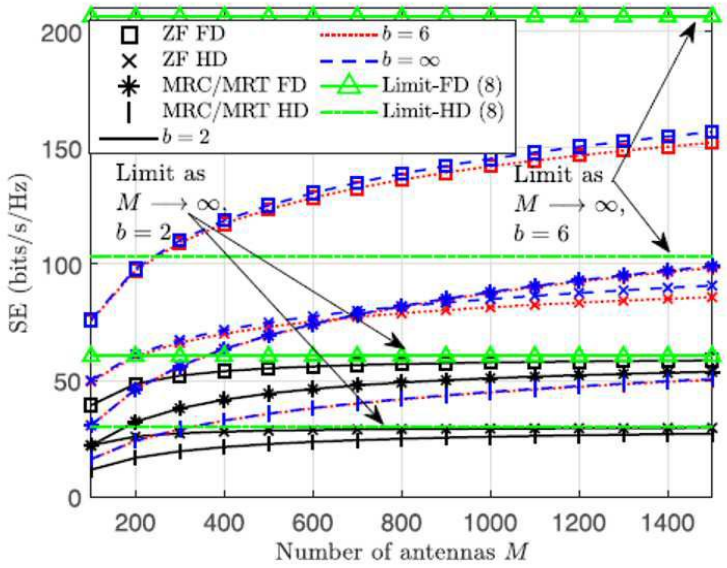
도면1



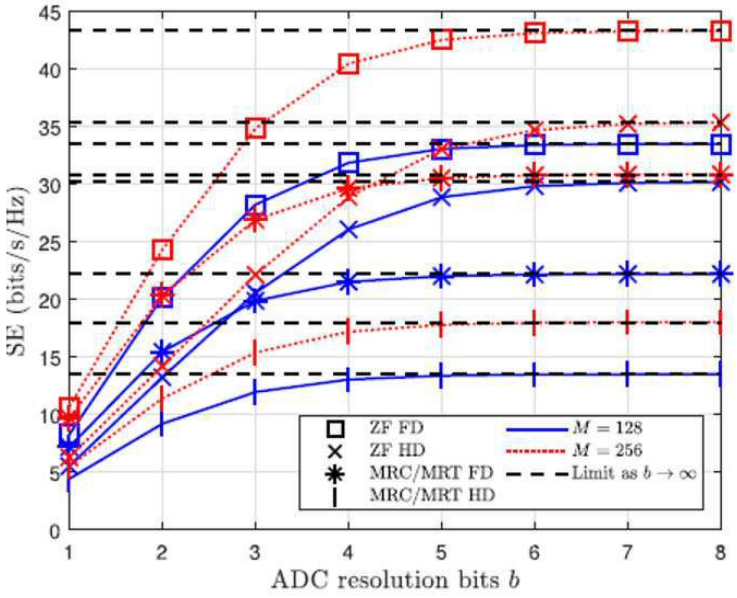
도면2


M=64,128,256
클립보드에 복사되었습니다.
ZF simulation
ZF analytical
MRC/MRT simultaion
MRC/MRT analytical
Limit as SNR → ∞ (7)
SE (bits/s/Hz)
SNR (dB)

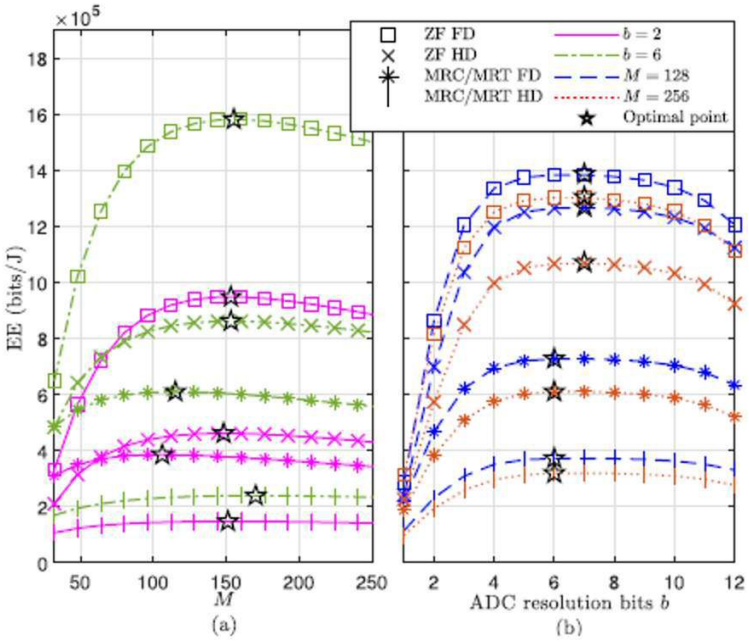
도면3


ZF FD
ZF HD
MRC/MRT FD
MRC/MRT HD
b = 2
b = 6
b = ∞
Limit-FD (8)
Limit-HD (8)
Limit as M → ∞, b = 2
Limit as M → ∞, b = 6
SE (bits/s/Hz)
Number of antennas M

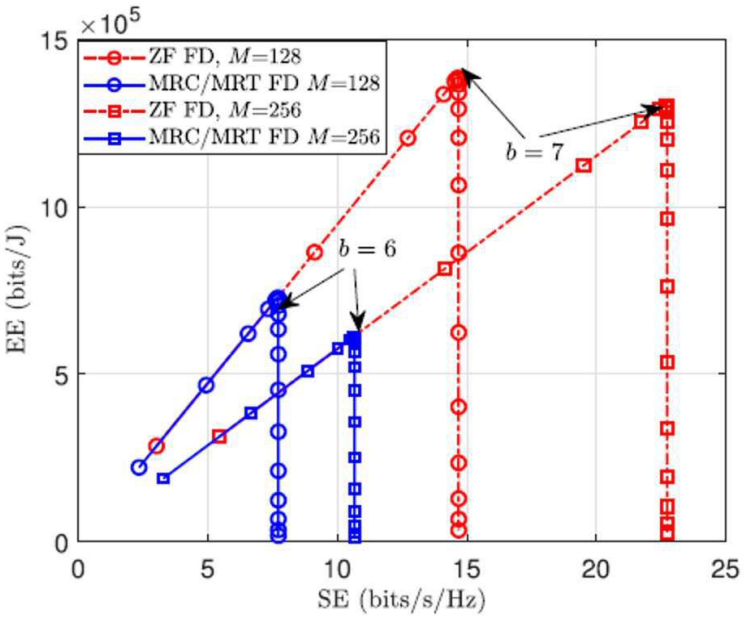
도면4


SE (bits/s/Hz)
ADC resolution bits b
ZF FD
ZF HD
MRC/MRT FD
MRC/MRT HD
$M = 128$
$M = 256$
Limit as $b \to \infty$

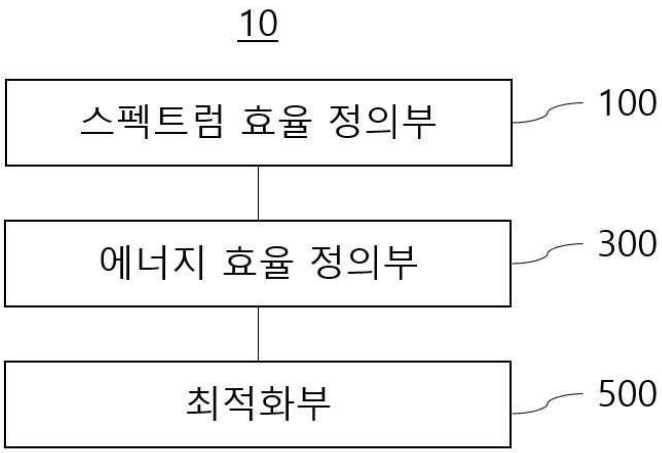
도면5


$\times 10^5$
EE (bits/J)
ZF FD
ZF HD
MRC/MRT FD
MRC/MRT HD
$b = 2$
$b = 6$
$M = 128$
$M = 256$
Optimal point
M
(a)
ADC resolution bits b
(b)

도면6


×10^5
15
10
5
0
EE (bits/J)
0
5
10
15
20
25
SE (bits/s/Hz)
ZF FD, M=128
MRC/MRT FD M=128
ZF FD, M=256
MRC/MRT FD M=256
b = 7
b = 6

도면7


10
스펙트럼 효율 정의부
100
에너지 효율 정의부
300
최적화부
500