



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2024-0130516
(43) 공개일자 2024년08월29일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)

H04W 24/02 (2009.01) B64U 101/00 (2023.01)
H04B 17/391 (2015.01) H04B 7/0404 (2017.01)
H04B 7/0413 (2017.01) H04W 84/06 (2019.01)

(52) CPC특허분류

H04W 24/02 (2013.01)
H04B 17/3911 (2015.01)

(21) 출원번호 10-2023-0023828

(22) 출원일자 2023년02월22일

심사청구일자 2023년02월22일

(71) 출원인

국립한밭대학교 산학협력단

대전광역시 유성구 동서대로 125 (덕명동)

(72) 발명자

시어도르 우데

대전광역시 유성구 학하중양로59번길 17, 별빛집 205호

이경재

대전광역시 유성구 노은동로 111, 1010동 701호(노은동, 열매마을10단지아파트)

(74) 대리인

이은철, 이우영

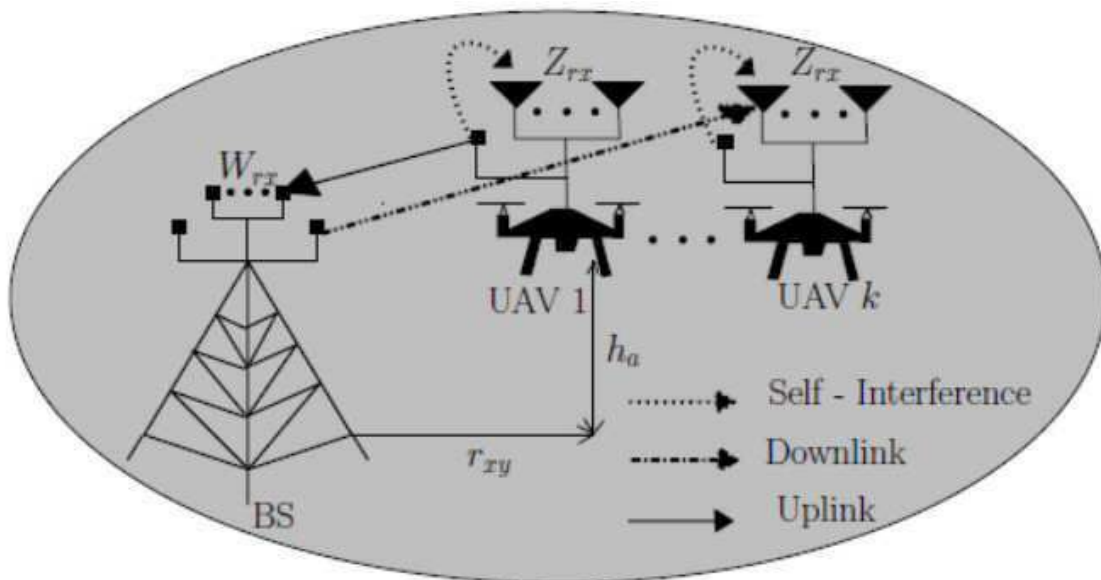
전체 청구항 수 : 총 3 항

(54) 발명의 명칭 무인이동체를 위한 거대 다중입출력 무선전송 시스템

(57) 요약

본 발명은 무인이동체를 위한 거대 다중입출력 무선전송 시스템에 관한 것으로, 무인이동체에서 전이중 방식 거대 다중안테나 중계 전송방식의 최대효율을 낼 수 있는 성능 분석을 통해 무인이동체의 ADC 해상도를 최적화하는 무인이동체를 위한 거대 다중입출력 무선전송 시스템에 관한 것이다. 본 발명은 기지국으로 데이터를 보내기 위해 거대한 수신 안테나와 단일 송신 안테나를 구비하는 다수의 무인이동체, 상기 무인이동체로의 채널을 획득하기 위해 파일럿 시퀀스를 해당 UAV로 전송하는 다중 안테나, Rician 페이딩 채널을 통해 상기 다수의 무인이동체의 스펙트럼/에너지 효율성능을 분석하여 에너지 효율을 최대화하기 위해 전송률을 예측하여 상기 다중안테나의 개수 및 ADC 해상도를 최적화하는 제어부를 포함하여 무인이동체에서 전이중 방식 거대 다중안테나 중계 전송방식의 최대효율을 낼 수 있는 성능 분석을 통해 무인이동체의 ADC 해상도를 최적화하는 효과가 있다.

대표도 - 도1



(52) CPC특허분류

H04B 7/0404 (2013.01)

H04B 7/0413 (2013.01)

H04W 84/06 (2019.01)

B64U 2101/00 (2023.01)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	1711152860
과제번호	2021-0-00841-002
부처명	과학기술정보통신부
과제관리(전문)기관명	정보통신기획평가원
연구사업명	방송통신산업기술개발
연구과제명	전송률분할 다중접속 기반 셀자유 초거대 다중입출력 전이중 전송시스템 연구개발
기 여 율	1/2
과제수행기관명	한밭대학교산학협력단
연구기간	2021.04.01 ~ 2025.12.31

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 ~ 2026.12.31

명세서

청구범위

청구항 1

기지국으로 데이터를 보내기 위해 거대한 수신 안테나와 단일 송신 안테나를 구비하는 다수의 무인이동체, 상기 무인이동체로의 채널을 획득하기 위해 파일럿 시퀀스를 해당 무인이동체로 전송하는 다중 안테나, Rician 페이딩 채널을 통해 상기 다수의 무인이동체의 스펙트럼/에너지 효율성을 분석하여 에너지 효율을 최대화하기 위해 전송률을 예측하여 상기 다중안테나의 개수 및 ADC 해상도를 최적화하는 제어부를 포함하는 것을 특징으로 하는 무인이동체를 위한 거대 다중입출력 무선전송 시스템.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 제어부는

상기 무인이동체에서 다중 안테나까지의 채널과 다중 안테나에서 k번째 무인이동체까지의 채널을 Rician 페이딩 분포에 따라 모델링하는 채널모델모듈,

상기 다중 안테나에서 무인이동체로의 채널을 획득하기 위해 기지국과 무인기의 모든 송신 안테나에 상호 직교하는 파일럿 시퀀스를 할당하는 채널 추정모듈 및

상기 다중 안테나에서 다운링크의 무인이동체로 데이터를 전송하여 무인이동체의 스펙트럼/에너지 효율성을 분석하여 전송률을 예측하여 상기 다중안테나의 개수 및 ADC 해상도를 최적화하는 데이터 전송모듈을 포함하는 것을 특징으로 하는 무인이동체를 위한 거대 다중입출력 무선전송 시스템.

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 제어부는 다중 안테나를 통해 다운링크의 무인이동체로 데이터를 전송하도록 하되, 동일한 주파수 대역에서 동시 송수신으로 인한 SI 채널과 UAV-to-UAV 채널을 Rayleigh 페이딩으로 모델링하는 것을 특징으로 하는 무인이동체를 위한 거대 다중입출력 무선전송 시스템.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 무인이동체를 위한 거대 다중입출력 무선전송 시스템에 관한 것으로, 보다 상세하게는 무인이동체에서 전이중 방식 거대 다중안테나 중계 전송방식의 최대효율을 낼 수 있는 성능 분석을 통해 무인이동체의 ADC 해상도를 최적화하는 무인이동체를 위한 거대 다중입출력 무선전송 시스템에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 셀룰러 사용자와 통신의 발전이 증가함에 따라 무선 서비스를 용이하게 하기 위해 무인 항공기(UAV, unmanned aerial vehicles)와 같은 지원 시스템 또는 기술이 필요하다. UAV는 높은 확률의 시선(LoS, line of sight) 제공, 적응형 고도, 높은 이동성 잠재력, 빠른 배치, 저렴한 비용 및 단순한 인프라와 같은 사용 사례 시나리오를 기반으로 여러 이점을 제공한다. 날개 형태에 따라 UAV는 회전익 UAV와 고정익 UAV로 구분할 수 있다. 고정익 UAV는 고속과 높은 페이로드를 가지고 있지만 공중에 머물기 위해 일관된 전진 동작을 유지해야 하므로 근접 검사와 같은 고정식 애플리케이션에는 적합하지 않다.

[0003] 반면에 회전익 UAV는 이동성과 페이로드가 모두 제한되어 있어 호버링할 수 있다. 기능면에서 UAV는 공중 기지국, 릴레이 및 사용자 장비의 세 가지 범주로 분류할 수 있다.

[0004] UAV는 LoS 통신 및 이동 가능성이 높기 때문에 공중 기지국으로 사용된다. 자연 재해 발생 시 공중 안전 통신

장비로 공중 기지국을 배치하는 것을 고려한다. 여기서 달성 가능한 처리량은 UAV의 이동성 기능을 활용하여 분석된다.

[0005] UAV를 릴레이로 배포하면 장애물이나 재해 지역으로 인한 그림자가 심한 환경과 같은 적대적인 환경에 안정적인 통신을 제공할 수 있습니다. 이 시나리오에서 UAV의 목적은 서로 떨어져 있는 송수신 시스템 간의 연결을 제공한다.

[0006] UAV의 지원을 받는 양방향 중계 네트워크에서 연구되었으며, 여기에서 여러 쌍의 사용자 간의 처리량은 전력 예산, 대역폭 및 사용자가 요구하는 최소 처리량에 따라 최대화됩니다. 종래에서는 지상 사용자와 단일 기지국 간의 무선 네트워크를 고려한다. UAV는 사용자와 BS 사이의 릴레이로 사용된다.

선행기술문헌

특허문헌

[0007] (특허문헌 0001) 공개특허 10-2021-0038261 (2021.04.07)

발명의 내용

해결하려는 과제

[0008] 본 발명은 상술한 문제를 해결하고자 고안한 것으로, 무인이동체에서 전이중 방식 거대 다중안테나 중계 전송방식의 최대효율을 낼 수 있는 성능 분석을 통해 무인이동체의 ADC 해상도를 최적화하는 무인이동체를 위한 거대 다중입출력 무선전송 시스템을 제공함에 목적이 있다.

과제의 해결 수단

[0009] 본 발명에 따른 무인이동체를 위한 거대 다중입출력 무선전송 시스템은 기지국으로 데이터를 보내기 위해 거대한 수신 안테나 Z_{rx} 와 단일 송신 안테나를 구비하는 다수의 무인이동체, 상기 무인이동체로의 채널을 획득하기 위해 파일럿 시퀀스를 해당 UAV로 전송하는 다중 안테나, Rician 페이딩 채널을 통해 상기 다수의 무인이동체의 스펙트럼/에너지 효율성능을 분석하여 에너지 효율을 최대화하기 위해 전송률을 예측하여 상기 다중안테나의 개수 및 ADC 해상도를 최적화하는 제어부를 포함한다.

[0010] 바람직하게 제어부는 무인이동체에서 다중 안테나까지의 채널과 다중 안테나에서 k 번째 무인이동체까지의 채널을 Rician 페이딩 분포에 따라 모델링하는 채널모델모듈, 상기 다중 안테나에서 무인이동체로의 채널을 획득하기 위해 기지국과 무인기의 모든 송신 안테나에 상호 직교하는 파일럿 시퀀스를 할당하는 채널 추정모듈 및 상기 다중 안테나에서 다운링크의 무인이동체로 데이터를 전송하여 무인이동체의 스펙트럼/에너지 효율성능을 분석하여 전송률을 예측하여 상기 다중안테나의 개수 및 ADC 해상도를 최적화하는 데이터 전송모듈을 포함한다.

[0011] 그리고 제어부는 다중 안테나를 통해 다운링크의 무인이동체로 데이터를 전송하도록 하되, 동일한 주파수 대역에서 동시 송수신으로 인한 SI 채널과 UAV-to-UAV 채널을 Rayleigh 페이딩으로 모델링한다.

발명의 효과

[0012] 본 발명의 일 실시예에 따르면, 무인이동체에서 전이중 방식 거대 다중안테나 중계 전송방식의 최대효율을 낼 수 있는 성능 분석을 통해 무인이동체의 ADC 해상도를 최적화하는 효과가 있다.

도면의 간단한 설명

[0013] 도 1은 다수의 UAV와 통신하는 BS를 보여주는 시스템 모델을 나타낸 것이다.

도 2와 도 3은 총 SE 대 수신 안테나 수를 나타낸 것이다.

도 4는 총 SE 대 UAV 수를 나타낸 것이다.

도 5는 총 SE 대 UAV 높이를 나타낸 것이다.

도 6은 SE 대 SI 합계(UAV-UAV 간섭)를 나타낸 것이다.

도 7은 SE 대 전송 SNR를 나타낸 것이다.

도 8은 EE 대 양자화 비트 수를 나타낸 것이다.

도 9는 EE 대 총 SE를 나타낸 것이다.

도 10은 본 발명의 일 실시예에 따른 무인이동체를 위한 거대 다중입출력 무선전송 시스템의 구성을 나타낸 것이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0014] 본 발명의 실시예에서 제시되는 특정한 구조 내지 기능적 설명들은 단지 본 발명의 개념에 따른 실시예를 설명하기 위한 목적으로 예시된 것으로, 본 발명의 개념에 따른 실시예들은 다양한 형태로 실시될 수 있다. 또한, 본 명세서에 설명된 실시예들에 한정되는 것으로 해석되어서는 아니 되며, 본 발명의 사상 및 기술 범위에 포함되는 모든 변경물, 균등물 내지 대체물을 포함하는 것으로 이해되어야 한다.
- [0015] 한편, 본 발명에서 제1 및/또는 제2 등의 용어는 다양한 구성요소들을 설명하는데 사용될 수 있지만, 상기 구성요소들은 상기 용어들에 한정되지는 않는다. 상기 용어들은 하나의 구성요소를 다른 구성요소들과 구별하는 목적으로만, 예컨대 본 발명의 개념에 따른 권리 범위로부터 벗어나지 않는 범위 내에서, 제1 구성요소는 제2 구성요소로 명명될 수 있고, 유사하게 제2 구성요소는 제1 구성요소로도 명명될 수 있다.
- [0016] 본 실시예에서는 공중 사용자 장비 역할을 하는 UAV의 스펙트럼/에너지 효율(SE/EE, spectral/energy efficiency)을 조사한다. UAV는 전이중(FD, full-duplex) 다중 사용자 대규모 MIMO 시스템 내에서 대규모 MIMO (다중 입력 다중 출력, massive multiple-input multiple-output) 안테나를 사용한다. 업링크(UL) 및 다운링크(DL) 통신은 FD 대규모 MIMO 기지국과 FD 대규모 MIMO UAV 간에 설정된다. 폐쇄형 솔루션은 UL 및 DLSE용으로 파생된다. UAV 경로 손실, SI(self-interference) 및 UAV to UAV 간섭의 영향을 조사한다. 양자화 잡음(QN, quantization noise)의 영향은 저해상도 아날로그 신호의 사용으로 인해 알 수 있다.
- [0017] 디지털 컨버터(ADC). 간섭 성분의 영향은 수신 안테나가 증가함에 따라 감소할 수 있음을 보여준다. 이로써, 다양한 UAV 높이의 영향도 알 수 있다. UAV 높이의 증가는 감소하는 합계 SE에 해당하는 것으로 관찰된다. UAV의 수가 증가하면 합계 SE도 향상된다. 이는 안테나 수의 증가로 인한 것으로 보인다. 대규모 수신 안테나를 배치하면 ADC에 의해 도입된 QN의 부정적인 영향이 감소하는 것으로 나타났다. 마지막으로 EE/SE trade-off를 분석한다.
- [0018] 본 실시예는 EE의 초기 성장을 보여주지만 ADC 분해능이 증가함에 따라 EE가 감소하는 것을 알 수 있다.
- [0019] UAV를 사용자 장비로 사용하는 모니터링 장비 역할을 하는 UAV에 통합되는 적응형 알고리즘을 제안한다. UAV는 대기 질 지수 데이터베이스를 구축하기 위해 알고리즘에서 사용하는 데이터를 얻는 데 사용된다. 사용자 장비 역할을 하는 UAV와 더 나은 연결성을 보장하기 위해 강화 학습을 사용하여 기지국의 다운틸트 각도를 조정한다.
- [0020] 대규모 다중 사용자 다중 입력 다중 출력(MU-MIMO) 시스템에서 HD UAV 릴레이를 고려한다. 기지국에서 사용자까지의 SE를 최대화하기 위해 HB-NOMA(Hybrid Beamforming Non-orthogonal Multiple Access) 방식을 제안한다. 또한 짧은 패킷 통신을 사용하는 HD UAV 중계 시스템을 고려한다.
- [0021] 안정성 및 대기 시간 제약 조건 하에서 전송 전력과 블록 길이의 공동 최적화를 수행한다. 그러나 반이중 라디오를 기반으로 하는 무선 시스템은 사용 가능한 라디오 스펙트럼 리소스의 활용도가 낮기 때문에 결국 용량 제한에 도달할 것으로 예상된다. 동일한 시간-주파수 자원에서 송신과 수신에 동시에 발생하는 FD 시스템이 제안되었다. FD 라디오에는 기존 반이중 무선 시스템과 관련된 대역폭 손실을 복구할 수 있는 기능이 있다. 그러나 달성 가능한 SE를 두 배로 늘릴 수 있는 잠재력은 SI 비용으로 발생합니다. 능동 및 수동 SI 취소 기술의 최근 개선 사항은 다음과 같다.
- [0022] SI는 배경 소음 수준으로 감소될 수 있다. FD 지원 UAV를 고려하여 사물 인터넷(IoT) 애플리케이션을 위한 에너지 효율적인 데이터 수집 시스템을 제안한다. 또한 통신 링크를 모니터링하기 위해 FD UAV를 사용하는 감시 시스템을 제안한다.
- [0023] FD 시스템의 SE를 더욱 향상시키기 위해 대규모 MIMO 안테나를 통합할 수 있다. Massive MIMO의 또 다른 장점은 주어진 서비스 품질을 달성하면서 전송 전력을 상당히 줄일 수 있다. 또한, 대규모 MIMO 시스템의 전력 스케일링이 분석된다. BS 안테나의 수가 증가함에 따라 완벽한 CSI(Channel State Information)를 가정할 경우 사용자

당 전송 전력은 BS 안테나의 수만큼 축소될 수 있음을 추론했다.

- [0024] 고려해야 할 또 다른 요소는 에너지 효율성이다. Massive MIMO에서 많은 수의 안테나를 사용하면 전력 소비와 하드웨어 비용이 크게 증가한다. 또한 UAV는 온보드 배터리 수명으로 인해 전력이 제한되므로 전력 소비를 줄여야 한다. 일반적인 수신 안테나에는 수신된 신호의 실수 및 직교 구성 요소를 양자화하는 한 쌍의 ADC가 있다. 분해능 b 에 따라 전력 소모가 기하급수적으로 증가하고 샘플링 주파수에 따라 선형적으로 증가한다는 것은 잘 알려져 있다. 따라서 고해상도 ADC(예: 상업용 애플리케이션의 경우 10-12비트)를 사용하는 것은 금전적으로 금지될 수 있다.
- [0025] 이 문제를 해결하기 위해 대규모 MIMO 시스템을 위한 저해상도 ADC가 제안되었으나, 저해상도 ADC를 사용하면 수신 신호에 양자화 잡음(QN)이 추가된다. QN은 달성 가능한 SE의 저하로 이어진다. 또한 FD MIMO 기지국에서 저해상도 ADC를 사용하는 이기종 네트워크에서 달성 가능한 라이시안 채널을 통한 저해상도 ADC가 있는 대규모 MIMO 시스템의 UL SE가 있다. 여기에서 UL SE 표현은 액세스 포인트에서 저해상도 ADC를 배포하는 셀 없는 대규모 MIMO 설정에 대해 파생된다.
- [0026] 위의 내용에 동기를 부여하여 본 실시예는 지상 BS와 UAV 중단 모두에서 FD 대규모 MIMO 설정을 제안한다. BS는 UL에서 UAV로부터 정보를 수신하기 위해 대량의 수신 안테나를 갖추고 있으며 몇 개의 송신 안테나(즉, UAV의 수와 동일하게 설정)를 전송한다.
- [0027] DL의 해당 UAV에 대한 정보. 또한 각 UAV에는 대규모 수신 안테나와 BS로 데이터를 전송하기 위한 단일 전송 안테나가 장착되어 있다. 전력 소비를 줄이기 위해 저해상도 ADC는 BS뿐만 아니라 UAV에도 사용된다. 이 작업의 주요 기여는 다음과 같이 요약된다.
- [0028] 1) 폐쇄형 표현을 유도하여 달성 가능한 SE에 대한 SI, UAV 간 간섭 및 QN의 조합 효과를 학습한다. 파생된 폐쇄형 솔루션을 통해 시스템 성능에 대한 통찰력을 얻을 수 있다.
- [0029] 수신 안테나의 증가는 SE의 증가에 해당함을 보여준다. 또한 대규모 수신 안테나의 배치는 SE 손실을 QN으로 보상한다. UAV 높이가 증가하면 SE가 감소한다. UAV의 수가 증가하면 SE가 초기에 상승한 후 감소한다. 이는 간섭 및 경로 손실 구성 요소가 증가하기 때문이다.
- [0030] 2) 전송 전력의 증가는 포화 한계에 수렴할 때까지 SE의 증가에 해당함을 보여준다. 이 한계에 대한 표현식이 파생된다.
- [0031] 3) 제안된 시스템의 EE 성능을 실험하여, ADC 분해능의 증가는 EE의 감소에 해당하는 것으로 나타난다. 또한 양자화 비트를 변화시켜 EE/SE trade-off를 학습한다.
- [0032] 본 실시예의 나머지 부분은 다음과 같이 제시된다. 시스템 모델은 섹션 II에 제시된다. 섹션 III은 SE 분석을 제시한다. UL/DL(Uplink/Downlink) SE(spectral efficiency)에 대한 폐쇄형 표현은 섹션 IV에서 파생된다. V장에서는 수치 결과를 제시하고 VI장에서 결론을 맺는다.
- [0033] 표기법: 벡터와 행렬은 각각 굵은 소문자와 대문자로 표시된다.
- [0034] $(\cdot)^T, (\cdot)^H$, 및 $\mathbb{E}[\cdot]$ 는 각각 전치 연산자, 켈레 전치 연산자 및 기대 연산자를 나타낸다. $[X]_{mn}$ 은 X 의 (m, n) 번째 항목을 나타내고 $\text{diag}(X)$ 는 X 의 대각선 요소를 반환한다. $x \sim \text{CN}(0, N)$ 은 평균이 0이고 공분산이 N 인 원형 대칭 복소수 가우시안 벡터를 나타낸다.
- [0035] II. 시스템 모델(SYSTEM MODEL)
- [0036] FD BS가 다수의 UAV에 서비스를 제공하는 도 1에 표시된 시스템 모델을 고려한다. BS(Broadcasting satellite)는 대규모 수신 안테나 W_{rx} 와 소수의 전송 안테나 W_{tx} 를 사용한다. 송신 안테나는 UAV의 수와 동일하게 설정된다(즉, $W_{tx} = U$). 이렇게 하면 각 UAV에 대해 독립적인 데이터 스트림이 보장된다. k 번째 무인기는 기지국으로 데이터를 보내기 위해 거대한 수신 안테나 Z_{rx} 와 단일 송신 안테나를 가지고 있다. 네트워크의 전력 소비를 줄이기 위해 저해상도 ADC가 BS 및 UAV에서 활용된다.
- [0037] 밀리미터파 주파수 내에서 작동할 때 UAV에 대규모 안테나를 배치하는 것이 실용적이다. 이 주파수 대역은 안테나 크기가 매우 작은 매우 낮은 파장에 해당한다.
- [0038] 블록 페이딩의 표준 가정은 주어진 일관성 시간 동안 채널이 평평하게 유지되지만 다음 간격에서 독립적으로 변경되는 것으로 간주된다. 일관성 간격 τ_c 에 대해 τ_p 시간 슬롯은 파일럿 시그널링에 사용되고 나머지 $\tau_d =$

$\tau_c - \tau_p$ 는 유용한 데이터 전송에 사용된다. 본 실시예는 전송 신호 x 와 s 가 가우시안 분포라는 일반적인 가정을 따른다.

[0039] A. 채널 모델(Channel Model)

[0040] UAV의 경우 UAV와 BS 사이에 LoS 링크가 존재할 확률이 더 높다. 이를 고려하여 UAV와 BS 사이의 채널은 LoS를 포착할 수 있는 Rician 페이딩 분포에 따라 모델링된다.

[0041] 또한 Rician 페이딩 채널은 보다 일반적이며 시스템 성능에 대한 LoS 강도의 영향을 알 수 있다. 구체적으로, BS에서 UAV로의 채널과 k 번째 UAV에서 BS로의 채널은 각각 다음과 같이 모델링된다.

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_L \sqrt{\mathbf{K}(\mathbf{K} + \mathbf{I}_s)^{-1}} + \mathbf{H}_N \sqrt{(\mathbf{K} + \mathbf{I}_s)^{-1}}, \quad (1)$$

$$\mathbf{c}_k = \mathbf{c}_{L,k} \sqrt{K_{u,k}(K_{u,k} + 1)^{-1}} + \mathbf{c}_{N,k} \sqrt{(K_{u,k} + 1)^{-1}}, \quad (2)$$

[0042]

[0043] 여기서,

[0044] $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_U] \in \mathbb{C}^{W_{rx} \times U}$, $\mathbf{c}_k \in \mathbb{C}^{Z_{rx} \times 1}$ 는 각각 UAV에서 BS까지의 채널과 BS에서 k 번째 UAV까지의 채널을 나타낸다.

[0045] $\mathbf{H}_L = \bar{\mathbf{H}}_L \mathbf{D}^{\frac{1}{2}}$ 와 $\mathbf{H}_N = \bar{\mathbf{H}}_N \mathbf{D}^{\frac{1}{2}}$ 는 $\mathbf{H}$ 의 결정론적 LoS 및 무작위 레일리 구성요소를 각각 나타낸다.

[0046] $\mathbf{c}_{L,k} = \bar{\mathbf{c}}_{L,k} \varrho_k^{\frac{1}{2}}$ 와, $\mathbf{c}_{N,k} = \bar{\mathbf{c}}_{N,k} \varrho_k^{\frac{1}{2}}$ 는 $\mathbf{c}_k$ 의 결정론적 LoS 구성 요소와 임의의 레일리 구성 요소를 각각 나타낸다. $\bar{\mathbf{H}}_N$ 및 $\bar{\mathbf{c}}_{N,k}$ 의 요소는 $\text{CN}(0, 1)$ 로 모델링된다. 대각선 행렬 $\mathbf{D} \in \mathbb{C}^{U \times U}$ 및 $\mathbf{K} \in \mathbb{C}^{U \times U}$ 는 각각 k 번째 요소 β_k 및 $K_{w,k}$ 와 함께 $\mathbf{H}$ 의 대규모 페이딩 계수 및 라이시안 $\mathbf{K}$ -계수를 포함한다. 또한, $K_{u,k}$ 와 ϱ_k 는 각각 Rician $\mathbf{K}$ -factor와 $\mathbf{c}_k$ 의 대규모 페이딩 계수를 나타낸다. 대규모 페이딩 계수 β_k 및 ϱ_k 에는 여러 일관성 간격에 걸쳐 변경되지 않은 것으로 가정되는 경로 손실 및 음영 효과가 모두 포함된다. β_k 및 ϱ_k 는 다음과 같이 모델링된다.

$$\beta_k = 20 \log \left(\frac{4\pi f \sqrt{h_{u,k}^2 + r_{xy,k}^2}}{c} \right) + \nu_1, \quad (3)$$

[0047]

[0048] 여기서, $h_{u,k}$, $r_{xy,k}$, f , c 는 k 번째 무인기의 지상으로부터의 높이, k 번째 무인기와 BS 사이의 수평 지상 거리, 운용 주파수, 광속을 각각 나타낸다. 또한, $\nu_1 = p_{xy}^L \Lambda_L + (1 - p_{xy}^L) \Lambda_N$, 여기서, p_{xy}^L , Λ_L , Λ_N 는 공대지 링크에 대한 LoS 확률, LoS 감쇠 및 비LoS 감쇠를 각각 나타낸다.

[0049] p_{xy}^L 는 다음과 같이 표현된다.

$$p_{xy}^L(h_{u,k}, r_{xy,k}) = \frac{1}{1 + ve^{-\psi \left[\tan^{-1} \left(\frac{h_{u,k}}{r_{xy,k}} \right) - v \right]}}, \quad (4)$$

[0050]

[0051] 여기서, v 및 ψ 는 환경 상수이다. 비슷한 정의가 ϱ_k 에 적용된다.

[0052] LoS 구성 요소 $\bar{\mathbf{H}}_L$ (및 $\bar{\mathbf{c}}_{L,k}$)은

[0053] $[\bar{\mathbf{H}}_L]_{mk} = e^{-j(m-1)2\pi d/\lambda(\sin(\theta_k))}$ 로 모델링된다.

[0054] 여기서 d , λ 및 θ_k 는 각각 안테나 간격, 파장 및 도달 각도를 나타낸다. 일반성을 잃지 않고 $d = \lambda/2$ 로 설정한다.

[0055] B. 채널 추정(Channel Estimation)

[0056] UAV와 BS에서 수신된 신호를 디코딩하려면 채널 상태 정보(CSI)를 획득해야 한다. 본 실시예에서는 불완전한 CSI만 가능하다고 가정한다. DL 채널 추정치, 즉 BS에서 UAV로의 채널을 획득하기 위해 각 BS 안테나는 파일럿 시퀀스를 해당 UAV로 전송한다. UAV는 UL 채널 추정을 위해 BS에 파일럿 신호를 보낸다. 파일럿 오염의 영향을 피하기 위해 기지국과 무인기의 모든 송신 안테나에 상호 직교하는 파일럿 시퀀스가 할당된다고 가정한다. 상호 직교성을 보장하기 위해 파일럿 길이는 $\tau_p \geq 2U$ 를 따라야 한다. BS와 UAV가 LMMSE(Linear Minimum Mean Square Error) 추정 방법을 사용한다고 가정하면 실제 채널은 다음과 같이 분해될 수 있다.

$$\mathbf{H} = \hat{\mathbf{H}} + \mathbf{E}, \quad (5)$$

$$\mathbf{c}_k = \hat{\mathbf{c}}_k + \mathbf{d}_k, \quad (6)$$

[0057] 여기서,

[0058]

[0059] $\hat{\mathbf{H}} = [\hat{\mathbf{h}}_1, \dots, \hat{\mathbf{h}}_U] \sim \mathcal{CN}(\mathbb{E}[\hat{\mathbf{H}}], \hat{\mathbf{B}})$, 와,

[0060] $\mathbf{E} = [\mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_U] \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{F} - \hat{\mathbf{B}})$ 는 각각 $\mathbf{H}$ 의 추정된 채널 및 오류 행렬을 나타낸다. 대각선 행렬 $\mathbf{F}$

및 $\hat{\mathbf{B}}$ 는 각각 $f_k \triangleq \frac{\beta_k}{K_{w,k}+1}$ 와 $\hat{\beta}_k \triangleq \frac{\beta_k \eta_k}{K_{w,k}+1}$ 로 표현되는 k 번째 요소를 갖는다.

$$\eta_k = \frac{\tau_p p_\tau \beta_k}{1 + \tau_p p_\tau \beta_k}$$

[0061] 또한, $\hat{\mathbf{c}}_k$ 및 $\mathbf{d}_k$ 는 $\alpha_k = \frac{\tau_p p_\tau \varrho_k}{1 + \tau_p p_\tau \varrho_k}$ 와 함께 각각 $\hat{\varrho}_k \triangleq \frac{\varrho_k \alpha_k}{K_{u,k}+1}$ 및

$\tilde{\varrho}_k \triangleq \frac{\varrho_k}{(K_{u,k}+1)(1 + \tau_p p_\tau \alpha_k)}$ 로 주어진 분산을 갖는 $\mathbf{c}_k$ 의 채널 추정 및 오류 벡터를 나타낸다. p_τ 는 파일럿 전력을 나타낸다.

[0062] C. 데이터 전송(Data Transmission)

[0063] 데이터 전송 단계에서 BS는 DL의 UAV로 데이터를 전송한다. 즉, BS의 k 번째 전송 안테나는 해당 k 번째 UAV로 데이터를 전송한다.

[0064] 동시에 k 번째 UAV는 UL에서 BS로 데이터를 보낸다. 동일한 주파수 대역에서 동시 송수신으로 인해 기지국과 무인기는 MUI(Multi-User Interference) 외에도 SI를 받게 된다. 또한 모든 UAV가 동일한 주파수 대역에서 송수신하기 때문에 UAV는 UAV 간 간섭으로 인해 더욱 어려움을 겪는다. 기지국과 k 번째 무인기에서 수신된 신호는 각각 다음과 같다.

$$\mathbf{y}_w = \sqrt{p_u} \mathbf{H} \mathbf{x} + \sqrt{p_w} \mathbf{T} \mathbf{s} + \mathbf{n}, \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{u,k} = & \sqrt{p_w} \mathbf{c}_k s_k + \sqrt{p_w} \sum_{j=1, j \neq k}^U \mathbf{c}_j s_j + \sqrt{p_u} \mathbf{t}_{u,k} x_k \\ & + \sqrt{p_u} \sum_{j=1, j \neq k}^U \mathbf{t}_{c,kj} x_j + \mathbf{v}_k, \end{aligned} \quad (8)$$

여기서,

$$\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_U]^T \in \mathbb{C}^{U \times 1},$$

$$\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_U]^T \in \mathbb{C}^{U \times 1},$$

$$\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{W_{rx} \times 1}, \quad \mathbf{v}_k \in \mathbb{C}^{Z_{rx} \times 1}$$

는 각각 UAV에서 BS로, BS에서 UAV로 전송되는 신호, BS 및 k번째 UAV에서 잡음 벡터를 각각 나타낸다.

x , s , $\mathbf{n}$, $\mathbf{v}_k$ 요소는 $\mathcal{CN}(0, 1)$ 에 의해 모델링된다. p_w 와 p_u 는 BS와 UAV의 전송 전력을 각각 나타낸다.

$\mathbf{T} \in \mathbb{C}^{W_{rx} \times W_{tx}}$, $\mathbf{t}_{u,k} \in \mathbb{C}^{Z_{rx} \times 1}$, $\mathbf{t}_{c,kj} \in \mathbb{C}^{Z_{rx} \times 1}$ 는 각각 BS의 SI 채널, k번째 UAV의 SI 채널 및 j번째 UAV에서 k번째 UAV까지의 UAV-to-UAV 간섭 채널을 나타낸다. SI 채널과 UAV-to-UAV 채널은 Rayleigh 페이딩으로 모델링된다. Rayleigh 가정은 기지국의 송수신 안테나가 적절하게 분리되어 주변 건물을 이용하여 모든 LoS 구성 요소를 제거할 수 있다는 점을 고려하여 정당화된다.

UAV-to-UAV 채널의 경우 k번째 및 j번째 UAV가 그들 사이의 LoS를 제거하는 방식으로 배치되었다고 가정한다. 이것은 레일리 페이딩의 사용을 정당화한다. 하드웨어 취소를 통해 LoS 구성 요소가 감소하는 것을 고려하여 가정한다.

표 1은 q비트 ADC 분해능 및 κ 값을 나타낸 것이다.

TABLE I: q -bit ADC resolution and their κ values

q	1	2	3	4	5
κ	0.3634	0.1175	0.03454	0.009497	0.002499

불완전한 취소로 인해 발생하는 잔류 간섭은 추가 노이즈로 간주될 수 있다.

구체적으로,

$$\mathbf{T} \sim \mathcal{CN}(0, \zeta_w^2 \mathbf{I}_{W_{rx}}), \quad \mathbf{t}_{u,k} \sim \mathcal{CN}(0, \zeta_{u,k}^2 \mathbf{I}_{Z_{rx}}),$$

$$\mathbf{t}_{c,kj} \sim \mathcal{CN}(0, \zeta_{c,kj}^2 \mathbf{I}_{Z_{rx}}).$$

$\zeta_w^2 = \zeta_{\text{SI}}^2 \delta_{ww}$, 여기서, δ_{ww} 는 BS에서 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 대규모 페이딩 계수를 설명하고 ζ_{SI}^2 는 SI 억제 후 잔류 간섭의 강도이다.

$$\zeta_{u,k}^2 = \zeta_{\text{SI}}^2 \delta_{u,kk} \quad \text{와} \quad \zeta_{c,kj}^2 = \zeta_{\text{SI}}^2 \delta_{u,kj}.$$

[0081] $\delta_{u,kk}$ 는 k번째 무인기에서 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 대규모 페이딩 계수이다.

[0082] $\delta_{u,kj}$ 는 k번째 UAV에서 j번째 UAV까지의 대규모 페이딩이다.

[0083] BS 및 k번째 UAV에서 수신된 신호는 추가 디지털 처리 전에 양자화된다. 다루기 쉬운 분석을 위해 가산 양자화 잡음 모델(AQNM, additive quantization noise model)에 의해 거친 양자화로 인한 양자화 오류를 모델링한다. 또한 AQNM이 낮은 SNR 및 중간 SNR 영역에서 보다 정확하다. BS 및 k번째 UAV의 양자화된 신호는 각각 다음과 같이 기록된다.

$$\mathbf{y}_{qw} = \rho \mathbf{y}_w + \mathbf{n}_q, \quad (9)$$

$$\mathbf{y}_{qu,k} = \epsilon \mathbf{y}_{u,k} + \mathbf{v}_{q,k}, \quad (10)$$

[0084]

[0085] 여기서, $\rho = 1 - \kappa$, $\epsilon = 1 - \kappa$ 는 각각 BS 및 k번째 UAV에서의 ADC 분해능이다.

[0086] κ 값은 양자화 비트 $q \leq 5$, $q > 5$, $\kappa = \frac{\pi\sqrt{3}}{2} \cdot 2^{-2q}$ 에 대해 표 1에 제공된다.

[0087] $\mathbf{n}_q$ 및 $\mathbf{v}_{q,k}$ 는 각각 BS 및 k번째 UAV에서 추가 QN 벡터를 나타낸다.

[0088] $\mathbf{n}_q$ 및 $\mathbf{v}_{q,k}$ 의 공분산은 각각

$$\mathbf{N}_q = \rho(1 - \rho) \text{diag}(\mathbb{E}[\mathbf{y}_w \mathbf{y}_w^H]) \quad \text{및}$$

$$\mathbf{V}_{q,k} = \epsilon(1 - \epsilon) \text{diag}(\mathbb{E}[\mathbf{y}_{u,k} \mathbf{y}_{u,k}^H]) \quad \text{이다.}$$

[0090]

[0091] BS 및 k번째 UAV의 신호는 최대 비율 결합(MRC, maximum ratio combining)을 사용하여 디코딩된다. MRC는 구현이 계산적으로 간단하고 분산 방식으로 구현될 수 있기 때문에 고려한다. 또한 MRC는 대규모 MIMO 시스템에서 거의 최적의 결과를 얻을 수 있다. BS와 k번째 UAV의 MRC 필터는 각각 $\hat{\mathbf{h}}_k^H$ 과 $\hat{\mathbf{c}}_k^H$ 로 주어진다. 따라서 BS 및 k번째 UAV에서 수신된 신호는 각각 다음과 같이 다시 작성된다.

$$\begin{aligned} y_{qw,k} &= \rho \sqrt{p_u} \hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{h}_k x_k + \rho \sqrt{p_u} \sum_{j=1, j \neq k}^U \hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{h}_j x_j \\ &\quad + \rho \sqrt{p_w} \hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{T} s + \rho \hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{n} + \hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{n}_q, \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} y_{qu,k} &= \epsilon \sqrt{p_w} \hat{\mathbf{c}}_k^H \mathbf{c}_k s_k + \epsilon \sqrt{p_w} \sum_{j=1, j \neq k}^U \hat{\mathbf{c}}_k^H \mathbf{c}_j s_j + \hat{\mathbf{c}}_k^H \mathbf{v}_{q,k} \\ &\quad + \epsilon \sqrt{p_u} \hat{\mathbf{c}}_k^H \mathbf{t}_{u,k} x_k + \epsilon \sqrt{p_u} \sum_{j=1, j \neq k}^U \hat{\mathbf{c}}_k^H \mathbf{t}_{c,kj} x_j + \epsilon \hat{\mathbf{c}}_k^H \mathbf{v}_k. \end{aligned} \quad (12)$$

[0092]

[0093] 다음 섹션에서는 제안된 FD 대규모 MIMO UAV 시스템의 달성 가능한 스펙트럼 효율성을 분석한다.

[0094] III. SUM 스펙트럼 효율 분석(SUM SPECTRAL EFFICIENCY ANALYSIS)

[0095] 여기에서는 달성 가능한 SE 분석에 중점을 둔다. 수백 개의 안테나가 있는 대규모 MIMO 시스템을 고려하면 다음과 같은 식이 성립한다.

$$\mathbb{E} \left[\log_2 \left(1 + \frac{M}{N} \right) \right] \approx \log_2 \left(1 + \frac{\mathbb{E}\{M\}}{\mathbb{E}\{N\}} \right), \quad (13)$$

(5)와 (6), (11)과 (12)를 활용하면 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} y_{qw,k} = & \underbrace{\rho\sqrt{p_u}\hat{\mathbf{h}}_k^H \hat{\mathbf{h}}_k x_k}_{\text{Desired signal}} + \underbrace{\rho\sqrt{p_u} \sum_{j \neq k}^U \hat{\mathbf{h}}_k^H \hat{\mathbf{h}}_j x_j}_{\text{Multi-user interference}} + \underbrace{\rho\hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{n}}_{\text{Noise}} \\ & + \underbrace{\rho\sqrt{p_u} \sum_{j=1}^U \hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{e}_j x_j}_{\text{Channel estimation error}} + \underbrace{\rho\sqrt{p_w}\hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{T}\mathbf{s}}_{\text{SI}} + \underbrace{\hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{n}_q}_{\text{QN}}, \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} y_{qu,k} = & \underbrace{\epsilon\sqrt{p_w}\hat{\mathbf{c}}_k^H \hat{\mathbf{c}}_k s_k}_{\text{Desired signal}} + \underbrace{\epsilon\sqrt{p_w} \sum_{j \neq k}^U \hat{\mathbf{c}}_k^H \hat{\mathbf{c}}_j s_j}_{\text{Multi-user interference}} \\ & + \underbrace{\epsilon\sqrt{p_w} \sum_{j=1}^U \hat{\mathbf{c}}_k^H \mathbf{e}_j s_j}_{\text{Channel estimation error}} + \underbrace{\epsilon\sqrt{p_s}\hat{\mathbf{c}}_k^H \mathbf{t}_{u,k} x_k}_{\text{SI}} \\ & + \underbrace{\epsilon\sqrt{p_u} \sum_{j \neq k}^U \hat{\mathbf{c}}_k^H \mathbf{t}_{c,kj} x_j}_{\text{UAV-to-UAV interference}} + \underbrace{\epsilon\hat{\mathbf{c}}_k^H \mathbf{v}_k}_{\text{Noise}} + \underbrace{\epsilon\hat{\mathbf{c}}_k^H \mathbf{v}_{q,k}}_{\text{QN}}, \end{aligned} \quad (15)$$

(14)와 (15)를 사용하여 k번째 UAV와 k번째 UAV에 대한 BS에서 달성 가능한 SE는 각각 다음과 같이 표현된다.

$$R_{w,k} = \tau_d \log_2 \left(1 + \frac{\mathbb{E}[\mathbb{D}_{w,k}]}{\mathbb{E}[\mathbb{B}_{w,k}] + \mathbb{E}[\mathbb{Q}_{w,k}]} \right), \quad (16)$$

$$R_{u,k} = \tau_d \log_2 \left(1 + \frac{\mathbb{E}[\mathbb{D}_{u,k}]}{\mathbb{E}[\mathbb{B}_{u,k}] + \mathbb{E}[\mathbb{Q}_{u,k}]} \right), \quad (17)$$

여기서,

$$\tau_d = (\tau_c - \tau_p)/\tau_c,$$

$$\mathbb{D}_{w,k} = \rho^2 p_u \mathbb{E}[\|\hat{\mathbf{h}}_k\|^4],$$

$$\mathbb{Q}_{w,k} = \mathbb{E}[\|\hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{n}_q\|^2],$$

$$\mathbb{B}_{w,k} = \rho^2 p_u \sum_{j \neq k}^U \mathbb{E}[\|\hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{h}_j\|^2] +$$

$$\rho^2 p_u \sum_{j=1}^U \mathbb{E}[|\hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{e}_j|^2] +$$

$$\rho^2 p_w \mathbb{E}[|\hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{T}|^2] + \rho^2 \mathbb{E}[|\hat{\mathbf{h}}_k^H|^2]$$

또한,

$$\mathbb{D}_{u,k} = \epsilon^2 p_w \mathbb{E}[|\hat{\mathbf{c}}_k|^4],$$

$$\mathbb{Q}_{u,k} = \mathbb{E}[|\hat{\mathbf{c}}_k^H \mathbf{v}_q|^2],$$

$$\mathbb{B}_{u,k} = \epsilon^2 p_w \sum_{j \neq k}^U \mathbb{E}[|\hat{\mathbf{c}}_k^H \mathbf{c}_j|^2]$$

$$+ \epsilon^2 p_w \sum_{j=1}^U \mathbb{E}[|\hat{\mathbf{c}}_k^H \mathbf{d}_j|^2] +$$

$$\epsilon^2 p_u \mathbb{E}[|\hat{\mathbf{c}}_k^H \mathbf{t}_{u,k}|^2] +$$

$$\epsilon^2 p_u \sum_{j \neq k}^U \mathbb{E}[|\hat{\mathbf{c}}_k^H \mathbf{t}_{c,kj}|^2] + \epsilon^2 \mathbb{E}[|\hat{\mathbf{c}}_k^H|^2]$$

$\mathbb{D}_{w,k}$ 와 $\mathbb{Q}_{w,k}$ 는 각각 BS 및 QN 인자(factor)에서 원하는 신호를 나타낸다. $\mathbb{B}_{w,k}$ 는 다중 사용자 간섭, 채널 추정 오류, SI 및 잡음으로 구성된다. $\mathbb{D}_{u,k}$ 및 $\mathbb{Q}_{u,k}$ 는 각각 k번째 UAV에서 원하는 신호 및 QN을 나타낸다.

$\mathbb{B}_{u,k}$ 는 다중 사용자 간섭, 채널 추정 오류, SI, UAV 간 간섭 및 잡음으로 구성된다. 시스템 성능에 대한 추가 통찰력을 얻기 위해 다음 하위 섹션에서는 달성 가능한 UL/DL SE에 대한 폐쇄형 솔루션을 도출한다.

A. 달성 가능한 스펙트럼 효율 분석(Achievable Spectral Efficiency Analysis)

달성 가능한 SE에 대한 폐쇄형 표현을 유도하기 위해 다음과 같은 가정이 이루어진다. BS의 경우, 수신 안테나의 수 $W_{rx} \rightarrow \infty$ 를 허용하고 송신 안테나는 $W_{tx} = U$ 가 되도록 고정된다. 또한 k-th UAV에 대해 $Z_{rx} \rightarrow \infty$ 이고, 송신 안테나는 1로 설정된다. 큰 수의 법칙과 임의의 행렬의 일부 결과를 사용하여 UL/DL SE는 Lemma 1에서 도출된다.

Lemma 1: UAV와 BS는 불완전한 CSI를 가정하여 저해상도 ADC를 갖추고 있으며, FD 대규모 MIMO 지원 UAV 통신의 달성 가능한 UL/DL SE는 각각 (20)과 (24)로 주어진다.

$$R_{w,k} = \tau_d \log_2 \left(1 + \frac{\tilde{\mathbb{D}}_{w,k}}{\tilde{\mathbb{B}}_{w,k} + \tilde{\mathbb{Q}}_{w,k}} \right), \quad (20)$$

여기서, $\tilde{\mathbb{D}}_{w,k}, \tilde{\mathbb{B}}_{w,k}, \tilde{\mathbb{Q}}_{w,k}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{\mathbb{D}}_{w,k} = \frac{\rho^2 p_u \beta_k^2}{(K_{w,k} + 1)^2} \left[W_{rx}^2 K_{w,k}^2 + (2W_{rx} K_{w,k} + 2W_{rx}^2 K_{w,k}) \eta_k + (W_{rx}^2 + W_{rx}) \eta_k^2 \right], \quad (21)$$

$$\tilde{\mathbb{B}}_{w,k} = \frac{\rho^2 \beta_k}{K_{w,k} + 1} \left[p_u \sum_{j \neq k}^U \frac{\beta_j}{K_{w,j} + 1} \gamma_{w,kj} + (K_{w,k} + \eta_k) W_{rx} \iota_{w,k} \right], \quad (22)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbb{Q}}_{w,k} = & \frac{\rho(1-\rho)}{K_{w,k} + 1} \beta_k W_{rx} \left[(K_{w,k} + \eta_k) \iota_{w,k} \right. \\ & + \frac{p_u \beta_k}{K_{w,k} + 1} (K_{w,k}^2 + 4K_{w,k} \eta_k + 2\eta_k^2) \\ & + p_u \sum_{j \neq k}^U \frac{\beta_j}{K_{w,j} + 1} (K_{w,k} \eta_j + K_{w,j} \eta_k \\ & \left. + \eta_k \eta_j) \right], \end{aligned} \quad (23)$$

with $\iota_{w,k} \triangleq p_u \sum_{j=1}^U \tilde{\beta}_j + p_w \zeta_w^2 U + 1$, $\gamma_{w,kj} \triangleq [W_{rx} K_{w,j} \eta_k + W_{rx} K_{w,k} \eta_j + W_{rx} \eta_k \eta_j + K_{w,k} K_{w,j} \phi_{w,kj}^2]$,
and $\phi_{w,kj}^2 \triangleq \frac{\sin(\frac{W_{rx}\pi}{2} [\sin(\theta_{w,k}) - \sin(\theta_{w,j})])}{\sin(\frac{\pi}{2} [\sin(\theta_{w,k}) - \sin(\theta_{w,j})])}$.

$$R_{u,k} = \tau_d \log_2 \left(1 + \frac{\tilde{\mathbb{D}}_{u,k}}{\tilde{\mathbb{B}}_{u,k} + \tilde{\mathbb{Q}}_{u,k}} \right), \quad (24)$$

[0128] 여기서, $\tilde{\mathbb{D}}_{u,k}$, $\tilde{\mathbb{B}}_{u,k}$, $\tilde{\mathbb{Q}}_{u,k}$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbb{D}}_{u,k} &= \frac{\epsilon^2 p_w \varrho_k^2}{(K_{u,k} + 1)^2} \left[Z_{rx}^2 K_{u,k}^2 + (2Z_{rx} K_{u,k} \right. \\ &\quad \left. + 2Z_{rx}^2 K_{u,k}) \alpha_k + (Z_{rx}^2 + Z_{rx}) \alpha_k^2 \right], \\ \tilde{\mathbb{B}}_{u,k} &= \frac{\epsilon^2 \varrho_k}{K_{u,k} + 1} \left[p_w \sum_{j \neq k}^U \frac{\varrho_j}{K_{u,j} + 1} \gamma_{u,kj} \right. \\ &\quad \left. + (K_{u,k} + \alpha_k) Z_{rx} \iota_{u,k} \right], \\ \tilde{\mathbb{Q}}_{u,k} &= \frac{\epsilon(1-\epsilon)}{K_{u,k} + 1} \varrho_k Z_{rx} \left[(K_{u,k} + \alpha_k) \iota_{u,k} \right. \\ &\quad \left. + \frac{p_u \varrho_k}{K_{u,k} + 1} (K_{u,k}^2 + 4K_{u,k} \alpha_k + 2\alpha_k^2) \right. \\ &\quad \left. + p_u \sum_{j \neq k}^U \frac{\varrho_j}{K_{u,j} + 1} (K_{u,k} \alpha_j + K_{u,j} \alpha_k \right. \\ &\quad \left. + \alpha_k \alpha_j) \right],\end{aligned}\quad (25)$$

[0129]

$$\begin{aligned}\text{with } \iota_{u,k} &\triangleq p_w \sum_{j=1}^U \tilde{\varrho}_j + p_u \zeta_{u,k}^2 U + \sum_{j \neq k}^U p_u \zeta_{c,kj}^2 + 1, \gamma_{u,k} \triangleq \\ &[Z_{rx} K_{u,j} \alpha_k + Z_{rx} K_{u,k} \alpha_j + Z_{rx} \alpha_k \alpha_j + K_{u,k} K_{u,j} \phi_{u,kj}^2], \text{ and} \\ \phi_{u,kj}^2 &\triangleq \frac{\sin(\frac{Z_{rx}\pi}{2} [\sin(\omega_{u,k}) - \sin(\omega_{u,j})])}{\sin(\frac{\pi}{2} [\sin(\omega_{u,k}) - \sin(\omega_{u,j})])}.\end{aligned}$$

[0130]

[0131] 증명 : 부록 A 참조.

[0132] 전체 합 SE는 $R_{SE} = \sum_{i=1}^U R_{w,i} + \sum_{i=1}^U R_{u,i}$ 로 표현되며, 여기서 $\sum_{i=1}^U R_{w,i}$ 는 UL 합 SE(UL sum SE)이고 $\sum_{i=1}^U R_{u,i}$ 는 DL 합 SE(DL sum SE)이다. 전체 합 SE(total sum SE) R_{SE} 는 BS에서 UAV 및 전송 안테나의 수를 집계하여 얻는다.

[0133] (21)에서 수신 안테나의 수 W_{rx} 에 대해 $\tilde{\mathbb{D}}_{w,k}$ (원하는 신호)가 단조롭게 증가한다는 것을 알 수 있다. 그러나 $\tilde{\mathbb{B}}_{w,k}$ 에서 발견되는 다중 사용자 간섭, 채널 추정 오류 및 SI에 의해 속도에 제약이 부과된다. UAV의 수가 SI 및 채널 추정 오류를 향상시키는 것을 $\tilde{\mathbb{D}}_{w,k}$ 에서 볼 수 있다. $\tilde{\mathbb{B}}_{u,k}$ 에서 볼 수 있는 다중 사용자 간섭 요소도 UAV 번호에 직접적인 영향을 받는다. UL과 마찬가지로 DL rate는 SI, UAV-to-UAV 간섭, 채널 추정 오류 및 다중 사용자 간섭으로 구성된 $\tilde{\mathbb{B}}_{u,k}$ 의 영향을 받는다. 이것은 또한 $\tilde{\mathbb{Q}}_{u,k}$ (QN 인자)의 영향을 받는다. ρ 및 $\epsilon \rightarrow 1$ 일 때 QN 계수가 사라지고 따라서 UL/DL SE가 이상적인 ADC 사례에 접근한다는 것을 $\tilde{\mathbb{Q}}_{w,k}$ 및

$\tilde{Q}_{u,k}$ 모두에서 볼 수 있다.

[0134] 비고 1: 전송 전력의 영향을 조사하기 위해 $p_m = p_u = p$ 라고 가정한다.

[0135] $p \rightarrow \infty$ 일 때 BS와 k번째 UAV에서의 SE는 각각 앞 페이지 하단에 표현된 (18)과 (19)로 수렴하며, 여기서

$$\begin{aligned} \sigma_{w,k}^2 &= \sum_{j=1}^U \tilde{\beta}_j + \zeta_w^2 U, \mu_{w,k}^2 = \sum_{j \neq k}^U \frac{\beta_j}{K_{w,j}+1} \gamma_{w,kj}, l_{w,k} = \\ &= \frac{\beta_k}{K_{w,k}+1} (K_{w,k}^2 + 4K_{w,k}\eta_k + 2\eta_k^2) + \sum_{j \neq k}^U \frac{\beta_j}{K_{w,j}+1} (K_{w,k}\eta_j + \\ &K_{w,j}\eta_k + \eta_k\eta_j); \sigma_{u,k}^2 = \sum_{j=1}^U \tilde{\varrho}_j + \zeta_u^2 U + \sum_{j \neq k}^U \zeta_{c,kj}^2, \\ \mu_{u,k}^2 &= \sum_{j \neq k}^U \frac{\varrho_j}{K_{u,j}+1} \gamma_{u,kj}, l_{u,k} = \frac{\varrho_k}{K_{u,k}+1} (K_{u,k}^2 + 4K_{u,k}\alpha_k + \\ &2\alpha_k^2) + \sum_{j \neq k}^U \frac{\varrho_j}{K_{u,j}+1} (K_{u,k}\alpha_j + K_{u,j}\alpha_k + \alpha_k\alpha_j). \end{aligned}$$

[0137] 비고 1은 전송 전력의 증가함에 따라 SE가 포화 한계에 접근함을 보여준다. 다음 섹션에서는 이러한 분석을 검증하기 위한 시뮬레이션 결과를 제공한다.

$$\tilde{R}_{w,k} = \frac{\rho\beta_k W_{rx} [W_{rx} K_{w,k}^2 + \eta_k(1 + W_{rx})(2K_{w,k} + \eta_k)]}{(K_{w,k} + 1)[\rho\mu_{w,k}^2 + W_{rx}(K_{w,k}\sigma_{w,k}^2 + \eta_k\sigma_{w,k}^2 + l_{w,k} - \rho l_{w,k})]}, \quad (18)$$

$$\tilde{R}_{u,k} = \frac{\epsilon\varrho_k Z_{rx} [Z_{rx} K_{u,k}^2 + \alpha_k(1 + Z_{rx})(2K_{u,k} + \alpha_k)]}{(K_{u,k} + 1)[\epsilon\mu_{u,k}^2 + Z_{rx}(K_{u,k}\sigma_{u,k}^2 + \alpha_k\sigma_{u,k}^2 + l_{u,k} - \epsilon l_{u,k})]}, \quad (19)$$

[0138]

[0139] B. 에너지 효율 방정식(Energy Efficiency Equations)

[0140] EE는 다음과 같이 정의된다.

$$\Sigma_{EE} = \frac{BR_{SE}}{P_W} \text{ bit/Joule}, \quad (26)$$

[0141]

[0142] 여기서 B는 대역폭이고 $P_W = P_{C,w} + \sum_{k=1}^U P_{C,uk}$ 는 총 소비 전력이다. $P_{C,w}$ 및 $P_{C,uk}$ 는 각각 BS 및 k 번째 UAV에서 소비되는 전력을 나타낸다. 전력 소비 모델은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} P_{C,w} &= W_{rx}(P_{LNA} + P_{RFC} + 2P_{ADC}) + P_{BB}, \text{ and} \\ P_{C,uk} &= Z_{rx}(P_{LNA} + P_{RFC} + 2P_{ADC}) + P_{BB}, \end{aligned}$$

[0143]

[0144] 여기서, P_{LNA} , P_{ADC} , P_{BB} , P_{RFC}

[0145] where PLNA, PADC, PBB, and PRFC 저잡음 증폭기(LNA), ADC, 베이스밴드(BB) 프로세서 및 RF 체인에서 각각 소비되는 전력을 나타낸다. ADC 전력 소비는 다음과 같이 주어진다.

$$P_{ADC} = \text{FOM}_W \times f_s \times 2^q, \quad (27)$$

[0146]

[0147] 여기서 FOMW와 fs는 각각 Walden의 성능 지수[29]와 Nyquist 샘플링 주파수를 나타낸다.

[0148] IV. 수치 결과 및 논의(NUMERICAL RESULTS AND DISCUSSION)

[0149] 이 섹션에서는 연구의 수치 결과를 제시한다.

[0150] Monte Carlo 시뮬레이션은 104개 채널 구현에 대한 분석 결과를 검증하는 데 사용된다. 분석 결과는 (20)과 (24)에서 얻은 반면 Monte Carlo 결과는 (16)과 (17)에서 얻었다. 달리 명시되지 않는 한 다음 매개변수가 사용

된다. 잡음 전력 $N_o = 114\text{dBm}$ 및 정규화된 잔여 SI 강도 $\zeta_{SI}^2/N_o = 50\text{ dB}$.

[0151] 음영 요소 $10^{\frac{\gamma_{sh} a_{wk}}{10}}$ 은 표준 편차 $\gamma_{sh} = 8\text{ dB}$ 및 $a_{wk} \sim \mathcal{N}(0, 1)$ 으로 간주된다. k 번째 UAV는 400m 의 고정 높이에서 호버링한다. UAV와 BS 사이의 수평 거리 r_{xy} 에 대해 최대 350m 거리에서 균일한 무작위 값을 선택한다. 환경 상수는 $v = 12.087$ 및 $\psi = 0.1139$ 로 주어진다. LoS 및 non-LoS의 감쇠 손실은 각각 $\Lambda_L = 23\text{dB}$ 및 $\Lambda_N = 1.6\text{dB}$ 로 주어진다. 작동 주파수는 60GHz 이다. 또한, $U = 6$, $p_\tau = \tilde{p}_\tau/N_o$, $p_w = \tilde{p}_w/N_o$ 및 $p_u = \tilde{p}_u/N_o$, 여기서 $\tilde{p}_\tau$, $\tilde{p}_w$ 및 $\tilde{p}_u$ 는 파일럿을 나타내고, DL 및 UL은 각각 송신 전력이다. $\tilde{p}_w = 50\text{dBm}$, $\tilde{p}_\tau = \tilde{p}_u = 25\text{ dBm}$, $T = 200$, $\tau_p = 2U$ 이다.

[0152] Rician K-factor는 $K_{w,k} = K_w$, $\forall k$, $K_{u,k} = K_u$, $\forall k$ 로 표현되며 $K_w = K_u = K = -10\text{ dB}$ 이다. EE 평가를 위해 $P_{LNA} = 5.4\text{mW}$, $P_{RFC} = 27.8\text{mW}$ 및 $P_{BB} = 200\text{mW}$ 와 같은 전력 소비 값이 사용된다. 1GHz 대역폭 및 샘플링 주파수 $f_s = 2\text{GHz}$ 의 경우 $\text{FOM}_W = 16\text{ fJ/conversion-step}$.

[0153] 도 2 및 도 3은 총 SE 대 수신 안테나 수를 나타낸 도면이다.

[0154] 도 2는 Sum SE vs number of receive antennas ($\tilde{p}_w = 50\text{ dBm}$, $\tilde{p}_u = 25\text{ dBm}$, $\zeta_{SI}^2/N_o = 50\text{ dB}$, $K = -10\text{ dB}$, $U = 5$)이다.

[0155] 도 3은 Sum SE vs number of receive antennas ($\tilde{p}_w = 50\text{ dBm}$, $\tilde{p}_u = 25\text{ dBm}$, $q = 3$, $\zeta_{SI}^2/N_o = 50\text{ dB}$)이다.

[0156] A. 달성 가능한 스펙트럼 효율(Achievable Spectral Efficiency)

[0157] 여기서 제안된 UAV 모델의 합 SE를 잔여 SI, UAV 수, 안테나 수 및 UAV 지상 높이의 함수로 조사한다.

[0158] 또한 HD 설정을 구현하기 위해 SI 및 UAV-UAV 간섭 계수는 0으로 설정하고 전송 전력은 공정성을 위해 두 배로 설정한다. 그런 다음 $1/2$ 의 사전 로그 계수가 속도 방정식 (20) 및 (24)에 부과된다.

[0159] 도 2는 서로 다른 ADC의 해상도와 UAV 높이에 대한 총 SE 대 수신 안테나 수의 플롯을 보여준다. 결과로부터 몬테카를로 시뮬레이션과 비교했을 때 해석 결과가 정확함을 관찰할 수 있다. 또한 ADC 분해능이 감소하면 합 SE도 감소한다. 그러나 이는 수신 안테나(W_{rx} , Z_{rx})의 개수를 늘려서 보완할 수 있다. 예를 들어, UAV 높이 $h_{u,k} = 600\text{m}$ 를 고려하면 무한 분해능은 200개의 수신 안테나에 대해 15bps/Hz 의 속도를 제공한다. 이는 수신 안테나가 225로 증가할 때 $q = 3$ 인 경우 저해상도 ADC에서 달성된다. 지상에서 UAV 높이의 증가는 SE 감소에 해당함을 관찰할 수도 있다. 이는 높이가 증가하면 경로 손실이 증가하여 SE가 저하되기 때문이다.

[0160] 도 4는 Sum SE vs Number of UAVs ($\tilde{p}_w = 50\text{ dBm}$, $\tilde{p}_u = 25\text{ dBm}$, $q = 3$, $\zeta_{SI}^2/N_o = 50\text{ dB}$, $h_{u,k} = 400\text{m}$)이다.

[0161] 도 5는 Sum SE vs UAV Height ($\tilde{p}_w = 50\text{ dBm}$, $\tilde{p}_u = 25\text{ dBm}$, $q = 3$, $\zeta_{SI}^2/N_o = 50\text{ dB}$)이다.

[0162] 총 SE 대 수신 안테나의 플롯이 도 3에 나와 있다. UL 및 DL 시나리오 모두에서 FD 설정은 HD 설정보다 우수한 성능을 보여준다. UAV의 수가 증가하면 SE가 크게 증가한다. 이는 수신 안테나 수의 증가 W_{rx} 가 SI 및 UAV 대 UAV 간섭의 영향을 완화할 수 있음을 의미한다.

[0163] 도 4에서 총합 SE 대 UAV 수를 고려한다. 플롯에서 SE는 UAV의 수가 증가함에 따라 처음에는 개선되지만 나중에는 감소한다. 이는 UAV의 수가 증가함에 따라 손실 구성 요소(SI, UAV 간 간섭 및 경로 손실)의 총 합계가 증가했기 때문일 수 있다. 이것은 $L_{w,k}$ 에서 추론할 수 있다. 또한 누적 양자화 잡음(cumulative quantization noise)이 그에 따라 증가한다.

- [0164] FD 시스템에서 얻을 수 있는 또 다른 추론은 수신 안테나 W_{rx} 및 Z_{rx} 의 수가 증가하면 SE가 향상된다는 것이다. 이는 시스템의 SI 및 UAV-to-UAV 간섭에 대한 허용 오차를 증가시키기 때문이다. 도 4에서 FD 대규모 MIMO 지원 UAV 시스템의 총합 SE를 최대화하는 최적의 UAV 수를 수치적으로 얻을 수 있음을 알 수 있다.
- [0165] 도 6은
- [0166] Sum SE vs SI (UAV-to-UAV Interference) ($\tilde{p}_w = 50$ dBm, $\tilde{p}_u = 25$ dBm, $q = 3$, $h_{u,k} = 350$ m) 이고,
- [0167] 도 7은 SE vs Transmit SNR ($W_{rx} = 250$, $Z_{rx} = 70$, $\zeta_{SI}^2/N_o = 50$ dB, $K = -10$ dB) 이다.
- [0168] 도 5는 서로 다른 수의 수신 안테나 W_{rx} , Z_{rx} 에 대해 UAV 높이에 대한 SE의 합을 나타낸다. UAV 높이 증가는 SE 감소에 해당하는 것으로 관찰된다.
- [0169] 이는 UAV 높이가 증가함에 따라 경로 손실이 증가하기 때문이다. FD 시스템의 SI 및 UAV-to-UAV 간섭으로 인해 FD 시스템의 감소 속도는 HD의 경우보다 약간 빠르다. HD 시스템은 경로 손실 효과에만 영향을 받으며 SI 및 UAV-to-UAV 간섭과는 무관하다.
- [0170] 도 6에서 SI에 대한 SE 합계를 플로팅한다. BS의 경우 SI 강도만 변경되는 반면 SI 및 UAV-to-UAV 간섭은 UAV에 대해 공동으로 변경된다. FD의 경우 잔류 간섭이 증가함에 따라 합 SE가 감소하는 것을 관찰할 수 있다. HD 설정의 경우 합계 SE는 고정된 상태로 유지된다. 이는 성능이 SI 및 UAV-to-UAV 간섭과 독립적이라는 사실 때문이다. FD 설정을 위한 수신 안테나 수가 증가하면 SI에 더 많은 저항이 제공됨을 관찰한다. 예를 들어, BS에 200개의 수신 안테나가 있는 경우 SI 허용 오차는 약 $\zeta_{SI}^2/N_o = 72$ dB이지만 수신 안테나가 400개로 증가하면 75dB로 향상된다.
- [0171] 도 8은 EE vs Number of Quantization bits ($\tilde{p}_w = 50$ dBm, $\tilde{p}_u = 25$ dBm, $\zeta_{SI}^2/N_o = 50$ dB, $K = 10$ dB) .
- [0172] 도 9는 EE vs sum SE ($\tilde{p}_w = 50$ dBm, $\tilde{p}_u = 25$ dBm, $\zeta_{SI}^2/N_o = 50$ dB, $h_{u,k} = 400$ m) .
- [0173] 도 7은 전체 합계 SE에 대한 UL/DL 전송 전력의 영향을 보여준다. 비고 1, 즉 (18) 및 (19)에서 파생된 "분석한계" 플롯을 플롯한다. 전송 전력이 증가함에 따라 합 SE는 상수로 수렴될 때까지 상승하는 것으로 관찰된다. 포화점은 비고 1에서 구한다.
- [0174] B. 에너지 효율(Energy Efficiency)
- [0175] 이 섹션에서는 EE에 대한 저해상도 ADC, Rician K-factor 및 UAV 높이의 공동 영향을 분석한다. 서로 다른 UAV 높이에 대한 EE 대 양자화 비트 q 의 플롯은 $U = 6$ 인 도 8에 나와 있다. $q = 1$ 에서 $q = 4$ 로 EE가 증가하는 것을 볼 수 있다. 그러나 $q > 4$ 의 경우 EE가 감소하기 시작한다. 이는 양자화 비트가 증가함에 따라 ADC 전력이 기하급수적으로 증가하기 때문이다. 이는 고해상도 ADC에 의해 도입된 전력 소비로 인해 EE가 좋지 않음을 보여준다. 또한 플롯에서 UAV 높이가 증가하면 EE 엔벨로프가 낮아진다는 것을 추론할 수 있다.
- [0176] 이는 UAV 높이의 증가가 채널 이득의 감소로 인해 더 낮은 합 SE에 해당하기 때문이다.
- [0177] 도 9는 서로 다른 안테나 구성에 대한 EE와 SE 간의 균형을 보여준다. 본 실시예는 EE를 Rayleigh 페이딩 시나리오와 비교한다. 즉, $K = -\infty$ dB 및 q 는 1에서 15까지 다양하다. EE와 SE는 모두 $q = 1$ 에서 $q = 5$ 로 상승한다는 것을 알 수 있다. q 가 증가하면 EE가 빠르게 감소하고 SE가 포화된다. EE/SE 절충 영역은 Rician 페이딩 환경에서 증가한다. 이는 LoS 구성 요소가 제거되어 더 낮은 EE/SE 영역이 특징이다.
- [0178] V. 결론(CONCLUSION)
- [0179] 본 실시예는 라이시안 채널을 통한 FD 대규모 MIMO 지원 UAV 통신의 합 SE를 분석했다.
- [0180] UL 및 DL 동안, 합계 SE는 수신 안테나의 수가 증가함에 따라 증가하는 것으로 관찰된다. 그러나 ADC 분해능이 감소하면 성능 저하가 나타난다. 이것은 수신 안테나의 증가로 보상될 수 있다. UAV 높이의 증가는 증가하는 경로 손실로 인해 SE가 감소하는 것으로 나타났다. 본 실시예는 UAV 수의 증가가 합계 SE의 증가에 해당함을 보여주었다.
- [0181] 마지막으로 SE와 EE의 trade-off를 분석한다. EE는 ADC 분해능이 증가함에 따라 초기에는 향상을 보이지만 ADC

분해능이 일정 수준 이상으로 증가함에 따라 급격히 감소함을 알 수 있다.

부록 A(APPENDIX A)

정리1의 증명(PROOF OF LEMMA 1)

$\tilde{\mathbb{D}}_{w,k}$ 에 대한 증명은 다음과 같이 제시된다.

첫째, Rician 모델링 당 채널 추정치는 다음과 같이 주어진다.

$$[\hat{\mathbf{H}}]_{wk} = \sqrt{K_{w,k}(K_{w,k} + 1)^{-1}} + \sqrt{(K_{w,k} + 1)^{-1}}[\hat{\mathbf{H}}_N]_{wk}, \quad (28)$$

그러나 (28)에서 $\hat{\mathbf{H}}_N$ 의 MMSE 추정치는 다음과 같이 주어진다는 점에 유의해야 한다.

$$[\hat{\mathbf{H}}_{wk}] = \sqrt{K_{w,k}(K_{w,k} + 1)^{-1}}\sqrt{\beta_k}\sigma_{wk} + \sqrt{(K_{w,k} + 1)^{-1}}\eta_k \left[\sqrt{\beta_k}q_{wk} + \sqrt{(p_\tau)^{-1}}(qw_{wk}) \right] \quad (29)$$

여기서 $\sigma_{wk} = [\bar{\mathbf{H}}_L]_{wk}$; $q_{wk} = s_{wk} + jt_{wk}$ 는 평균이 0이고 분산이 1/2인 $[\mathbf{H}_N]_{wk}$ 의 실수부와 허수부를 나타낸다.

$qw_{wk} = u_{wk} + jt_{wk}$ 무작위 분포 $CN \sim (0, 1/2)$. 큰 수의 법칙에 따라

$$\frac{1}{W_{rx}}\hat{h}_k^H\hat{h}_k - \frac{1}{W_{rx}}\sum_{w=1}^{W_{rx}}\mathbb{E}\{[\hat{\mathbf{H}}]_{wk}^*[\hat{\mathbf{H}}_{wk}]\} \xrightarrow{a.s.} 0, \quad (30)$$

$W_{rx} \rightarrow \infty$ 이므로 다음 페이지 상단에서 (38)을 얻는다.

(38)에서 기대치가 0인 항을 제거하면 다음이 단순화된다.

$$\begin{aligned} & \frac{1}{W_{rx}}\hat{h}_k^H\hat{h}_k \\ & - \frac{1}{W_{rx}}\sum_{w=1}^{W_{rx}}\left[\frac{K_{w,k}}{K_{w,k} + 1}\beta_k + \frac{1}{K_{w,k} + 1}\eta_k^2\left(\beta_k + \frac{1}{p_\tau}\right)\right] \xrightarrow{a.s.} 0, \end{aligned} \quad (31)$$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{W_{rx}}\hat{h}_k^H\hat{h}_k - \frac{1}{W_{rx}}\sum_{w=1}^{W_{rx}}\mathbb{E}\{K_{w,k}(K_{w,k} + 1)^{-1}\beta_k + \sqrt{K_{w,k}}(K_{w,k} + 1)^{-1}\sqrt{\beta_k}\eta_k\sigma_{wk}^*\left(\sqrt{\beta_k}q_{wk} + \frac{1}{\sqrt{p_\tau}}qw_{wk}\right) \right. \\ & + (K_{w,k} + 1)^{-1}\frac{\sqrt{\eta_k^2\beta_k}}{\sqrt{p_\tau}}(q_{wk}^*qw_{wk} + q_{wk}qw_{wk}^*) + \sqrt{K_{w,k}}(K_{w,k} + 1)^{-1}\sqrt{\beta_k}\eta_k\sigma_{wk}\left(\sqrt{\beta_k}q_{wk}^* + \frac{1}{\sqrt{p_\tau}}qw_{wk}^*\right) \\ & \left. + (K_{w,k} + 1)^{-1}\eta_k^2\left[\beta_k(s_{wk}^2 + t_{wk}^2) + \frac{1}{p_\tau}(sw_{wk}^2 + tw_{wk}^2)\right]\} \xrightarrow{a.s.} 0. \end{aligned} \quad (38)$$

$$\frac{1}{W_{rx}}\hat{h}_k^H\hat{h}_k \xrightarrow{a.s.} \frac{\beta_k}{K_{w,k} + 1}(K_{w,k} + \eta_k), \quad (32)$$

(36)으로부터, $\mathbb{E}[||\hat{\mathbf{h}}_k||^4]$ 는 도출된다. 제로 기대치가 제거된 후 다음과 같이 단순화된다.

$$\mathbb{E}[||\hat{\mathbf{h}}_k||^4] = \left[\frac{\beta_k^2}{(K_{w,k} + 1)^2} W_{rx}^2 K_{w,k}^2 + (2W_{rx}K_{w,k} + 2W_{rx}^2 K_{w,k})\eta_k + (W_{rx}^2 + W_{rx})\eta_k^2 \right], \quad (33)$$

이것으로 $\tilde{\mathbb{D}}_{w,k} = \rho^2 p_u \mathbb{E}[||\hat{\mathbf{h}}_k||^4]$ 에 대한 증명을 마친다.

$$\mathbb{E}[|\hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{h}_j|^2] = \frac{\beta_k \beta_j}{(L_{m,k} + 1)(L_{m,j} + 1)} [W_{rx} K_{w,j} \eta_k + W_{rx} K_{w,k} \eta_j + W_{rx} \eta_k \eta_j + K_{w,k} K_{w,j} \phi_{w,kj}^2], \quad (34)$$

채널 추정 오류의 경우,

$$\mathbb{E}[|\hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{e}_j|^2] = \tilde{\beta}_j \mathbb{E}[||\hat{\mathbf{h}}_k||^2]$$

또한 대수의 법칙에 따라

$$\mathbb{E}[||\hat{\mathbf{h}}_k||^2] \xrightarrow{a.s.} \frac{\beta_k}{K_{w,k} + 1} (K_{w,k} + \eta_k) W_{rx}$$

$W_{rx} \rightarrow \infty$ 이다.

SI의 경우 유도는 $\mathbb{E}[|\hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{T}|^2] =$

$W_{tx} \zeta_w^2 \mathbb{E}[||\hat{\mathbf{h}}_k||^2]$ 로 표시된다.

위의 파생물에서 몇 가지 간단한 대수적 조작으로 $\tilde{\mathbb{B}}_{w,k}$ 가 된다.

QN 구성 요소와 관련하여,

$$\mathbb{E}[||\hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{n}_q||^2] = \rho(1 - \rho) \mathbb{E}[\hat{\mathbf{h}}_k^H \text{diag}(p_u \mathbf{H} \mathbf{H}^H + p_w \mathbf{Q} \mathbf{Q}^H + \mathbf{I}_{W_{rx}}) \hat{\mathbf{h}}_k], \quad (35)$$

(35)의 식은 대수적으로 (36)으로 간단하게 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[|\hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{n}_q|^2] &= \mathbb{E}\left[\sum_{n=1}^{W_{rx}} |\hat{h}_{nk}|^2 + p_u \sum_{n=1}^{W_{rx}} \sum_{j \neq k}^U |\hat{h}_{nk}|^2 |\hat{h}_{nj}|^2 \right. \\ &\quad \left. + p_u \sum_{n=1}^{W_{rx}} \sum_{j=1}^U |\hat{h}_{nk}|^2 |\hat{h}_{nj}|^2 + p_u \sum_{n=1}^{W_{rx}} |\hat{h}_{nk}|^4 \right. \\ &\quad \left. + p_w \sum_{n=1}^{W_{rx}} \sum_{i=1}^U |\hat{h}_{nk}|^2 |q_{ni}|^2\right], \end{aligned} \quad (36)$$

다음과 같은 기대치를 도출할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[|\hat{h}_{nk}|^2] &= \frac{\beta_{nk}}{K_{w,k} + 1} (K_{w,k} + \eta_{nk}), \\ \mathbb{E}[|\hat{h}_{nk} \hat{h}_{nj}|^2] &= \beta_{nk} \beta_{nj} \frac{K_{w,k} \eta_{nj} + K_{w,j} \eta_{nk} + \eta_{nj} \eta_{nk}}{(K_{w,k} + 1)(K_{w,j} + 1)}, \\ \mathbb{E}[|\hat{h}_{nj}|^2] &= \frac{\beta_{nj}}{(K_{w,j} + 1)(1 + \tau_p p_\tau \beta_{nj})}, \\ \mathbb{E}[|\hat{h}_{nk}|^4] &= \frac{\beta_{nk}^2 (K_{w,k}^2 + 4K_{w,k} \eta_{nk} + 2\eta_{nk}^2)}{(K_{w,k} + 1)^2}, \\ \mathbb{E}[|\hat{h}_{nk} q_{ni}|^2] &= \frac{\zeta_{w,ni}^2 \beta_{nk} (K_{w,k} + \eta_{nk})}{K_{w,k} + 1}, \end{aligned} \quad (37)$$

몇 가지 대수적 조작을 활용하여 $\tilde{Q}_{w,k}$ 가 도출된다.

위에서 사용된 파생 전략은 DL SE의 기대치를 확장하는 데 동일하게 사용될 수 있다.

도 10은 본 발명의 일 실시예에 따른 무인이동체를 위한 거대 다중입출력 무선전송 시스템의 구성을 나타낸 것이다. 도 10에 도시된 바와 같이, 무인이동체를 위한 거대 다중입출력 무선전송 시스템은 무인이동체(100), 다중 안테나(200), 제어부(300)를 포함한다.

본 발명의 일 실시예에 따른 구성과 기능들을 아래와 같이 기재하였으나, 이는 하나의 실시예일 뿐, 이에 한정되는 것은 아니고 위에서 언급한 기술내용을 기반으로 부가하여 무인이동체를 위한 거대 다중입출력 무선전송 시스템에서 무인이동체에서 전이중 방식 거대 다중안테나 중계 전송방식의 최대효율을 낼 수 있는 성능 분석을 통해 무인이동체의 ADC 해상도를 최적화하는 효과가 있다.

아래 구성은 위에서 언급한 기술내용 중 하나의 예를 들어 무인이동체, 다중 안테나, 제어부로 언급하기로 한다. 이에 이 구성들에서 언급하지 않았으나, 앞서 기술된 내용을 기반으로 하고 있다.

무인이동체(100)는 기지국으로 데이터를 보내기 위해 거대한 수신 안테나 Zrx와 단일 송신 안테나를 구비한다.

다중 안테나(200)는 무인이동체로의 채널을 획득하기 위해 파일럿 시퀀스를 해당 무인이동체로 전송한다.

제어부(300)는 Rician 페이딩 채널을 통해 다수의 무인이동체의 스펙트럼/에너지 효율성능을 분석하여 에너지 효율을 최대화하기 위해 전송률을 예측하여 다중안테나의 개수 및 ADC 해상도를 최적화한다.

이러한 제어부는 채널모델모듈(310), 채널 추정모듈(320), 데이터 전송모듈(330)을 포함한다.

채널모델모듈(310)은 무인이동체에서 다중 안테나까지의 채널과 다중 안테나에서 k번째 무인이동체까지의 채널을 Rician 페이딩 분포에 따라 모델링한다.

채널 추정모듈(320)은 다중 안테나에서 무인이동체로의 채널을 획득하기 위해 기지국과 무인기의 모든 송신 안

테나에 상호 직교하는 파일럿 시퀀스를 할당하여 채널을 추정한다.

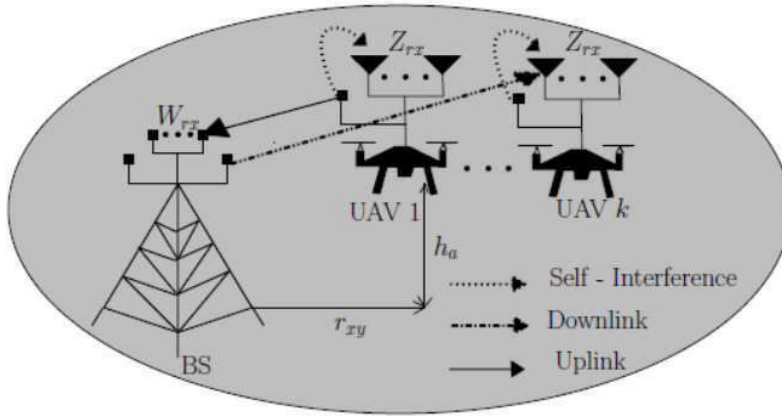
[0226] 데이터 전송모듈(330)은 다중 안테나에서 다운링크의 무인이동체로 데이터를 전송하여 무인이동체의 스펙트럼/에너지 효율성을 분석하여 전송률을 예측하여 상기 다중안테나의 개수 및 ADC 해상도를 최적화한다.

[0227] 본 실시예에 따른 제어부는 다중 안테나를 통해 다운링크의 무인이동체로 데이터를 전송하도록 하되, 동일한 주파수 대역에서 동시 송수신으로 인한 SI 채널과 UAV-to-UAV 채널을 Rayleigh 페이딩으로 모델링한다.

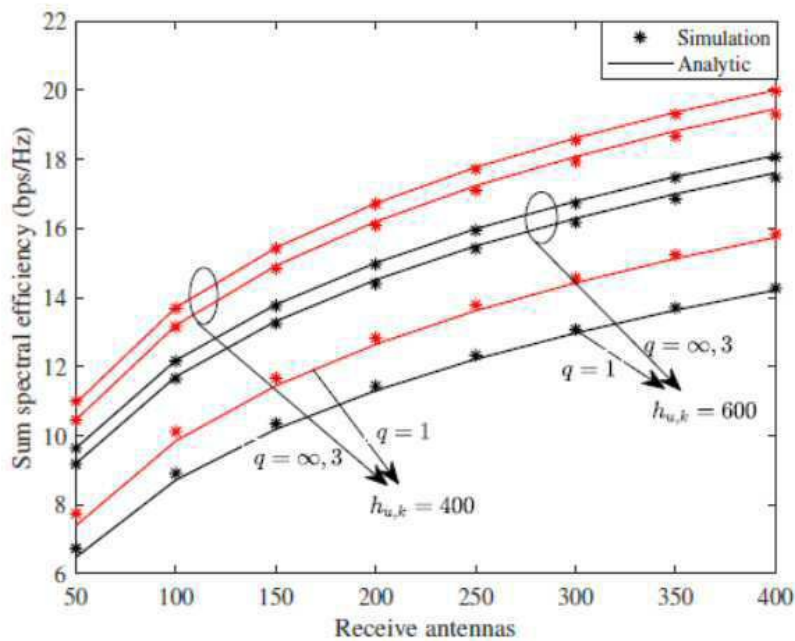
[0228] 이상에서 설명한 본 발명은 전술한 실시예 및 첨부된 도면에 의해 한정되는 것이 아니고, 본 발명의 기술적 사상을 벗어나지 않는 범위 내에서 여러 가지 치환, 변형 및 변경이 가능함은 당업자에게 명백할 것이다.

도면

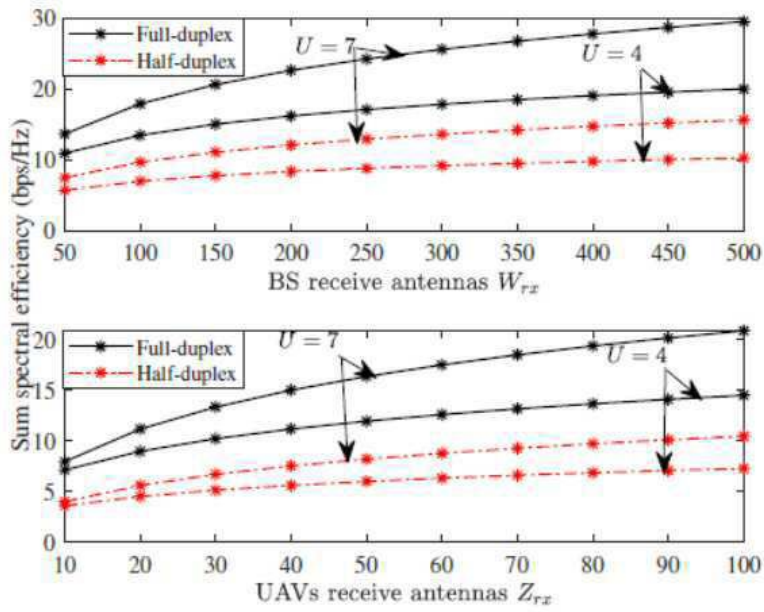
도면1



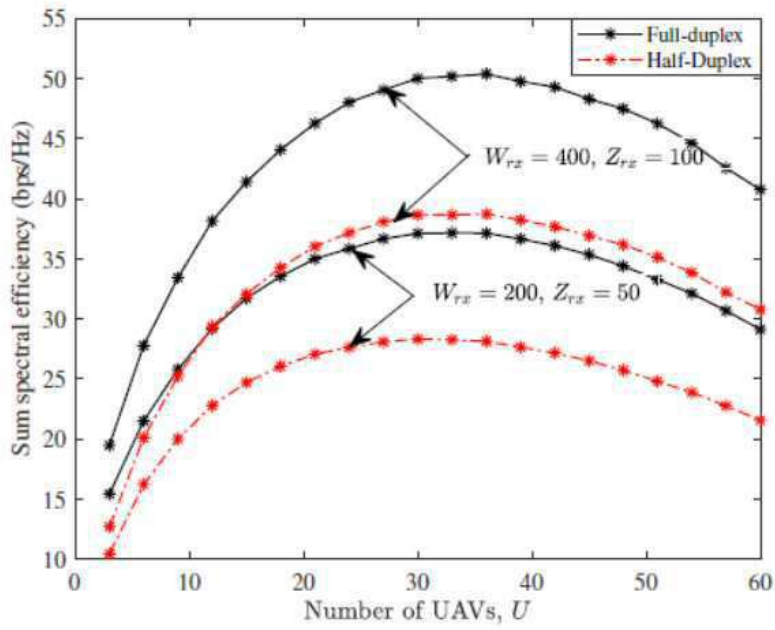
도면2



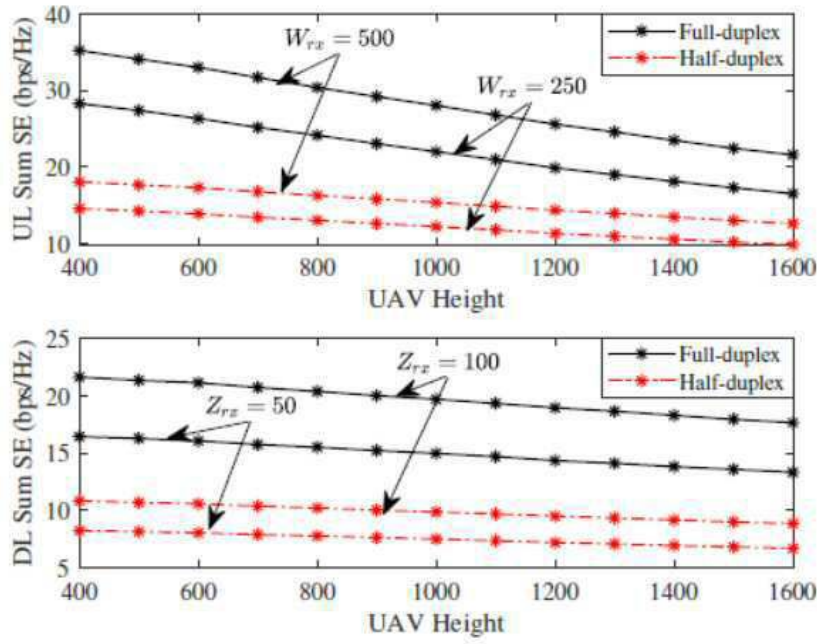
도면3



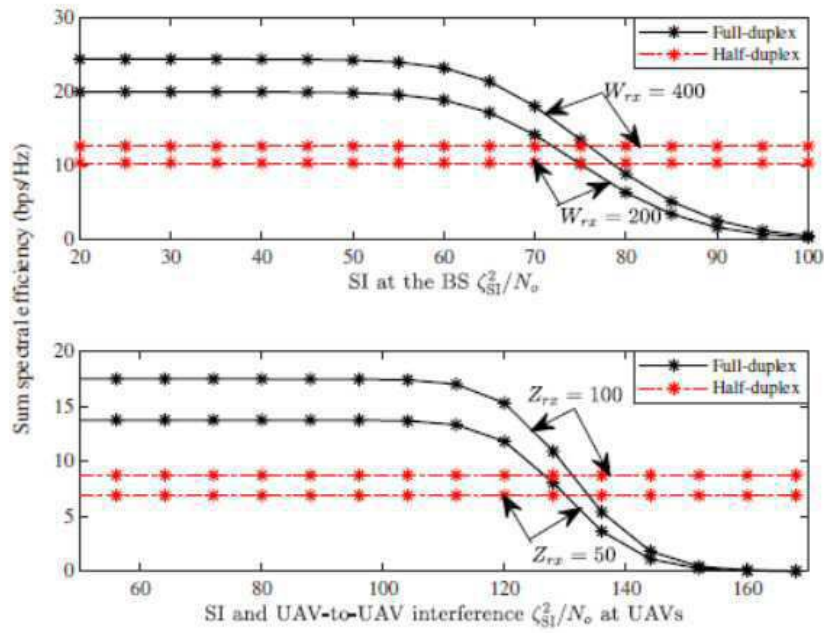
도면4



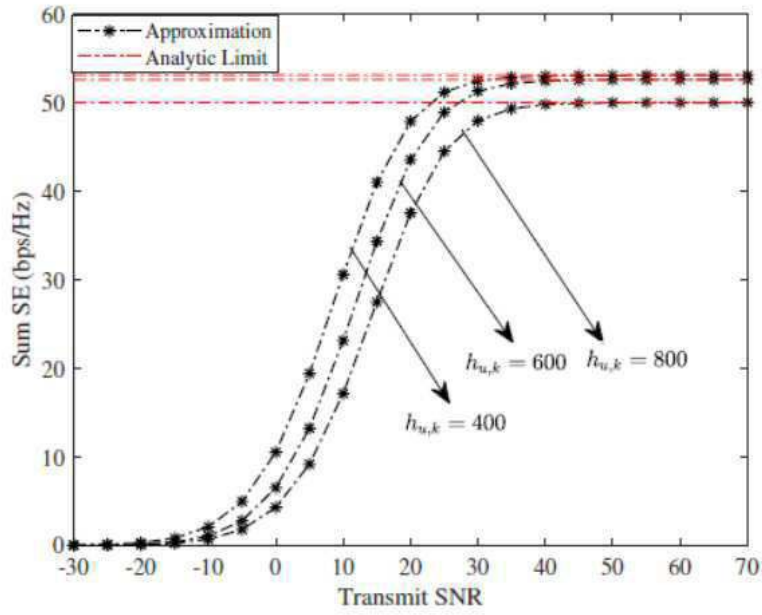
도면5



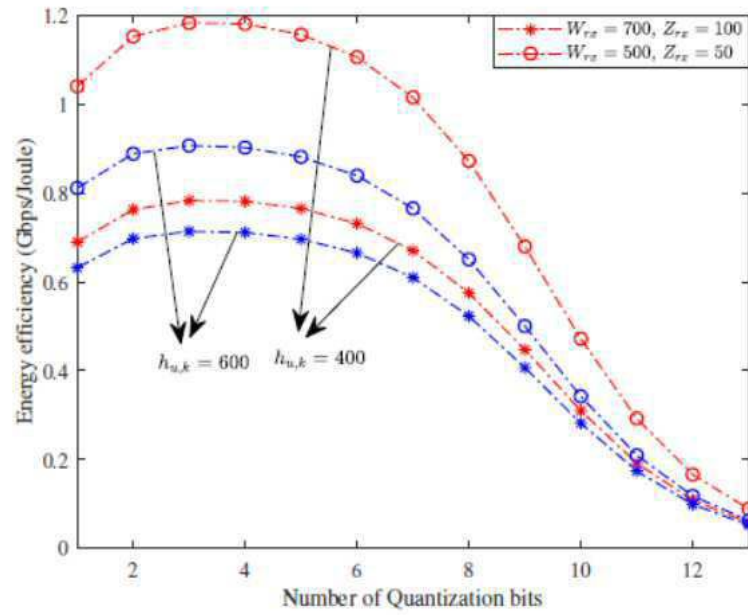
도면6



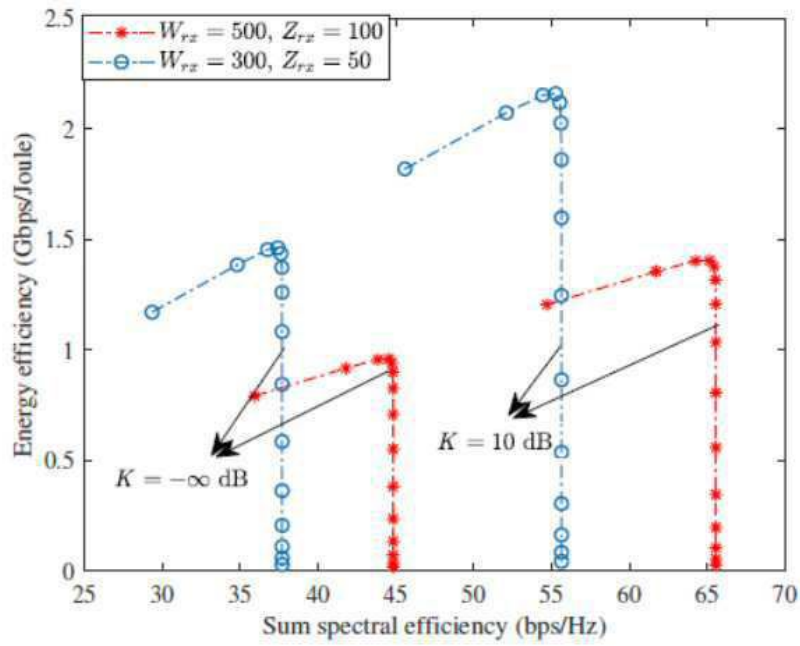
도면7



도면8



도면9



도면10

