



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2017-0127286
(43) 공개일자 2017년11월21일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04L 25/03 (2006.01) H04L 25/02 (2006.01)
(52) CPC특허분류
H04L 25/0328 (2013.01)
H04L 25/0256 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2016-0057730
(22) 출원일자 2016년05월11일
심사청구일자 2016년05월11일

(71) 출원인
인하대학교 산학협력단
인천광역시 남구 인하로 100, 인하대학교 (용현동)
(72) 발명자
장경희
서울특별시 마포구 백범로 205, 101동 1110호(신공덕동, 마포펜타하우스)
우해봉
인천광역시 남구 재념이길 111-18, 402(용현동)
(74) 대리인
양성보

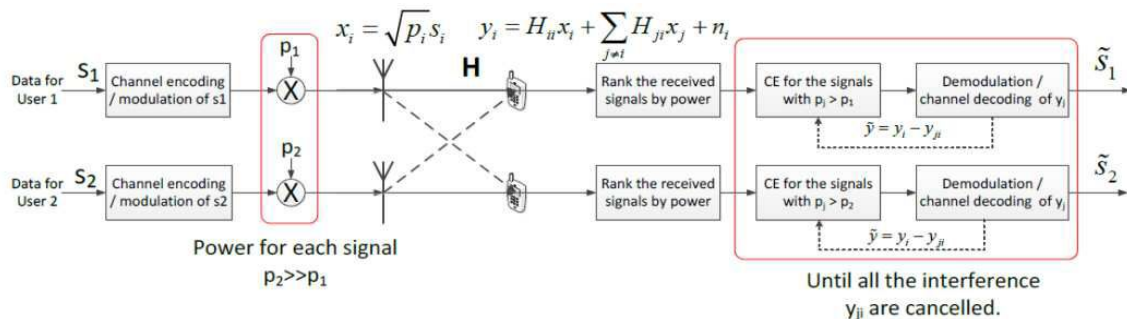
전체 청구항 수 : 총 8 항

(54) 발명의 명칭 예측 기반 MMSE 간섭 제거 기법을 적용한 비직교 다중 접속 방법

(57) 요약

예측 기반 MMSE 간섭 제거 기법을 적용한 비직교 다중 접속 방법이 제시된다. 본 발명에서 제안하는 비직교 다중 접속 방법은 제2 사용자로부터의 간섭을 제거하기 위해 제1 사용자에서 최소평균자승에러의 간섭제거가 적용되는 단계, 상기 제2 사용자를 위한 전송신호와 잡음 합에 대한 간섭을 구하는 단계, 상기 간섭을 고려하여 IPMMSE 가중치 팩터를 구하는 단계, 상기 IPMMSE 가중치 팩터에 의한 최소평균자승에러의 채널을 추정하는 단계, 상기 제1 사용자에서 복조된 신호를 재변조하고, 상기 제2 사용자를 위한 전송신호에 대하여 최소평균자승에러의 간섭제거 이후 수신된 신호를 구하는 단계, 상기 제1 사용자를 위한 전송신호에 대하여 잔여 간섭의 전력을 구하는 단계, 상기 잔여 간섭을 제거하기 위해 RIPMMSE 가중치 팩터를 구하는 단계를 포함한다.

대표도 - 도3



(52) CPC특허분류

H04L 25/03292 (2013.01)

H04L 25/03968 (2013.01)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 1345241589

부처명 교육부

연구관리전문기관 한국연구재단

연구사업명 이공학개인지초연구지원

연구과제명 불법 드론 감지 및 퇴치를 위한 감시 드론 애드혹 네트워크 설계 연구

기 여 율 1/1

주관기관 인하대학교 산학협력단

연구기간 2015.11.01 ~ 2016.10.31

명세서

청구범위

청구항 1

비직교 다중 접속 방법에 있어서,

제2 사용자로부터의 간섭을 제거하기 위해 제1 사용자에서 최소평균자승에러의 간섭제거가 적용되는 단계;

상기 제2 사용자를 위한 전송신호와 잡음 합에 대한 간섭을 구하는 단계;

상기 간섭을 고려하여 IPMMSE 가중치 팩터를 구하는 단계;

상기 IPMMSE 가중치 팩터에 의한 최소평균자승에러의 채널을 추정하는 단계;

상기 제1 사용자에서 복조된 신호를 재변조하고, 상기 제2 사용자를 위한 전송신호에 대하여 최소평균자승에러의 간섭제거 이후 수신된 신호를 구하는 단계;

상기 제1 사용자를 위한 전송신호에 대하여 잔여 간섭의 전력을 구하는 단계; 및

상기 잔여 간섭을 제거하기 위해 RIPMMSE 가중치 팩터를 구하는 단계

를 포함하는 비직교 다중 접속 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 제1 사용자에서 최소 평균 자승 간섭제거가 제2 사용자로부터의 간섭을 제거하기 위해 적용되는 단계는,

상기 제2 사용자를 위한 전송신호를 먼저 복조 한 뒤, 제1 사용자를 위한 전송신호를 복조하고, 상기 제2 사용자를 위한 전송신호의 채널계수에 대한 최소평균자승에러의 가중치 팩터를 구하는

비직교 다중 접속 방법.

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 제2 사용자를 위한 전송신호와 잡음 합에 대한 간섭을 구하는 단계는,

상기 제2 사용자를 위한 전송신호를 복조하기 위한 배경잡음을 상기 제2 사용자를 위한 전송신호와 잡음 합에 대한 간섭으로 가정하는

비직교 다중 접속 방법.

청구항 4

제1항에 있어서,

상기 간섭을 고려하여 IPMMSE 가중치 팩터를 구하는 단계는,

상기 제2 사용자를 위한 전송신호와 잡음 합에 대한 간섭의 분산을 이용하여 구하는

비직교 다중 접속 방법.

청구항 5

제1항에 있어서,

상기 제1 사용자에서 복조된 신호를 재변조하고, 상기 제2 사용자를 위한 전송신호에 대하여 최소평균자승에러의 간섭제거 이후 수신된 신호를 구하는 단계는,

상기 제1 사용자를 위해 수신된 신호에서 상기 재변조된 제1 사용자에서 복조된 신호를 제거하기 위해 상기 제2 사용자를 위한 채널계수를 이용하여 곱하는

비직교 다중 접속 방법.

청구항 6

제1항에 있어서,

상기 제1 사용자를 위한 전송신호에 대하여 잔여 간섭의 전력을 구하는 단계는,

최소평균자승에러의 간섭제거 이후의 제2 사용자를 위한 전송신호의 SNR을 이용하여 상기 제1 사용자를 위한 전송신호에 대한 잔여 간섭의 전력을 구하고, 이후 상기 제1 사용자를 위한 전송신호를 복조하는

비직교 다중 접속 방법.

청구항 7

제1항에 있어서,

상기 잔여 간섭을 제거하기 위해 RIPMMSE 가중치 팩터를 구하는 단계는,

잔여 간섭과 잡음 합의 분산을 이용하여 구하는

비직교 다중 접속 방법.

청구항 8

제7항에 있어서,

상기 RIPMMSE 가중치 팩터를 미분하여 잔여 간섭의 전력을 고려함으로써 최소평균자승에러의 가중치 팩터를 갱신하는

비직교 다중 접속 방법.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 예측 기반 최소평균자승에러(Minimum Mean Square Error, MMSE) 간섭 제거 기법을 적용한 비직교 다중 접속 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 비직교 다중 접속(Non-orthogonal Multiple Access, NOMA)의 개념은 5세대 이동 통신 시스템의 후보 무선 접속 기술로 제안되어 왔다. NOMA 기법은 송신 측에서는 사용자 멀티플렉싱을 위한 파워 도메인을 활용하며, 예상되는 미래의 모바일 디바이스 진화를 고려한 기본적인 수신기 기법으로서 연속적 간섭제거(SIC) 수신기가 적용된다. 그러나 최근 연구는 수신기에서 완벽한 연속적 간섭제거가 가능하다는 가정 하에 NOMA 성능을 분석하는 측면에 보다 초점이 맞춰지고 있다.

[0003] LTE, WiMAX 그리고 LTE-Advanced와 같은 4세대 이동통신 시스템에서는 직교 주파수분할 다중접속(OFDMA) 또는 단일 반송주파수분할 다중접속(SC-FDMA)에 기초한 직교접속 방식이 채용되었다. 직교 접속 방식은 수신기의 복잡도를 낮게 유지하며 향상된 시스템 전송량을 얻기 위한 합리적인 선택이다. 그러나 이미지 전송, 동영상 스트리밍과 클라우드 관련 서비스와 같은 대용량 서비스 수요가 급격히 증가함에 따라, 시스템 전송량의 향상과 같은 성능개선을 이룰 수 있는 차세대(5G) 이동통신시스템을 필요로 한다. 이러한 요구사항을 실현하기 위해서, 하향링크에서의 연속적 간섭제거(SIC)를 이용한 비직교 다중접속(NOMA) 수신기는 여러 유망한 무선접속기술 중의 하나로 제시된다. 하향링크 NOMA를 위해, 사용자 멀티플렉싱을 위한 시간/주파수/코드 영역 중 하나에 파워 도메인을 도입함으로써 비직교성이 획득된다. 이 경우, 사용자 멀티플렉싱은 송신기 측에서 사용자 간 전력할당을 크게 차이나게 하고, 수신단에 SIC를 적용함으로써 얻어진다. 이렇게 함으로서, 모든 사용자가 전체 전송대역폭을 각기 사용할 수 있어 더 높은 스펙트럼 효율을 달성하고, 또한 종래의 직교 다중접속(OMA) 방식에 비해 열악한 채널 조건의 사용자에게 더 큰 전력을 할당함으로써 더 나은 사용자 형평성을 달성 할 수 있다. 또한

더 많은 동시 사용자 접속을 지원할 수 있기 때문에, NOMA에 의해 대규모 접속도 가능하다.

[0004] NOMA는 LTE, LTE-Advanced 시스템의 성능을 보다 향상시킬 수 있는 후보 기술이고, 이러한 성능향상은 수신기에 완벽한 SIC를 적용함으로써 가능하다. 그러므로 현실적인 연속적 간섭제거 기법(다시 말해, 제로포싱 또는 최소 평균자승에러 기반 연속적 간섭제거)을 적용한 NOMA의 시스템 성능을 분석하고, 이러한 현실적인 경우의 NOMA 성능을 개선하게 하는 방법을 제안한다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0005] 본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는 NOMA를 위한 현실적인 연속적 간섭제거 기법을 고려함으로써 간섭제거로부터 야기된 에러의 효과를 분석하고자 한다. 이러한 분석을 기초로 하여, 간섭신호 정보의 예측에 의한 MMSE(Minimum Mean Square Error) 기준에 기초한, NOMA 하향링크를 위한 새로운 간섭 예측 최소 평균 자승 에러(Interference Predicted Minimum Mean Square Error, IPMMSE) 간섭제거기법을 제안하고자 한다. 또한, IPMMSE 제거와 간섭제거 오류효과 분석을 기초로, 시스템 성능을 더욱 향상 시킬 수 있는 잔여간섭 제거를 위한 잔여간섭예측 MMSE(remaining interference predicted MMSE, RIPMMSE) 간섭제거를 제안한다.

과제의 해결 수단

[0006] 일 측면에 있어서, 본 발명에서 제안하는 예측 기반 MMSE 간섭 제거 기법을 적용한 비직교 다중 접속 방법은 제 2 사용자로부터의 간섭을 제거하기 위해 제1 사용자에서 최소평균자승에러의 간섭제거가 적용되는 단계, 상기 제2 사용자를 위한 전송신호 플러스 노이즈에 대한 간섭을 구하는 단계, 상기 간섭을 고려하여 IPMMSE 가중치 팩터를 구하는 단계, 상기 IPMMSE 가중치 팩터에 의한 최소평균자승에러의 채널을 추정하는 단계, 상기 제1 사용자에서 복조된 신호를 재변조하고, 상기 제2 사용자를 위한 전송신호에 대하여 최소평균자승에러의 간섭제거 이후 수신된 신호를 구하는 단계, 상기 제1 사용자를 위한 전송신호에 대하여 잔여 간섭의 파워를 구하는 단계, 상기 잔여 간섭을 제거하기 위해 RIPMMSE 가중치 팩터를 구하는 단계를 포함한다.

[0007] 상기 제1 사용자에서 최소 평균 자승 간섭제거가 제2 사용자로부터의 간섭을 제거하기 위해 적용되는 단계는 상기 제2 사용자를 위한 전송신호를 먼저 복조 한 뒤, 제1 사용자를 위한 전송신호를 복조하고, 상기 제2 사용자를 위한 전송신호의 채널계수에 대한 최소평균자승에러의 가중치 팩터를 구한다.

[0008] 상기 제2 사용자를 위한 전송신호 플러스 노이즈에 대한 간섭을 구하는 단계는 상기 제2 사용자를 위한 전송신호를 복조하기 위한 백그라운드 노이즈를 상기 제2 사용자를 위한 전송신호 플러스 노이즈에 대한 간섭으로 가정한다.

[0009] 상기 간섭을 고려하여 IPMMSE 가중치 팩터를 구하는 단계는 상기 제2 사용자를 위한 전송신호 플러스 노이즈에 대한 간섭의 분산을 이용하여 구한다.

[0010] 상기 제1 사용자에서 복조된 신호를 재변조하고, 상기 제2 사용자를 위한 전송신호에 대하여 최소평균자승에러의 간섭제거 이후 수신된 신호를 구하는 단계는 상기 제1 사용자를 위해 수신된 신호에서 상기 재변조된 제1 사용자에서 복조된 신호를 제거하기 위해 상기 제2 사용자를 위한 채널계수를 이용하여 곱한다.

[0011] 상기 제1 사용자를 위한 전송신호에 대하여 잔여 간섭의 파워를 구하는 단계는 최소평균자승에러의 간섭제거 이후의 제2 사용자를 위한 전송신호의 SNR을 이용하여 상기 제1 사용자를 위한 전송신호에 대한 잔여 간섭의 파워를 구하고, 이후 상기 제1 사용자를 위한 전송신호를 복조한다.

[0012] 상기 잔여 간섭을 제거하기 위해 RIPMMSE 가중치 팩터를 구하는 단계는 잔여 간섭 플러스 노이즈의 분산을 이용하여 구하고, 상기 RIPMMSE 가중치 팩터를 미분하여 잔여 간섭의 전력을 고려함으로써 최소평균자승에러의 가중치 팩터를 갱신한다.

발명의 효과

[0013] 본 발명의 실시예들에 따르면 NOMA를 위한 현실적인 연속적 간섭제거 기법을 고려함으로써 간섭제거로부터 야기된 에러의 효과를 분석할 수 있다. 이러한 분석을 기초로하여, 간섭신호 정보의 예측에 의한 MMSE(Minimum Mean Square Error) 기준에 기초한, NOMA 하향링크를 위한 새로운 간섭 예측 최소 평균 자승 에러(Interference Predicted Minimum Mean Square Error, IPMMSE) 간섭제거기법을 제안하고, 또한, IPMMSE 간섭제거와 간섭제거

오류효과 분석을 기초로, 시스템 성능을 더욱 향상시킬 수 있는 잔여간섭 제거를 위한 잔여간섭예측 MMSE(remaining interference predicted MMSE, RIPMMSE) 간섭제거를 제안한다.

도면의 간단한 설명

- [0014] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 하향링크에서 SIC를 적용한 기본적인 NOMA 기법을 설명하기 위한 도면이다.
- 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 2 명의 사용자를 갖는 하향링크에서의 NOMA-MIMO 기법에 대한 전송기별 시나리오를 설명하기 위한 도면이다.
- 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 하향링크 NOMA-MIMO 기법에 대한 전송기 및 수신기의 블록 다이어그램을 나타내는 도면이다.
- 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 AWGN 채널 하에서 NOMA를 적용한 경우와 적용하지 않은 경우의 PER 성능을 비교하는 그래프이다.
- 도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 AWGN 채널 하에서 NOMA를 적용한 경우와 적용하지 않은 경우의 처리량을 비교하는 그래프이다.
- 도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 다른 변조 기법들을 갖는 NOMA 하에서 제1 사용자(UE1)의 시뮬레이션 결과를 나타내는 그래프이다.
- 도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 AWGN 채널 하에서 간섭제거를 이용한 UE₁ NOMA에서의 데이터율 한계치를 나타내는 그래프이다.
- 도 8은 본 발명의 일 실시예에 따른 레일리 채널 하에서 제로포싱 간섭제거에 대한 블록 다이어그램을 나타내는 도면이다.
- 도 9는 본 발명의 일 실시예에 따른 단일경로 레일리 채널 하의 제로포싱 간섭제거를 이용한 UE₁ NOMA에서의 데이터율 한계치와 시뮬레이션 결과를 나타내는 도면이다.
- 도 10은 본 발명의 일 실시예에 따른 예측 기반 MMSE 간섭 제거 기법을 적용한 비직교 다중 접속 방법을 설명하기 위한 흐름도이다.
- 도 11은 본 발명의 일 실시예에 따른 레일리 채널 하에서 MMSE IC에 대한 블록 다이어그램을 나타내는 도면이다.
- 도 12는 본 발명의 일 실시예에 따른 단일경로 레일리 채널 하에서 현실적인 제로포싱과 최소평균자승에러 간섭제거를 이용한 UE₁ NOMA의 데이터율 한계치 및 시뮬레이션 결과를 나타내는 그래프이다.
- 도 13은 본 발명의 일 실시예에 따른 종래의 OMA와 단일경로 레일리 페이딩 채널 하에서의 다른 간섭제거 기법들을 이용한 NOMA를 사용하는 경우의 제1 사용자(UE1)에 대한 IPMMSE와의 성능비교 BER 그래프이다.
- 도 14는 본 발명의 일 실시예에 따른 단일 경로 레일리 페이딩 채널 하에서 종래의 OMA 및 다른 간섭제거 기법의 NOMA를 사용하는 경우의 제1 사용자(UE1)에 대한 RIPMMSE와의 성능비교 BER 그래프이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0015] 제안하는 예측 기반 MMSE 간섭 제거 기법을 적용한 비직교 다중 접속 방법은 완벽한 SIC 적용경우와 그리고 현실적인 NOMA 기법 SIC의 성능 차이를 명확히 하고 미래 셀룰러 시스템에 SIC를 사용한 NOMA를 적용할 수 있는 가능성을 검증하기 위해 제로포싱(zero-forcing, ZF)과 최소 평균 자승 에러(Minimum Mean Square Error, MMSE) SIC(successive interference cancellation) 기법을 고려함으로써 다중입력 다중출력(MIMO)을 적용한 NOMA의 성능을 분석한다. 제안하는 방법에서는 NOMA에 대한 현실적인 SIC 방식에 따른 오류 효과의 분석을 제시한다. 이러한 분석에 기초하여, 간섭신호정보를 이용하여 MMSE의 가중치를 수정한 새로운 IPMMSE 간섭제거 기법을 제안한다. 또한 IPMMSE 간섭제거와 간섭제거 오류 효과 분석에 기초하여, 시스템 성능을 더욱 향상시킬 수 있는, 잔여 간섭을 제거하기 위한 잔여 간섭 예측 MMSE(remaining interference predicted MMSE, RIPMMSE) 간섭제거기법을 제안한다. 시뮬레이션 결과는 실제 간섭제거 기법을 고려함으로써, BER 성능이 간섭제거 에러 때문에 종래의 직교 다중 접속(OMA) 보다 성능이 낮다는 것을 보여준다. 그러나 종래의 제로포싱과 MMSE 간섭제거 기법을 이용한 NOMA와 비교할 경우 제안된 잔여간섭예측 간섭제거 기법은 더욱 개선된 성능을 제공한다. 이하,

본 발명의 실시 예를 첨부된 도면을 참조하여 상세하게 설명한다.

도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 하향링크에서 SIC를 적용한 기본적인 NOMA 기법을 설명하기 위한 도면이다.

셀룰러 하향링크에서 제2 사용자 단말(UE₂)의 경우를 위한 연속적인 간섭제거를 이용한 기본적인 NOMA 기법은 도 1에서 도식화되고 있다. UE_i (i=1, 2)인 경우 기지국(BS)에서의 전송정보를 s_i, 전송전력을 p_i라 하면 UE_i의 전송신호는 다음과 같다.

$$x_i = \sqrt{p_i} s_i \quad (1)$$

전송전력의 합은 p로 제한된다. 따라서 전송신호들은 다음과 같이 더해진다.

$$x = x_1 + x_2 = \sqrt{p_1} s_1 + \sqrt{p_2} s_2 \quad (2)$$

UE_i에서 수신신호는 다음과 같다.

$$y_i = h_i x + n_i \quad (3)$$

여기서 h_i는 UE_i와 기지국 사이의 복소 채널 계수이다. 그리고 n_i는 기지국간 간섭을 포함한 수신부 가우시안 노이즈를 의미한다. n_i의 출력밀도는 N_{0,i}이다. NOMA 하향링크에서 디코딩 순서는 채널 이득을 노이즈와 셀간 간섭 전력으로 정규화한 값인 |h_i|²/N_{0,i}가 증가하는 순서로 수행한다. 도 1에서의 UE₂의 경우, |h₁|²/N_{0,1} > |h₂|²/N_{0,2}로 가정하며, 따라서 제1 사용자(UE₁)는 우선 x₂를 디코딩한 후, 수신신호 y₁에서 이를 제거한다. 그리고 제2 사용자(UE₂)는 송신전력이 적고 경로손실이 많은 x₁신호를 간섭제거 하지 않고 바로 x₂ 신호를 디코딩한다. UE_i의 처리량인 R_i는 다음과 같다.

$$R_1 = \log_2 \left(1 + \frac{P_1 |h_1|^2}{N_{0,1}} \right), \quad R_2 = \log_2 \left(1 + \frac{P_2 |h_2|^2}{P_1 |h_2|^2 + N_{0,2}} \right) \quad (4)$$

도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 UE₂ 하향링크의 NOMA-MIMO 기법에 대한 전송기법 시나리오를 설명하기 위한 도면이다.

비직교 사용자 멀티플렉싱을 고려함에도 불구하고 직교 주파수 분할 멀티플렉싱(OFDM) 시그널링을 가정한다. 도 2는 2명의 UE 경우에서의 하향링크 NOMA-MIMO를 위한 전송기법 시나리오를 나타내며, 여기서 제1 사용자(UE₁)는 셀 중심 사용자(cell center user)(다시 말해, 근접 사용자(near user)), 제2 사용자(UE₂)는 셀 가장자리 사용자(cell edge user)(다시 말해, 원거리 사용자(far user))이다.

도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 하향링크 NOMA-MIMO 기법에 대한 전송기 및 수신기의 블록 다이어그램을 나타내는 도면이다.

기지국에 2개의 전송 안테나가 존재한다고 가정하고 각 안테나는 하나의 UE 신호를 전송한다. UE_i를 위한 전송신호 x_i는 다음과 같다.

$$x_i = \sqrt{p_i} s_i \quad (i = 1, 2) \quad (5)$$

[0030] 여기서 p_i 는 할당된 전력, S_i 는 UE_i 에 전송된 데이터를 의미한다. 2x2 채널 H 를 통해 전송된 후, 도 2에서 보여준 2명의 UE 를 갖는 시스템은 다음과 같이 표현된다.

$$Y = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 & n_2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

[0032] 여기서 n_i ($i=1,2$)는 UE_i 에서의 수신부 가우시안 노이즈를 의미한다. 수신된 신호 UE_i 에서의 y_i 는 다음과 같이 표현된다.

$$y_i = H_{ii}x_i + \sum_{j \neq i} H_{ji}x_j + n_i \quad (7)$$

[0034] 여기서 H_{ji} 는 기지국의 j 번째 안테나와 i 번째 수신기 사이 채널을 의미하고, UE_j 의 전송 신호인 x_j 는 UE_i 의 간섭 신호로 작용하고, n_i 는 가우시안 노이즈를 의미한다. 수신한 이후, 신호는 전력 내림차순으로 순위가 매겨진다. 채널 추정(CE)은 전력 $p_j > p_i$ (희망 신호의 전력)인 간섭신호 y_{ji} 에 적용되며, 모든 간섭신호가 제거 될 때까지 연속적 간섭제거(SIC)가 사용되어, UE_i 의 추정수신신호인 $\tilde{s}_i$ 를 얻는다. 2명의 사용자가 존재하는 경우, 수학적 (6)에서의 제1 사용자(UE_1)와 제2 사용자(UE_2)의 수신 신호는 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y_1 &= H_{11}x_1 + H_{21}x_2 + n_1 \\ y_2 &= H_{12}x_1 + H_{22}x_2 + n_2 \end{aligned} \quad (8)$$

[0036] NOMA는 사용자들(UEs)에 같은 자원을 공유하도록 허용하고 UE 를 전력에 의해 차별화하기 때문에, 적은 전력의 UE 가 사용자간 간섭을 제거하기 위해 간섭제거를 수행된다. 제2 사용자(UE_2)는 보다 높은 전력을 갖는 원거리 사용자이므로 $H_{21}x_2$ 요소는 간섭제거에 의해 y_1 으로부터 제거된다. 반면에 y_2 는 간섭제거 없이 직접 복조된다. 제안하는 방법에서는 현실적인 제로포싱과 MMSE 기준에 근거한 연속간섭제거 기법을 고려한다. 시스템 모델에서 가정한 바와 같이, 전력 $p_2 \gg p_1$ 으로 가정함으로써, 제2 사용자(UE_2)는 간섭의 제거 없이 직접적으로 신호를 검출한다. 제1 사용자(UE_1)의 수신 신호 y_1 은 다음과 같다.

$$y_1 = H_{11}\sqrt{p_1}s_1 + H_{21}\sqrt{p_2}s_2 + n_1 \quad (9)$$

[0038] 여기서 간섭은 $H_{21}\sqrt{p_2}s_2$ 이다. 채널 H_{21} 의 가중치 팩터(weight factor)인 $\hat{H}_{21}|_{ZF}$ or $\hat{H}_{21}|_{MMSE}$ 와 $\hat{H}_{21}|_{ZF}$ or $\hat{H}_{21}|_{MMSE}$ 는 제로포싱 또는 MMSE 기준에 의해 각기 다음과 같이 구해지며, 이를 위하여 추정채널치인 $\tilde{H}_{21}$ 을 구하여 사용한다.

$$\begin{aligned} \hat{H}_{21}|_{ZF} &= (\tilde{H}_{21}^H \tilde{H}_{21})^{-1} \tilde{H}_{21}^H \\ \hat{H}_{21}|_{MMSE} &= (\tilde{H}_{21}^H \tilde{H}_{21} + \sigma_{n_1}^2 I)^{-1} \tilde{H}_{21}^H \end{aligned} \quad (10)$$

[0040] 이 방정식에서 윗첨자의 H 신호는 허미션 전치, 그리고 $\sigma_{n_1}^2$ 는 노이즈 n_1 의 분산을 의미한다. 그러면 추정 간섭 신호는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\tilde{s}_2 \approx \sqrt{p_2}^{-1} \hat{H}_{21} y_1 = s_2 + \sqrt{p_3}^{-1} \hat{H}_{21} (H_{11} \sqrt{p_1} s_1 + n_1) \quad (11)$$

수신 신호는 추정 간섭신호를 차감하여 갱신함으로써 다음과 같이 얻어진다.

$$y_1' = y_1 - \tilde{H}_{21} \sqrt{p_2} \tilde{s}_2 \approx H_{11} \sqrt{p_1} s_1 + n_1 \quad (12)$$

고전력 간섭을 제거한 이후, UE₁은 원하는 신호인 s₁을 갱신된 수신 신호로부터 검출할 수 있다.

도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 AWGN 채널 하에서 NOMA를 적용한 경우와 적용하지 않은 경우의 PER 성능을 비교하는 그래프이다.

LLS에 의해 패킷오류율(PER)과 종래의 직교다중접속(OMA)과 NOMA의 처리량 성능을 비교한다. 앞서 언급된 2명 사용자 (UE) 경우를 위한 시스템 모델을 이용한다. NOMA를 사용하지 않는 종래의 OMA에서는 워터필링(Water filling, WF) 알고리즘에 따라 제1 사용자(UE₁)(근접 사용자)의 전력 p₁에 0.8을 할당하고 제2 사용자(UE₂)(원거리 사용자)의 p₂에 0.2를 할당한다. 그리고 NOMA에서는 전력제어(Power Control, PC)로 p₁=0.2, p₂=0.8을 할당한다. 링크레벨 시뮬레이션(LLS) 결과를 사용하여 시스템레벨 시뮬레이션(SLS)을 모사하였고, 여기에서 전력 할당은 NOMA를 적용한 경우와 그렇지 않은 경우를 위하여 경로 손실 대신 전력할당을 사용하였다. LTE 규격에 따른 시뮬레이션 파라미터를 표 1에 요약한다.

<표 1>

Parameters	Value
Bandwidth	1.4 MHz
Subcarriers / Resource Block	12
Symbols / Packet	6
Resource Blocks	6
T _{packet}	0.5 ms
Number of Bits / Packet (n _{bit/packet})	864
Channel	AWGN
Modulation	QPSK
Power for NOMA (case1)	p ₁ =0.2, p ₂ =0.8
Power for without NOMA (case2)	p ₁ =0.8, p ₂ =0.2

도 4는 NOMA(case1)를 적용한 경우와 NOMA를 적용하지 않은 경우(case2)의 PER 성능을 보여주며, case2에서는 현실적인 제로포싱 간섭제거가 제1 사용자(UE1)를 위해 적용되었다.

도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 AWGN 채널 하에서 NOMA를 적용한 경우와 적용하지 않은 경우의 처리량 (throughput)을 비교하는 그래프이다.

PER에 따라 처리량 C는 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$C = \frac{(1 - PER) \times n_{bit/packet}}{T_{packet} (s)} \quad (13)$$

따라서 case1과 case2의 처리량은 도 5와 같이 나타난다. 경로손실이 고려되지 않는 링크레벨시뮬레이션에서 만약 NOMA가 없는 시나리오 하에 case1(p₁=0.2, p₂=0.8)과 case2(p₁=0.8, p₂=0.2)를 비교한다면, case1에서 제1 사

용자(UE₁)의 처리량은 case2에서의 제2 사용자(UE2)와 동일할 것이다. 그리고 case1 제2 사용자(UE2) 처리량은 case2의 제1 사용자(UE₁)와 동일하다. 따라서 NOMA를 사용한 case1과 NOMA를 사용하지 않은 case2를 비교하는 것이 정당하다.

[0054] NOMA 성능을 측정하는 경우에는 도 4에 나타난 시뮬레이션으로부터, 제2 사용자(UE2)는 제1 사용자(UE₁)로부터의 간섭보다 큰 전력을 갖는 정보를 감지할 수 있다. 반면에 NOMA를 적용하지 않는 case2의 경우, 제2 사용자(UE2)는 제1 사용자(UE₁)로부터의 간섭신호보다 낮은 전력 때문에 정보를 감지할 수 없게 된다. 다른 한편으로는, NOMA를 이용한 제1 사용자(UE₁)는 원하는 신호보다 간섭신호의 전력이 매우 높음에도 간섭제거를 적용함으로써 혜택을 얻을 수 있다. 반면 NOMA를 적용하지 않는 case2의 경우에는, 낮은 전력 사용자로부터 기인된 기존 간섭 때문에 제1 사용자(UE₁)는 NOMA를 이용한 제2 사용자(UE2)와 유사한 성능을 갖는다. 도 5에서 나타난 결과와 같이, NOMA는 NOMA를 적용하지 않는 경우와 비교하여 총 처리량을 증가 시킬 수 있고, 근접 및 원거리 사용자 간의 형평성을 향상시킬 수 있다. 시뮬레이션에서 NOMA의 성능을 측정하기 위해, 전술된 수학적식(4)에서 획득된 제1 사용자(UE₁)의 한계값을 이용하여 다른 변조 기법 하에 제1 사용자(UE₁)의 LLS 결과를 비교한다.

[0055] 도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 다른 변조 기법들을 사용하는 NOMA 하에서 제1 사용자(UE₁)의 주파수 효율을 나타내는 그래프이다.

[0056] 코딩 기법은 컨볼루션 코드, 채널 환경은 단일경로 레일리 페이딩, 그리고 그 외의 시뮬레이션 파라미터는 표 1과 동일하다. 이러한 비교로부터, 모든 시뮬레이션 곡선은 한계값보다 낮고, 보다 높은 수준의 변조 기법을 이용할 때 높은 주파수 효율을 얻음을 나타낸다. 이로부터 LLS 결과와 향후 연구를 위한 분석의 타당성을 입증할 수 있다.

[0057] 도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 AWGN 채널 하에서 간섭제거를 이용한 UE₁ NOMA에서의 데이터율 한계치를 나타내는 그래프이다.

[0058] 편의를 위하여, 앞서 설명된 것과 같은 NOMA-MIMO 전송 시나리오를 이용한다. 제1 사용자(UE₁)(근접 사용자)에서, 간섭제거는 제2 사용자(UE2)로부터의 간섭을 제거하기 위해 적용된다. AWGN 채널에서, 제1 사용자(UE₁)에 수신된 신호는 다음과 같다.

$$y_1 = x_1 + x_2 + n_1 \quad (14)$$

[0060] x₁보다 x₂의 전력이 높기 때문에, x₂는 우선 복조된다. 제1 사용자(UE₁)에서 x₂가 복조될 때, x₁은 간섭요소가 된다.

$$\begin{aligned} y_1 &= x_2 + (x_1 + n_1) \\ &= x_2 + i_{1_AWGN} \\ &= \tilde{y}_{x_2|UE1} \end{aligned} \quad (15)$$

[0062] 여기서 i_{1_AWGN}은 x₂ 간섭과 노이즈의 합이고, 제1 사용자(UE₁)에서 x₂ 복조 신호를 $\tilde{x}_{2|UE1}$ 라고 가정한다. 이 경우 잡음 증폭 비 (Noise Enhancement Ratio)는 다음과 같다.

$$e_{AWGN} = \frac{i_{1_AWGN}}{n_1} \quad (16)$$

이후 $\tilde{x}_{2|UE1}$ 는 y_1 으로부터 제거되기 위해서 재변조되고, 간섭제거 이후의 x_2 수신 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y_1' &= y_1 - \hat{x}_2 \\ &= x_1 + (x_2 - \hat{x}_2) + n_1 \end{aligned} \quad (17)$$

$\hat{x}_2$ 는 재변조된 신호이고, $(x_2 - \hat{x}_2)$ 성분은 간섭제거 이후 x_1 의 잔여 간섭이다. x_1 의 잔여간섭 전력은 다음과 같다.

$$P_{(x_2 - \hat{x}_2)} = P_2 \times \overbrace{\left(\frac{P_2}{i_{1_AWGN}} \div \frac{P_2}{n_1} \right)}^{\text{ratio of remaining interference}} = \frac{P_2}{e_{AWGN}} \quad (18)$$

여기서 i_{1_AWGN} 는 신호 대 간섭과 노이즈의 합의 비(SINR)이고, n_1 는 완벽한 간섭제거를 이용한 경우 x_2 의 신호 대 잡음비(SNR)를 의미한다.

그러므로 현실적인 간섭제거기술을 x_2 에 적용한 경우 제1 사용자(UE₁)의 한계값은 다음과 같다.

$$r_{1_IC_AWGN} = \log_2 \left(1 + \frac{P_1}{\frac{P_2}{e_{AWGN}} + n_1} \right) \quad (19)$$

도 7은 현실적인 간섭제거 하의 UE₁ NOMA에서의 간섭제거 오류로 인한 손실을 완벽한 간섭제거와 비교하여 보여 준다.

도 8은 본 발명의 일 실시예에 따른 레일리 채널 하에서 제로포싱 간섭제거를 적용한 시스템의 블록 다이어그램을 나타내는 도면이다.

AWGN 채널과의 차이로, 다양한 간섭제거 기법은 채널 추정(CE)의 본질 때문에 레일리 채널에서 사용될 수 있다. 우선, 단일경로 레일리 채널에서의 제로포싱 간섭제거 성능을 분석한다. AWGN 경우와 유사하게, 제로포싱 간섭제거는 도 8에 묘사된 제2 사용자(UE₂) 신호로부터의 간섭을 제거하기 위해 적용된다. 제1 사용자(UE₁)를 위해 수신된 신호는 다음과 같다.

$$y_1 = H_{11}x_1 + H_{21}x_2 + n_1 \quad (20)$$

[0075] 여기서 H_{11} 과 H_{21} 은 각각 x_1 과 x_2 를 위한 채널계수이다. 그리고 x_2 의 상대적으로 큰 파워 때문에, x_2 는 우선 복조된다. 제1 사용자(UE1)에서 x_2 가 복조될 때, H_{11x1} 은 간섭이 된다. x_2 를 위한 (완벽한) 제로포싱 간섭제거 이후의 신호는 수학식 (21)과 같다. 여기서 i_{1_ZF} 은 x_2 간섭과 잡음의 합이고, 제1 사용자(UE1)에서의 복조된 x_2 신호를 $\tilde{x}_{2|UE1}$ 로 가정한다. 제1 사용자(UE1)에서 복조할 때 잡음 증폭 비 (Noise Enhancement Ratio)는 수학식 (22)와 같다.

$$\begin{aligned} H_{21}^{-1}y_1 &= H_{21}^{-1}H_{11}x_1 + x_2 + H_{21}^{-1}n_1 \\ &= x_2 + H_{21}^{-1}(H_{11}x_1 + n_1) \\ &= x_2 + i_{1_ZF} \\ &= \tilde{y}_{x_2|UE1} \end{aligned} \quad (21)$$

$$e_{ZF} = \frac{i_{1_ZF}}{n_1} \quad (22)$$

[0078] 다음으로 $\tilde{x}_{2|UE1}$ 가 재변조 되고, y_1 으로부터 이 신호를 제거하기 위해 채널 계수 H_{21} 을 이용해 곱하면, x_2 를 위한 제로포싱 간섭제거 이후 수신된 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y'_1 &= y_1 - H_{21}\hat{x}_2 \\ &= H_{11}x_1 + H_{21}(x_2 - \hat{x}_2) + n_1 \end{aligned} \quad (23)$$

[0080] 여기서 $\hat{x}_2$ 는 재변조된 신호, $H_{21}(x_2 - \hat{x}_2)$ 성분은 제로포싱 간섭제거 이후 x_1 의 잔여 간섭이다. x_1 에서의 잔여 간섭의 전력은 다음과 같다.

$$p_{(x_2-\hat{x}_2)} = p_2 \times \left(\frac{\overbrace{p_2 |H_{21}|^2}^{\text{ratio of remaining interference}}}{i_{1_ZF}} \div \frac{p_2 |H_{21}|^2}{n_1} \right) = \frac{p_2 |H_{21}|^2}{e_{ZF}} \quad (24)$$

[0082] 여기서 i_{1_ZF} 은 SINR, 그리고 $\frac{p_2 |H_{21}|^2}{n_1}$ 은 완벽한 간섭제거 시의 x_2 의 SNR이다. 그러므로 x_2 의 제로포싱 간섭제거 이후 제1 사용자(UE1)에서의 한계값은 다음과 같다.

$$r_{1_IC_ZF} = \log_2 \left(1 + \frac{p_1 |H_{11}|^2}{\frac{p_2 |H_{21}|^2}{e_{ZF}} + n_1} \right) \quad (25)$$

[0084] 도 9는 본 발명의 일 실시예에 따른 단일경로 레일리 채널 하의 제로포싱 간섭제거를 이용한 UE₁ NOMA에서의 데이터율 한계치와 시뮬레이션 결과를 나타내는 도면이다.

[0085] 도 9를 참조하면, 데이터율 한계치와 시뮬레이션 곡선과의 차이는 완벽한 간섭제거 경우와 비교하여 현실적인 간섭제거를 적용함으로써 생기는 손실에 기인한다.

[0086] 도 10은 본 발명의 일 실시예에 따른 간섭 예측 기반 MMSE (IPMMSE와 RIPMMSE) 간섭 제거 기법을 적용한 비직교 다중 접속 방법을 설명하기 위한 흐름도이다.

[0087] 제안하는 간섭 예측 기반 MMSE 간섭 제거 기법을 적용한 비직교 다중 접속 방법은 제2 사용자로부터의 간섭을 제거하기 위해 제1 사용자에서 최소평균자승에러의 간섭제거가 적용되는 단계(1010), 상기 제2 사용자를 위한 전송신호와 잡음 합에 대한 간섭을 구하는 단계(1020), 상기 간섭을 고려하여 IPMMSE 가중치 팩터를 구하는 단계(1030), 상기 IPMMSE 가중치 팩터에 의한 최소평균자승에러의 채널을 추정하는 단계(1040), 상기 제1 사용자에서 복조된 신호를 재변조하고, 상기 제2 사용자를 위한 전송신호에 대하여 최소평균자승에러의 간섭제거 이후 수신된 신호를 구하는 단계(1050), 상기 제1 사용자를 위한 전송신호에 대하여 잔여 간섭의 파워를 구하는 단계(1060), 상기 잔여 간섭을 제거하기 위해 RIPMMSE 가중치 팩터를 구하는 단계(1070)를 포함한다.

[0088] 단계(1010)에서, 제1 사용자에서 최소 평균 자승 간섭제거가 제2 사용자로부터의 간섭을 제거하기 위해 적용된다. 이때, 제2 사용자를 위한 전송신호를 먼저 복조 한 뒤, 제1 사용자를 위한 전송신호를 복조한다. 그리고, 제2 사용자를 위한 전송신호의 채널계수에 대한 최소평균자승에러의 가중치 팩터를 구한다.

[0089] 도 11은 본 발명의 일 실시예에 따른 레일리 채널 하에서 MMSE 간섭제거를 적용한 시스템의 블록 다이어그램을 나타내는 도면이다.

[0090] 제로포싱 간섭제거 분석과 유사하게, 단일경로 레일리 채널 하에서 최소 평균자승 에러 간섭제거의 성능을 분석한다. 제1 사용자(UE1)에서, 최소 평균 자승 간섭제거는 도 11에서 설명된 바와 같이 제2 사용자(UE2)로부터의 간섭을 제거하기 위해 적용된다. 제1 사용자(UE1)의 수신 신호는 다음과 같다.

$$y_1 = H_{11}x_1 + H_{21}x_2 + n_1 \quad (26)$$

[0092] 여기서 H_{11} 과 H_{21} 은 각각 x_1 과 x_2 를 위한 채널 계수이다. 그리고 x_2 의 상대적으로 큰 파워 때문에, x_2 는 우선 복조된다. x_2 가 제1 사용자(UE1)에서 복조될 때, $H_{11}x_1$ 은 간섭이 된다. 여기에서, 완벽한 간섭추정을 가정하면, 채널 H_{21} 을 위한 최소평균자승에러 가중치 팩터는 다음과 같다.

$$W_{MMSE_H_{21}} = (H_{21}^H H_{21} + \sigma_{n_1}^2 I)^{-1} H_{21}^H \quad (27)$$

[0094] x_2 를 위한 (완벽한) 최소평균자승에러 채널추정은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} W_{MMSE_H_{21}} y_1 &= W_{MMSE_H_{21}} H_{11} x_1 + x_2 + W_{MMSE_H_{21}} n_1 \\ &= x_2 + W_{MMSE_H_{21}} (H_{11} x_1 + n_1) \\ &= x_2 + i_{1_MMSE} \\ &= \tilde{y}_{x_2|UE1} \end{aligned} \quad (28)$$

[0096] 여기서 i_{1_MMSE} 는 x_2 간섭과 잡음의 합이고, 제1 사용자(UE1)에서 x_2 의 복조된 신호를 $\tilde{x}_{2|UE1}$ 라 가정하면, 제1 사용자(UE1)에서 x_2 를 복조할 때 잡음 증폭 비 (Noise Enhancement Ratio)는 다음과 같다.

$$e_{MMSE} = \frac{i_{1_MMSE}}{n_1} \quad (29)$$

다음으로, $\tilde{x}_{2|UE1}$ 가 재변조 되고 y_1 로부터의 이 신호를 제거하기 위해 채널 계수 H_{21} 을 이용해 곱하면, x_2 를 위한 최소평균자승에러 간섭제거 이후 수신된 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y'_1 &= y_1 - H_{21}\hat{x}_2 \\ &= H_{11}x_1 + H_{21}(x_2 - \hat{x}_2) + n_1 \end{aligned} \quad (30)$$

여기서 $\hat{x}_2$ 는 재변조된 신호, $H_{21}(x_2 - \hat{x}_2)$ 성분은 최소평균자승에러 간섭제거 이후 x_1 의 잔여 간섭이다. x_1 에서의 잔여 간섭의 전력은 다음과 같다.

$$P_{(x_2 - \hat{x}_2)} = p_2 \times \left(\frac{\overbrace{p_2 |H_{21}|^2}^{\text{ratio of remaining interference}}}{i_{1_MMSE}} \div \frac{p_2 |H_{21}|^2}{n_1} \right) = \frac{p_2 |H_{21}|^2}{e_{MMSE}} \quad (31)$$

여기서 i_{1_ZF} 은 SINR, 그리고 $\frac{p_2 |H_{21}|^2}{n_1}$ 은 완벽한 간섭제거 시의 x_2 의 SNR이다. 그러므로 x_2 의 최소평균자승에러 간섭제거 이후 제1 사용자(UE1)에서의 한계값은 다음과 같다.

$$r_{1_IC_MMSE} = \log_2 \left(1 + \frac{p_1 |H_{11}|^2}{\frac{p_2 |H_{21}|^2}{e_{MMSE}} + n_1} \right) \quad (32)$$

도 12는 본 발명의 일 실시예에 따른 단일경로 레일리 채널 하에서 현실적인 제로포싱과 최소평균자승에러 간섭제거를 이용한 UE₁ NOMA의 데이터율 한계치 및 시뮬레이션 결과를 나타내는 그래프이다.

도 12를 참조하면, 양자의 데이터율 한계치와 시뮬레이션 곡선은 제로 포싱 간섭제거의 경우와 비교한 최소평균자승에러 간섭제거의 이득을 보여준다.

단계(1020)에서, 제2 사용자를 위한 간섭과 잡음의 합을 구하고, 최소평균자승에러 간섭제거 분석에 기초하여, NOMA의 링크레벨 성능을 향상시키기 위한 간섭신호의 정보를 사용함으로써, 수정된 최소평균자승에러 가중치 팩터를 제안한다. 수학적식(28)로부터, x_2 를 위한 최소평균자승에러 채널 추정 이후, x_2 간섭과 잡음의 합은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$i_{1_MMSE} = W_{MMSE_H_{21}}(H_{11}x_1 + n_1) \quad (33)$$

단계(1030)에서, x_2 를 복조하기 위한 백그라운드 노이즈를 i_{1_MMSE} 로 가정할 수 있고, 따라서 IPMMSE 가중치 팩터는 다음과 같다.

$$W_{IPMMSE_H_{21}} = (H_{21}^H H_{21} + \sigma_{i_{1_MMSE}}^2 I)^{-1} H_{21}^H \quad (34)$$

여기서 $\sigma_{i_{1_MMSE}}^2$ 는 i_{1_MMSE} 의 분산으로부터 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{var}(i_{1_MMSE}) &= E(i_{1_MMSE} i_{1_MMSE}^H) \\ &= E((W_{MMSE_H_{21}}(H_{11}x_1 + n_1))(W_{MMSE_H_{21}}(H_{11}x_1 + n_1))^H) \\ &= W_{MMSE_H_{21}} H_{11} E(x_1 x_1^H) H_{11}^H W_{MMSE_H_{21}}^H + \\ &\quad W_{MMSE_H_{21}} E(n_1 n_1^H) W_{MMSE_H_{21}}^H \\ &= W_{MMSE_H_{21}} H_{11} \sigma_{x_1}^2 H_{11}^H W_{MMSE_H_{21}}^H + \\ &\quad W_{MMSE_H_{21}} \sigma_{n_1}^2 W_{MMSE_H_{21}}^H \end{aligned} \quad (35)$$

여기서 기호 E는 기대치를 나타낸다.

그리고, 단계(1040)에서, IPMMSE 가중치 팩터에 의한 최소평균자승에러의 채널을 추정한다.

이후 단계(1050)에서, 제1 사용자에서 복조된 신호를 재변조하고, 제2 사용자를 위한 전송신호에 대하여 최소평균자승에러의 간섭제거 이후 수신된 신호를 구한다.

이때, 제1 사용자를 위해 수신된 신호에서 재변조된 제1 사용자에서 복조된 신호를 제거하기 위해 제2 사용자를 위한 채널계수를 이용하여 곱한다.

수학식(35)를 미분한 후, 간섭을 고려함으로써 최소평균자승에러 가중치 팩터를 수정할 수 있다. 이것은 이러한 알고리즘을 실용적으로 만들 수 있다. 수학식 (28)은 다음과 같이 교체될 수 있다.

$$\begin{aligned} W_{IPMMSE_H_{21}} y_1 &= W_{IPMMSE_H_{21}} H_{11} x_1 + x_2 + W_{IPMMSE_H_{21}} n_1 \\ &= x_2 + W_{IPMMSE_H_{21}} (H_{11} x_1 + n_1) \\ &= x_2 + i_{1_IPMMSE} \\ &= \tilde{y}_{x_2|UE1} \end{aligned} \quad (36)$$

도 13은 본 발명의 일 실시예에 따른 종래의 OMA와 단일경로 레일리 페이딩 채널 하에서의 다른 간섭제거 기법들을 이용한 NOMA를 사용하는 경우의 제1 사용자(UE1)에 대한 IPMMSE와의 성능비교 BER 그래프이다.

도 13을 참조하면, 시뮬레이션에서 사용된 변조와 코딩기법은 1/3 컨볼루션 코드를 이용한 QPSK이다. 이러한 시뮬레이션 결과를 통해, OMA 시그널링을 위한 간섭이 없기 때문에 OMA가 최고의 BER 성능을 가진 것을 발견하였다. NOMA 경우, 가장 낮은 복잡도를 가짐에도 제로포싱 간섭제거는 최악의 BER을 보인다. 그리고 이전 분석과 일치하게, 최소평균자승에러 간섭제거는 제로포싱 간섭제거보다 나은 BER 성능을 보여주었다.

결국 제안된 IPMMSE 간섭제거는 간섭신호의 효과를 고려하기 때문에 NOMA 간섭제거 기법 가운데 최고의 BER 성능을 제공한다. 목표 BER이 10^{-3} 일 때, IPMMSE 간섭제거 기법은 제로포싱 간섭제거 기법 대비 약 1dB, MMSE 간섭제거 기법 대비 0.2dB 정도 우수한 성능을 보인다.

단계(1060)에서, 제1 사용자를 위한 전송신호에 대하여 잔여 간섭의 파워를 구한다. 최소평균자승에러의 간섭제거 이후의 제2 사용자를 위한 전송신호의 SNR을 이용하여 상기 제1 사용자를 위한 전송신호에 대한 잔여 간섭의 파워를 구하고, 이후 상기 제1 사용자를 위한 전송신호를 복조한다.

간섭제거 효과의 분석을 기초하여, IPMMSE 채널추정 이후, 제1 사용자(UE1)에서 x_2 를 복조할 때 잡음 증폭 비(Noise Enhancement Ratio)는 다음과 같다.

$$e_{IPMMSE} = \frac{i_{1_IPMMSE}}{n_1} \quad (37)$$

그러면 x_1 을 위한 잔여 간섭의 전력은 다음과 같다.

$$p_{H_{21}(x_2 - \hat{x}_2)_{-IPMMSE}} = p_2 |H_{21}|^2 \times \left(\frac{p_2 |H_{21}|^2}{i_{1_IPMMSE}} \div \frac{p_2 |H_{21}|^2}{n_1} \right) = \frac{p_2 |H_{21}|^2}{e_{IPMMSE}} \quad (38)$$

여기서 $\frac{p_2 |H_{21}|^2}{i_{1_IPMMSE}}$ 은 SINR, $\frac{p_2 |H_{21}|^2}{n_1}$ 은 완벽한 간섭제거를 한 경우 x_2 의 SNR이다.

단계(1070)에서, 간섭을 제거하기 위해 RIPMMSE 가중치 팩터를 구한다. 이때, 잔여 간섭과 잡음 합의 분산을 이용하여 구하고, RIPMMSE 가중치 팩터를 미분하여 잔여 간섭의 전력을 고려함으로써 최소평균자승에러의 가중치 팩터를 갱신한다.

다시 말해, 다음 단계는 x_1 을 복조하는 것이고, 잔여 간섭을 제거하기 위해 잔여 간섭이 예측된 MMSE(RIPMMSE) 간섭제거를 제안한다. 채널 H_{11} 을 위한 RIPMMSE 가중치 팩터는 다음과 같다.

$$W_{RIPMMSE-H_{11}} = (H_{11}^H H_{11} + \sigma_{i_{1_IPMMSE}+n}^2 I)^{-1} H_{11}^H \quad (39)$$

여기서 $\sigma_{i_{1_IPMMSE}+n}^2$ 는 잔여간섭과 잡음 합의 분산으로부터 획득된다.

$$\begin{aligned} \text{var}(H_{21}(x_2 - \hat{x}_2) + n_1) &= E[(H_{21}(x_2 - \hat{x}_2) + n_1)(H_{21}(x_2 - \hat{x}_2) + n_1)^H] \\ &= E[(H_{21}(x_2 - \hat{x}_2) + n_1)((x_2 - \hat{x}_2)^H H_{21}^H + n_1^H)] \\ &= E[H_{21}(x_2 - \hat{x}_2)(x_2 - \hat{x}_2)^H H_{21}^H] + E(n_1 n_1^H) \\ &= H_{21} E[(x_2 - \hat{x}_2)(x_2 - \hat{x}_2)^H] H_{21}^H + \sigma_{n_1}^2 \\ &= H_{21} p_{H_{21}(x_2 - \hat{x}_2)_{-IPMMSE}} H_{21}^H + \sigma_{n_1}^2 \end{aligned} \quad (40)$$

수학식(40)을 미분한 후, 잔여 간섭의 전력을 고려함으로써 MMSE의 가중치 팩터를 갱신할 수 있다. 이것은 알고리즘을 실현 가능하도록 한다.

도 14는 본 발명의 일 실시예에 따른 단일 경로 레일리 페이딩 채널 하에서 종래의 OMA 및 다른 간섭제거 기법의 NOMA를 사용하는 경우의 제1 사용자(UE1)에 대한 RIPMMSE와의 BER 성능비교를 나타내는 그래프이다.

도 14를 참조하면, 시뮬레이션에서 사용된 변조와 코딩 기법은 1/3 컨볼루션 코드를 이용한 QPSK이다. 시뮬레이션결과는 NOMA를 위한 IPMMSE 간섭제거 보다 RIPMMSE 간섭제거가 보다 BER 성능을 향상시킬 수 있다는 점을 보여준다.

목표 BER이 10^{-3} 일 때, RIPMMSE 간섭제거 기법은 제로포싱 간섭제거 기법 대비 약 1.5dB, MMSE 간섭제거 기법 대비 0.5dB 정도의 이득을 제공한다. 그리고 이와 같은 이론에 근거하여, 3명의 사용자를 갖는 NOMA 시스템의 경우, 최소평균자승에러 가중치 팩터는 보다 BER 성능을 향상시키기 위해 3회 업데이트 될 수 있다.

제안하는 완벽한 또는 현실적인 연속적 간섭제거 기법의 경우에서 비직교 멀티플렉싱 접속(NOMA)-다중입력 다중출력(MIMO) 시스템의 성능을 최대한 활용하였고, NOMA를 위한 간섭제거 기법에 대한 연구의 필요성을 명확히 하였다. 많은 선행 연구가 NOMA에 집중하여 왔기 때문에, 약간의 조사 주제, 현실적인 연속적 간섭제거의 이용과 간섭제거에 의한 오류효과와 같은 연구는 여전히 초기 단계이거나 완전히 진행되지 않은 상태이다. 제안하는 방

법에서는, NOMA에서의 제로포싱과 최소평균자승 연속적 간섭제거 기법과 관계된 에러 분석을 수행하였고, 이러한 분석을 기초로 간섭신호 정보를 이용해 MMSE 가중치 팩터를 예측함으로써 새로운 IPMMSE 간섭제거 기법을 제안하였다. 추가적으로 IPMMSE 간섭제거 기법과 간섭제거 오류 효과의 분석에 기초하여, 보다 시스템 성능을 향상시키기 위한 RIPMMSE 간섭제거를 제안하였다. 단일경로 레일리 채널 하에서 2명 사용자의 경우 NOMA-MIMO 시스템을 위한 링크레벨 성능평가 결과를 제공하고, 시뮬레이션 결과는 RIPMMSE IC 기법이 목표 BER이 10^{-3} 일 때 제로포싱과 MMSE 간섭제거 기법 대비 각각 1.5dB와 0.5dB 정도 성능을 향상시키는 것을 보여준다.

[0137] 이상에서 설명된 장치는 하드웨어 구성요소, 소프트웨어 구성요소, 및/또는 하드웨어 구성요소 및 소프트웨어 구성요소의 조합으로 구현될 수 있다. 예를 들어, 실시예들에서 설명된 장치 및 구성요소는, 예를 들어, 프로세서, 콘트롤러, ALU(arithmetic logic unit), 디지털 신호 프로세서(digital signal processor), 마이크로컴퓨터, FPA(field programmable array), PLU(programmable logic unit), 마이크로프로세서, 또는 명령(instruction)을 실행하고 응답할 수 있는 다른 어떠한 장치와 같이, 하나 이상의 범용 컴퓨터 또는 특수 목적 컴퓨터를 이용하여 구현될 수 있다. 처리 장치는 운영 체제(OS) 및 상기 운영 체제 상에서 수행되는 하나 이상의 소프트웨어 애플리케이션을 수행할 수 있다. 또한, 처리 장치는 소프트웨어의 실행에 응답하여, 데이터를 접근, 저장, 조작, 처리 및 생성할 수도 있다. 이해의 편의를 위하여, 처리 장치는 하나가 사용되는 것으로 설명된 경우도 있지만, 해당 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자는, 처리 장치가 복수 개의 처리 요소(processing element) 및/또는 복수 유형의 처리 요소를 포함할 수 있음을 알 수 있다. 예를 들어, 처리 장치는 복수 개의 프로세서 또는 하나의 프로세서 및 하나의 콘트롤러를 포함할 수 있다. 또한, 병렬 프로세서(parallel processor)와 같은, 다른 처리 구성(processing configuration)도 가능하다.

[0138] 소프트웨어는 컴퓨터 프로그램(computer program), 코드(code), 명령(instruction), 또는 이들 중 하나 이상의 조합을 포함할 수 있으며, 원하는 대로 동작하도록 처리 장치를 구성하거나 독립적으로 또는 결합적으로(collectively) 처리 장치를 명령할 수 있다. 소프트웨어 및/또는 데이터는, 처리 장치에 의하여 해석되거나 처리 장치에 명령 또는 데이터를 제공하기 위하여, 어떤 유형의 기계, 구성요소(component), 물리적 장치, 가상 장치(virtual equipment), 컴퓨터 저장 매체 또는 장치, 또는 전송되는 신호 파(signal wave)에 영구적으로, 또는 일시적으로 구체화(embody)될 수 있다. 소프트웨어는 네트워크로 연결된 컴퓨터 시스템 상에 분산되어서, 분산된 방법으로 저장되거나 실행될 수도 있다. 소프트웨어 및 데이터는 하나 이상의 컴퓨터 판독 가능 기록 매체에 저장될 수 있다.

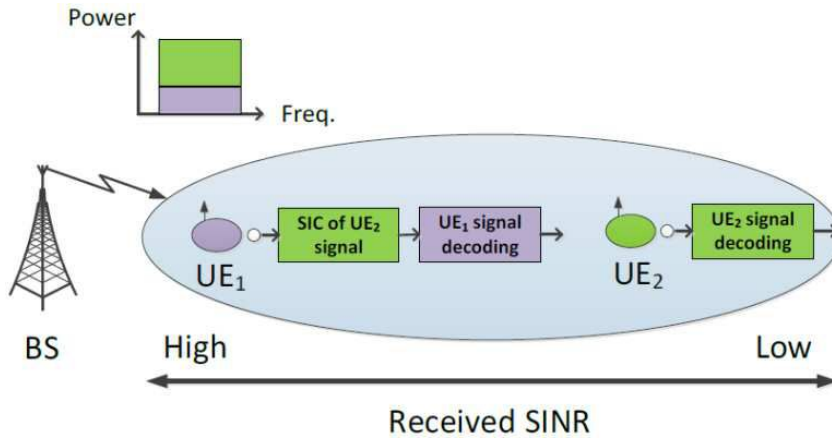
[0139] 실시예에 따른 방법은 다양한 컴퓨터 수단을 통하여 수행될 수 있는 프로그램 명령 형태로 구현되어 컴퓨터 판독 가능 매체에 기록될 수 있다. 상기 컴퓨터 판독 가능 매체는 프로그램 명령, 데이터 파일, 데이터 구조 등을 단독으로 또는 조합하여 포함할 수 있다. 상기 매체에 기록되는 프로그램 명령은 실시예를 위하여 특별히 설계되고 구성된 것들이거나 컴퓨터 소프트웨어 당업자에게 공지되어 사용 가능한 것일 수도 있다. 컴퓨터 판독 가능 기록 매체의 예에는 하드 디스크, 플로피 디스크 및 자기 테이프와 같은 자기 매체(magnetic media), CD-ROM, DVD와 같은 광기록 매체(optical media), 플롭티컬 디스크(floptical disk)와 같은 자기-광 매체(magneto-optical media), 및 롬(ROM), 램(RAM), 플래시 메모리 등과 같은 프로그램 명령을 저장하고 수행하도록 특별히 구성된 하드웨어 장치가 포함된다. 프로그램 명령의 예에는 컴파일러에 의해 만들어지는 것과 같은 기계어 코드뿐만 아니라 인터프리터 등을 사용해서 컴퓨터에 의해서 실행될 수 있는 고급 언어 코드를 포함한다. 상기된 하드웨어 장치는 실시예의 동작을 수행하기 위해 하나 이상의 소프트웨어 모듈로서 작동하도록 구성될 수 있으며, 그 역도 마찬가지이다.

[0140] 이상과 같이 실시예들이 비록 한정된 실시예와 도면에 의해 설명되었으나, 해당 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 상기의 기재로부터 다양한 수정 및 변형이 가능하다. 예를 들어, 설명된 기술들이 설명된 방법과 다른 순서로 수행되거나, 및/또는 설명된 시스템, 구조, 장치, 회로 등의 구성요소들이 설명된 방법과 다른 형태로 결합 또는 조합되거나, 다른 구성요소 또는 균등물에 의하여 대치되거나 치환되더라도 적절한 결과가 달성될 수 있다.

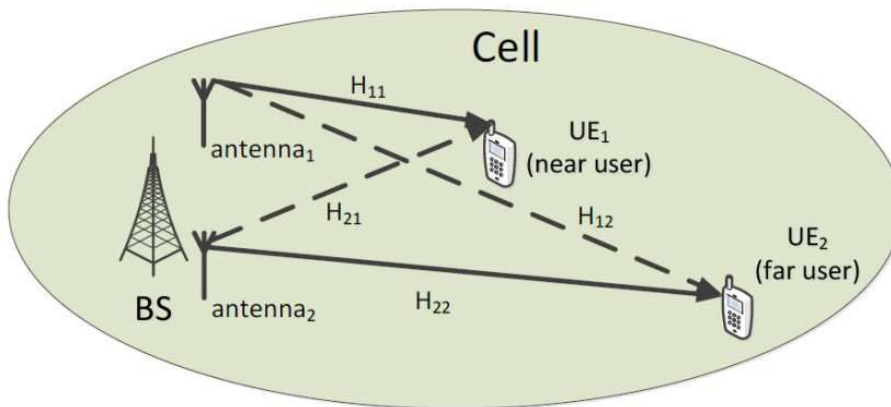
[0141] 그러므로, 다른 구현들, 다른 실시예들 및 특허청구범위와 균등한 것들도 후술하는 특허청구범위의 범위에 속한다.

도면

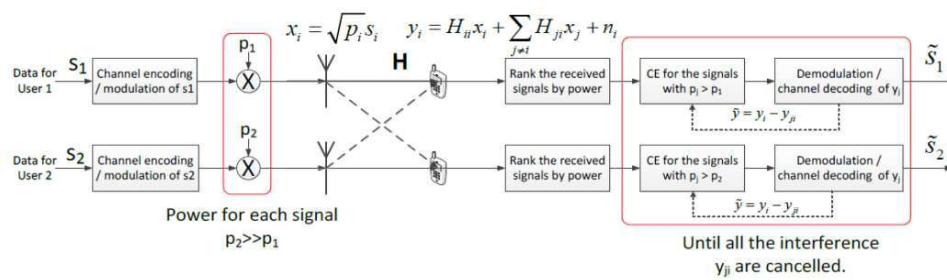
도면1



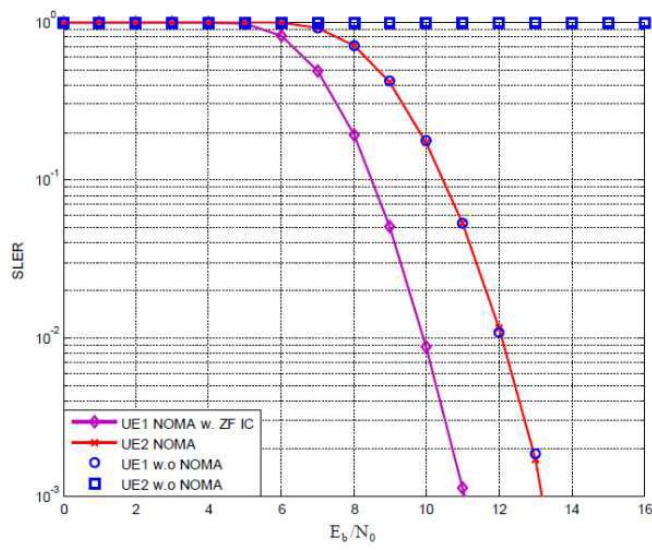
도면2



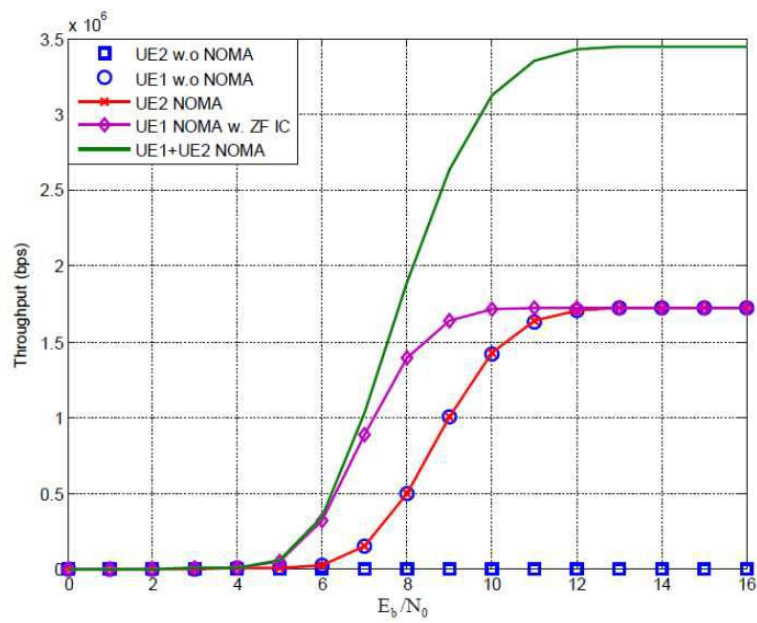
도면3



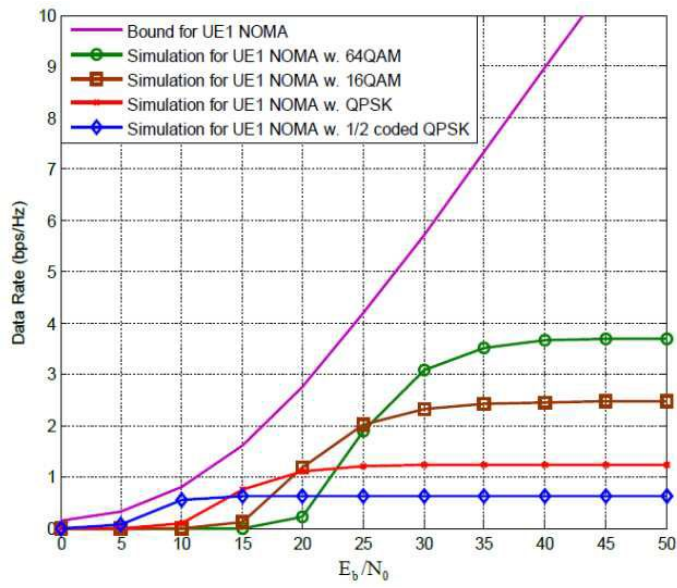
도면4



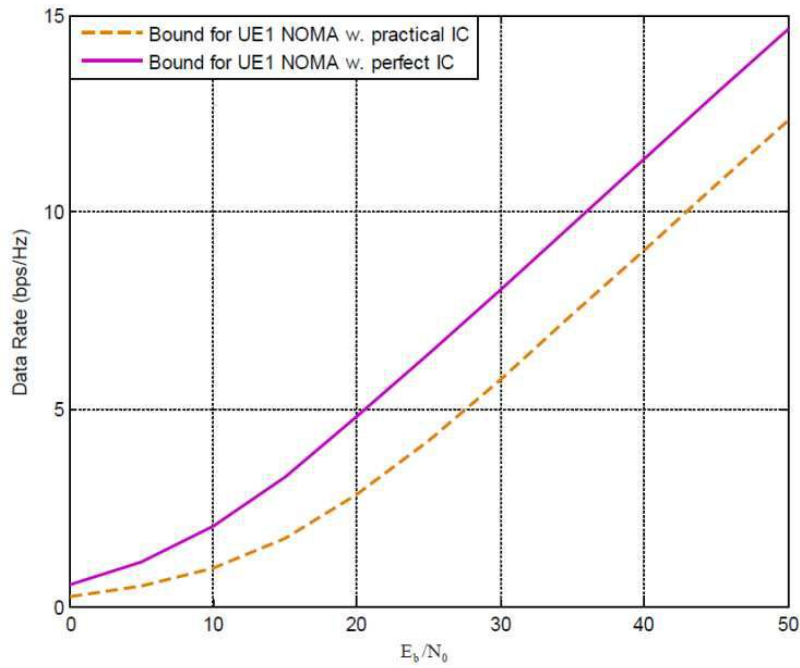
도면5



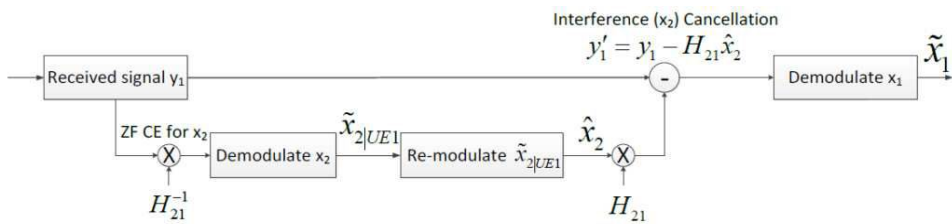
도면6



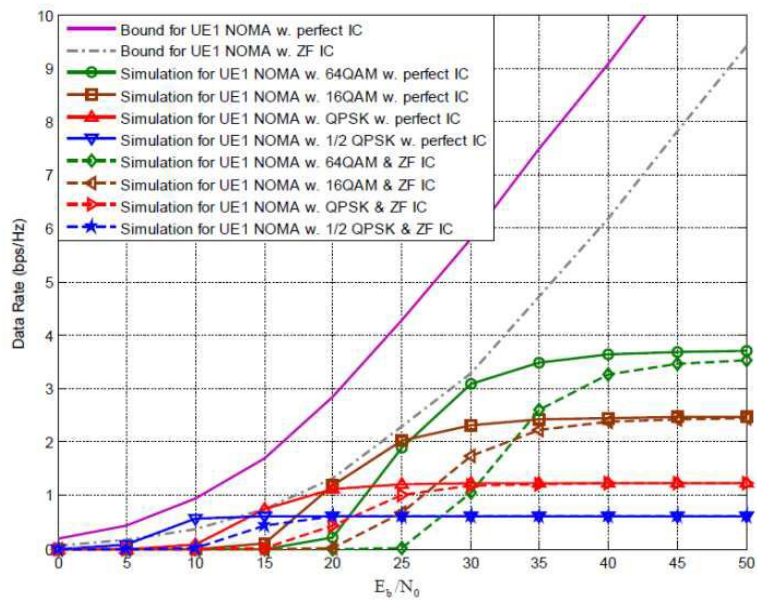
도면7



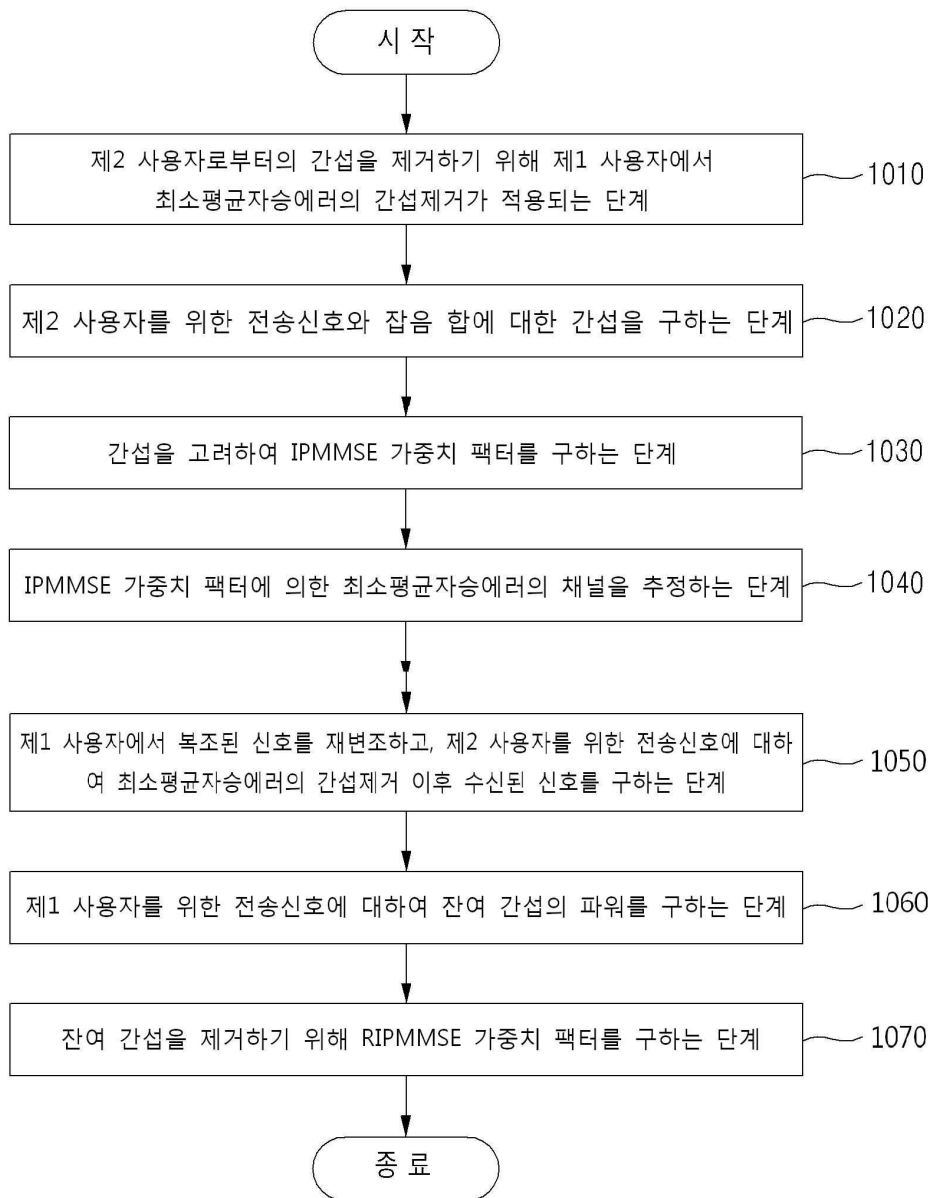
도면8



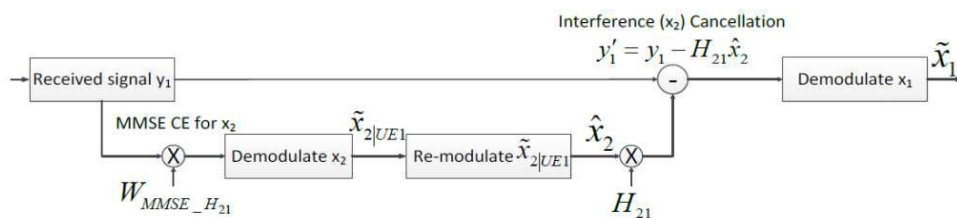
도면9



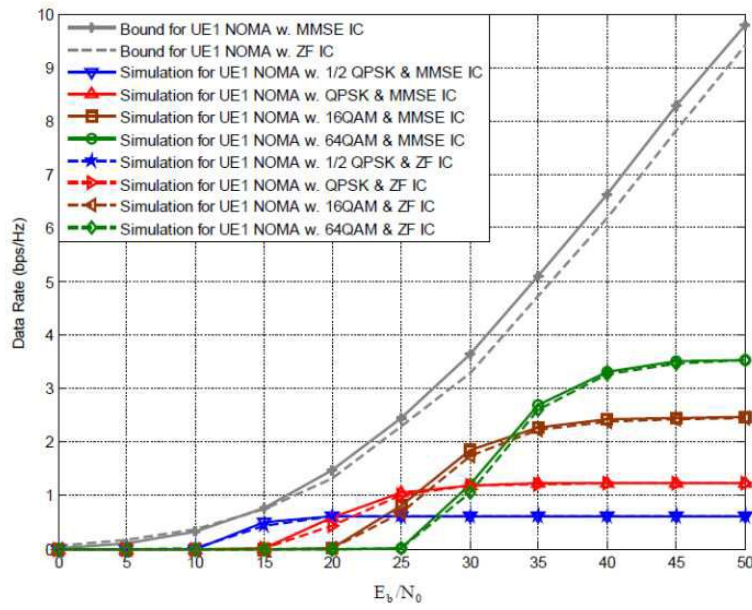
도면10



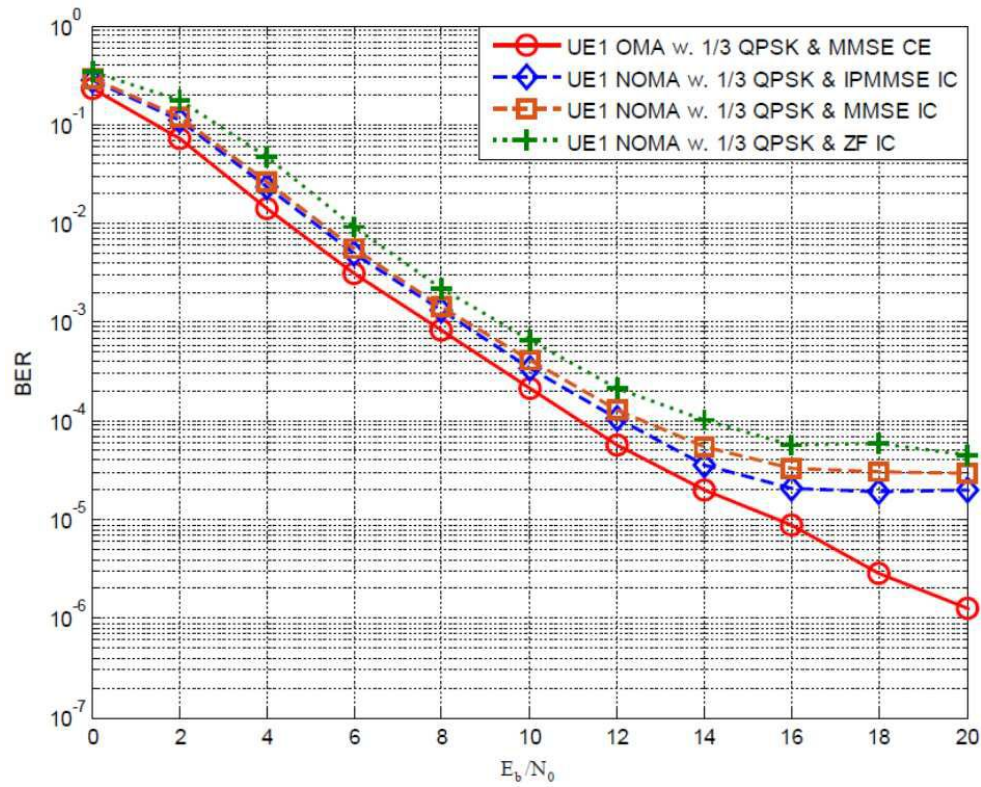
도면11



도면12



도면13



도면14

