



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2023년03월22일
(11) 등록번호 10-2512290
(24) 등록일자 2023년03월16일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04L 25/03 (2006.01) H04L 25/02 (2006.01)
H04L 27/34 (2006.01) H04L 27/36 (2006.01)
(52) CPC특허분류
H04L 25/03178 (2013.01)
H04L 25/0228 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2018-7018867
(22) 출원일자(국제) 2016년04월26일
심사청구일자 2021년03월31일
(85) 번역문제출일자 2018년07월02일
(65) 공개번호 10-2018-0093971
(43) 공개일자 2018년08월22일
(86) 국제출원번호 PCT/KR2016/004354
(87) 국제공개번호 WO 2017/094980
국제공개일자 2017년06월08일
(30) 우선권주장
62/263,579 2015년12월04일 미국(US)
(56) 선행기술조사문헌
KR1020110084311 A*
US20020193087 A1*
US20130301688 A1*
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
엘지전자 주식회사
서울특별시 영등포구 여의대로 128 (여의도동)
연세대학교 산학협력단
서울특별시 서대문구 연세로 50 (신촌동, 연세대학교)
(72) 발명자
노광석
서울특별시 서초구 양재대로11길 19 LG전자 특허센터
채찬병
서울특별시 서초구 남부순환로323길 38-16 102-504
(뒷면에 계속)
(74) 대리인
특허법인(유한)케이비케이

전체 청구항 수 : 총 11 항

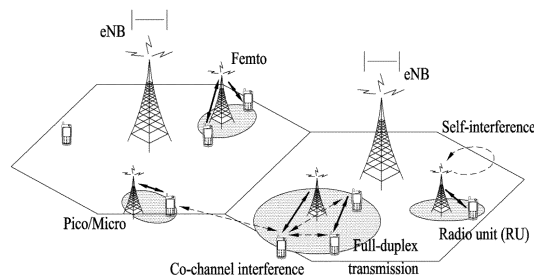
심사관 : 황철규

(54) 발명의 명칭 FDR 환경에서 비선형 디지털 자기간섭 신호를 보정하기 위한 방법 및 장치

(57) 요약

FDR 환경에서 비선형 디지털 자기간섭 신호를 보정하기 위한 방법은, 상기 베이스 밴드 부에서 송신된 소정의 임계치 보다 낮은 송신 전력을 갖는 참조신호들을 이용하여 상기 장치의 송신단과 수신단 간의 무선채널 계수를 추정하는 단계; 상기 베이스 밴드 부에서 송신된 상기 소정의 임계치 보다 높은 송신 전력을 갖는 참조신호들을 이용하여 상기 전력 증폭기를 통과하여 수신단에 비선형 왜곡되어 수신된 신호에 대해 상기 추정된 무선채널로 등화함으로써 상기 전력 증폭기를 통과한 비선형 왜곡 출력 신호를 복원하는 단계; 상기 복원된 비선형 왜곡 출력 신호 및 상기 전력 증폭기의 선형 이득에 기초하여 디지털 전치 보정 함수를 생성하는 단계; 및 상기 생성된 디지털 전치 보정 함수를 상기 송신단의 베이스밴드(baseband)에서의 출력 신호에 적용하여 디지털 전치 보정을 수행하는 단계를 포함할 수 있다.

대표도 - 도1



(52) CPC특허분류

H04L 27/3405 (2013.01)

H04L 27/36 (2013.01)

(72) 발명자

심민수

서울특별시 강남구 삼성로 649 3-102

김동규

서울특별시 서초구 양재대로11길 19 LG전자 특허센터

정근민

인천광역시 연수구 해돋이로 107 F-1811

김나래

서울특별시 마포구 성암로1길 8 101-1202

명세서

청구범위

청구항 1

무선 통신 시스템에서 통신을 수행하는 장치에 있어서,

송신기;

수신기;

프로세서; 및

상기 프로세서와 동작 가능하게 연결되고, 실행될 때, 상기 적어도 하나의 프로세서가 동작을 수행하도록 하는 적어도 하나의 컴퓨터 메모리를 포함하며, 상기 동작은:

상위 계층 시그널링을 통해, 채널을 추정하기 위한 참조 신호의 설정 정보를 수신하고,

상기 설정 정보는, 상기 참조 신호의 전송 주기에 관한 정보, 상기 참조 신호의 패턴에 관한 정보, 상기 참조 신호가 전송되는 심볼 및 부반송파의 위치에 관한 정보, 및 상기 참조 신호가 전송되는 서브프레임에 관한 정보를 포함하고,

상기 참조 신호는, 상기 설정 정보에 기반하여 결정된 자원에 매핑되어 전송되고,

상기 참조 신호는, 상기 설정 정보에 기반하여 주기적으로 전송되고,

상기 참조 신호에 기반하여, 채널을 추정하고,

상기 채널 추정은, 상기 참조 신호 중 제1 참조 신호에 기반하여 상기 송신기와 상기 수신기 사이 채널의 선형 특성을 추정하는 것을 포함하고,

상기 참조 신호 중 제2 참조 신호에 기반하여, 상기 장치의 전력 증폭기의 비선형 특성을 추정함으로써 전치 보정 함수를 획득하고,

상기 전치 보정 함수에 기반하여 상기 장치의 자기 간섭 신호를 제거하는, 장치.

청구항 2

제 1항에 있어서,

상기 제1 참조 신호와 상기 제2 참조 신호는, 시간 도메인 상의 서로 다른 심볼에서 전송되는, 장치.

청구항 3

제 1항에 있어서,

상기 제1 참조 신호와 상기 제2 참조 신호는, 주파수 도메인 상에서 서브프레임의 모든 부반송파에서 전송되는, 장치.

청구항 4

제 1항에 있어서,

상기 제1 참조 신호는 소정의 임계치보다 낮은 송신 전력을 가지고, 상기 제2 참조 신호는 상기 소정의 임계치보다 높은 송신 전력을 가지는, 장치.

청구항 5

제 4항에 있어서,

상기 소정의 임계치 보다 낮은 송신 전력은 상기 전력 증폭기의 입력 신호 및 출력 신호 간의 선형 특성이 유지되는 전력이고,

상기 소정의 임계치 보다 높은 송신 전력은 상기 전력 증폭기의 입력 신호 및 출력 신호 간의 비선형 왜곡을 발생시키는 전력인, 장치.

청구항 6

제 1항에 있어서,

상기 전력 증폭기의 비선형 특성을 추정하는 동작은, 상기 제2 참조 신호가 상기 전력 증폭기를 통과하여 상기 수신기에 비선형으로 왜곡되어 수신된 신호에 기반하여, 상기 전력 증폭기의 출력 신호를 복원하는 동작을 포함하고,

상기 출력 신호를 복원하는 동작은, 상기 제2 참조 신호가 상기 채널을 통과하여 상기 수신기로 전달된 신호를 상기 채널의 선형 특성을 나타내는 계수로 나눈 것에 해당하는 복원 함수에 기반하여, 상기 출력 신호를 복원하는, 장치.

청구항 7

제 6항에 있어서,

상기 전치 보정 함수는 상기 복원 함수를 상기 전력 증폭기의 선형 이득으로 나눈 함수에 해당하는, 장치.

청구항 8

제 1항에 있어서,

상기 제1 참조 신호가 전송되는 심볼에는 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 변조 방식이 적용되는, 장치.

청구항 9

제 1항에 있어서,

상기 제2 참조 신호가 전송되는 심볼에는 64QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 변조 방식이 적용되는, 장치.

청구항 10

제 1항에 있어서,

상기 무선 통신 시스템은 FDR (Full Duplex Radio)을 지원하는 무선 통신 시스템을 포함하는, 장치.

청구항 11

무선 통신 시스템에서 장치가 통신을 수행하기 위한 방법에 있어서,

상위 계층 시그널링을 통해, 채널을 추정하기 위한 참조 신호의 설정 정보를 수신하는 단계로서,

상기 설정 정보는, 상기 참조 신호의 전송 주기에 관한 정보, 상기 참조 신호의 패턴에 관한 정보, 상기 참조 신호가 전송되는 심볼 및 부반송파의 위치에 관한 정보, 및 상기 참조 신호가 전송되는 서브프레임에 관한 정보를 포함하고,

상기 참조 신호는, 상기 설정 정보에 기반하여 결정된 자원에 매핑되어 전송되고,

상기 참조 신호는, 상기 설정 정보에 기반하여 주기적으로 전송되고;

상기 참조 신호에 기반하여, 채널을 추정하는 단계로서,

상기 채널 추정은, 상기 참조 신호 중 제1 참조 신호에 기반하여 상기 장치의 송신기와 상기 장치의 수신기 사이의 채널의 선형 특성을 추정하는 것을 포함하고;

상기 참조 신호 중 제2 참조 신호에 기반하여, 상기 장치의 전력 증폭기의 비선형 특성을 추정함으로써 전치 보정 함수를 획득하는 단계; 및

상기 전치 보정 함수에 기반하여 상기 장치의 자기 간섭 신호를 제거하는 단계를 포함하는, 방법.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 무선통신에 관한 것으로, 보다 상세하게는, FDR 환경에서 비선형 디지털 자기간섭 신호를 보정하기 위한 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 전이중 통신 기술 (Full-duplex communication 혹은 Full-Duplex Radio (FDR)) 은 한 노드가 동일한 자원에서 송신과 수신을 동시에 수행하는 기술이다. 기존의 반이중 통신 (Half-duplex communication)은 시간 자원 또는 주파수 자원을 직교하도록 분할하여 사용하는 방법이어서, FDR 방식은 기존의 반이중 통신 방식에 비해서 시스템의 용량(capacity)를 이론적으로 2배 향상시킬 수 있는 기술이다.

[0003] 도 1은 FDR 을 지원하는 단말과 기지국의 개념도를 나타낸다.

[0004] 도 1과 같은 FDR 상황에서는 다음과 같은 총 3종류의 간섭이 존재하게 된다.

[0005] Intra-device self-interference: 동일한 시간 및 주파수 자원으로 송수신을 수행하기 때문에, desired signal 뿐만 아니라 자신이 송신한 신호가 동시에 수신된다. 이때, 자신이 송신한 신호는 감쇄가 거의 없이 자신의 수신 안테나로 수신 되므로 desired signal 보다 매우 큰 파워로 수신되어 간섭으로 작용하는 것을 의미한다.

[0006] UE to UE inter-link interference: 단말이 송신한 상향링크 신호가 인접하게 위치한 단말에게 수신되어 간섭으로 작용하는 것을 의미한다.

[0007] BS to BS inter-link interference: 기지국간 혹은 HetNet 상황에서의 이중 기지국간(Picocell, femtocell, relay node) 송신하는 신호가 다른 기지국의 수신 안테나로 수신되어 간섭으로 작용하는 것을 의미한다.

[0008] 이와 같은 3가지 간섭 중 Intra-device self-interference (이하 Self-interference (SI))는 FDR시스템에서만 발생 하는 간섭으로 FDR 시스템의 성능을 크게 열화 시키며, FDR 시스템을 운용하기 위해서 가장 먼저 해결해야 할 문제이다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0009] 본 발명에서 이루고자 하는 기술적 과제는 FDR 환경에서 비선형 디지털 자기간섭 신호를 보정하기 위한 장치를 제공하는 데 있다.

[0010] 본 발명에서 이루고자 하는 다른 기술적 과제는 FDR 환경에서 비선형 디지털 자기간섭 신호를 보정하기 위한 방법을 제공하는 데 있다.

[0011] 본 발명에서 이루고자 하는 기술적 과제들은 상기 기술적 과제로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 기술적 과제들은 아래의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

과제의 해결 수단

[0012] 상기의 기술적 과제를 달성하기 위한, FDR (Full Duplex Radio) 환경에서 비선형 디지털 자기간섭 신호를 보정하기 위한 장치는, 베이스밴드(baseband) 부; 전력 증폭기; 상기 베이스 밴드 부에서 송신된 소정의 임계치 보다 낮은 송신 전력을 갖는 참조신호들을 이용하여 상기 장치의 송신단과 수신단 간의 무선채널 계수를 추정하는 채널 추정기; 상기 베이스 밴드 부에서 송신된 상기 소정의 임계치 보다 높은 송신 전력을 갖는 참조신호들을 이용하여 상기 전력 증폭기를 통과하여 수신단에 비선형 왜곡되어 수신된 신호에 대해 상기 추정된 무선채널로 등화함으로써 상기 전력 증폭기를 통과한 비선형 왜곡 출력 신호를 복원하고, 상기 복원된 비선형 왜곡 출력 신호 및 상기 전력 증폭기의 선형 이득에 기초하여 디지털 전치 보정 함수를 생성하는 디지털 전치 보정 함수 생성기; 및 상기 생성된 디지털 전치 보정 함수를 상기 송신단의 베이스밴드(baseband)에서의 출력 신호에 적용하여 디지털 전치 보정을 수행하는 디지털 전치 보정기를 포함할 수 있다.

[0013] 상기 베이스밴드 부는 송신된 상기 소정의 임계치 보다 낮은 송신 전력을 갖는 참조신호들과 상기 소정의 임계치 보다 높은 송신 전력을 갖는 참조신호들은 시간 도메인에서 서로 다른 심볼 상에서 송신할 수 있다.

[0014] 상기 베이스밴드 부는 송신된 상기 소정의 임계치 보다 낮은 송신 전력을 갖는 참조신호들 또는 상기 소정의 임계치 보다 높은 송신 전력을 갖는 참조신호들을 주파수 도메인 상에서 서브프레임의 모든 부반송파 상에서 전송할 수 있다.

[0015] 상기 소정의 임계치 보다 낮은 송신 전력은 상기 전력 증폭기의 입력 신호 및 출력 신호 간의 선형 특성을 유지시키는 전력일 수 있다. 상기 소정의 임계치 보다 높은 송신 전력은 상기 전력 증폭기의 입력 신호 및 출력 신호 간의 비선형 왜곡을 유발하는 전력에 해당할 수 있다.

[0016] 상기 비선형 왜곡 출력 신호의 복원은 상기 높은 송신 전력을 가지는 참조 신호들이 상기 무선채널을 거쳐 상기 수신단으로 들어온 신호를 상기 추정된 무선채널 계수로 나눈 것에 해당하는 복원 함수를 이용하여 복원할 수 있다. 상기 디지털 전치 보정 함수는 상기 복원 함수에 상기 전력 증폭기의 선형 이득을 나눈 함수에 해당할 수 있다.

[0017] 상기 소정의 임계치 보다 낮은 송신 전력을 갖는 참조신호들이 전송되는 심볼에는 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 변조 방식이 적용될 수 있다. 상기 소정의 임계치 보다 높은 송신 전력을 갖는 참조신호들이 전송되는 심볼에는 64QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 변조 방식이 적용될 수 있다. 상기 소정의 임계치 보다 낮은 송신 전력을 갖는 참조신호들 또는 상기 소정의 임계치 보다 높은 송신 전력을 갖는 참조신호들은 서브프레임 단위로 주기적으로 전송될 수 있다.

[0018] 상기의 다른 기술적 과제를 달성하기 위한, FDR (Full Duplex Radio) 환경에서 비선형 디지털 자기간섭 신호를 보정하기 위한 방법은, 상기 베이스 밴드 부에서 송신된 소정의 임계치 보다 낮은 송신 전력을 갖는 참조신호들을 이용하여 상기 장치의 송신단과 수신단 간의 무선채널 계수를 추정하는 단계; 상기 베이스 밴드 부에서 송신된 상기 소정의 임계치 보다 높은 송신 전력을 갖는 참조신호들을 이용하여 상기 전력 증폭기를 통과하여 수신단에 비선형 왜곡되어 수신된 신호에 대해 상기 추정된 무선채널로 등화함으로써 상기 전력 증폭기를 통과한 비선형 왜곡 출력 신호를 복원하는 단계; 상기 복원된 비선형 왜곡 출력 신호 및 상기 전력 증폭기의 선형 이득에 기초하여 디지털 전치 보정 함수를 생성하는 단계; 및 상기 생성된 디지털 전치 보정 함수를 상기 송신단의 베이스밴드(baseband)에서의 출력 신호에 적용하여 디지털 전치 보정을 수행하는 단계를 포함할 수 있다.

발명의 효과

[0019] 본 발명의 일 실시예에 따라 FDR 환경에서 디지털 전치 보정 알고리즘을 이용하여 전력 증폭기의 비선형성을 최소화한 후에 자기간섭 신호를 제거함으로써 통신 성능을 현저히 향상시킬 수 있다.

[0020] 본 발명에서 얻을 수 있는 효과는 이상에서 언급한 효과들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 효과들은 아래의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

도면의 간단한 설명

- [0021] 본 발명에 관한 이해를 돕기 위해 상세한 설명의 일부로 포함되는, 첨부 도면은 본 발명에 대한 실시예를 제공하고, 상세한 설명과 함께 본 발명의 기술적 사상을 설명한다.
- 도 1은 FDR 을 지원하는 단말과 기지국의 개념도를 나타낸다.
- 도 2는 무선통신 시스템(100)에서의 기지국(105) 및 단말(110)의 구성을 도시한 블록도이다.
- 도 3은 장치의 RF 송신단/수신단에서의 세 가지 간섭 기법을 적용하는 위치를 도시한 도면이다.
- 도 4는 비선형성 계수를 측정하기 위한 기준 신호 혹은 참조 신호(Reference Signal)의 구조를 도시한 도면이다.
- 도 5는 FDR 환경에서 비선형 자기간섭 제거를 위한 장치의 RF 송신단/수신단구조를 예시적으로 나타낸 도면이다.
- 도 6은 본 발명에서 제안하는 전력 증폭기의 출력 신호를 얻기 위한 특별한 기준 신호의 구조를 예시한 도면이다.
- 도 7은 자기간섭 제거를 위한 기준 신호의 구조를 예시한 도면이다.
- 도 8은 FDR 환경에서 비선형 자기간섭 제거를 위한 장치의 RF 송신단/수신단구조를 예시적으로 나타낸 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0022] 이하, 본 발명에 따른 바람직한 실시 형태를 첨부된 도면을 참조하여 상세하게 설명한다. 첨부된 도면과 함께 이하에 개시될 상세한 설명은 본 발명의 예시적인 실시형태를 설명하고자 하는 것이며, 본 발명이 실시될 수 있는 유일한 실시형태를 나타내고자 하는 것이 아니다. 이하의 상세한 설명은 본 발명의 완전한 이해를 제공하기 위해서 구체적인 세부사항을 포함한다. 그러나, 당업자는 본 발명이 이러한 구체적 세부사항 없이도 실시될 수 있음을 안다. 예를 들어, 이하의 상세한 설명은 이동통신 시스템이 3GPP LTE, LTE-A 시스템인 경우를 가정하여 구체적으로 설명하나, 3GPP LTE, LTE-A의 특유한 사항을 제외하고는 다른 임의의 이동통신 시스템에도 적용 가능하다.
- [0023] 몇몇 경우, 본 발명의 개념이 모호해지는 것을 피하기 위하여 공지의 구조 및 장치는 생략되거나, 각 구조 및 장치의 핵심기능을 중심으로 한 블록도 형식으로 도시될 수 있다. 또한, 본 명세서 전체에서 동일한 구성요소에 대해서는 동일한 도면 부호를 사용하여 설명한다.
- [0024] 아울러, 이하의 설명에 있어서 단말은 UE(User Equipment), MS(Mobile Station), AMS(Advanced Mobile Station) 등 이동 또는 고정형의 사용자단 기기를 통칭하는 것을 가정한다. 또한, 기지국은 Node B, eNode B, Base Station, AP(Access Point) 등 단말과 통신하는 네트워크 단의 임의의 노드를 통칭하는 것을 가정한다. 본 명세서에서는 IEEE 802.16 시스템에 근거하여 설명하지만, 본 발명의 내용들은 각종 다른 통신 시스템에도 적용 가능하다.
- [0025] 이동 통신 시스템에서 단말(User Equipment)은 기지국으로부터 하향링크(Downlink)를 통해 정보를 수신할 수 있으며, 단말은 또한 상향링크(Uplink)를 통해 정보를 전송할 수 있다. 단말이 전송 또는 수신하는 정보로는 데이터 및 다양한 제어 정보가 있으며, 단말이 전송 또는 수신하는 정보의 종류 용도에 따라 다양한 물리 채널이 존재한다.
- [0026] 이하의 기술은 CDMA(code division multiple access), FDMA(frequency division multiple access), TDMA(time division multiple access), OFDMA(orthogonal frequency division multiple access), SC-FDMA(single carrier frequency division multiple access) 등과 같은 다양한 무선 접속 시스템에 사용될 수 있다. CDMA는 UTRA(Universal Terrestrial Radio Access)나 CDMA2000과 같은 무선 기술(radio technology)로 구현될 수 있다. TDMA는 GSM(Global System for Mobile communications)/GPRS(General Packet Radio Service)/EDGE(Enhanced Data Rates for GSM Evolution)와 같은 무선 기술로 구현될 수 있다. OFDMA는 IEEE 802.11 (Wi-Fi), IEEE 802.16 (WiMAX), IEEE 802-20, E-UTRA(Evolved UTRA) 등과 같은 무선 기술로 구현될 수 있다. UTRA는 UMTS(Universal Mobile Telecommunications System)의 일부이다. 3GPP(3rd Generation Partnership Project) LTE(long term evolution)는 E-UTRA를 사용하는 E-UMTS(Evolved UMTS)의 일부로서 하향

링크에서 OFDMA를 채용하고 상향링크에서 SC-FDMA를 채용한다. LTE-A(Advanced)는 3GPP LTE의 진화된 버전이다.

- [0027] 또한, 이하의 설명에서 사용되는 특정(特定) 용어들은 본 발명의 이해를 돕기 위해서 제공된 것이며, 이러한 특정 용어의 사용은 본 발명의 기술적 사상을 벗어나지 않는 범위에서 다른 형태로 변경될 수 있다.
- [0028] 도 2는 무선통신 시스템(100)에서의 기지국(105) 및 단말(110)의 구성을 도시한 블록도이다.
- [0029] 무선 통신 시스템(100)을 간략화하여 나타내기 위해 하나의 기지국(105)과 하나의 단말(110)(D2D 단말을 포함)을 도시하였지만, 무선 통신 시스템(100)은 하나 이상의 기지국 및/또는 하나 이상의 단말을 포함할 수 있다.
- [0030] 도 2를 참조하면, 기지국(105)은 송신(Tx) 데이터 프로세서(115), 심볼 변조기(120), 송신기(125), 송수신 안테나(130), 프로세서(180), 메모리(185), 수신기(190), 심볼 복조기(195), 수신 데이터 프로세서(197)를 포함할 수 있다. 그리고, 단말(110)은 송신(Tx) 데이터 프로세서(165), 심볼 변조기(170), 송신기(175), 송수신 안테나(135), 프로세서(155), 메모리(160), 수신기(140), 심볼 복조기(155), 수신 데이터 프로세서(150)를 포함할 수 있다. 송수신 안테나(130, 135)가 각각 기지국(105) 및 단말(110)에서 하나로 도시되어 있지만, 기지국(105) 및 단말(110)은 복수 개의 송수신 안테나를 구비하고 있다. 따라서, 본 발명에 따른 기지국(105) 및 단말(110)은 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 시스템을 지원한다. 또한, 본 발명에 따른 기지국(105)은 SU-MIMO(Single User-MIMO) MU-MIMO(Multi User-MIMO) 방식 모두를 지원할 수 있다.
- [0031] 하향링크 상에서, 송신 데이터 프로세서(115)는 트래픽 데이터를 수신하고, 수신한 트래픽 데이터를 포맷하여, 코딩하고, 코딩된 트래픽 데이터를 인터리빙하고 변조하여(또는 심볼 매핑하여), 변조 심볼들("데이터 심볼들")을 제공한다. 심볼 변조기(120)는 이 데이터 심볼들과 파일럿 심볼들을 수신 및 처리하여, 심볼들의 스트림을 제공한다.
- [0032] 심볼 변조기(120)는, 데이터 및 파일럿 심볼들을 다중화하여 이를 송신기(125)로 전송한다. 이때, 각각의 송신 심볼은 데이터 심볼, 파일럿 심볼, 또는 제로의 신호 값일 수도 있다. 각각의 심볼 주기에서, 파일럿 심볼들이 연속적으로 송신될 수도 있다. 파일럿 심볼들은 주파수 분할 다중화(FDM), 직교 주파수 분할 다중화(OFDM), 시분할 다중화(TDM), 또는 코드 분할 다중화(CDM) 심볼일 수 있다.
- [0033] 송신기(125)는 심볼들의 스트림을 수신하여 이를 하나 이상의 아날로그 신호들로 변환하고, 또한, 이 아날로그 신호들을 추가적으로 조절하여(예를 들어, 증폭, 필터링, 및 주파수 업 컨버팅(upconverting) 하여, 무선 채널을 통한 송신에 적합한 하향링크 신호를 발생시킨다. 그러면, 송신 안테나(130)는 발생된 하향링크 신호를 단말로 전송한다.
- [0034] 단말(110)의 구성에서, 수신 안테나(135)는 기지국으로부터의 하향링크 신호를 수신하여 수신된 신호를 수신기(140)로 제공한다. 수신기(140)는 수신된 신호를 조정하고(예를 들어, 필터링, 증폭, 및 주파수 다운컨버팅(downconverting)), 조정된 신호를 디지털화하여 샘플들을 획득한다. 심볼 복조기(145)는 수신된 파일럿 심볼들을 복조하여 채널 추정을 위해 이를 프로세서(155)로 제공한다.
- [0035] 또한, 심볼 복조기(145)는 프로세서(155)로부터 하향링크에 대한 주파수 응답 추정치를 수신하고, 수신된 데이터 심볼들에 대해 데이터 복조를 수행하여, (송신된 데이터 심볼들의 추정치들인) 데이터 심볼 추정치를 획득하고, 데이터 심볼 추정치들을 수신(Rx) 데이터 프로세서(150)로 제공한다. 수신 데이터 프로세서(150)는 데이터 심볼 추정치들을 복조(즉, 심볼 디-매핑(demapping))하고, 디인터리빙(deinterleaving)하고, 디코딩하여, 전송된 트래픽 데이터를 복구한다.
- [0036] 심볼 복조기(145) 및 수신 데이터 프로세서(150)에 의한 처리는 각각 기지국(105)에서의 심볼 변조기(120) 및 송신 데이터 프로세서(115)에 의한 처리에 대해 상보적이다.
- [0037] 단말(110)은 상향링크 상에서, 송신 데이터 프로세서(165)는 트래픽 데이터를 처리하여, 데이터 심볼들을 제공한다. 심볼 변조기(170)는 데이터 심볼들을 수신하여 다중화하고, 변조를 수행하여, 심볼들의 스트림을 송신기(175)로 제공할 수 있다. 송신기(175)는 심볼들의 스트림을 수신 및 처리하여, 상향링크 신호를 발생시킨다. 그리고 송신 안테나(135)는 발생된 상향링크 신호를 기지국(105)으로 전송한다.
- [0038] 기지국(105)에서, 단말(110)로부터 상향링크 신호가 수신 안테나(130)를 통해 수신되고, 수신기(190)는 수신한 상향링크 신호를 처리되어 샘플들을 획득한다. 이어서, 심볼 복조기(195)는 이 샘플들을 처리하여, 상향링크에 대해 수신된 파일럿 심볼들 및 데이터 심볼 추정치를 제공한다. 수신 데이터 프로세서(197)는 데이터 심볼 추정

치를 처리하여, 단말(110)로부터 전송된 트래픽 데이터를 복구한다.

- [0039] 단말(110) 및 기지국(105) 각각의 프로세서(155, 180)는 각각 단말(110) 및 기지국(105)에서의 동작을 지시(예를 들어, 제어, 조정, 관리 등)한다. 각각의 프로세서들(155, 180)은 프로그램 코드들 및 데이터를 저장하는 메모리 유닛(160, 185)들과 연결될 수 있다. 메모리(160, 185)는 프로세서(180)에 연결되어 오퍼레이팅 시스템, 어플리케이션, 및 일반 파일(general files)들을 저장한다.
- [0040] 프로세서(155, 180)는 컨트롤러(controller), 마이크로 컨트롤러(microcontroller), 마이크로 프로세서(microprocessor), 마이크로 컴퓨터(microcomputer) 등으로도 호칭될 수 있다. 한편, 프로세서(155, 180)는 하드웨어(hardware) 또는 펌웨어(firmware), 소프트웨어, 또는 이들의 결합에 의해 구현될 수 있다. 하드웨어를 이용하여 본 발명의 실시예를 구현하는 경우에는, 본 발명을 수행하도록 구성된 ASICs(application specific integrated circuits) 또는 DSPs(digital signal processors), DSPDs(digital signal processing devices), PLDs(programmable logic devices), FPGAs(field programmable gate arrays) 등이 프로세서(155, 180)에 구비될 수 있다.
- [0041] 한편, 펌웨어나 소프트웨어를 이용하여 본 발명의 실시예들을 구현하는 경우에는 본 발명의 기능 또는 동작들을 수행하는 모듈, 절차 또는 함수 등을 포함하도록 펌웨어나 소프트웨어가 구성될 수 있으며, 본 발명을 수행할 수 있도록 구성된 펌웨어 또는 소프트웨어는 프로세서(155, 180) 내에 구비되거나 메모리(160, 185)에 저장되어 프로세서(155, 180)에 의해 구동될 수 있다.
- [0042] 단말과 기지국이 무선 통신 시스템(네트워크) 사이의 무선 인터페이스 프로토콜의 레이어들은 통신 시스템에서 잘 알려진 OSI(open system interconnection) 모델의 하위 3개 레이어를 기초로 제 1 레이어(L1), 제 2 레이어(L2), 및 제 3 레이어(L3)로 분류될 수 있다. 물리 레이어는 상기 제 1 레이어에 속하며, 물리 채널을 통해 정보 전송 서비스를 제공한다. RRC(Radio Resource Control) 레이어는 상기 제 3 레이어에 속하며 UE와 네트워크 사이의 제어 무선 자원들을 제공한다. 단말, 기지국은 무선 통신 네트워크와 RRC 레이어를 통해 RRC 메시지들을 교환할 수 있다.
- [0043] 본 명세서에서 단말의 프로세서(155)와 기지국의 프로세서(180)는 각각 단말(110) 및 기지국(105)이 신호를 수신하거나 송신하는 기능 및 저장 기능 등을 제외하고, 신호 및 데이터를 처리하는 동작을 수행하지만, 설명의 편의를 위하여 이하에서 특별히 프로세서(155, 180)를 언급하지 않는다. 특별히 프로세서(155, 180)의 언급이 없더라도 신호를 수신하거나 송신하는 기능이 아닌 데이터 처리 등의 일련의 동작들을 수행한다고 할 수 있다.
- [0044] 본 발명은 FDR 통신에서 자기간섭 제거에 관한 것으로 디지털 전치 보정 알고리즘을 이용하여 전력 증폭기의 비선형성을 최소화한 후에 자기간섭 제거를 하는 기술을 제안한다. 이를 위한 기준 신호의 구조와 전치 보정 알고리즘의 동작 방법을 제안한다.
- [0045] 자기간섭 제거(Self-IC) 기법의 종류 및 적용 방법
- [0046] 도 3은 장치의 RF 송신단/수신단에서의 세 가지 간섭 기법을 적용하는 위치를 도시한 도면이다.
- [0047] 도 3에서는 3가지 자기간섭 제거 기법(Self-IC 기법)의 적용 위치를 도시하고 있다. 이하 3가지 Self-IC 기법에 대해 간략히 설명한다.
- [0048] 안테나 자기간섭 제거 기법(Antenna Self-IC 기법): 모든 자기간섭 제거 기법 기법 중 가장 우선적으로 실행되어야 할 자기간섭 제거 기법이 안테나 자기간섭 제거 기법이다. 안테나 단에서 자기간섭 제거가 수행된다. 가장 간단하게는 송신 안테나 및 수신 안테나 사이에 신호를 차단할 수 있는 물체를 설치하여 자기간섭 신호의 전달을 물리적으로 차단하거나, 다중 안테나를 활용하여 안테나 간의 거리를 인위적으로 조절하거나, 특정 송신 신호에 위상 반전을 주어 자기간섭 신호를 일부 제거할 수 있다. 또한, 다중 편파 안테나 또는 지향성 안테나를 활용하여 자기간섭 신호의 일부를 제거할 수 있다.
- [0049] 아날로그 자기간섭 제거 기법(Analog Self-IC 기법): 수신 신호가 ADC (Analog-to-Digital Convertor) 를 통과하기 이전에 Analog 단에서 간섭을 제거하는 기법으로 복제된 Analog 신호를 이용하여 자기간섭 신호를 제거하는 기법이다. 이는 RF 영역 혹은 IF 영역에서 수행될 수 있다. 자기간섭 신호를 제거하는 방법은 구체적으로 기술하면 다음과 같다. 우선 송신되는 Analog 신호를 시간지연 시킨 후 크기와 위상을 조절하여 실제로 수신되는 자기간섭 신호의 복제 신호를 만들어 수신 안테나로 수신되는 신호에서 차감하는 방식으로 이루어진다. 그러나, Analog 신호를 이용하여 처리하기 때문에 구현 복잡도와 회로특성으로 인하여 추가적인 왜곡이 발생할 수도 있으며 이로 인하여 간섭제거 성능이 크게 달라질 수 있다는 단점이 있다.

[0050] 디지털 자기간섭 제거 기법(Digital Self-IC 기법): 수신 신호가 ADC를 통과한 이후에 간섭을 제거하는 기법으로 베이스 밴드(Baseband) 부에서 이루어지는 모든 간섭제거 기법들을 포함한다. 가장 간단하게는 송신되는 Digital 신호를 활용하여 자기간섭 복제 신호를 만들어 수신된 Digital 신호에서 차감하는 방법으로 구현 가능하다. 혹은 다중 안테나를 이용하여 베이스 밴드(Baseband)에서의 Precoding/Postcoding을 수행 함으로써 단말 혹은 기지국에의 송신 신호가 수신안테나로 수신되지 않게끔 하기 위한 기법들 또한 디지털 자기간섭 제거 기법으로 분류 할 수 있다. 그러나 디지털 자기간섭 제거는 디지털로 변조된 신호가 원하는 신호에 대한 정보를 복원 할 수 있을 정도로 양자화가 이루어져가 가능하기 때문에 디지털 자기간섭 제거를 수행하기 위해서는 상기의 기법들 중 하나 이상의 기법을 활용하여 간섭을 제거하고 난 이후의 남아있는 간섭 신호와 원하는 신호간의 신호 파워의 크기 차가 ADC range안에 들어와야 하는 전제조건이 필요하다.

[0051] 기존에 Parallel Hammerstein(PH) 모델을 사용해 FDR 통신에서 발생하는 비선형적 자기간섭을 추정하고 복원한 후 비선형적 자기간섭 성분을 빼줌으로써 자기간섭을 제거하는 기술이 있다. 이러한 비선형적 자기간섭 제거 기술은 크게 3가지로 이뤄진다.

[0052] 첫번째로 자기간섭을 모델링하는 모델을 설정한다. 이 경우에는 증폭기(Power Amplifier, PA)와 아날로그 자기간섭 제거와 무선채널을 포함하는 시스템을 모델링하게 된다. PH 모델은 비선형성을 갖는 시스템을 모델링하는 대표적인 모델이고 기존 대부분의 자기간섭제거 기술이 PH 모델을 사용하고 있다. PH 모델은 메모리 효과를 갖는 다항 함수 모델이며 다음 수학적 식 1과 같이 나타낼 수 있다.

수학적 식 1

$$y(n) = \sum_{k=0}^K \sum_{l=0}^L b_{2k+1,l} |x(n-l)|^{2k} x(n-l).$$

[0054] 상기 수학적 식 1에서 $x(n)$ 은 전력 증폭기(PA) 입력, $y(n)$ 는 전력 증폭기 출력, $b_{2k+1,l}$ 는 추정해야 하는 계수, $L+1$ 은 시스템의 탭 수, $K+1$ 은 추정해야 하는 비선형 성분의 개수이다.

[0055] 두 번째로 전력 증폭기와 무선채널을 포함하는 비선형 시스템을 추정한다. 즉, PH 모델을 사용하는 경우 비선형성 계수인 $b_{2k+1,l}$ 를 추정한다. 이를 추정하는 방법으로는 여러 가지 예가 있지만 그 중 하나의 방법을 소개한다.

[0056] 도 4는 비선형성 계수를 측정하기 위한 기준 신호 혹은 참조 신호(Reference Signal)의 구조를 도시한 도면이다.

[0057] 도 4에는 두 개의 슬롯(slot 1, slot 2)으로 구성된 하나의 서브프레임에 대해 하향링크 및 상향링크로 도시하고 있다. 하향링크 및 상향링크 서브프레임 각각에서 장치는 기준 신호 R0 및 R1를 이용하여 비선형성 계수를 측정할 수 있다. 도 4에서의 기준 신호 R0 및 R1의 위치는 일 예일 뿐이다. PH 모델을 비롯한 비선형 시스템이 시간 축에서 모델링 되었기 때문에 기준 신호(참조 신호) 또한 모든 부반송파(subcarrier)를 사용하는 형태가 된다. 비선형성 계수는 기준 신호와 수신된 신호를 갖고 least square 방법을 통해 추정한다.

[0058] 세 번째로 추정한 비선형 시스템을 통해 자기간섭신호를 재구성하여 제거한다. 추정한 비선형 자기간섭 모델에 송신하는 데이터 신호를 적용하여 자기간섭 신호를 재구성한다. 이를 수신 신호에서 빼주는 방법으로 자기간섭 제거를 하게 된다.

[0059] 도 5는 FDR 환경에서 비선형 자기간섭 제거를 위한 장치의 RF 송신단/수신단구조를 예시적으로 나타낸 도면이다.

[0060] 자기간섭 제거는 장치의 RF 송신단/수신단에서 비선형 시스템을 추정하는 것과 자기간섭 신호를 재구성하여 제거하는 것으로 이루어져있다.

[0061] 먼저, 송신단에서의 송신 신호 $X(101)$ 는 전력 증폭기(PA)와 FDR 아날로그 자기간섭 제거 및 무선채널을 통과하여 수신단으로 수신된다. 여기서 수신 신호는 $Y(102)$ 이고, 전력 증폭기의 왜곡(103)은 $D(X)$ 로, 아날로그 자기간섭 제거와 무선채널의 통합 모델(104)은 H 로 나타낸다.

[0062] 비선형 시스템은 전력 증폭기의 왜곡(103)과 아날로그 자기간섭 제거 및 무선 채널의 통합 모델(104)로 이뤄져 있는데 이를 추정하기 위해 비선형성 채널 계수 추정기(105)를 사용한다. 비선형성 채널 계수 추정기(105)는 참

조 신호 $X_{RS}(106)$ 와, 참조 신호 $X_{RS}(106)$ 가 전력 증폭기와 아날로그 자기간섭 제거와 무선채널을 통과한 후 수신한 수신된 참조 신호 $Y_{RS}(107)$ 를 통해 비선형성 계수 $b_{2k+1,1}(108)$ 를 추정한다. 비선형성 계수 $b_{2k+1,1}(108)$ 를 추정하는 방법으로는 앞서 언급한 least square 방법이 널리 사용된다.

[0063] 자기간섭 재구성기(109)는 자기간섭 신호의 재구성 혹은 복원한다. 자기간섭 재구성기(109)는 추정된 비선형성 계수 $b_{2k+1,1}(108)$ 과 송신 신호 $X(101)$ 에 기초하여 비선형 시스템을 통과한 자기간섭 신호를 재구성 혹은 복원한

다. 재구성된 자기간섭신호 \hat{Y}_{SI} (110)는 자기간섭 제거기 (111)에서 제거된다. 이 과정을 통해 자기간섭 제거된 수신 신호 \hat{Y} (112)를 얻을 수 있다.

[0064] 그러나 이러한 비선형성 모델에서의 비선형성 계수의 수의 증가하는 문제가 생긴다. PH 모델로 모델링한 비선형성 모델에 전력 증폭기와 무선채널을 함께 고려했다. 이 중에 무선채널은 전력 증폭기와 비교했을 때 메모리 효과가 크다. 즉, 전력 증폭기만 모델링 했을 때와 비교하여 무선채널까지 포함하여 모델링하면 시스템의 탭 수가 늘어나게 되어(즉, L 이 커지게 되어) $b_{2k+1,1}$ 의 개수가 많아진다. $b_{2k+1,1}$ 의 개수가 많아지면 이를 추정하는 과정의 복잡도와 자기간섭신호를 재구성하는 과정의 복잡도가 커지게 된다. 특히 $b_{2k+1,1}$ 를 추정하는 과정에서 least square 방법을 사용하면 $b_{2k+1,1}$ 의 개수가 많아지는 만큼 matrix inversion 크기가 커지게 되어 복잡도가 크게 증가하게 된다.

[0065] 비선형성 계수를 측정하기 위한 기준 신호 혹은 참조 신호 구조

[0066] 비선형성 추정을 위한 기준 신호 혹은 참조 신호는 모든 부반송파를 이용해야 한다. 이는 PH 모델의 구성과 $b_{2k+1,1}$ 의 추정이 모두 시간축에서 이뤄지기 때문이다. 즉, 모든 부반송파를 기준 신호로 이용하여 시간 축에서 온전한 기준 신호를 얻어야 한다. 그러나 모든 부반송파를 기준 신호로 이용하게 되면 기준 신호에 의한 오버헤드가 커지게 된다. 나아가 추정해야 하는 비선형 시스템에 무선채널이 포함되어 있어 무선채널의 특성이 변화할 때마다 기준 신호를 배치해야 한다. 보통 무선채널의 coherence time을 고려했을 때 기준 신호의 오버헤드가 굉장히 커지게 된다.

[0067] 본 발명은 디지털 전치 보정 알고리즘을 적용하여 송신단의 전력 증폭기의 비선형성을 최소화한 후에 선형 자기간섭제거 기술을 활용하여 효율적인 자기 간섭 제거를 수행한다. 특히 본 발명에서는 전치 보정을 통해 자기간섭제거를 하는 송수신기 구조를 제안한다. 또한, 본 발명에서는 추가적인 수신기나 회로 없이 디지털 전치 보정 함수를 만들기 위한 기준 신호의 구성을 제안한다.

[0068] 전치 보정을 통해 자기간섭 제거를 하기 위해서는 전치 보정 함수를 계산하는 과정과 전치 보정을 하여 비선형성을 최소화 하는 과정과 선형 자기간섭 제거 기술을 통해 자기간섭제거를 하는 과정을 거친다. 전치 보정 함수를 계산하기 위해서는 전력 증폭기의 비선형성 특성을 측정해야 한다. 즉, 전력 증폭기의 입력 신호와 아날로그 자기간섭 제거나 무선채널을 거치기 전인 전력 증폭기의 출력 신호를 사용해 증폭기의 특성을 측정한다. 전치 보정 함수는 전력 증폭기의 특성을 나타내는 함수의 역함수 꼴로 구할 수 있다. 전치 보정 함수를 계산하는 한 가지 예로는 PH 모델을 이용하는 방법이 있다. 다만 기존 PH 모델에서 입력 신호와 출력 신호를 바꿔서 계산하면 증폭기의 역함수를 얻을 수 있다.

[0069] 도 6은 본 발명에서 제안하는 전력 증폭기의 출력 신호를 얻기 위한 특별한 기준 신호의 구조를 예시한 도면이다.

[0070] 도 6을 참조하면, 두 개의 슬롯(slot 0, slot 1)으로 구성된 서브프레임에 대해 각각 하향링크 및 상향링크에서의 기준 신호가 도시되어 있다.

[0071] 본 발명에서는 자기간섭 신호의 비선형성이 대부분 송신단의 전력 증폭기에서 발생하고 이후의 아날로그 자기간섭 제거와 무선채널은 선형으로 가정할 수 있다는 것에 착안했다. 도 6에서 기준 신호는 소정의 임계치 보다 낮은 송신 전력을 갖는 기준 신호($L0, L1$)와 소정의 임계치 보다 높은 송신 전력을 갖는 기준 신호($H0, H1$)로 이뤄져 있다. 도 6에서는 소정의 임계치 보다 낮은 송신 전력을 일 예로서 13dBm으로 도시하였고, 소정의 임계치 보다 높은 송신 전력을 일 예로서 23dBm으로 도시하였다.

[0072] 도 6에 도시된 하향링크 서브프레임 및 상향링크 서브프레임 각각에서 기준 신호 $R0, R1$ 는 도 4에서 설명한 바와 같이 자기간섭 성분의 비선형성 계수를 측정하는데 사용된다. 도 6에서 낮은 송신 전력을 갖는 기준 신호

(L0, L1)는 전력 증폭기의 영향 없이 무선채널을 측정하는데 사용한다. 송신 전력이 낮으면 전력 증폭기가 선형으로 동작한다고 가정할 수 있다. 따라서 본 발명에서는 무선채널을 측정하는 정확도를 높이기 위해 모든 부반송파에 기준 신호(L0, L1)를 배치했다. 높은 송신 전력을 갖는 기준 신호(H0, H1)는 전력 증폭기의 비선형성을 측정한다. 앞서 측정한 무선 채널을 사용해 무선 채널을 거치기 전의 전력 증폭기의 출력 신호를 계산할 수 있다.

[0073] 전치 보정 함수를 얻게 되면 이를 전력 증폭기의 입력신호에 적용하여 전치 보정하기 전 신호와 전력 증폭기의 출력 신호가 선형 관계를 갖도록 한다. 그러면 실제 보내고자 했던 신호와 전치 보정과 전력 증폭기, 아날로그 자기간섭 제거, 무선채널을 거치고 들어온 신호가 선형 관계를 갖는다고 볼 수 있다. 자기간섭 제거는 선형 자기간섭 제거 기술을 통해 한다.

[0074] 도 7은 자기간섭 제거를 위한 기준 신호의 구조를 예시한 도면이다.

[0075] 자기간섭 제거를 위한 기준 신호의 구조는 임의의 구조를 가져도 된다. 여기서는 일 예로 LTE 기반의 scattered 기준 신호를 선택했다. 도 7에 도시된 하향링크 서브프레임 및 상향링크 서브프레임 각각에서 기준 신호 R0, R1는 도 4에서 설명한 바와 같이 자기간섭 성분의 비선형성 계수를 측정하는데 사용될 수 있다.

[0076] 일 예로서, LTE/LTE-A 시스템에서 1개의 무선 프레임에는 10개의 서브프레임을 포함하고 있다. 1 프레임 내에서도 6에 도시한 참조신호 패턴을 가지는 서브프레임이 한 번 전송되면 나머지 9개 서브프레임에서는 도 7에 도시한 참조신호 패턴을 가지는 서브프레임이 전송되는 방식으로 1 무선 프레임 마다 주기적으로 전송될 수 있다.

[0077] 도 6에 도시된 기준 신호들에 대한 패턴 정보, 위치 정보(심볼 및 부반송파 위치), 전력 증폭기의 비선형 특성 및/또는 무선 채널을 측정하기 위한 기준 신호들이 서브프레임에 설정되어 있는 지 여부에 대한 정보, 도 6에 도시한 참조신호 패턴의 서브프레임의 주기 정보, 도 6에 도시한 참조신호 패턴의 서브프레임이 위치한 위치(예를 들어, 서브프레임 인덱스) 등과 다양한 정보들을 기지국이 단말에게 물리 채널 또는 상위 계층 시그널링 등을 통해 알려줄 수 있다.

[0078] 도 8은 FDR 환경에서 비선형 자기간섭 제거를 위한 장치의 RF 송신단/수신단구조를 예시적으로 나타낸 도면이다.

[0079] 본 발명은 전력 증폭기와 자기간섭 채널을 분리하여 추정함으로써 낮은 복잡도로 전력 증폭기의 모델을 추정한다. 도 8을 참조하면, 송신단에서의 송신 신호 X(201)가 전치보정기(202)와 전력 증폭기(PA)(203), 무선채널(204)을 통과하여 수신단의 수신 신호 Y(205)로 들어오게 된다.

[0080] 먼저 소정의 임계치 보다 낮은 송신 전력을 가지는 기준 신호 X_{P1} (207)를 이용하여 선형 무선채널 특성(즉, 무선채널 계수) H(204)를 추정한다. 무선채널 추정기(208)의 기본적인 동작은 기존의 무선채널 추정 동작과 같다. 낮은 송신 전력에서는 전력 증폭기가 비선형성을 보이지 않기 때문에 전력 증폭기의 비선형성이 없는 선형 무선채널 H(204)를 추정할 수 있다. 여기서는 일 예로서 최소 제곱법 방법을 통해 채널 추정하고 추정된 채널 계수

(209)는 $\hat{H} = \frac{Y_{RS,low}}{X_{RS,low}}$ 이다. 각 부반송파에 대해 $\hat{H} = \frac{Y_{RS,low}}{X_{RS,low}}$ (209)의 식으로 계산한다. 여기서, $X_{RS,low}$ 는 송신단에서의 낮은 전력을 가지는 기준 신호를 나타내고, $Y_{RS,low}$ 는 낮은 송신 전력을 갖는 기준 신호가 무선채널을 거쳐 수신단으로 들어온 수신 신호를 나타낸다.

[0081] 두 번째 단계로, 소정의 임계치 보다 높은 송신 전력을 가지는 신호 X_{P2} (210)를 이용하여 전력 증폭기를 통과한 비선형 왜곡된 신호가 무선 채널을 거쳐 수신단으로 들어온 수신 신호 Y_{RS} (206)를 측정한다. 이를 첫 번째 단계

에서 추정된 채널 $\hat{H} = \frac{Y_{RS,low}}{X_{RS,low}}$ (209)값으로 등화해 채널을 거치지 않은 비선형 왜곡이 생긴 전력 증폭기의 출력

$$D(\widehat{P(X)}) = \frac{Y_{RS,high}}{\hat{H}}$$

신호 $D(P(X))$ (212)를 복원한다. 복원하는 과정은 주파수 도메인에서 $\frac{Y_{RS,high}}{\hat{H}}$ 를 각 부반송파에 대해 계산한다.

[0082] 전치 보정 함수 생성기(213)에서는 이렇게 얻은 전력 증폭기의 입력 신호P(X) (211)와 복원된 왜곡 출력신호 $D(P(X))$ (212)을 이용해 디지털 전치 보정 함수(214)를 계산한다. 시간축에서 전력 증폭기의 입력 신호(211)을 $p(x)$, (212)를 $d(p(x))$ 라고 표현한다면 디지털 전치 보정 함수(214)는 입력 신호가 $d(p(x))/a$ 이고 출력 신호가

$p(x)$ 인 PH 모델로 모델링한다. 여기서 a 는 증폭기의 선형 이득(gain)이다. PH 모델로 모델링하는 방법은 기존에 사용한 pseudo-inverse 기반 PH 모델 계수를 찾는 방법을 선택할 수 있다. 따라서, 디지털 전치 보정 함수는

$Y_{RS,high} / (\hat{H} \times a)$ 로 표시할 수 있다. 여기서, 상술한 바와 같이 $\hat{H} = \frac{Y_{RS,low}}{X_{RS,low}}$ 임을 알 수 있다.

[0083] 디지털 전치 보정 함수 $Y_{RS,high} / (\hat{H} \times a)$ (214)를 디지털 전치 보정기(202)에 적용해 신호를 미리 보정한다. 도 8에서 디지털 전치보정 생성기(213) 및 전치 보정기(202)는 별도의 유닛으로 도시되었으나, 디지털 전치 보정기(202)에서 전치보정 함수를 생성하고 전치 보정을 수행할 수도 있다.

[0084] 디지털 전치 보정기(202)를 통해 선형화된 송신 신호는 선형 자기간섭신호 재구성기(215)와 제거기(217)를 통해 제거된다.

[0085] 재구성된 자기간섭 신호 \hat{Y}_{SI} (216)는 $\hat{H}D(P(X))$ 로 표현될 수 있다. 수신단에서으로 들어온 수신신호 Y (205)에서 재구성된 자기간섭 신호 \hat{Y}_{SI} (216)를 빼면 자기간섭이 제거된 신호 \tilde{Y} (218)를 얻을 수 있다. 이는 기존의 선형 자기간섭제거 기술을 사용한다. 여기서는 일 예로서 LTE 기반의 scattered 기준 신호와 주파수 영역에서의 자기간섭제거 기술을 적용했고, $\tilde{Y} = Y - \hat{H}D(P(X))$ 로 표현될 수 있다.

[0086] 기준신호 X_{P1} (207)과 X_{P2} (210)는 임의의 구조를 가져도 된다. 여기서는 일 예로 X_{P1} (207)에는 모든 부반송파에 QPSK 신호를 배치하였고 X_{P2} (210)에는 모든 부반송파에 64QAM 신호를 배치하였다. X_{P1} (207)은 최대한 낮은 Peak-to-average-power ratio(PAPR)을 가지기 위해 QPSK 변조 방법을 사용하고, X_{P2} (210)은 높은 PAPR을 가지도록 64QAM의 변조 방법을 택한다.

[0087] 디지털 전치 보정 함수 생성기(213)는 처음에는 디지털 전치 보정 함수(214)를 계산하지 않았기 때문에 전치 보정을 하지 않는다. 디지털 전치 보정 함수(214)는 임의의 주기나 조건마다 계산하여 업데이트 한다.

[0088] 기존에는 비선형성 모델이 전력 증폭기와 무선채널을 포함하여 메모리 특성이 커졌고 계수의 수가 많았다. 그러나 본 발명에서는 무선채널의 영향을 제외한 전력 증폭기의 특성을 보기 때문에 고려해야 할 비선형성 모델이 간단해졌다. 비선형성 모델에서의 비선형성 계수의 수가 감소하였다. 정확하게는 전력 증폭기의 비선형성을 모델링 하는 것은 아니고 전치 보정 함수를 계산하는 것이지만 전치 보정 함수가 전력 증폭기의 비선형성의 역함수 풀이기 때문에 비선형성 모델의 계수가 적어진다면 전치 보정 함수의 계수도 적어진다. 이에 따라 복잡도도 줄어들게 되고 실시간으로 계산 가능한 정도로 비선형성 모델을 간단하게 만들 수 있다.

[0089] 본 발명은 기본적으로 선형 자기간섭 제거 기술을 기반으로 한다. 따라서 이에 따른 복잡도나 기준 신호의 오버헤드가 종래 기술과 비교하여 굉장히 낮다. 선형 자기간섭 제거만 했을 때보다 전치 보정 함수 생성을 위한 기준 신호만 추가되었다. 또한 이 기준 신호는 매번 들어가는 것이 아니라 임의의 시간마다 한번씩 들어가면 되기 때문에 오버헤드적인 측면에서 부담이 적다. 전치 보정 함수를 얼마나 자주 생성할지는 증폭기의 특성이 얼마나 자주 변하는지에 따라 그에 맞는 주기나 조건을 적용한다.

[0090] 본 발명은 구현시에는 전력 증폭기 함수, 또는 그 역함수인 전치 보정 함수의 시간에 따른 변화를 미리 측정해 그 변화가 크지 않다면 그 값을 미리 저장한 후 실시간 측정 없이 적용하는 것이 가능하다. 이는 구현 및 계산 복잡도를 동시에 낮출 수 있는 장점을 가진다.

[0091] 본 발명은 자기 간섭 제거가 필요한 전이중 통신 시스템에서 자기 간섭의 비선형 성분을 제거하기 위한 기술로써 적용될 수 있다. 전이중 통신 시스템은 차세대 무선 통신 시스템에 적용될 유망한 기술로써 적용될 수 있는 예는 차세대 WiFi와 차세대 LTE-A를 포함한 차세대 무선 통신 시스템 전체를 포함한다.

[0092] 이상에서 설명된 실시예들은 본 발명의 구성요소들과 특징들이 소정 형태로 결합된 것들이다. 각 구성요소 또는 특징은 별도의 명시적 언급이 없는 한 선택적인 것으로 고려되어야 한다. 각 구성요소 또는 특징은 다른 구성요소나 특징과 결합되지 않은 형태로 실시될 수 있다. 또한, 일부 구성요소들 및/또는 특징들을 결합하여 본 발명의 실시예를 구성하는 것도 가능하다. 본 발명의 실시예들에서 설명되는 동작들의 순서는 변경될 수 있다. 어느 실시예의 일부 구성이나 특징은 다른 실시예에 포함될 수 있고, 또는 다른 실시예의 대응하는 구성 또는 특징과

교체될 수 있다. 특허청구범위에서 명시적인 인용 관계가 있지 않은 청구항들을 결합하여 실시예를 구성하거나 출원 후의 보정에 의해 새로운 청구항으로 포함시킬 수 있음은 자명하다.

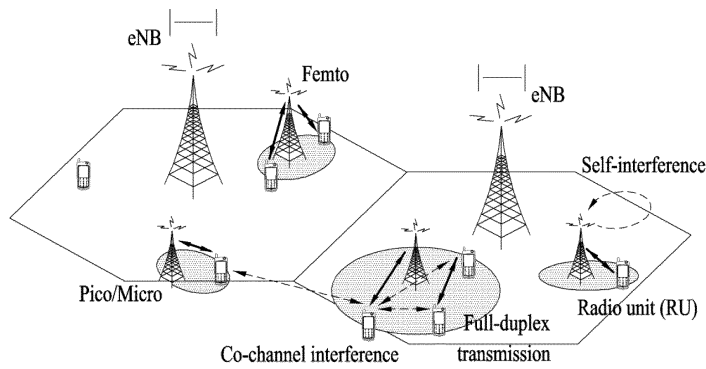
[0093] 본 발명은 본 발명의 정신 및 필수적 특징을 벗어나지 않는 범위에서 다른 특정한 형태로 구체화될 수 있음은 당업자에게 자명하다. 따라서, 상기의 상세한 설명은 모든 면에서 제한적으로 해석되어서는 아니되고 예시적인 것으로 고려되어야 한다. 본 발명의 범위는 첨부된 청구항의 합리적 해석에 의해 결정되어야 하고, 본 발명의 등가적 범위 내에서의 모든 변경은 본 발명의 범위에 포함된다.

산업상 이용가능성

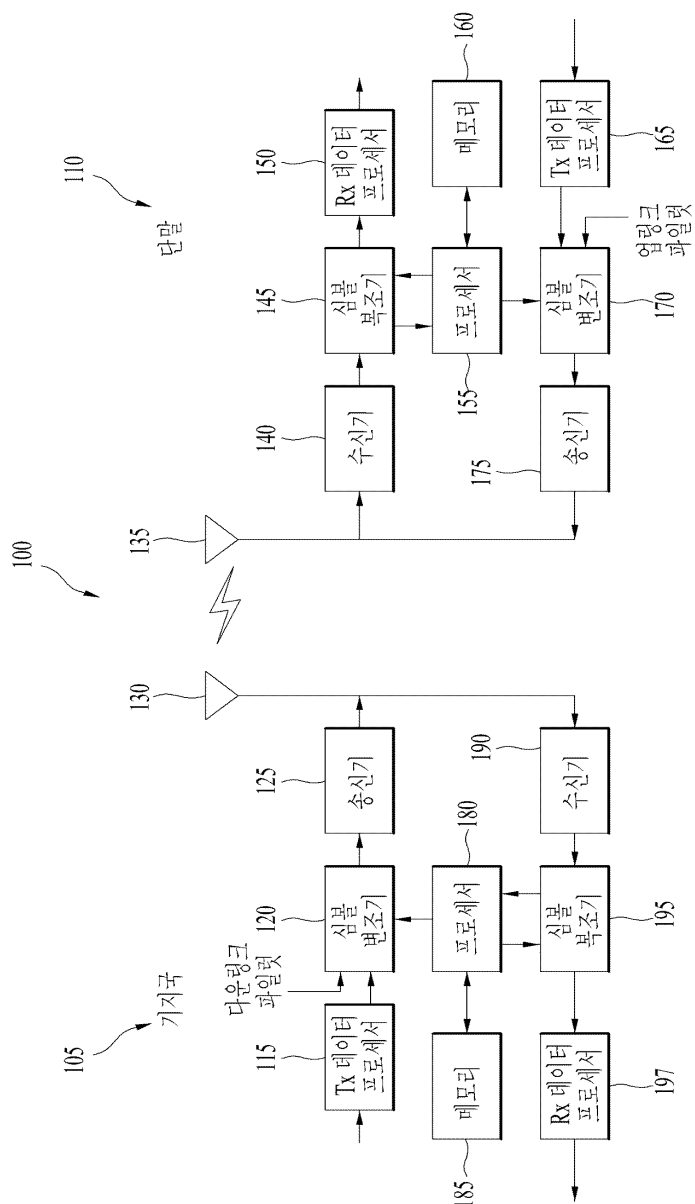
[0094] FDR 환경에서 비선형 디지털 자기간섭 신호를 보정하기 위한 장치는 5G 통신 시스템 등과 같은 차세대 통신 시스템에서 산업상으로 적용가능하다.

도면

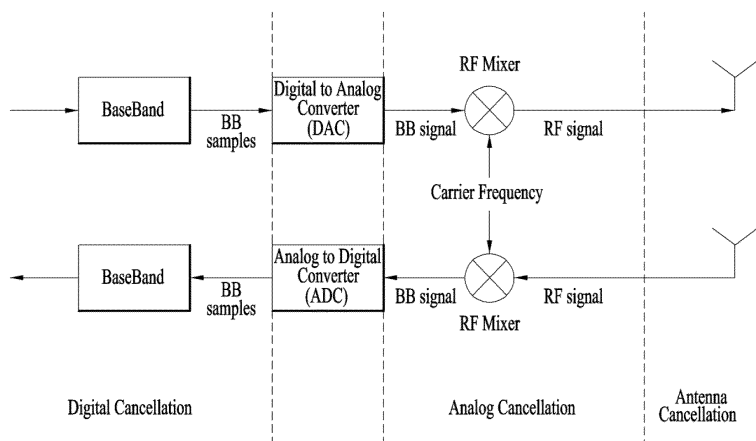
도면1



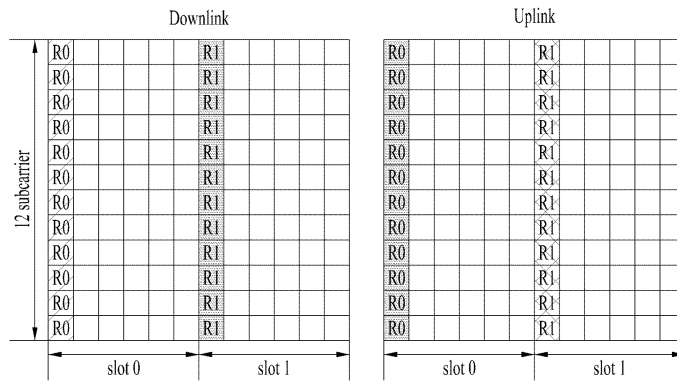
도면2



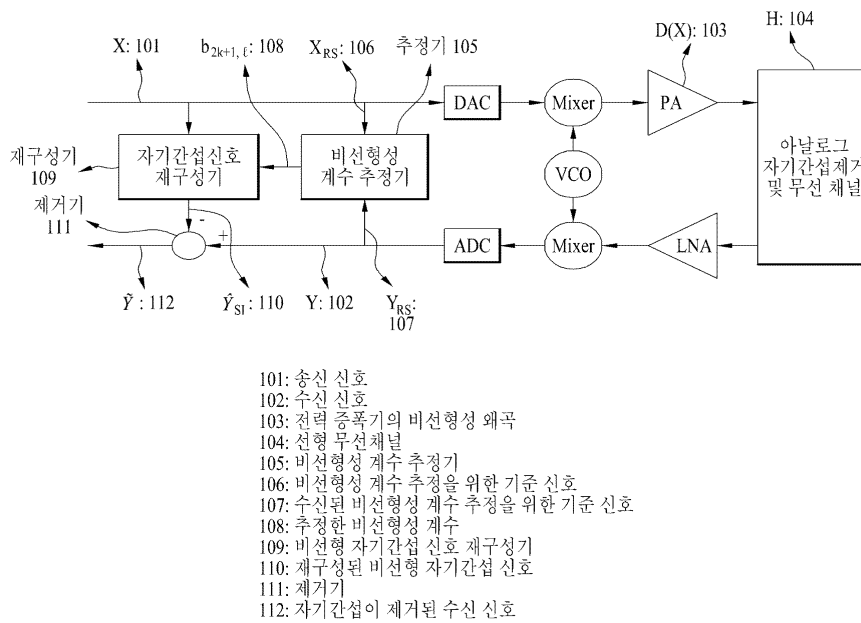
도면3



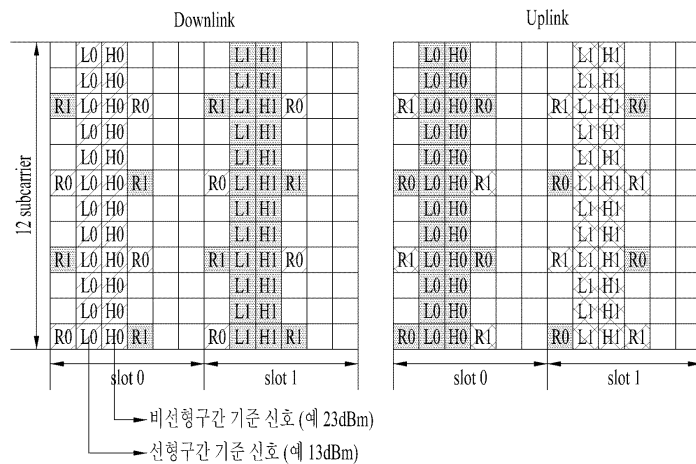
도면4



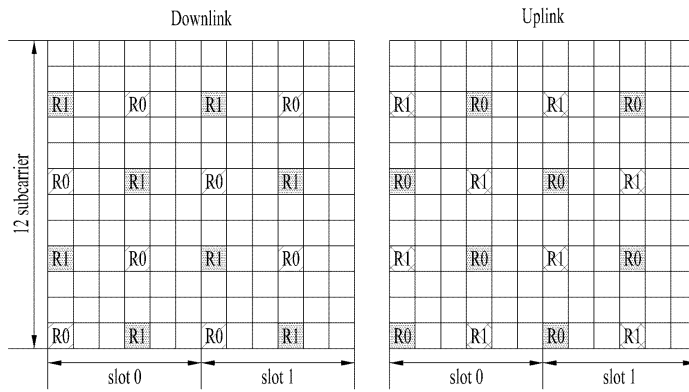
도면5



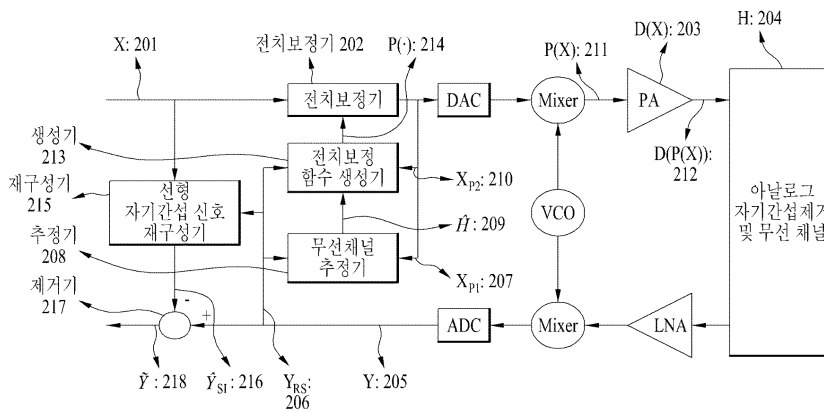
도면6



도면7



도면8



- 201: 송신 신호
- 202: 전치 보정기
- 203: 전력 증폭기의 비선형성 왜곡
- 204: 선형 무선 채널
- 205: 수신 신호
- 206: 수신된 기준 신호
- 207: 낮은 송신 전력을 가지는 기준 신호
- 208: 선형 무선 채널 추정기
- 209: 추정된 선형 무선 채널
- 210: 높은 송신 전력을 가지는 기준 신호
- 211: 전력 증폭기의 입력 신호
- 212: 전력 증폭기의 출력 신호
- 213: 전치 보정 함수 생성기
- 214: 생성된 전치 보정 함수
- 215: 선형 자기간섭 신호 제구성기
- 216: 제구성된 선형 자기간섭 신호
- 217: 제거기
- 218: 자기간섭이 제거된 수신 신호