



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2021년09월28일
(11) 등록번호 10-2305628
(24) 등록일자 2021년09월17일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/04 (2017.01) H04B 15/02 (2006.01)
H04B 7/08 (2017.01)
(52) CPC특허분류
H04B 7/0456 (2013.01)
H04B 15/02 (2020.08)
(21) 출원번호 10-2015-0065322
(22) 출원일자 2015년05월11일
심사청구일자 2020년05월11일
(65) 공개번호 10-2016-0132595
(43) 공개일자 2016년11월21일
(56) 선행기술조사문헌
KR1020110084818 A
KR1020120129575 A
KR1020140118097 A
KR1020150018900 A

(73) 특허권자
엘지전자 주식회사
서울특별시 영등포구 여의대로 128 (여의도동)
연세대학교 산학협력단
서울특별시 서대문구 연세로 50 (신촌동, 연세대학교)
(72) 발명자
김진민
서울특별시 서초구 양재대로11길 19 LG전자 특허센터
나현중
경기도 성남시 분당구 분당로263번길 13, 617동 302호 (서현동, 효자촌대우아파트)
(74) 대리인
특허법인(유한)케이비케이

전체 청구항 수 : 총 10 항

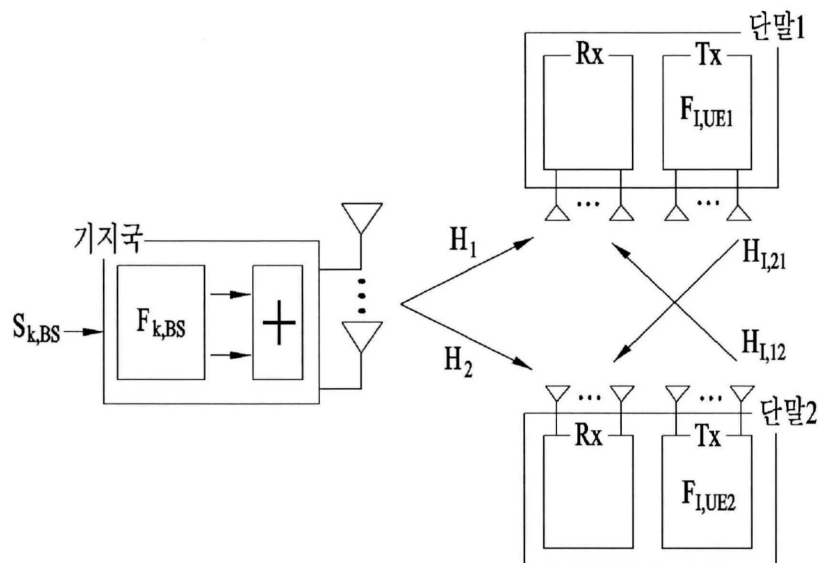
심사관 : 전용해

(54) 발명의 명칭 전이중 방식을 지원하는 무선통신 시스템에서 단말 간의 간섭 신호를 제거하고 하향링크 다이버시티 이득을 증가시키는 위한 방법 및 이를 위한 장치

(57) 요약

본 발명에서는 전이중 방식을 지원하는 무선통신 시스템에서 단말 간의 간섭 신호를 제거하기 위한 방법 및 하향링크 다이버시티 이득을 증가시키는 방법에 대해 제안한다. 본 발명의 일 실시예에 따른, 인접한 단말 간의 간섭 신호를 제거할 수 있는 제 1 단말은, 상기 제 1 단말이 상기 제 1 단말과 인접한 제 2 단말 간의 간섭 채널 정보 (뒷면에 계속)

대표도 - 도3



를 획득하고, 상기 간섭 채널 정보를 특이값 분해하며, 제 1 단말의 수신 안테나 개수 r 이고 송신 안테나 개수가 y ($y > r$)인 경우 상기 특이값 분해된 우측 특이벡터 행렬에서 $r+1$ 열에서 y 열까지의 제 1 행렬 또는 $r+1$ 행에서 y 행까지의 제 2 행렬을 이용하여 프리코더에서 프리코딩을 적용하도록 구성된 프로세서; 및 상기 프리코딩이 적용된 신호들을 두 개의 연속적인 시간 구간에서 송신하도록 구성된 송신기를 포함하되, 상기 프로세서는 상기 간섭 채널 정보를 상기 제 1 단말이 상기 두 개의 연속적인 시간 구간에서 동일한 심볼을 전송하는 경우를 가정하여 산출한다.

(52) CPC특허분류

H04B 7/0452 (2013.01)

H04B 7/0857 (2013.01)

(72) 발명자

이충용

서울특별시 서초구 서운로 197, 108동 302호 (서초동, 롯데캐슬클래식아파트)

권구형

서울특별시 도봉구 해등로 50, 315동 601호 (창동, 주공3단지아파트)

정재훈

서울특별시 서초구 양재대로11길 19 LG전자 특허센터

명세서

청구범위

청구항 1

제 1 단말이 인접한 단말 간의 간섭 신호를 제거하기 위한 방법에 있어서,

상기 제 1 단말이 상기 제 1 단말과 인접한 제 2 단말 간의 간섭 채널 정보를 획득하는 단계;

상기 간섭 채널 정보를 특이값 분해하는 단계;

제 1 단말의 수신 안테나 개수 r 이고 송신 안테나 개수가 y ($y > r$)인 경우 상기 특이값 분해된 우측 특이벡터 행렬에서 $r+1$ 열에서 y 열까지의 제 1 행렬 또는 $r+1$ 행에서 y 행까지의 제 2 행렬을 이용하여 프리코더에서 프리코딩을 적용하는 단계; 및

상기 프리코딩이 적용된 신호들을 두 개의 연속적인 시간 구간에서 송신하는 단계를 포함하되,

상기 간섭 채널 정보는 상기 제 1 단말이 상기 두 개의 연속적인 시간 구간에서 동일한 심볼을 전송하는 경우를 가정하여 산출된 것인, 단말 간 간섭 제거 방법.

청구항 2

제 1항에 있어서,

상기 프리코더에서 프리코딩을 적용하는 단계는,

상기 제 1 행렬이 $[V_{r+1}^H \cdots V_y^H]$ 인 경우(여기서, H 는 에르메트 행렬(hermitian matrix))를 나타냄), 상기 프리코더에서 $[V_{r+1} \cdots V_y]$ 행렬을 적용하는 것을 특징으로 하는, 단말 간 간섭 제거 방법.

청구항 3

제 1항 또는 제 2항에 있어서,

상기 두 개의 연속적인 시간 구간에서 전송되는 동일한 심볼은 다음 수학식 A와 같은 행렬로 표현되는,

[수학식 A]

$$\mathbf{x}(t) = [x_1 \ x_2]^T$$

$$\mathbf{x}(t+1) = [x_1^* \ x_2^*]^T$$

여기서, $*$ 는 복소 켤레(complex conjugate)를 의미하고, T 는 전치 행렬(transpose matrix)를 나타내는 기호이며, t 가 제 1 시간 구간이고 $t+1$ 은 상기 제 1 시간 구간과 연속되는 제 2 시간 구간인, 단말 간 간섭 제거 방법.

청구항 4

제 3항에 있어서,

$y * r$ 의 상기 행렬 $[V_{r+1} \cdots V_y]$ 에서 제 1행에서 r 행까지의 부분 행렬에 해당하는 제 1 프리코딩 행렬을 상기 제 1 시간 구간(t)에서 전송하는 심볼에 대해 적용하고, $r+1$ 행에서 y 행까지의 부분 행렬에 대해 복소 켤레 연산을 적용한 제 2 프리코딩 행렬을 상기 제 2 시간 구간($t+1$)에서 전송하는 심볼에 대해 적용하는, 단말 간 간섭 제거 방법.

청구항 5

제 1항에 있어서,

상기 제 2 단말로부터 기준 신호를 수신하는 단계를 더 포함하며,

상기 간섭 채널 정보는 상기 제 2 단말로부터 수신한 기준 신호로 추정된 채널 정보와 채널 상호성에 기초하여 획득된 것인, 단말 간 간섭 제거 방법.

청구항 6

인접한 단말 간의 간섭 신호를 제거할 수 있는 제 1 단말에 있어서,

상기 제 1 단말이 상기 제 1 단말과 인접한 제 2 단말 간의 간섭 채널 정보를 획득하고,

상기 간섭 채널 정보를 특이값 분해하며,

제 1 단말의 수신 안테나 개수 r 이고 송신 안테나 개수가 y ($y > r$)인 경우 상기 특이값 분해된 우측 특이벡터 행렬에서 $r+1$ 열에서 y 열까지의 제 1 행렬 또는 $r+1$ 행에서 y 행까지의 제 2 행렬을 이용하여 프리코더에서 프리코딩을 적용하도록 구성된 프로세서; 및

상기 프리코딩이 적용된 신호들을 두 개의 연속적인 시간 구간에서 송신하도록 구성된 송신기를 포함하되,

상기 프로세서는 상기 간섭 채널 정보를 상기 제 1 단말이 상기 두 개의 연속적인 시간 구간에서 동일한 심볼을 전송하는 경우를 가정하여 산출하는, 제 1 단말.

청구항 7

제 6항에 있어서,

상기 프로세서는,

상기 제 1 행렬이 $[V_{r+1}^H \cdots \cdots V_y^H]$ 인 경우(여기서, H 는 에르메트 행렬(hermitian matrix))를 나타냄), 상기 프리코더에서 $[V_{r+1} \cdots \cdots V_y]$ 행렬을 적용하는, 제 1 단말.

청구항 8

제 6항 또는 제 7항에 있어서,

상기 두 개의 연속적인 시간 구간에서 전송되는 동일한 심볼은 다음 수학식 A와 같은 행렬로 표현되는,

[수학식 A]

$$\mathbf{x}(t) = [x_1 \ x_2]^T$$

$$\mathbf{x}(t+1) = [x_1^* \ x_2^*]^T$$

여기서, $*$ 는 복소 켤레(complex conjugate)를 의미하고, T 는 전치 행렬(transpose matrix)를 나타내는 기호이며, t 가 제 1 시간 구간이고 $t+1$ 은 상기 제 1 시간 구간과 연속되는 제 2 시간 구간인, 제 1 단말.

청구항 9

제 8항에 있어서,

상기 프로세서는, $y * r$ 의 상기 행렬 $[V_{r+1} \cdots \cdots V_y]$ 에서 제 1행에서 r 행까지의 부분 행렬에 해당하는 제 1 프리코딩 행렬을 상기 제 1 시간 구간(t)에서 전송하는 심볼에 대해 적용하고, $r+1$ 행에서 y 행까지의 부분 행렬에 대해 복소 켤레 연산을 적용한 제 2 프리코딩 행렬을 상기 제 2 시간 구간($t+1$)에서 전송하는 심볼에 대해 적용하는, 제 1 단말.

청구항 10

제 6항에 있어서,

상기 제 2 단말로부터 기준 신호를 수신하는 수신기를 더 포함하며,

상기 프로세서는, 상기 간섭 채널 정보를 상기 제 2 단말로부터 수신한 기준 신호로 추정된 채널 정보와 채널 상호성에 기초하여 획득하는, 제 1 단말.

발명의 설명

기술 분야

- [0001] 본 발명은 무선통신에 관한 것으로, 보다 상세하게는 전이중 방식을 지원하는 무선통신 시스템에서 단말 간의 간섭 신호를 제거하고 하향링크 다이버시티 이득을 증가시키는 위한 방법 및 이를 위한 장치에 관한 것이다.

배경 기술

- [0002] Full duplex radio (FDR) 혹은 Full duplex communication (전이중 통신) 방식은 하나의 단말에서 같은 자원을 이용하여 송수신을 동시에 지원하는 통신 방식을 의미한다. 이때 같은 자원이란 같은 시간, 같은 주파수를 의미한다. FDR 통신 혹은 전이중 통신은 양방향 통신이라고 불린다.
- [0003] 도 1은 FDR을 지원하는 단말과 기지국의 개념도를 나타낸다.
- [0004] 도 1을 참조하면, FDR을 지원하는 네트워크 상황에서는 3종류의 간섭이 존재하게 된다. 첫 번째로 단말의 자기 간섭(Intra-device self-interference)이다. 단말의 자기간섭(Intra-device self-interference)은 하나의 기지국에서 혹은 단말에서 송신 안테나에서 송신하는 신호가 수신 안테나로 수신되어 간섭으로 작용하는 것을 의미한다. 송신 안테나로부터 송신되는 신호 큰 파워로 송신되며 송신 안테나와 수신 안테나 간의 거리가 짧기 때문에 송신되는 신호는 감쇠가 거의 없이 수신 안테나로 수신되므로 원하는 신호(desired signal)보다 매우 큰 파워로 수신되게 된다. 두 번째로, 단말 간 간섭 (UE to UE inter-link interference)이 있다. FDR을 지원하는 네트워크에서는 단말 간 간섭이 증가하게 된다. 단말이 송신한 상향링크 신호가 인접한 단말에게 수신되어 간섭으로 작용하는 것을 의미한다. 세 번째로, 기지국 간의 간섭 (BS to BS inter-link interference)가 있다. FDR 지원하는 네트워크 상황에서는 기지국 간 간섭(BS to BS inter-link interference)이 증가한다. 이는 기지국간 혹은 HetNet 상황에서의 이중 기지국간(Pico, femto, relay) 송신하는 신호가 다른 기지국의 수신 안테나로 수신되어 간섭으로 작용하는 것을 의미한다.
- [0005] 이와 같이, FDR 방식을 사용하는 경우에 단말의 통신 성능을 향상시키기 위해서는 단말 간 생기는 간섭 문제를 해결할 필요가 있다. 그러나, 아직까지는 FDR 상황에서 단말 간의 간섭을 제거하기 위한 방법들이 구체적으로 연구된 바가 없다.

발명의 내용

해결하려는 과제

- [0006] 본 발명에서 이루고자 하는 기술적 과제는 제 1 단말이 인접한 단말 간의 간섭 신호를 제거하기 위한 방법을 제공하는 데 있다.
- [0007] 본 발명에서 이루고자 하는 다른 기술적 과제는 인접한 단말 간의 간섭 신호를 제거할 수 있는 제 1 단말을 제공하는 데 있다.
- [0008] 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

- [0009] 상기의 기술적 과제를 달성하기 위한, 제 1 단말이 인접한 단말 간의 간섭 신호를 제거하기 위한 방법은, 상기 제 1 단말이 상기 제 1 단말과 인접한 제 2 단말 간의 간섭 채널 정보를 획득하는 단계; 상기 간섭 채널 정보를 특이값 분해하는 단계; 제 1 단말의 수신 안테나 개수 r 이고 송신 안테나 개수가 y ($y > r$)인 경우 상기 특이값 분해된 우측 특이벡터 행렬에서 $r+1$ 열에서 y 열까지의 제 1 행렬 또는 $r+1$ 행에서 y 행까지의 제 2 행렬을 이용하여 프리코더에서 프리코딩을 적용하는 단계; 및 상기 프리코딩이 적용된 신호들을 두 개의 연속적인 시간 구간에서 송신하는 단계를 포함하되, 상기 간섭 채널 정보는 상기 제 1 단말이 상기 두 개의 연속적인 시간 구

간에서 동일한 심볼을 전송하는 경우를 가정하여 산출된다.

[0010] 상기 프리코더에서 프리코딩을 적용하는 단계는, 상기 제 1 행렬이 $[V_{r+1}^H \cdots V_y^H]$ 인 경우(여기서, H는 에르메트 행렬(hermitian matrix))를 나타냄), 상기 프리코더에서 $[V_{r+1} \cdots V_y]$ 행렬을 적용하는 것을 특징으로 한다. 상기 두 개의 연속적인 시간 구간에서 전송되는 동일한 심볼은 다음 수학식 A와 같은 행렬로 표현되는,

[0011] [수학식 A]

$$\mathbf{x}(t) = [x_1 \ x_2]^T$$

[0012]
$$\mathbf{x}(t+1) = [x_1^* \ x_2^*]^T$$

[0013] 여기서, *는 복소 켤레(complex conjugate)를 의미하고, T는 전치 행렬(transpose matrix)를 나타내는 기호이며, t가 제 1 시간 구간이고 t+1은 상기 제 1 시간 구간과 연속되는 제 2 시간 구간이다. $y * r$ 의 상기 행렬 $[V_{r+1} \cdots V_y]$ 에서 제 1행에서 r행까지의 부분 행렬에 해당하는 제 1 프리코딩 행렬을 상기 제 1 시간 구간(t)에서 전송하는 심볼에 대해 적용하고, r+1행에서 y행까지의 부분 행렬에 대해 복소 켤레 연산을 적용한 제 2 프리코딩 행렬을 상기 제 2 시간 구간(t+1)에서 전송하는 심볼에 대해 적용한다.

[0014] 상기 방법은, 상기 제 2 단말로부터 기준 신호를 수신하는 단계를 더 포함하며, 상기 간섭 채널 정보는 상기 제 2 단말로부터 수신한 기준 신호로 추정된 채널 정보와 채널 상호성에 기초하여 획득된다.

[0015] 상기의 다른 기술적 과제를 달성하기 위한, 인접한 단말 간의 간섭 신호를 제거할 수 있는 제 1 단말은, 상기 제 1 단말이 상기 제 1 단말과 인접한 제 2 단말 간의 간섭 채널 정보를 획득하고, 상기 간섭 채널 정보를 특이값 분해하며, 제 1 단말의 수신 안테나 개수 r이고 송신 안테나 개수가 y ($y > r$)인 경우 상기 특이값 분해된 우측 특이벡터 행렬에서 r+1 열에서 y 열까지의 제 1 행렬 또는 r+1 행에서 y 행까지의 제 2 행렬을 이용하여 프리코더에서 프리코딩을 적용하도록 구성된 프로세서; 및 상기 프리코딩이 적용된 신호들을 두 개의 연속적인 시간 구간에서 송신하도록 구성된 송신기를 포함하되, 상기 프로세서는 상기 간섭 채널 정보를 상기 제 1 단말이 상기 두 개의 연속적인 시간 구간에서 동일한 심볼을 전송하는 경우를 가정하여 산출한다. 상기 프로세서는, 상기 제 1 행렬이 $[V_{r+1}^H \cdots V_y^H]$ 인 경우(여기서, H는 에르메트 행렬(hermitian matrix))를 나타냄), 상기 프리코더에서 $[V_{r+1} \cdots V_y]$ 행렬을 적용한다. 상기 두 개의 연속적인 시간 구간에서 전송되는 동일한 심볼은 다음 수학식 A와 같은 행렬로 표현되는,

[0016] [수학식 A]

$$\mathbf{x}(t) = [x_1 \ x_2]^T$$

[0017]
$$\mathbf{x}(t+1) = [x_1^* \ x_2^*]^T$$

[0018] 여기서, *는 복소 켤레(complex conjugate)를 의미하고, T는 전치 행렬(transpose matrix)를 나타내는 기호이며, t가 제 1 시간 구간이고 t+1은 상기 제 1 시간 구간과 연속되는 제 2 시간 구간이다. 상기 프로세서는, $y * r$ 의 상기 행렬 $[V_{r+1} \cdots V_y]$ 에서 제 1행에서 r행까지의 부분 행렬에 해당하는 제 1 프리코딩 행렬을 상기 제 1 시간 구간(t)에서 전송하는 심볼에 대해 적용하고, r+1행에서 y행까지의 부분 행렬에 대해 복소 켤레 연산을 적용한 제 2 프리코딩 행렬을 상기 제 2 시간 구간(t+1)에서 전송하는 심볼에 대해 적용한다. 상기 제 1 단말은, 상기 제 2 단말로부터 기준 신호를 수신하는 수신기를 더 포함하며, 상기 프로세서는, 상기 간섭 채널 정보를 상기 제 2 단말로부터 수신한 기준 신호로 추정된 채널 정보와 채널 상호성에 기초하여 획득한다.

발명의 효과

[0019] 본 발명에서는 두 개의 주파수 또는 시간에 대한 단말 프리코더를 설계하여 단말 간 간섭 제거를 수행한다. 또한, 기지국에서의 프리코더 설계를 통하여 하향링크에서의 추가 이득을 획득할 수 있다.

[0020] 또한 본 제안에서는 최대 비율 송신 프리코더를 이용하여 하향링크에서의 송신 다이버시티 효과를 얻을 수

있다.

- [0021] 본 발명에서 얻은 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

- [0022] 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 FDR을 지원하는 단말과 기지국의 개념도를 나타낸다.

도 2는 무선통신 시스템(100)에서의 기지국(105) 및 단말(110)의 구성을 도시한 블록도이다.

도 3은 하나의 기지국과 두 단말로 이루어진 전이중 다중 사용자 다중 안테나 시스템에 대한 설명을 위한 예시적 도면이다.

도 4는 기지국이 상향링크 지원 중 인접 단말이 하향링크를 요청하는 경우의 제어 신호의 송수신 흐름을 예시한 도면이다.

도 5는 기지국이 하향링크 지원 중 인접 단말이 상향링크를 요청하는 경우의 제어 신호의 송수신 흐름을 예시한 도면이다.

도 6은 본 발명에서 제안하고자 하는 내용을 요약한 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0023] 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.

- [0024] 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.

- [0025] 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.

- [0026] 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.

- [0027] 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.

- [0028] 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.
- [0029] 도 2는 무선통신 시스템(100)에서의 기지국(105) 및 단말(110)의 구성을 도시한 블록도이다.
- [0030] 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.
- [0031] 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.
- [0032] 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.
- [0033] 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.
- [0034] 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.
- [0035] 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.
- [0036] 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.
- [0037] 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.
- [0038] 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.
- [0039] 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.

- [0040] 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.
- [0041] 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.
- [0042] 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.
- [0043] 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.
- [0044] 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.
- [0045] 상술한 바와 같이, 전이중(full-duplex) 방식을 지원하는 무선통신 시스템은 기지국 또는 단말이 송신과 수신을 동시에 수행하는 시스템이다. 전이중 기반의 무선통신 시스템은 기존 반이중(half-duplex) 통신 시스템에 비하여 향상된 대역폭 효율(spectral-efficiency)과 높은 데이터 전송률(data rate)을 얻을 수 있다. 그러나, 반이중 다중 사용자 시스템과는 달리, 전이중 방식의 단말로 구성된 다중 사용자 시스템에서는 특정 단말의 상향링크(uplink) 송신 신호가 인접한 단말의 하향링크(downlink) 수신 신호에 간섭으로 작용하는 문제가 발생한다. 이는 반이중 시스템 대비 전이중 다중 사용자 시스템의 전송률 합 성능 향상을 저해하는 요인으로 작용한다. 이러한 단말 간 간섭은 본 발명에서 제안하고자 하는 널-공간 투사(null-space projection, NSP) 프리코딩(혹은 전처리) 기법을 사용하여 제거할 수 있다. 널-공간 투사 전처리 기법은 간섭 단말이 간섭 채널의 널-공간으로 신호를 전송하여 인접 단말로 수신되는 간섭 신호의 세기를 0으로 만드는 기법이다. 본 발명에서는 인접 단말에게 간섭 신호를 유발 혹은 주는 단말을 간섭 단말로, 간섭을 받는 단말을 피간섭(victim) 단말이라고 칭한다. 인접 단말들은 서로 간에 간섭을 줄 수 있기 때문에, 각 단말은 상황에 따라 간섭 단말일 수 있고 피간섭 단말일 수도 있다.
- [0046] 널-공간 투사 프리코더(precode)를 통해 간섭을 제거하기 위해서는 피간섭 단말의 수신 안테나 개수만큼의 공간 자원이 요구되며, 특히 간섭 단말의 송신 안테나의 개수가 피간섭 단말의 수신 안테나의 개수 이하인 경우에는 공간 자원만을 이용하여 간섭 채널의 널-공간을 획득하는 데 어려움이 따른다. 따라서 본 발명에서는 수신 단말에서 공간 및 추가 자원(주파수 또는 시간)에 해당하는 두 개의 수신 신호를 더하여 유효(effective) 간섭 채널의 널-공간을 형성하고, 널-공간 투사 기반의 단말 프리코더를 설계하여 단말 간 간섭을 제거하는 기법을 제안하고자 한다. 본 발명에 따른 프리코더 기법은 단말 간 간섭을 제거하는 동시에 기지국 선형 프리코더 설계를 통하여 하향 링크에서의 추가적인 이득을 얻도록 할 수 있다. 프리코더 설계를 위한 채널 정보 교환, 기존 지원 단말에게 추가 단말 발생 여부를 알려주는 제어 신호 교환하는 방법에 대해서도 설명할 것이다.
- [0047] 널-공간 투사 프리코딩 기법

[0048] 단말의 송, 수신 안테나의 개수를 각각 N_t , N_r 이라 하자. 이 때, $N_r \times N_t$ ($N_t > N_r$) 크기의 단말 간 간섭 채널 \mathbf{H}_I 의 특이값 분해(singular value decomposition, SVD)에 대한 식은 다음 수학식 1과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 1

$$\mathbf{H}_I = \begin{bmatrix} | & | & \cdots & | \\ \mathbf{u}_1 & \mathbf{u}_2 & \cdots & \mathbf{u}_{N_r} \\ | & | & \cdots & | \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sigma_2 & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \sigma_{N_r} & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} - & \mathbf{v}_1^H & - \\ - & \mathbf{v}_2^H & - \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ - & \mathbf{v}_{N_r}^H & - \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ - & \mathbf{v}_{N_t}^H & - \end{bmatrix}$$

[0049]

[0050] 상기 수학식 1에서 $\mathbf{u}_1 \cdots \mathbf{u}_{N_r}$ 을 좌측 특이벡터, $\mathbf{v}_1 \cdots \mathbf{v}_{N_t}$ 를 우측 특이벡터라 하며, 각 행렬을 이루는 벡터들은 직교정규(orthonormal) 벡터들이다. 즉, 서로 다른 두 벡터 \mathbf{u}_i 와 \mathbf{u}_j , 그리고 \mathbf{v}_i 와 \mathbf{v}_j 사이에는 다음과 같은 수학식 2가 성립한다.

수학식 2

$$\mathbf{u}_i \bullet \mathbf{u}_j = 0, \mathbf{v}_i \bullet \mathbf{v}_j = 0, (i \neq j)$$

$$\|\mathbf{u}_i\| = \|\mathbf{v}_i\| = 1, \forall i$$

[0051]

[0052] 따라서 송신단 (예를 들어, 송신 단말)에서 $\mathbf{v}_{N_r+1} \cdots \mathbf{v}_{N_t}$ 중 하나 이상의 벡터를 선택하여 프리코더로 사용하면 상기 직교(orthogonal) 성질에 의해 단말 간 간섭 채널을 제거할 수 있다.

[0053] 도 3은 하나의 기지국과 두 단말로 이루어진 전이중 다중 사용자 다중 안테나 시스템에 대한 설명을 위한 예시적 도면이다.

[0054] 도 3을 참조하면, 기지국과 단말 1 간의 하향링크 채널에 대한 채널 정보는 \mathbf{H}_1 으로 나타낼 수 있고, 기지국과 단말 2간의 하향링크 채널에 대한 채널 정보는 \mathbf{H}_2 로 나타낼 수 있다. 전이중 방식을 사용하는 환경에서 단말 1 및 단말 2가 전송하는 신호는 서로에게 간섭 신호가 될 수 있다. 단말 1의 송신안테나에서 전송하는 신호가 단말 2의 수신 안테나로 들어가는 경우 이에 대한 간섭 채널은 $\mathbf{H}_{1,21}$ 로 표시하고, 반대로 단말 2의 송신 안테나에서 전송하는 신호가 단말 1의 수신 안테나로 들어가는 경우, 이에 대한 간섭 채널은 $\mathbf{H}_{1,12}$ 로 표현할 수 있다. 이러한 단말 간 간섭을 제거하기 위해, 단말 1은 송신 단에서 $\mathbf{F}_{1, UE1}$ 이라는 행렬을 프리코더에 적용한 후 신호를 전송하고, 단말 2는 송신 단에서 $\mathbf{F}_{1, UE2}$ 이라는 행렬을 산출하여 프리코더에 적용한 후에 신호를 전송할 필요가 있다. 또한, 기지국은 송신 다이버시티 증가를 위해 $\mathbf{F}_{k, BS}$ 행렬을 산출하여, 프리코더에서 적용한 후 하향링크 신호를 전송할 수 있다.

[0055] 송신 다이버시티(transmit diversity) - Alamouti 기법

[0056] 공간 다이버시티(spatial diversity)란 다중 안테나 시스템에서 동일한 심볼을 다수의 링크로 전송하여 얻을 수 있는 효과로서, 최소 하나 이상의 링크에서 동시에 깊은 페이딩이 발생할 확률이 매우 낮다는 점을 이용하여 페이딩에 대처하여 데이터 전송의 안정성을 확보하는 방식이다. 다이버시티 차수(diversity order)는 평균 심볼 에러 확률에 대한 높은 신호 대 잡음 비(signal-to-noise ratio, SNR) 영역에서의 근사식을 통해 구할 수 있으며, 이는 높은 신호 대 잡음 비 영역에서 평균 에러 확률 곡선의 기울기를 의미한다. Alamouti 기법은 송신 다이버시티를 얻기 위한 대표적인 기법으로, 2개의 송신 안테나를 갖는 다중 안테나 시스템 환경에 적용할 수 있

다. 예를 들어, 2개의 수신 안테나를 가정할 경우 송, 수신 안테나 간의 채널 \mathbf{H} 는 다음 수학식 3과 같다.

수학식 3

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{2,1} & h_{2,2} \end{bmatrix}$$

두 개의 송신 심볼 s_1, s_2 을 서로 다른 두 개의 자원(주파수 및/또는 시간 자원)에 할당하여 다음과 같이 전송한다. 여기서, $*$ 는 복소 켤레(complex conjugate) 를 의미한다.

$$\mathbf{s}(t) = [s_1 \ s_2]^T$$

$$\mathbf{s}(t+1) = [-s_2^* \ s_1^*]^T$$

각 송신 신호에 따른 두 수신 신호 벡터 $\mathbf{y}(t)$, $\mathbf{y}(t+1)$ 을 누적하면 다음 수학식 4와 같은 유효 채널 (\mathbf{H}_{eff})이 형성된다.

수학식 4

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{y}(t) \\ \mathbf{y}^*(t+1) \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{E_s}{N_{tx}}} \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{2,1} & h_{2,2} \\ h_{1,2}^* & -h_{1,1}^* \\ h_{2,2}^* & -h_{2,1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}(t) \\ \mathbf{n}^*(t+1) \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{E_s}{N_{tx}}} \mathbf{H}_{eff} \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}} \end{aligned}$$

여기서 N_x 는 송신 안테나의 개수이다. 유효 채널 (\mathbf{H}_{eff}) 은 직교 특성을 갖기 때문에 최대 비 결합(maximal-ratio combining, MRC)과 같은 단순한 형태의 수신 필터를 통해 각 스트림 별 검출이 가능하며 송, 수신 안테나 개수의 곱의 다이버시티 차수를 얻을 수 있다.

전이중 다중 사용자 시스템에서는 모든 상향링크/하향 링크 신호가 동일한 시간 및/또는 주파수 대역을 사용하므로 단말의 상향링크 송신 신호가 인접 단말의 하향링크 수신 신호에 있어 간섭으로 작용하는 문제가 발생한다. 이러한 단말 간 간섭을 제거하는 널-공간 투사 기법은 간섭 단말이 간섭 채널의 널-공간으로 신호를 전송하여 피간섭 단말의 수신 간섭 신호를 0으로 만드는 기법이다. 널-공간 투사 프리코더를 사용하는 경우 피간섭 단말의 수신 안테나 수만큼 공간 자원이 소모되므로 상향링크 신호의 전송률이 크게 감소하는 문제가 발생한다. 또한 널-공간 투사 프리코더를 설계하기 위해서는 간섭 사용자 단말의 송신 안테나 개수가 피간섭 사용자 단말의 수신 안테나 개수보다 많아야 한다는 전제 조건이 따르며, 상기 조건이 만족되지 않는 경우에는 공간 자원만을 이용하여 널-공간을 획득하는 것이 불가능하다. 따라서 본 발명에서 제안하는 기법에서는 추가 자원(주파수 또는 시간)을 활용한 널-공간 기반의 프리코더를 제안한다.

본 발명에서 제안하고자 하는 기법은 프리코더를 설계하기 위해서는 기지국에서의 하향링크 채널 정보와 간섭 단말에서의 단말 간 간섭 채널에 대한 정보가 필요하다. 또한, 각 단말은 주위의 간섭 및 피간섭 단말의 존재 여부에 대한 정보를 파악할 필요가 있고, 간섭 및 피간섭 단말의 존재 여부에 대한 정보에 기초하여 본 발명에서 제안하는 프리코더 기법의 적용 여부도 결정할 필요가 있다. 따라서 본 발명에서는 기지국-단말 간 하향링크 채널 정보 및 단말 간 간섭 채널 정보를 교환하는 제어 신호, 단말에서의 간섭 제거를 수행하기 위하여 필요한

정보를 교환하는 일련의 제어 신호 전송 알고리즘을 제안한다.

- [0065] 본 발명에서는 기지국과 두 개의 단말이 모두 전이중 방식으로 동작하는 다중 사용자 다중 안테나(MU-MIMO) 무선 통신 시스템에서 두 개의 자원을 이용하여 단말 간 간섭을 제거하는 기법을 제안한다. 단말 간 간섭 제거 기법에 대한 설명의 편의를 위해, 두 개의 시간 자원(혹은 시간 구간)(예를 들어, LTE/LTE-A 시스템에서의 심볼 단위, 타임 슬롯 단위, 서브프레임 단위 등)을 이용한다고 가정한다. 기지국에서는 하향링크 채널에 대한 정보를 완벽하게 알고 있으며, 두 개의 시간 구간(예를 들어, 타임 슬롯) 동안 채널은 변하지 않는다고 가정한다. 기지국의 송신 안테나 개수는 4개, 단말의 송, 수신 안테나 개수는 각각 2개로 가정한다. 단말1과 단말2는 모두 전이중 방식으로 통신을 수행하므로 동시에 간섭/피간섭 단말로 작용하지만, 편의 상 기지국이 단말 1에 하향링크를 지원 시 상향링크 신호를 전송하는 단말 2가 간섭 사용자 단말로 작용하는 경우만을 분석하여 설명하기로 한다.
- [0066] 기지국과 단말에서의 CSIT(channel state information at transmitter) 획득 및 제안 기법의 작동을 위한 피드백 알고리즘
- [0067] 단말 및 기지국의 프리코더 설계 과정에서는 기지국에서의 하향링크 채널 정보와 간섭 단말에서의 단말 간 간섭 채널 정보가 요구된다. 또한 단말은 단말 간 간섭 발생 여부에 따라 작동 알고리즘을 결정해야 한다. 상기 제어 신호를 교환하는 알고리즘은 다음 도 3과 같다.
- [0068] 도 4는 기지국이 상향링크 지원 중 인접 단말이 하향링크를 요청하는 경우의 제어 신호의 송수신 흐름을 예시한 도면이다.
- [0069] 도 4를 참조하면, 단말 2가 기지국으로 상향링크 신호를 전송하고 있는 상황에서(S310), 단말 2에 대해 인접한 단말에 해당하는 단말 1이 기지국에 하향링크 지원을 요청한다(S320). 기지국은 단말 2에 상기 단말 2와 인접한 하향링크 지원 단말(도 3에서는 단말 1)이 추가되었음을 알리고(S330), 단말 1에게는 하향링크 승인(grant) 신호를 송신함과 동시에 프리코더 설계를 위해 필요한 하향링크 채널 정보를 요청할 수 있다(S340). 단말 1은 기지국으로 기준 신호(reference signal)를 전송하며(S345), 기지국은 단말 1로부터 수신한 기준 신호를 통해 기지국은 하향링크 채널 정보 혹은 하향링크 채널 상태를 획득할 수 있다(S350).
- [0070] 이때, 단말 1이 전송한 기준 신호는 인접한 단말 2에도 수신되기 때문에, 단말 2는 단말 1로부터 수신되는 기준 신호에 기초하여 단말 1과 단말 2 간의 채널 정보를 획득할 수 있고, 획득한 채널 정보와 채널 상호성(channel reciprocity)을 이용하여 단말 간 (단말 1 및 단말 2간의) 간섭 채널 정보를 획득할 수 있다(S355). 한편, 기지국은 획득한 단말 1과의 하향링크 채널 상태 정보에 기초하여 단말 1에게 단말 간 간섭을 제거하는 수신 신호 처리에 필요한 하향링크 채널 이득 값을 산출하고, 이를 단말 1에게 전송한다(S360).
- [0071] 이후, 도 4에 기재된 제안 기법 단계에서는 본 발명에서 제안하는 기지국과 두 단말은 제안 기법을 수행하며, 기지국 및 단말의 프리코더와 하향링크 단말에서의 수신 신호 처리를 통해 단말 간 간섭을 제거한다. 기지국은 단말 1에게 하향링크를 지원하고(S365), 단말 2는 NSP 기법을 적용한 상향링크 신호를 전송함에 따라(S370), 기지국은 $y(t)$ 신호를 검출한다(S375). 단말 1은 단말 2로부터 $y(t) + y(t+1)$ 의 신호를 검출하고, 이에 대해 단말 간 간섭을 제거하기 위하여 시간 구간 $t+1$ 의 수신 신호에 복소 켤레 연산 적용 및 회전 행렬을 곱해주는 연산을 수행할 수 있다. 단말 2의 NSP 기법 적용과 단말 1의 간섭 제거 방법에 대한 자세한 사항은 후술한다.
- [0072] 도 5는 기지국이 하향링크 지원 중 인접 단말이 상향링크를 요청하는 경우의 제어 신호의 송수신 흐름을 예시한 도면이다.
- [0073] 도 5를 참조하면, 기지국이 단말 1의 하향링크를 지원하는 있고(즉, 단말 1로 하향링크 신호를 전송하고 있고)(S405), 이 때, 단말 2가 기지국에 상향링크 지원을 요청한다(S410). 기지국은 단말 1에 단말 간 간섭이 발생하였음을 알리고, 프리코더 설계를 위해 필요한 하향링크 채널 정보를 단말 1에게 요청한다(S415). 기지국은 단말 2에는 상향링크의 승인을 알리는 신호를 전송한다(S420).
- [0074] 단말 1은 기지국으로 기준 신호를 전송하며(S425), 기지국은 단말 1로부터 수신한 기준 신호에 기초하여 하향링크 채널 정보 (혹은 하향링크 채널 상태 정보)를 획득한다(S430). 기준 신호는 인접한 상향 링크 단말 2에도 수신되며 단말 2는 채널 상호성을 이용하여 단말 간 간섭 채널 정보를 획득할 수 있다(S435). 기지국은 획득한 단말 1과의 하향링크 채널 정보에 기초하여 단말 1에게 단말 간 간섭을 제거하는 수신 신호 처리에 필요한 하향링크 채널 이득 값을 산출하고, 산출된 하향링크 채널 이득 값을 단말 1에게 전달한다(S440).
- [0075] 이후, 기지국과 두 단말은 본 발명에 따른 단말간 간섭 제거 기법을 수행하며, 기지국 및 단말의 프리코더와 하

향링크 단말에서의 수신 신호 처리를 통해 단말 간 간섭을 제거할 수 있다.

[0076] 단말 간 간섭을 제거하기 위한 단말 프리코더 설계

[0077] 도 5에서, 단말 2는 연속하는 두 개의 시간 구간(예를 들어, LTE/LTE-A에서의 심볼 단위, 타임 슬롯 단위, 서브프레임 단위 등)에 대하여 동일한 심볼을 반복하여 전송한다(t 가 제 1 시간 구간, $t+1$ 은 제 1 시간 구간에 연속하는 제 2 시간 구간). 그 결과 단말 간 간섭 채널에 대한 공간-시간 영역에서의 유효 채널을 형성할 수 있으며, 간섭 제거를 위한 널-공간을 획득할 수 있다. 예를 들어, 두 개의 시간 구간 t , $t+1$ 에 대한 단말 2의 송신 신호 벡터를 다음 수학적 식 과 같이 가정한다.

수학적 식 5

$$\mathbf{x}(t) = [x_1 \ x_2]^T$$

$$\mathbf{x}(t+1) = [x_1^* \ x_2^*]^T$$

[0078]

[0079] 여기서, $*$ 는 복소 켤레(complex conjugate)를 의미한다.

[0080] 이 때, 연속하는 두 개의 시간 구간에 대한 단말 1의 수신 간섭 신호는 다음 수학적 식 6과 같이 나타낼 수 있다.

수학적 식 6

$$\mathbf{y}_I(t) = \begin{bmatrix} h_{I1,1} & h_{I1,2} \\ h_{I2,1} & h_{I2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{y}_I(t+1) = \begin{bmatrix} h_{I1,1} & h_{I1,2} \\ h_{I2,1} & h_{I2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1^* \\ x_2^* \end{bmatrix}$$

[0081]

[0082] 여기서 $\begin{bmatrix} h_{I1,1} & h_{I1,2} \\ h_{I2,1} & h_{I2,2} \end{bmatrix}$ 은 단말 2에 의한 단말 1의 간섭 채널을 나타내는 간섭 채널 행렬이다. 상술한 바와 같이, 단말 2에 의한 단말 1의 간섭 채널은 단말 1의 기준신호가 단말 2에 수신된 경우에 획득한 채널 정보에 대해 채널 상호성에 이용하여 획득한 채널 정보이다. 단말 1에서는 단말 2의 상향링크 신호로부터 유발되는 단말 간 간섭을 제거하기 위하여 시간 구간 $t+1$ 의 수신 신호에 복소 켤레 연산 적용 및 회전 행렬을 곱해주는 연산을 수행한다. 시간 구간 t 의 수신 신호와 상기 연산 결과를 더해주는 수신 신호 연산 과정은 다음 수학적 식 7과 같다.

수학적 식 7

$$\mathbf{y}_I(t) + \begin{bmatrix} (\mathbf{y}_I(t+1))_2^* \\ -(\mathbf{y}_I(t+1))_1^* \end{bmatrix} = \mathbf{y}_I(t) + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} (\mathbf{y}_I(t+1))^*$$

$$= \begin{bmatrix} h_{I1,1} & h_{I1,2} & h_{I2,1}^* & h_{I2,2}^* \\ h_{I2,1} & h_{I2,2} & -h_{I1,1}^* & -h_{I1,2}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

[0083]

[0084] 여기서 $(\mathbf{y}_I(t+1))_1^*$ 와 $(\mathbf{y}_I(t+1))_2^*$ 는 각각 $\mathbf{y}_I(t+1)$ 의 첫 번째 및 두 번째 성분의 복소 켤레(complex conjugate)를 의미한다. 상기 수학식 7에서 단말 간 간섭에 대한 유효 채널을 $\mathbf{H}_{I,eff}$ 라 하자. 그러면, $\mathbf{H}_{I,eff}$ 는 다음 수학식과 같이 나타낼 수 있다.

[0085]

$$\mathbf{H}_{I,eff} = \begin{bmatrix} h_{I1,1} & h_{I1,2} & h_{I2,1}^* & h_{I2,2}^* \\ h_{I2,1} & h_{I2,2} & -h_{I1,1}^* & -h_{I1,2}^* \end{bmatrix}$$

[0086] 단말 간의 간섭 유효 채널 $\mathbf{H}_{I,eff}$ 에 대한 특이값 분해는 다음 수학식 8과 같이 나타낼 수 있다. 수학식 8의 경우, 단말 2의 송신 안테나 개수가 4개, 수신 안테나 개수가 2개인 경우를 가정한 것이다.

수학식 8

[0087]

$$\mathbf{H}_{I,eff} = \begin{bmatrix} - & \mathbf{u}_1 & - \\ - & \mathbf{u}_2 & - \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_1 & & & \\ & \sigma_2 & & \\ & & 0 & \\ & & & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} | & | & | & | \\ \mathbf{v}_1^H & \mathbf{v}_2^H & \mathbf{v}_3^H & \mathbf{v}_4^H \\ | & | & | & | \end{bmatrix}$$

[0088] 따라서, 두 개의 연속된 시간 구간을 이용하여 유효 채널을 구성하면 간섭 채널에 대한 널-공간이 형성되며, 이 경우 $\mathbf{F}_{I,eff}=[\mathbf{v}_3 \ \mathbf{v}_4]$ 를 단말 2의 프리코더로 사용하면 단말 1에서의 수신 신호 연산 결과 간섭 신호를 제거하는 효과를 얻을 수 있다. 프리코더 $\mathbf{F}_{I,eff}=[\mathbf{v}_3 \ \mathbf{v}_4]$ 를 사용하면 단말 1에서의 수신 신호 연산은 다음 수학식 9와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 9

[0089]

$$\mathbf{y}_I(t) + \begin{bmatrix} (\mathbf{y}_I(t+1))_2^* \\ -(\mathbf{y}_I(t+1))_1^* \end{bmatrix} = \mathbf{y}_I(t) + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} (\mathbf{y}_I(t+1))^*$$

$$= \begin{bmatrix} h_{I1,1} & h_{I1,2} \\ h_{I2,1} & h_{I2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{I2,1}^* & h_{I2,2}^* \\ -h_{I1,1}^* & -h_{I1,2}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{3,1} & \mathbf{v}_{4,1} \\ \mathbf{v}_{3,2} & \mathbf{v}_{4,2} \\ \mathbf{v}_{3,3} & \mathbf{v}_{4,3} \\ \mathbf{v}_{3,4} & \mathbf{v}_{4,4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \mathbf{0}$$

$\mathbf{H}_I(t) \quad \mathbf{H}_{I,eff}(t+1) \quad \mathbf{F}_{I,eff}(t+1)$

[0090] 여기서 $v_{3,i}$, $v_{4,j}$ ($i=1, \dots, 4$, $j=1, \dots, 4$)는 각각 \mathbf{v}_3 , \mathbf{v}_4 의 성분을 의미한다. 수학식 9를 통해 간섭 단말(단말 2)의 송신 신호가 $[x_1 \ x_2]^T$ 인 경우 다음 수학식 10과 같은 프리코더를 사용하면 피간섭 단말에서의 신호 처리를 통해 수신 간섭 신호를 제거할 수 있음을 알 수 있다.

수학식 10

$$\mathbf{F}_I(t) = \begin{bmatrix} v_{3,1} & v_{4,1} \\ v_{3,2} & v_{4,2} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{F}_{I,eff}(t+1) = \begin{bmatrix} v_{3,3} & v_{4,3} \\ v_{3,4} & v_{4,4} \end{bmatrix}$$

[0091]

[0092] 시간 구간 t , $t+1$ 에 대한 간섭 단말의 송신 신호가 $\mathbf{x}(t) = [x_1 \ x_2]^T$, $\mathbf{x}(t+1) = [x_1^* \ x_2^*]^T$ 이며 피간섭 단말(도 5에서는 단말 1)에서 다음 수학식 11과 같은 수신 신호에 대한 연산을 수행함을 고려하면,

수학식 11

$$\begin{bmatrix} (\mathbf{y}_I(t+1))_2^* \\ -(\mathbf{y}_I(t+1))_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} (\mathbf{y}_I(t+1))^* \\ = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} h_{I1,1} & h_{I1,2} \\ h_{I2,1} & h_{I2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{3,3}^* & v_{4,3}^* \\ v_{3,4}^* & v_{4,4}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1^* \\ x_2^* \end{bmatrix} \right)^* \\ \mathbf{F}_I(t+1)$$

[0093]

[0094] 단말 2에서의 프리코더 $\mathbf{F}_I(t)$ 및 $\mathbf{F}_I(t+1)$ 은 최종적으로 다음 수학식 12 및 수학식 13과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 12

$$\mathbf{F}_I(t) = \begin{bmatrix} v_{3,1} & v_{4,1} \\ v_{3,2} & v_{4,2} \end{bmatrix}$$

[0095]

수학식 13

$$\mathbf{F}_I(t+1) = (\mathbf{F}_{I,eff}(t+1))^* = \begin{bmatrix} v_{3,3}^* & v_{4,3}^* \\ v_{3,4}^* & v_{4,4}^* \end{bmatrix}$$

[0096]

[0097] 송신 다이버시티를 얻기 위한 기지국의 프리코더 설계

[0098] 본 발명에서는 기지국에서 일반적인 코드북(codebook) 방식의 프리코더 설계를 통하여 하향 링크에서의 추가적인 이득을 얻을 수 있다. 예를 들어 기지국에서는 최대 비율 송신 프리코더를 사용하여 하향링크에서의 공간 다이버시티를 획득할 수 있다. 상기 가정하에서는 기지국이 연속하는 두 개의 시간 구간 t , $t+1$ 에서 다음 수학식 14와 같은 송신 신호 벡터를 전송하여 하향링크 채널을 직교화할 수 있다.

수학식 14

$$\mathbf{s}(t) = [s_1 \ s_2]^T$$

$$\mathbf{s}(t+1) = [s_1^* \ s_2^*]^T$$

[0099]

[0100] 이 때, 연속하는 두 개의 시간 구간에 대한 단말 1이 수신하는 하향링크 신호는 다음 수학식 15와 같이 표현할 수 있다.

수학식 15

$$\mathbf{y}_d(t) = \begin{bmatrix} h_{d1,1} & h_{d1,2} \\ h_{d2,1} & h_{d2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{y}_d(t+1) = \begin{bmatrix} h_{d1,1} & h_{d1,2} \\ h_{d2,1} & h_{d2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1^* \\ s_2^* \end{bmatrix}$$

[0101]

[0102] 여기서 $\begin{bmatrix} h_{d1,1} & h_{d1,2} \\ h_{d2,1} & h_{d2,2} \end{bmatrix}$ 은 기지국과 단말 1 간의 하향링크 채널을 나타내는 채널 행렬이다. 하향링크의 유효

채널을 직교화하기 위하여 단말 1은 회전 행렬 $\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$ 을 이용하여, 다음 수학식 16과 같은 수신 신호 연산을 수행한다.

수학식 16

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_d(t) + \begin{bmatrix} (\mathbf{y}_d(t+1))_2^* \\ -(\mathbf{y}_d(t+1))_1^* \end{bmatrix} &= \mathbf{y}_d(t) + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} (\mathbf{y}_d(t+1))^* \\ &= \begin{bmatrix} h_{d1,1} & h_{d1,2} & h_{d2,1}^* & h_{d2,2}^* \\ h_{d2,1} & h_{d2,2} & -h_{d1,1}^* & -h_{d1,2}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

[0103]

[0104] 상기 수학식 16에서 하향링크 유효 채널은 다음 수학식 17과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 17

$$\mathbf{H}_{eff} = \begin{bmatrix} h_{d1,1} & h_{d1,2} & h_{d2,1}^* & h_{d2,2}^* \\ h_{d2,1} & h_{d2,2} & -h_{d1,1}^* & -h_{d1,2}^* \end{bmatrix}$$

[0105]

[0106] 여기서, \mathbf{H}_{eff} 는 직교 성질을 만족하므로, $\mathbf{H}_{eff} (\mathbf{H}_{eff}^H) = k_1 \mathbf{I}_2$ (k_1 는 상수)를 만족하게 된다. 또한, Penrose 역행렬의 정의에 의하여 다음 수학식 18이 성립한다.

수학식 18

$$\mathbf{H}_{eff} \left(\mathbf{H}_{eff}^H \left(\mathbf{H}_{eff} \mathbf{H}_{eff}^H \right)^{-1} \right) = k_2 \mathbf{I}_2 \quad (k_2 \text{는 상수})$$

따라서, 상기 최대 비율 송신 프리코더는 송신 파워에 대한 조건을 고려하면 zero-forcing 프리코더와 형태가 일치함을 알 수 있다. \mathbf{H}_{eff} 에 대한 최대 비율 송신 프리코더 $\mathbf{F}_{eff} = \mathbf{H}_{eff}^H$ 를 적용하면 수학식 16을 다음 수학식 19와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 19

$$\mathbf{y}_d(t) + \begin{bmatrix} (\mathbf{y}_d(t+1))_2^* \\ -(\mathbf{y}_d(t+1))_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{d1,1} & h_{d1,2} \\ h_{d2,1} & h_{d2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{d2,1}^* & h_{d2,2}^* \\ -h_{d1,1}^* & -h_{d1,2}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{d2,1} & -h_{d1,1} \\ h_{d2,2} & -h_{d1,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |h_{d1,1}|^2 + |h_{d1,2}|^2 & 0 \\ +|h_{d2,1}|^2 + |h_{d2,2}|^2 & 0 \\ 0 & |h_{d1,1}|^2 + |h_{d1,2}|^2 \\ +|h_{d2,1}|^2 + |h_{d2,2}|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}$$

하향링크 유효 채널의 성분 중 시간 구간 $t, t+1$ 에 해당하는 부분을 각각 $\mathbf{H}(t), \mathbf{H}_{eff}(t+1)$ 라 하자. 수학식 19에서와 같이, 기지국의 송신 신호가 $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2]^T$ 라고 가정할 경우 시간 구간 $t, t+1$ 에서 각각 $(\mathbf{H}(t))^H$ 와 $(\mathbf{H}_{eff}(t+1))^H$ 를 프리코더로 사용하면 송신 다이버시티를 얻을 수 있음을 확인할 수 있다.

시간 구간 $t, t+1$ 에 대한 기지국의 송신 신호가 $\mathbf{s}(t) = [s_1 \ s_2]^T$, $\mathbf{s}(t+1) = [s_1^* \ s_2^*]^T$ 이며 피간섭 단말(도 4에서의 단말 1)에서 다음 수학식 20과 같은 수신 신호 연산을 수행한다.

수학식 20

$$\begin{bmatrix} (\mathbf{y}_d(t+1))_2^* \\ -(\mathbf{y}_d(t+1))_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} (\mathbf{y}_d(t+1))^* \\ = \begin{bmatrix} h_{d1,1} & h_{d1,2} \\ h_{d2,1} & h_{d2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{d2,1}^* & -h_{d1,1}^* \\ h_{d2,2}^* & -h_{d1,2}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1^* \\ s_2^* \end{bmatrix}$$

시간 구간 $t, t+1$ 에 대한 기지국 프리코더 $\mathbf{F}(t)$ 및 $\mathbf{F}(t+1)$ 은 각각 최종적으로 다음 수학식 21 및 수학식 22와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 21

$$\mathbf{F}(t) = \sqrt{N_{tx,BS}} \frac{(\mathbf{H}(t))^H}{\sqrt{\|(\mathbf{H}(t))^H\|_F^2}}$$

[0114]

수학식 22

$$\mathbf{F}(t+1) = \sqrt{N_{tx,BS}} \frac{(\mathbf{H}_{eff}(t+1))^T}{\sqrt{\|(\mathbf{H}_{eff}(t+1))^T\|_F^2}}$$

[0115]

[0116] 여기서 $N_{tx,BS}$ 는 지원하는 단말 별 기지국의 송신 안테나 개수이다.

[0117] 상기 기지국 및 단말 2 의 프리코더를 사용하면, 단말 1 에서의 수신 신호는 다음 수학식 23과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 23

$$\mathbf{y}(t) + \mathbf{R}(\mathbf{y}(t+1))^* = \underbrace{[N_{tx,BS} \|\mathbf{H}(t)\|_F^2 \mathbf{I}_2]}_{\text{송신 다이버시티}} \mathbf{s} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_I(t) & \mathbf{H}_{I,eff}(t+1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F}_I(t) \\ \mathbf{F}_{I,eff}^*(t+1) \end{bmatrix}}_{\text{단말 간 간섭 제거}} \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{n}}$$

↑

[0118]

[0119] 상기 수학식 23 에서 알 수 있는 바와 같이, 기지국 및 단말 2 가 본 발명에 따른 프리코더를 적용하게 되면, 단말 1 의 입장에서는 수신된 단말 간 간섭 신호가 제거되며 송신 다이버시티는 향상되게 된다.

[0120] 도 6은 본 발명에서 제안하고자 하는 내용을 요약한 도면이다.

[0121] 피간섭 단말에서의 하향링크 신호 수신 용이성 때문에, 송신 단말은 수학식 12, 수학식 13 에서 구해진 널-공간 투사 프리코더를 사용하여 피간섭 단말의 수신 간섭 신호를 제거할 수 있다. 즉, 피간섭 단말은 하향링크 신호만을 수신하므로 수신단에서 단말 간 간섭 제거를 위한 후처리기 설계와 같은 별도의 기법이 요구되지 않는다.

[0122] 또한, 단말에서는 공간 자원 이외의 추가적인 자원을 사용하여 동일 심볼을 반복 전송한다. 그 결과 유효 간섭 채널의 널-공간을 생성하여 단말 간 간섭을 제거할 수 있다. 그러나 기지국 역시 추가 자원을 이용하여 동일한 심볼을 전송해야 하므로 하향링크 신호에서 공간 다중화 이득을 얻지 못한다는 문제가 발생한다. 따라서 본 발명에서는 이러한 손실을 보완하기 위하여 상기 수학식 21, 수학식 22 에 따라 설계된 최대 비율 송신 기반의 기지국 프리코더를 이용하여 하향링크에서의 다이버시티를 증대시킬 수 있다.

[0123] 상기 수학식 23 에서 알 수 있는 바와 같이, 단말 1 의 입장에서, 두 개의 시간 구간(예를 들어, 2 개의 타임슬롯)의 수신신호 합을 통한 단말 간 간섭 제거 및 하향링크 신호의 다이버시티가 향상되게 된다.

[0124] 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

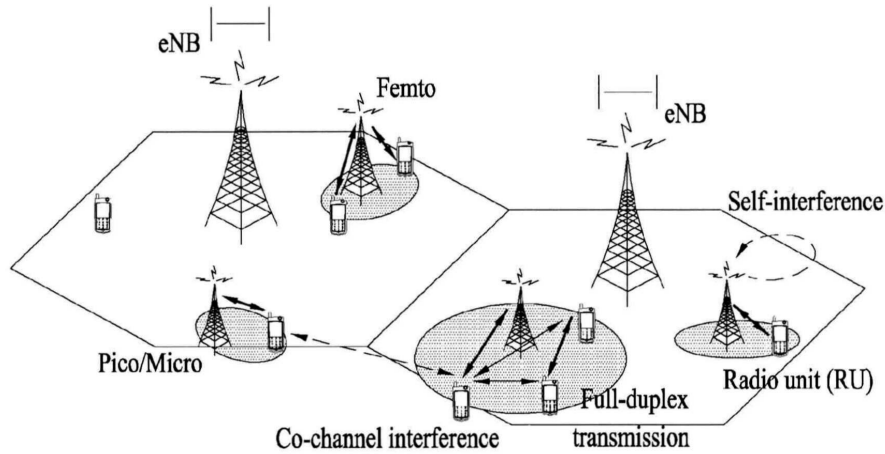
교체될 수 있다. 특허청구범위에서 명시적인 인용관계가 있지 않은 청구항들을 결합하여 실시예를 구성하거나 출원 후의 보정에 의해 새로운 청구항으로 포함시킬 수 있음은 자명하다.

[0125]

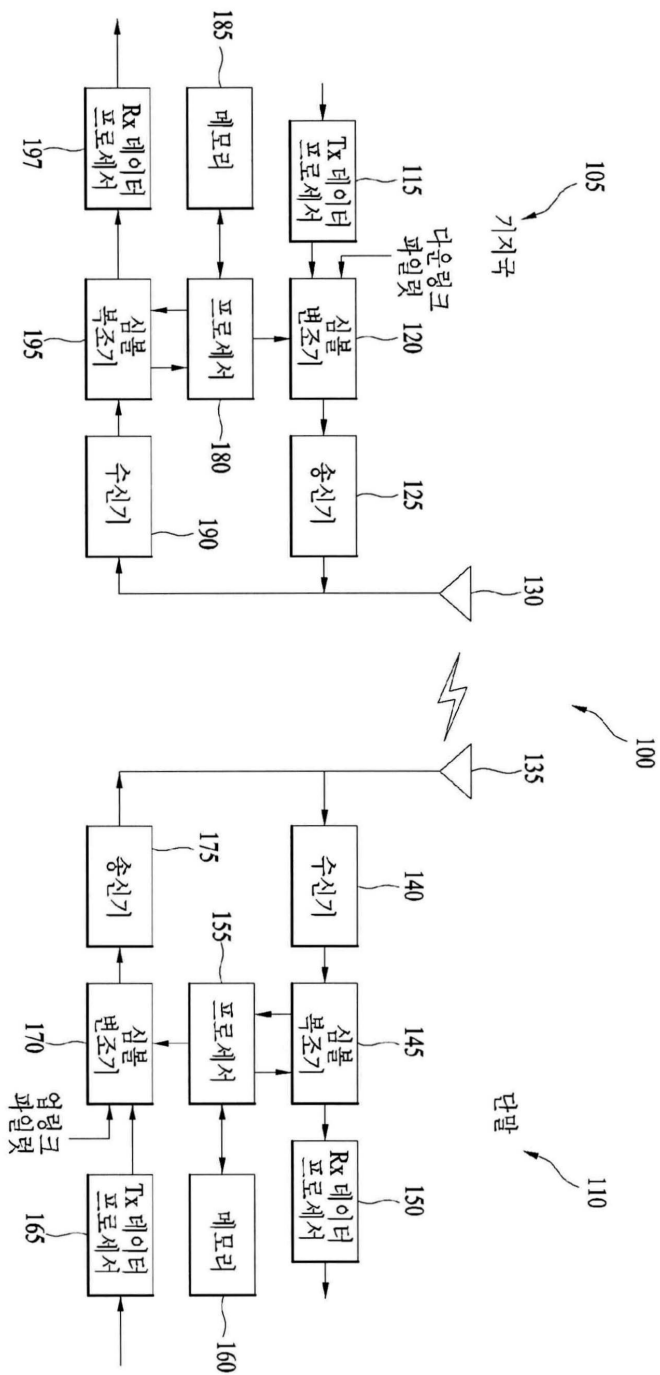
본 발명은 본 발명의 정신 및 필수적 특징을 벗어나지 않는 범위에서 다른 특정한 형태로 구체화될 수 있음은 당업자에게 자명하다. 따라서, 상기의 상세한 설명은 모든 면에서 제한적으로 해석되어서는 아니되고 예시적인 것으로 고려되어야 한다. 본 발명의 범위는 첨부된 청구항의 합리적 해석에 의해 결정되어야 하고, 본 발명의 등가적 범위 내에서의 모든 변경은 본 발명의 범위에 포함된다.

도면

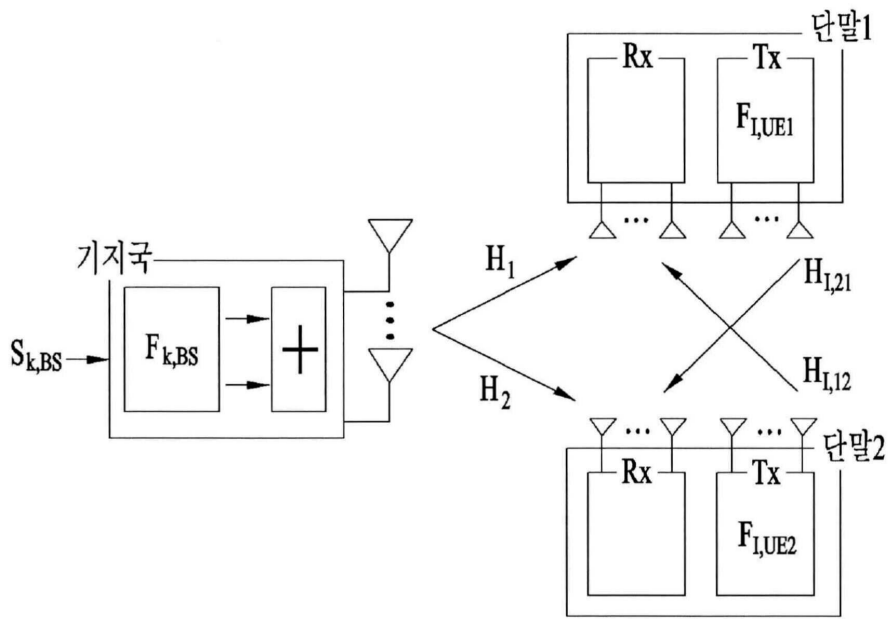
도면1



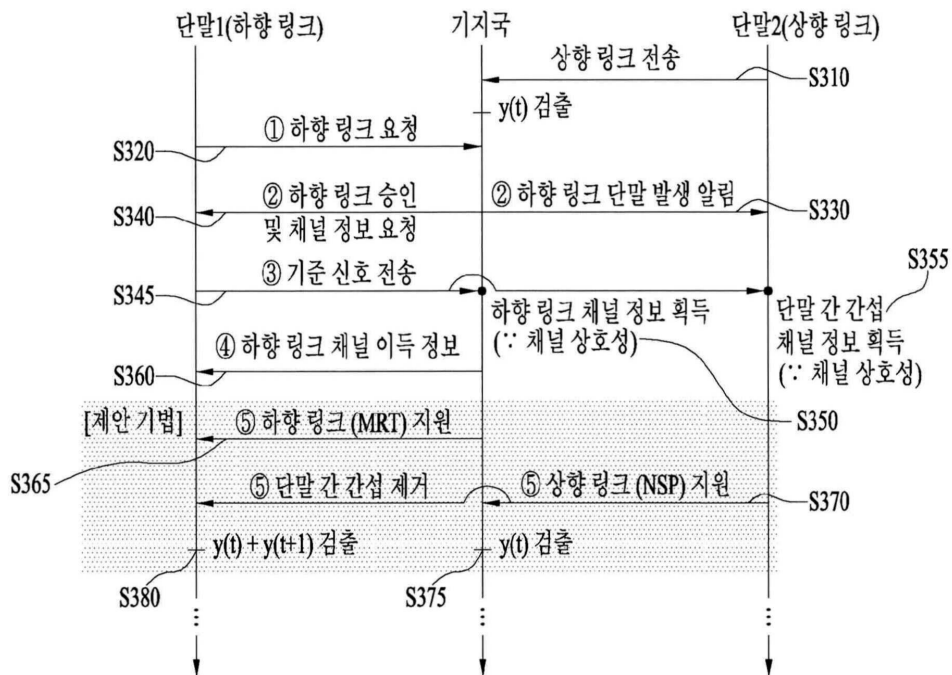
도면2



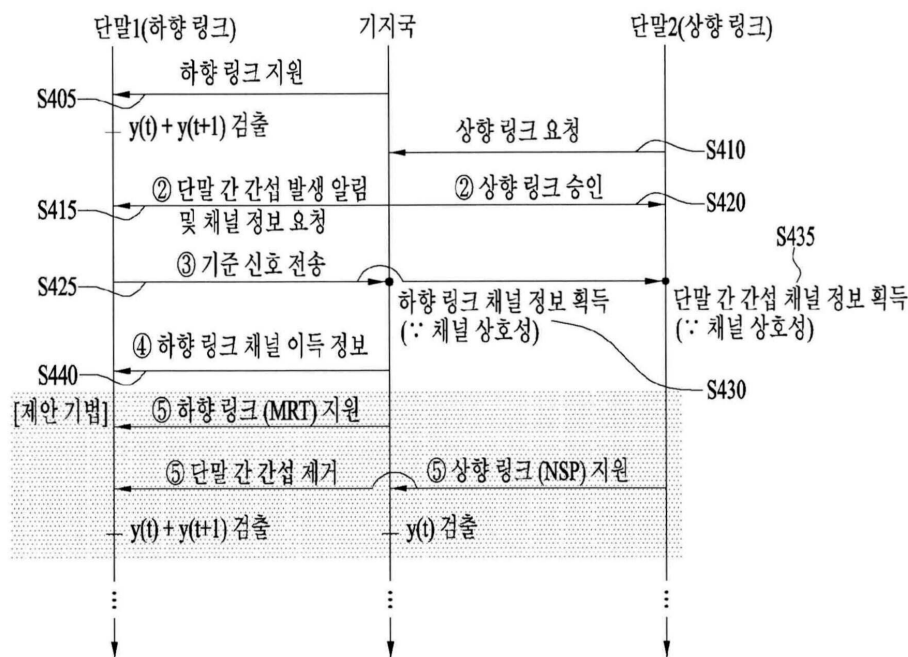
도면3



도면4



도면5



도면6

