



**(19) 대한민국특허청(KR)**  
**(12) 공개특허공보(A)**

(11) 공개번호 10-2016-0091885  
 (43) 공개일자 2016년08월03일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)  
 H04B 7/02 (2006.01) H04B 7/04 (2006.01)  
 H04B 7/155 (2006.01)  
 (52) CPC특허분류  
 H04B 7/022 (2013.01)  
 H04B 7/0452 (2013.01)  
 (21) 출원번호 10-2016-7010894  
 (22) 출원일자(국제) 2014년12월05일  
 심사청구일자 없음  
 (85) 번역문제출일자 2015년04월25일  
 (86) 국제출원번호 PCT/KR2014/011928  
 (87) 국제공개번호 WO 2015/084105  
 국제공개일자 2015년06월11일  
 (30) 우선권주장  
 61/912,533 2013년12월05일 미국(US)

(71) 출원인  
**엘지전자 주식회사**  
 서울특별시 영등포구 여의대로 128 (여의도동)  
**연세대학교 산학협력단**  
 서울특별시 서대문구 연세로 50 (신촌동, 연세대학교)  
 (72) 발명자  
**채혁진**  
 서울특별시 서초구 양재대로11길 19  
**민병윤**  
 서울특별시 서대문구 연희로12길 10-10  
 (뒷면에 계속)  
 (74) 대리인  
**김용인, 방해철**

전체 청구항 수 : 총 12 항

(54) 발명의 명칭 **무선 통신 시스템에서 신호 송수신 방법 및 장치**

**(57) 요약**

본 발명의 일 실시예는, 무선통신시스템에서 제1 기지국이 신호를 전송하는 방법에 있어서, 제1 기지국이 상기 제1 기지국에 속한 제1 단말 및 상기 제2 기지국에 속한 제2 단말로부터 채널 정보를 수신하는 단계; 및 상기 채널 정보를 고려하여, 제1 단말 및 제2 단말 중 적어도 하나의 단말에게 제1 기지국을 위한 신호를 전송하는 단계를 포함하며, 상기 채널 정보에 따른 SINR(Signal to Interference Plus Noise Ratio)이 미리 설정된 값 이상인 경우, 상기 제1 기지국을 위한 신호를 상기 제2 단말로 전송하는, 신호 전송 방법이다.

(52) CPC특허분류  
*H04B 7/15521* (2013.01)

(72) 발명자  
김기연  
서울특별시 마포구 망원로11길 73, 1105호

김동구  
서울특별시 강남구 일원로 120, 103동 1104호

---

## 명세서

### 청구범위

#### 청구항 1

무선통신시스템에서 제1 기지국이 신호를 전송하는 방법에 있어서,

제1 기지국이 상기 제1 기지국에 속한 제1 단말 및 상기 제2 기지국에 속한 제2 단말로부터 채널 정보를 수신하는 단계; 및

상기 채널 정보를 고려하여, 제1 단말 및 제2 단말 중 적어도 하나의 단말에게 제1 기지국을 위한 신호를 전송하는 단계,

를 포함하며,

상기 채널 정보에 따른 SINR(Signal to Interference Plus Noise Ratio)이 미리 설정된 값 이상인 경우, 상기 제1 기지국을 위한 신호를 상기 제2 단말로 전송하는, 신호 전송 방법.

#### 청구항 2

제1항에 있어서,

상기 제2 단말로 전송된 신호는 상기 제2 기지국으로 전송되며, 상기 제2 기지국으로 전송된 신호는 상기 제1 단말에게 전송되는, 신호 전송 방법.

#### 청구항 3

제2항에 있어서,

상기 제1 기지국과 제2 단말 사이의 채널, 상기 제2 단말과 상기 제2 기지국 사이의 채널 및 상기 제2 기지국과 상기 제1 단말 사이의 채널은 인과적(causal)인, 신호 전송 방법.

#### 청구항 4

제1항에 있어서,

상기 제1 단말과 상기 제1 기지국의 채널 변동이 미리 설정된 값 이상인 경우, 상기 제1 기지국을 위한 신호를 상기 제2 단말로 전송하는, 신호 전송 방법.

#### 청구항 5

제1항에 있어서,

상기 제1 단말의 이동성이 미리 설정된 값 이상인 경우, 상기 제1 기지국을 위한 신호를 상기 제2 단말로 전송하는, 신호 전송 방법.

#### 청구항 6

제1항에 있어서,

상기 채널 정보는 양 방향 코딩을 고려하여 생성된 것인, 신호 전송 방법.

#### 청구항 7

제1항에 있어서,

상기 채널 정보에 따른 SINR이 미리 설정된 값 이상인 경우, 상기 제1 기지국을 위한 신호를 상기 제1 단말 및 상기 제2 단말 모두에게 전송하는, 신호 전송 방법.

#### 청구항 8

제7항에 있어서,

상기 제1 단말로 전송된 신호 및 상기 제2 단말로 전송된 신호는 상기 제2 기지국으로 전송되며, 상기 제2 기지국으로 전송된 신호는 상기 제1 단말에게 전송되는, 신호 전송 방법.

**청구항 9**

제8항에 있어서,

상기 제1 단말로 전송된 신호 및 상기 제2 단말로 전송된 신호는 상기 제2 기지국에서 결합되는, 신호 전송 방법.

**청구항 10**

제1항에 있어서,

상기 제1 단말로 전송된 신호 및 상기 제2 단말로 전송된 신호는 상기 제1 기지국 및 상기 제2 기지국으로 전송되며, 상기 제1 기지국 및 제2 기지국은 각 단말로부터 수신된 신호를 결합하여 상기 제1 단말에게 전송되는, 신호 전송 방법.

**청구항 11**

제1항에 있어서,

상기 채널 정보에 따른 SINR이 미리 설정된 값 미만인 경우, 상기 제1 기지국을 위한 신호는 단일 홉 전송되는, 신호 전송 방법.

**청구항 12**

무선통신시스템에서 신호를 전송하는 제1 기지국 장치에 있어서,

전송 모듈; 및

프로세서를 포함하고,

상기 프로세서는, 제1 기지국이 상기 제1 기지국에 속한 제1 단말 및 상기 제2 기지국에 속한 제2 단말로부터 채널 정보를 수신하고, 상기 채널 정보를 고려하여, 제1 단말 및 제2 단말 중 적어도 하나의 단말에게 제1 기지국을 위한 신호를 전송하며,

상기 채널 정보에 따른 SINR(Signal to Interference Plus Noise Ratio)이 미리 설정된 값 이상인 경우, 상기 제1 기지국을 위한 신호를 상기 제2 단말로 전송하는, 제1 기지국 장치.

**발명의 설명**

**기술 분야**

[0001] 이하의 설명은 무선 통신 시스템에 대한 것으로, 보다 상세하게는 양방향 코딩이 적용된 신호 송수신 방법 및 장치에 대한 것이다.

**배경 기술**

[0002] 무선 통신 시스템이 음성이나 데이터 등과 같은 다양한 종류의 통신 서비스를 제공하기 위해 광범위하게 전개되고 있다. 일반적으로 무선 통신 시스템은 가용한 시스템 자원(대역폭, 전송 파워 등)을 공유하여 다중 사용자와의 통신을 지원할 수 있는 다중 접속(multiple access) 시스템이다. 다중 접속 시스템의 예들로는 CDMA(code division multiple access) 시스템, FDMA(frequency division multiple access) 시스템, TDMA(time division multiple access) 시스템, OFDMA(orthogonal frequency division multiple access) 시스템, SC-FDMA(single carrier frequency division multiple access) 시스템, MC-FDMA(multi carrier frequency division multiple access) 시스템 등이 있다.

**발명의 내용**

**해결하려는 과제**

- [0003] 본 발명에서는 양방향 코딩, 우회 경로를 적용한 신호 송수신 방법을 기술적 과제로 한다.
- [0004] 본 발명에서 이루고자 하는 기술적 과제들은 이상에서 언급한 기술적 과제들로 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**

- [0005] 본 발명의 제1 기술적인 측면은, 무선통신시스템에서 제1 기지국이 신호를 전송하는 방법에 있어서, 제1 기지국이 상기 제1 기지국에 속한 제1 단말 및 상기 제2 기지국에 속한 제2 단말로부터 채널 정보를 수신하는 단계; 및 상기 채널 정보를 고려하여, 제1 단말 및 제2 단말 중 적어도 하나의 단말에게 제1 기지국을 위한 신호를 전송하는 단계를 포함하며, 상기 채널 정보에 따른 SINR(Signal to Interference Plus Noise Ratio)이 미리 설정된 값 이상인 경우, 상기 제1 기지국을 위한 신호를 상기 제2 단말로 전송하는, 신호 전송 방법이다.
- [0006] 본 발명의 제2 기술적인 측면은, 무선통신시스템에서 신호를 전송하는 제1 기지국 장치에 있어서, 전송 모듈; 및 프로세서를 포함하고, 상기 프로세서는, 제1 기지국이 상기 제1 기지국에 속한 제1 단말 및 상기 제2 기지국에 속한 제2 단말로부터 채널 정보를 수신하고, 상기 채널 정보를 고려하여, 제1 단말 및 제2 단말 중 적어도 하나의 단말에게 제1 기지국을 위한 신호를 전송하며, 상기 채널 정보에 따른 SINR(Signal to Interference Plus Noise Ratio)이 미리 설정된 값 이상인 경우, 상기 제1 기지국을 위한 신호를 상기 제2 단말로 전송하는, 제1 기지국 장치이다.
- [0007] 상기 제1 기술적인 측면 및 제2 기술적인 측면은 다음 사항들의 전/일부를 포함할 수 있다.
- [0008] 상기 제2 단말로 전송된 신호는 상기 제2 기지국으로 전송되며, 상기 제2 기지국으로 전송된 신호는 상기 제1 단말에게 전송될 수 있다.
- [0009] 상기 제1 기지국과 제2 단말 사이의 채널, 상기 제2 단말과 상기 제2 기지국 사이의 채널 및 상기 제2 기지국과 상기 제1 단말 사이의 채널은 인과적(causal)일 수 있다.
- [0010] 상기 제1 단말과 상기 제1 기지국의 채널 변동이 미리 설정된 값 이상인 경우, 상기 제1 기지국을 위한 신호를 상기 제2 단말로 전송할 수 있다.
- [0011] 상기 제1 단말의 이동성이 미리 설정된 값 이상인 경우, 상기 제1 기지국을 위한 신호를 상기 제2 단말로 전송할 수 있다.
- [0012] 상기 채널 정보는 양 방향 코딩을 고려하여 생성된 것일 수 있다.
- [0013] 상기 채널 정보에 따른 SINR이 미리 설정된 값 이상인 경우, 상기 제1 기지국을 위한 신호를 상기 제1 단말 및 상기 제2 단말 모두에게 전송할 수 있다.
- [0014] 상기 제1 단말로 전송된 신호 및 상기 제2 단말로 전송된 신호는 상기 제2 기지국으로 전송되며, 상기 제2 기지국으로 전송된 신호는 상기 제1 단말에게 전송될 수 있다.
- [0015] 상기 제1 단말로 전송된 신호 및 상기 제2 단말로 전송된 신호는 상기 제2 기지국에서 결합될 수 있다.
- [0016] 상기 제1 단말로 전송된 신호 및 상기 제2 단말로 전송된 신호는 상기 제1 기지국 및 상기 제2 기지국으로 전송되며, 상기 제1 기지국 및 제2 기지국은 각 단말로부터 수신된 신호를 결합하여 상기 제1 단말에게 전송될 수 있다.
- [0017] 상기 채널 정보에 따른 SINR이 미리 설정된 값 미만인 경우, 상기 제1 기지국을 위한 신호는 단일 홉 전송될 수 있다.

**발명의 효과**

- [0018] 본 발명에 따르면 기지국에서 다중안테나 송수신을 이용하여 양방향 코딩의 이득을 최대화하여 송수신을 수행할 수 있다.
- [0019] 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**

- [0020] 본 명세서에 첨부되는 도면은 본 발명에 대한 이해를 제공하기 위한 것으로서 본 발명의 다양한 실시형태들을 나타내고 명세서의 기재와 함께 본 발명의 원리를 설명하기 위한 것이다.
- 도 1은 무선 프레임의 구조를 나타내는 도면이다.
- 도 2는 하향링크 슬롯에서의 자원 그리드(resource grid)를 나타내는 도면이다.
- 도 3은 하향링크 서브프레임의 구조를 나타내는 도면이다.
- 도 4는 상향링크 서브프레임의 구조를 나타내는 도면이다.
- 도 5는 MIMO를 설명하기 위한 도면이다.
- 도 6은 양방향 간섭 채널을 나타낸 도면이다.
- 도 7 내지 도 10는 본 발명의 실시예를 나타낸 도면이다.
- 도 11은 송수신 장치의 구성을 도시한 도면이다.

**발명을 실시하기 위한 구체적인 내용**

- [0021] 이하의 실시예들은 본 발명의 구성요소들과 특징들을 소정 형태로 결합한 것들이다. 각 구성요소 또는 특징은 별도의 명시적 언급이 없는 한 선택적인 것으로 고려될 수 있다. 각 구성요소 또는 특징은 다른 구성요소나 특징과 결합되지 않은 형태로 실시될 수 있다. 또한, 일부 구성요소들 및/또는 특징들을 결합하여 본 발명의 실시예를 구성할 수도 있다. 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.
- [0022] 본 명세서에서 본 발명의 실시예들을 기지국과 단말 간의 데이터 송신 및 수신에 중점을 두고 설명한다. 여기서, 기지국은 단말과 직접적으로 통신을 수행하는 네트워크의 종단 노드(terminal node)로서의 의미를 갖는다. 본 문서에서 기지국에 의해 수행되는 것으로 설명된 특정 동작은 경우에 따라서는 기지국의 상위 노드(upper node)에 의해 수행될 수도 있다.
- [0023] 즉, 기지국을 포함하는 다수의 네트워크 노드들(network nodes)로 이루어지는 네트워크에서 단말과의 통신을 위해 수행되는 다양한 동작들은 기지국 또는 기지국 이외의 다른 네트워크 노드들에 의해 수행될 수 있음은 자명하다. '기지국(BS: Base Station)'은 고정국(fixed station), Node B, eNode B(eNB), 액세스 포인트(AP: Access Point) 등의 용어에 의해 대체될 수 있다. 중계기는 Relay Node(RN), Relay Station(RS) 등의 용어에 의해 대체될 수 있다. 또한, '단말(Terminal)'은 UE(User Equipment), MS(Mobile Station), MSS(Mobile Subscriber Station), SS(Subscriber Station) 등의 용어로 대체될 수 있다. 또한, 이하의 설명에서 '기지국'이라 함은 스케줄링 수행 노드, 클러스터 헤더(cluster header) 등을 장치를 지칭하는 의미로써도 사용될 수 있다. 만약 기지국이나 릴레이도 단말이 전송하는 신호를 전송한다면, 일종의 단말로 간주할 수 있다.
- [0024] 이하에서 기술되는 셀의 명칭은 기지국(base station, eNB), 섹터(sector), 리모트라디오헤드(remote radio head, RRH), 릴레이(relay)등의 송수신 포인트에 적용되며, 또한 특정 송수신 포인트에서 구성 반송파(component carrier)를 구분하기 위한 포괄적인 용어로 사용되는 것일 수 있다.
- [0025] 이하의 설명에서 사용되는 특정 용어들은 본 발명의 이해를 돕기 위해서 제공된 것이며, 이러한 특정 용어의 사용은 본 발명의 기술적 사상을 벗어나지 않는 범위에서 다른 형태로 변경될 수 있다.
- [0026] 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.
- [0027] 본 발명의 실시예들은 무선 접속 시스템들인 IEEE 802 시스템, 3GPP 시스템, 3GPP LTE 및 LTE-A(LTE-Advanced)시스템 및 3GPP2 시스템 중 적어도 하나에 개시된 표준 문서들에 의해 뒷받침될 수 있다. 즉, 본 발명의 실시예들 중 본 발명의 기술적 사상을 명확히 드러내기 위해 설명하지 않은 단계들 또는 부분들은 상기 문서들에 의해 뒷받침될 수 있다. 또한, 본 문서에서 개시하고 있는 모든 용어들은 상기 표준 문서에 의해 설명될

수 있다.

[0028] 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 일부로써, 하향링크에서 OFDMA를 채용하고 상향링크에서 SC-FDMA를 채용한다. LTE-A(Advanced)는 3GPP LTE의 진화이다. WiMAX는 IEEE 802.16e 규격(WirelessMAN-OFDMA Reference System) 및 발전된 IEEE 802.16m 규격(WirelessMAN-OFDMA Advanced system)에 의하여 설명될 수 있다. 명확성을 위하여 이하에서는 3GPP LTE 및 3GPP LTE-A 시스템을 위주로 설명하지만 본 발명의 기술적 사상이 이에 제한되는 것은 아니다.

[0029] **LTE/LTE-A 자원 구조/채널**

[0030] 도 1을 참조하여 무선 프레임의 구조에 대하여 설명한다.

[0031] 셀룰라 OFDM 무선 패킷 통신 시스템에서, 상/하향링크 데이터 패킷 전송은 서브프레임(subframe) 단위로 이루어지며, 한 서브프레임은 다수의 OFDM 심볼을 포함하는 일정 시간 구간으로 정의된다. 3GPP LTE 표준에서는 FDD(Frequency Division Duplex)에 적용 가능한 타입 1 무선 프레임(radio frame) 구조와 TDD(Time Division Duplex)에 적용 가능한 타입 2의 무선 프레임 구조를 지원한다.

[0032] 도 1(a)는 타입 1 무선 프레임의 구조를 나타내는 도면이다. 하향링크 무선 프레임(radio frame)은 10개의 서브프레임(subframe)으로 구성되고, 하나의 서브프레임은 시간 영역(time domain)에서 2개의 슬롯(slot)으로 구성된다. 하나의 서브프레임이 전송되는 데 걸리는 시간을 TTI(transmission time interval)이라 하고, 예를 들어 하나의 서브프레임의 길이는 1ms이고, 하나의 슬롯의 길이는 0.5ms 일 수 있다. 하나의 슬롯은 시간 영역에서 복수의 OFDM 심볼을 포함하고, 주파수 영역에서 다수의 자원블록(Resource Block; RB)을 포함한다. 3GPP LTE/LTE-A 시스템에서는 하향링크에서 OFDMA를 사용하므로, OFDM 심볼이 하나의 심볼 구간을 나타낸다. OFDM 심볼은 또한 SC-FDMA 심볼 또는 심볼 구간으로 칭하여질 수도 있다. 자원 블록(Resource Block; RB)은 자원 할당 단위이고, 하나의 블록에서 복수개의 연속적인 부반송파(subcarrier)를 포함할 수 있다.

[0033] 하나의 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 CP(Cyclic Prefix)의 구성(configuration)에 따라 달라질 수 있다. CP에는 확장된 CP(extended CP)와 일반 CP(normal CP)가 있다. 예를 들어, OFDM 심볼이 일반 CP에 의해 구성된 경우, 하나의 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 7개일 수 있다. OFDM 심볼이 확장된 CP에 의해 구성된 경우, 한 OFDM 심볼의 길이가 늘어나므로, 한 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 일반 CP인 경우보다 적다. 확장된 CP의 경우에, 예를 들어, 하나의 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 6개일 수 있다. 단말이 빠른 속도로 이동하는 등의 경우와 같이 채널상태가 불안정한 경우, 심볼간 간섭을 더욱 줄이기 위해 확장된 CP가 사용될 수 있다.

[0034] 일반 CP가 사용되는 경우 하나의 슬롯은 7개의 OFDM 심볼을 포함하므로, 하나의 서브프레임은 14개의 OFDM 심볼을 포함한다. 이때, 각 서브프레임의 처음 2개 또는 3개의 OFDM 심볼은 PDCCH(physical downlink control channel)에 할당되고, 나머지 OFDM 심볼은 PDSCH(physical downlink shared channel)에 할당될 수 있다.

[0035] 도 1(b)는 타입 2 무선 프레임의 구조를 나타내는 도면이다. 타입 2 무선 프레임은 2개의 해프 프레임(half frame)으로 구성되며, 각 해프 프레임은 5개의 서브프레임과 DwPTS(Downlink Pilot Time Slot), 보호구간(Guard Period; GP), UpPTS(Uplink Pilot Time Slot)로 구성되며, 이 중 1개의 서브프레임은 2개의 슬롯으로 구성된다. DwPTS는 단말에서의 초기 셀 탐색, 동기화 또는 채널 추정에 사용된다. UpPTS는 기지국에서의 채널 추정과 단말의 상향 전송 동기를 맞추는 데 사용된다. 보호구간은 상향링크와 하향링크 사이에 하향링크 신호의 다중경로 지연으로 인해 상향링크에서 생기는 간섭을 제거하기 위한 구간이다. 한편, 무선 프레임의 타입에 관계 없이 1개의 서브프레임은 2개의 슬롯으로 구성된다.

[0036] 무선 프레임의 구조는 예시에 불과하고, 무선 프레임에 포함되는 서브프레임의 수 또는 서브프레임에 포함되는 슬롯의 수, 슬롯에 포함되는 심볼의 수는 다양하게 변경될 수 있다.

[0037] 도 2는 하향링크 슬롯에서의 자원 그리드(resource grid)를 나타내는 도면이다. 하나의 하향링크 슬롯은 시간

영역에서 7 개의 OFDM 심볼을 포함하고, 하나의 자원블록(RB)은 주파수 영역에서 12 개의 부반송파를 포함하는 것으로 도시되어 있지만, 본 발명이 이에 제한되는 것은 아니다. 예를 들어, 일반 CP(Cyclic Prefix)의 경우에는 하나의 슬롯이 7 OFDM 심볼을 포함하지만, 확장된 CP(extended-CP)의 경우에는 하나의 슬롯이 6 OFDM 심볼을 포함할 수 있다. 자원 그리드 상의 각각의 요소는 자원 요소(resource element)라 한다. 하나의 자원블록은  $12 \times 7$  자원 요소를 포함한다. 하향링크 슬롯에 포함되는 자원블록들의 개수( $N_{DL}^{RB}$ )는 하향링크 전송 대역폭에 따른다. 상향링크 슬롯의 구조는 하향링크 슬롯의 구조와 동일할 수 있다.

[0038] 도 3은 하향링크 서브프레임의 구조를 나타내는 도면이다. 하나의 서브프레임 내에서 첫 번째 슬롯의 앞 부분의 최대 3 개의 OFDM 심볼은 제어 채널이 할당되는 제어 영역에 해당한다. 나머지 OFDM 심볼들은 물리하향링크공유채널(Physical Downlink Shared Channel; PDSCH)이 할당되는 데이터 영역에 해당한다. 3GPP LTE/LTE-A 시스템에서 사용되는 하향링크 제어 채널들에는, 예를 들어, 물리제어포맷지시자채널(Physical Control Format Indicator Channel; PCFICH), 물리하향링크제어채널(Physical Downlink Control Channel; PDCCH), 물리HARQ지시자채널(Physical Hybrid automatic repeat request Indicator Channel; PHICH) 등이 있다. PCFICH는 서브프레임의 첫 번째 OFDM 심볼에서 전송되고 서브프레임 내의 제어 채널 전송에 사용되는 OFDM 심볼의 개수에 대한 정보를 포함한다. PHICH는 상향링크 전송의 응답으로서 HARQ ACK/NACK 신호를 포함한다. PDCCH를 통하여 전송되는 제어 정보를 하향링크제어정보(Downlink Control Information; DCI)라 한다. DCI는 상향링크 또는 하향링크 스케줄링 정보를 포함하거나 임의의 단말 그룹에 대한 상향링크 전송 전력 제어 명령을 포함한다. PDCCH는 하향링크공유채널(DL-SCH)의 자원 할당 및 전송 포맷, 상향링크공유채널(UL-SCH)의 자원 할당 정보, 페이징채널(PCH)의 페이징 정보, DL-SCH 상의 시스템 정보, PDSCH 상으로 전송되는 임의접속응답(Random Access Response)과 같은 상위계층 제어 메시지의 자원 할당, 임의의 단말 그룹 내의 개별 단말에 대한 전송 전력 제어 명령의 세트, 전송 전력 제어 정보, VoIP(Voice over IP)의 활성화 등을 포함할 수 있다. 복수의 PDCCH가 제어 영역 내에서 전송될 수 있다. 단말은 복수의 PDCCH를 모니터링할 수 있다. PDCCH는 하나 이상의 연속하는 제어 채널요소(Control Channel Element; CCE)의 조합(aggregation)으로 전송된다. CCE는 무선 채널의 상태에 기초한 코딩 레이트로 PDCCH를 제공하기 위해 사용되는 논리 할당 단위이다. CCE는 복수개의 자원 요소 그룹에 대응한다. PDCCH를 위해 필요한 CCE의 개수는 DCI의 크기와 코딩 레이트 등에 따라 달라질 수 있다. 예를 들어, PDCCH 전송에는 CCE 개수 1, 2, 4, 8(각각 PDCCH 포맷 0, 1, 2, 3에 대응)개 중 어느 하나가 사용될 수 있으며, DCI의 크기가 큰 경우 및/또는 채널 상태가 좋지 않아 낮은 코딩 레이트가 필요한 경우 상대적으로 많은 개수의 CCE가 하나의 PDCCH 전송을 위해 사용될 수 있다. 기지국은 단말에게 전송되는 DCI의 크기, 셀 대역폭, 하향링크 안테나 포트의 개수, PHICH 자원 양 등을 고려하여 PDCCH 포맷을 결정하고, 제어 정보에 순환잉여검사(Cyclic Redundancy Check; CRC)를 부가한다. CRC는 PDCCH의 소유자 또는 용도에 따라 무선 네트워크 임시 식별자(Radio Network Temporary Identifier; RNTI)라 하는 식별자로 마스킹된다. PDCCH가 특정 단말에 대한 것이라면, 단말의 cell-RNTI(C-RNTI) 식별자가 CRC에 마스킹될 수 있다. 또는, PDCCH가 페이징 메시지에 대한 것이라면, 페이징 지시자 식별자(Paging Indicator Identifier; P-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다. PDCCH가 시스템 정보(보다 구체적으로, 시스템 정보 블록(SIB))에 대한 것이라면, 시스템 정보 식별자 및 시스템 정보 RNTI(SI-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다. 단말의 임의 접속 프리앰블의 전송에 대한 응답인 임의접속응답을 나타내기 위해, 임의접속-RNTI(RA-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다.

[0039] 도 4는 상향링크 서브프레임의 구조를 나타내는 도면이다. 상향링크 서브프레임은 주파수 영역에서 제어 영역과 데이터 영역으로 분할될 수 있다. 제어 영역에는 상향링크 제어 정보를 포함하는 물리상향링크제어채널(Physical Uplink Control Channel; PUCCH)이 할당된다. 데이터 영역에는 사용자 데이터를 포함하는 물리상향링크공유채널(Physical Uplink Shared Channel; PUSCH)이 할당된다. 단일 반송파 특성을 유지하기 위해서, 하나의 단말은 PUCCH와 PUSCH를 동시에 전송하지 않는다. 하나의 단말에 대한 PUCCH는 서브프레임에서 자원블록 쌍(RB pair)에 할당된다. 자원블록 쌍에 속하는 자원블록들은 2 슬롯에 대하여 상이한 부반송파를 차지한다. 이를 PUCCH에 할당되는 자원블록 쌍이 슬롯 경계에서 주파수-호핑(frequency-hopped)된다고 한다.

[0040] 도 5는 다중안테나를 갖는 무선 통신 시스템의 구성도이다.

[0041] 도 5(a)에 도시된 바와 같이 송신 안테나의 수를  $N_T$  개로, 수신 안테나의 수를  $N_R$  개로 늘리면, 송신기나 수신기에서만 다수의 안테나를 사용하게 되는 경우와 달리 안테나 수에 비례하여 이론적인 채널 전송 용량이 증가한다. 따라서, 전송 레이트를 향상시키고 주파수 효율을 획기적으로 향상시킬 수 있다. 채널 전송 용량이 증가함에 따라, 전송 레이트는 이론적으로 단일 안테나 이용시의 최대 전송 레이트( $R_0$ )에 레이트 증가율( $R_i$ )이 곱해진 만큼 증가할 수 있다.

[0042] [수학식 1]

[0043] 
$$R_i = \min(N_T, N_R)$$

[0044] 예를 들어, 4개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나를 이용하는 MIMO(Multiple Input and Multiple Output) 통신 시스템에서는 단일 안테나 시스템에 비해 이론상 4배의 전송 레이트를 획득할 수 있다.

[0045] 다중안테나 시스템에서의 통신 방법을 수학적 모델링을 이용하여 보다 구체적으로 설명한다. 상기 시스템에는  $N_T$ 개의 송신 안테나와  $N_R$ 개의 수신 안테나가 존재한다고 가정한다.

[0046] 송신 신호를 살펴보면,  $N_T$ 개의 송신 안테나가 있는 경우 전송 가능한 최대 정보는  $N_T$ 개이다. 전송 정보는 다음과 같이 표현될 수 있다.

[0047] [수학식 2]

[0048] 
$$\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{N_T}]^T$$

[0049] 각각의 전송 정보  $s_1, s_2, \dots, s_{N_T}$  는 전송 전력이 다를 수 있다. 각각의 전송 전력을  $P_1, P_2, \dots, P_{N_T}$  라고 하면, 전송 전력이 조정된 전송 정보는 다음과 같이 표현될 수 있다.

[0050] [수학식 3]

[0051] 
$$\hat{\mathbf{s}} = [\hat{s}_1, \hat{s}_2, \dots, \hat{s}_{N_T}]^T = [P_1 s_1, P_2 s_2, \dots, P_{N_T} s_{N_T}]^T$$

[0052] 또한,  $\hat{\mathbf{s}}$  는 전송 전력의 대각행렬  $P$  를 이용해 다음과 같이 표현될 수 있다.

[0053] [수학식 4]

[0054] 
$$\hat{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} P_1 & & & 0 \\ & P_2 & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & P_{N_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_{N_T} \end{bmatrix} = \mathbf{P}\mathbf{s}$$

[0055] 전송전력이 조정된 정보 벡터  $\hat{\mathbf{s}}$  에 가중치 행렬  $\mathbf{W}$  가 적용되어 실제 전송되는  $N_T$ 개의 송신신호  $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{N_T}$  가 구성되는 경우를 고려해 보자. 가중치 행렬  $\mathbf{W}$  는 전송 정보를 전송 채널 상황 등에 따라 각 안테나에 적절히 분배해 주는 역할을 한다.  $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{N_T}$  는 벡터  $\mathbf{x}$  를 이용하여 다음과 같이 표현될 수 있다.

[0056] [수학식 5]

[0057] 
$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_i \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} & \dots & w_{1N_T} \\ w_{21} & w_{22} & \dots & w_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{i1} & w_{i2} & \dots & w_{iN_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{N_T1} & w_{N_T2} & \dots & w_{N_TN_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ \vdots \\ \hat{s}_j \\ \vdots \\ \hat{s}_{N_T} \end{bmatrix} = \mathbf{W}\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{W}\mathbf{P}\mathbf{s}$$

[0058] 여기에서,  $w_{ij}$  는  $i$ 번째 송신 안테나와  $j$ 번째 정보간의 가중치를 의미한다.  $\mathbf{W}$  는 프리코딩 행렬이라고도 불린다.

[0059] 수신신호는 NR 개의 수신 안테나가 있는 경우 각 안테나의 수신신호  $y_1, y_2, \dots, y_{N_R}$  은 벡터로 다음과 같이 표현될 수 있다.

[0060] [수학식 6]

[0061] 
$$\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{N_R}]^T$$

[0062] 다중안테나 무선 통신 시스템에서 채널을 모델링하는 경우, 채널은 송수신 안테나 인덱스에 따라 구분될 수 있다. 송신 안테나 j로부터 수신 안테나 i를 거치는 채널을  $h_{ij}$  로 표시하기로 한다.  $h_{ij}$  에서, 인덱스의 순서가 수신 안테나 인덱스가 먼저, 송신 안테나의 인덱스가 나중에 의미한다.

[0063] 한편, 도 5(b)는 NT 개의 송신 안테나에서 수신 안테나 i로의 채널을 도시한 도면이다. 상기 채널을 묶어서 벡터 및 행렬 형태로 표시할 수 있다. 도 5(b)에서, 총 NT 개의 송신 안테나로부터 수신 안테나 i로 도착하는 채널은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

[0064] [수학식 7]

[0065] 
$$\mathbf{h}_i^T = [h_{i1}, h_{i2}, \dots, h_{iN_T}]$$

[0066] 따라서, NT 개의 송신 안테나로부터 NR 개의 수신 안테나로 도착하는 모든 채널은 다음과 같이 표현될 수 있다.

[0067] [수학식 8]

[0068] 
$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^T \\ \mathbf{h}_2^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}_i^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{N_R}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{i1} & h_{i2} & \dots & h_{iN_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \dots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix}$$

[0069] 실제 채널에는 채널 행렬 H 를 거친 후에 백색잡음(AWGN; Additive White Gaussian Noise)이 더해진다. NR 개의 수신 안테나 각각에 더해지는 백색잡음  $n_1, n_2, \dots, n_{N_R}$  은 다음과 같이 표현될 수 있다.

[0070] [수학식 9]

[0071] 
$$\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_{N_R}]^T$$

[0072] 상술한 수학식 모델링을 통해 수신신호는 다음과 같이 표현될 수 있다.

[0073] [수학식 10]

[0074] 
$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_i \\ \vdots \\ y_{N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{i1} & h_{i2} & \dots & h_{iN_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \dots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_j \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_i \\ \vdots \\ n_{N_R} \end{bmatrix} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$$

[0075] 한편, 채널 상태를 나타내는 채널 행렬 H의 행과 열의 수는 송수신 안테나의 수에 의해 결정된다. 채널 행렬 H에서 행의 수는 수신 안테나의 수 NR과 같고, 열의 수는 송신 안테나의 수 NT와 같다. 즉, 채널 행렬 H는 행렬이 NR×NT된다.

[0076] 행렬의 랭크(rank)는 서로 독립인(independent) 행 또는 열의 개수 중에서 최소 개수로 정의된다. 따라서, 행렬의 랭크는 행 또는 열의 개수 보다 클 수 없다. 채널 행렬 H의 랭크(rank(H))는 다음과 같이 제한된다.

- [0077] [수학식 11]
- [0078]  $rank(\mathbf{H}) \leq \min(N_T, N_R)$
- [0079] 랭크의 다른 정의는 행렬을 고유치 분해(Eigen value decomposition) 하였을 때, 0이 아닌 고유치들의 개수로 정의할 수 있다. 유사하게, 랭크의 또 다른 정의는 특이치 분해(singular value decomposition) 하였을 때, 0이 아닌 특이치들의 개수로 정의할 수 있다. 따라서, 채널 행렬에서 랭크의 물리적인 의미는 주어진 채널에서 서로 다른 정보를 보낼 수 있는 최대 수라고 할 수 있다.
- [0080] **채널상태정보(Channel State Information, CSI) 피드백**
- [0081] MIMO 방식은 개-루프(open-loop) 방식과 폐-루프(closed-loop) 방식으로 구분될 수 있다. 개-루프 MIMO 방식은 MIMO 수신단으로부터의 CSI의 피드백이 없이 송신단에서 MIMO 전송을 수행하는 것을 의미한다. 폐-루프 MIMO 방식은 MIMO 수신단으로부터의 CSI를 피드백 받아 송신단에서 MIMO 전송을 수행하는 것을 의미한다. 폐-루프 MIMO 방식에서는 MIMO 송신 안테나의 다중화 이득(multiplexing gain)을 얻기 위해서 송신단과 수신단의 각각이 채널 상태정보를 바탕으로 빔포밍을 수행할 수 있다. 수신단(예를 들어, 단말)이 CSI를 피드백할 수 있도록 송신단(예를 들어, 기지국)은 수신단(예를 들어, 단말)에게 상향링크 제어 채널 또는 상향링크 공유 채널을 할당할 수 있다.
- [0082] 피드백되는 CSI는 랭크 지시자(Rank Indicator, RI), 프리코딩 행렬 인덱스(Precoding Matrix Indicator, PMI) 및 채널품질지시자(Channel Quality Indicator, CQI)를 포함할 수 있다.
- [0083] RI는 채널 랭크에 대한 정보이다. 채널의 랭크는 동일한 시간-주파수 자원을 통해서 서로 다른 정보를 보낼 수 있는 레이어(또는 스트림)의 최대 개수를 의미한다. 랭크 값은 채널의 장기간(long term) 페이딩에 의해서 주로 결정되므로, PMI 및 CQI 에 비하여 일반적으로 더 긴 주기에 따라 피드백될 수 있다.
- [0084] PMI는 송신단으로부터의 전송에 이용되는 프리코딩 행렬에 대한 정보이며, 채널의 공간 특성을 반영하는 값이다. 프리코딩이란 전송 레이어를 송신 안테나에 매핑시키는 것을 의미하며, 프리코딩 행렬에 의해 레이어-안테나 매핑 관계가 결정될 수 있다. PMI 는 신호대잡음및간섭비(Signal-to-Interference plus Noise Ratio; SINR) 등의 측정값(metric)을 기준으로 단말이 선호하는(preferred) 기지국의 프리코딩 행렬 인덱스에 해당한다. 프리코딩 정보의 피드백 오버헤드를 줄이기 위해서, 송신단과 수신단이 여러 가지 프리코딩 행렬을 포함하는 코드북을 미리 공유하고 있고, 해당 코드북에서 특정 프리코딩 행렬을 지시하는 인덱스만을 피드백하는 방식이 사용될 수 있다.
- [0085] 확장된 안테나 구성을 지원하는 시스템(예를 들어, LTE-A 시스템)에서는 다중사용자-MIMO (Multi User-Multi Input Multi Output, MU-MIMO) 방식을 이용하여 추가적인 다중사용자 다이버시티를 획득하는 것을 고려하고 있다. MU-MIMO 방식에서는 안테나 영역(domain)에서 다중화되는 단말들 간의 간섭 채널이 존재하므로, 다중사용자 중 하나의 단말이 피드백하는 CSI를 기지국에서 이용하여 하향링크 전송을 수행하는 경우에 다른 단말에 대해서 간섭이 발생하지 않도록 하는 것이 필요하다. 따라서, MU-MIMO 동작이 올바르게 수행되기 위해서는 단일사용자-MIMO (SU-MIMO) 방식에 비하여 보다 높은 정확도의 CSI가 피드백되어야 한다.
- [0086] 이와 같이 보다 정확한 CSI를 측정 및 보고할 수 있도록, 기존의 RI, PMI 및 CQI 로 구성되는 CSI 를 개선한 새로운 CSI 피드백 방안이 적용될 수 있다. 예를 들어, 수신단이 피드백하는 프리코딩 정보가 2 개의 PMI 의 조합에 의해서 지시될 수 있다. 2 개의 PMI 중 하나(제1 PMI)는, 장기간 및/또는 광대역(long term and/or wideband)의 속성을 가지고, W1으로 지칭될 수 있다. 2 개의 PMI 중 다른 하나(제2 PMI)는, 단기간 및/또는 서브대역(short term and/or subband)의 속성을 가지고, W2으로 지칭될 수 있다. W1 및 W2의 조합(또는 함수)에 의해서 최종적인 PMI가 결정될 수 있다. 예를 들어, 최종 PMI 를 W 라 하면,  $W=W1*W2$  또는  $W=W2*W1$  과 같이 정의될 수 있다.
- [0087] CQI는 채널 품질 또는 채널 세기를 나타내는 정보이다. CQI는 미리 결정된 MCS 조합에 해당하는 인덱스로 표현될 수 있다. 즉, 피드백되는 CQI 인덱스는 해당하는 변조기법(modulation scheme) 및 코드 레이트(code rate)를 나타낸다. 일반적으로, CQI 는 기지국이 PMI 를 이용하여 공간 채널을 구성하는 경우에 얻을 수 있는 수신 SINR 을 반영하는 값이 된다.
- [0088] CSI 피드백 방식은 상향링크 제어 채널인 PUCCH를 통한 주기적 보고(periodic reporting)와, 기지국의 요청에 의해서 상향링크 데이터 채널 PUSCH를 통한 비주기적 보고(aperiodic reporting)로 나뉘어진다.

[0089] **양방향 코딩 송수신 기법**

[0090] 이하에서는 상술한 설명에 기초하여, 다중 안테나 송수신, 양방향 코딩(two-way coding) 등을 활용한 송수신 기법에 대해 설명한다. 양방향 코딩은 정보를 순방향, 역방향 채널을 모두 사용하는 우회 경로(detouring path)로 전송하여 채널의 시간 다양화(temporal diversity) 이득을 얻어 용량을 증대시키는 기법이다. 양방향 코딩에 관련된 상세한 사항은 'C. E. Shannon, "Two-way communication channels," in Proc. of 4th Berkeley Symp. Math. Stat. Prob., vol. 1, pp. 611-644, Jun. 1961' 에서 참조될 수 있다. 양방향 코딩은, 피드백에 대한 최근 연구가 사용자간 간섭이 존재하는 채널 환경 하에 상당한 용량증대를 가져오고, 그 양이 이론적으로 한정되지 않음이 밝혀진 연구(G. Kramer, "Feedback strategies for white Gaussian interference networks," IEEE Trans. on Information Theory, vol. 48, pp. 1423-1438, Jun 2002 및 C. Suh and D. Tse, "Feedback capacity of the Gaussian interference channel to within 2 bits," IEEE Trans. on Information Theory, vol. 57, pp. 2667-2685, May 2011 등)에서 전제된 완벽한 정보 피드백이라는 가정을 완화한 최근 연구(C. Suh, I-H. Wang and D. Tse, "Two-way interference channels," in Proc. of 2012 IEEE Int. Symp. on Information Theory, vol. 1, pp. 2801-2805, Jul. 2012)에서, 양방향 간섭 채널에서 채널 용량 이득이 있음이 알려졌다.

[0091] 그러나 대부분 양방향 코딩 연구들의 주된 연구결과는 SISO 링크의 결정론(deterministic) 모델에서 고려되었다(A. S. Avestimehr, S. N. Diggavi and D. N. C. Tse, "Wireless networks information flow: A deterministic approach," IEEE Trans. on Information Theory, vol. 57, pp. 1872-1905, Apr. 2011.). 결정론 모델은 전송 중 더해진 신호가 XOR 연산을 거쳐지는 간단한 복조를 가정하고 있기 때문에, 실제적 모델에 곧바로 적용할 수 없다. 예를 들어, 위의 연구는 Hierarchical encoding, SIC(Successive Interference Cancellation) 기법의 실질적 구현을 필요로 한다. 이 때 송수신 노드간 링크의 목적(desired) 신호와 간섭의 정도는  $\log_2(\text{SNR})$  와  $\log_2(\text{INR})$  로 근사화되어 실제적으로 계층적 코딩에 이용된다. 양방향 코딩에서 중요한 점은 간섭 정렬과는 달리 결정 모델에 대한 양방향 코딩은 높은 SNR 을 가정할 필요가 없다.

[0092] 코딩을 통한 순방향/역방향 전송 정보의 교차와 연결은 많은 수의 데이터 비트의 전송 경로를 만든다. 예를 들어 각각 두 명의 송수신 쌍  $\{s_1, s_2, d_1, d_1\}$  이 있는 두 사용자 간섭 채널 환경에서,  $s_1$  이  $d_1$  에게 보내는 데이터 비트는 기존의 전송 경로( $s_1 \rightarrow d_1$ )를 배제하더라도 경로( $s_1 \rightarrow d_2 \rightarrow s_2 \rightarrow d_1$ )를 통해 전송된다. 또한 이러한 우회 경로 안에서, 이전에 수신한 데이터가 간섭으로 영향을 끼쳐 현재 데이터를 디코딩하는데 어려움을 줄 때, 자신이 보유한 데이터를 부가정보(side-information)로 사용할 수 있다. 이러한 데이터 전송 경로의 최적화는, 특정 채널 조건 하에 양방향 코딩으로 합 전송률에 이득을 제공한다. 본 발명의 실시예에서는 도 7과 같은 시스템 모델을 전제한다. 다만, 본 발명에 따른 전송 경로의 최적화, 양방향 코딩, 피드백이 반드시 이러한 시스템 모델에만 제한되는 것은 아니며, 당해 기술 분야에서 통상의 기술을 가진 자는 본 발명에 개시된 실시예로부터 더 많은 노드, 홉 수에 확장 적용할 수 있을 것이다.

[0093] 도 7에는  $N_t$ 개의 안테나를 가진 제1 기지국(BS1) 및 제2 기지국(BS1), 단일/다중 안테나를 가진 두 명의 사용자(제1 단말(UE1) 및 제2 단말(UE2))에서 양방향 간섭 채널이 도시되어 있다. 양방향 코딩은 기본적으로 보내고자 하는 정보를 우회시켜 강한 간섭 경로를 통해 전송한다. 다중 안테나 전처리/수신처리 구조는 기지국에서만 가능하다고 가정한다. 또한, 주파수 이중분할(FDD)을 전제하며 상향링크와 하향링크의 채널 상태는 다르다고 가정한다. 다만 TDD 구조에서도 채널이 빠르게 변해 상향링크와 하향링크 채널 상황이 다른 경우에도 본 발명이 적용 가능하다. 또한, 상/하향링크의 채널이 빠르게 변하지 않더라도, TDD혹은 FDD구조에서도 상향링크와 하향링크의 서비스 셀이 상이하여 상향링크 채널과 하향링크 채널의 이득이 현저히 다른 경우에도 본 발명이 적용 가능하다.

[0094] 도 7과 같은 시스템 모델에 기초하여, 세 가지의 우회 경로를 통한 전송이 가능하다. 첫 번째로, 분산형 양방향 코딩(Distributed Two-Way Coding, DTWC)으로, 제1 기지국이, 제1 기지국에 속한 제1 단말 및 제2 기지국에 속한 제2 단말로부터 채널 정보를 수신하고, 채널 정보를 고려하여, 제2 단말에게 제1 기지국을 위한 신호를 전송할 수 있다. 이 제2 단말로 전송된 신호는 제2 기지국으로 전송되며, 제2 기지국으로 전송된 신호는 제1 단말에게 전송될 수 있다. 즉, 양방향 코딩은 간섭 링크를 통해 원하는 정보가 우회하는 것을 고려할 수 있는데, DTWC와 같이 정보를 우회시켜 전송할 수 있는 것이다. 두 번째로, 결합적 두 홉 양방향 코딩(Two-hop jointed two-way coding, 2JTWC)으로써, 이는 DTWC와는 다르게 각 홉의 우회 양방향 경로는 결합될 수 있다. 2JTWC의 확장으로써, 결합적 세 홉 양방향 코딩(Three-hop jointed two-way coding, 3JTWC)을 사용할 수 있다.

- [0095] 이와 같은 우회 경로를 위한 전송은 독립적으로 사용될 수도 있고, 또는 우회 경로를 포함한 멀티 모드 전송 방식으로 사용될 수도 있다. 즉, 특정 조건에 따라 최적 전송률을 찾고, 송신 기법을 단일 홉 전송, 우회경로 전송 중 하나를 선택할 수 있다. 예를 들어, 도 7과 같은 시스템 모델에서, 제1 기지국이 제1 기지국에 속한 제1 단말 및 상기 제2 기지국에 속한 제2 단말로부터 채널 정보를 수신하고, 상기 채널 정보를 고려하여, 제1 단말 및 제2 단말 중 적어도 하나의 단말에게 제1 기지국을 위한 신호를 전송할 때, 특정 조건의 경우, 제1 기지국을 위한 신호를 상기 제2 단말로 전송하고, 상기 제2 단말로 전송된 신호는 상기 제2 기지국으로 전송되며, 상기 제2 기지국으로 전송된 신호는 상기 제1 단말에게 전송될 수 있다(DTWC).
- [0096] 또는, 제1 기지국이 제1 기지국에 속한 제1 단말 및 상기 제2 기지국에 속한 제2 단말로부터 채널 정보를 수신하고, 상기 채널 정보를 고려하여, 제1 단말 및 제2 단말 중 적어도 하나의 단말에게 제1 기지국을 위한 신호를 전송할 때, 특정 조건의 경우, 제1 기지국을 위한 신호를 상기 제1 단말 및 상기 제2 단말 모두에게 전송하고 상기 제1 단말로 전송된 신호 및 상기 제2 단말로 전송된 신호는 상기 제2 기지국으로 전송되며, 상기 제2 기지국으로 전송된 신호는 결합되어 상기 제1 단말에게 전송될 수 있다(2JTWC).
- [0097] 또는, 제1 기지국이 제1 기지국에 속한 제1 단말 및 상기 제2 기지국에 속한 제2 단말로부터 채널 정보를 수신하고, 상기 채널 정보를 고려하여, 제1 단말 및 제2 단말 중 적어도 하나의 단말에게 제1 기지국을 위한 신호를 전송할 때, 특정 조건의 경우, 제1 단말로 전송된 신호 및 상기 제2 단말로 전송된 신호는 상기 제1 기지국 및 상기 제2 기지국으로 전송되며, 상기 제1 기지국 및 제2 기지국은 각 단말로부터 수신된 신호를 결합하여 상기 제1 단말에게 전송될 수 있다(3JTWC).
- [0098] 여기서, 특정 조건은 i) 채널 정보에 따른 SINR(Signal to Interference Plus Noise Ratio)이 미리 설정된 값 이상인 경우, ii) 제1 기지국과 제2 단말 사이의 채널, 상기 제2 단말과 상기 제2 기지국 사이의 채널 및 상기 제2 기지국과 상기 제1 단말 사이의 채널은 인과적(causal)인 경우, iii) 상기 제1 단말과 상기 제1 기지국의 채널 변동이 미리 설정된 값 이상인 경우, iv) 상기 제1 단말의 이동성이 미리 설정된 값 이상인 경우, v) 채널의 causality를 확보할 수 없을 경우 중 하나 이상일 수 있다. 그리고, 인과적 CSI란 특정 시점, 특정 사용자 입장에서 보았을 때 과거부터 해당 시점까지의 해당 사용자가 보유하고 있는 CSI를 의미하고, 비-인과적(non-causal) CSI란 해당 시점, 사용자가 보유할 수 없는 CSI를 의미한다. 예를 들어, 채널이 블록 페이딩 채널(Block fading channel)처럼 DUD(UDU)의 세 홉 동안 변하지 않는다면, 모든 채널이 인과적 CSI라 하고, 만약 세 홉 동안 채널이 변한다면, 첫 번째 홉에서는  $\mathbf{h}_i^{(1)}, \mathbf{g}_i^{(1)}, i=1,2$  이 인과적 CSI 이며, 나머지 채널들은 비인과적 CSI이다.
- [0099] 만약, 상기 조건에 해당하지 않는 경우, 상기 제1 기지국을 위한 신호는 단일 홉 전송될 수 있다. 단일 홉 전송에 사용되는 SINR 임계치는 기지국이 사전에 단말에게 브로드캐스트하여 단말이 불필요한 채널 정보 교환을 하지 않도록 설정할 수도 있다.
- [0100] 상술한 바와 같은 우회 경로를 만들기 위해서 모든 기지국은 다른 셀 사용자의 간섭 채널을 해당 사용자가 동기화된 시간에 파일럿으로 알려주어 추정할 수 있다. 또는 모든 UE는 two way coding을 가정하여 채널 정보를 교환할 수 있다. 만약, 사용자의 낮은 유동성과 느린 페이딩(slow fading) 등을 가정하면, 첫 번째부터 세 번째 홉까지의 CSI는 거의 변하지 않는다. 모든 비인과적 CSI는 모든 시간에 대해 새로운 추정 없이 얻을 수 있다. 적응적 필터링에 의해 CSI의 변화를 업데이트할 수 있다.
- [0101] 모든 UE는 양방향 코딩을 가정하여 채널 정보를 교환한 후 기지국이 예상되는 전송률을 양방향 코딩과 단일 홉 전송에 대하여 추정해본 후 전송률이 높은 방식으로 선택하여 전송할 수 있다. 채널의 인과성을 확보할 수 없는 경우에는 단일 홉 전송이 더 성능이 좋을 것으로 예상되는데, 이것은 기지국이 UE로부터 교환 받은 채널을 비교해보고 그 차이가 일정 임계치 이상일 경우 단일 홉 전송을 사용하는 방식으로 구현될 수도 있다. 또는 단말이 GPS등을 사용하여 자신의 이동성(mobility)이 일정 임계치 이상일 경우 기지국으로 이동성이 일정 수준 이상임을 알리는 신호(예를 들면 이동성이 일정 속도를 넘을 경우 1을 전송 그렇지 않은 경우 0을 전송)를 전송할 수도 있다. 이 경우 기지국은 해당 단말의 이동성이 일정 수준 이상일 경우 단일 홉 전송을 사용할 수 있다.
- [0102] 예를 들어, 모든 기지국은 양방향 코딩을 위해 다음 세 홉의 CSI를 필요로 할 수 있다.  $w_1, w_2, F_1, F_2, P_1, P_2$ . 3JTWC를 가용하는 것을 결정하기 이전에 모든  $i$  번째 기지국은 보내고자 하는 경로의 첫 번째 홉 장기(long-term) SNR 과 INR, 그리고 페이딩 채널 구성 요소  $\mathbf{g}_i^{(1)}, \mathbf{h}_i^{(1)}$  를 측정한다. 두 번째와 세 번째 홉의 측정된 비

인과적 CSI( $\mathbf{g}_i^{[2]}, \mathbf{h}_i^{[2]}, \mathbf{g}_i^{[3]}, \mathbf{h}_i^{[3]}$ )에 의거해 기지국은 ZFBF의 전송률( $R_{ZF}$ )과 3JTWC( $R_{twc}$ )의 전송률을 사전에 계산한다.  $R_{ZF} > R_{twc}$  인 경우에 직접 ZFBF를 선택하고 반대의 경우, 즉  $R_{ZF} \leq R_{twc}$  일 때는 3JTWC 알고리즘을 선택할 수 있다.

[0103] 이전 주기의 UL(또는 DL)의 CSI를 이용해 현재 UL(또는 DL) 주기의 CSI을 얻을 수 있다. 높은 유흥성 혹은 빠른 페이딩(fast fading)에 의해 이전의 CSI와 비인과적 CSI가 정확히 일치하지 않으면 JTWC 알고리즘은 취소되고 ZFBF(zero-forcing beamforming)을 이용해 전송할 수 있다. 세 홉(UL-DL-UL 혹은 DL-UL-DL)에 걸쳐 CSI가 변하지 않는 경향을 가질 때 JTWC는 낮은 SNR 지역에서 전송률 성능을 높이기 위해 적용될 수 있다.

[0104] 이하에서는, 위 설명된 DTWC, 2JTWC, 3JTWC 각각에 대해 상세히 살펴본다. 이하의 설명은 기본적으로, 도 7에 도시된 시스템 모델에 기초한다. 도 7에서 첫 번째 hop에서  $i$  번째 사용자의 수신 신호  $y_i^{[1]}$  는 다음 수학적 식 12와 같다.

[0105] [수학적 식 12]

$$y_1^{[1]} = \mathbf{h}_1^{\dagger[1]} \mathbf{w}_1 s_1 + \mathbf{g}_2^{\text{H}[1]} \mathbf{w}_2 s_2 + n_1^{[1]},$$

$$y_2^{[1]} = \mathbf{h}_2^{\dagger[1]} \mathbf{w}_1 s_1 + \mathbf{g}_2^{\text{H}[1]} \mathbf{w}_2 s_2 + n_1^{[1]},$$

[0106] 여기서  $\mathbf{h}_i^{[1]} \in \mathbb{C}^M$  와  $\mathbf{g}_i^{[1]} \in \mathbb{C}^N$  는 각각  $i$  번째 기지국으로부터의 첫 번째 downlink hop의 보내고자 하는 경로의 채널과 간섭 채널을 나타낸다.  $w_i, s_i$  와  $n_i^{[1]} : N(0,1)$  는 각각  $i$  번째 기지국의 빔 형성 벡터,  $i$  번째 기지국-사용자 쌍의 보내고자 하는 신호 그리고  $i$  번째 사용자의 독립적이고 동일하게 분포된 복소 가우시안 잡음을 나타낸다. 첨자  $[t]$ 는  $i$  번째 홉을 나타낸다. 상향링크 채널을 지난  $i$  번째 기지국의 수신 신호  $y_i^{[2]}$  는 다음 수학적 식 13과 같다.

[0108] [수학적 식 13]

$$y_1^{[2]} = \mathbf{F}_1 \mathbf{h}_1^{[2]} y_1^{[1]} + \mathbf{F}_1 \mathbf{g}_1^{[2]} y_2^{[1]} + \mathbf{F}_1 n_1^{[2]},$$

$$y_2^{[2]} = \mathbf{F}_2 \mathbf{h}_2^{[2]} y_2^{[1]} + \mathbf{F}_2 \mathbf{g}_2^{[2]} y_1^{[1]} + \mathbf{F}_2 n_2^{[2]},$$

[0109] 여기서  $\mathbf{F}_i$  는  $i$  번째 기지국의  $N_i \times N_i$  MIMO 수신 필터이고,  $\mathbf{n}_i^{[2]} : N(0, \mathbf{I}^{N_i \times N_i})$  로  $i$  번째 기지국의 독립적이고 동일하게 분포된 복소 벡터 가우시안 잡음을 나타낸다. 마지막으로 세 번째 홉 하향링크 채널을 지난  $i$  번째 사용자의 수신 신호  $y_i^{[3]}$  는 다음 수학적 식 14와 같다.

[0111] [수학적 식 14]

$$y_1^{[3]} = \mathbf{h}_1^{\dagger[3]} \mathbf{P}_1 y_1^{[2]} + \mathbf{g}_2^{\dagger[3]} \mathbf{P}_2 y_2^{[2]} + n_1^{[3]},$$

$$y_2^{[3]} = \mathbf{h}_2^{\dagger[3]} \mathbf{P}_2 y_2^{[2]} + \mathbf{g}_1^{\dagger[3]} \mathbf{P}_1 y_1^{[2]} + n_2^{[3]},$$

[0112]  $\mathbf{P}_i$  는  $i$  번째 기지국의  $N_i \times N_i$  MIMO 전처리 행렬을 의미한다.

[0114] **분산형 양방향 코딩(DTWC)**

[0115] 도 8에는 DTWC가 도시되어 있다. 기지국과 사용자의 모든 수신 정보는 매 홉에 증계되어 전송된다. 하향링크 채널의 첫 번째 홉은, 각 기지국에서 간섭 채널을 최대화 하는 MRT(maximal-ratio transmission) 빔형성을 사용한다. 이를 위해서는 Rx 2는 Tx 1으로 채널 정보를 케환하여야 한다. 반대로 Rx 1은 Tx 2으로 채널 정보를 케환하여야 한다. 이때 채널 간섭 채널 정보는 상대 송신기로 직접 전송될 수도 있고 자신의 기지국으로 채널 정보를 케환한 후 기지국 사이의 백홀을 통하여 채널 정보가 공유될 수도 있다. MRT 빔 형성은 다음 수학적 식 15와 같다.

[0116] [수학식 15]

$$\mathbf{w}_1^{(1)} = \frac{\mathbf{g}_1^{(1)}}{\|\mathbf{g}_1^{(1)}\|}, \quad \mathbf{w}_2^{(1)} = \frac{\mathbf{g}_2^{(1)}}{\|\mathbf{g}_2^{(1)}\|}.$$

[0117]

[0118] 상향링크 채널의 두 번째 홉은 각 사용자는 간섭 신호를 원하는 채널을 통해 한 번 보내야 한다. 이 경우 간단한 maximal-ratio combining(MRC) 수신기는 다음 수학식 16과 같이 정의될 수 있다.

[0119] [수학식 16]

$$\mathbf{F}_1^{(2)} = \frac{\mathbf{h}_1^{(2)}}{\|\mathbf{h}_1^{(2)}\|}, \quad \mathbf{F}_2^{(2)} = \frac{\mathbf{h}_2^{(2)}}{\|\mathbf{h}_2^{(2)}\|}. \quad (9)$$

[0120]

[0121] 하향링크채널의 마지막 홉은 첫 번째 홉과 동일하게 간섭 링크를 최대화 하는 것을 반복한다.

[0122] 간섭 채널이 매우 강하여 정보를 전송채널로 제대로 전송할 수 없는 경우, 이를 간섭 채널로 데이터를 우회 시키고 이를 다시 인접 기지국으로 릴레이 하여 전송하는 방식이다. 분산적 양방향 코딩의 특징은 이후 홉의 채널 정보를 필요로 하지 않고 바로 현재 홉의 채널 정보만 이용하여 양방향 코딩을 적용하는 것이다. 여기서 송수신 필터의 구현은 상기 설명한 MRT, MRC에 한정되지 않는다. 예를 들어, 첫 번째 송신기에서 전송 채널에 대한 채널 정보를 추가로 이용 가능 할 경우 ZF(zero-forcing) 구조가 MRT 대신에 사용될 수 있다. 마찬가지로 두 번째 홉의 수신기에서 간섭 채널의 정보를 이용 가능할 경우 MRC 대신 간섭 제거 수신기(interference rejection receiver)가 사용될 수 있다.

[0123] **결합적 두 홉 양방향 코딩(2JTWC)**

[0124] 도 9에는 2JTWC의 일 예가 도시되어 있다. 이 예시에서 각 홉을 고려해 설계된 전 처리기/수신기는 즉시 결정되는 것이 아니고 필수적으로 미래의 홉의 일부 채널의 사전정보를 이용해 결정될 수 있다. 기지국과 사용자의 모든 수신 정보는 증폭-전달하는 릴레이(amplify-and-forward relaying)를 통해 전달된다. 이하 수식들에 대해서는 수식의 간결함을 위해 잡음 부분을 제외하였다.

[0125] 하향링크 채널의 첫 번째 홉에 대해 각 기지국은 빔 형성 벡터  $\mathbf{w}_i^{(1)}$  를 가용해 보내고자 하는 신호를 송신한다. 첫 번째 hop에서  $i$  번째 사용자의 수신 신호  $y_i^{(1)}$  는 다음 수학식 17과 같다.

[0126] [수학식 17]

$$y_1^{(1)} = \mathbf{h}_1^{\dagger(1)}\mathbf{w}_1s_1 + \mathbf{g}_2^{\dagger(1)}\mathbf{w}_2s_2,$$

$$y_2^{(1)} = \mathbf{h}_2^{\dagger(1)}\mathbf{w}_2s_2 + \mathbf{g}_1^{\dagger(1)}\mathbf{w}_1s_1.$$

[0127]

[0128] 상향링크 채널의 두 번째 홉에서는 각 기지국은 MIMO수신기 구조를 이용해 모든 사용자의 정보를 디코딩한다. 상향링크 채널을 지난  $i$  번째 기지국의 수신 신호  $\mathbf{y}_i^{(2)}$  는 다음 수학식 18 및 19와 같다.

[0129] [수학식 18]

$$y_1^{(2)} = \mathbf{F}_1 \left( \mathbf{h}_1^{(2)}\mathbf{h}_1^{\dagger(1)} + \mathbf{g}_1^{(2)}\mathbf{g}_1^{\dagger(1)} \right) \mathbf{w}_1s_1 + \mathbf{F}_1 \left( \mathbf{h}_1^{(2)}\mathbf{g}_2^{\dagger(1)} + \mathbf{g}_1^{(2)}\mathbf{h}_2^{\dagger(1)} \right) \mathbf{w}_2s_2,$$

[0130]

[0131] [수학식 19]

$$y_2^{(2)} = \mathbf{F}_2 \left( \mathbf{g}_2^{(2)}\mathbf{h}_1^{\dagger(1)} + \mathbf{h}_2^{(2)}\mathbf{g}_1^{\dagger(1)} \right) \mathbf{w}_1s_1 + \mathbf{F}_2 \left( \mathbf{g}_2^{(2)}\mathbf{g}_2^{\dagger(1)} + \mathbf{h}_2^{(2)}\mathbf{h}_2^{\dagger(1)} \right) \mathbf{w}_2s_2.$$

[0132]

[0133] 표기를 간략히 하기 위해 결합된 채널 행렬을 다음과 같이 생략하였다.

$$h_1^{[2]}h_1^{†[1]} + g_1^{[2]}g_1^{†[1]} \triangleq H_{11},$$

$$h_1^{[2]}g_2^{†[1]} + g_1^{[2]}h_2^{†[1]} \triangleq H_{12},$$

$$g_2^{[2]}h_1^{†[1]} + h_2^{[2]}g_1^{†[1]} \triangleq H_{21},$$

[0134]  $g_2^{[2]}g_2^{†[1]} + h_2^{[2]}h_2^{†[1]} \triangleq H_{22}.$

[0135]  $i$  번째 기지국은  $F_i$ ,  $H_{ii}$ ,  $w_i$  와 의도된 신호  $s_i$  의 모든 부가정보를 가지고 있다. 따라서 수학적 식 18의 첫째 항과 수학적 식 19의 마지막 항은 다음과 같이 제거될 수 있다.

[0136] [수학적 식 20]

[0137]  $y_1^{[2]} = F_1 H_{12} w_2 s_2,$

[0138] [수학적 식 21]

[0139]  $y_2^{[2]} = F_2 H_{21} w_1 s_1.$

[0140] 수학적 식 20 및 수학적 식 21을 세 번째 홉의 전송 신호로 대체하면 세 번째 홉의 수신 신호는 다음 수학적 식 21과 같다.

[0141] [수학적 식 21]

$$y_1^{[3]} = g_2^{†[3]} P_2 F_2 H_{21} w_1 s_1 + h_1^{†[3]} P_1 F_1 H_{12} w_2 s_2,$$

[0142]  $y_2^{[3]} = h_2^{†[3]} P_2 F_2 H_{21} w_1 s_1 + g_1^{†[3]} P_1 F_1 H_{12} w_2 s_2.$

[0143]  $w_i$ ,  $F_i$  와  $P_i$  는 각각 첫 번째 홉의 빔 형성 벡터이고, 두 번째 홉의 수신 필터 행렬, 세 번째 홉의  $i$  번째 기지국의 전 처리기 행렬이다. 제안하는 바는 1)  $P_i$  는  $h_i^{†[3]}$  에 대한 널 투영행렬(null projection matrix), 2)  $F_i = U_j^\dagger$  그리고 3)  $w_i$  는  $V_j^\dagger$  의 가장 큰 고유 값에 해당하는 벡터이다. 여기서  $i, j = 1, 2$  이고  $i \neq j$  이다. 단 위행렬  $U_{ij}$  와  $V_{ij}$  는 채널 행렬  $H_{ij} = U_j \Sigma_j V_j^\dagger$  의 단일값 분해방법(singular value decomposition, SVD)을 통해 얻는다.

[0144] 위에서 설명한 송수신기 구현 방법은 실시 예이며 본 발명이 SVD기법에 제한되지 않는다는 일례로 MMSE송수신기 혹은 간섭 제거 송수신기, block diagonalization 송수신기 등도 적용할 수 있다.

[0145] DTWC의 방식과 비교했을 때, 2JTWC는 간섭 경로를 통해 보내고자 하는 정보를 전송하는 것이 아니라 주어진 채널 환경에서 전송 채널과 간섭 채널로 분산된 신호를 결합할 수 있다. 첫 번째 홉 빔 형성 벡터  $w_i$  와 두 번째 홉 수신 필터  $F_i$  는 보내고자 하는 신호와 간섭 신호를 모아 실질적인 채널  $H_{ij}$  을 최대화하고 세 번째 홉의 전 처리기  $P_i$  는 결정적으로 불필요한 전송된 신호를 분리한다. 즉, 신호는 의도된 경로를 통해 수신된다.

[0146] **결합적 세 홉 양방향 코딩(3JTWC)**

[0147] 도 10에는 3JTWC의 예가 도시되어 있다. 여기서는 양방향 코딩의 최적화에 접근하기 위해서, SINR 관점에서 최적화한다. 여기서 최적화는 각 사용자가 같은 서비스 품질(quality-of-service, QoS)을 갖는다는 전제하에서 합 SINR 을 최대화를 의미한다. 합 SINR 을 최대화는 다음 수학적 식 22로 표현될 수 있다.

[0148] [수학적 식 22]

$$\text{argmax}_{\substack{P_1, F_1, w_1 \\ P_2, F_2, w_2}} \{ \text{SINR}_1 + \text{SINR}_2 \}$$

[0149] 3JTWC에서의  $\text{SINR}_1$  와  $\text{SINR}_2$  는 다음과 수학적 식 23과 같이 정의될 수 있다.

[0151] [수학식 23]

$$\text{SINR}_1 = \frac{\left| \left( h_1^{†[3]} P_1 F_1 H_{11} + g_2^{†[3]} P_2 F_2 H_{21} \right) w_1 \right|^2}{\tilde{\sigma}_{n1}^2 + \left| \left( h_1^{†[3]} P_1 F_1 H_{12} + g_2^{†[3]} P_2 F_2 H_{22} \right) w_2 \right|^2}$$

$$\text{SINR}_2 = \frac{\left| \left( h_2^{†[3]} P_2 F_2 H_{22} + g_1^{†[3]} P_1 F_1 H_{12} \right) w_2 \right|^2}{\tilde{\sigma}_{n2}^2 + \left| \left( h_2^{†[3]} P_2 F_2 H_{21} + g_1^{†[3]} P_1 F_1 H_{11} \right) w_1 \right|^2}$$

[0152]

[0153]  $k$  번째 사용자의 실질적인 잡음  $\mathcal{S}_{k, k}^{\hat{1}} \{1, 2\}$  와 각 홉의 수신 신호는 다음과 같다.

[0154] 첫 번째 홉에서  $k$  번째 사용자 ( $k = 1, 2$ ) 의 수신 신호  $y_k^{(1)}$  는 다음 수학식 24와 같다.

[0155] [수학식 24]

$$y_1^{(1)} = h_1^{†[1]} w_1 s_1 + g_2^{†[1]} w_2 s_2 + n_1^{(1)},$$

$$y_2^{(1)} = h_2^{†[1]} w_2 s_2 + g_1^{†[1]} w_1 s_1 + n_2^{(1)}.$$

[0156]

[0157] 이어지는 두 번째 홉에서  $k$  번째 기지국 ( $k = 1, 2$ ) 의 수신 신호  $y_k^{(2)}$  는 다음 수학식 25와 같다.

[0158] [수학식 25]

$$y_1^{(2)} = F_1 h_1^{[2]} y_1^{(1)} + F_1 g_1^{[2]} y_2^{(1)} + F_1 n_1^{(2)}$$

$$= \left( F_1 h_1^{[2]} h_1^{†[1]} w_1 + F_1 g_1^{[2]} g_1^{†[1]} w_1 \right) s_1 + \left( F_1 h_1^{[2]} g_2^{†[1]} w_2 + F_1 g_1^{[2]} h_2^{†[1]} w_2 \right) s_2$$

$$+ F_1 h_1^{[2]} n_1^{(1)} + F_1 g_1^{[2]} n_2^{(1)} + F_1 n_1^{(2)},$$

$$y_2^{(2)} = F_2 h_2^{[2]} y_2^{(1)} + F_2 g_2^{[2]} y_1^{(1)} + F_2 n_2^{(2)}$$

$$= \left( F_2 h_2^{[2]} h_2^{†[1]} w_2 + F_2 g_2^{[2]} g_2^{†[1]} w_2 \right) s_2 + \left( F_2 h_2^{[2]} g_1^{†[1]} w_1 + F_2 g_2^{[2]} h_1^{†[1]} w_1 \right) s_1$$

$$+ F_2 h_2^{[2]} n_2^{(1)} + F_2 g_2^{[2]} n_1^{(1)} + F_2 n_2^{(2)}.$$

[0159]

[0160] 마지막으로, 세 번째 홉에서  $k$  번째 사용자 ( $k = 1, 2$ ) 의 수신 신호  $y_k^{(3)}$  는 다음 수학식 26과 같다.

[0161] [수학식 26]

$$y_1^{(3)} = h_1^{†[3]} P_1 y_1^{(2)} + g_2^{†[3]} P_2 y_2^{(2)} + n_1^{(3)}$$

$$= \left\{ h_1^{†[3]} P_1 F_1 \left( h_1^{[2]} h_1^{†[1]} + g_1^{[2]} g_1^{†[1]} \right) + g_2^{†[3]} P_2 F_2 \left( h_2^{[2]} g_1^{†[1]} + g_2^{[2]} h_1^{†[1]} \right) \right\} w_1 s_1$$

$$+ \left\{ h_1^{†[3]} P_1 F_1 \left( h_1^{[2]} g_2^{†[1]} + g_1^{[2]} h_2^{†[1]} \right) + g_2^{†[3]} P_2 F_2 \left( h_2^{[2]} h_2^{†[1]} + g_2^{[2]} g_2^{†[1]} \right) \right\} w_2 s_2$$

$$+ \left( h_1^{†[3]} P_1 F_1 h_1^{[2]} + g_2^{†[3]} P_2 F_2 g_2^{[2]} \right) n_1^{(1)} + \left( h_1^{†[3]} P_1 F_1 g_1^{[2]} + g_2^{†[3]} P_2 F_2 h_2^{[2]} \right) n_2^{(1)}$$

$$+ h_1^{†[3]} P_1 F_1 n_1^{(2)} + g_2^{†[3]} P_2 F_2 n_2^{(2)} + n_1^{(3)}$$

$$y_2^{(3)} = h_2^{†[3]} P_2 y_2^{(2)} + g_1^{†[3]} P_1 y_1^{(2)} + n_2^{(3)}$$

$$= \left\{ h_2^{†[3]} P_2 F_2 \left( h_2^{[2]} h_2^{†[1]} + g_2^{[2]} g_2^{†[1]} \right) + g_1^{†[3]} P_1 F_1 \left( h_1^{[2]} g_2^{†[1]} + g_1^{[2]} h_2^{†[1]} \right) \right\} w_2 s_2$$

$$+ \left\{ h_2^{†[3]} P_2 F_2 \left( h_2^{[2]} g_1^{†[1]} + g_2^{[2]} h_1^{†[1]} \right) + g_1^{†[3]} P_1 F_1 \left( h_1^{[2]} h_1^{†[1]} + g_1^{[2]} g_1^{†[1]} \right) \right\} w_1 s_1$$

$$+ \left( h_2^{†[3]} P_2 F_2 g_2^{[2]} + g_1^{†[3]} P_1 F_1 h_1^{[2]} \right) n_1^{(1)} + \left( h_2^{†[3]} P_2 F_2 h_2^{[2]} + g_1^{†[3]} P_1 F_1 g_1^{[2]} \right) n_2^{(1)}$$

$$+ g_1^{†[3]} P_1 F_1 n_1^{(2)} + h_2^{†[3]} P_2 F_2 n_2^{(2)} + n_2^{(3)}$$

[0162]

[0163] 3JTWC에서 모든 사용자는 CSI 피드백을 기지국에 무선으로 전송하여  $i$  번째 기지국은  $i = 1, 2$  에 대해

$\mathbf{h}_i^{[1]}$ ,  $\mathbf{g}_i^{[1]}$  을 얻을 수 있다. 각 기지국은 모든 사용자의 파일럿 신호를 통해 CSI를 추정하여  $i$  번째 기지국은  $i^1 j$ ,  $i, j = 1, 2$  에 대해  $\mathbf{h}_i^{[1]}$ ,  $\mathbf{g}_i^{[1]}$ ,  $\mathbf{h}_i^{[2]}$ ,  $\mathbf{g}_i^{[2]}$  을 얻을 수 있다. 채널 추정 직후 각 기지국은 CSI만을 무선/유선 백홀을 통해 전송하여 공유해 모든 기지국은  $i = 1, 2$  에 대해  $\mathbf{h}_i^{[1]}$ ,  $\mathbf{g}_i^{[1]}$ ,  $\mathbf{h}_i^{[2]}$ ,  $\mathbf{g}_i^{[2]}$  을 얻을 수 있다. 위의 과정을 반복해 3JTWC의 비인과적 CSI 문제는 CSI가 약간 변해도 해결될 수 있다. 시스템이 3JTWC를 선택한 경우,  $i$  번째 기지국에 사용 가능한 CSI가 있다: 1) causal CSI  $\mathbf{h}_i^{[1]}$ ,  $\mathbf{g}_i^{[1]}$ ,  $\bar{\mathbf{h}}_i^{[3]}$ ,  $\bar{\mathbf{g}}_i^{[3]}$  와 2)  $i^1 j$ ,  $i, j = 1, 2$  에 대해 non-causal CSI  $\bar{\mathbf{h}}_j^{[1]}$ ,  $\bar{\mathbf{g}}_j^{[1]}$ ,  $\bar{\mathbf{h}}_j^{[2]}$ ,  $\bar{\mathbf{g}}_j^{[2]}$ ,  $\bar{\mathbf{h}}_j^{[3]}$ ,  $\bar{\mathbf{g}}_j^{[3]}$ ,  $\bar{\mathbf{h}}_i^{[2]}$ ,  $\bar{\mathbf{g}}_i^{[2]}$ . 4 개의 causal CSI와 8 개의 non-causal CSI에 입각해  $i^1 j$ ,  $i, j = 1, 2$  에 대해  $w_i$ ,  $F_i$ ,  $P_i$  를 구할 수 있다.

[0164] 비인과적 CSI의 업데이트는 다음과 같이 수행될 수 있다. 3JTWC 알고리즘이 시작되면 8 개의 non-causal CSI는 실제 현재 CSI에 비해 약간의 변화  $\epsilon$  를 가진다. 사용자로부터 기지국까지의 CSI 피드백 이후에  $i$  번째 기지국은  $(\mathbf{h}_i^{[1]} - \bar{\mathbf{h}}_i^{[1]})$  와  $(\mathbf{g}_i^{[1]} - \bar{\mathbf{g}}_i^{[1]})$  에 대해  $\epsilon$  의 양만을 공유한다. 그러면 첫 번째 홉의 모든 CSI는 업데이트된다. 이런 이유로  $i = 1, 2$  에 대한  $w_i$  는 첫 번째 홉의 4 개의 causal CSI와 8개의 non-causal CSI를 이용해 만든다. 두 번째 홉에서 새로 업데이트 된 두 번째 홉의 CSI는  $i = 1, 2$  에 대해  $F_i$  를 결정하는 데에 사용될 수 있다. 결국  $F_i$  는 첫 번째와 두 번째 홉의 8 개의 causal CSI와 4개의 non-causal CSI로 만들어진다. 마지막으로, 사용자에게 의한 CSI 피드백과 백홀에 의한 채널 변화  $\epsilon$  의 업데이트로 인해 모든 CSI는 causal해지고  $P_i$  는 12개의 causal CSI에 의해 완벽하게 만들어진다. 만약 채널이 세 홉 동안 변하지 않는 block fading이라면 모든 CSI는 causal해지고, 이에 따라 첫 번째 홉에서  $w_i$ ,  $F_i$ ,  $P_i$  를 모두 구하여 적용 할 수 있다.

[0165] 상술한 각 전송 기법에서 필요한 채널 피드백의 종류는 다음 표 1과 같다.

표 1

	필요 채널 피드백(사용자 1 관점)	
DTWC	$\mathbf{g}_1^{[1]}, \mathbf{h}_2^{[2]}, \mathbf{g}_2^{[3]}$	
2JTWC	$\mathbf{h}_1^{[1]}, \mathbf{g}_1^{[1]}, \mathbf{h}_2^{[2]}, \mathbf{g}_2^{[2]}, \mathbf{g}_2^{[3]}$	
3JTWC	non-static 채널 환경 (non-causal CSI 업데이트 정보 포함)	static 채널 환경
	$\mathbf{h}_1^{[1]}, \mathbf{g}_1^{[1]}, \mathbf{h}_2^{[1]}, \mathbf{g}_2^{[1]}, \mathbf{h}_1^{[2]}, \mathbf{g}_1^{[2]}, \mathbf{h}_2^{[2]}, \mathbf{g}_2^{[2]}, \mathbf{h}_1^{[3]}, \mathbf{g}_1^{[3]}, \mathbf{h}_2^{[3]}, \mathbf{g}_2^{[3]}$	$\mathbf{h}_1^{[1]}, \mathbf{g}_1^{[1]}, \mathbf{h}_2^{[1]}, \mathbf{g}_2^{[1]}, \mathbf{h}_1^{[2]}, \mathbf{g}_1^{[2]}, \mathbf{h}_2^{[2]}, \mathbf{g}_2^{[2]}$

[0166]

[0167] 또한, 상술한 설명에서 3JTWC를 제외하고는 두 사용자( $j=1,2$ )의 첫 번째와 세 번째 홉, 즉 순방향 전송 채널 대 순방향 간섭 채널 이득의 비율  $\alpha_j^{[1]}, \alpha_j^{[3]}$  가 충분히 크고 동시에 두 사용자( $j=1,2$ )의 두 번째 홉, 즉 역방향 전송 채널 대 역방향 간섭 채널의 비율  $\alpha_j^{[2]}$  이 다음 수학적 충분히 작아야 한다( $\alpha_j^{[i]} = \frac{\mathbf{h}_j^{[i]}}{\mathbf{g}_j^{[i]}} \gg 1$ ). 그 반대의 경우, 즉 순방향 간섭 채널과 전송 채널의 이득이 크고 역방향 간섭 채널과 전송 채널의 비율이 큰 경우 ( $\alpha_j^{[i]} = \frac{\mathbf{h}_j^{[i]}}{\mathbf{g}_j^{[i]}} \ll 1$ )에도 적용된다. 3JTWC의 경우에는 순방향 채널의 이득 비와 역방향 채널의 이득 비에 관계없이 적용하여 이득을 얻는다. 여기서 SNR은 임의의 홉에서 신호 대 잡음 비를 의미하고, INR은 간섭 신호 대 잡음 비율을 의미한다.

- [0168] 상술한 설명은 셀룰라 네트워크뿐 아니라 간섭이 제한된 device-to-device(D2D) 네트워크 등 광범위하게 적용 가능하다. 약한 간섭 환경에 대해서도  $R_{ZF} \leq R_{WC}$  이 만족된다면, 3JTWC가 가용되어 낮은 SNR 지역에서 성능 이득을 취할 수 있다.
- [0169] **본 발명의 실시예에 의한 장치 구성**
- [0170] 도 11은 본 발명의 실시 형태에 따른 전송포인트 장치 및 단말 장치의 구성을 도시한 도면이다.
- [0171] 도 11을 참조하여 본 발명에 따른 전송포인트 장치(10)는, 수신모듈(11), 전송모듈(12), 프로세서(13), 메모리(14) 및 복수개의 안테나(15)를 포함할 수 있다. 복수개의 안테나(15)는 MIMO 송수신을 지원하는 전송포인트 장치를 의미한다. 수신모듈(11)은 단말로부터의 상향링크 상의 각종 신호, 데이터 및 정보를 수신할 수 있다. 전송모듈(12)은 단말로의 하향링크 상의 각종 신호, 데이터 및 정보를 전송할 수 있다. 프로세서(13)는 전송포인트 장치(10) 전반의 동작을 제어할 수 있다.
- [0172] 본 발명의 일 실시예에 따른 전송포인트 장치(10)의 프로세서(13)는, 앞서 설명된 각 실시예들에서 필요한 사항들을 처리할 수 있다.
- [0173] 전송포인트 장치(10)의 프로세서(13)는 그 외에도 전송포인트 장치(10)가 수신한 정보, 외부로 전송할 정보 등을 연산 처리하는 기능을 수행하며, 메모리(14)는 연산 처리된 정보 등을 소정시간 동안 저장할 수 있으며, 버퍼(미도시) 등의 구성요소로 대체될 수 있다.
- [0174] 계속해서 도 11을 참조하면 본 발명에 따른 단말 장치(20)는, 수신모듈(21), 전송모듈(22), 프로세서(23), 메모리(24) 및 복수개의 안테나(25)를 포함할 수 있다. 복수개의 안테나(25)는 MIMO 송수신을 지원하는 단말 장치를 의미한다. 수신모듈(21)은 기지국으로부터의 하향링크 상의 각종 신호, 데이터 및 정보를 수신할 수 있다. 전송모듈(22)은 기지국으로의 상향링크 상의 각종 신호, 데이터 및 정보를 전송할 수 있다. 프로세서(23)는 단말 장치(20) 전반의 동작을 제어할 수 있다.
- [0175] 본 발명의 일 실시예에 따른 단말 장치(20)의 프로세서(23)는 앞서 설명된 각 실시예들에서 필요한 사항들을 처리할 수 있다.
- [0176] 단말 장치(20)의 프로세서(23)는 그 외에도 단말 장치(20)가 수신한 정보, 외부로 전송할 정보 등을 연산 처리하는 기능을 수행하며, 메모리(24)는 연산 처리된 정보 등을 소정시간 동안 저장할 수 있으며, 버퍼(미도시) 등의 구성요소로 대체될 수 있다.
- [0177] 위와 같은 전송포인트 장치 및 단말 장치의 구체적인 구성은, 기술한 본 발명의 다양한 실시예에서 설명한 사항들이 독립적으로 적용되거나 또는 2 이상의 실시예가 동시에 적용되도록 구현될 수 있으며, 중복되는 내용은 명확성을 위하여 설명을 생략한다.
- [0178] 또한, 도 11에 대한 설명에 있어서 전송포인트 장치(10)에 대한 설명은 하향링크 전송 주체 또는 상향링크 수신 주체로서의 중계기 장치에 대해서도 동일하게 적용될 수 있고, 단말 장치(20)에 대한 설명은 하향링크 수신 주체 또는 상향링크 전송 주체로서의 중계기 장치에 대해서도 동일하게 적용될 수 있다.
- [0179] 상술한 본 발명의 실시예들은 다양한 수단을 통해 구현될 수 있다. 예를 들어, 본 발명의 실시예들은 하드웨어, 펌웨어(firmware), 소프트웨어 또는 그것들의 결합 등에 의해 구현될 수 있다.
- [0180] 하드웨어에 의한 구현의 경우, 본 발명의 실시예들에 따른 방법은 하나 또는 그 이상의 ASICs(Application Specific Integrated Circuits), DSPs(Digital Signal Processors), DSPDs(Digital Signal Processing Devices), PLDs(Programmable Logic Devices), FPGAs(Field Programmable Gate Arrays), 프로세서, 컨트롤러, 마이크로 컨트롤러, 마이크로 프로세서 등에 의해 구현될 수 있다.
- [0181] 펌웨어나 소프트웨어에 의한 구현의 경우, 본 발명의 실시예들에 따른 방법은 이상에서 설명된 기능 또는 동작들을 수행하는 모듈, 절차 또는 함수 등의 형태로 구현될 수 있다. 소프트웨어 코드는 메모리 유닛에 저장되어 프로세서에 의해 구동될 수 있다. 상기 메모리 유닛은 상기 프로세서 내부 또는 외부에 위치하여, 이미 공지된 다양한 수단에 의해 상기 프로세서와 데이터를 주고 받을 수 있다.
- [0182] 상술한 바와 같이 개시된 본 발명의 바람직한 실시예들에 대한 상세한 설명은 당업자가 본 발명을 구현하고 실시할 수 있도록 제공되었다. 상기에서는 본 발명의 바람직한 실시예들을 참조하여 설명하였지만, 해당 기술 분야의 숙련된 당업자는 본 발명의 영역으로부터 벗어나지 않는 범위 내에서 본 발명을 다양하게 수정 및 변경시

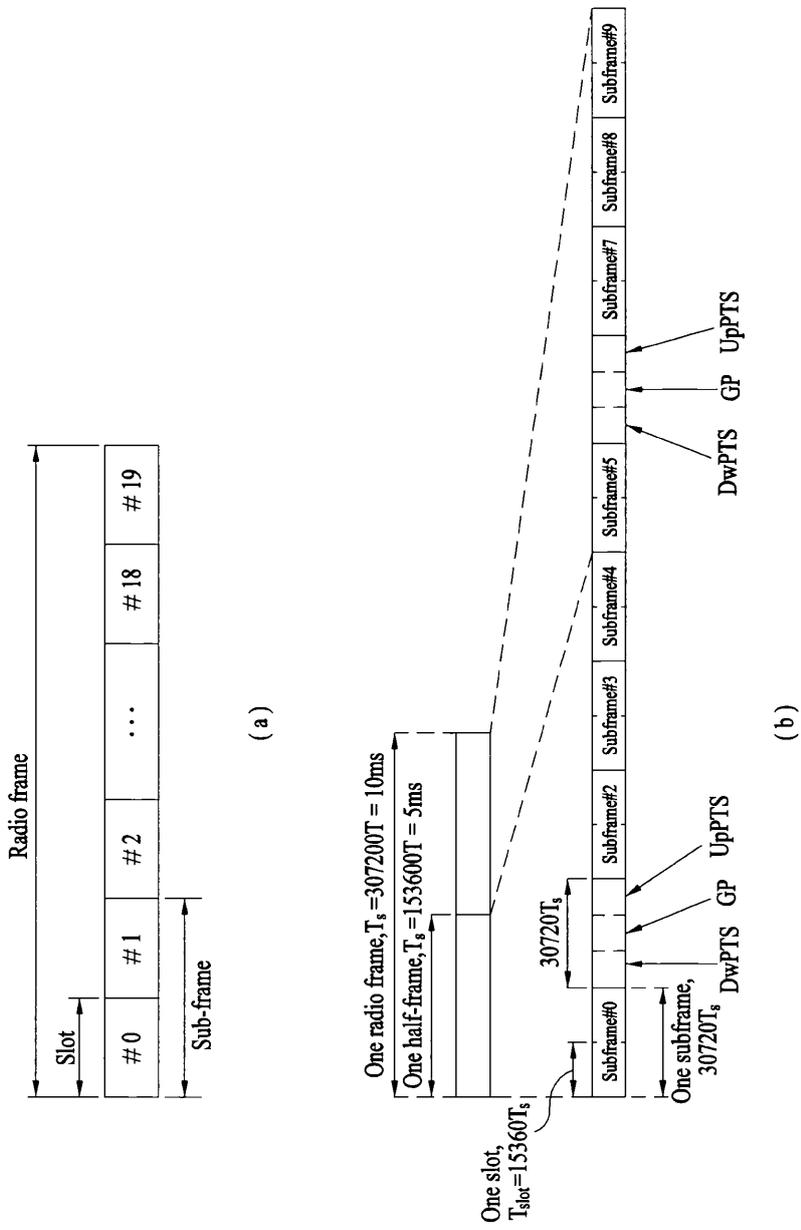
킬 수 있음을 이해할 수 있을 것이다. 예를 들어, 당업자는 상술한 실시예들에 기재된 각 구성을 서로 조합하는 방식으로 이용할 수 있다. 따라서, 본 발명은 여기에 나타난 실시형태들에 제한되려는 것이 아니라, 여기서 개시된 원리들 및 신규한 특징들과 일치하는 최광의 범위를 부여하려는 것이다.

- [0183] 본 발명은 본 발명의 정신 및 필수적 특징을 벗어나지 않는 범위에서 다른 특정한 형태로 구체화될 수 있다. 따라서, 상기의 상세한 설명은 모든 면에서 제한적으로 해석되어서는 아니 되고 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. 본 발명은 여기에 나타난 실시형태들에 제한되려는 것이 아니라, 여기서 개시된 원리들 및 신규한 특징들과 일치하는 최광의 범위를 부여하려는 것이다. 또한, 특허청구범위에서 명시적인 인용 관계가 있지 않은 청구항들을 결합하여 실시예를 구성하거나 출원 후의 보정에 의해 새로운 청구항으로 포함할 수 있다.

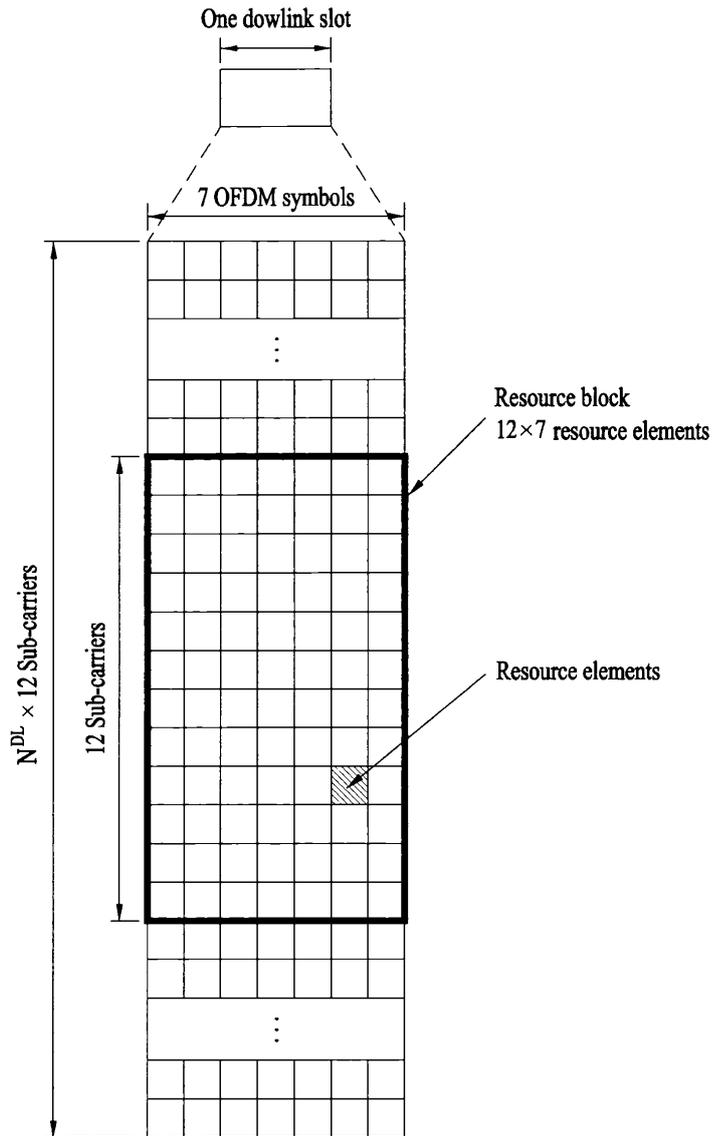
### 산업상 이용가능성

- [0184] 상술한 바와 같은 본 발명의 실시형태들은 다양한 이동통신 시스템에 적용될 수 있다.

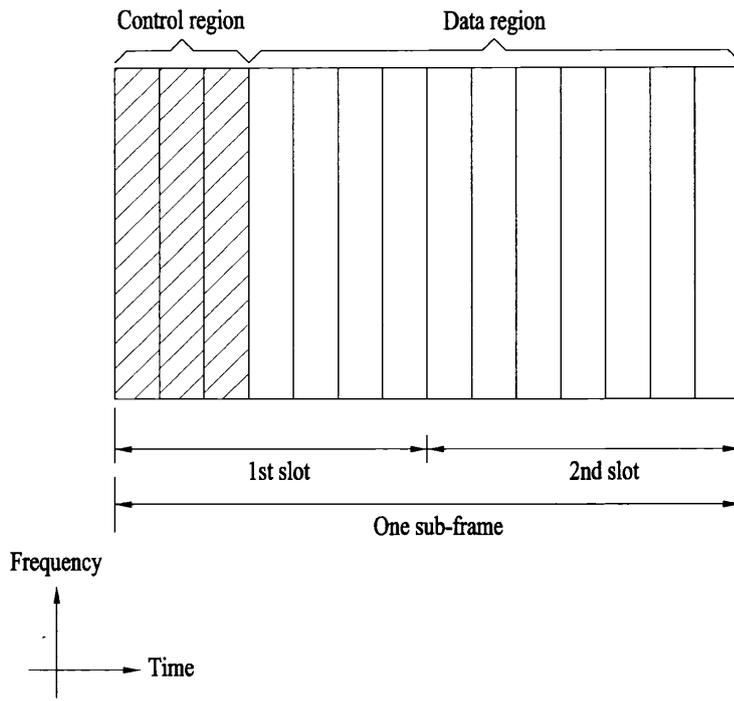
도면  
도면1



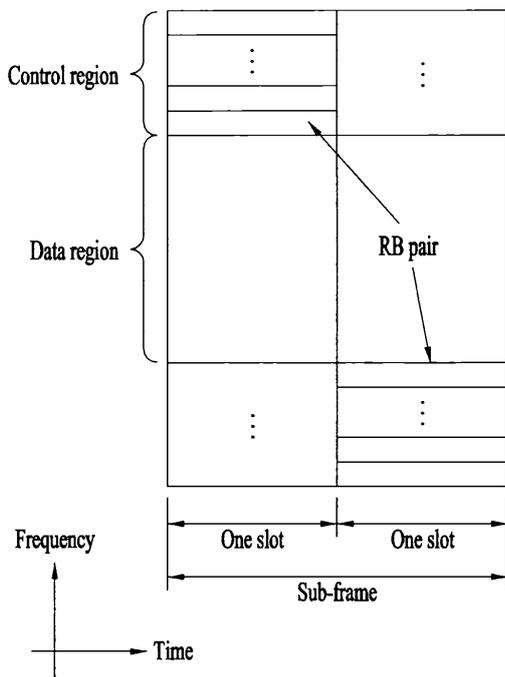
도면2



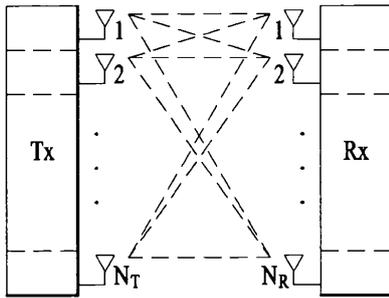
도면3



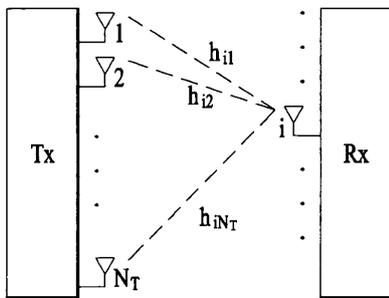
도면4



도면5

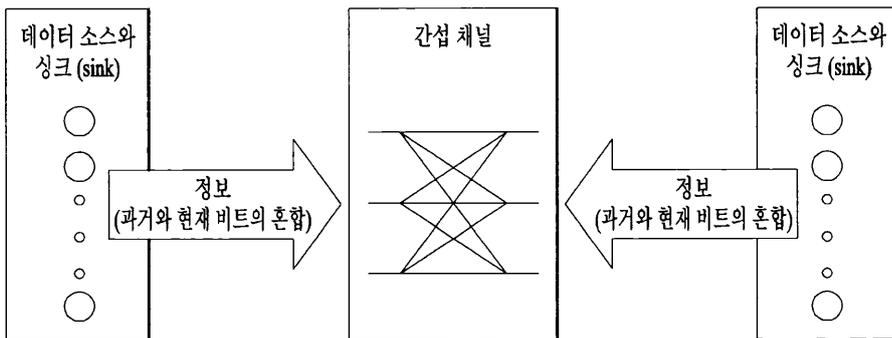


(a)

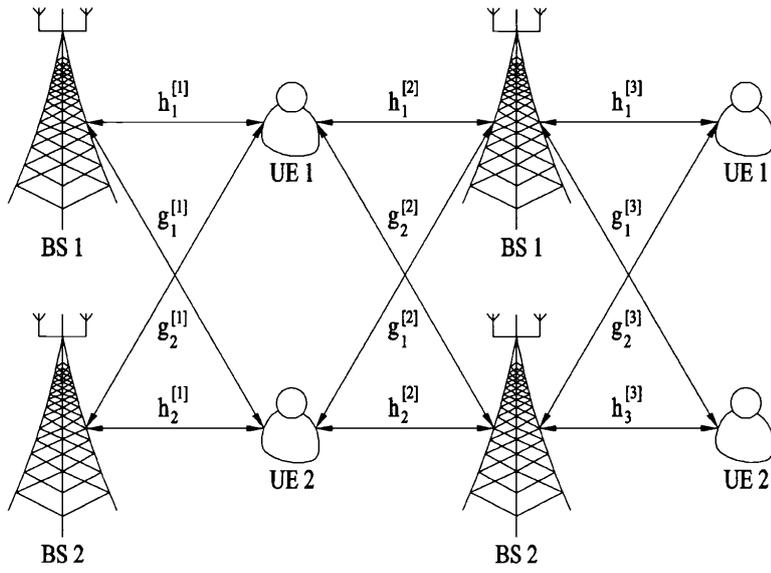


(b)

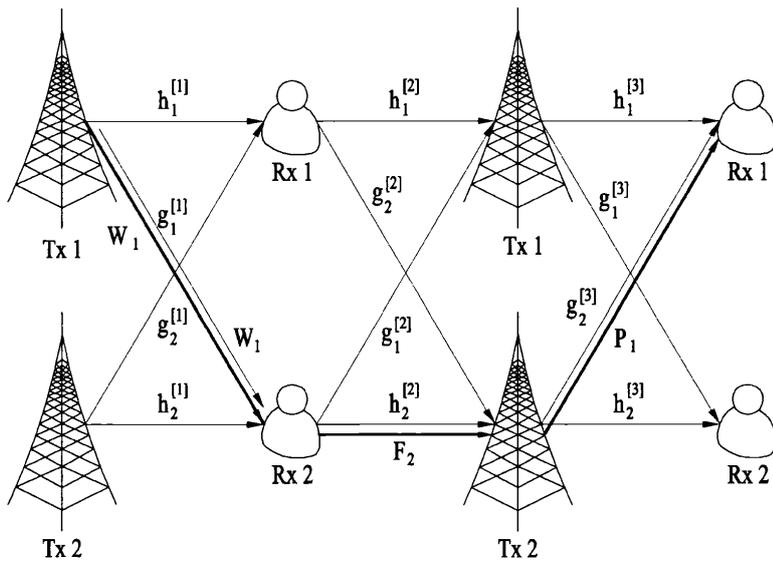
도면6



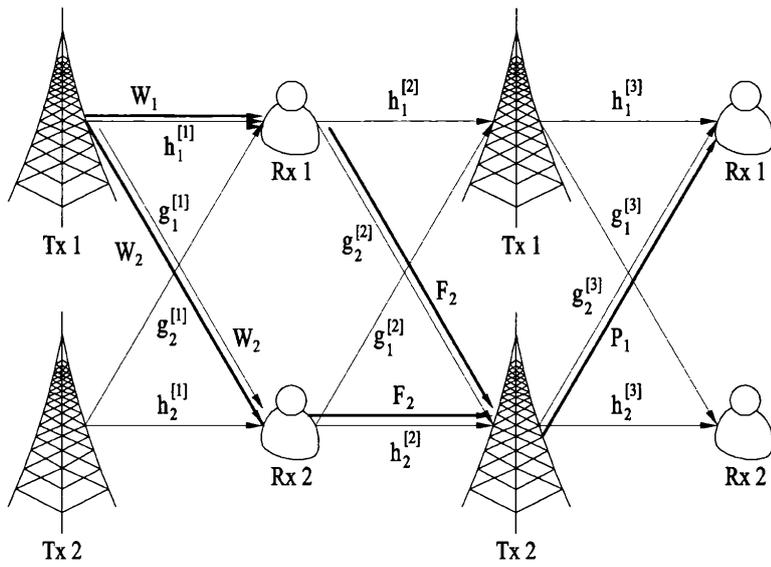
도면7



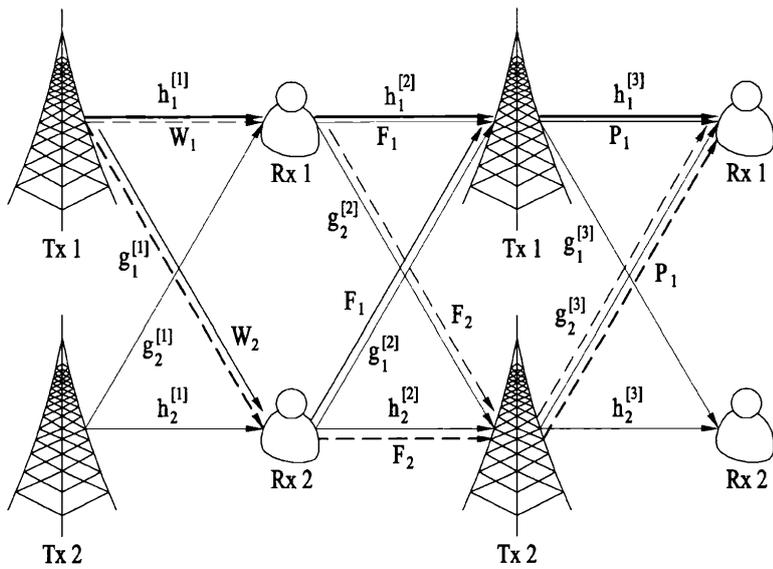
도면8



도면9



도면10



도면11

