



등록특허 10-2194927



(19) 대한민국특허청(KR)

(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2020년12월24일

(11) 등록번호 10-2194927

(24) 등록일자 2020년12월18일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/06 (2017.01) *H04B 7/04* (2017.01)

(52) CPC특허분류
H04B 7/0639 (2013.01)
H04B 7/0478 (2013.01)

(21) 출원번호 10-2015-7023968

(22) 출원일자(국제) 2014년06월05일
심사청구일자 2019년05월03일

(85) 번역문제출일자 2015년09월02일

(65) 공개번호 10-2016-0016751

(43) 공개일자 2016년02월15일

(86) 국제출원번호 PCT/KR2014/005001

(87) 국제공개번호 WO 2014/196823

국제공개일자 2014년12월11일

(30) 우선권주장
61/831,151 2013년06월05일 미국(US)

(56) 선행기술조사문헌

CN101969367 A*

CN102368698 A*

US20080219370 A1

US20070149128 A1

*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자

엘지전자 주식회사

서울특별시 영등포구 여의대로 128 (여의도동)

(72) 발명자

김형태

서울특별시 서초구 양재대로11길 19

박한준

서울특별시 서초구 양재대로11길 19

(74) 대리인

특허법인(유한)케이비케이

전체 청구항 수 : 총 8 항

심사관 : 양찬호

(54) 발명의 명칭 무선 통신 시스템에서 채널상태정보 전송 방법 및 장치

(57) 요 약

본 발명은 무선 통신 시스템에 관한 것이다. 본 발명의 일 실시예에 따른 무선 통신 시스템에서 단말이 채널 상태정보(Channel State Information, CSI)를 전송하는 방법은, 4 안테나 포트를 위한 보고 모드에서, RI (Rank Indicator) 와 제 1 PMI (Precoding Matrix Indicator) 를 하나의 엔코딩 값으로 결합 엔코딩(joint encoding) 하는 단계; 및 엔코딩 값을 포함하는 채널상태정보를 전송하는 단계를 포함하고, RI 가 1 인경우 코드북 인덱스는 엔코딩 값과 동일한 값을 가지고, RI 가 2 인경우 코드북 인덱스는 엔코딩 값보다 8 이 작은 값을 가질 수 있다.

(52) CPC특허분류

H04B 7/0486 (2013.01)

H04B 7/0626 (2013.01)

H04B 7/063 (2013.01)

H04B 7/0632 (2013.01)

명세서

청구범위

청구항 1

무선 통신 시스템에서 단말이 채널상태정보(Channel State Information, CSI)를 전송하는 방법에 있어서,

4 안테나 포트를 위한 보고 모드에서 랭크(rank)와 프리코더(precoder)를 결정; 및

상기 랭크와 상기 프리코더에 기반하여, i) RI (Rank Indicator)와 제1 PMI (Precoding Matrix Indicator)에 관한 결합 인코딩(joint encoding) 값과 ii) 제2 PMI를 보고하는 것을 포함하고,

상기 랭크가 1인 것에 기반하여, 상기 프리코더는 상기 제1 PMI 및 상기 제2 PMI에 의해 지시되고, 상기 제1 PMI와 연관된 코드북 인덱스는 상기 결합 인코딩 값과 동일하고,

상기 랭크가 2인 것에 기반하여, 상기 프리코더는 상기 제1 PMI 및 상기 제2 PMI에 의해 지시되고, 상기 제1 PMI와 연관된 코드북 인덱스는 상기 결합 인코딩 값에서 8을 뺀 값이고,

상기 랭크가 3인 것에 기반하여, 상기 랭크는 상기 결합 인코딩 값 16에 의해 지시되고, 상기 프리코더는 상기 제2 PMI에 의해 지시되고, 및

상기 랭크가 4인 것에 기반하여, 상기 랭크는 상기 결합 인코딩 값 17에 의해 지시되고, 상기 프리코더는 상기 제2 PMI에 의해 지시되는, 채널상태정보 전송 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 랭크가 1인 것에 기반하여, 상기 결합 인코딩 값은 0부터 7 까지의 정수 중 하나를 가지는, 채널상태정보 전송 방법.

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 랭크가 2인 것에 기반하여, 상기 결합 인코딩 값은 8부터 15 까지의 정수 중 하나를 가지는, 채널상태정보 전송 방법.

청구항 4

삭제

청구항 5

삭제

청구항 6

삭제

청구항 7

제1항에 있어서,

상기 보고 모드는 PMI 및 광대역 CQI (Channel Quality Indicator)를 보고하는 PUCCH (Physical Uplink Control Channel) 모드 1-1의 제1 서브모드(submode)인, 채널상태 정보 전송 방법.

청구항 8

무선 통신 시스템에서 채널상태정보(CSI)를 전송하는 단말에 있어서,

RF(Radio Frequency) 유닛; 및

프로세서를 포함하고,

상기 프로세서는,

4 안테나 포트를 위한 보고 모드에서 랭크(rank)와 프리코더(precoder)를 결정하고, 및

상기 랭크와 상기 프리코더에 기반하여, i) RI (Rank Indicator)와 제1 PMI (Precoding Matrix Indicator)에 관한 결합 인코딩(joint encoding) 값과 ii) 제2 PMI를 보고하는 것을 포함하고,

상기 랭크가 1인 것에 기반하여, 상기 프리코더는 상기 제1 PMI 및 상기 제2 PMI에 의해 지시되고, 상기 제1 PMI와 연관된 코드북 인덱스는 상기 결합 인코딩 값과 동일하고,

상기 랭크가 2인 것에 기반하여, 상기 프리코더는 상기 제1 PMI 및 상기 제2 PMI에 의해 지시되고, 상기 제1 PMI와 연관된 코드북 인덱스는 상기 결합 인코딩 값에서 8을 뺀 값이고,

상기 랭크가 3인 것에 기반하여, 상기 랭크는 상기 결합 인코딩 값 16에 의해 지시되고, 상기 프리코더는 상기 제2 PMI에 의해 지시되고, 및

상기 랭크가 4인 것에 기반하여, 상기 랭크는 상기 결합 인코딩 값 17에 의해 지시되고, 상기 프리코더는 상기 제2 PMI에 의해 지시되는, 단말.

청구항 9

제8항에 있어서,

상기 랭크가 1인 것에 기반하여, 상기 결합 인코딩 값은 0부터 7 까지의 정수 중 하나를 가지는, 단말.

청구항 10

제8항에 있어서,

상기 랭크가 2인 것에 기반하여, 상기 결합 인코딩 값은 8부터 15 까지의 정수 중 하나를 가지는, 단말.

청구항 11

삭제

청구항 12

삭제

청구항 13

삭제

청구항 14

제8항에 있어서,

상기 보고 모드는 PMI 및 광대역 CQI (Channel Quality Indicator)를 보고하는 PUCCH (Physical Uplink Control Channel) 모드 1-1의 제1 서브모드(submode)인, 단말.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 무선 통신 시스템에 관한 것으로서, 보다 상세하게는, 무선 통신 시스템에서 결합 엔코딩(joint-encoding) 이용하여 채널상태정보를 전송하는 방법 및 이를 위한 장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템의 일례로서 3GPP LTE (3rd Generation Partnership Project Long

Term Evolution, 이하 "LTE"라 함) 통신 시스템에 대해 개략적으로 설명한다.

[0003] 도 1은 무선 통신 시스템의 일례로서 E-UMTS 망구조를 개략적으로 도시한 도면이다. E-UMTS(Evolved Universal Mobile Telecommunications System) 시스템은 기존 UMTS(Universal Mobile Telecommunications System)에서 진화한 시스템으로서, 현재 3GPP에서 기초적인 표준화 작업을 진행하고 있다. 일반적으로 E-UMTS는 LTE(Long Term Evolution) 시스템이라고 할 수도 있다. UMTS 및 E-UMTS의 기술 규격(technical specification)의 상세한 내용은 각각 "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network"의 Release 7과 Release 8을 참조할 수 있다.

[0004] 도 1을 참조하면, E-UMTS는 단말(User Equipment, UE)과 기지국(eNode B, eNB, 네트워크(E-UTRAN))의 종단에 위치하여 외부 네트워크와 연결되는 접속 게이트웨이(Access Gateway, AG)를 포함한다. 기지국은 브로드캐스트 서비스, 멀티캐스트 서비스 및/또는 유니캐스트 서비스를 위해 다중 데이터 스트림을 동시에 전송할 수 있다.

[0005] 한 기지국에는 하나 이상의 셀이 존재한다. 셀은 1.25, 2.5, 5, 10, 15, 20Mhz 등의 대역폭 중 하나로 설정돼 여러 단말에게 하향 또는 상향 전송 서비스를 제공한다. 서로 다른 셀은 서로 다른 대역폭을 제공하도록 설정될 수 있다. 기지국은 다수의 단말에 대한 데이터 송수신을 제어한다. 하향 링크(Downlink, DL) 데이터에 대해 기지국은 하향 링크 스케줄링 정보를 전송하여 해당 단말에게 데이터가 전송될 시간/주파수 영역, 부호화, 데이터 크기, HARQ(Hybrid Automatic Repeat and reQuest) 관련 정보 등을 알려준다. 또한, 상향 링크(Uplink, UL) 데이터에 대해 기지국은 상향 링크 스케줄링 정보를 해당 단말에게 전송하여 해당 단말이 사용할 수 있는 시간/주파수 영역, 부호화, 데이터 크기, HARQ 관련 정보 등을 알려준다. 기지국간에는 사용자 트래픽 또는 제어 트래픽 전송을 위한 인터페이스가 사용될 수 있다. 핵심망(Core Network, CN)은 AG와 단말의 사용자 등록 등을 위한 네트워크 노드 등으로 구성될 수 있다. AG는 복수의 셀들로 구성되는 TA(Tracking Area) 단위로 단말의 이동성을 관리한다.

[0006] 무선 통신 기술은 WCDMA를 기반으로 LTE까지 개발되어 왔지만, 사용자와 사업자의 요구와 기대는 지속적으로 증가하고 있다. 또한, 다른 무선 접속 기술이 계속 개발되고 있으므로 향후 경쟁력을 가지기 위해서는 새로운 기술 진화가 요구된다. 비트당 비용 감소, 서비스 가용성 증대, 유통성 있는 주파수 밴드의 사용, 단순구조와 개방형 인터페이스, 단말의 적절한 파워 소모 등이 요구된다.

[0007] MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 기술은 지금까지 한 개의 전송안테나와 한 개의 수신안테나를 사용했던 것에서 탈피하여, 다중전송안테나와 다중수신안테나를 채택하여 송수신 데이터 효율을 향상시킬 수 있는 방법을 말한다. 즉, 무선통신 시스템의 송신단(transmitting end) 혹은 수신단(receiving end)에서 다중안테나를 사용하여 용량을 증대시키거나 성능을 개선하는 기술이다. MIMO 기술을 다중 안테나 기술로 칭할 수도 있다.

[0008] 다중 안테나 전송을 지원하기 위하여 전송 정보를 각각의 안테나에 채널 상황 등에 따라 적절하게 분배해주는 프리코딩 행렬을 적용할 수 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0009] 상술한 바와 같은 논의를 바탕으로 이하에서는 무선 통신 시스템에서 채널상태정보를 전송하는 방법 및 이를 위한 장치를 제안하고자 한다.

[0010] 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

[0011] 상기 문제점을 해결하기 위하여, 본 발명의 일 실시예에 따른 무선 통신 시스템에서 단말이 채널상태정보(Channel State Information, CSI)를 전송하는 방법은, 4 안테나 포트를 위한 보고 모드에서, RI (Rank Indicator) 와 제 1 PMI (Precoding Matrix Indicator) 를 하나의 엔코딩 값으로 결합 엔코딩 (joint encoding)하는 단계; 및 상기 엔코딩 값을 포함하는 상기 채널상태정보를 전송하는 단계를 포함하고, 상기 RI 가 1인 경우 코드북 인덱스는 상기 엔코딩 값과 동일한 값을 가지고, 상기 RI 가 2인 경우 상기 코드북 인덱스는 상기 엔코딩 값보다 8이 작은 값을 가질 수 있다.

- [0012] 본 발명의 다른 실시예에 따른 무선 통신 시스템에서 채널상태정보(CSI)를 전송하는 단말은 RF(Radio Frequency) 유닛; 및 프로세서를 포함하고, 상기 프로세서는, 4 안테나 포트를 위한 보고 모드에서, 상기 RI (Rank Indicator) 와 상기 제 1 PMI (Precoding Matrix Indicator) 를 하나의 엔코딩 값으로 결합 엔코딩 (joint encoding) 하고, 상기 엔코딩 값을 포함하는 상기 채널상태정보를 전송하도록 구성되며, 상기 RI 가 1 인경우 코드부 인덱스는 상기 엔코딩 값과 동일한 값을 가지고, 상기 RI 가 2 인경우 상기 코드부 인덱스는 상기 엔코딩 값보다 8 이 작은 값을 가질 수 있다.
- [0013] 본 발명에 따른 상기 실시예들에 대하여 다음의 사항이 공통적으로 적용될 수 있다.
- [0014] 상기 RI 가 1 인 경우 상기 엔코딩 값은 0 부터 7 까지의 정수 중 하나를 가지는, 채널상태정보 전송 방법.
- [0015] 상기 RI 가 2 인 경우 상기 엔코딩 값은 8 부터 15 까지의 정수 중 하나를 가지는, 채널상태정보 전송 방법.
- [0016] 상기 RI 가 3 인 경우 상기 엔코딩 값은 16 을 가지는, 채널상태정보 전송 방법.
- [0017] 상기 RI 가 4 인 경우 상기 엔코딩 값은 17 을 가지는, 채널상태정보 전송 방법.
- [0018] 상기 제 1 PMI 는 광대역 장기간의 PMI 에 해당하며, 협대역 단기간의 제 2 PMI 와 함께 최종 PMI 를 결정할 수 있다.
- [0019] 상기 보고 모드는 PMI 및 광대역 CQI (Channel Quality Indicator)를 보고하는 PUCCH (Physical Uplink Control Channel) 모드 1-1 의 제 1 서브모드일 수 있다.
- [0020] 본 발명에 대하여 전술한 일반적인 설명과 후술하는 상세한 설명은 예시적인 것이며, 청구항 기재 발명에 대한 추가적인 설명을 위한 것이다.

발명의 효과

- [0021] 본 발명의 실시예에 따르면 무선 통신 시스템에서 결합 엔코딩(joint-encoding) 이용하여 채널상태정보를 효율적으로 전송할 수 있는 방법 및 장치가 제공될 수 있다.
- [0022] 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

- [0023] 본 발명에 관한 이해를 돋기 위해 상세한 설명의 일부로 포함되는, 첨부 도면은 본 발명에 대한 실시예를 제공하고, 상세한 설명과 함께 본 발명의 기술적 사상을 설명한다.
- 도 1 은 무선 통신 시스템의 일례로서 E-UMTS 망구조를 개략적으로 예시한다.
- 도 2 는 3GPP 무선 접속망 규격을 기반으로 한 단말과 E-UTRAN 사이의 무선 인터페이스 프로토콜(Radio Interface Protocol)의 제어평면(Control Plane) 및 사용자평면(User Plane) 구조를 예시한다.
- 도 3 은 3GPP 시스템에 이용되는 물리 채널들 및 이들을 이용한 일반적인 신호 전송 방법을 예시한다.
- 도 4 는 LTE 시스템에서 사용되는 무선 프레임의 구조를 예시한다.
- 도 5 는 LTE 시스템에서 사용되는 하향링크 무선 프레임의 구조를 예시한다.
- 도 6 은 LTE 시스템에서 사용되는 상향링크 서브프레임의 구조를 예시한다.
- 도 7 은 일반적인 다중 안테나(MIMO) 통신 시스템의 구성을 예시한다.
- 도 8 내지 도 11 은 채널 상태 정보의 주기적 보고에 대해 예시한다.
- 도 12 는 LTE-A 시스템에서 논의 중인 채널 상태 정보의 주기적 보고에 대해 예시한다.
- 도 13 은 도 8 의 모드 1-1 의 서브모드(submode) 1 에서 CSI 피드백을 예시한다.
- 도 14 는 도 8 의 모드 1-1 의 서브모드(submode) 2 에서 CSI 피드백을 예시한다.
- 도 15 는 도 8 의 모드 2-1 에서 CSI 피드백을 예시한다.

도 16 은 본 발명의 일 실시예에 따른 채널상태정보 보고 방법의 흐름도이다.

도 17 은 본 발명의 일 실시예에 적용될 수 있는 기지국 및 단말을 나타낸다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0024]

이하에서 첨부된 도면을 참조하여 설명된 본 발명의 실시예들에 의해 본 발명의 구성, 작용 및 다른 특징들이 용이하게 이해될 수 있을 것이다. 이하에서 설명되는 실시예들은 본 발명의 기술적 특징들이 3GPP 시스템에 적용된 예들이다.

[0025]

본 명세서는 LTE 시스템 및 LTE-A 시스템을 사용하여 본 발명의 실시예를 설명하지만, 이는 예시로서 본 발명의 실시예는 상기 정의에 해당되는 어떤 통신 시스템에도 적용될 수 있다. 또한, 본 명세서는 FDD 방식을 기준으로 본 발명의 실시예에 대해 설명하지만, 이는 예시로서 본 발명의 실시예는 H-FDD 방식 또는 TDD 방식에도 용이하게 변형되어 적용될 수 있다.

[0026]

도 2는 3GPP 무선 접속망 규격을 기반으로 한 단말과 E-UTRAN 사이의 무선 인터페이스 프로토콜(Radio Interface Protocol)의 제어평면(Control Plane) 및 사용자평면(User Plane) 구조를 나타내는 도면이다. 제어평면은 단말(User Equipment, UE)과 네트워크가 호흡 관리하기 위해서 이용하는 제어 메시지들이 전송되는 통로를 의미한다. 사용자평면은 애플리케이션 계층에서 생성된 데이터, 예를 들어, 음성 데이터 또는 인터넷 패킷 데이터 등이 전송되는 통로를 의미한다.

[0027]

제1계층인 물리계층은 물리채널(Physical Channel)을 이용하여 상위 계층에게 정보 전송 서비스(Information Transfer Service)를 제공한다. 물리계층은 상위에 있는 매체접속제어(Medium Access Control) 계층과는 전송 채널(Transport Channel)을 통해 연결되어 있다. 상기 전송채널을 통해 매체접속제어 계층과 물리계층 사이에 데이터가 이동한다. 송신측과 수신측의 물리계층 사이는 물리채널을 통해 데이터가 이동한다. 상기 물리채널은 시간과 주파수를 무선 자원으로 활용한다. 구체적으로, 물리채널은 하향 링크에서 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 방식으로 변조되고, 상향 링크에서 SC-FDMA(Single Carrier Frequency Division Multiple Access) 방식으로 변조된다.

[0028]

제2계층의 매체접속제어(Medium Access Control, MAC) 계층은 논리채널(Logical Channel)을 통해 상위계층인 무선링크제어(Radio Link Control, RLC) 계층에 서비스를 제공한다. 제2계층의 RLC 계층은 신뢰성 있는 데이터 전송을 지원한다. RLC 계층의 기능은 MAC 내부의 기능 블록으로 구현될 수도 있다. 제2계층의 PDCP(Packet Data Convergence Protocol) 계층은 대역폭이 좁은 무선 인터페이스에서 IPv4나 IPv6와 같은 IP 패킷을 효율적으로 전송하기 위해 불필요한 제어정보를 줄여주는 헤더 압축(Header Compression) 기능을 수행한다.

[0029]

제3계층의 최하부에 위치한 무선 차원제어(Radio Resource Control, RRC) 계층은 제어평면에서만 정의된다. RRC 계층은 무선베어러(Radio Bearer, RB)들의 설정(Configuration), 재설정(Re-configuration) 및 해제(Release)와 관련되어 논리채널, 전송채널 및 물리채널들의 제어를 담당한다. RB는 단말과 네트워크 간의 데이터 전달을 위해 제2계층에 의해 제공되는 서비스를 의미한다. 이를 위해, 단말과 네트워크의 RRC 계층은 서로 RRC 메시지를 교환한다. 단말과 네트워크의 RRC 계층 사이에 RRC 연결(RRC Connected)이 있을 경우, 단말은 RRC 연결 상태(Connected Mode)에 있게 되고, 그렇지 못할 경우 RRC 휴지 상태(Idle Mode)에 있게 된다. RRC 계층의 상위에 있는 NAS(Non-Access Stratum) 계층은 세션 관리(Session Management)와 이동성 관리(Mobility Management) 등의 기능을 수행한다.

[0030]

기지국(eNB)을 구성하는 하나의 셀은 1.25, 2.5, 5, 10, 15, 20Mhz 등의 대역폭 중 하나로 설정되어 여러 단말에게 하향 또는 상향 전송 서비스를 제공한다. 서로 다른 셀은 서로 다른 대역폭을 제공하도록 설정될 수 있다.

[0031]

네트워크에서 단말로 데이터를 전송하는 하향 전송채널은 시스템 정보를 전송하는 BCH(Broadcast Channel), 폐이징 메시지를 전송하는 PCH(Paging Channel), 사용자 트래픽이나 제어 메시지를 전송하는 하향 SCH(Shared Channel) 등이 있다. 하향 멀티캐스트 또는 방송 서비스의 트래픽 또는 제어 메시지의 경우 하향 SCH를 통해 전송될 수도 있고, 또는 별도의 하향 MCH(Multicast Channel)을 통해 전송될 수도 있다. 한편, 단말에서 네트워크로 데이터를 전송하는 상향 전송채널로는 초기 제어 메시지를 전송하는 RACH(Random Access Channel), 사용자 트래픽이나 제어 메시지를 전송하는 상향 SCH(Shared Channel)가 있다. 전송채널의 상위에 있으며, 전송채널에 매핑되는 논리채널(Logical Channel)로는 BCCH(Broadcast Control Channel), PCCH(Paging Control Channel), CCCH(Common Control Channel), MCCH(Multicast Control Channel), MTCH(Multicast Traffic Channel) 등이 있다.

- [0032] 도 3은 3GPP 시스템에 이용되는 물리 채널들 및 이들을 이용한 일반적인 신호 전송 방법을 설명하기 위한 도면이다.
- [0033] 단말은 전원이 켜지거나 새로이 셀에 진입한 경우 기지국과 동기를 맞추는 등의 초기 셀 탐색(Initial cell search) 작업을 수행한다(S301). 이를 위해, 단말은 기지국으로부터 주 동기 채널(Primary Synchronization Channel, P-SCH) 및 부 동기 채널(Secondary Synchronization Channel, S-SCH)을 수신하여 기지국과 동기를 맞추고, 셀 ID 등의 정보를 획득할 수 있다. 그 후, 단말은 기지국으로부터 물리 방송 채널(Physical Broadcast Channel)을 수신하여 셀 내 방송 정보를 획득할 수 있다. 한편, 단말은 초기 셀 탐색 단계에서 하향 링크 참조 신호(Downlink Reference Signal, DL RS)를 수신하여 하향 링크 채널 상태를 확인할 수 있다.
- [0034] 초기 셀 탐색을 마친 단말은 물리 하향 링크 제어 채널(Physical Downlink Control Channel, PDCCH) 및 상기 PDCCH에 실린 정보에 따라 물리 하향 링크 공유 채널(Physical Downlink Control Channel, PDSCH)을 수신함으로써 좀더 구체적인 시스템 정보를 획득할 수 있다(S302).
- [0035] 한편, 기지국에 최초로 접속하거나 신호 전송을 위한 무선 자원이 없는 경우 단말은 기지국에 대해 임의 접속 과정(Random Access Procedure, RACH)을 수행할 수 있다(단계 S303 내지 단계 S306). 이를 위해, 단말은 물리 임의 접속 채널(Physical Random Access Channel, PRACH)을 통해 특정 시퀀스를 프리앰블로 전송하고(S303 및 S305), PDCCH 및 대응하는 PDSCH를 통해 프리앰블에 대한 응답 메시지를 수신할 수 있다(S304 및 S306). 경쟁 기반 RACH의 경우, 추가적으로 충돌 해결 절차(Contention Resolution Procedure)를 수행할 수 있다.
- [0036] 상술한 바와 같은 절차를 수행한 단말은 이후 일반적인 상/하향 링크 신호 전송 절차로서 PDCCH/PDSCH 수신(S307) 및 물리 상향 링크 공유 채널(Physical Uplink Shared Channel, PUSCH)/물리 상향 링크 제어 채널(Physical Uplink Control Channel, PUCCH) 전송(S308)을 수행할 수 있다. 특히 단말은 PDCCH를 통하여 하향 링크 제어 정보(Downlink Control Information, DCI)를 수신한다. 여기서 DCI는 단말에 대한 자원 할당 정보와 같은 제어 정보를 포함하며, 그 사용 목적에 따라 포맷이 서로 다르다.
- [0037] 한편, 단말이 상향 링크를 통해 기지국에 전송하는 또는 단말이 기지국으로부터 수신하는 제어 정보는 하향 링크/상향 링크 ACK/NACK 신호, CQI(Channel Quality Indicator), PMI(Precoding Matrix Index), RI(Rank Indicator) 등을 포함한다. 3GPP LTE 시스템의 경우, 단말은 상술한 CQI/PMI/RI 등의 제어 정보를 PUSCH 및/또는 PUCCH를 통해 전송할 수 있다.
- [0038] 도 4는 LTE 시스템에서 사용되는 무선 프레임의 구조를 예시하는 도면이다.
- [0039] 도 4를 참조하면, 무선 프레임(radio frame)은 $10\text{ms} (327200 \times T_s)$ 의 길이를 가지며 10개의 균등한 크기의 서브프레임(subframe)으로 구성되어 있다. 각각의 서브프레임은 1ms 의 길이를 가지며 2개의 슬롯(slot)으로 구성되어 있다. 각각의 슬롯은 $0.5\text{ms} (15360 \times T_s)$ 의 길이를 가진다. 여기에서, T_s 는 샘플링 시간을 나타내고, $T_s = 1/(15\text{kHz} \times 2048) = 3.2552 \times 10^{-8}$ (약 33ns)로 표시된다. 슬롯은 시간 영역에서 복수의 OFDM 심볼을 포함하고, 주파수 영역에서 복수의 자원블록(Resource Block, RB)을 포함한다. LTE 시스템에서 하나의 자원블록은 12개의 부반송파 \times 7(6)개의 OFDM 심볼을 포함한다. 데이터가 전송되는 단위시간인 TTI(Transmission Time Interval)는 하나 이상의 서브프레임 단위로 정해질 수 있다. 상술한 무선 프레임의 구조는 예시에 불과하고, 무선 프레임에 포함되는 서브프레임의 수 또는 서브프레임에 포함되는 슬롯의 수, 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 다양하게 변경될 수 있다.
- [0040] 도 5는 하향 링크 무선 프레임에서 하나의 서브프레임의 제어 영역에 포함되는 제어 채널을 예시하는 도면이다.
- [0041] 도 5를 참조하면, 서브프레임은 14개의 OFDM 심볼로 구성되어 있다. 서브프레임 설정에 따라 처음 1 내지 3개의 OFDM 심볼은 제어 영역으로 사용되고 나머지 13~11개의 OFDM 심볼은 데이터 영역으로 사용된다. 도면에서 R1 내지 R4는 안테나 0 내지 3에 대한 기준 신호(Reference Signal, RS) 또는 Pilot Signal)를 나타낸다. RS는 제어 영역 및 데이터 영역과 상관없이 서브프레임 내에 일정한 패턴으로 고정된다. 제어 채널은 제어 영역 중에서 RS가 할당되지 않은 자원에 할당되고, 트래픽 채널도 데이터 영역 중에서 RS가 할당되지 않은 자원에 할당된다. 제어 영역에 할당되는 제어 채널로는 PCFICH(Physical Control Format Indicator Channel), PHICH(Physical Hybrid-ARQ Indicator Channel), PDCCH(Physical Downlink Control Channel) 등이 있다.
- [0042] PCFICH는 물리 제어 포맷 지시자 채널로서 매 서브프레임마다 PDCCH에 사용되는 OFDM 심볼의 개수를 단말에게 알려준다. PCFICH는 첫 번째 OFDM 심볼에 위치하며 PHICH 및 PDCCH에 우선하여 설정된다. PCFICH는 4개의 REG(Resource Element Group)로 구성되고, 각각의 REG는 셀 ID(Cell IDentity)에 기초하여 제어 영역 내에 분

산된다. 하나의 REG는 4개의 RE(Resource Element)로 구성된다. RE는 하나의 부반송파×하나의 OFDM 심볼로 정의되는 최소 물리 자원을 나타낸다. PCFICH 값은 대역폭에 따라 1 내지 3 또는 2 내지 4의 값을 지시하며 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)로 변조된다.

[0043] PHICH는 물리 HARQ(Hybrid - Automatic Repeat and request) 지시자 채널로서 상향 링크 전송에 대한 HARQ ACK/NACK을 나르는데 사용된다. 즉, PHICH는 UL HARQ를 위한 DL ACK/NACK 정보가 전송되는 채널을 나타낸다. PHICH는 1개의 REG로 구성되고, 셀 특정(cell-specific)하게 스크램블(scrambling) 된다. ACK/NACK은 1 비트로 지시되며, BPSK(Binary phase shift keying)로 변조된다. 변조된 ACK/NACK은 확산인자(Spread Factor, SF) = 2 또는 4로 확산된다. 동일한 차원에 매핑되는 복수의 PHICH는 PHICH 그룹을 구성한다. PHICH 그룹에 다중화되는 PHICH의 개수는 확산 코드의 개수에 따라 결정된다. PHICH (그룹)은 주파수 영역 및/또는 시간 영역에서 다이버시티 이득을 얻기 위해 3번 반복(repetition)된다.

[0044] PDCCH는 물리 하향 링크 제어 채널로서 서브프레임의 처음 n개의 OFDM 심볼에 할당된다. 여기에서, n은 1 이상의 정수로서 PCFICH에 의해 지시된다. PDCCH는 하나 이상의 CCE로 구성된다. PDCCH는 전송 채널인 PCH(Paging channel) 및 DL-SCH(Downlink-shared channel)의 자원할당과 관련된 정보, 상향 링크 스케줄링 그랜트(Uplink Scheduling Grant), HARQ 정보 등을 각 단말 또는 단말 그룹에게 알려준다. PCH(Paging channel) 및 DL-SCH(Downlink-shared channel)는 PDSCH를 통해 전송된다. 따라서, 기지국과 단말은 일반적으로 특정한 제어 정보 또는 특정한 서비스 데이터를 제외하고는 PDSCH를 통해서 데이터를 각각 전송 및 수신한다.

[0045] PDSCH의 데이터가 어떤 단말(하나 또는 복수의 단말)에게 전송되는 것이며, 상기 단말들이 어떻게 PDSCH 데이터를 수신하고 디코딩(decoding)을 해야 하는지에 대한 정보 등을 PDCCH에 포함되어 전송된다. 예를 들어, 특정 PDCCH가 "A"라는 RNTI(Radio Network Temporary Identity)로 CRC 마스킹(masking)되어 있고, "B"라는 무선자원(예, 주파수 위치) 및 "C"라는 DCI 포맷 즉, 전송형식정보(예, 전송 블록 사이즈, 변조 방식, 코딩 정보 등)를 이용해 전송되는 데이터에 관한 정보가 특정 서브프레임을 통해 전송된다고 가정한다. 이 경우, 셀 내의 단말은 자신이 가지고 있는 RNTI 정보를 이용하여 PDCCH를 모니터링하고, "A" RNTI를 가지고 있는 하나 이상의 단말이 있다면, 상기 단말들은 PDCCH를 수신하고, 수신한 PDCCH의 정보를 통해 "B"와 "C"에 의해 지시되는 PDSCH를 수신한다.

[0046] 도 6은 LTE 시스템에서 사용되는 상향 링크 서브프레임의 구조를 도시하는 도면이다.

[0047] 도 6을 참조하면, 상향 링크 서브프레임은 제어정보를 나르는 PUCCH(Physical Uplink Control Channel)가 할당되는 영역과 사용자 데이터를 나르는 PUSCH(Physical Uplink Shared Channel)가 할당되는 영역으로 나눌 수 있다. 서브프레임의 중간 부분이 PUSCH에 할당되고, 주파수 영역에서 데이터 영역의 양측 부분이 PUCCH에 할당된다. PUCCH 상에 전송되는 제어정보는 HARQ에 사용되는 ACK/NACK, 하향 링크 채널 상태를 나타내는 CQI(Channel Quality Indicator), MIMO를 위한 RI(Rank Indicator), 상향 링크 자원 할당 요청인 SR(Scheduling Request) 등이 있다. 한 단말에 대한 PUCCH는 서브프레임 내의 각 슬롯에서 서로 다른 주파수를 차지하는 하나의 자원블록을 사용한다. 즉, PUCCH에 할당되는 2개의 자원블록은 슬롯 경계에서 주파수 호핑(frequency hopping)된다. 특히 도 6은 m=0인 PUCCH, m=1인 PUCCH, m=2인 PUCCH, m=3인 PUCCH가 서브프레임에 할당되는 것을 예시한다.

다중 안테나(MIMO) 시스템

[0049] 이하 MIMO 시스템에 대하여 설명한다. MIMO(Multiple-Input Multiple-Output)는 복수개의 송신안테나와 복수개의 수신안테나를 사용하는 방법으로서, 이 방법에 의해 데이터의 송수신 효율을 향상시킬 수 있다. 즉, 무선 통신 시스템의 송신단 혹은 수신단에서 복수개의 안테나를 사용함으로써 용량을 증대시키고 성능을 향상 시킬 수 있다. 이하 본 문헌에서 MIMO를 '다중 안테나'라 지칭할 수 있다.

[0050] 다중 안테나 기술에서는, 하나의 전체 메시지를 수신하기 위해 단일 안테나 경로에 의존하지 않는다. 그 대신 다중 안테나 기술에서는 여러 안테나에서 수신된 데이터 조각(fragment)을 한데 모아 병합함으로써 데이터를 완성한다. 다중 안테나 기술을 사용하면, 특정된 크기의 셀 영역 내에서 데이터 전송 속도를 향상시키거나, 또는 특정 데이터 전송 속도를 보장하면서 시스템 커버리지(coverage)를 증가시킬 수 있다. 또한, 이 기술은 이동통신 단말과 중계기 등에 폭넓게 사용할 수 있다. 다중 안테나 기술에 의하면, 단일 안테나를 사용하던 종래 기술에 의한 이동 통신에서의 전송량 한계를 극복할 수 있다.

[0051] 일반적인 다중 안테나(MIMO) 통신 시스템의 구성도가 도 7에 도시되어 있다. 송신단에는 송신 안테나가 NT개 설치되어 있고, 수신단에서는 수신 안테나가 NR개가 설치되어 있다. 이렇게 송신단 및 수신단에서 모두 복수개의 안테나를 사용하는 경우에는, 송신단 또는 수신단 중 어느 하나에만 복수개의 안테나를 사용하는 경우보다 이론

적인 채널 전송 용량이 증가한다. 채널 전송 용량의 증가는 안테나의 수에 비례한다. 따라서, 전송 레이트가 향상되고, 주파수 효율이 향상된다 하나의 안테나를 이용하는 경우의 최대 전송 레이트를 R_0 라고 한다면, 다중 안테나를 사용할 때의 전송 레이트는, 이론적으로, 아래 수학식 1과 같이 최대 전송 레이트 R_0 에 레이트 증가율 R_i 를 곱한 만큼 증가할 수 있다. 여기서 R_i 는 NT와 NR 중 작은 값이다.

[0052] [수학식 1]

$$R_i = \min(N_T, N_R)$$

[0053] 예를 들어, 4개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나를 이용하는 MIMO 통신 시스템에서는, 단일 안테나 시스템에 비해 이론상 4배의 전송 레이트를 획득할 수 있다. 이와 같은 다중 안테나 시스템의 이론적 용량 증가가 90년대 중반에 증명된 이후, 실질적으로 데이터 전송률을 향상시키기 위한 다양한 기술들이 현재까지 활발히 연구되고 있으며, 이들 중 몇몇 기술들은 이미 3 세대 이동 통신과 차세대 무선랜 등의 다양한 무선 통신의 표준에 반영되고 있다.

[0054] 현재까지의 다중안테나 관련 연구 동향을 살펴보면 다양한 채널 환경 및 다중접속 환경에서의 다중안테나 통신 용량 계산 등과 관련된 정보 이론 측면 연구, 다중안테나 시스템의 무선 채널 측정 및 모형 도출 연구, 그리고 전송 신뢰도 향상 및 전송률 향상을 위한 시공간 신호 처리 기술 연구 등 다양한 관점에서 활발한 연구가 진행되고 있다.

[0055] 다중 안테나 시스템에 있어서의 통신 방법을 보다 구체적인 방법으로 설명하기 위해 이를 수학적으로 모델링 하는 경우 다음과 같이 나타낼 수 있다. 도 7에 도시된 바와 같이 NT개의 송신 안테나와 NR개의 수신 안테나가 존재하는 것을 가정한다. 먼저, 송신 신호에 대해 살펴보면, NT개의 송신 안테나가 있는 경우 최대 전송 가능한 정보는 NT개이므로, 전송 정보를 하기의 수학식 2와 같은 벡터로 나타낼 수 있다.

[0056] [수학식 2]

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

[0057] 한편, 각각의 전송 정보 s_1, s_2, \dots, s_{N_T} 에 있어 전송 전력을 다르게 할 수 있으며, 이때 각각의 전송

전력을 P_1, P_2, \dots, P_{N_T} 라 하면, 전송 전력이 조정된 전송 정보를 벡터로 나타내면 하기의 수학식 3과 같다.

[0058] [수학식 3]

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

[0059] 또한, $\hat{\mathbf{s}}$ 를 전송 전력의 대각행렬 P 를 이용하여 나타내면 하기의 수학식 4와 같다.

[0060] [수학식 4]

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

*78

[0061] 한편, 전송전력이 조정된 정보 벡터 $\hat{\mathbf{s}}$ 에 가중치 행렬 W 가 적용되어 실제 전송되는 NT 개의 송신신호

$\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{N_T}$ (transmitted signal) 가 구성되는 경우를 고려해 보자. 여기서, 가중치 행렬은 전송 정보를 전송 채널 상황 등에 따라 각 안테나에 적절히 분배해 주는 역할을 수행한다. 이와 같은 전송신호 $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{N_T}$ 는 벡터 X 를 이용하여 하기의 수학식 5와 같이 나타낼 수 있다. 여기서 w_{ij} 는 i 번째 송신안테나와 j 번째 정보 간의 가중치를 의미한다. W 는 가중치 행렬(Weight Matrix) 또는 프리코딩 행렬(Precoding Matrix)이라고 불린다.

[0066]

[수학식 5]

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_i \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} & \cdots & w_{1N_T} \\ w_{21} & w_{22} & \cdots & w_{2N_T} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ w_{i1} & w_{i2} & \cdots & w_{iN_T} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ w_{N_T 1} & w_{N_T 2} & \cdots & w_{N_T N_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ \vdots \\ \hat{s}_j \\ \vdots \\ \hat{s}_{N_T} \end{bmatrix} = \mathbf{W}\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{WPs}$$

[0067]

[0068]

일반적으로, 채널 행렬의 랭크의 물리적인 의미는, 주어진 채널에서 서로 다른 정보를 보낼 수 있는 최대 수라고 할 수 있다. 따라서 채널 행렬의 랭크(rank)는 서로 독립인(independent) 행(row) 또는 열(column)의 개수 중에서 최소 개수로 정의되므로, 행렬의 랭크는 행(row) 또는 열(column)의 개수보다 클 수 없게 된다. 수식적으로 예를 들면, 채널 행렬 H 의 랭크(rank(H))는 수학식 6과 같이 제한된다.

[0069]

[수학식 6]

$$\text{rank}(\mathbf{H}) \leq \min(N_T, N_R)$$

[0070]

또한, 다중 안테나 기술을 사용해서 보내는 서로 다른 정보 각각을 '전송 스트림(Stream)' 또는 간단하게 '스트림'으로 정의하기로 하자. 이와 같은 '스트림'은 '레이어 (Layer)'로 지칭될 수 있다. 그러면 전송 스트림의 개수는 당연히 서로 다른 정보를 보낼 수 있는 최대 수인 채널의 랭크 보다는 클 수 없게 된다. 따라서, 채널 행렬이 H 는 아래 수학식 7과 같이 나타낼 수 있다.

[0072]

[수학식 7]

$$\# \text{ of streams} \leq \text{rank}(\mathbf{H}) \leq \min(N_T, N_R)$$

[0073]

여기서 "# of streams"는 스트림의 수를 나타낸다. 한편, 여기서 한 개의 스트림은 한 개 이상의 안테나를 통해서 전송될 수 있음에 주의해야 한다.

[0074]

한 개 이상의 스트림을 여러 개의 안테나에 대응시키는 여러 가지 방법이 존재할 수 있다. 이 방법을 다중 안테나 기술의 종류에 따라 다음과 같이 설명할 수 있다. 한 개의 스트림이 여러 안테나를 거쳐 전송되는 경우는 공간 다이버시티 방식으로 볼 수 있고, 여러 스트림이 여러 안테나를 거쳐 전송되는 경우는 공간 멀티플렉싱 방식으로 볼 수 있다. 물론 그 중간인 공간 다이버시티와 공간 멀티플렉싱의 혼합(Hybrid)된 형태도 가능하다.

[0075]

채널상태정보(CSI) 피드백

[0076]

이하, 채널 상태 정보(channel state information, CSI) 보고에 관하여 설명한다. 현재 LTE 표준에서는 채널 상태 정보 없이 운용되는 개루프(open-loop) MIMO와 채널 상태 정보에 기반하여 운용되는 폐루프(closed-loop) MIMO 두 가지 송신 방식이 존재한다. 특히, 폐루프 MIMO에서는 MIMO 안테나의 다중화 이득(multiplexing gain)을 얻기 위해 기지국 및 단말 각각은 채널 상태 정보를 바탕으로 빔포밍을 수행할 수 있다. 기지국은 채널 상태 정보를 단말로부터 얻기 위해, 단말에게 PUCCH(Physical Uplink Control Channel) 또는 PUSCH(Physical Uplink Shared Channel)를 할당하여 하향링크 신호에 대한 채널 상태 정보(CSI)를 피드백하도록 명령한다.

[0077]

CSI는 RI(Rank Indicator), PMI(Precoding Matrix Index), CQI(Channel Quality Indication) 세 가지 정보로

크게 분류된다. 우선, RI는 상술한 바와 같이 채널의 랭크 정보를 나타내며, 단말이 동일 주파수-시간 차원을 통해 수신할 수 있는 스트림의 개수를 의미한다. 또한, RI는 채널의 롱텀 페이딩(long term fading)에 의해 결정되므로 PMI, CQI 값 보다 통상 더 긴 주기로 기지국으로 피드백 된다.

[0079] 두 번째로, PMI는 채널의 공간 특성을 반영한 값으로 SINR 등의 메트릭(metric)을 기준으로 단말이 선호하는 기지국의 프리코딩 행렬 인덱스를 나타낸다. 마지막으로, CQI는 채널의 세기를 나타내는 값으로 통상 기지국이 PMI를 이용했을 때 얻을 수 있는 수신 SINR을 의미한다.

[0080] LTE-A 표준과 같은 보다 진보된 통신 시스템에서는 MU-MIMO (multi-user MIMO)를 이용한 추가적인 다중 사용자 다이버시티(multi-user diversity)를 얻는 것이 추가되었다. MU-MIMO에서는 안테나 도메인에서 다중화되는 단말들 간의 간섭이 존재하기 때문에, CSI의 정확성 여부는 CSI를 보고한 단말뿐만 아니라, 다중화되는 다른 단말의 간섭에도 큰 영향을 미칠 수 있다. 따라서, MU-MIMO에서는 SU-MIMO에 비하여 보다 정확한 CSI 보고가 요구된다.

[0081] 이에, LTE-A 표준에서는 최종 PMI를 롱텀(long term) 및/또는 광대역(WB, wideband) PMI인 W1과 짧텀(short term) 및/또는 서브밴드(SB, sub-band) PMI인 W2 둘로 나누어 설계하는 것으로 결정되었다.

[0082] 상기 W1 및 W2 정보로부터 하나의 최종 PMI를 구성하는 구조적 코드북 변환(hierarchical codebook transformation) 방식의 예시로 아래 수학식 8과 같이 채널의 롱텀 공분산 행렬(long-term covariance matrix)를 이용할 수 있다.

[수학식 8]

$$\mathbf{W} = \text{norm}(\mathbf{W1}\mathbf{W2})$$

[0084] [0085] 수학식 8에서 W2는 짧텀 PMI로서, 짧텀 채널 상태 정보를 반영하기 위해 구성된 코드북의 코드워드이고, W은 최종 코드북의 코드워드(다른 말로, 프리코딩 행렬)이며, $\text{norm}(A)$ 은 행렬 A의 각 열의 노름(normalization)이 1로 정규화(normalization)된 행렬을 의미한다.

[0086] 기준 W1과 W2의 구체적인 구조는 다음 수학식 9와 같다.

[수학식 9]

$$\mathbf{W1}(i) = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{X}_i \end{bmatrix}, \text{ where } \mathbf{X}_i \text{ is } Nt/2 \text{ by } M \text{ matrix.}$$

$$\mathbf{W2}(j) = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{e}_M^k & \mathbf{e}_M^l & \mathbf{e}_M^m \\ \alpha_j \mathbf{e}_M^k & \beta_j \mathbf{e}_M^l & \gamma_j \mathbf{e}_M^m \end{bmatrix}}_{r \text{ columns}} \text{ (if rank = r), where } 1 \leq k, l, m \leq M \text{ and } k, l, m \text{ are integer.}$$

[0088] [0089] 여기서, NT는 송신 안테나의 개수를 나타내고, M은 행렬 X_i의 열의 개수로서 행렬 X_i에는 총 M개의 후보 열벡터가 있음을 나타낸다. e_{Mk}, e_{Ml}, e_{Mm}는 M개의 원소 중 각각 k번째, l번째, m번째 원소만 1이고 나머지는 0인 열벡터로서 X_i의 k번째, l번째, m번째 열벡터를 나타낸다. α_j, β_j 및 γ_j는 모두 단위 노름(unit norm)을 갖는 복소 값으로서, 각각 행렬 X_i의 k번째, l번째, m번째 열벡터를 골라낼 때 이 열벡터에 위상 회전(phase rotation)을 적용함을 나타낸다. i는 0 이상의 정수로서 W1을 지시하는 PMI 인덱스를 나타낸다. j는 0 이상의 정수로서 W2를 지시하는 PMI 인덱스를 나타낸다.

[0090] 수학식 9에서 코드워드의 구조는 교차 편파 안테나(cross polarized antenna)를 사용하고 안테나 간 간격이 조밀한 경우, 예를 들어, 통상 인접 안테나 간 거리가 신호 파장의 반 이하인 경우, 발생하는 채널의 상관관계(correlation) 특성을 반영하여 설계한 구조이다. 교차 편파 안테나의 경우 안테나를 수평 안테나 그룹(horizontal antenna group)과 수직 안테나 그룹(vertical antenna group)으로 구분 할 수 있는데, 각 안테나 그룹은 ULA(uniform linear array) 안테나의 특성을 가지며, 두 안테나 그룹은 공존(co-located)한다.

[0091] 따라서 각 그룹의 안테나 간 상관관계는 동일한 선형 위상 증가(LPI) 특성을 가지며, 안테나 그룹 간 상관관계는 위상 회전(phase rotation)된 특성을 갖는다. 결국, 코드북은 채널을 양자화(quantization)한 값이기 때문에 채널의 특성을 그대로 반영하여 코드북을 설계하는 것이 필요하다. 설명의 편의를 위해 상기 상술한 구조로 만든 랭크 1 코드워드를 아래 수학식 10과 같이 예시할 수 있다.

[0092] [수학식 10]

$$\mathbf{W1}(i)^* \mathbf{W2}(j) = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_i(k) \\ \alpha_j \mathbf{X}_i(k) \end{bmatrix}$$

[0093]

[0094] 위 수학식 10에서 코드워드는 N_t (송신안테나의 개수) $\times 1$ 벡터로 표현되고, 상위 벡터 $X_i(k)$ 와 하위 벡터 $\alpha_j X_i(k)$ 로 구조화 되어있으며, 각각은 수평 안테나 그룹과 수직 안테나 그룹의 상관관계 특성을 보여준다. $X_i(k)$ 는 각 안테나 그룹의 안테나 간 상관관계 특성을 반영하여 선형 위상 증가 특성을 갖는 벡터로 표현하는 것이 유리하며, 대표적인 예로 DFT(discrete fourier transform) 행렬을 이용할 수 있다.

[0095] 앞에서 설명한 바와 같이, LTE 시스템에서 채널 상태 정보(CSI)는 이로 제한되는 것은 아니지만 CQI, PMI, RI 등을 포함하며, 각 단말의 전송 모드에 따라 CQI, PMI, RI가 모두 전송되거나 그 중 일부만 전송되기도 한다. 채널 상태 정보가 주기적으로 전송되는 경우를 주기적 보고(periodic reporting)라고 하며, 채널 상태 정보가 기지국의 요청에 의해서 전송되는 경우를 비주기적 보고(aperiodic reporting)라고 한다. 비주기적 보고의 경우, 기지국이 내려주는 상향링크 스케줄링 정보에 포함되어 있는 요청 비트(request bit)가 단말에게 전송된다. 그 후, 단말은 자신의 전송 모드를 고려한 채널 상태 정보를 상향링크 데이터 채널(PUSCH)를 통해서 기지국에게 전달한다. 주기적 보고의 경우, 각 단말 별로 상위계층 신호를 통해 반-정적(semi-static) 방식으로 주기와 해당 주기에서의 오프셋 등이 서브프레임 단위로 시그널링된다. 각 단말은 전송 모드를 고려한 채널 상태 정보를 정해진 주기에 따라 상향링크 제어 채널(PUCCH)을 통해 기지국에 전달한다. 채널 상태 정보를 전송하는 서브프레임에 상향링크 데이터가 동시에 존재하면, 채널 상태 정보는 데이터와 함께 상향링크 데이터 채널(PUSCH)을 통해 전송된다. 기지국은 각 단말의 채널 상황 및 셀 내의 단말 분포 상황 등을 고려하여 각 단말에 적합한 전송 타이밍 정보를 단말에게 전송한다. 전송 타이밍 정보는 채널 상태 정보를 전송하기 위한 주기, 오프셋 등을 포함하며, RRC 메시지를 통해 각 단말에게 전송될 수 있다.

[0096] 도 8 내지 도 11은 LTE에서 채널 상태 정보의 주기적 보고에 대해 예시한다.

[0097] 도 8을 참조하면, LTE 시스템에는 4가지 CQI 보고 모드가 존재한다. 구체적으로, CQI 보고 모드는 CQI 피드백 타입에 따라 WB CQI와 SB CQI로 나뉘지고, PMI 전송 여부에 따라 PMI 부재(No PMI)와 단일(single) PMI로 나뉘진다. 각 단말은 CQI를 주기적으로 보고하기 위해 주기와 오프셋의 조합으로 이뤄진 정보를 RRC 시그널링을 통해 전송받는다.

[0098] 도 9는 단말이 {주기 '5', 오프셋 '1'}을 나타내는 정보를 시그널링 받은 경우에 채널 상태 정보를 전송하는 예를 나타낸다. 도 9를 참조하면, 주기가 '5'이고 오프셋 '1'을 나타내는 정보를 받은 경우에 단말은 0번째 서브프레임으로부터 서브프레임 인덱스의 증가 방향으로 한 서브프레임의 오프셋을 두고 5개의 서브프레임 단위로 채널 상태 정보를 전송한다. 채널 상태 정보는 기본적으로 PUCCH를 통해 전송되지만, 동일 시점에 데이터 전송을 위한 PUSCH가 존재하면 채널 상태 정보는 PUSCH를 통해 데이터와 함께 전송된다. 서브프레임 인덱스는 시스템 프레임 번호 (또는 무선 프레임 인덱스)(nf)와 슬롯 인덱스(ns, 0~19)의 조합으로 이뤄진다. 서브프레임은 2개의 슬롯으로 이뤄지므로 서브프레임 인덱스는 $10*nf+floor(ns/2)$ 로 정의될 수 있다. floor()는 내림 함수를 나타낸다.

[0099] WB CQI만을 전송하는 타입과 WB CQI와 SB CQI를 모두 전송하는 타입이 존재한다. WB CQI만을 전송하는 타입은 매 CQI 전송 주기에 해당하는 서브프레임에서 전체 대역에 대한 CQI 정보를 전송한다. 한편, 도 8에서와 같이 PMI 피드백 타입에 따라 PMI도 전송해야 하는 경우에는 PMI 정보를 CQI 정보와 함께 전송한다. WB CQI와 SB CQI 모두를 전송하는 타입의 경우, WB CQI와 SB CQI는 번갈아 전송된다.

[0100] 도 10은 시스템 대역이 16개의 RB로 구성된 시스템을 예시한다. 이 경우, 시스템 대역은 두 개의 BP(Bandwidth Part)로 구성되고(BP0, BP1), 각각의 BP는 두 개의 SB(subband)로 구성되며(SB0, SB1), 각각의 SB는 4개의 RB로 구성된다고 가정한다. 상기 가정은 설명을 위한 예시로서, 시스템 대역의 크기에 따라 BP의 개수 및 각 SB의 크기가 달라질 수 있다. 또한, RB의 개수, BP의 개수 및 SB의 크기에 따라 각각의 BP를 구성하는 SB의 개수가 달라질 수 있다.

[0101] WB CQI와 SB CQI 모두를 전송하는 타입의 경우, 첫 번째 CQI 전송 서브프레임에서 WB CQI를 전송하고, 다음 CQI 전송 서브프레임에서는 BP0에 속한 SB0과 SB1 중에서 채널 상태가 좋은 SB에 대한 CQI와 해당 SB의 인덱스(예, Subband Selection Indicator, SSI)를 전송한다. 그 후, 다음 CQI 전송 서브프레임에서는 BP1에 속한 SB0과

SB1 중에서 채널 상태가 좋은 SB에 대한 CQI와 해당 SB의 인덱스를 전송하게 된다. 이와 같이, WB CQI를 전송한 후, 각 BP에 대한 CQI 정보를 순차적으로 전송하게 된다. 두 WB CQI 사이에 각 BP에 대한 CQI 정보를 순차적으로 1~4번까지 전송할 수 있다. 예를 들어, 두 WB CQI 사이에 각 BP에 대한 CQI 정보가 1번 순차적으로 전송될 경우, WB CQI \Rightarrow BP0 CQI \Rightarrow BP1 CQI \Rightarrow WB CQI 순으로 전송될 수 있다. 또한, 두 WB CQI 사이에 각 BP에 대한 CQI 정보가 4번 순차적으로 전송될 경우, WB CQI \Rightarrow BP0 CQI \Rightarrow BP1 CQI 순으로 전송될 수 있다. 각 BP CQI가 몇 번 순차적으로 전송될 것인지에 관한 정보는 상위 계층(예, RRC 계층)에서 시그널링된다.

[0102] 도 11(a)는 단말이 {주기 '5', 오프셋 '1'}을 나타내는 정보를 시그널링 받은 경우에 WB CQI와 SB CQI를 모두 전송하는 예를 나타낸다. 도 11(a)를 참조하면, CQI는 종류에 상관없이 시그널링된 주기와 오프셋에 해당되는 서브프레임에서만 전송될 수 있다.

[0103] 도 11(b)는 도 11(a)의 경우에서 RI가 추가로 전송되는 경우를 나타낸다. RI는 WB CQI 전송 주기의 몇 배수로 전송되는지와 그 전송 주기에서의 오프셋의 조합으로 상위 계층(예, RRC 계층)으로부터 시그널링될 수 있다. RI의 오프셋은 CQI의 오프셋에 대한 상대적인 값으로 시그널링된다. 예를 들어, CQI의 오프셋이 '1'이고 RI의 오프셋이 '0'이라면, RI는 CQI와 동일한 오프셋을 가지게 된다. RI의 오프셋은 0과 음수인 값으로 정의된다. 구체적으로, 도 11(b)는 도 11(a)와 동일한 환경에서 RI의 전송 주기가 WB CQI 전송 주기의 1배이며, RI의 오프셋이 '-1'인 경우를 가정한다. RI의 전송 주기는 WB CQI 전송 주기의 1배이므로 채널 상태 정보의 전송 주기는 사실상 동일하다. RI는 오프셋이 '-1'이므로, RI는 도 11(a)에서의 CQI의 오프셋 '1'에 대한 '-1'(즉, 0번 서브프레임)을 기준으로 전송된다. RI의 오프셋이 '0'이면 WB CQI와 RI의 전송 서브프레임이 겹치게 되며, 이 경우 WB CQI를 드랍(dropping)하고 RI를 전송한다.

[0104] 도 12는 LTE-A 시스템에서 논의 중인 채널 상태 정보의 주기적 보고에 대해 예시한다. 기지국이 8개의 전송 안테나를 갖을 때 모드 2-1의 경우 1-비트 지시자인 PTI(Precoder Type Indication) 파라미터를 설정하며, PTI 값에 따라, 도시한 바와 같이 두 가지 형태로 세분화된 주기적 보고 모드를 고려하고 있다. 도면에서, W1과 W2는 수학식 8~9를 참조하여 설명한 계층적 코드북을 나타낸다. W1과 W2가 모두 정해져야 이들을 결합하여 완성된 형태의 프리코딩 행렬 W가 결정된다.

[0105] 도 12를 참조하면, 주기적 보고의 경우, Report 1, Report 2, Report 3에 해당하는 서로 다른 내용의 보고가 서로 다른 반복 주기에 따라 보고된다. Report 1은 RI와 1-비트 PTI 값을 보고한다. Report 2는 WB(WideBand) W1 (PTI=0일 때) 또는 WB W2 및 WB CQI (PTI=1일 때)를 보고한다. Report 3은 WB W2 및 WB CQI (PTI=0일 때) 또는 SB(Subband) W2 및 SB CQI (PTI=1일 때)를 보고한다.

[0106] Report 2와 Report 3은 서브프레임 인덱스가 $(10*nf+floor(ns/2)-N\text{오프셋}, CQI) \bmod (NC)=0$ 를 만족하는 서브프레임(편의상, 제1 서브프레임 세트로 지칭)에서 전송된다. N오프셋, CQI는 도 9에서 예시한 PMI/CQI 전송을 위한 오프셋 값에 해당한다. 또한, Nc는 인접한 Report 2 또는 Report 3간의 서브프레임 간격을 나타낸다. 도 12는 N 오프셋, CQI=1 및 Nc=2인 경우를 예시하며, 제1 서브프레임 세트는 홀수 인덱스를 갖는 서브프레임들로 구성된다. nf는 시스템 프레임 번호 (또는 무선 프레임 인덱스)를 나타내고, ns는 무선 프레임 내에서 슬롯 인덱스를 나타낸다. floor()는 내림 함수를 나타내고, A mod B는 A를 B로 나눈 나머지를 나타낸다.

[0107] 제1 서브프레임 세트 내의 일부 서브프레임 상에 Report 2가 위치하고, 나머지 서브프레임 상에 Report 3가 위치한다. 구체적으로, Report 2는 서브프레임 인덱스가 $(10*nf+floor(ns/2)-N\text{오프셋}, CQI) \bmod (H*Nc)=0$ 를 만족하는 서브프레임 상에 위치한다. 따라서, H*Nc의 간격마다 Report 2가 전송되고, 인접한 Report 2 사이에 있는 하나 이상의 제1 서브프레임들은 Report 3 전송으로 채워진다. PTI=0일 경우 H=M이고, M은 상위 계층 시그널링에 의해 정해진다. 도 12는 M=2인 경우를 예시한다. PTI=1일 경우 H=J*K+1이고, K는 상위 계층 시그널링에 의해 정해지며, J는 BP(bandwidth part)의 개수이다. 도 12는 J=3 및 K=1인 경우를 예시한다..

[0108] Report 1은 서브프레임 인덱스가 $(10*nf+floor(ns/2)-N\text{오프셋}, CQI-N\text{오프셋}, RI) \bmod (MRI*(J*K+1)*Nc)=0$ 을 만족하는 서브프레임에서 전송되며, MRI는 상위 계층 시그널링에 의해 정해진다. N오프셋, RI는 RI를 위한 상대 오프셋 값을 나타내며, 도 12는 MRI=2 및 N오프셋, RI=-1인 경우를 예시한다. N오프셋, RI=-1에 의해, Report 1과 Report 2의 전송 시점이 서로 겹치지 않게 된다. 단말이 RI, W1, W2 값을 계산 시, 이들은 서로 연관되어 계산된다. 예를 들어, RI 값에 의존하여 W1과 W2가 계산되며, 또한 W1에 의존하여 W2가 계산된다. Report 1에 이어 Report 2 및 Report 3이 모두 보고된 시점에, 기지국은 W1 및 W2로부터 최종 W를 알 수 있게 된다.

[0109] 도 13은 도 8의 모드 1-1의 서브모드(submode) 1에서 CSI 피드백을 예시한다.

[0110] PUCCH 피드백 모드 1-1은 듀얼 코드북(dual codebook)을 이용하는 경우 서브모드 1과 서브모드 2가 존재한다. 도 13은 서브모드 1에 대한 예시이다. 광대역(Wideband) W2와 광대역 CQI는 오프셋 1과 주기 2로 설정되었고, RI와 W1은 오프셋 0, 주기 16으로 설정 되었다.

[0111] 8Tx 코드북에서는 RI와 W1이 아래의 표 1과 같이 5 비트로 결합 엔코딩(joint encoding)된다. 이때, W1은 표 1과 같이 서브샘플링 된다. 이는 RI와 W1의 페이로드 크기(payload size)를 줄여 낮은 코딩율(coding rate)로 정보를 보고하기 위함이다. RI는 나머지 PMI, CQI가 참조하는 값이므로, RI 값에 디코딩 오류(decoding error)가 발생하지 않도록 낮은 코딩율로 엔코딩해야 한다.

[0112] [표 1]

hypotheses	RI	values
0-7	1	{0,2,4,6,8,10,12,14}
8-15	2	{0,2,4,6,8,10,12,14}
16-17	3	{0,2}
18-19	4	{0,2}
20-21	5	{0,2}
22-23	6	{0,2}
24-25	7	{0,2}
26	8	{0}
27-31	reserved	NA

[0113]

도 14는 도 8의 모드 1-1 의 서브모드(submode) 2에서 CSI 피드백을 예시한다.

[0115] 상술한 바와 같이, PUCCH 피드백 모드 1-1은 듀얼 코드북 구조를 사용하는 경우 서브모드 1과 서브모드 2가 존재한다. 도 14는 서브모드 2에 대한 예시이다. 광대역 W1/W2와 광대역 CQI는 오프셋 1과 주기 2로 설정되었다. RI는 오프셋 0, 주기 16으로 설정되었다.

[0116] CSI 정보는 PUCCH 포맷 2를 통해 기지국으로 보고된다. 즉, CSI 정보는 PUCCH 포맷 2의 페이로드 크기(payload size)인 11비트 내에서 전송될 수 있다. 따라서 type 2c의 페이로드가 총 11비트를 넘지 않도록 코드북을 서브샘플링 해야한다. 이를 위해 8Tx 코드북에서는 W1, W2가 아래의 표 2와 같이 서브샘플링 되어 type 2c로 리포트된다.

[0117] [표 2]

RI	PMI for W1		PMI for W2		total #bits
	#bits	values	#bits	values	
1	3	{0, 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14},	1	{0, 2}	4
2	3	{0, 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14}	1	{0, 1}	4
3	1	{0, 2}	3	{0, 1, 2, 3, 8, 9, 10, 11}	4
4	1	{0, 1}	3	{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7}	4
5	2	{0, 1, 2, 3}	0	{0}	2
6	2	{0, 1, 2, 3}	0	{0}	2
7	2	{0, 1, 2, 3}	0	{0}	2
8	0	{0}	0	{0}	0

[0118]

[0119] 랭크 1을 위한 8Tx W1 과 랭크 2를 위한 8Tx W1 은 동일하다. 그리고 W1의 i번째 PMI와 i+1번째 PMI는 두 개의 중첩된 DFT 벡터를 공유하게 된다. 이렇게 인접 PMI 간에 2개의 DFT 벡터를 중첩시킴으로써 채널을 보다 정확하게 피드백 할 수 있다. 하지만 제한된 PUCCH 자원으로 인해 표 2와 같이 짹수 번째 W1의 PMI를 짹수 번째로 제한하여 서브샘플링할 수 있다. 짹수 번째 PMI 들 간에는 중첩된 DFT 벡터가 존재하지 않지만 UE는 서브샘플링된 W1을 이용하여 여전히 32개의 전체 DFT 벡터를 모두 표현 할 수 있으므로 성능 열화를 최소화하는 서브샘플링 방법이다.

- [0120] 도 15는 도 8의 모드 2-1에서 CSI 피드백을 예시한다.
- [0121] PUCCH 피드백 모드 2-1은 듀얼 코드북 구조를 사용하는 경우 PTI 값에 따라 두 가지 방식으로 정의된다. 도 15의 (a)는 PTI가 0일때, (b)는 PTI가 1일때의 예시를 나타낸다. 도 15의 (a)를 참조하면, 오프셋 1과 주기 2로 열리는 PUCCH 피드백 자원에서 광대역 W1이 8 서브프레임 주기로 보고되며, 광대역 W2와 CQI가 나머지에서 보고된다. RI와 PTI는 주기 16, 오프셋 0으로 설정되었다. 도 15의 (b)에서 PTI 가 1로 설정되는 경우 서브밴드 (subband) W2와 서브밴드 CQI 그리고 서브밴드 인덱스(index)를 나타내는 L 비트 정보가 보고된다.
- [0122] 도 15의 (b)에서 서브밴드 W2와 서브밴드 CQI 그리고 서브밴드 인덱스를 나타내는 L 비트 정보가 함께 리포트 되는 type 1a 보고에서 8Tx 코드북 W2를 아래의 표 3과 같이 서브샘플링 한다. 이러한 서브샘플링을 통해 PUCCH 포맷 2의 페이로드 크기인 11비트 내에서 정보를 전송할 수 있다. 표 2에서 랭크 2의 W2 코드워드는 0,2,4,6 만 리포트한다. 이 값들은 W1을 구성하는 범 그룹(beam group) 중 하나의 범을 선택하여 최종 코드북을 생성하는 역할을 수행한다. 예를 들어 W1이 아래의 수학식과 같이 구성되어 있을 때, W2의 코드워드 0을 선택하면 최종 코드북 W은 w_{11} 만을 이용하여 $W = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{11} \\ w_{11} & -w_{11} \end{bmatrix}$ 로 결정된다. 아래의 수학식 11에서 $w_{11}, w_{12}, w_{13}, w_{14}$ 는 4×1 열 벡터를 나타낸다.
- [0123] [수학식 11]
- $$W_1 = \begin{bmatrix} [w_{11} \ w_{12} \ w_{13} \ w_{14}] & 0 \\ 0 & [w_{11} \ w_{12} \ w_{13} \ w_{14}] \end{bmatrix}$$
- [0124] 마찬가지로 W2의 코드워드 2를 선택하면 최종 코드북 W은 w_{12} 만을 이용하여 결정되고, W2의 코드워드 4를 선택하면 최종 코드북 W은 w_{13} 만을 이용하여 결정되고, W2의 코드워드 6를 선택하면 최종 코드북 W은 w_{14} 만을 이용하여 결정된다.
- [0125] 아래의 표 3은 PUCCH 포드 2-1에서 코드북 서브샘플링을 나타낸다. mod는 모듈러(modular) 연산을 나타낸다.
- [0127] [표 3]
- | RI | Relationship between the second PMI value and codebook index i_2 | |
|----|--|---|
| | Value of the second PMI I_{PMI2} | Codebook index i_2 |
| 1 | 0-15 | I_{PMI2} |
| 2 | 0-3 | $2I_{PMI2}$ |
| 3 | 0-3 | $8 \cdot \lfloor I_{PMI2} / 2 \rfloor + (I_{PMI2} \bmod 2) + 2$ |
| 4 | 0-3 | $2I_{PMI2}$ |
| 5 | 0 | 0 |
| 6 | 0 | 0 |
| 7 | 0 | 0 |
| 8 | 0 | 0 |
- [0128] CSI 보고 타입(reporting type)은 여러가지 타입 중 하나로 설정될 수 있다. 예를 들면, LTE 릴리즈-10에서 정의된 CSI 보고 타입은 다음과 같다. 타입 1 보고는 UE 선택 서브밴드(sub-bands)를 위한 CQI 피드백을 지원한다. 타입 1a 보고는 협대역 CQI 및 제 2 PMI 피드백을 지원한다. Type 2, Type 2b, 및 Type 2c 보고는 광대역 CQI 및 PMI 피드백을 지원한다. 타입 2a 보고는 광대역 PMI 피드백을 지원한다. 타입 3 보고는 RI 피드백을 지원한다. 타입 4 보고는 광대역 CQI를 지원한다. 타입 5 보고는 RI 및 광대역 PMI 피드백을 지원한다. 타입 6 보고는 RI 및 PTI 피드백을 지원한다.
- [0130] 4Tx 코드북
- [0131] 4 Tx 코드북은 다음과 같이 두 행렬의 곱으로 나타낼 수 있다.

[0132] [수학식 12]

$$\mathbf{W} = \mathbf{W}_1 \cdot \mathbf{W}_2$$

[0134] 여기서, 내측(inner) 프리코더 \mathbb{W}_1 및 외측(outer) 프리코더 \mathbb{W}_2 는 각각 광대역/장기간(long-term) 채널 특성 및 협대역/단기간(short-term) 채널 특성을 나타낸다. \mathbb{W}_1 은 다음과 같이 설정될 수 있다.

[0135] [수학식 13]

$$\mathbf{W}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_n & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{X}_n \end{bmatrix}, \quad n = 0, 1, \dots, 15$$

[0137] 여기서, \mathbf{X}_n 는 다음과 같이 설정될 수 있다.

[0138] [수학식 53]

$$\mathbf{X}_n = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ q_1^n & q_1^{n+8} & q_1^{n+16} & q_1^{n+24} \end{bmatrix} \text{ where } q_1 = e^{j2\pi/32}$$

[0140] 랭크 1을 위한 코드북 \mathbb{W}_2 는 다음과 같이 설정될 수 있다.

[0141] [수학식 14]

$$\mathbf{W}_{2,n} \in \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{Y} \\ \alpha(i)\mathbf{Y} \end{bmatrix}, \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{Y} \\ j\alpha(i)\mathbf{Y} \end{bmatrix}, \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{Y} \\ -\alpha(i)\mathbf{Y} \end{bmatrix}, \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{Y} \\ -j\alpha(i)\mathbf{Y} \end{bmatrix} \right\}$$

$$\mathbf{Y} = \mathbf{e}_i \in \{\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \mathbf{e}_3, \mathbf{e}_4\} \text{ and } \alpha(i) = q_1^{2(i-1)}$$

[0143] 또한, 랭크 2를 위한 코드북 \mathbb{W}_2 는 다음과 같이 설정될 수 있다.

[0144] [수학식 15]

$$\mathbf{W}_{2,n} \in \left\{ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ \mathbf{Y}_1 & -\mathbf{Y}_2 \end{bmatrix}, \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ j\mathbf{Y}_1 & -j\mathbf{Y}_2 \end{bmatrix} \right\}$$

$$(\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2) = (\mathbf{e}_i, \mathbf{e}_k) \in \{(\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_1), (\mathbf{e}_2, \mathbf{e}_2), (\mathbf{e}_3, \mathbf{e}_3), (\mathbf{e}_4, \mathbf{e}_4), (\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2), (\mathbf{e}_2, \mathbf{e}_3), (\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_4), (\mathbf{e}_2, \mathbf{e}_4)\}$$

[0146] 여기서, \mathbf{e}_n 는 n번째 요소(element)가 1의 값을 가지고, 나머지는 모두 영을 가지는 4 요소 선택 벡터를 나타낸다.

[0147] 수학식 14에서 \mathbb{W}_2 는 Y 벡터 두 개가 세로로 연접(concatenation) 된 형태를 갖는데, 아래 쪽 Y 벡터에 1, -1, j, -j를 중 하나를 곱하여 X-pol 안테나에서의 수평(horizontal) 범 그룹과 수직(vertical) 범 그룹 간 위상 회전(phase rotation)을 보상해준다. 1, -1, j, -j 값을 통상 상호-위상 인자(co-phasor factor)라 칭한다. 마찬가지로, 수학식 15에서도 상호-위상 인자로 (1, -1)과 (j, -j)를 고려한다.

[0148] 이하에서, \mathbb{W}_1 의 인덱스는 i1으로 정의하며 i1은 상술한 4Tx 코드북의 수학식에서 \mathbb{W}_1 의 인덱스 n 값과 동일하다.

[0149] 또한, \mathbb{W}_2 의 인덱스는 아래 표와 같이 정의된다.

[0150]

[표 4]

W2의 인덱스	W2 for 랭크 1	W2 for 랭크 2
0	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 \\ q_1^0 \mathbf{e}_1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 & \mathbf{e}_1 \\ \mathbf{e}_1 & -\mathbf{e}_1 \end{bmatrix}$
1	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 \\ jq_1^0 \mathbf{e}_1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 & \mathbf{e}_1 \\ j\mathbf{e}_1 & -j\mathbf{e}_1 \end{bmatrix}$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 \\ -q_1^0 \mathbf{e}_1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_2 \\ \mathbf{e}_2 & -\mathbf{e}_2 \end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 \\ -jq_1^0 \mathbf{e}_1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_2 \\ j\mathbf{e}_2 & -j\mathbf{e}_2 \end{bmatrix}$
4	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 \\ q_1^2 \mathbf{e}_2 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_3 & \mathbf{e}_3 \\ \mathbf{e}_3 & -\mathbf{e}_3 \end{bmatrix}$

[0151]

5	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 \\ jq_1^2 \mathbf{e}_2 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_3 & \mathbf{e}_3 \\ j\mathbf{e}_3 & -j\mathbf{e}_3 \end{bmatrix}$
6	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 \\ -q_1^2 \mathbf{e}_2 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_4 & \mathbf{e}_4 \\ \mathbf{e}_4 & -\mathbf{e}_4 \end{bmatrix}$
7	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 \\ -jq_1^2 \mathbf{e}_2 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_4 & \mathbf{e}_4 \\ j\mathbf{e}_4 & -j\mathbf{e}_4 \end{bmatrix}$
8	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_3 \\ q_1^4 \mathbf{e}_3 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 & \mathbf{e}_2 \\ \mathbf{e}_1 & -\mathbf{e}_2 \end{bmatrix}$
9	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_3 \\ jq_1^4 \mathbf{e}_3 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 & \mathbf{e}_2 \\ j\mathbf{e}_1 & -j\mathbf{e}_2 \end{bmatrix}$
10	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_3 \\ -q_1^4 \mathbf{e}_3 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_3 \\ \mathbf{e}_2 & -\mathbf{e}_3 \end{bmatrix}$
11	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_3 \\ -jq_1^4 \mathbf{e}_3 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_3 \\ j\mathbf{e}_2 & -j\mathbf{e}_3 \end{bmatrix}$
12	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_4 \\ q_1^6 \mathbf{e}_4 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 & \mathbf{e}_4 \\ \mathbf{e}_1 & -\mathbf{e}_4 \end{bmatrix}$
13	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_4 \\ jq_1^6 \mathbf{e}_4 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 & \mathbf{e}_4 \\ j\mathbf{e}_1 & -j\mathbf{e}_4 \end{bmatrix}$
14	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_4 \\ -q_1^6 \mathbf{e}_4 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_4 \\ \mathbf{e}_2 & -\mathbf{e}_4 \end{bmatrix}$
15	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_4 \\ -jq_1^6 \mathbf{e}_4 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_4 \\ j\mathbf{e}_2 & -j\mathbf{e}_4 \end{bmatrix}$

[0152]

제1 실시예

[0153]

본 발명에 따른 제1 실시예는 PUCCH 피드백 모드 1-1의 서브모드 1에서 코드북 서브 샘플링 방법에 대한 것이다.

[0155]

본 발명의 제1 실시예에 따르면, 타입 5 보고에서 RI와 서브샘플링 된 W1의 결합 엔코딩(joint encoding) 방식을 아래의 표 5와 같이 적용할 수 있다. 총 17개의 가정값(hypotheses)이 존재하므로 5비트로 표현 가능하고 각 가정값(hypotheses) 별 RI값과 W1의 인덱스는 표 5와 같다. 예를 들어 0번째 가정값은 RI=1, W1 인덱스 0을 의

미하고, 1번째 가정값은 RI=1, W1 인덱스 1을 의미한다. 랭크 3, 4는 W1 코드북이 항등 행렬(identity matrix)이므로 W1을 위한 별도의 시그널링은 필요하지 않다. 또한, 아래의 표 5에서, RI가 2인 경우는 가정값에서 8을 차감하는 값으로 표현할 수도 있다.

[0156] [표 5]

hypotheses	RI	Index of W1
0-7	1	{0,1,2,3,4,5,6,7}
8-15	2	{0,1,2,3,4,5,6,7}
16	3	None (W1 is identity matrix)
17	4	none (W1 is identity matrix)

[0157]

8Tx W1 코드북과 유사하게 수학식 13에 제안된 4Tx W1 코드북의 코드워드는 일부 중첩된 값들을 가지고 있다. 예를 들어 0번째 W1 코드워드와 8번째 W1 코드워드를 비교해보면, 각 코드워드의 Xn이 동일한 벡터 집합으로 구

$$\mathbf{X}_0 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ q_1^0 & q_1^8 & q_1^{16} & q_1^{24} \end{bmatrix}$$

성된다. 예를 들면, 0번째 W1 코드워드의 Xn은

$\mathbf{X}_8 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ q_1^8 & q_1^{16} & q_1^{24} & q_1^0 \end{bmatrix}$ 으로, 동일 컬럼 벡터로 구성되어 있음을 알 수 있다. 이러한 특징은 i번째 W1 코드워드 와 i+8번째 W1 코드워드에 동일하게 나타난다. 따라서 3비트로 W1을 서브샘플링 할 경우 이러한 중첩된 W1 을 제거하는 것이 효과적이다. 표 5의 서브샘플링 방식은 이러한 특징을 고려하여 W1이 중첩되지 않도록 0부터 7까지의 코드워드만을 서브샘플링 한 것이다.

[0159]

동일한 원리를 이용하여 표 5에서 0부터 7 대신 8부터 15 번째 코드워드 만으로 서브샘플링 하는 것이 가능하다. 서브샘플링 원리가 동일하므로 인덱스만 다를 뿐 코드북 성능은 동일하다.

[0160]

또 다른 방식으로 타입 5 보고에서 4비트 페이로드를 전송하여 수신 디코딩 확률을 높일 수 있다. 이 때, RI와 서브샘플링 된 W1 의 결합 엔코딩(joint encoding) 방식을 아래의 표 6과 같이 적용할 수 있다. 총 9개의 가정값(hypotheses)이 존재하므로 4비트로 표현 가능하며, 각 가정값별 RI값과 W1의 인덱스는 표 6과 같다. 예를 들어 0번째 가정값은 RI=1, W1 인덱스 0을 의미하고, 1번째 가정값은 RI=1, W1 인덱스 2을 의미한다. 랭크 3, 4는 W1 코드북이 항등 행렬(identity matrix)이므로 W1을 위한 별도의 시그널링은 필요하지 않다.

[0161] [표 6]

hypotheses	RI	Index of W1
0-3	1	{0,2,4,6}
4-7	2	{0,2,4,6}
8	3	None (W1 is identity matrix)
9	4	none (W1 is identity matrix)

[0162]

표 6의 서브샘플링 방식은 두 단계로 설명할 수 있다. 우선, 표 5와 마찬가지로 중첩되는 W1 코드워드를 제거한다. 이후 남은 {0,1,2,3,4,5,6,7} 중에서 Xn의 두 번째 행(row)을 구성하는 값들이 $(q_1)^k = e^{j2\pi k/32}$, where k = 0,1,2,...3 1 내에서 등 간격으로 분포할 있도록 서브샘플링한다. 이와 같이 $(q_1)^k$ 내에서 등 간격으로 분포하도록 서브샘플링 하면 W1의 빔(beam)들이 코드북 공간(space) 상에서 특정 방향으로 몰리는 현상을 방지할 수 있다. 이를 통하여 서브샘플링으로 발생하는 코드북 성능 열화를 줄일 수 있다.

[0164]

동일한 원리를 이용하여 표 6에서 {0,2,4,6}대신 {1,3,5,7} 코드워드 만으로 서브샘플링 하는 것이 가능하다. 서브샘플링 원리가 동일하므로 인덱스만 다를 뿐 코드북 성능은 동일하다.

[0165]

한편, 표 5에서 랭크 1, 랭크 2의 W1 인덱스는 동일하다. 마찬가지로, 표 6에서 랭크 1, 랭크 2의 W1 인덱스는

동일하다. 이외에 표 5와 표 6의 서브샘플링 방식을 혼용하여 구성할 수 있다. 예를 들어 랭크 1의 W1은 표 5 값을 이용하고, 랭크 2의 W1은 표 6 값을 이용할 수 있다. 이 경우 랭크 1과 랭크 2는 각각 8개 그리고 4개의 가정값을 가지고 있으므로 4비트를 이용해 타입 5 보고 전송이 가능하다.

[0166] 제2 실시예

[0167] 본 발명에 따른 제2 실시예는 PUCCH 피드백 모드 1-1의 서브모드 2에서 코드북 서브샘플링 방법에 대한 것이다.

[0168] 본 발명의 제2 실시예에 따르면, 타입 2c 보고에서 W1/W2의 서브샘플링 방법을 아래의 표 7과 같이 적용할 수 있다. 예를 들면, 랭크 1에서는 W1 인덱스로 {0,1,2,3,4,5,6,7} 중 하나만을 보고하고, W2 인덱스로 {0,2} 중 하나만을 보고할 수 있다. 랭크 3, 4는 W1 코드북이 항등 행렬(identity matrix)이므로 W1을 위한 별도의 시그널링은 필요하지 않다.

[0169] [표 7]

RI	PMI for W1		PMI for W2		total #bits
	#bits	values	#bits	values	
1	3	{0,1,2,3,4,5,6,7}	1	(0, 2)	4
2	3	{0,1,2,3,4,5,6,7}	1	(0, 1)	4
3	0	None (W1 is identity matrix)	4	{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15}	4
4	0	none (W1 is identity matrix)	4	{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15}	4

[0170]

[0171] 표 7에서 W1은 표 5와 같은 방식으로 서브샘플링된다. W2의 서브샘플링 방식은 8Tx 와 동일하다. W2를 표 7과 같이 서브샘플링 함으로써, W2의 선택 벡터(selection vector)는 e1으로 고정되고, W2의 상호-위상 인자(co-phasor factor) 값만 선택 가능하다. 이 경우 W1을 {0,1,2,3,4,5,6,7}로 구성하더라도 W2의 선택 벡터는 e1하나로 고정되어 있다. 따라서, W1과 W2를 곱해서 생성된 최종 프리코딩 행렬은 16배 오버샘플링(oversampling) 된 2 x 32 DFT 행렬의 32개 벡터 중 앞쪽 0번째부터 7 번째 벡터만을 이용하게 된다.

[0172] 한편, 표 7과 같이 서브샘플링하는 경우, 프리코딩 행렬은 코드북 공간(space) 상에서 특정 방향으로 몰리게 되어 성능 열화가 발생 할 수 있다. 이와 같은 문제를 해결하기 위해 아래의 표 8과 같이 적용할 수 있다.

[0173] [표 8]

RI	PMI for W1		PMI for W2		total #bits
	#bits	values	#bits	values	
1	3	{0,4,8,12,16,20,24,28}	1	(0, 2)	4
2	3	{0,4,8,12,16,20,24,28}	1	(0, 1)	4
3	0	None (W1 is identity matrix)	4	{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15}	4
4	0	none (W1 is identity matrix)	4	{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15}	4

[0174]

[0175] 또 다른 방식으로, 타입 2c 보고에서 W1/W2의 서브샘플링 방식을 표 9와 같이 적용할 수 있다. 표 7 및 표 8은 W1, W2가 각각 3비트, 1비트로 표현되지만, 표 9에서는 W1, W2가 각각 2비트, 2비트로 표현되어 W2에서 상호-위상 인자(co-phasor factor) 외에 선택 벡터(selection vector)를 선택할 수 있는 자유도를 확보하게 된다. 즉 선택 벡터로 e1 뿐만 아니라 e3도 선택 가능하다. e1으로 선택된 W1의 벡터와 e3으로 선택된 W1의 벡터는 서로 직교(orthogonal)한 특성을 갖는다. 주파수 선택성(Frequency selectivity)이 클 경우 서브밴드 정보인 W2에서 e1 또는 e3을 선택하게 함으로써 채널 방향을 보다 정확하게 피드백 할 수 있다.

[0176]

[표 9]

RI	PMI for W1		PMI for W2		total #bits
	#bits	values	#bits	values	
1	2	{0,2,4,6}	2	{0, 2, 8, 10}	4
2	2	{0,2,4,6}	2	{0, 1, 4, 5}	4
3	0	None (W1 is identity matrix)	4	{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15}	4
4	0	none (W1 is identity matrix)	4	{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15}	4

[0177]

[0178] 표 9에서 W1은 표 6과 동일한 방법으로 서브샘플링 한다. W2를 표 9와 같이 서브샘플링 함으로써, W2의 선택 벡터(selection vector)로 e1과 e3를 선택할 수 있다. 이 경우 W1을 {0,2,4,6}로 구성하더라도 W2의 선택 벡터는 e1, e2, e3, e4 가 아닌 e1과 e3만 선택 가능하다. 따라서, W1과 W2를 곱해서 생성된 최종 프리코딩 행렬은 16 배 오버샘플링(oversampling) 된 2 x 32 DFT 행렬의 32개 벡터 중 불균등하게 떨어진 벡터만을 이용하게 된다. 즉, {0,2,4,6,16,18,20,22} 번째 DFT 벡터만을 이용하게 된다.

[0179]

한편, 표 9와 같이 서브샘플링 된 경우 프리코딩 행렬은 코드북 공간(space) 상에서 특정 방향으로 몰리게 되어 성능이 열화 발생 할 수 있다. 이와 같은 문제를 해결하기 위해 표 10과 같이 서브샘플링 할 수 있다. 표 19의 경우 W1과 W2를 곱해서 생성된 최종 프리코딩 행렬은 16배 오버샘플링된 2 x 32 DFT 행렬의 32개 벡터 중 균등하게 분포하는 {0,4,8,12,16,20,24,28} 번째 벡터를 이용하게 된다.

[0180]

[표 10]

RI	PMI for W1		PMI for W2		total #bits
	#bits	values	#bits	values	
1	2	{0,4,8,12}	2	{0, 2, 8, 10}	4
2	2	{0,4,8,12}	2	{0, 1, 4, 5}	4
3	0	None (W1 is identity matrix)	4	{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15}	4
4	0	none (W1 is identity matrix)	4	{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15}	4

[0181]

[0182] 상기 표 10에서, 랭크가 1 및 2일 때 W1의 코드북 인덱스인 {0, 4, 8, 12}는 0 내지 3 중 하나의 값을 가지는 제1 PMI 인덱스 I_{PMI1} 에 4를 곱하여 도축할 수 있다.

[0183]

또한, 표 10에서 랭크가 1일 때 W2의 코드북 인덱스인 {0, 2, 8, 10}은 0내지 3 중 하나의 값을 가지는 제2 PMI 인덱스 I_{PMI2} 를 다음 수학식에 적용하여 도출할 수 있다.

[0184]

[수학식 15]

$$2I_{PMI2} + 4 \cdot \lfloor I_{PMI2} / 2 \rfloor$$

[0185]

[0186] 또한, 표 10에서 랭크가 2일 때 W2의 코드북 인덱스인 {0, 1, 4, 5}는 0내지 3 중 하나의 값을 가지는 제2 PMI 인덱스 I_{PMI2} 를 다음 수학식에 적용하여 도출할 수 있다.

[0187]

[수학식 16]

$$I_{PMI2} + 2 \cdot \lfloor I_{PMI2} / 2 \rfloor$$

[0189] 제3 실시예

[0190] 제3 실시예는 상술한 수학식 12 내지 15의 4Tx 코드북의 다른 예로서, 제3 실시예의 코드북을 이용하더라도 상기 제1 실시예 및 제2 실시예가 적용될 수 있다. 상술한 수학식 12 내지 15의 코드북과 제3 실시예의 코드북은 랭크 2에서 W2의 일부 코드워드 (9, 10, 11, 12, 13, 14, 15) 만 다르고 나머지는 모두 동일하다. 따라서 제3 실시예의 코드북을 제1 실시예 또는 제2 실시예에 따라 서브샘플링 할 경우, 서브샘플링 된 코드북은 동일하다.

[0191] 제3 실시예의 4 Tx 코드북은 다음과 같이 두 행렬의 곱으로 나타낼 수 있다.

[0192] [수학식 17]

$$\mathbf{W} = \mathbf{W}_1 \cdot \mathbf{W}_2$$

[0194] 여기서, 내측(inner) 프리코더 \mathbf{W}_1 및 외측(outer) 프리코더 \mathbf{W}_2 는 각각 광대역/장기간(long-term) 채널 특성 및 협대역/단기간(short-term) 채널 특성을 나타낸다. \mathbf{W}_1 은 다음과 같이 설정될 수 있다.

[0195] [수학식 18]

$$\mathbf{W}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_n & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{X}_n \end{bmatrix}, \quad n = 0, 1, \dots, 15$$

[0196] 여기서, \mathbf{X}_n 는 다음과 같이 설정될 수 있다.

[0198] [수학식 53]

$$\mathbf{X}_n = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ q_1^n & q_1^{n+8} & q_1^{n+16} & q_1^{n+24} \end{bmatrix} \text{ where } q_1 = e^{j2\pi/32}$$

[0200] 랭크 1을 위한 코드북 \mathbf{W}_2 는 다음과 같이 설정될 수 있다.

[0201] [수학식 19]

$$\mathbf{W}_{2,n} \in \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{Y} \\ \alpha(i)\mathbf{Y} \end{bmatrix}, \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{Y} \\ j\alpha(i)\mathbf{Y} \end{bmatrix}, \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{Y} \\ -\alpha(i)\mathbf{Y} \end{bmatrix}, \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{Y} \\ -j\alpha(i)\mathbf{Y} \end{bmatrix} \right\}$$

$$\mathbf{Y} = e_i \in \{e_1, e_2, e_3, e_4\} \text{ and } \alpha(i) = q_1^{2(i-1)}$$

[0203] 또한, 랭크 2를 위한 코드북 \mathbf{W}_2 는 다음과 같이 설정될 수 있다.

[0204] [수학식 20]

$$\mathbf{W}_{2,n} \in \left\{ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ \mathbf{Y}_1 & -\mathbf{Y}_2 \end{bmatrix}, \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \end{bmatrix}, \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ -\mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \end{bmatrix}, \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ -\mathbf{Y}_1 & -\mathbf{Y}_2 \end{bmatrix} \right\} \quad (\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2) \in \{(e_2, e_4), (e_3, e_1), (e_4, e_2), (e_1, e_3)\}$$

and

$$\mathbf{W}_{2,n} \in \left\{ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ \mathbf{Y}_2 & -\mathbf{Y}_1 \end{bmatrix}, \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ j\mathbf{Y}_1 & -j\mathbf{Y}_2 \end{bmatrix} \right\} \quad (\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2) \in \{(e_1, e_3), (e_2, e_4), (e_3, e_1), (e_4, e_2)\}$$

and

$$\mathbf{W}_{2,n} \in \left\{ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ \mathbf{Y}_2 & -\mathbf{Y}_1 \end{bmatrix}, \right\} \quad (\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2) \in \{(e_1, e_3), (e_2, e_4), (e_3, e_1), (e_4, e_2)\}$$

[0206] 여기서, e_n 는 n번째 요소(element)가 1의 값을 가지고, 나머지는 모두 영을 가지는 4 요소 벡터를 나타낸다.

[0207] W1의 인덱스는 i1으로 정의되며 i1은 상술한 4Tx 코드북의 수학식에서 W1의 인덱스 n 값과 동일하다.

[0208] 또한, W2의 인덱스는 아래 표와 같이 정의된다.

[0209]

[표 4]

인덱스 of W2	W2 for 랭크 1	W2 for 랭크 2
0	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 \\ q_1^0 \mathbf{e}_1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 & \mathbf{e}_1 \\ \mathbf{e}_1 & -\mathbf{e}_1 \end{bmatrix}$
1	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 \\ j q_1^0 \mathbf{e}_1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 & \mathbf{e}_1 \\ j \mathbf{e}_1 & -j \mathbf{e}_1 \end{bmatrix}$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 \\ -q_1^0 \mathbf{e}_1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_2 \\ \mathbf{e}_2 & -\mathbf{e}_2 \end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 \\ -j q_1^0 \mathbf{e}_1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_2 \\ j \mathbf{e}_2 & -j \mathbf{e}_2 \end{bmatrix}$
4	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 \\ q_1^2 \mathbf{e}_2 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_3 & \mathbf{e}_3 \\ \mathbf{e}_3 & -\mathbf{e}_3 \end{bmatrix}$

[0210]

5	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 \\ j q_1^2 \mathbf{e}_2 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_3 & \mathbf{e}_3 \\ j \mathbf{e}_3 & -j \mathbf{e}_3 \end{bmatrix}$
6	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 \\ -q_1^2 \mathbf{e}_2 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_4 & \mathbf{e}_4 \\ \mathbf{e}_4 & -\mathbf{e}_4 \end{bmatrix}$
7	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 \\ -j q_1^2 \mathbf{e}_2 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_4 & \mathbf{e}_4 \\ j \mathbf{e}_4 & -j \mathbf{e}_4 \end{bmatrix}$
8	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_3 \\ q_1^4 \mathbf{e}_3 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_4 \\ \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_4 \end{bmatrix}$
9	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_3 \\ j q_1^4 \mathbf{e}_3 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_4 \\ \mathbf{e}_2 & -\mathbf{e}_4 \end{bmatrix}$
10	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_3 \\ -q_1^4 \mathbf{e}_3 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_4 \\ -\mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_4 \end{bmatrix}$
11	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_3 \\ -j q_1^4 \mathbf{e}_3 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_4 \\ -\mathbf{e}_2 & -\mathbf{e}_4 \end{bmatrix}$
12	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_4 \\ q_1^6 \mathbf{e}_4 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 & \mathbf{e}_3 \\ \mathbf{e}_3 & -\mathbf{e}_1 \end{bmatrix}$
13	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_4 \\ j q_1^6 \mathbf{e}_4 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_4 \\ \mathbf{e}_4 & -\mathbf{e}_2 \end{bmatrix}$
14	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_4 \\ -q_1^6 \mathbf{e}_4 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_3 & \mathbf{e}_1 \\ \mathbf{e}_1 & -\mathbf{e}_3 \end{bmatrix}$
15	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_4 \\ -j q_1^6 \mathbf{e}_4 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_4 & \mathbf{e}_2 \\ \mathbf{e}_2 & -\mathbf{e}_4 \end{bmatrix}$

[0211]

[0212]

도 16을 참조하여 본 발명의 일 실시예에 따른 채널 상태 정보 보고 방법에 대하여 설명한다.

[0213]

단계 S161에서 단말은 RI와 제1 PMI를 같이 보고하며 4 안테나 포트를 위한 보고 모드에서, 상기 RI와 상기 제1 PMI를 하나의 엔코딩 값으로 결합 엔코딩(joint encoding)한다.

[0214]

구체적인 결합 엔코딩 방법은 제 1 실시예에서 기술한 결합 엔코딩 방법과 동일하므로, 상세한 설명은 생략한다.

- [0215] 단계 S163에서 엔코딩 값을 포함하는 채널상태정보를 보고한다.
- [0216] 여기서, RI가 1인경우 코드북 인덱스는 엔코딩 값과 동일한 값을 가지고, RI가 2인경우 코드북 인덱스는 엔코딩 값보다 8이 작은 값을 가진다. 구체적으로, RI가 1인 경우 엔코딩 값은 0부터 7 까지의 정수값 중 하나를 가지고, RI가 2인 경우 엔코딩 값은 8부터 15 까지의 정수값 중 하나를 가지고, RI가 3인 경우 엔코딩 값은 16을 가지고, RI가 4인 경우 엔코딩 값은 17을 가질 수 있다.
- [0217] 본 발명의 채널상태정보 전송 방법에 있어서, 전술한 본 발명의 다양한 실시예에서 설명한 사항들이 독립적으로 적용되거나 또는 2 이상의 실시예가 동시에 적용될 수 있으며, 중복되는 내용은 명확성을 위하여 설명을 생략한다.
- [0218] 또한, 기지국과 중계기간의 (백홀 상향링크 및 백홀 하향링크에서의) MIMO 전송 및 중계기와 단말간의 (액세스 상향링크 및 액세스 하향링크에서의) MIMO 전송에 대한 상향링크 MIMO 전송 및 수신에 대해서도 본 발명에서 제안하는 동일한 원리가 적용될 수 있다.
- [0219] 본 발명의 실시예가 적용될 수 있는 기지국 및 단말
- [0220] 도 17은 본 발명에 일 실시예에 적용될 수 있는 기지국 및 단말을 예시한다.
- [0221] 무선 통신 시스템에 릴레이가 포함되는 경우, 백홀 링크에서 통신은 기지국과 릴레이 사이에 이뤄지고 억세스 링크에서 통신은 릴레이와 단말 사이에 이뤄진다. 따라서, 도면에 예시된 기지국 또는 단말은 상황에 맞춰 릴레이로 대체될 수 있다.
- [0222] 도 17을 참조하면, 무선 통신 시스템은 기지국(BS, 1710) 및 단말(UE, 1720)을 포함한다. 기지국(1710)은 프로세서(1712), 메모리(1714) 및 무선 주파수(Radio Frequency, RF) 유닛(1716)을 포함한다. 프로세서(1712)는 본 발명에서 제안한 절차 및/또는 방법들을 구현하도록 구성될 수 있다. 메모리(1714)는 프로세서(1712)와 연결되고 프로세서(1712)의 동작과 관련한 다양한 정보를 저장한다. RF 유닛(1716)은 프로세서(1712)와 연결되고 무선 신호를 송신 및/또는 수신한다. 단말(1720)은 프로세서(1722), 메모리(1724) 및 RF 유닛(1726)을 포함한다. 프로세서(1722)는 본 발명에서 제안한 절차 및/또는 방법들을 구현하도록 구성될 수 있다. 메모리(1724)는 프로세서(1722)와 연결되고 프로세서(1722)의 동작과 관련한 다양한 정보를 저장한다. RF 유닛(1726)은 프로세서(1722)와 연결되고 무선 신호를 송신 및/또는 수신한다. 기지국(1710) 및/또는 단말(1720)은 단일 안테나 또는 다중 안테나를 가질 수 있다. 이상에서 설명된 실시예들은 본 발명의 구성요소들과 특성들이 소정 형태로 결합된 것들이다. 각 구성요소 또는 특성은 별도의 명시적 언급이 없는 한 선택적인 것으로 고려되어야 한다. 각 구성요소 또는 특성은 다른 구성요소나 특성과 결합되지 않은 형태로 실시될 수 있다. 또한, 일부 구성요소들 및/또는 특성들을 결합하여 본 발명의 실시예를 구성하는 것도 가능하다. 본 발명의 실시예들에서 설명되는 동작들의 순서는 변경될 수 있다. 어느 실시예의 일부 구성이나 특성은 다른 실시예에 포함될 수 있고, 또는 다른 실시예의 대응하는 구성 또는 특성과 교체될 수 있다. 특히 청구범위에서 명시적인 인용 관계가 있지 않은 청구항들을 결합하여 실시예를 구성하거나 출원 후의 보정에 의해 새로운 청구항으로 포함시킬 수 있음을 자명하다.
- [0223] 본 문서에서 기지국에 의해 수행된다고 설명된 특정 동작은 경우에 따라서는 그 상위 노드(upper node)에 의해 수행될 수 있다. 즉, 기지국을 포함하는 복수의 네트워크 노드들(network nodes)로 이루어지는 네트워크에서 단말과의 통신을 위해 수행되는 다양한 동작들은 기지국 또는 기지국 이외의 다른 네트워크 노드들에 의해 수행될 수 있음을 자명하다. 기지국은 고정국(fixed station), Node B, eNodeB(eNB), 억세스 포인트(access point) 등의 용어에 의해 대체될 수 있다.
- [0224] 본 발명에 따른 실시예는 다양한 수단, 예를 들어, 하드웨어, 펌웨어(firmware), 소프트웨어 또는 그것들의 결합 등에 의해 구현될 수 있다. 하드웨어에 의한 구현의 경우, 본 발명의 일 실시예는 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, 콘트롤러, 마이크로 콘트롤러, 마이크로 프로세서 등에 의해 구현될 수 있다.
- [0225] 펌웨어나 소프트웨어에 의한 구현의 경우, 본 발명의 일 실시예는 이상에서 설명된 기능 또는 동작들을 수행하는 모듈, 절차, 함수 등의 형태로 구현될 수 있다. 소프트웨어 코드는 메모리 유닛에 저장되어 프로세서에 의해 구동될 수 있다.
- [0226] 상기 메모리 유닛은 상기 프로세서 내부 또는 외부에 위치하여, 이미 공지된 다양한 수단에 의해 상기 프로세서와 데이터를 주고 받을 수 있다.

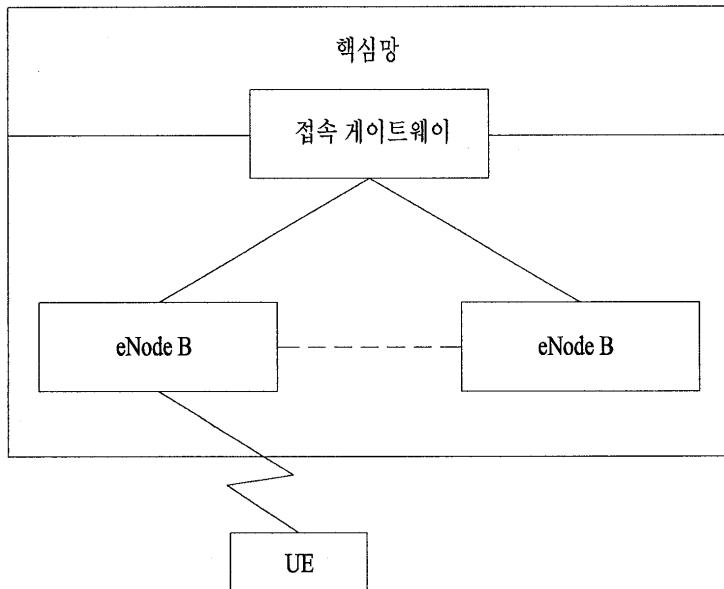
[0227] 본 발명은 본 발명의 특성을 벗어나지 않는 범위에서 다른 특정한 형태로 구체화될 수 있음은 당업자에게 자명하다. 따라서, 상기의 상세한 설명은 모든 면에서 제한적으로 해석되어서는 아니되고 예시적인 것으로 고려되어야 한다. 본 발명의 범위는 첨부된 청구항의 합리적 해석에 의해 결정되어야 하고, 본 발명의 등가적 범위 내에서의 모든 변경은 본 발명의 범위에 포함된다.

산업상 이용가능성

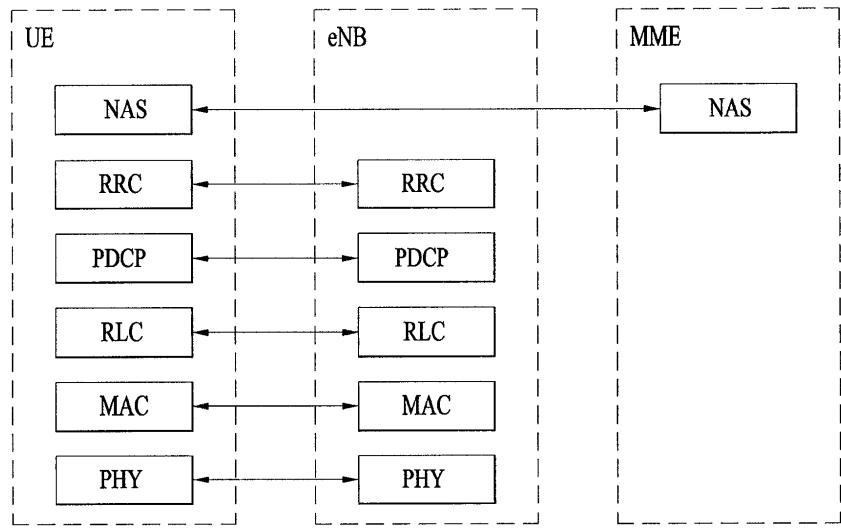
[0228] 본 발명은 단말, 릴레이, 기지국 등과 같은 무선 통신 장치에 사용될 수 있다.

도면1

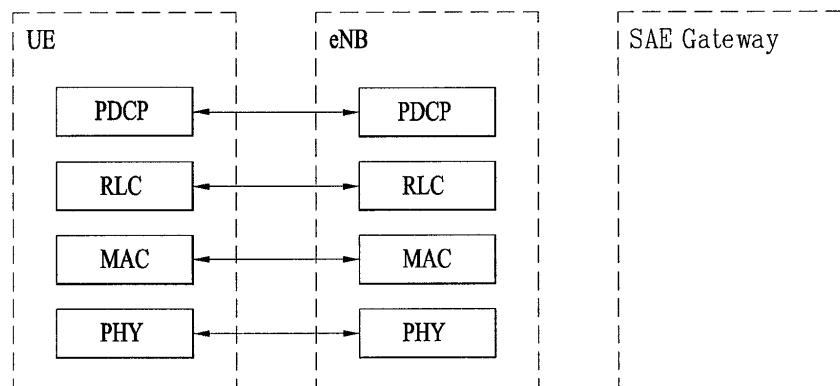
E-UMTS



도면2

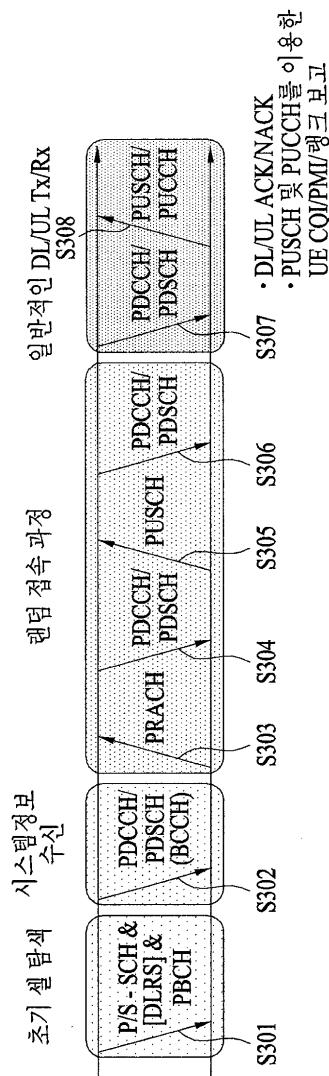


(a) 제어-평면 프로토콜 스택

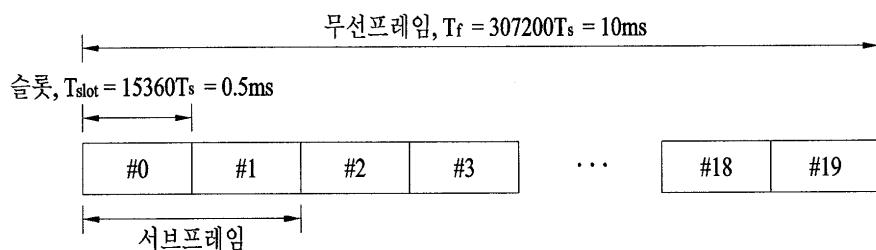


(b) 사용자-평면 프로토콜 스택

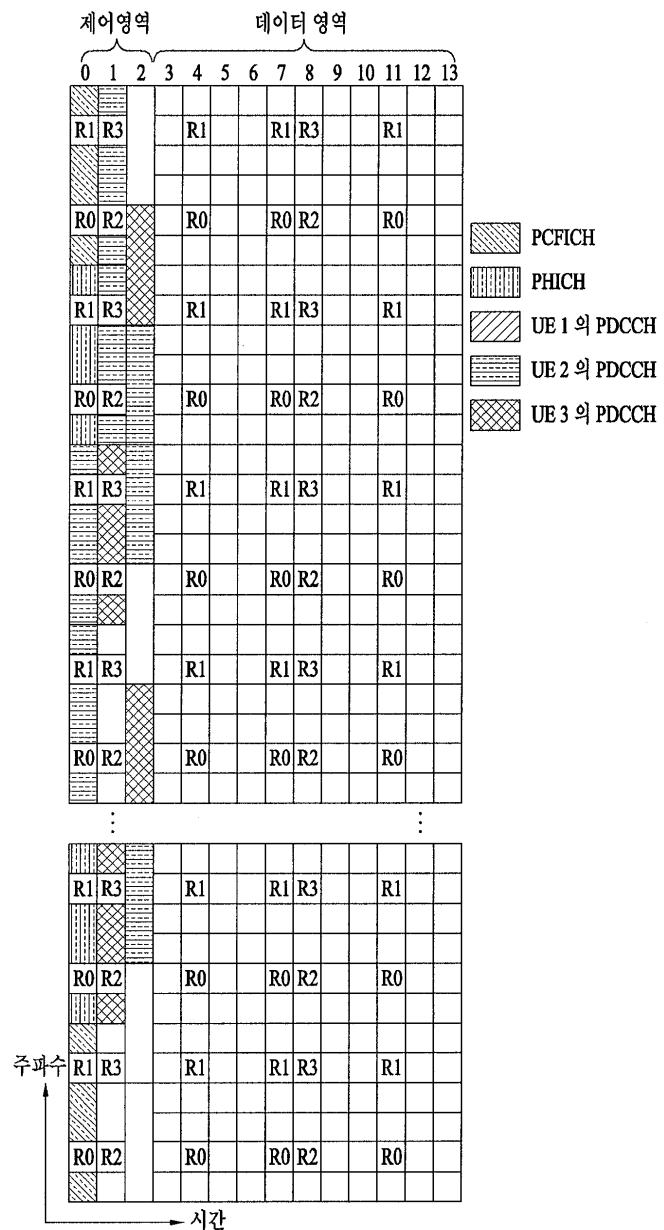
도면3



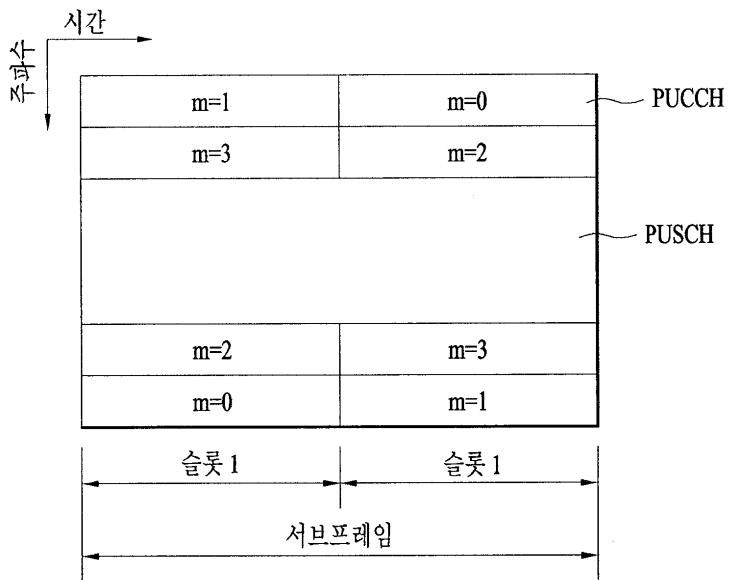
도면4



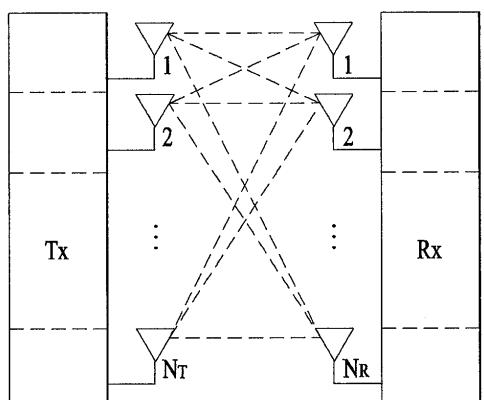
도면5



도면6



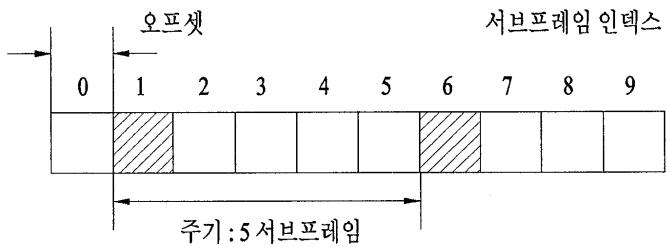
도면7



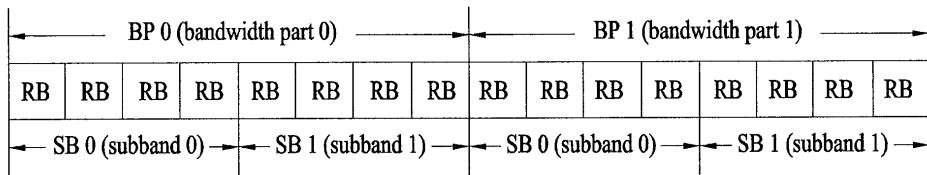
도면8

CQI 리포팅 모드	PMI 피드백 타입		
	PMI 없음	단일 PMI	
PUCCH CQI 업 데이 타 리 포	와이드 밴드 (와이드 밴드 CQI)	모드 1-0	모드 1-1
	UE-선택한 (서브밴드 CQI)	모드 2-0	모드 2-1

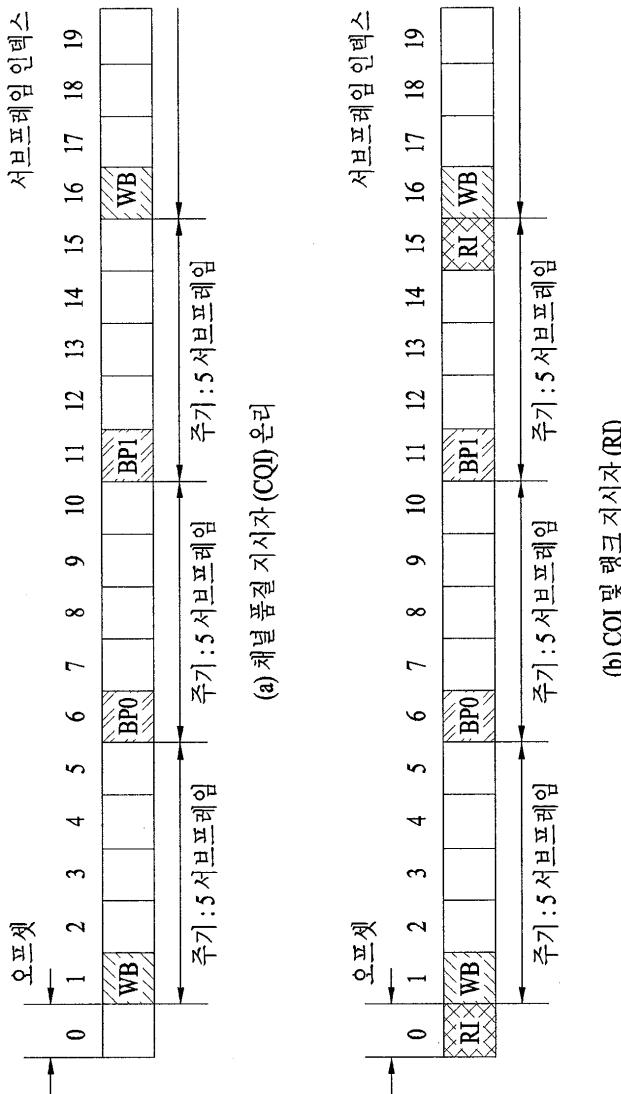
도면9



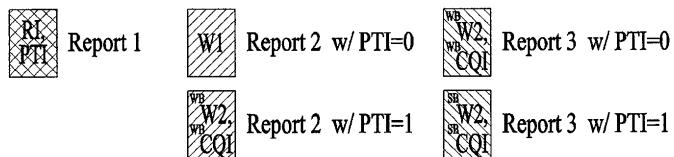
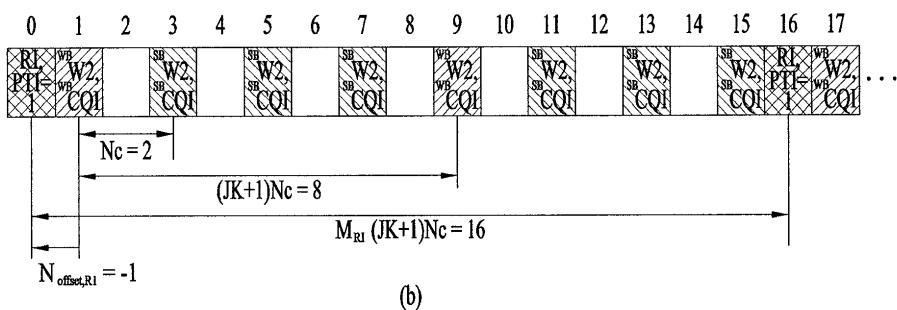
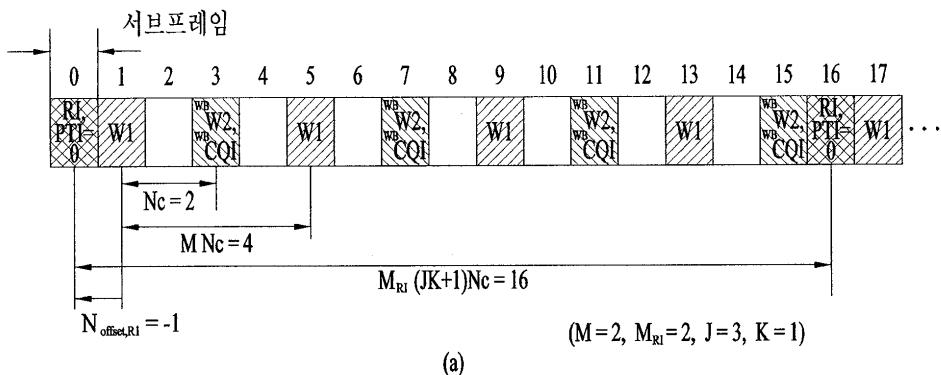
도면10



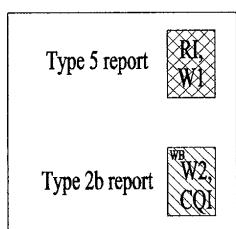
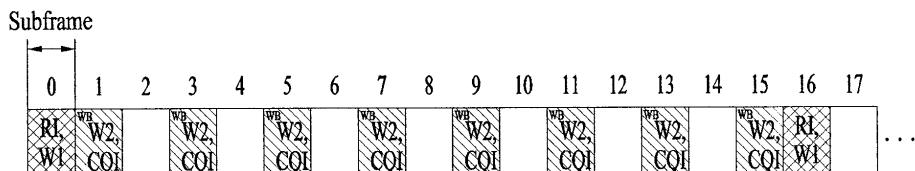
도면11



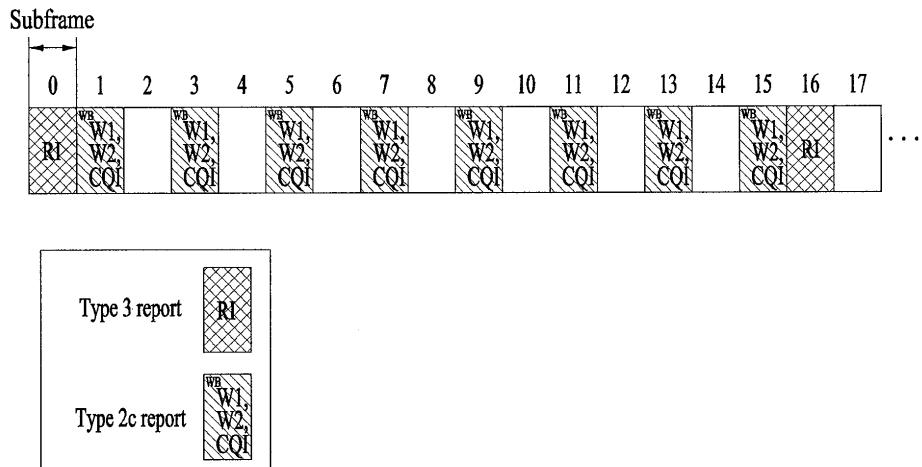
도면12



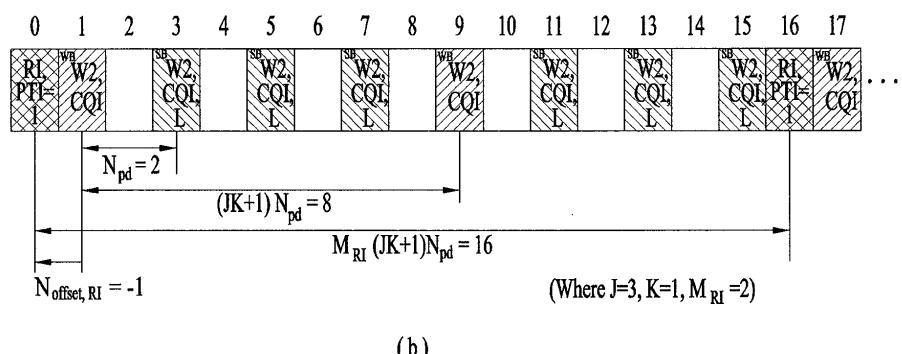
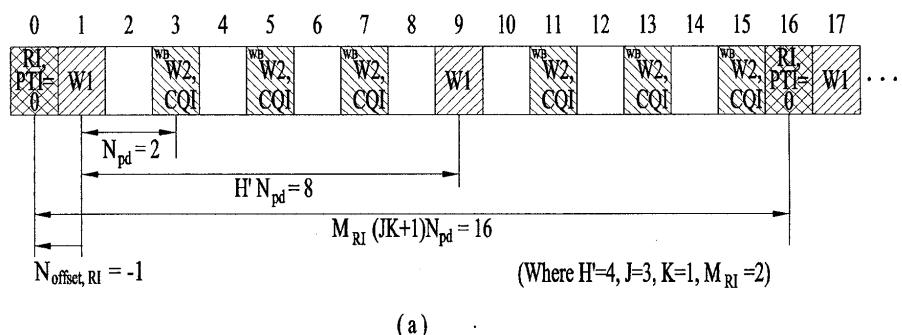
도면13

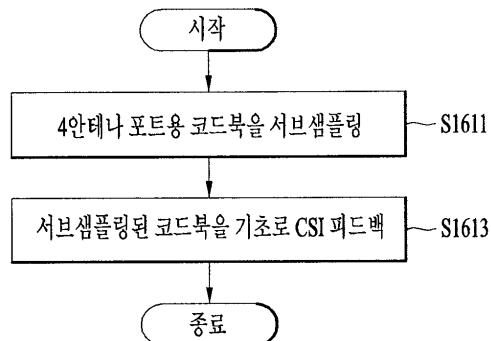


도면14



도면15



도면16**도면17**