

【발명의 명칭】

무선 통신 시스템에서 채널상태정보 전송 방법 및 장치

【기술분야】

5 [1] 본 발명은 무선 통신 시스템에 관한 것으로서, 보다 상세하게는, 무선 통신 시스템에서 코드북의 서브샘플링을 이용하여 채널상태정보를 전송하는 방법 및 이를 위한 장치에 관한 것이다.

【배경기술】

[2] 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템의 일례로서 3GPP LTE (3rd
10 Generation Partnership Project Long Term Evolution, 이하 "LTE"라 함) 통신 시스템에 대해 개략적으로 설명한다.

[3] 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
15 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.

20 [4] 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.

[5] 한 기지국에는 하나 이상의 셀이 존재한다. 셀은 1.25, 2.5, 5, 10, 15, 20Mhz
25 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
30 정보 등을 알려준다. 또한, 상향 링크(Uplink, UL) 데이터에 대해 기지국은 상향 링

WO 2014/178616
크 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.

[6] 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. 비
10 트당 비용 감소, 서비스 가용성 증대, 융통성 있는 주파수 밴드의 사용, 단순구조와 개방형 인터페이스, 단말의 적절한 파워 소모 등이 요구된다.

[7] 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
15 시스템의 송신단(transmitting end) 혹은 수신단(receiving end)에서 다중안테나를 사용하여 용량을 증대시키거나 성능을 개선하는 기술이다. MIMO 기술을 다중 안테나 기술로 칭할 수도 있다.

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

20 【발명의 상세한 설명】

【기술적 과제】

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

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

【기술적 해결방법】

[11] 상기 문제점을 해결하기 위하여, 본 발명의 일 실시예에 따른 무선 통신 시스템에서 단말이 채널상태정보(Channel State Information, CSI)를 전송하는 방법은, 4

안테나 포트들 위한 코드북을 서브샘플링(subsampling)하는 단계; 및 상기 서브샘플링된 코드북을 기초로 CSI 를 피드백하는 단계를 포함하되, 상기 CSI 는 프리코딩 유형 지시자(Precoding Type Indicator, PTI)와 함께 보고되는 랭크 지시자(Rank Indicator, RI)를 포함하고, 상기 RI 가 2 보다 큰 경우 상기 PTI 는 1로 설정될 수 있다.

[12] 본 발명의 다른 실시예에 따른 무선 통신 시스템에서 채널상태정보(Channel State Information, CSI)를 전송하는 단말은 RF(Radio Frequency) 유닛; 및 프로세서를 포함하고, 상기 프로세서는, 4 안테나 포트들 위한 코드북을 서브샘플링(subsampling)하고, 상기 서브샘플링된 코드북을 기초로 CSI 를 피드백하도록 구성되며, 상기 CSI 는 프리코딩 유형 지시자(Precoding Type Indicator, PTI)와 함께 보고되는 랭크 지시자(Rank Indicator, RI)를 포함하고, 상기 RI 가 2 보다 큰 경우 상기 PTI 는 1로 설정될 수 있다.

[13] 본 발명에 따른 상기 실시예들에 대하여 다음의 사항이 공통적으로 적용될 수 있다.

[14] 상기 RI 는 4 이하의 자연수 중 하나로 설정될 수 있다.

[15] 상기 CSI 는 단일 프리코딩 행렬 지시자(Precoding Matrix Indicator, PMI) 및 협대역 채널 품질 지시자(Channel Quality Indicator, CQI)를 보고하는 PUCCH (Physical Uplink Control Channel) 모드 2-1을 이용하여 전송될 수 있다.

[16] 상기 RI 가 2 보다 큰 경우, 상기 서브샘플링된 코드북은 인덱스 0 을 가지는 제 1 프리코딩 행렬, 인덱스 2 를 가지는 제 3 프리코딩 행렬, 인덱스 8 을 가지는 제 9 프리코딩 행렬 및 인덱스 10 을 가지는 제 11 프리코딩 행렬을 포함할 수 있다.

[17] 상기 서브샘플링 단계는 다음의 수학적식을 이용하여 상기 4 안테나 포트용 코드북을 서브샘플링하고, $2I_{PMI2} + 4 \cdot \lfloor I_{PMI2} / 2 \rfloor$, 상기 I_{PMI2} 는 0 내지 3 중 하나의 값을 가지는 프리코딩 행렬의 인덱스를 나타낼 수 있다.

[18] 상기 CSI 의 보고를 위한 CSI 설정(configuration) 정보를 수신하는 단계를 더 포함할 수 있다.

[19] 상기 CSI 설정 정보는 RRC (Radio Resource Control) 시그널링을 이용하여 전송될 수 있다.

[20] WO 2014/178616 PCT/KR2014/003796
본 발명에 대하여 전술한 일반적인 설명과 후술하는 상세한 설명은 예시적인 것이며, 청구항 기재 발명에 대한 추가적인 설명을 위한 것이다.

【유리한 효과】

[21] 본 발명의 실시예에 따르면 무선 통신 시스템에서 코드북의 서브샘플링을 이용하여 채널상태정보를 효율적으로 전송할 수 있는 방법 및 장치가 제공될 수 있다.

[22] 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】

10 [23] 본 발명에 관한 이해를 돕기 위해 상세한 설명의 일부로 포함되는, 첨부 도면은 본 발명에 대한 실시예를 제공하고, 상세한 설명과 함께 본 발명의 기술적 사상을 설명한다.

[24] 도 1은 무선 통신 시스템의 일례로서 E-UMTS 망구조를 개략적으로 예시한다.

15 [25] 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 예시한다.

[26] 도 3은 3GPP 시스템에 이용되는 물리 채널들 및 이들을 이용한 일반적인 신호 전송 방법을 예시한다.

[27] 도 4는 LTE 시스템에서 사용되는 무선 프레임의 구조를 예시한다.

20 [28] 도 5는 LTE 시스템에서 사용되는 하향링크 무선 프레임의 구조를 예시한다.

[29] 도 6은 LTE 시스템에서 사용되는 상향링크 서브프레임의 구조를 예시한다.

[30] 도 7은 일반적인 다중 안테나(MIMO) 통신 시스템의 구성을 예시한다.

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

25 [32] 도 12~13은 비-계층적 코드북 사용 시에 채널 상태 정보를 주기적으로 보고하는 과정을 예시한다.

[33] 도 14는 계층적 코드북 사용 시에 채널 상태 정보를 주기적으로 보고하는 과정을 예시한다.

[34] 도 15는 PUCCH 피드백 모드 1-1의 서브모드 A를 예시한다.

[35] 도 16은 PTI 값에 따른 PUCCH 피드백 모드 2-1의 일례이다.

[36] WO 2014/178616 도 17은 새로운 코드북이 적용될 때 서브모드 B의 일례이다. PCT/KR2014/003796

[37] 도 18은 PTI 값에 따른 PUCCH 피드백 모드 2-1의 일례이다.

[38] 도 19는 랭크 3,4에서 PUCCH 피드백 모드 2-1의 일례이다.

[39] 도 20은 랭크 3,4에서 PUCCH 피드백 모드 2-1의 일례이다.

5 [40] 도 21은 본 발명의 일 실시예에 따른 채널상태정보 전송 방법의 순서도이다.

[41] 도 22는 본 발명의 일 실시예에 적용될 수 있는 기지국 및 단말을 나타낸다.

【발명을 실시를 위한 형태】

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

[43] 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
15 방식에도 용이하게 변형되어 적용될 수 있다.

[44] 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 호를 관리하기 위해서 이용하는 제어 메시지가 전송되는 통로를
20 의미한다. 사용자평면은 애플리케이션 계층에서 생성된 데이터, 예를 들어, 음성 데이터 또는 인터넷 패킷 데이터 등이 전송되는 통로를 의미한다.

[45] 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 전송채널(Transport Channel)을
25 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 변조된다.

- [46] 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.
- [47] 제3계층의 최하부에 위치한 무선 자원제어(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.
- [48] 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.
- [49] 네트워크에서 단말로 데이터를 전송하는 하향 전송채널은 시스템 정보를 전송하는 BCH(Broadcast Channel), 페이징 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,

WO 2014/178616 PCT/KR2014/003796
전송 채널에 해당되는 논리 채널(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.

[50] 도 3은 3GPP 시스템에 이용되는 물리 채널들 및 이들을 이용한 일반적인
5 신호 전송 방법을 설명하기 위한 도면이다.

[51] 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(Secundary Synchronization Channel, S-SCH)을 수신하여 기지국과 동기를 맞추고,
10 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.

[52] 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
15 시스템 정보를 획득할 수 있다(S302).

[53] 한편, 기지국에 최초로 접속하거나 신호 전송을 위한 무선 자원이 없는 경우 단말은 기지국에 대해 임의 접속 과정(Random Access Procedure, RACH)을 수행할 수
20 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.

[54] 상술한 바와 같은 절차를 수행한 단말은 이후 일반적인 상/하향 링크 신호
25 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 하향링크 제어 정보(Downlink Control Information, DCI)를 수신한다. 여기서 DCI는

단말에 ^{WO 2014/178616} 대한 사전 알당 정보와 같은 제어 정보를 포함하며, 그 사용 ^{PCT/KR2014/003796} 목적에 따라 포맷이 서로 다르다.

[55] 한편, 단말이 상향 링크를 통해 기지국에 전송하는 또는 단말이 기지국으로부터 수신하는 제어 정보는 하향 링크/상향 링크 ACK/NACK 신호,

5 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.

[56] 도 4는 LTE 시스템에서 사용되는 무선 프레임의 구조를 예시하는 도면이다.

[57] 도 4를 참조하면, 무선 프레임(radio frame)은 10ms($327200 \times T_s$)의 길이를
10 가지며 10개의 균등한 크기의 서브프레임(subframe)으로 구성되어 있다. 각각의 서브프레임은 1ms의 길이를 가지며 2개의 슬롯(slot)으로 구성되어 있다. 각각의 슬롯은 0.5ms($15360 \times T_s$)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,
15 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.

20 [58] 도 5는 하향 링크 무선 프레임에서 하나의 서브프레임의 제어 영역에 포함되는 제어 채널을 예시하는 도면이다.

[59] 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
25 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

WO 2014/178616 PCT/KR2014/003796
Channel), PHICH(Physical Hybrid-ARQ Indicator CHannel), PDCCH(Physical Downlink
Control CHannel) 등이 있다.

[60] PCFICH는 물리 제어 포맷 지시자 채널로서 매 서브프레임 마다 PDCCH에 사용되는 OFDM 심볼의 개수를 단말에게 알려준다. PCFICH는 첫 번째 OFDM 심볼에
5 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 분산된다. 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
10 Keying)로 변조된다.

[61] 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
15 지시되며, BPSK(Binary phase shift keying)로 변조된다. 변조된 ACK/NACK은
확산인자(Spreading Factor, SF) = 2 또는 4로 확산된다. 동일한 자원에 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.

[62] 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
25 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.

[63] PDSCH의 데이터가 어떤 단말(하나 또는 복수의 단말)에게 전송되는 것이며,
상기 단말들이 어떻게 PDSCH 데이터를 수신하고 디코딩(decoding)을 해야 하는 지에
30 대한 정보 등은 PDCCH에 포함되어 전송된다. 예를 들어, 특정 PDCCH가 "A"라는

RNTI(Radio Network Temporary Identity)로 CRC 마스크(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.

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

- [65] 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.

[66] 다중 안테나(MIMO) 시스템

- [67] 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 향상시킬 수 있다. 이하 본 문헌에서 MIMO를 '다중 안테나'라 지칭할 수 있다.

- [68] 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 ^{WO 2014/178616}사용하면, 특정된 크기의 셀 영역 내에서 데이터 전송 속도를 ^{PCT/KR2014/003796}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

5 전송량 한계를 극복할 수 있다.

[69] 일반적인 다중 안테나(MIMO) 통신 시스템의 구성도가 도 7에 도시되어 있다. 송신단에는 송신 안테나가 N_T 개 설치되어 있고, 수신단에서는 수신 안테나가 N_R 개가 설치되어 있다. 이렇게 송신단 및 수신단에서 모두 복수개의 안테나를 사용하는

10 경우보다 이론적인 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 수학적 식 1과 같이 최대 전송 레이트 R_0 에 레이트 증가율 R_i 를 곱한 만큼 증가할 수 있다. 여기서 R_i 는 N_T 와 N_R 중 작은

15 값이다.

[70] 【수학적 식 1】

$$[71] \quad R_i = \min(N_T, N_R)$$

[72] 예를 들어, 4개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나를 이용하는 MIMO 통신 시스템에서는, 단일 안테나 시스템에 비해 이론상 4배의 전송 레이트를 획득할 수

20 있다. 이와 같은 다중 안테나 시스템의 이론적 용량 증가가 90 년대 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.

[73] 현재까지의 다중안테나 관련 연구 동향을 살펴보면 다양한 채널 환경 및

25 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.

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 5 전송 가능한 정보는 NT개이므로, 전송 정보를 하기의 수학식 2와 같은 벡터로 나타낼 수 있다.

[75] 【수학식 2】

$$[76] \quad \mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{N_T}]^T$$

[77] 한편, 각각의 전송 정보 $s_1, s_2, \dots, s_{N_T}$ 에 있어 전송 전력을 다르게

10 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.

[78] 【수학식 3】

$$[79] \quad \hat{\mathbf{s}} = [\hat{s}_1, \hat{s}_2, \dots, \hat{s}_{N_T}]^T = [P_1 s_1, P_2 s_2, \dots, P_{N_T} s_{N_T}]^T$$

[80] 또한, $\hat{\mathbf{s}}$ 를 전송 전력의 대각행렬 $\mathbf{P}$ 를 이용하여 나타내면 하기의 수학식 15 4와 같다.

[81] 【수학식 4】

[82]

$$[83] \quad \hat{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} P_1 & & & 0 \\ & P_2 & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & P_{N_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_{N_T} \end{bmatrix} = \mathbf{P}\mathbf{s}$$

[84] 한편, 전송전력이 조정된 정보 벡터 $\hat{\mathbf{s}}$ 에 가중치 행렬 $\mathbf{W}$ 가 적용되어 실제

전송되는 N_T 개의 송신신호(transmitted signal) $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{N_T}$ 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

5 $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{N_T}$ 는 벡터 $\mathbf{X}$ 를 이용하여 하기의 수학적 식 5와 같이 나타낼

수 있다. 여기서 w_{ij} 는 i 번째 송신안테나와 j 번째 정보 간의 가중치를
의미한다. $\mathbf{W}$ 는 가중치 행렬(Weight Matrix) 또는 프리코딩 행렬(Precoding
Matrix)이라고 불린다.

[85] 【수학적 식 5】

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_i \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} & \cdots & w_{1N_T} \\ w_{21} & w_{22} & \cdots & w_{2N_T} \\ \vdots & & \ddots & \\ w_{i1} & w_{i2} & \cdots & w_{iN_T} \\ \vdots & & \ddots & \\ w_{N_T1} & w_{N_T2} & \cdots & w_{N_TN_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ \vdots \\ \hat{s}_j \\ \vdots \\ \hat{s}_{N_T} \end{bmatrix} = \mathbf{W}\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{W}\mathbf{P}\mathbf{s}$$

10 [86]

[87] 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
15 없게 된다. 수식적으로 예를 들면, 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 의 랭크(rank($\mathbf{H}$))는 수학적 식 6과 같이
제한된다.

[88] 【수학적 식 6】

$$[89] \quad \text{rank}(\mathbf{H}) \leq \min(N_T, N_R)$$

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,
5 채널 행렬이 H는 아래 수식식 7과 같이 나타낼 수 있다.

[91] 【수식식 7】

$$[92] \quad \# \text{ of streams} \leq \text{rank}(\mathbf{H}) \leq \min(N_T, N_R)$$

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

- 10 [94] 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
15 멀티플렉싱의 혼합(Hybrid)된 형태도 가능하다.

[95] 채널상태정보(CSI) 피드백

- [96] 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
20 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 대한채널 상태 정보(CSI)를 피드백
25 하도록 명령한다.

[97] CSI는 RI(Rank Indicator), PMI(Precoding Matrix Index), CQI(Channel Quality Indication) 세가지 정보로 크게 분류된다. 우선, RI는 상술한 바와 같이 채널의 랭크 정보를 나타내며, 단말이 동일 주파수-시간 자원을 통해 수신할 수 있는

WO 2014/178616 PCT/KR2014/003796
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.

[98] 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.

[99] 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.

[100] 이에, LTE-A표준에서는 최종 PMI를 롱텀(long term) 및/또는 광대역(WB, wideband) PMI인 W1와 숏텀(short term) 및/또는 서브밴드(SB, sub-band) PMI인 W2 둘로 나누어 설계하는 것으로 결정되었다.

[101] 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.

[102] 【수학식 8】

20 [103]
$$W = \text{norm}(W1W2)$$

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

25 [105] 기존 W1과 W2의 구체적인 구조는 다음 수학식 9와 같다.

[106] 【수학식 9】

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

$$[107] \quad W2(j) = \begin{bmatrix} \overbrace{\mathbf{e}_M^k \quad \mathbf{e}_M^l \quad \mathbf{e}_M^m}^{r \text{ columns}} \\ \alpha_j \mathbf{e}_M^k \quad \beta_j \mathbf{e}_M^l \quad \gamma_j \mathbf{e}_M^m \end{bmatrix} \text{ (if rank} = r \text{), where } 1 \leq k, l, m \leq M \text{ and } k, l, m \text{ are integer.}$$

[108] 여기서, NT는 송신 안테나의 개수를 나타내고, M은 행렬 $\mathbf{X}_i$ 의 열의 개수로서 행렬 $\mathbf{X}_i$ 에는 총 M개의 후보 열벡터가 있음을 나타낸다. $\mathbf{e}_M^k$, $\mathbf{e}_M^l$, $\mathbf{e}_M^m$ 는 M개의 원소 중 각각 k번째, l번째, m번째 원소만 1이고 나머지는 0인 열벡터로서 $\mathbf{X}_i$ 의 k번째,

5 l번째, m번째 열벡터를 나타낸다. α_j , β_j 및 γ_j 는 모두 단위 노름(unit norm)을 갖는 복소 값으로서, 각각 행렬 $\mathbf{X}_i$ 의 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.

10 [109] 수학적식 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

15 구분 할 수 있는데, 각 안테나 그룹은 ULA(uniform linear array) 안테나의 특성을 가지며, 두 안테나 그룹은 공존(co-located)한다.

[110] 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

20 반영하여 코드북을 설계하는 것이 필요하다. 설명의 편의를 위해 상기 상술한 구조로 만든 랭크 1 코드워드를 아래 수학적식 10과 같이 예시할 수 있다.

[111] 【수학적식 10】

$$[112] \quad W1(i) * W2(j) = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_i(k) \\ \alpha_j \mathbf{X}_i(k) \end{bmatrix}$$

[113] 위 수식 10에서 코드워드는 $N_T(\text{송신안테나의개수}) \times 1$

벡터로 표현되고, 상위 벡터 $X_i(k)$ 와 하위 벡터 $\alpha_j X_i(k)$ 로 구조화되어있으며, 각각은 수평 안테나 그룹과 수직 안테나 그룹의 상관관계 특성을

보여준다. $X_i(k)$ 는 각 안테나 그룹의 안테나 간 상관관계 특성을 반영하여

- 5 선형 위상 증가 특성을 갖는 벡터로 표현하는 것이 유리하며, 대표적인 예로 DFT(discrete fourier transform) 행렬을 이용할 수 있다.

- [114] 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
- 10 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
- 15 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
- 20 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.

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

- 25 [116] 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 나뉜다. 각 단말은

CQI를 주기적으로 보고하기 위해 주기와 오프셋의 조합으로 이뤄진 정보를 RRC 시그널링을 통해 전송받는다.

[117] 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 $10*nf + \text{floor}(ns/2)$ 로 정의될 수 있다. $\text{floor}()$ 는 내림 함수를 나타낸다.

[118] 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.

[119] 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.

[120] 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 $\Rightarrow$ BP0 CQI $\Rightarrow$ BP1 CQI $\Rightarrow$ BP0 CQI $\Rightarrow$ BP1 CQI $\Rightarrow$ BP0 CQI $\Rightarrow$ BP1 CQI $\Rightarrow$ WB CQI 순으로 전송될 수 있다. 각 BP CQI가 몇 번 순차적으로 전송될 것인지에 관한 정보는 상위 계층(예, RRC 계층)에서 시그널링된다.

[121] 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

10 전송될 수 있다. 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
15 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
20 전송된다. RI의 오프셋이 '0'이면 WB CQI와 RI의 전송 서브프레임이 겹치게 되며, 이 경우 WB CQI를 드랍(dropping)하고 RI를 전송한다.

[122] 도 12는 도 8의 모드 1-1의 경우의 CSI 피드백을 예시한다.

[123] 도 12를 참조하면, CSI 피드백은 두 종류의 리포트 콘텐츠인 Report 1과 Report 2의 전송으로 구성된다. 구체적으로 Report 1에는 RI가, Report 2에는 WB PMI와
25 WB CQI가 전송된다. Report 2는 $(10 \cdot n_f + \text{floor}(n_s/2) - N_{\text{오프셋}}, \text{CQI}) \bmod (N_{\text{pd}}) = 0$ 를 만족하는 서브프레임 인덱스에서 전송된다. $N_{\text{오프셋}}, \text{CQI}$ 는 도 9에서 예시한 PMI/CQI 전송을 위한 오프셋 값에 해당하며 도 12는 $N_{\text{오프셋}}, \text{CQI} = 1$ 인 경우를 예시한다. N_{pd} 는 인접한 Report 2 간의 서브프레임 간격을 나타내며, 도 12는 $N_{\text{pd}} = 2$ 인 경우를 예시한다. Report 1은 $(10 \cdot n_f + \text{floor}(n_s/2) - N_{\text{오프셋}}, \text{CQI} - N_{\text{오프셋}}, \text{RI}) \bmod (M_{\text{RI}} \cdot N_{\text{pd}}) = 0$ 을
30 만족하는 서브프레임 인덱스에서 전송된다. M_{RI} 는 상위 계층 시그널링에 의해

정해진다. 또한 N오프셋, RI는 도 11에서 예시한 RI 전송을 위한 상대 오프셋 값에 해당한다. 도 12는 MRI = 4 및 N오프셋, RI = -1인 경우를 예시한다.

[124] 도 13은 도 8의 모드 2-1의 경우의 CSI 피드백을 예시한다.

[125] 도 13을 참조하면, CSI 피드백은 세 종류의 리포트 콘텐츠인 Report 1, Report 2, Report 3의 전송으로 구성된다. 구체적으로 Report 1에는 RI가, Report 2에는 WB PMI와 WB CQI가, Report 3에는 SB(subband) CQI와 L-비트 서브밴드 선택 지시자(Subband Selection Indicator, SSI)가 전송된다. Report 2 또는 Report 3은 $(10*nf + \text{floor}(ns/2) - N\text{오프셋}, CQI) \bmod (N_{pd}) = 0$ 를 만족하는 서브프레임 인덱스에서 전송된다. 특히, Report 2는 $(10*nf + \text{floor}(ns/2) - N\text{오프셋}, CQI) \bmod (H*N_{pd}) = 0$ 를 만족하는 서브프레임 인덱스에서 전송된다. 따라서, $H*N_{pd}$ 의 간격마다 Report 2가 전송되고, 인접한 Report 2 사이의 서브프레임들은 Report 3 전송으로 채워진다. 이때, H 값은 $H = J*K + 1$ 이고, 여기서 J는 BP(bandwidth part)의 개수이다. K는 서로 다른 BP 별로 한번씩 서브밴드를 선별하여 전송하는 과정을 모든 BP에 걸쳐 수행하는 전체 사이클(full cycle)을 연속적으로 몇 사이클 수행할 것인가를 나타내는 값으로서 상위 계층 시그널링에 의해 정해진다. 도 13은 $N_{pd} = 2$, $J = 3$ 및 $K = 1$ 인 경우를 예시한다. Report 1의 경우는 $(10*nf + \text{floor}(ns/2) - N\text{오프셋}, CQI - N\text{오프셋}, RI) \bmod (MRI*(J*K + 1)*N_{pd}) = 0$ 을 만족하는 서브프레임 인덱스에서 전송된다. 도 13은 MRI = 2 및 N오프셋, RI = -1인 경우를 예시한다.

[126] 도 14는 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 수식식 8-9를 참조하여 설명한 계층적 코드북을 나타낸다. W1과 W2가 모두 정해져야 이들을 결합하여 완성된 형태의 프리코딩 행렬 W가 결정된다.

[127] 도 14를 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.

[128] Report 2와 Report 3은 서브프레임 인덱스가 $(10 \cdot nf + \text{floor}(ns/2) - N_{\text{오프셋}}, CQI) \bmod (N_C) = 0$ 를 만족하는 서브프레임(편의상, 제1 서브프레임 세트로 지칭)에서 전송된다. $N_{\text{오프셋}}, CQI$ 는 도 9에서 예시한 PMI/CQI 전송을 위한 오프셋 값에 해당한다. 또한, N_c 는 인접한 Report 2 또는 Report 3간의 서브프레임 간격을 나타낸다. 도 14는 $N_{\text{오프셋}}, CQI=1$ 및 $N_c=2$ 인 경우를 예시하며, 제1 서브프레임 세트는 홀수 인덱스를 갖는 서브프레임들로 구성된다. nf 는 시스템 프레임 번호(또는 무선 프레임 인덱스)를 나타내고, ns 는 무선 프레임 내에서 슬롯 인덱스를 나타낸다. $\text{floor}()$ 는 내림 함수를 나타내고, $A \bmod B$ 는 A 를 B 로 나눈 나머지를 나타낸다.

10 [129] 제1 서브프레임 세트 내의 일부 서브프레임 상에 Report 2가 위치하고, 나머지 서브프레임 상에 Report 3가 위치한다. 구체적으로, Report 2는 서브프레임 인덱스가 $(10 \cdot nf + \text{floor}(ns/2) - N_{\text{오프셋}}, CQI) \bmod (H \cdot N_c) = 0$ 를 만족하는 서브프레임 상에 위치한다. 따라서, $H \cdot N_c$ 의 간격마다 Report 2가 전송되고, 인접한 Report 2 사이에 있는 하나 이상의 제1 서브프레임들은 Report 3 전송으로 채워진다. $PTI=0$ 일 경우
15 $H=M$ 이고, M 은 상위 계층 시그널링에 의해 정해진다. 도 14는 $M=2$ 인 경우를 예시한다. $PTI=1$ 일 경우 $H=J \cdot K+1$ 이고, K 는 상위 계층 시그널링에 의해 정해지며, J 는 BP(bandwidth part)의 개수이다. 도 14는 $J=3$ 및 $K=1$ 인 경우를 예시한다..

[130] Report 1은 서브프레임 인덱스가 $(10 \cdot nf + \text{floor}(ns/2) - N_{\text{오프셋}}, CQI - N_{\text{오프셋}}, RI) \bmod (MRI \cdot (J \cdot K + 1) \cdot N_c) = 0$ 을 만족하는 서브프레임에서 전송되며, MRI 는 상위 계층
20 시그널링에 의해 정해진다. $N_{\text{오프셋}}, RI$ 는 RI 를 위한 상대 오프셋 값을 나타내며, 도 14는 $MRI=2$ 및 $N_{\text{오프셋}}, RI=-1$ 인 경우를 예시한다. $N_{\text{오프셋}}, RI=-1$ 에 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 $W1$ 과 $W2$ 가 계산되며, 또한 $W1$ 에 의존하여 $W2$ 가 계산된다. Report 1에 이어 Report 2 및 Report 3이 모두
25 보고된 시점에, 기지국은 $W1$ 및 $W2$ 로부터 최종 W 를 알 수 있게 된다.

[131] 8 Tx(전송 안테나) 코드북

[132] LTE-A와 같은 통신 시스템에는 MU-MIMO (multi-user MIMO)를 이용한 다중 사용자 다이버시티(multi-user diversity) 기술이 추가되었다. 이를 위하여 채널 피드백 관점에서 이전 보다 향상된 정확성(accuracy)이 요구된다. 그 이유는
30 MU-MIMO의 안테나 영역(domain)에서 다중화(multiplexing)되는 UE간의 간섭 채널이

존재하기 때문에 피드백 채널의 정확성(accuracy)이 피드백을 올린 UE 뿐 아니라 다중화(multiplexing) 되는 다른 UE의 간섭에도 큰 영향을 미치기 때문이다. 따라서 LTE-A에서는 피드백 채널 정확성(accuracy)을 높이기 위해 8Tx 코드북(codebook)의 PMI를 장기간(long term) 및/또는 광대역(wideband) 프리코더(precoder) 인 $W^{(1)}$ 과 단기간(short term) 및/또는 협대역(sub-band) 프리코더(precoder) 인 $W^{(2)}$ 둘로 나누어 설계하는 것이 바람직하다

[133] 두 채널 정보로부터 하나의 최종 PMI를 구성하는 수식은 아래와 같이 $W^{(1)}$ 과 $W^{(2)}$ 의 곱으로 표현된다.

[134] 【수학식 11】

$$10 \quad \mathbf{W} = \text{norm}(\mathbf{W}^{(1)}\mathbf{W}^{(2)})$$

[135] 위 수학식에서 $\mathbf{W}$ 은 $W^{(1)}$ 과 $W^{(2)}$ 로부터 생성된 프리코더(precoder)이고, UE는 이 정보를 기지국으로 피드백 한다. $\text{norm}(\mathbf{A})$ 은 행렬 $\mathbf{A}$ 의 각 열(column) 별 norm이 1로 정규화(normalization)된 행렬을 의미한다.

[136] LTE에 정의된 8Tx 코드북(codebook)에서 $W^{(1)}$ 과 $W^{(2)}$ 의 구체적인 구조는 다음과 같다.

[137] 【수학식 12】

$$\mathbf{W}1(i) = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{X}_i \end{bmatrix}, \text{ where } \mathbf{X}_i \text{ is } N_t/2 \text{ by } M \text{ matrix.}$$

$$\mathbf{W}2(j) = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_M^k & \mathbf{e}_M^l & \mathbf{e}_M^m \\ \alpha_j \mathbf{e}_M^k & \beta_j \mathbf{e}_M^l & \gamma_j \mathbf{e}_M^m \end{bmatrix} \quad (\text{if rank} = r), \text{ where } 1 \leq k, l, m \leq M \text{ and } k, l, m \text{ are integer.}$$

[138] 상기 코드워드(codeword) 구조는 교차 편파 안테나(cross polarized antenna)를 사용하고 안테나 간 간격이 조밀한 경우 (일반적으로 인접 안테나 간 거리가 신호 파장의 반 이하인 경우) 발생하는 채널의 상관(correlation) 특성을 반영하여 설계한 구조이다. 교차 편파 안테나의 경우 안테나를 수평(horizontal) 안테나 그룹(antenna group)과 수직(vertical) 안테나 그룹(antenna group)으로 구분할 수 있다. 각 안테나 그룹은 ULA(uniform linear array) 안테나의 특성을 가지며, 두 안테나 그룹은 공동 위치(co-located)되어 있다. 따라서 각 그룹의 안테나 간

WO 2014/178616, PCT/KR2014/003796
 상관(correlation)은 동일한 선형 위상 증가(LPI, LPI)특성을 가지며, 안테나 그룹
 간 상관(correlation)은 위상 회전(phase rotation)된 특성을 가진다.

[139] 코드북은 채널을 양자화(quantization)한 값이기 때문에 소스(source)에
 해당하는 채널의 특성을 그대로 반영하여 코드북을 설계하는 것이 필요하다. 예를
 5 들면, 아래의 수학적식을 만족하는 랭크(rank) 1 코드워드(codeword)는 상술한 채널
 특성을 반영하고 있다.

[140] 【수학적식 13】

$$\mathbf{W}_1(i) * \mathbf{W}_2(j) = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_i(k) \\ \alpha_j \mathbf{X}_i(k) \end{bmatrix}$$

10 [141] 위 수학적식에서 코드워드(codeword)는 N_t (Tx 안테나 수) x 1의
 벡터(vector)로 표현되며 상위 벡터 $\mathbf{X}_i(k)$ 와 하위 벡터 $\alpha_j \mathbf{X}_i(k)$ 둘로 구조화 된다.
 상위 벡터와 하위 벡터 각각은 수평 안테나 그룹(horizontal antenna group)과 수직
 안테나 그룹(vertical antenna group)의 상관(correlation) 특성을 보여준다. $\mathbf{X}_i(k)$ 는
 각 안테나 그룹의 안테나 간 상관(correlation) 특성을 반영하여 선형 위상 증가(LPI,
 15 LPI)를 갖는 벡터로 표현하는 것이 바람직하다. $\mathbf{X}_i(k)$ 의 대표적인 예로서 DFT 행렬을
 이용할 수 있다.

[142] 8 Tx 코드북에서 축소(downscaled)된 4 Tx 듀얼 코드북

[143] LTE Rel-10 시스템에서 8 Tx 안테나를 가진 기지국을 위한 8 Tx 코드북이
 정의되었다. 상기 코드북은 두 개의 코드북이 곱해지는 듀얼 코드북 구조로서

20 광대역/장기간(Wideband/longterm) 채널 정보를 포함하는 $\mathbf{W}^{(1)}$ 코드북과
 협대역/단기간(subband/shortterm) 채널 정보를 포함하는 $\mathbf{W}^{(2)}$ 코드북으로
 이루어진다. 최근, 향상된 4Tx 코드북의 하나로서 LTE Rel-10 시스템에 정의된 8 Tx
 코드북과 유사한 형태의 코드북이 제안되었다. 제안된 codebook은 아래와 같다.

[144] 전체 프리코더는 아래의 수학적식과 같이 $\mathbf{W}^{(1)}$ 과 $\mathbf{W}^{(2)}$ 의 연산(product)으로
 25 이루어진다.

[145] 【수학적식 14】

$$\mathbf{W} = \mathbf{W}^{(1)} \mathbf{W}^{(2)}$$

[146] 내측 프리코더(inner precoder) $\mathbf{W}^{(1)}$ 는 아래의 수학적식과 같이 제1 코드북 $C^{(1)}$ 으로부터 선택된다.

[147] 【수학적식 15】

$$C^{(1)} = \left\{ \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{W}}^{(1)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \tilde{\mathbf{W}}^{(1)} \end{bmatrix} \mid \tilde{\mathbf{W}}^{(1)} = [\mathbf{w}_{2k \bmod 16} \quad \mathbf{w}_{(2k+1) \bmod 16} \quad \mathbf{w}_{(2k+2) \bmod 16} \quad \mathbf{w}_{(2k+3) \bmod 16}] \right\} k = 0, 1, \dots, 7$$

where $\mathbf{w}_n = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi n}{16}} \end{bmatrix}$, $n = 0, 1, \dots, 15$

5

[148] 랭크(rank) 1 전송(transmission)을 위한 외측 프리코더(outer precoder) $\mathbf{W}^{(2)}$ 는 아래의 수학적식과 같이 제2 코드북 $C_1^{(2)}$ 으로부터 선택된다.

[149] 【수학적식 16】

$$C_1^{(2)} = \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{Y} \\ a_1 \mathbf{Y} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{Y} \\ -a_1 \mathbf{Y} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{Y} \\ ja_1 \mathbf{Y} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{Y} \\ -ja_1 \mathbf{Y} \end{bmatrix} \right\}$$

$\mathbf{Y} \in \{\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \mathbf{e}_3, \mathbf{e}_4\}$

10 [150] 여기서, $\mathbf{e}_n$ 는 n번째 구성 요소를 제외하고 모두 영(zero)을 가지는 선택 벡터(selection vector)를 나타내며, n은 1내지 4의 값을 가진다. 또한, $a_n = e^{j\phi_n}$

이고 ϕ_n 는 $C^{(1)}$ 과 $C_1^{(2)}$ 의 코드워드 인덱스로 결정되는 위상 값으로 $\begin{bmatrix} \mathbf{Y} \\ a_1 \mathbf{Y} \end{bmatrix}$ 가 LPI 특성을 갖도록 보상해 주는 역할을 한다.

[151] 랭크(rank) 2 전송을 위한 외측 프리코더(outer precoder) $\mathbf{W}^{(2)}$ 는 아래의 수학적식과 같이 제2 코드북 $C_2^{(2)}$ 으로부터 선택된다.

[152] 【수학적식 17】

$$C_2^{(2)} = \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ a_1 \mathbf{Y}_1 & -a_2 \mathbf{Y}_2 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ ja_1 \mathbf{Y}_1 & -ja_2 \mathbf{Y}_2 \end{bmatrix} \right\}$$

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

[153] 여기서, $\mathbf{e}_n$ 는 n번째 구성 요소를 제외하고 모두 영(zero)을 가지는 4

성분(element)-선택 벡터(selection vector)를 나타낸다. 또한, $a_n = e^{j\phi_n}$ 이고 ϕ_n 는

$C^{(1)}$ 와 $C^{(2)}$ 의 코드워드 인덱스로 결정되는 위상 값으로 $\begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ a_1 \mathbf{Y}_1 & -a_2 \mathbf{Y}_2 \end{bmatrix}$ 의 각 벡터가 LPI 특성을 갖도록 보상해 주는 역할을 한다.

- 5 [154] 상기 4 Tx 코드북의 랭크 1 코드워드는 다음과 같이 생성된다. 2x2 DFT 행렬(matrix)을 8배로 오버샘플링(oversampling)하여 2x16 DFT 행렬을 생성한다. 이 16개의 벡터 중 하나를 선택하고 선택한 2x1 벡터를 $\mathbf{v}$ 라고 했을 때, $\mathbf{v}$ 를 반복하여 연접(concatenation)하여 $[\mathbf{v} \quad \mathbf{v}]^T$ 의 4x1 벡터를 생성한다. 그리고 X-pol 안테나의 수직 안테나 그룹과 수평 안테나 그룹의 위상 보상을 위한 네 가지 위상 보상값 $\{1, j, -1, -j\}$ 을 고려하여 $\{[\mathbf{v} \quad a_1 \mathbf{v}]^T, [\mathbf{v} \quad a_1 j \mathbf{v}]^T, [\mathbf{v} \quad -a_1 \mathbf{v}]^T, [\mathbf{v} \quad -a_1 j \mathbf{v}]^T\}$ 중 하나를 선택한다. a_1 을 이용하여 보상하지 않는 경우 총 64개의 랭크 1 벡터 중 8개의 벡터 만이 LPI 속성을 갖는다. a_1 을 아래쪽 벡터에 곱하여 $[\mathbf{v} \quad a_1 \mathbf{v}]^T$ 형태의 코드워드가 항상 LPI 속성을 가지도록 보상하면, 총 64개의 랭크 1 벡터 중 16개의 벡터가 LPI 속성을 갖는다. a_1 은 $C^{(1)}$ 와 $C^{(2)}$ 의 코드워드의 함수로 결정된다.

15 [155] ULA 안테나의 채널 특성

- [156] ULA 안테나의 채널 특성은 채널의 중심 고유 벡터(dominant eigen vector)의 특성으로 표현할 수 있다. ULA 안테나 포트 간의 간격이 조밀한 상관(correlated) 환경에서는 일반적으로 상기 중심 고유 벡터(dominant eigen vector)가 LPI 특성을 가진다. 각 송신 안테나 포트가 동일 간격으로 떨어져 있기 때문에 각 포트에서 나간
- 20 신호는 규칙적인 수신 지연을 갖는다. 즉 첫 번째 송신 안테나로부터 수신한 신호와 i 번째 송신 안테나로부터 수신한 신호 간에는 Δi 만큼의 수신 시간 차가 존재한다. 수신 시간의 차이는 결국 채널의 위상 변화로 나타남으로 첫 번째 송신 안테나로부터 수신한 신호와 i 번째 송신 안테나로부터 수신한 신호 간에는 πi 만큼의 위상 차가 존재하고, 채널은 LPI 속성을 나타낸다. 따라서, ULA 안테나 포트간의 간격이 조밀한
- 25 상관(correlated) 환경에서 최적화된 코드북은 각 코드워드(codeword)가 LPI 속성을 가져야 한다.

[157] 제1 실시예

[159] 상술한 4Tx 코드북은 각 랭크에서 3 비트 크기(size)를 갖는 제1 코드북 $C^{(1)}$ 과 4 비트 크기를 갖는 제2 코드북 $C^{(2)}$ 으로 구성되어 총 7 비트의 크기를 갖는다 (여기서, 제2 코드북은 랭크에 따라서 $C_1^{(2)}$ 과 $C_2^{(2)}$ 로 나누어 정의되지만, 설명의

5 편의상 랭크의 구분 없이 제2 코드북을 $C^{(2)}$ 라 가정한다). 상기 코드북으로 생성된 랭크 1 코드워드 중 일부는 ULA 안테나를 고려하여 LPI 특성을 갖는다. 하지만 상기 코드 북으로 생성된 랭크 2 코드워드 중에서 첫 번째와 두 번째 열(column) 모두 LPI 특성을 갖는 코드워드는 존재하지 않는다.

[160] 따라서, 높은 상관(High correlated) ULA 안테나의 코드북 성능 향상을
 10 위하여, 랭크 2 이상에서 모든 빔 벡터(beam vector)가 LPI 특성을 가지는 코드북이 요청된다. 또한, 스트림 간(inter-stream) 간섭(interference)을 최소화 하기 위하여는 각 빔 벡터(beam vector)가 서로 직교(orthonomal)해야 한다. 이하에서는 랭크 2 이상에서 다음의 두 가지 특성을 갖는 코드북을 제안한다. 첫번째로, 모든 빔 벡터(beam vector)가 LPI 특성을 갖는다. 두번째로, 모든 빔 벡터(beam vector)가
 15 서로 직교(orthonomal)한다.

[161] 이하에서는, 랭크 2 이상에서 모든 빔 벡터(beam vector)가 LPI 특성과 직교(orthonomal) 특성을 동시에 갖는 코드워드를 포함하는 코드북을 제안한다. 또한, 랭크 2의 4 Tx 코드북은 상기 특성을 지닌 코드워드로만 구성되거나, 상기 특성을 지닌 코드워드를 포함하도록 구성될 수 있다.

20 [162] 상술한 수학식 14 내지 18에 기반하여 생성된 랭크 2 코드워드는 아래의 수학식과 같이 표현된다.

[163] 【수학식 18】

$$\begin{bmatrix} \mathbf{w}_n & \mathbf{w}_m \\ a_1 \mathbf{w}_n & -a_2 \mathbf{w}_m \end{bmatrix}, or \begin{bmatrix} \mathbf{w}_n & \mathbf{w}_m \\ ja_1 \mathbf{w}_n & -ja_2 \mathbf{w}_m \end{bmatrix}$$

[164] 여기서, n, m 은 $C_2^{(2)}$ 를 통해 선택된 임의의 DFT 벡터의 인덱스를 의미하고

$$\mathbf{w}_k = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi k}{16}} \end{bmatrix}, \quad k = 0, 1, \dots, 15$$

$\mathbf{w}_n$ 과 $\mathbf{w}_m$ 은 각각 상기 오버샘플된(oversampled) DFT 벡터

중에서 선택된 하나의 벡터를 나타낸다.

[165] 수학식 18의 랭크 2 코드워드의 모든 빔 벡터(beam vector)가

5 직교(orthonormal) 특성을 가지기 위해서는 아래 수학식의 조건을 만족해야 한다.

[166] 【수학식 19】

$$\mathbf{w}_n^H \mathbf{w}_m - a_1^H a_2 \mathbf{w}_n^H \mathbf{w}_m = 0$$

[167] 위 수학식을 만족하기 위해서는 $a_1 = a_2$ 또는 $\mathbf{w}_n^H \mathbf{w}_m = 0$ 이어야 한다.

[168] 먼저, $a_1 = a_2$ 조건을 만족하여 모든 빔 벡터가 직교 특성을 가지는 경우, LPI
10 특성도 만족하기 위하여 필요한 조건을 이하에서 살펴본다.

[169] $a_1 = a_2 = e^{j\phi}$ 라 가정하면, 수학식 18은 아래의 수학식과 같이 정리된다.

[170] 【수학식 20】

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j\frac{2\pi}{16}(n)} & e^{j\frac{2\pi}{16}(m)} \\ e^{j\phi} & -e^{j\phi} \\ e^{j(\frac{2\pi}{16}(n+\phi))} & -e^{j(\frac{2\pi}{16}(m+\phi))} \end{bmatrix}, \text{ or } \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j\frac{2\pi}{16}(n)} & e^{j\frac{2\pi}{16}(m)} \\ je^{j\phi} & -je^{j\phi} \\ je^{j(\frac{2\pi}{16}(n+\phi))} & -je^{j(\frac{2\pi}{16}(m+\phi))} \end{bmatrix}$$

[171] 위 수학식에서 왼쪽과 같이 표현된 경우 두 벡터가 모두 LPI 특성을 갖기
15 위해서는 다음 수학식을 만족해야 한다.

[172] 【수학식 21】

$$\phi = 2\frac{2\pi}{16}(n) = 2\frac{2\pi}{16}(m) + \pi \pm 2\pi$$

[173] 위 수학식을 만족하는 m, n 은 $n = m \pm 4$ 이다.

[174] 하지만 수식 15의 종래 코드북을 이용할 경우 $|n - m| < 4$ 이므로
20 직교(orthonormal)하면서 LPI 특성을 갖는 코드워드를 만들 수 없다. 따라서 랭크 2
코드워드를 구성하는 두 벡터가 모두 LPI 특성을 갖기 위해서는 상기 4 Tx
코드북에서 $C^{(1)}$ 와 $C_2^{(2)}$ 을 새롭게 설계해야 한다.

[175] 랭크 2의 4 Tx 코드북의 첫번째 예는 수학식 21을 만족하여 벡터가 모두

LPI특성을 가지며, 수학식 19에 따른 조건 중 $a_1 = a_2$ 에 따라 직교 특성을 만족하는 경우이다.

[176] 랭크 2의 4 Tx 코드북의 첫번째 예에 따른 $C^{(1)}$ 과 $C_2^{(2)}$ 는 아래의 수학식과
5 같이 구성된다.

[177] 【수학식 22】

$$C^{(1)} = \left\{ \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{W}}^{(1)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \tilde{\mathbf{W}}^{(1)} \end{bmatrix} \middle| \tilde{\mathbf{W}}^{(1)} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{4k \bmod 16} & \mathbf{w}_{(4k+1) \bmod 16} & \mathbf{w}_{(4k+2) \bmod 16} & \mathbf{w}_{(4k+3) \bmod 16} & \mathbf{w}_{(4k+4) \bmod 16} & \mathbf{w}_{(4k+5) \bmod 16} & \mathbf{w}_{(4k+6) \bmod 16} & \mathbf{w}_{(4k+7) \bmod 16} \end{bmatrix}, k=0,1,2,3 \right\}$$

[178] 내측 프리코더(inner precoder) $\mathbf{W}^{(1)}$ 는 제1 코드북 $C^{(1)}$ 으로부터 선택된다.

$$10 \quad [179] \text{ 여기서 } \mathbf{w}_n = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi n}{16}} \end{bmatrix}, \quad n=0,1,\dots,15 \quad \text{이고, } k \text{ 는 } C^{(1)} \text{ 의 코드워드 인덱스이다.}$$

또한, $C^{(1)}(k)$ 는 $C^{(1)}$ 코드북의 k번째 코드워드를 나타낸다.

[180] 랭크 2 전송을 위한 외측 프리코더(outer precoder) $\mathbf{W}^{(2)}$ 는 아래의 수학식의

제2 코드북 $C_2^{(2)}$ 으로부터 선택된다.

[181] 【수학식 23】

$$15 \quad C_2^{(2)} = \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ a_1 \mathbf{Y}_1 & -a_2 \mathbf{Y}_2 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ ja_1 \mathbf{Y}_1 & -ja_2 \mathbf{Y}_2 \end{bmatrix} \right\}$$

$$(\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2) \in \{(\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_5), (\mathbf{e}_2, \mathbf{e}_6), (\mathbf{e}_3, \mathbf{e}_7), (\mathbf{e}_4, \mathbf{e}_8)\}$$

$$C_2^{(2)} = \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 & \mathbf{e}_5 \\ a_1 \mathbf{e}_1 & -a_2 \mathbf{e}_5 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_6 \\ a_1 \mathbf{e}_2 & -a_2 \mathbf{e}_6 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{e}_3 & \mathbf{e}_7 \\ a_1 \mathbf{e}_3 & -a_2 \mathbf{e}_7 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{e}_4 & \mathbf{e}_8 \\ a_1 \mathbf{e}_4 & -a_2 \mathbf{e}_8 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 & \mathbf{e}_5 \\ ja_1 \mathbf{e}_1 & -ja_2 \mathbf{e}_5 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_6 \\ ja_1 \mathbf{e}_2 & -ja_2 \mathbf{e}_6 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{e}_3 & \mathbf{e}_7 \\ ja_1 \mathbf{e}_3 & -ja_2 \mathbf{e}_7 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{e}_4 & \mathbf{e}_8 \\ ja_1 \mathbf{e}_4 & -ja_2 \mathbf{e}_8 \end{bmatrix} \right\}$$

[182] 여기서, $\mathbf{e}_n$ 는 n번째 구성 요소를 제외하고 모두 영(zero)을 가지는

4-성분(element) 선택 벡터(selection vector)를 나타낸다. l 은 $C_2^{(2)}$ 의 코드워드

인덱스이고, $l=0,1,2,\dots,7$ 이다. 또한, $C_2^{(2)}(l)$ 은 $C_2^{(2)}$ 코드북의 l 번째

코드워드이고, $a_1 = a_2 = e^{2j(\frac{2\pi}{16}(4k+l \bmod 4) \bmod 16)}$ 이다.

[183] 상기 랭크 2의 4 Tx 코드북의 첫번째 예에 따른 $C^{(1)}$ 은 수학식 15의 $C^{(1)}$ 과 동일하게 오버샘플된(oversampled) DFT 벡터를 이용하여 생성된다.

- 5 [184] 하지만, 수학식 15의 $C^{(1)}$ 과 다르게 랭크 2의 4 Tx 코드북의 첫번째 예에 따른 $C^{(1)}$ 은 8개의 연속된 오버샘플된(oversampled) DFT 벡터로 구성되어 있다. 이는 랭크 2 코드워드를 구성하는 두 개의 빔 벡터(beam vector)가 LPI 속성을 갖도록 하기 위해서이다. 수학식 15의 $C^{(1)}$ 은 4개의 연속되며 오버샘플된 DFT 벡터로 구성되어 있기 때문에 $C^{(2)}$ 를 사용해 $C^{(1)}$ 내에 존재하는 임의의 벡터를 선택하더라도
- 10 최종 생성되는 두 개의 빔 벡터(beam vector)가 LPI 속성을 갖지 못한다. 즉, 수학식 21에서 $|m-n|=4$ 를 만족시키지 못한다.

- [185] 따라서, 랭크 2의 4 Tx 코드북의 첫번째 예에 따른 $C^{(1)}$ 은 보다 많은(fat) 행렬로 구성되며, 주어진 $C^{(1)}$ 에서 $C^{(2)}$ 를 통해 선택될 수 있는 DFT 벡터의 종류가 증가되었다. 즉, 수학식 21에서 $0 < |m-n| < 7$ 이 되므로 $|m-n|=4$ 를 만족시키는 m, n 을
- 15 찾을 수 있다. 그 결과 최종 생성되는 두 개의 빔 벡터(beam vector)가 LPI 속성을 가질 수 있다.

- [186] 랭크 2의 4 Tx 코드북의 첫번째 예에 따른 $C^{(1)}$ 및 $C^{(2)}$ 를 이용하여 LPI 속성을 갖는 코드워드를 생성할 수 있다. $C^{(2)}$ 에서 (Y_1, Y_2) 는 (e_i, e_{i+4}) 로 제한된다. 그 결과 수학식 21에서 $|m-n|=4$ 를 항상 만족한다. 또한 랭크 2를 구성하는 모든
- 20 빔 벡터(beam vector)가 직교(orthonormal)한 특성과 LPI 특성을 갖기 위한 수학식 21에 기반하여, 랭크 2의 4 Tx 코드북의 첫번째 예에 따른 $C_2^{(2)}$ 는

$$a_1 = a_2 = e^{j\phi}, \text{ where } \phi = 2\left(\frac{2\pi}{16}n\right), n = (4k + l \bmod 4) \bmod 16$$

로 설정된다.

[187] 랭크 2의 4 Tx 코드북의 두번째 예는 수학식 21을 만족하여 벡터가 모두

LPI특성을 가지며, 수학식 19에 따른 조건 중 $a_1 = a_2$ 에 따라 직교 특성을 만족하는 다른 경우이다.

[188] 랭크 2의 4 Tx 코드북의 두번째 예에 따른 $C^{(1)}$ 과 $C_2^{(2)}$ 는 아래의 수학식과 같이 구성된다.

[189] 【수학식 24】

$$C^{(1)} = \left\{ \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{W}}^{(1)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \tilde{\mathbf{W}}^{(1)} \end{bmatrix} \mid \tilde{\mathbf{W}}^{(1)} = [\mathbf{w}_{2k \bmod 8} \quad \mathbf{w}_{(2k+1) \bmod 8} \quad \mathbf{w}_{(2k+2) \bmod 8} \quad \mathbf{w}_{(2k+3) \bmod 8}] \right\} k = 0, 1, 2, 3$$

[190] 내측 프리코더(inner precoder) $\mathbf{W}^{(1)}$ 는 제1 코드북 $C^{(1)}$ 으로부터 선택된다.

[191] 여기서 $\mathbf{w}_n = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi n}{8}} \end{bmatrix}$, $n = 0, 1, \dots, 7$ 이고, k 는 $C^{(1)}$ 의 코드워드 인덱스이다. 또한,

10 $C^{(1)}(k)$ 는 $C^{(1)}$ 코드북의 k 번째 코드워드를 나타낸다.

[192] 랭크 2 전송을 위한 외측 프리코더(outer precoder) $\mathbf{W}^{(2)}$ 는 아래 수학식의 제2 코드북 $C_2^{(2)}$ 으로부터 선택된다.

[193] 【수학식 25】

$$C_2^{(2)} = \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ a_1 \mathbf{Y}_1 & -a_2 \mathbf{Y}_2 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ ja_1 \mathbf{Y}_1 & -ja_2 \mathbf{Y}_2 \end{bmatrix} \right\}$$

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

$$C_2^{(2)} = \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 & \mathbf{e}_3 \\ a_1 \mathbf{e}_1 & -a_2 \mathbf{e}_3 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_4 \\ a_1 \mathbf{e}_2 & -a_2 \mathbf{e}_4 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 & \mathbf{e}_3 \\ ja_1 \mathbf{e}_1 & -ja_2 \mathbf{e}_3 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_4 \\ ja_1 \mathbf{e}_2 & -ja_2 \mathbf{e}_4 \end{bmatrix} \right\}$$

15

[194] 여기서, $\mathbf{e}_n$ 는 n 번째 구성 요소를 제외하고 모두 영(zero)을 가지는

4-성분(element) 선택 벡터(selection vector)를 나타낸다. l 은 $C_2^{(2)}$ 의 코드워드

인덱스이고, $l = 0, 1, 2, 3$ 이다. 또한, $C_2^{(2)}(l)$ 은 $C_2^{(2)}$ 코드북의 l 번째 코드워드이고,

$a_1 = a_2 = e^{2j(\frac{2\pi}{16}(2k+l \bmod 2) \bmod 8)}$ 이다.

[195] 랭크 2의 4 Tx 코드북의 두번째 예에 따른 $C^{(1)}$ 은 수학식 15의 $C^{(1)}$ 과 동일한 크기(size)의 행렬로 구성된다.

[196] 하지만, 수학식 15의 $C^{(1)}$ 과 다르게, 랭크 2의 4 Tx 코드북의 두번째 예에 따른 $C^{(1)}$ 은 8배가 아닌 4배로 오버샘플(oversample)된 DFT 벡터로 구성되어 있다.

5 이는 랭크 2 코드워드를 구성하는 두 개의 빔 벡터(beam vector)가 LPI 속성을 갖도록 하기 위해서이다. 수학식 15의 $C^{(1)}$ 은 8배로 오버샘플(oversample)된 DFT 벡터로 구성되어 있기 때문에 $C^{(2)}$ 를 사용해 $C^{(1)}$ 내에 존재하는 임의의 벡터를 선택하더라도 최종 생성되는 두 개의 빔 벡터(beam vector)가 LPI 속성을 갖지 못한다.

10 [197] 따라서, 랭크 2의 4 Tx 코드북의 두번째 예에 따른 $C^{(1)}$ 은 4 배로 오버샘플(oversample)된 DFT 벡터로 구성되고, $C^{(2)}$ 를 통해 두 개의 빔 벡터(beam vector)가 LPI 속성을 가질 수 있다.

[198] 한편, 랭크 2의 4 Tx 코드북의 첫번째 예에서는 $C^{(2)}$ 를 통해 선택되는 두 개의 빔 벡터(beam vector)가 LPI 속성을 가지기 위해서 $|m-n|=4$ 를 만족하여야

15 하지만, 랭크 2의 4 Tx 코드북의 두번째 예는 8배로 오버샘플된 DFT 벡터로 $C^{(1)}$ 이 구성된 경우이다. 랭크 2의 4 Tx 코드북의 두번째 예에 따른 $C^{(1)}$ 은 4배로 오버샘플된 DFT 벡터로 구성되어 있기 때문에 $|m-n|=4$ 대신 $|m-n|=2$ 를 만족해야 한다. 이

조건을 만족시키기 위해 수학식 25에서 $(Y_1, Y_2) \in \{(e_1, e_3), (e_2, e_4)\}$ 로 설정된다. 또한 랭크 2를 구성하는 모든 빔 벡터(beam vector)가 직교(orthonormal)한 특성과 LPI

20 특성을 갖기 위한 수학식 21에 기반하여, 랭크 2의 4 Tx 코드북의 두번째 예에 따른

$C^{(1)}$ 은 $a_1 = a_2 = e^{j\phi}$, where $\phi = 2\frac{2\pi}{16}(n), n = (2k + l \bmod 2) \bmod 8$ 로 설정된다.

[199] 랭크 2의 4 Tx 코드북의 세번째 예는 수학식 21을 만족하여 벡터가 모두

LPI특성을 가지며, 수학식 19에 따른 조건 중 $v_n^H v_m = 0$ 에 따라 직교 특성을 만족하는 경우이다.

[200] 수학식 19에서 $\mathbf{v}_n^H \mathbf{v}_m = 0$ 이면 임의의 a_1, a_2 에 대해 랭크 2의 두 빔 벡터(beam vector)는 항상 직교(orthonormal)한다. 따라서 $\mathbf{v}_n^H \mathbf{v}_m = 0$ 를 만족하도록 코드북을 설계하고 a_1, a_2 는 각 랭크에 해당하는 빔 벡터(beam vector)가 LPI특성을 갖도록 하면 직교(orthonormal) 특성과 LPI 특성을 모두 가진 코드북이 생성된다.

5 [201] 랭크 2의 4 Tx 코드북의 세번째 예에 따른 코드북은 아래의 수학식과 같이 구성된다.

[202] 【수학식 26】

$$C^{(1)} = \left\{ \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{W}}^{(1)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \tilde{\mathbf{W}}^{(1)} \end{bmatrix} \middle| \tilde{\mathbf{W}}^{(1)} = [\mathbf{w}_{2k \bmod 16} \quad \mathbf{w}_{(2k+1) \bmod 16} \quad \mathbf{w}_{(2k+2) \bmod 16} \quad \dots \quad \mathbf{w}_{(2k+15) \bmod 16}] \right\}, k=0$$

[203] 내측 프리코더(inner precoder) $\mathbf{W}^{(1)}$ 는 제1 코드북 $C^{(1)}$ 으로부터 선택된다.

10 [204] 여기서 $\mathbf{w}_n = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi n}{16}} \end{bmatrix}$, $n=0,1,\dots,15$ 이고, k 는 $C^{(1)}$ 의 코드워드 인덱스이다. 또한,

$C^{(1)}(k)$ 는 $C^{(1)}$ 코드북의 k 번째 코드워드를 나타낸다.

[205] 랭크 2 전송을 위한 외측 프리코더(outer precoder) $\mathbf{W}^{(2)}$ 는 아래 수학식의 제2 코드북 $C_2^{(2)}$ 으로부터 선택된다.

[206] 【수학식 27】

$$C_2^{(2)} = \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ a_1 \mathbf{Y}_1 & -a_2 \mathbf{Y}_2 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ ja_1 \mathbf{Y}_1 & -ja_2 \mathbf{Y}_2 \end{bmatrix} \right\}$$

$$(\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2) \in \{(\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_9), (\mathbf{e}_2, \mathbf{e}_{10}), (\mathbf{e}_3, \mathbf{e}_{11}), (\mathbf{e}_4, \mathbf{e}_{12}), (\mathbf{e}_5, \mathbf{e}_{13}), (\mathbf{e}_6, \mathbf{e}_{14}), (\mathbf{e}_7, \mathbf{e}_{15}), (\mathbf{e}_8, \mathbf{e}_{16})\}$$

$$C_2^{(2)} = \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 & \mathbf{e}_9 \\ a\mathbf{e}_1 & -a_2\mathbf{e}_9 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_{10} \\ a\mathbf{e}_2 & -a_2\mathbf{e}_{10} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_3 & \mathbf{e}_{11} \\ a\mathbf{e}_3 & -a_2\mathbf{e}_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_4 & \mathbf{e}_{12} \\ a\mathbf{e}_4 & -a_2\mathbf{e}_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_5 & \mathbf{e}_{13} \\ a\mathbf{e}_5 & -a_2\mathbf{e}_{13} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_6 & \mathbf{e}_{14} \\ a\mathbf{e}_6 & -a_2\mathbf{e}_{14} \end{bmatrix} \right. \\ \left. \begin{bmatrix} \mathbf{e}_7 & \mathbf{e}_{15} \\ a\mathbf{e}_7 & -a_2\mathbf{e}_{15} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_8 & \mathbf{e}_{16} \\ a\mathbf{e}_8 & -a_2\mathbf{e}_{16} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 & \mathbf{e}_9 \\ ja\mathbf{e}_1 & -ja_2\mathbf{e}_9 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_{10} \\ ja\mathbf{e}_2 & -ja_2\mathbf{e}_{10} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_3 & \mathbf{e}_{11} \\ ja\mathbf{e}_3 & -ja_2\mathbf{e}_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_4 & \mathbf{e}_{12} \\ ja\mathbf{e}_4 & -ja_2\mathbf{e}_{12} \end{bmatrix} \right. \\ \left. \begin{bmatrix} \mathbf{e}_5 & \mathbf{e}_{13} \\ ja\mathbf{e}_5 & -ja_2\mathbf{e}_{13} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_6 & \mathbf{e}_{14} \\ ja\mathbf{e}_6 & -ja_2\mathbf{e}_{14} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_7 & \mathbf{e}_{15} \\ ja\mathbf{e}_7 & -ja_2\mathbf{e}_{15} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_8 & \mathbf{e}_{16} \\ ja\mathbf{e}_8 & -ja_2\mathbf{e}_{16} \end{bmatrix} \right\}$$

[207] 여기서, $\mathbf{e}_n$ 는 n번째 구성 요소를 제외하고 모두 영(zero)을 가지는

4-성분(element) 선택 벡터(selection vector)를 나타낸다. l 은 $C_2^{(2)}$ 의 코드워드 인덱스이고, $l=0,1,2,\dots,15$ 이다. 또한, $C_2^{(2)}(l)$ 은 $C_2^{(2)}$ 코드북의 l 번째

코드워드이고, $a_1 = e^{2j(\frac{2\pi}{16}(l \bmod 8))}$, $a_2 = e^{2j(\frac{2\pi}{16}((l \bmod 8)+8))+j\pi}$ 를 만족한다.

5 [208] 랭크 2의 4 Tx 코드북의 세번째 예에 따른 $C^{(1)}$ 은 8배로

오버샘플(oversample)된 DFT 벡터로 구성되며, 모든 DFT 벡터로 이루어진 하나의

코드워드를 갖는다. 랭크 2의 4 Tx 코드북의 세번째 예의 $C_2^{(2)}$ 는 $(Y_1, Y_2) = \{\mathbf{e}_i, \mathbf{e}_{i+8}\}$ 로

제한하여 수학식 19에서 $\mathbf{v}_n^H \mathbf{v}_m = 0$ 의 조건을 만족한다. 즉, 수학식 26 및 27에 따른

랭크 2 코드워드는 두 빔 벡터(beam vector)가 서로 직교(orthonormal)하며, a_1 과 a_2

10 를 수학식 27과 같이 설정함으로써 각 빔 벡터(beam vector)는 LPI 특성을 갖는다.

[209] 랭크 2의 4 Tx 코드북의 첫번째 내지 세번째 예에서 랭크 2를 가정하여

설명하였으나, 랭크 2에 한정되지 않으며 랭크 2 이상이며 상술한 방식으로 LPI

특성과 직교(orthonormal) 특성을 만족하는 임의의 코드북을 포함한다. 또한 상술한

랭크 2 코드북 중 일부를 서브샘플링(subsampling)하거나 상기 코드북을 포함하는

15 코드북도 포함된다 할 것이다..

[210] 이하에서는, 상술한 랭크 2의 4 Tx 코드북의 조건을 만족하며, 내측

프리코더(inner precoder) $\mathbf{W}^{(1)}$ 과 외측 프리코더(outer precoder) $\mathbf{W}^{(2)}$ 의 비트수가 각각 4비트와 1비트로 설정된 경우를 설명한다.

[211] 먼저, $\mathbf{W}^{(1)}$ 은 아래 수학식과 같이 설정될 수 있다.

20 [212] 【수학식 28】

$$\mathbf{W}_1(l) = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{W}}_1(l) & 0 \\ 0 & \tilde{\mathbf{W}}_1(l)\mathbf{D}_a(l) \end{bmatrix}, l \in \{0,1,2,\dots,15\}$$

[213] 여기서 $\tilde{\mathbf{W}}_1(l)$ 는 아래 수학식과 같이 설정된다.

[214] 【수학식 29】

$$\tilde{\mathbf{W}}_1(l) = [\mathbf{w}_{(l) \bmod 16} \quad \mathbf{w}_{(l+1) \bmod 16} \quad \cdots \quad \mathbf{w}_{(l+6) \bmod 16} \quad \mathbf{w}_{(l+7) \bmod 16}] \quad \mathbf{w}_n = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi n}{16}} \end{bmatrix}$$

[215] 또한, 아래 수학적식과 같이 $\mathbf{D}_a(l)$ 은 p 번째 행과 q 번째 열로 구성되며, 여기서 p 와 q 는 0부터 시작한다.

[216] 【수학적식 30】

$$\{\mathbf{D}_a(l)\}_{pq} = \begin{cases} e^{2j \frac{2\pi \cdot ((l+(p \bmod 4)) \bmod 16)}{16}}, & p = q \\ 0, & p \neq q \end{cases}$$

5 [217] 다음으로, $\mathbf{W}^{(2)}$ 는 아래 수학적식과 같이 설정될 수 있다.

$$\mathbf{W}_2(n_1, n_2) = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{n_1} & \mathbf{e}_{n_2} \\ \mathbf{e}_{n_1} & -\mathbf{e}_{n_2} \end{bmatrix}, (n_1, n_2) \in \{(1, 5), (3, 7)\} \text{ or}$$

$$\mathbf{W}_2(n_1, n_2) = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{n_1} & \mathbf{e}_{n_2} \\ \mathbf{e}_{n_1} & -\mathbf{e}_{n_2} \end{bmatrix}, (n_1, n_2) \in \{(1, 5), (2, 6)\}.$$

[218] 다음은, 상술한 랭크 2의 4 Tx 코드북의 조건을 만족하며, 내측 프리코더(inner precoder) $\mathbf{W}^{(1)}$ 과 외측 프리코더(outer precoder) $\mathbf{W}^{(2)}$ 의 비트수가 각각 3비트와 2비트로 설정된 경우를 설명한다.

10 [219] 먼저, $\mathbf{W}^{(1)}$ 은 아래 수학적식과 같이 설정될 수 있다.

[220] 【수학적식 31】

$$\mathbf{W}_1(l) = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{W}}_1(l) & 0 \\ 0 & \tilde{\mathbf{W}}_1(l)\mathbf{D}_a(l) \end{bmatrix}, l \in \{0, 1, 2, \dots, 7\}$$

[221] 여기서 $\tilde{\mathbf{W}}_1(l)$ 는 아래 수학적식과 같이 설정된다.

[222] 【수학적식 32】

$$15 \quad \tilde{\mathbf{W}}_1(l) = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{(2l) \bmod 16} & \mathbf{w}_{(2l+1) \bmod 16} & \cdots & \mathbf{w}_{(2l+6) \bmod 16} & \mathbf{w}_{(2l+7) \bmod 16} \end{bmatrix}, \mathbf{w}_n = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j \frac{2\pi n}{16}} \end{bmatrix}$$

[223] 또한, 아래 수학적식과 같이 $\mathbf{D}_a(l)$ 은 p 번째 행과 q 번째 열로 구성되며, 여기서 p 와 q 는 0부터 시작한다.

[224] 【수학적식 33】

$$\{\mathbf{D}_a(l)\}_{pq} = \begin{cases} e^{2j \frac{2\pi \cdot ((2l+(p \bmod 4)) \bmod 16)}{16}}, & p = q \\ 0, & p \neq q \end{cases}$$

[225] 다음으로, $\mathbf{W}^{(2)}$ 는 아래 수학적식과 같이 설정될 수 있다.

$$\mathbf{W}_2(n_1, n_2) = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{n_1} & \mathbf{e}_{n_2} \\ \mathbf{e}_{n_1} & -\mathbf{e}_{n_2} \end{bmatrix}, (n_1, n_2) \in \{(1, 5), (2, 6), (3, 7), (4, 8)\}.$$

[226] 다음은, 상술한 랭크 2의 4 Tx 코드북의 조건을 만족하며, 내측

- 5 프리코더(inner precoder) $\mathbf{W}^{(1)}$ 과 외측 프리코더(outer precoder) $\mathbf{W}^{(2)}$ 의 비트수가 각각 3비트와 1비트로 설정된 경우를 설명한다.

[227] 먼저, $\mathbf{W}^{(1)}$ 은 아래 수학적식과 같이 설정될 수 있다.

[228] 【수학적식 34】

$$\mathbf{W}_1(l) = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{W}}_1(l) & 0 \\ 0 & \tilde{\mathbf{W}}_1(l)\mathbf{D}_a(l) \end{bmatrix}, l \in \{0, 1, 2, \dots, 7\}$$

- 10 [229] 여기서 $\tilde{\mathbf{W}}_1(l)$ 는 아래 수학적식과 같이 설정된다.

[230] 【수학적식 35】

$$\tilde{\mathbf{W}}_1(l) = [\mathbf{w}_{(2l) \bmod 16} \quad \mathbf{w}_{(2l+1) \bmod 16} \quad \cdots \quad \mathbf{w}_{(2l+6) \bmod 16} \quad \mathbf{w}_{(2l+7) \bmod 16}], \mathbf{w}_n = \left[e^{j \frac{2\pi n}{16}} \right]$$

[231] 또한, 아래 수학적식과 같이 $\mathbf{D}_a(l)$ 은 p 번째 행과 q 번째 열로 구성되며, 여기서 p 와 q 는 0부터 시작한다.

- 15 [232] 【수학적식 36】

$$\{\mathbf{D}_a(l)\}_{pq} = \begin{cases} e^{j \frac{2\pi \cdot ((2l + (p \bmod 4)) \bmod 16)}{16}}, & p = q, \\ 0, & p \neq q \end{cases}$$

[233] 다음으로, $\mathbf{W}^{(2)}$ 는 아래 수학적식과 같이 설정될 수 있다.

$$\mathbf{W}_2(n_1, n_2) = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{n_1} & \mathbf{e}_{n_2} \\ \mathbf{e}_{n_1} & -\mathbf{e}_{n_2} \end{bmatrix}, (n_1, n_2) \in \{(1, 5), (3, 7)\} \text{ or}$$

$$\mathbf{W}_2(n_1, n_2) = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{n_1} & \mathbf{e}_{n_2} \\ \mathbf{e}_{n_1} & -\mathbf{e}_{n_2} \end{bmatrix}, (n_1, n_2) \in \{(1, 5), (2, 6)\}.$$

[234] 다음은, 상술한 랭크 2의 4 Tx 코드북의 조건을 만족하며, 내측

- 20 프리코더(inner precoder) $\mathbf{W}^{(1)}$ 과 외측 프리코더(outer precoder) $\mathbf{W}^{(2)}$ 의 비트수가 각각 4비트와 2비트로 설정된 경우를 설명한다.

[235] 먼저, $\mathbf{W}^{(1)}$ 은 아래 수학적식과 같이 설정될 수 있다.

[236] 【수학적식 37】

$$\mathbf{W}_1(l) = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{W}}_1(l) & 0 \\ 0 & \tilde{\mathbf{W}}_1(l)\mathbf{D}_a(l) \end{bmatrix}, l \in \{0, 1, 2, \dots, 15\}$$

[237] 여기서 $\tilde{\mathbf{W}}_1(l)$ 는 아래 수학적식과 같이 설정된다.

5 [238] 【수학적식 38】

$$\tilde{\mathbf{W}}_1(l) = [\mathbf{w}_{(l) \bmod 16} \quad \mathbf{w}_{(l+1) \bmod 16} \quad \dots \quad \mathbf{w}_{(l+6) \bmod 16} \quad \mathbf{w}_{(l+7) \bmod 16}] \quad \mathbf{w}_n = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j \frac{2\pi n}{16}} \end{bmatrix}$$

[239] 또한, 아래 수학적식과 같이 $\mathbf{D}_a(l)$ 은 p 번째 행과 q 번째 열로 구성되며, 여기서 p 와 q 는 0부터 시작한다.

[240] 【수학적식 39】

$$10 \quad \{\mathbf{D}_a(l)\}_{pq} = \begin{cases} e^{j \frac{2\pi \cdot ((l+(p \bmod 4)) \bmod 16)}{16}}, & p = q, \\ 0, & p \neq q \end{cases}$$

[241] 다음으로, $\mathbf{W}^{(2)}$ 는 아래 수학적식과 같이 설정될 수 있다.

$$\mathbf{W}_2(n_1, n_2) = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{n_1} & \mathbf{e}_{n_2} \\ \mathbf{e}_{n_1} & -\mathbf{e}_{n_2} \end{bmatrix}, (n_1, n_2) \in \{(1, 5), (2, 6), (3, 7), (4, 8)\}.$$

[242] 제2 실시예

[243] 본 발명에 따른 제2 실시예는 랭크 3 또는 4의 4 Tx 코드북에 대한 것이다.

- 15 [244] 랭크(Rank) 3 또는 4의 4TX 코드북은 LTE 릴리즈 8의 4 Tx 코드북을 샘플링(sampling)하여 코드북 크기(size)를 줄이는 형태로 생성할 수 있다. 높은 랭크(high rank) 환경에서는 일반적으로 낮은 랭크(low rank)보다 시스템 성능(system performance)과 코드북 크기에 민감하지 않다. 예를 들면, 수신단이 IRC 수신단(receiver)이 아니라면, 최대 랭크(max rank)에서는 어떤
- 20 프리코더(precoder)를 이용하여도 성능에 지장을 주지 않는다. 이러한 이유로 LTE 8 Tx 코드북은 높은 랭크에서 코드북 크기가 확연히 줄어드는 형태로 설계되어 있으며 랭크 8에서는 코드북 크기가 0 비트(bit)이다. 이러한 원칙을 고려하여, 이하에서는 LTE 릴리즈-8 4 Tx 코드북을 샘플링하여 생성되는 새로운 코드북을 설명한다. 이에 따르면, 코드북 크기를 줄임으로써 피드백 오버헤드를 절감할 수 있다.

[245] LTE 릴리즈-8 4 Tx 코드북은 아래 수학식의 각 행렬에서 랭크 n 개의 열 벡터를 정해진 방식대로 선택하여 이루어진다.

[246] 예를 들어, 랭크가 4인 경우 4 Tx 코드북은 다음과 같다.

[247] 먼저, 랭크 4의 4 TX 코드북 중 BPSK 변조 방법에 대한 각 행렬은 다음

5 수학식과 같다.

[248] 【수학식 40】

$$W_0 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$W_2 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$W_8 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$W_{10} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$W_{12} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$W_{13} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$W_{14} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$W_{15} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

10

[249] 다음으로, 랭크 4의 4 TX 코드북 중 QPSK 변조 방법에 대한 각 행렬은 다음 수학식과 같다.

[250] 【수학식 41】

$$W_1 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -j & -1 & j \\ j & 1 & j & 1 \\ -1 & -j & 1 & j \\ -j & 1 & -j & 1 \end{bmatrix}$$

$$W_3 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j & -1 & -j \\ -j & 1 & -j & 1 \\ -1 & j & 1 & -j \\ j & 1 & j & 1 \end{bmatrix}$$

$$W_9 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -j & 1 & -j \\ j & 1 & -j & -1 \\ 1 & j & 1 & j \\ j & -1 & -j & 1 \end{bmatrix}$$

$$W_{11} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j & 1 & j \\ -j & 1 & j & -1 \\ 1 & -j & 1 & -j \\ -j & -1 & j & 1 \end{bmatrix}$$

15

[251] 또한, 수학식 41의 행렬은 다음 수학식과 같이 허수부의 부호가 변경될 수도 있다.

【수학식 42】

$$W_1 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j & -1 & -j \\ -j & 1 & -j & 1 \\ -1 & j & 1 & -j \\ j & 1 & j & 1 \end{bmatrix} \quad W_3 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -j & -1 & j \\ j & 1 & j & 1 \\ -1 & -j & 1 & j \\ -j & 1 & -j & 1 \end{bmatrix}$$

$$W_9 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j & 1 & j \\ -j & 1 & j & -1 \\ 1 & -j & 1 & -j \\ -j & -1 & j & 1 \end{bmatrix} \quad W_{11} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -j & 1 & -j \\ j & 1 & -j & -1 \\ 1 & j & 1 & j \\ j & -1 & -j & 1 \end{bmatrix}$$

[252] 다음으로, 랭크 4의 4 TX 코드북 중 8PSK 변조 방법에 대한 각 행렬은 다음 수학식과 같다.

[253] 【수학식 43】

$$W_4 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & -j & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1+j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & j \\ j & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & -j & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & 1 \end{bmatrix} \quad W_7 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & j & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1-j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & -j \\ -j & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & j & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & 1 \end{bmatrix}$$

$$W_5 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & j & \frac{1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & -j \\ -j & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{1+j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1+j}{\sqrt{2}} & j & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & 1 \end{bmatrix} \quad W_6 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & -j & \frac{1+j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & j \\ j & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1-j}{\sqrt{2}} & -j & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & 1 \end{bmatrix}$$

[254] 또한, 수학식 43의 행렬은 다음 수학식과 같이 허수부의 부호가 변경될 수도 있다.

$$W_4 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & j & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1-j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & -j \\ -j & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & j & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & 1 \end{bmatrix} \quad W_7 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & -j & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1+j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & j \\ j & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & -j & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & 1 \end{bmatrix}$$

$$W_5 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & -j & \frac{1+j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & j \\ j & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1-j}{\sqrt{2}} & -j & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & 1 \end{bmatrix} \quad W_6 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & j & \frac{1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & -j \\ -j & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{1+j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1+j}{\sqrt{2}} & j & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & 1 \end{bmatrix}$$

[255] 또 다른 예로서, 랭크가 3인 경우 상술한 랭크 4에 대한 4 TX 코드북에서 정해진 방식대로 3개의 열벡터를 선택하고, 정규화(normalize)를 위하여 행렬 앞의

1/2 대신 $1/\sqrt{3}$ 을 곱할 수 있다. 구체적으로, 랭크가 3인 경우 4 TX 코드북은 다음과 같다.

[256] 먼저, 랭크 3의 4 TX 코드북 중 BPSK 변조 방법에 대한 각 행렬은 다음 수학적식과 같다.

5 [257] 【수학적식 44】

$$W_0 = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$W_2 = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$W_8 = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$W_{10} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$W_{12} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$W_{13} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$W_{14} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$$

$$W_{15} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 \end{bmatrix}$$

10 [258] 다음으로, 랭크 3의 4 TX 코드북 중 QPSK 변조 방법에 대한 각 행렬은 다음 수학적식과 같다.

[259] 【수학적식 45】

$$W_1 = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -j & -1 \\ j & 1 & j \\ -1 & -j & 1 \\ -j & 1 & -j \end{bmatrix}$$

$$W_3 = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & j & -1 \\ -j & 1 & -j \\ -1 & j & 1 \\ j & 1 & j \end{bmatrix}$$

$$W_9 = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & -j \\ j & -j & -1 \\ 1 & 1 & j \\ j & -j & 1 \end{bmatrix}$$

$$W_{11} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & j \\ -j & j & -1 \\ 1 & 1 & -j \\ -j & j & 1 \end{bmatrix}$$

[260] 다음으로, 랭크 3의 4 TX 코드북 중 8PSK 변조 방법에 대한 각 행렬은 다음 수학적식과 같다.

[261] 【수학적식 46】

$$W_4 = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1+j}{\sqrt{2}} & 1 & j \\ j & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & -j & 1 \end{bmatrix}$$

$$W_7 = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & j & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1-j}{\sqrt{2}} & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & -j \\ -j & 1 & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & 1 \end{bmatrix}$$

$$W_5 = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & \frac{1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & 1 & -j \\ -j & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & \frac{1+j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1+j}{\sqrt{2}} & j & 1 \end{bmatrix}$$

$$W_6 = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -j & \frac{1+j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & j \\ j & 1 & \frac{1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1-j}{\sqrt{2}} & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & 1 \end{bmatrix}$$

[262] 랭크 3 또는 4의 4Tx 코드북을 샘플링하는 첫 번째 원칙으로 각 코드워드를 이루는 값(alphabet)을 고려한다. BPSK 변조 방법에 대한 행렬은 실수 값만 갖지만, QPSK 또는 8PSK 행렬은 허수 값도 갖는다. 단말을 구현할 때 이러한 허수 값들로 인해 계산 량이 많아지므로, BPSK 행렬의 값으로만 구성된 코드북을 설계하는 것이 유리하다.

[263] 코드북을 샘플링하는 두 번째 원칙으로 높은 랭크에서의 채널 특성을 고려한다. X-pol과 ULA 안테나는 서로다른 채널 특성을 갖기 때문에 각 안테나 설정에 특화된 서로 다른 코드북을 사용하는 것이 최적이다. 하지만 상술한 바와 같이 낮은 랭크에 비하여, 높은 랭크에서는 코드북 자체가 성능에 큰 영향을 주지 않기 때문에 하나의 코드북을 이용하는 것이 복잡성(complexity) 측면에서 바람직하다.

[264] 코드북을 샘플링하는 세 번째 원칙으로 X-pol 안테나의 채널 특성을 고려한다. X-pol과 ULA에서 모두 잘 동작하는 하나의 코드북을 생성하기 위한

- 코드북은 둘 모두의 안테나 설정의 채널 특성을 잘 반영해야 한다. 상술한 바와 같이, ULA 측면에서는 각 빔(beam)을 나타내는 열 벡터가 선형 위상 증가(linear phase increase) 속성을 갖는 것이 좋다. 하지만 안테나 간격이 조밀한 ULA에서 높은 랭크가 발생할 확률이 떨어지고, 안테나 간격이 넓은 ULA에서는 채널의 특이
- 5 벡터(singular vector)가 선형 위상 증가 속성을 갖지 않을 가능성이 높기 때문에 높은 랭크에서 코드북의 선형 위상 증가 속성을 지키는 것은 바람직하지 않다. 따라서 X-pol 채널에 보다 최적화된 코드북을 디자인하는 것이 바람직하다. 상술한 바와 같이, X-pol 채널은 수평(horizontal) 안테나와 수직(vertical) 안테나의 각 채널이 동일한 값으로 구성되고, 두 안테나 간의 위상차가 존재 한다. 따라서
- 10 릴리즈-8 코드북에서 이러한 구조를 유지하는 코드북을 선택하는 것이 바람직하다.
- [265] 상술한 3가지 원칙을 고려하여, 이하에서는 1 비트, 2 비트 또는 3 비트로 구성되는 랭크 3 또는 4용 코드북을 제안한다.
- [266] 먼저, 1 비트의 랭크 3 또는 4용 코드북은 다음과 같이 구성될 수 있다.
- [267] 1비트 코드북은 수학식 40에서 W_0 , W_2 만으로 구성될 수 있다. 각 랭크 별로
- 15 열 벡터(column vector) 치환(permutation)과 열 벡터 선택은 릴리즈-8 방식을 그대로 적용할 수 있다.
- [268] 1 비트 코드북은 상기 첫번째 원칙에 따라 BPSK 값들로 구성되고, 두번째 원칙에 따라 모든 안테나 설정에 공통 적용되며, 세번째 원칙에 따라 X-pol의 채널 구조를 만족한다.
- 20 [269] 다음으로, 2비트의 랭크 3 또는 4용 코드북은 다음과 같이 구성될 수 있다.
- [270] 2비트 코드북은 수학식 40 내지 46에서 W_0 , W_2 , W_8 , W_{10} 만으로 구성될 수 있다.
- [271] 예를 들면, 0, 2, 8, 10의 코드북 인덱스는 0 내지 3 중 하나의 값을 가지는 제2 PMI 인덱스 I_{PMI2} 를 다음 수학식에 적용하여 도출될 수 있다.
- 25 [272] 【수학식 47】
- [273]
$$2I_{PMI2} + 4 \cdot \lfloor I_{PMI2} / 2 \rfloor$$
- [274] 각 랭크 별로 열 벡터 치환과 열 벡터 선택은 상술한 바와 같이 릴리즈-8 방식을 그대로 적용할 수 있다.

[275] 2비트 코드북은 상기 첫번째 원칙에 따라 BPSK 값들로 구성되고, 두번째 원칙에 따라 모든 안테나 설정에 공통 적용되며, 세번째 원칙에 따라 X-pol의 채널 구조를 만족한다.

[276] 다른 예로서, 2비트의 랭크 3 또는 4용 코드북은 수학식 40 내지 46에서 W1, W3, W9, W11만으로 구성될 수 있다. 각 랭크 별로 열 벡터(column vector) 치환(permutation)과 열 벡터 선택은 릴리즈-8 방식을 그대로 적용할 수 있다. 이러한 코드북은 상기 QPSK 값들로 구성되고, 두번째 원칙에 따라 모든 안테나 설정에 공통 적용되며, 세번째 원칙에 따라 X-pol의 채널 구조를 만족한다.

[277] 또 다른 예로서, 2비트의 랭크 3 또는 4용 코드북은 수학식 40 내지 46에서 W4, W5, W6, W7만으로 구성될 수 있다. 각 랭크 별로 열 벡터(column vector) 치환(permutation)과 열 벡터 선택은 릴리즈-8 방식을 그대로 적용할 수 있다. 이러한 코드북은 8PSK 값들로 구성되고, 두번째 원칙에 따라 모든 안테나 설정에 공통 적용되며, 세번째 원칙에 따라 X-pol의 채널 구조를 만족한다.

[278] 다음으로, 3비트의 랭크 3 또는 4용 코드북은 다음과 같이 구성될 수 있다.
[279] 3비트 코드북은 수학식 40 내지 46에서 W0, W2, W8, W10, W12, W13, W14, W15만으로 구성될 수 있다. 각 랭크 별로 열 벡터 치환과 열 벡터 선택은 릴리즈-8 방식을 그대로 적용할 수 있다.

[280] 3비트 코드북은 상기 첫번째 원칙에 따라 BPSK 값들로 구성되고, 두번째 원칙에 따라 모든 안테나 설정에 공통 적용된다. 하지만 W12, W13, W14, W15은 X-pol의 채널 구조를 만족하지 못하므로 세번째 원칙을 따르지 않는다.

[281] 다른 예로서, 3 비트 코드북은 수학식 40 내지 46에서 W0, W2, W8, W10, W1, W3, W9, W11 만으로 코드북을 구성될 수 있다. 각 랭크 별로 열 벡터 치환과 열 벡터 선택은 릴리즈-8 방식을 그대로 적용한다. 상기 코드북은 상기 첫번째 원칙을 만족하지는 못한다. 하지만 두번째 원칙에 따라 모든 안테나 설정에 공통 적용되며, 세번째 원칙에 따라 X-pol의 채널 구조를 만족한다.

[282] 또 다른 예로서, 3비트의 코드북은 수학식 40 내지 46에서 W0, W2, W8, W10, W4, W5, W6, W7 만으로 구성될 수 있다. 각 랭크 별로 열 벡터 치환과 열 벡터 선택은 릴리즈-8 방식을 그대로 적용한다. 상기 코드북은 상기 첫번째 원칙을 만족하지는 못한다. 하지만 두번째 원칙에 따라 모든 안테나 설정에 공통 적용되며, 세번째 원칙에 따라 X-pol의 채널 구조를 만족한다.

[283] 다음으로, 0비트 코드북으로서, 랭크 3은 상술한 코드북을 사용하더라도, 랭크 4에 대해서는 코드북을 만들지 않을 수 있다. 즉, 랭크 4 코드북은 4by4 항등행렬로 고정한다.

[284] 제3 실시예

- 5 [285] 본 발명에 따른 제3 실시예는 랭크 3, 4인 경우 PUCCH 피드백 모드에 따른 코드북 서브샘플링 방법에 대한 것이다.

[286] LTE 릴리즈-12에서 종래의 코드북보다 개선된 4 Tx 코드북의 도입이 논의되고 있다. 이하에서는, 랭크 1,2 에 대해서 W1, W2 듀얼(dual) 코드북 구조를 갖는 새로운 코드북이 도입되고, 랭크 3,4에 대해서는 기존 릴리즈-8 코드북이 사용되는
10 경우 PUCCH 피드백 모드 1-1과 2-1의 코드북 서브샘플링을 제안한다.

[287] 먼저, PUCCH 피드백 모드 1-1은 듀얼 코드북 구조를 사용하는 경우 서브모드(submode) A와 B가 존재한다.

[288] 도 15는 PUCCH 피드백 모드 1-1의 서브모드 A를 예시한다.

[289] 도 15를 참조하면, 광대역(wideband) W2와 광대역 CQI는 오프셋(offset) 1과
15 주기 2로 설정되고, RI와 W1은 오프셋 0, 주기 16로 설정 되었다.

[290] 8Tx 코드북에서는 RI와 W1이 아래 표 1 과 같이 5 비트로 결합 엔코딩(joint encoding) 되었으며 이때 W1은 아래와 같이 서브샘플링 되었다. 이는 RI와 W1의 페이로드 크기를 줄여 낮은 코딩율(coding rate)로 정보를 리포트하기 위함이다. RI는 나머지 PMI, CQI가 참조하는 값이므로 RI 값에 디코딩 오류(decoding error)가
20 발생하지 않도록 낮은 코딩율로 엔코딩 해야 한다.

[291] 【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

[292] LTEA 릴리즈-12에서 랭크 1,2 에 대해 4Tx 듀얼 코드북이 도입되고, 랭크 3,4에 대해서는 기존 릴리즈-8 4Tx 코드북이 사용되는 경우, 8Tx의 경우와 유사하게 서브샘플링된 W1과 RI를 결합 엔코딩(joint encoding)하여 5비트 이하로 설정할 수 있다. 예를 들면, 아래 표 2 내지 4 중 하나에 따라 랭크 3,4에 대해 3비트로 코드북을 서브샘플링할 수 있다.

[293] 【표 2】

hypotheses	RI	W1 values
0-k	1	To Be Determined
(k+1)-n	2	To Be Determined
(n+1)-(n+8)	3	{0,2,8,10,12,13,14,15}
(n+9)-(n+16)	4	{0,2,8,10,12,13,14,15}

[294] 【표 3】

hypotheses	RI	W1 values
0-k	1	To Be Determined
(k+1)-n	2	To Be Determined
(n+1)-(n+8)	3	{0,2,8,10,1,3,9,11}
(n+9)-(n+16)	4	{0,2,8,10,1,3,9,11}

hypotheses	RI	W1 values
0-k	1	To Be Determined
(k+1)-n	2	To Be Determined
(n+1)-(n+8)	3	{0,2,8,10,4,5,6,7}
(n+9)-(n+16)	4	{0,2,8,10,4,5,6,7}

[296] 상기 표 2 내지 4 중 하나는 랭크 3,4에대한 서브샘플링 방식으로 설정될 수 있다. 즉, 상술한 코드북을 서브샘플링하는 원칙에 따라 킬리즈-8 코드북으로부터 5 서브샘플링 된 3비트 코드북을 PUCCH 피드백 모드 1-1에 동일하게 적용할 수 있다.

[297] Mode 1-1에서는 랭크 3,4의 W2를 전송하지 않는다. 즉, 랭크 3,4는 PMI로 W1만 존재한다. 상기 표 2 내지 4에서 랭크 1,2의 “To Be Determined” 은 8Tx의 경우와 동일하게 {0,2,4,6,8,10,12,14}로 결정될 수 있으며 이때 k와 n은 각각 7, 15이다.

10 [298] 다음으로, PUCCH 피드백 모드 2-1은 듀얼 코드북 구조를 사용하는 경우 PTI 값에 따라 두 가지 방식으로 정의된다. 도 16은 PTI 값에 따른 PUCCH 피드백 모드 2-1을 예시한다. 오프셋 1과 주기 2로 열리는 PUCCH 피드백 자원에서 광대역 W1은 8 서브프레임 주기로 나타나며, 광대역 W2와 CQI가 나머지에서 나타난다. RI와 PTI는 주기 16, 오프셋 0으로 설정되었다. PTI 가 1로 설정되는 경우 협대역(subband) W2와 15 협대역 CQI 그리고 협대역 인덱스(index)를 나타내는 L 비트 정보가 도 16과 같이 리포트 된다.

[299] 8Tx 코드북에서는 협대역 W2와 협대역 CQI 그리고 협대역 인덱스를 나타내는 L 비트 정보가 리포트 될 때 아래의 표 5와 같이 W2를 서브샘플링 한다. 이와 같은 서브샘플링 방식을 통해 PUCCH 포맷 2의 페이로드 크기인 11비트내에서 정보를 20 전송할 수 있다.

[300] 【표 5】

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

[301] LTEA 릴리즈-12에서 랭크 1,2 에 대해 4Tx 듀얼 코드북이 도입되고, 랭크 3,4에 대해서는 기존 릴리즈-8 4Tx 코드북이 사용되는 경우, PUCCH 포맷 2의 페이로드 크기를 넘지 않도록 8Tx의 경우와 유사하게 W2를 서브샘플링 해야한다. 랭크 3,4에서 5 CQI는 7비트, L은 최대 2비트 이므로 W2를 2비트로 다음과 같이 서브샘플링한다. 즉, 랭크 3,4에 대해 아래의 표 6 내지 8 중 하나와 같이 서브샘플링을 수행할 수 있다.

[302] 【표 6】

RI	W2 values
1	{0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,10,11,12,13,14,15}
2	To Be Determined
3	{0,2,8,10 }
4	{0,2,8,10 }

[303] 【표 7】

RI	W2 values
1	{0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,10,11,12,13,14,15}
2	To Be Determined
3	{1,3,9,11}
4	{1,3,9,11}

[304] 【표 8】

RI	W2 values
1	{0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,10,11,12,13,14,15}
2	To Be Determined
3	{4,5,6,7}
4	{4,5,6,7}

[305] 상기 표 6 내지 8 중 하나는 랭크 3,4에 대한 서브샘플링 방식으로 설정될 수 있다. 즉, 상술한 코드북을 서브샘플링하는 원칙에 따라 릴리즈-8 코드북으로부터 서브샘플링 된 2비트 코드북을 PUCCH 피드백 모드 2-1에 동일하게 적용할 수 있다.

[306] 모드 2-1에서는 랭크 3,4의 W1를 전송하지 않는다. 즉, 랭크 3,4는 PMI로 W2만 존재한다. 상기 표 6 내지 8에서 랭크 2의 “To Be Determined”은 8Tx의 경우와 동일하게 {0,2,4,6,8,10,12,14}로 결정될 수 있으며 이때 n은 23 이다.

10 [307] 제4 실시예

[308] 본 발명에 따른 제4 실시예는 랭크 1,2에 대해 W1, W2 듀얼 코드북구조를 갖는 새로운 코드북이 도입되었을 때 코드북 서브샘플링 방식에 대한 것이다.

[309] 먼저, 랭크 1, 2를 위한 코드북 W1은 다음과 같이 설정될 수 있다.

[310] 【수학식 48】

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

$$\mathbf{X}_n = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ q_1^{(n) \bmod 16} & q_1^{(n+1) \bmod 16} & q_1^{(n+2) \bmod 16} & q_1^{(n+3) \bmod 16} \end{bmatrix}$$

$$q_1 = \exp(j2\pi/16)$$

[311] 다음으로, 랭크 1, 2를 위한 코드북 W2는 다음과 같이 설정될 수 있다.

[312] 【수학식 49】

$$W_2 \in C_2 = \left\{ \begin{bmatrix} Y \\ Y \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} Y \\ jY \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} Y \\ -Y \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} Y \\ -jY \end{bmatrix} \right\}$$

$$Y \in \{\tilde{e}_1, \tilde{e}_2, \tilde{e}_3, \tilde{e}_4\}$$

5 [313] 여기서, $\tilde{e}_n$ 는 n번째 요소(element)가 1의 값을 가지고, 나머지는 모두 영을 가지는 4x1 섹터 벡터를 나타낸다.

[314] 즉, 랭크 1을 위한 C2는 아래 수학식과 같이 16개의 벡터로 구성되며, 코드워드 인덱스는 아래 수식의 순서를 그대로 따른다. 즉, 아래 수식에서 첫 번째 벡터가 인덱스 0이며 오름차순으로 인덱싱한다.

10 [315] 【수학식 50】

$$C_2 = \left\{ \begin{bmatrix} \tilde{e}_1 \\ \tilde{e}_1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \tilde{e}_1 \\ j\tilde{e}_1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \tilde{e}_1 \\ -\tilde{e}_1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \tilde{e}_1 \\ -j\tilde{e}_1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \tilde{e}_2 \\ \tilde{e}_2 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \tilde{e}_2 \\ j\tilde{e}_2 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \tilde{e}_2 \\ -\tilde{e}_2 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \tilde{e}_2 \\ -j\tilde{e}_2 \end{bmatrix}, \right. \\ \left. \begin{bmatrix} \tilde{e}_3 \\ \tilde{e}_3 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \tilde{e}_3 \\ j\tilde{e}_3 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \tilde{e}_3 \\ -\tilde{e}_3 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \tilde{e}_3 \\ -j\tilde{e}_3 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \tilde{e}_4 \\ \tilde{e}_4 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \tilde{e}_4 \\ j\tilde{e}_4 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \tilde{e}_4 \\ -\tilde{e}_4 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \tilde{e}_4 \\ -j\tilde{e}_4 \end{bmatrix} \right\}$$

$$W_2 \in C_2 = \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 \\ Y_1 & -Y_2 \end{bmatrix}, \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 \\ jY_1 & -jY_2 \end{bmatrix} \right\}$$

$$(Y_1, Y_2) \in \{(\tilde{e}_1, \tilde{e}_1), (\tilde{e}_2, \tilde{e}_2), (\tilde{e}_3, \tilde{e}_3), (\tilde{e}_4, \tilde{e}_4), (\tilde{e}_1, \tilde{e}_2), (\tilde{e}_2, \tilde{e}_3), (\tilde{e}_1, \tilde{e}_4), (\tilde{e}_2, \tilde{e}_4)\}$$

15 [316] 즉, 랭크 2를 위한 C2는 아래 표와 같이 16개의 벡터로 구성되며, 코드워드 인덱스는 아래 표의 순서를 그대로 따른다. 즉, 아래 표에서 첫 번째 벡터가 인덱스 0이며 오름차순으로 인덱싱한다.

[317] 【표 9】

랭크2의 W2 인덱스	
0	$\begin{bmatrix} \tilde{e}_1 & \tilde{e}_1 \\ \tilde{e}_1 & -\tilde{e}_1 \end{bmatrix}$
1	$\begin{bmatrix} \tilde{e}_1 & \tilde{e}_1 \\ j\tilde{e}_1 & -j\tilde{e}_1 \end{bmatrix}$

2	$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{e}}_2 & \tilde{\mathbf{e}}_2 \\ \tilde{\mathbf{e}}_2 & -\tilde{\mathbf{e}}_2 \end{bmatrix}$
3	$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{e}}_2 & \tilde{\mathbf{e}}_2 \\ j\tilde{\mathbf{e}}_2 & -j\tilde{\mathbf{e}}_2 \end{bmatrix}$
4	$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{e}}_3 & \tilde{\mathbf{e}}_3 \\ \tilde{\mathbf{e}}_3 & -\tilde{\mathbf{e}}_3 \end{bmatrix}$
5	$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{e}}_3 & \tilde{\mathbf{e}}_3 \\ j\tilde{\mathbf{e}}_3 & -j\tilde{\mathbf{e}}_3 \end{bmatrix}$
6	$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{e}}_4 & \tilde{\mathbf{e}}_4 \\ \tilde{\mathbf{e}}_4 & -\tilde{\mathbf{e}}_4 \end{bmatrix}$
7	$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{e}}_4 & \tilde{\mathbf{e}}_4 \\ j\tilde{\mathbf{e}}_4 & -j\tilde{\mathbf{e}}_4 \end{bmatrix}$
8	$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{e}}_1 & \tilde{\mathbf{e}}_2 \\ \tilde{\mathbf{e}}_1 & -\tilde{\mathbf{e}}_2 \end{bmatrix}$
9	$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{e}}_1 & \tilde{\mathbf{e}}_2 \\ j\tilde{\mathbf{e}}_1 & -j\tilde{\mathbf{e}}_2 \end{bmatrix}$
10	$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{e}}_2 & \tilde{\mathbf{e}}_3 \\ \tilde{\mathbf{e}}_2 & -\tilde{\mathbf{e}}_3 \end{bmatrix}$
11	$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{e}}_2 & \tilde{\mathbf{e}}_3 \\ j\tilde{\mathbf{e}}_2 & -j\tilde{\mathbf{e}}_3 \end{bmatrix}$
12	$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{e}}_1 & \tilde{\mathbf{e}}_4 \\ \tilde{\mathbf{e}}_1 & -\tilde{\mathbf{e}}_4 \end{bmatrix}$
13	$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{e}}_1 & \tilde{\mathbf{e}}_4 \\ j\tilde{\mathbf{e}}_1 & -j\tilde{\mathbf{e}}_4 \end{bmatrix}$
14	$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{e}}_2 & \tilde{\mathbf{e}}_4 \\ \tilde{\mathbf{e}}_2 & -\tilde{\mathbf{e}}_4 \end{bmatrix}$
15	$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{e}}_2 & \tilde{\mathbf{e}}_4 \\ j\tilde{\mathbf{e}}_2 & -j\tilde{\mathbf{e}}_4 \end{bmatrix}$

[318] PUCCH 피드백 모드 1-1은 듀얼 코드북 구조를 사용하는 경우 서브모드 A와 B가 존재한다. 도 17은 상기 새로운 코드북이 적용될 때 서브모드 B를 예시한다.

[319] 도 17을 참조하면, 광대역 W1/W2와 광대역 CQI는 오프셋 1과 주기 2로 설정되었고, RI와 W1은 오프셋 0, 주기 16로 설정 되었다.

5 [320] 8Tx 코드북에서는 W1, W2가 아래 표와 같이 서브샘플링 되어 광대역 W1/W2와 광대역 CQI가 리포트 된다.

[321] 【표 10】

RI	PMI for W1		PMI for W2		total
	#bits	values	#bits	values	#bits
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

[322] 랭크 1, 2의 8Tx W1은 아래 수학적식과 같이 정의된다. 즉 i 번째 PMI와

10 i+1번째 PMI는 두 개의 중첩된 DFT 벡터를 공유하게 된다. 이렇게 인접 PMI간에 2개의 DFT 벡터를 중첩시킴으로써 채널을 보다 정확하게 피드백 할 수 있다. 하지만 제한된 PUCCH 자원을 고려하여, 짝수 번째 W1의 PMI를 짝수 번째로 제한하여 서브샘플링 할 수 있다. 짝수 번째 PMI 들 간에는 중첩된 DFT 벡터가 존재하지 않지만, UE는 W1을 이용하여 여전히 32개의 전체 DFT 벡터를 모두 표현 할 수

15 있으므로 성능 열화를 최소화할 수 있다.

[323] 【수학적식 50】

$$\mathbf{B} = [\mathbf{b}_0 \quad \mathbf{b}_1 \quad \dots \quad \mathbf{b}_{31}] \quad , \quad [\mathbf{B}]_{1+m, 1+n} = e^{j \frac{2\pi mn}{32}} \quad , \quad m = 0, 1, 2, 3, n = 0, 1, \dots, 31$$

$$\mathbf{X}^{(k)} \in \left\{ \left[\mathbf{b}_{2k \bmod 32} \quad \mathbf{b}_{(2k+1) \bmod 32} \quad \mathbf{b}_{(2k+2) \bmod 32} \quad \mathbf{b}_{(2k+3) \bmod 32} \right] : k = 0, 1, \dots, 15 \right\}$$

$$\mathbf{W}_1^{(k)} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}^{(k)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{X}^{(k)} \end{bmatrix}$$

$$\text{Codebook 1: } \mathbf{C}_1 = \left\{ \mathbf{W}_1^{(0)}, \mathbf{W}_1^{(1)}, \mathbf{W}_1^{(2)}, \dots, \mathbf{W}_1^{(15)} \right\}$$

[324] 8 Tx 코드북 서브샘플링과 유사하게 새로운 4Tx 코드북에서도 서브샘플링이 필요하며 랭크 1,2에 대해 아래의 표와같이 서브샘플링 할 수 있다.

[325] 【표 11】

RI	PMI for W1		PMI for W2		total
	#bits	values	#bits	values	#bits
1	2	{0, 4, 8, 12}	2	{0, 2, k1, k2}	4
2	2	{0, 4, 8, 12}	2	{k3, k4, k5, k6}	4

5 [326] 먼저, 4 Tx 코드북의 W1 서브샘플링을 설명하면 다음과 같다.

[327] 4 Tx 코드북의 W1 서브샘플링은 8Tx 코드북에서의 W1 서브샘플링과 유사하게 수행할 수 있다. 상기 표에서 W1 은 i 번째 PMI와 i+1번째 PMI가 세 개의 중첩된 DFT 벡터를 공유하게 된다. 또한 i 번째 PMI와 i+2번째 PMI가 두 개의 중첩된 DFT 벡터를 공유하고 i 번째 PMI와 i+3번째 PMI가 한 개의 중첩된 DFT 벡터를 공유한다.

10 [328] 즉, 제한된 PUCCH 자원을 고려하여, 중첩되어 있는 PMI를 제외하고 W1의 PMI를 {0, 4, 8, 12}으로 서브샘플링 할 수 있다. 서브샘플링된 PMI 들 간에는 중첩된 DFT 벡터가 존재하지 않지만 UE는 W1을 이용하여 여전히 16개의 전체 DFT 벡터를 모두 표현 할 수 있으므로 성능 열화를 최소화할 수 있다.

[329] 다음으로, 랭크 1인 경우에 4 Tx 코드북의 W2 서브샘플링을 설명하면 다음과 같다.

[330] 랭크 1인 경우에 4 Tx 코드북의 W2 서브샘플링은 인덱스 k1, k2, k3, k4, k5, k6 설정에 따라 다양한 방식으로 구현 할 수 있다.

[331] 랭크 1에서 W2 PMI 0, 2를 이용하여 W1의 DFT 벡터 중 첫 번째 벡터를 선택하고, 편광된 안테나 그룹들(polarized antenna groups) 사이의 위상 천이(phase shift)를 1 또는 -1로 나타낼 수 있다. 추가적으로, K1, k2를 이용하여 위상 천이의 입도(granularity)를 높이거나 W1의 벡터 선택자(selector)를 설정할 수 있다.

[332] 위상 천이의 입도(granularity)를 높이기 위해서 k1, k2를 1,3으로 설정하면 랭크 1에서 위상 천이 값을 1, -1, -j, j로 나타낼 수 있다.

[333] 또는, 벡터 선택자(selector)를 설정하기 위해서 k1, k2를 8, 10으로
25 설정하면 랭크 1에서 위상 천이를 1 또는 -1로 나타낼 수 있고, W1의 DFT 벡터 중 첫 번째 벡터 또는 세 번째 벡터를 선택 할 수 있다.

[334] 또는, 벡터 선택자를 설정하기 위해서 k_1, k_2 를 4, 6으로 설정하면 랭크 1에서 위상 천이를 1 또는 -1로 나타낼 수 있고, W1의 DFT 벡터 중 첫 번째 벡터 또는 두 번째 벡터를 선택 할 수 있다. (k_1, k_2)를 (4,6) 으로 설정하면 (8,10)으로 설정하는 것에 비하여 상관(correlation)이 큰 두 DFT 벡터를 선택 가능하다. 즉, 5 채널이 시간 또는 주파수 영역에서 느리게 변할 경우 (4,6)으로 설정하여 피드백 정확도를 개선시킬 수 있다.

[335] 다음으로, 랭크 2인 경우에 4 Tx 코드북의 W2 서브샘플링을 설명하면 다음과 같다.

[336] 8Tx 코드북 서브샘플링을 포함하도록 랭크 2에서 k_3, k_4 를 각각 0, 1로 10 설정하고 k_5, k_6 에 대해 다음과 같은 값들을 고려할 수 있다.

[337] 랭크 2에서 W2 PMI 0, 1을 이용하여 W1의 DFT 벡터 중 첫 번째 벡터를 선택하고, 편광된 안테나 그룹들(polarized antenna groups) 사이의 위상 천이를 첫번째 레이어(layer)에 대해 1 그리고 두번째 레이어에 대해 -1로 나타내거나, 첫번째 레이어에 대해 j 그리고 두번째 레이어에 대해 $-j$ 로 나타낼 수 있다. 또한, 15 k_5, k_6 를 이용하여 W1의 벡터 선택자를 설정할 수 있다.

[338] 벡터 선택자를 설정하기 위해서 k_5, k_6 를 4, 5로 설정하면 랭크 2에서 위상 천이를 (1, -1) 또는 ($j, -j$)로 나타낼 수 있고, W1의 DFT 벡터 중 첫 번째 벡터 또는 세 번째 벡터를 선택 할 수 있다.

[339] 또는, 벡터 선택자를 설정하기 위해서 k_5, k_6 를 2, 3으로 설정하면 랭크 20 1에서 위상 천이를 (1, -1) 또는 ($j, -j$)로 나타낼 수 있고, W1의 DFT 벡터 중 첫 번째 벡터 또는 두 번째 벡터를 선택 할 수 있다. (k_5, k_6)를 (2,3) 으로 설정하면 (4,5)으로 설정하는 것에 비해 상관(correlation)이 큰 두 DFT 벡터를 선택 가능하다. 즉, 채널이 시간 또는 주파수 영역에서 느리게 변할 경우 (2,3)으로 설정하여 피드백 정확도를 개선시킬 수 있다.

25 [340] 또한, k_3, k_4, k_5, k_6 를 각각 0, 2, 4, 6으로 설정하여 두 레이어의 위상 천이 값을 (1, -1)로 고정시키고, 네 개의 선택자를 설정 할 수 있다. 즉, 이렇게 설정할 경우 W1의 DFT 벡터 중 1,2,3,4 번째 벡터를 선택 할 수 있다.

[341] 한편, 상술한 예시에 나타난 $k_1, k_2, k_3, k_4, k_5, k_6$ 값 이외에 다양한 값들을 고려할 수 있으며, 이 값들은 기지국이 UE에게 상위 계층 시그널링(예를 들면, RRC 30 시그널링)을 통해 반정적(semi static)으로 설정할 수 있다. 즉, 피드백 오버헤드를

줄이기 위해 기지국과 UE는 다양한 코드북 서브샘플링 방식을 약속해 놓고 기지국이 UE에게 한 가지 방식을 지정할 수 있다.

[342] 제5 실시예

[343] 본 발명에 따른 제5 실시예는 아래의 4Tx 코드북이 이용될 경우 코드북
5 서브샘플링 방법에 대한 것이다.

[344] 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 CQI를 지원한다. 타입 1a 보고는 협대역 CQI 및 제2 PMI 피드백을 지원한다. Type 2, Type 2b, 및 Type 2c 보고는 광대역 CQI 및 PMI
10 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.

[345] 이하에서는, 아래의 4Tx 코드북이 사용될 경우 W1 서브샘플링 방법을 제안한다.

15 [346] 아래의 서브샘플링 방식은 PUCCH 피드백 모드 1-1의 서브모드 A와 서브모드 B에서 타입 5 보고, 타입 2c 보고에 적용될 수 있다. 아래의 코드북 W1은 상관 채널(correlated channel) 환경에서 높은 성능을 보장하기 위해 $n=0,1,\dots,7$ 까지의 코드워드를 설정하여 조밀한 DFT 벡터들이 하나의 W1을 구성하도록 하였다. 또한, 비상관 채널(uncorrelated channel) 환경에서 높은 성능을 보장하기 위해
20 $n=8,9,\dots,15$ 까지의 코드워드를 설정하여 덜 조밀한 DFT 벡터들이 하나의 W1을 구성하도록 하였다.

[347] 4 Tx 코드북은 다음과 같이 두 행렬의 곱으로 나타낼 수 있다.

[348] 【수학식 51】

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

25 [349] 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.

[350] 【수학식 52】

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

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

[352] 【수학식 53】

$$\mathbf{X}_n = \begin{cases} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ q_1^{2n} & q_1^{2n+1} & q_1^{2n+2} & q_1^{2n+3} \end{bmatrix} & n = 0, 1, \dots, 7 \\ \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ q_1^{2(n-8)} & q_1^{2(n-8)+2} & q_1^{2(n-8)+4} & q_1^{2(n-8)+6} \end{bmatrix} & n = 8, 9, \dots, 15 \end{cases}, \quad q_1 = e^{2\pi j/16}$$

5 [353] 랭크 1을 위한 코드북 $\mathbf{W}_2$ 는 다음과 같이 설정될 수 있다.

[354] 【수학식 54】

$$\mathbf{W}_2 \in C_2 = \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 \\ q_2^{m_{r2}} \mathbf{Y}_2 \end{bmatrix} \right\}, \quad q_2 = e^{2\pi j/8}$$

$$(\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2) \in \begin{cases} \{(\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_1), (\mathbf{e}_3, \mathbf{e}_3)\} & m_{r2} = 0, 2, 4, 6 \\ \{(\mathbf{e}_2, \mathbf{e}_2), (\mathbf{e}_4, \mathbf{e}_4)\} & m_{r2} = 1, 3, 5, 7 \end{cases}$$

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

10 [356] 【수학식 54】

$$[357] \quad \mathbf{W}_2 \in C_2 = \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ q_2^{m_{r2}} \mathbf{Y}_1 & -q_2^{m_{r2}} \mathbf{Y}_2 \end{bmatrix} \right\}, \quad q_2 = e^{2\pi j/8}$$

$$[358] \quad (\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2) \in \{(\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_1), (\mathbf{e}_2, \mathbf{e}_2), (\mathbf{e}_3, \mathbf{e}_3), (\mathbf{e}_4, \mathbf{e}_4), (\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_3), (\mathbf{e}_2, \mathbf{e}_4), (\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_4), (\mathbf{e}_2, \mathbf{e}_3)\}, \quad m_{r2} = 0, 2$$

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

15 [360] $\mathbf{W}_1$ 의 서브샘플링은 상기 언급한 $\mathbf{W}_1$ 의 특성을 반영하여 수행하는 것이 효과적이다. 즉 4 비트 $\mathbf{W}_1$ 을 2비트 $\mathbf{W}_1$ 으로 서브샘플링 할 때, 상관 채널 (correlated channel) 환경에서 높은 성능을 보장하기 위해 $n=0, 1, \dots, 7$ 까지의 코드워드를 서브샘플링 한다. 향후, 기지국과 단말이 점차 소형화 되고 안테나 숫자가 늘어나 안테나 간격이 좁아 지게 되면 보다 높은 확률로 상관 채널(correlated channel)이
20 형성된다. 따라서 $n=0, 1, \dots, 7$ 까지의 코드워드를 서브샘플링 하는 것이 효과적일 수 있다.

[361] 또는, 4비트 W1을 2비트 W1으로 서브샘플링 할 때, 비상관(uncorrelated channel) 환경에서 높은 성능을 보장하기 위해 $n=8,9,\dots,15$ 까지의 코드워드를 서브샘플링 한다. 특정 통신 사업자가 안테나 간격이 넓은 기지국을 설치할 경우 이러한 서브샘플링 방식이 유리하다.

5 [362] 또는, 4비트 W1을 2비트 W1으로 서브샘플링 할 때, 비상관 채널 환경과 상관 채널 환경에서 둘 다 좋은 성능을 보장하기 위해 $n=0,1,\dots,7$ 중 일부 코드워드와 $n=8,9,\dots,15$ 중 일부 코드워드를 서브샘플링 한다. 예를 들어 짝수 n 만을 서브샘플링하여 코드워드를 구성할 수 있다.

[363] 상술한 W1 서브샘플링 방식 중 하나에 대한 정보를 기지국이 UE로 전송할 수
10 있다. 구체적으로 CSI 프로세스 설정에 추가된 정보를 이용하여 W1 서브샘플링 방식을 지정할 수 있다. 또한, W2도 여러가지 서브샘플링 방식이 존재한다면 기지국이 UE로 시그널링할 수 있다.

[364] 제6 실시예

[365] LTE 릴리즈-12에서 4 Tx 코드북의 랭크 1, 2에 대해서는 성능 향상을 위하여
15 듀얼 코드북 구조의 새로운 코드북을 도입하고, 랭크 3, 4에 대해서는 기존의 릴리즈-8 코드북 사용을 고려하고 있다.

[366] 4 Tx 코드북의 랭크 1, 2에서는 PMI 정보가 W1과 W2의 형태로 이루어진 듀얼 코드북 구조를 취하기 때문에, 8 Tx 코드북을 위한 PUCCH 피드백 모드 2-1을 그대로 사용할 수 있다. 도 18은 PTI 값에 따른 PUCCH 피드백 모드 2-1을 예시한다. 도 18을
20 참조하면, 오프셋 1과 주기 2로 열리는 PUCCH 피드백 자원에서 광대역 W1은 8 서브프레임 주기로 나타나며, 광대역 W2와 CQI가 나머지에서 나타난다. RI와 PTI는 주기 16, 오프셋 0으로 설정되었다. PTI 가 1로 설정되는 경우 협대역(subband) W2와 협대역 CQI 그리고 협대역 인덱스(index)를 나타내는 L 비트 정보가 도 16과 같이 리포트 된다.

25 [367] 그러나, 4 Tx 코드북의 랭크 3, 4 경우, PMI 정보는 W1과 W2의 형태로 이루어진 듀얼 코드북 구조가 아닌, W로 이루어지는 단일 행렬 코드북 구조를 취하게 된다. 따라서 듀얼 코드북을 지원하는 도 18과 같은 PUCCH 피드백 모드 2-1을 그대로 사용하기 어렵다. 예를 들면, 랭크 3, 4인 경우 PTI의 값이 불필요하다.

[368] 이하에서는, 4 Tx 코드북에서 랭크 3, 4 를 위한 PUCCH 피드백 모드 2-1을
30 지원하기 위하여 두 가지 피드백 방식을 제안한다.

[369] 첫번째 피드백 방식은, 랭크에 따라 피드백 모드 2-1의 피드백

구조(framework)가 변경되는 방식이다.

[370] 첫번째 피드백 방식을 따르면, 랭크 1,2에서 PUCCH 피드백 모드 2-1은 도 18과 같이 기존 방식을 이용하고, 랭크 3,4에서 PUCCH 피드백 모드 2-1은 도 19의 예와 같이 설정될 수 있다. 도 19를 참조하면, 오프셋 1과 주기 2로 열리는 PUCCH 피드백 자원에서 PMI 정보 W와 광대역 CQI는 8 서브프레임 주기로 나타나고, 협대역 CQI와 협대역 인덱스를 나타내는 L 비트 정보는 나머지에서 나타난다. RI와 PTI는 주기 16, 오프셋 0으로 설정된다. 즉, 랭크에 따라 피드백 모드 2-1의 피드백 구조(framework)가 변경될 수 있다.

- 10 [371] 랭크 1, 2에서는 UE가 PTI 값을 결정하여 피드백 하면, 기지국은 이를 유효한 값으로 해석하여 타입(type)을 결정한다. 반면, 랭크 3, 4에서 UE는 PTI=0으로 결정하거나 PTI=1로 결정하여 피드백 할 수 있다. 기지국에서는 RI가 랭크 3 혹은 4를 가리킬 경우, PTI 값을 해석하지 않고 무시한다. 또는 UE가 PTI=1로 항상 고정하여 피드백하고 기지국도 이를 인지한다. 유사하게 UE가 PTI=0으로 항상
- 15 고정하여 피드백하고 기지국도 이를 인지할 수도 있다.

[372] RI가 다시 랭크 1 혹은 2를 가리킬 경우 UE는 PTI 값을 결정하여 피드백하고 기지국도 이를 무시하지 않고 해석하여 타입(type)을 결정한다.

[373] 두번째 피드백 방식은, 랭크에 따라 선택 가능한 PTI를 제한하는 방식이다.

- [374] 두번째 피드백 방식에 따르면, 랭크 3,4에서 PUCCH 피드백 모드 2-1은 도 20의 예와 같이 설정될 수 있다. 도 20을 참조하면, 오프셋 1과 주기 2로 열리는 PUCCH 피드백 자원에서 광대역 W와 광대역 CQI는 8 서브프레임 주기로 나타나며, 협대역 W와 협대역 CQI와 협대역 인덱스를 나타내는 L 비트 정보는 나머지에서 나타난다. RI와 PTI는 주기 16, 오프셋 0으로 설정된다.
- 20

- [375] 협대역 W와 협대역 CQI와 협대역 인덱스를 나타내는 L 비트 정보를 보고할 때는 PUCCH 포맷 2의 페이로드 크기를 넘지 않도록 8Tx의 경우와 유사하게 W2를 서브샘플링 해야한다. 랭크 3,4에서 CQI는 7비트, L은 최대 2비트 이므로 랭크 3,4에 대해 아래의 표 12 내지 14 중 하나와 같이 W2의 2비트 서브샘플링을 수행할 수 있다.
- 25

[376] 【표 12】

RI	W2 values
1	{0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,10,11,12,13,14,15}
2	To Be Determined
3	{0,2,8,10 }
4	{0,2,8,10 }

[377] 【표 13】

RI	W2 values
1	{0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,10,11,12,13,14,15}
2	To Be Determined
3	{1,3,9,11}
4	{1,3,9,11}

[378] 【표 14】

RI	W2 values
1	{0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,10,11,12,13,14,15}
2	To Be Determined
3	{4,5,6,7}
4	{4,5,6,7}

5

[379] 상기 표 12 내지 14 중 하나는 W2의 2비트 서브샘플링 방식으로 설정될 수 있다.

[380] UE와 기지국은 W1은 단위 행렬 (identity matrix)로 약속하고, UE는 W2를 랭크 3, 4의 단일(single) 코드북 내에서 선택하여 시그널링할 수 있다.

[381] 랭크 1, 2 인 경우, UE가 기존과 같이 PTI 값을 0 또는 1로 결정하여 피드백 하면 기지국은 이를 유효한 값으로 해석하여 타입(type)을 결정한다. 반면, 랭크 3, 4 인 경우, UE는 항상 PTI를 1로 결정하여 피드백 한다. RI가 다시 랭크 1 혹은 2를 가리킬 경우 UE는 PTI 값을 0 또는 1로 결정하여 피드백하고 기지국은 이를 해석하여 5 타입을 결정한다.

[382] 도 21을 참조하여 본 발명의 일 실시예에 따른 채널 상태 정보 보고 방법에 대하여 설명한다.

[383] 단계 S211 에서 단말은 4 안테나 포트용 코드북을 서브샘플링 (subsampling) 한다.

10 [384] 구체적인 서브샘플링 방법은 상술한 랭크 3, 4의 코드북을 서브샘플링하는 방법과 동일하므로, 상세한 설명은 생략한다.

[385] 단계 S213 에서 단말은 서브샘플링된 코드북을 기초로 CSI를 피드백한다.

[386] 예를 들면, CSI는 프리코딩 유형 지시자(Precoding Type Indicator, PTI)와 함께 보고되는 랭크 지시자(Rank Indicator, RI)를 포함하고, RI가 2보다 큰 경우 15 PTI는 1로 설정될 수 있다.

[387] 도 21 과 같은 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.

20 [388] 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.

[389] 본 발명의 실시예가 적용될 수 있는 기지국 및 단말

25 [390] 도 22는 본 발명에 일 실시예에 적용될 수 있는 기지국 및 단말을 예시한다.

[391] 무선 통신 시스템에 릴레이가 포함되는 경우, 백홀 링크에서 통신은 기지국과 릴레이 사이에 이뤄지고 액세스 링크에서 통신은 릴레이와 단말 사이에 이뤄진다. 따라서, 도면에 예시된 기지국 또는 단말은 상황에 맞춰 릴레이로 대체될 수 있다.

[392] 도 22를 참조하면, 무선 통신 시스템은 기지국(BS, 2210) 및 단말(UE, 2220)을 포함한다. 기지국(2210)은 프로세서(2212), 메모리(2214) 및 무선 주파수(Radio Frequency, RF) 유닛(2216)을 포함한다. 프로세서(2212)는 본 발명에서 제안한 절차 및/또는 방법들을 구현하도록 구성될 수 있다. 메모리(2214)는

5 프로세서(2212)와 연결되고 프로세서(2212)의 동작과 관련한 다양한 정보를 저장한다. RF 유닛(2216)은 프로세서(2212)와 연결되고 무선 신호를 송신 및/또는 수신한다. 단말(2220)은 프로세서(2222), 메모리(2224) 및 RF 유닛(2226)을 포함한다. 프로세서(2222)는 본 발명에서 제안한 절차 및/또는 방법들을 구현하도록 구성될 수 있다. 메모리(2224)는 프로세서(2222)와 연결되고 프로세서(2222)의 동작과 관련한

10 다양한 정보를 저장한다. RF 유닛(2226)은 프로세서(2222)와 연결되고 무선 신호를 송신 및/또는 수신한다. 기지국(2210) 및/또는 단말(2220)은 단일 안테나 또는 다중 안테나를 가질 수 있다.

[393] 이상에서 설명된 실시예들은 본 발명의 구성요소들과 특성들이 소정 형태로 결합된 것들이다. 각 구성요소 또는 특성은 별도의 명시적 언급이 없는 한 선택적인

15 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

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

[394] 본 문서에서 기지국에 의해 수행된다고 설명된 특정 동작은 경우에 따라서는 그 상위 노드(upper node)에 의해 수행될 수 있다. 즉, 기지국을 포함하는 복수의 네

25 트워크 노드들(network nodes)로 이루어지는 네트워크에서 단말과의 통신을 위해 수행되는 다양한 동작들은 기지국 또는 기지국 이외의 다른 네트워크 노드들에 의해 수행될 수 있음은 자명하다. 기지국은 고정국(fixed station), Node B, eNodeB(eNB), 액세스 포인트(access point) 등의 용어에 의해 대체될 수 있다.

[395] 본 발명에 따른 실시예는 다양한 수단, 예를 들어, 하드웨어, 펌웨어

30 (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, 컨트롤러, 마이크로 컨트롤러, 마이크로 프로세서 등에 의해 구현될 수 있다.

[396] 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.

[397] 상기 메모리 유닛은 상기 프로세서 내부 또는 외부에 위치하여, 이미 공지된 다양한 수단에 의해 상기 프로세서와 데이터를 주고 받을 수 있다.

[398] 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】

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

【청구의 범위】

【청구항 1】

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

5 4 안테나 포트를 위한 코드북을 서브샘플링(subsampling)하는 단계; 및

상기 서브샘플링된 코드북을 기초로 CSI를 피드백하는 단계를 포함하되, 상기 CSI는 프리코딩 유형 지시자(Precoding Type Indicator, PTI)와 함께 보고되는 랭크 지시자(Rank Indicator, RI)를 포함하고,

10 상기 RI가 2보다 큰 경우 상기 PTI는 1로 설정되는, 채널상태정보 전송 방법.

【청구항 2】

제1항에 있어서,

상기 RI는 4 이하의 자연수 중 하나로 설정되는, 채널상태정보 전송 방법.

【청구항 3】

15 제1항에 있어서,

상기 CSI는 단일 프리코딩 행렬 지시자(Precoding Matrix Indicator, PMI) 및 협대역 채널 품질 지시자(Channel Quality Indicator, CQI)를 보고하는 PUCCH (Physical Uplink Control Channel) 모드 2-1을 이용하여 전송되는, 채널상태정보 전송 방법.

20 【청구항 4】

제1항에 있어서,

상기 RI가 2보다 큰 경우, 상기 서브샘플링된 코드북은 인덱스 0을 가지는 제1 프리코딩 행렬, 인덱스 2를 가지는 제3 프리코딩 행렬, 인덱스 8을 가지는 제9 프리코딩 행렬 및 인덱스 10을 가지는 제11 프리코딩 행렬을 포함하는, 채널상태정보 전송 방법.

【청구항 5】

제4항에 있어서,

상기 서브샘플링 단계는 다음의 수학적식을 이용하여 상기 4 안테나 포트용 코드북을 서브샘플링하고,

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

상기 I_{PMI2} 는 0 내지 3 중 하나의 값을 가지는 프리코딩 행렬의 인덱스를 나타내는, 채널상태정보 전송 방법.

【청구항 6】

5 제1항에 있어서,

상기 CSI의 보고를 위한 CSI 설정(configuration) 정보를 수신하는 단계를 더 포함하는, 채널상태정보 전송 방법.

【청구항 7】

제6항에 있어서,

10 상기 CSI 설정 정보는 RRC (Radio Resource Control) 시그널링을 이용하여 전송되는, 채널상태정보 전송 방법.

【청구항 8】

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

15 RF(Radio Frequency) 유닛; 및

프로세서를 포함하고,

상기 프로세서는,

4 안테나 포트를 위한 코드북을 서브샘플링(subsampling)하고,

상기 서브샘플링된 코드북을 기초로 CSI를 피드백하도록 구성되며,

20 상기 CSI는 프리코딩 유형 지시자(Precoding Type Indicator, PTI)와 함께 보고되는 랭크 지시자(Rank Indicator, RI)를 포함하고,

상기 RI가 2보다 큰 경우 상기 PTI는 1로 설정되는, 단말.

【청구항 9】

제8항에 있어서,

25 상기 RI는 4 이하의 자연수 중 하나로 설정되는, 단말.

【청구항 10】

제8항에 있어서,

상기 CSI는 단일 프리코딩 행렬 지시자(Precoding Matrix Indicator, PMI) 및 협대역 채널 품질 지시자(Channel Quality Indicator, CQI)를 보고하는 PUCCH (Physical Uplink Control Channel) 모드 2-1을 이용하여 전송되는, 단말.

5 **【청구항 11】**

제8항에 있어서,

상기 RI가 2보다 큰 경우, 상기 서브샘플링된 코드북은 인덱스 0을 가지는 제1 프리코딩 행렬, 인덱스 2를 가지는 제3 프리코딩 행렬, 인덱스 8을 가지는 제9 프리코딩 행렬 및 인덱스 10을 가지는 제11 프리코딩 행렬을 포함하는, 단말.

10 **【청구항 12】**

제11항에 있어서,

상기 서브샘플링 단계는 다음의 수학적식을 이용하여 상기 4 안테나 포트용 코드북을 서브샘플링하고,

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

15 상기 I_{PMI2} 는 0 내지 3 중 하나의 값을 가지는 프리코딩 행렬의 인덱스를 나타내는, 단말.

【청구항 13】

제8항에 있어서,

20 상기 프로세서는 상기 CSI의 보고를 위한 CSI 설정(configuration) 정보를 수신하도록 구성되는, 단말.

【청구항 14】

제13항에 있어서,

상기 CSI 설정 정보는 RRC (Radio Resource Control) 시그널링을 이용하여 전송되는, 단말.