

(12) 특허협력조약에 의하여 공개된 국제출원

(19) 세계지식재산권기구
국제사무국



(43) 국제공개일
2018 년 9 월 27 일 (27.09.2018) **WIPO | PCT**

(10) 국제공개번호
WO 2018/174636 A2

- (51) 국제특허분류:
H04B 7/06 (2006.01) **H04B 7/0456** (2017.01)
- (21) 국제출원번호: PCT/KR2018/003438
- (22) 국제출원일: 2018 년 3 월 23 일 (23.03.2018)
- (25) 출원언어: 한국어
- (26) 공개언어: 한국어
- (30) 우선권정보:
62/475,833 2017 년 3 월 23 일 (23.03.2017) US
62/501,825 2017 년 5 월 5 일 (05.05.2017) US
62/505,100 2017 년 5 월 11 일 (11.05.2017) US
- (71) 출원인: 엘지전자(주) (**LG ELECTRONICS INC.**) [KR/KR]; 07336 서울시 영등포구 여의대로 128, Seoul (KR).
- (72) 발명자: 박해욱 (**PARK, Haewook**); 06772 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG 전자 특허센터, Seoul (KR). 김

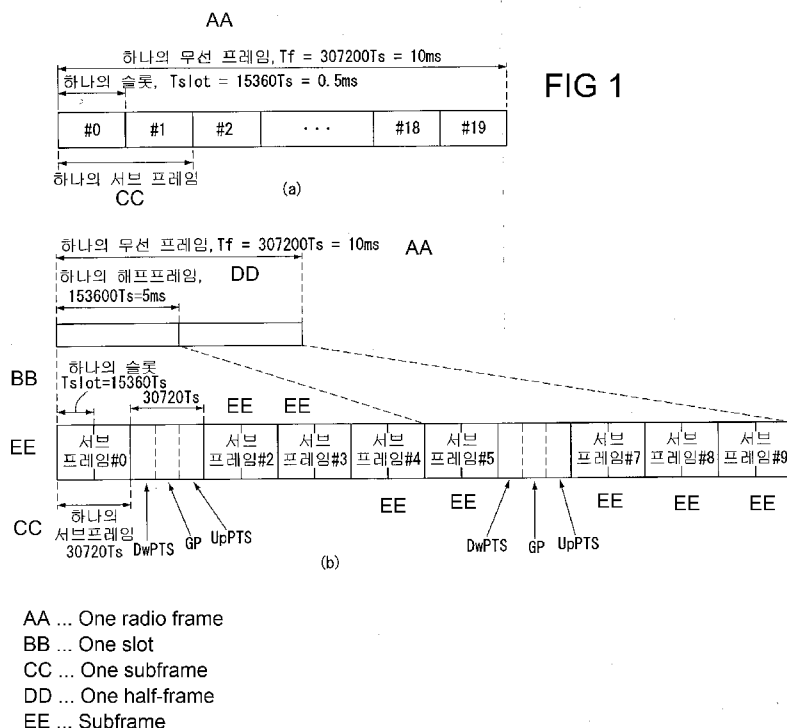
기준 (**KIM, Kijun**); 06772 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG전자 특허센터, Seoul (KR). 이상림 (**LEE, Sangrim**); 06772 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG전자 특허센터, Seoul (KR).

(74) 대리인: 특허법인 로얄(**ROYAL PATENT & LAW OFFICE**); 06648 서울시 서초구 반포대로 104 서일빌딩 4층, Seoul (KR).

(81) 지정국 (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 국내 권리의 보호를 위하여): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD,

(54) Title: METHOD FOR TRANSMITTING OR RECEIVING CHANNEL STATE INFORMATION IN WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM AND APPARATUS THEREFOR

(54) 발명의 명칭: 무선 통신 시스템에서 채널 상태 정보 송수신 방법 및 이를 위한 장치



(57) Abstract: Disclosed are a method for transmitting or receiving channel state information in a wireless communication system and an apparatus therefor. Specifically, a method for transmitting channel state information (CSI) by a user equipment (UE) in a wireless communication system may comprise the steps of: receiving a channel state information-reference signal (CSI-RS) through multiple antenna ports from a base station; and reporting CSI to the base station, wherein the CSI comprises: selection information indicating multiple code words used to generate a precoding matrix within a codebook for reporting of the CSI; and a power coefficient, a phase offset, and a phase shift value which are applied to each of the multiple code words in terms of a configured bandwidth, and the precoding



SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

- (84) 지정국 (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 역 내 권리의 보호를 위하여): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 유라시아 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 유럽 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

공개:

- 국제조사보고서 없이 공개하며 보고서 접수 후 이를 별도 공개함 (규칙 48.2(g))

matrix is generated in a sub-bandwidth unit within the configured bandwidth, on the basis of a linear combination of the multiple code words to which the power coefficients, the phase offsets, and the phase shift values are applied.

(57) 요약서: 무선 통신 시스템에서 채널 상태 정보 송수신 방법 및 이를 위한 장치가 개시된다. 구체적으로, 무선 통신 시스템에서 사용자 장치 (UE: User Equipment) 7} 채널 상태 정보 (CSI: Channel State Information)를 전송하기 위한 방법에 있어서, 기지국으로부터 다중 안테나 포트를 통해 채널 상태 정보 참조 신호 (CSI-RS: Channel State Information Reference Signal)를 수신하는 단계 및 CSI를 상기 기지국에게 보고하는 단계를 포함하고, 상기 CSI는 상기 CSI의 보고를 위한 코드북 내에서 프리코딩 행렬을 생성하기 위해 이용되는 복수의 코드워드를 지시하는 선택 정보, 설정된 대역 (bandwidth) 측면에서 상기 복수의 코드워드의 각각에 적용되는 파워 계수 (power coefficient), 위상 오프셋 (phase offset) 및 위상 변화 (phase shift) 값을 포함하고, 상기 파워 계수, 상기 위상 오프셋 및 상기 위상 변화 값이 적용된 상기 복수의 코드워드의 선형 결합 (linear combination)을 기반으로 상기 설정된 대역 (bandwidth) 내 서브 대역 단위로 상기 프리코딩 행렬이 생성될 수 있다.

【명세서】**【발명의 명칭】**

무선 통신 시스템에서 채널 상태 정보 송수신 방법 및 이를 위한 장치

【기술분야】

5 본 발명은 무선 통신 시스템에 관한 것으로서, 보다 상세하게 다중 안테나 시스템(특히, 2차원 능동 안테나 시스템(2D AAS: 2 dimensional active antenna system)을 지원하는 무선 통신 시스템에서 채널 상태 정보를 송수신하는 방법 및 이를 지원하는 장치에 관한 것이다.

【배경기술】

10 이동 통신 시스템은 사용자의 활동성을 보장하면서 음성 서비스를 제공하기 위해 개발되었다. 그러나 이동통신 시스템은 음성뿐 아니라 데이터 서비스까지 영역을 확장하였으며, 현재에는 폭발적인 트래픽의 증가로 인하여 자원의 부족 현상이 야기되고 사용자들이 보다 고속의 서비스에 대한 요구하므로, 보다 발전된 이동 통신 시스템이 요구되고 있다.

15 차세대 이동 통신 시스템의 요구 조건은 크게 폭발적인 데이터 트래픽의 수용, 사용자 당 전송률의 획기적인 증가, 대폭 증가된 연결 디바이스 개수의 수용, 매우 낮은 단대단 지연(End-to-End Latency), 고에너지 효율을 지원할 수 있어야 한다. 이를 위하여 이중 연결성(Dual Connectivity), 대규모 다중 입출력(Massive MIMO: Massive Multiple Input Multiple Output),
20 전이중(In-band Full Duplex), 비직교 다중접속(NOMA: Non-Orthogonal Multiple Access), 초광대역(Super wideband) 지원, 단말 네트워킹(Device Networking) 등 다양한 기술들이 연구되고 있다.

【발명의 상세한 설명】**【기술적 과제】**

본 발명의 목적은 다중 안테나 시스템(예를 들어, 2D AAS, 매시브(massive)한 안테나 포트를 구비한 3 차원 다중 입출력(3D-MIMO: 3 dimensional multi-input multi-output) 시스템 등)을 지원하는 무선 통신 시스템에서 채널 상태 정보를 송수신하는 방법과 코드북 설계 방법을 제안한다.

본 발명의 목적은 서브밴드 단위로 빔을 결합하는 선형 결합(linear combining) 코드북을 지원하는 무선 통신 시스템에서 채널 상태 정보를 송수신하는 방법 및 코드북 설계 방법을 제안한다.

본 발명에서 이루고자 하는 기술적 과제들은 이상에서 언급한 기술적 과제들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 기술적 과제들은 아래의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

【기술적 해결방법】

본 발명의 일 양상은, 무선 통신 시스템에서 사용자 장치(UE: User Equipment)가 채널 상태 정보(CSI: Channel State Information)를 전송하기 위한 방법에 있어서, 기지국으로부터 다중 안테나 포트를 통해 채널 상태 정보 참조 신호(CSI-RS: Channel State Information Reference Signal)을 수신하는 단계 및 CSI를 상기 기지국에게 보고하는 단계를 포함하고, 상기 CSI는 상기 CSI의 보고를 위한 코드북 내에서 프리코딩 행렬을 생성하기 위해 이용되는 복수의 코드워드를 지시하는 선택 정보, 설정된 대역(bandwidth)

측면에서 상기 복수의 코드워드의 각각에 적용되는 파워 계수(power coefficient), 위상 오프셋(phase offset) 및 위상 변화(phase shift) 값을 포함하고, 상기 파워 계수, 상기 위상 오프셋 및 상기 위상 변화 값이 적용된 상기 복수의 코드워드의 선형 결합(linear combination)을 기반으로
 5 상기 설정된 대역(bandwidth) 내 서브 대역 단위로 상기 프리코딩 행렬이 생성될 수 있다.

본 발명의 다른 일 양상은, 무선 통신 시스템에서 채널 상태 정보(CSI: Channel State Information)를 전송하기 위한 사용자 장치(UE: User Equipment)에 있어서, 무선 신호를 송수신하기 위한 RF(Radio Frequency)
 10 유닛 및 상기 RF 유닛을 제어하는 프로세서를 포함하고, 상기 프로세서는 기지국으로부터 다중 안테나 포트를 통해 채널 상태 정보 참조 신호(CSI-RS: Channel State Information Reference Signal)을 수신하고, CSI를 상기 기지국에게 보고하도록 구성되고, 상기 CSI는 상기 CSI의 보고를 위한 코드북 내에서 프리코딩 행렬을 생성하기 위해 이용되는 복수의 코드워드를
 15 지시하는 선택 정보, 설정된 대역(bandwidth) 측면에서 상기 복수의 코드워드의 각각에 적용되는 파워 계수(power coefficient), 위상 오프셋(phase offset) 및 위상 변화(phase shift) 값을 포함하고, 상기 파워 계수, 상기 위상 오프셋 및 상기 위상 변화 값이 적용된 상기 복수의 코드워드의 선형 결합(linear combination)을 기반으로 상기 설정된
 20 대역(bandwidth) 내 서브 대역 단위로 상기 프리코딩 행렬이 생성될 수 있다.

바람직하게, 상기 위상 변화 값은 상기 설정된 대역 내 고속 푸리에 변환(FFT: Fast Fourier Transform) 크기, 오버샘플링(oversampling)

값, 상기 복수의 코드워드의 각각에 의해 형성되는 빔의 위상이 변화되는 속도로부터 도출될 수 있다.

바람직하게, 상기 서브 대역 단위의 채널 행렬에 상기 복수의 코드워드를 투영시킴으로써 상기 복수의 코드워드의 각각에 대하여 상기 서브 대역 단위로
5 상기 파워 계수, 상기 위상 오프셋 및 상기 위상 변화 값이 도출될 수 있다.

바람직하게, 상기 서브 대역 단위의 채널 행렬에 상기 복수의 코드워드를 투영시킴으로써 상기 복수의 코드워드의 각각에 대한 주파수 도메인 샘플이 계산되고, 상기 주파수 도메인 샘플에 역-고속 푸리에 변환(IFFT: Inverse Fast Fourier Transform)을 적용함으로써 획득된 상기 복수의 코드워드의
10 각각에 대한 하나 이상의 시간 도메인 샘플 그리고 상기 설정된 대역 내 고속 푸리에 변환(FFT: Fast Fourier Transform) 크기로부터 상기 서브 대역 단위로 상기 위상 변화 값이 도출될 수 있다.

바람직하게, 상기 하나 이상의 시간 도메인 샘플로서 가장 강한 파워 값 또는 최대의 지연 값을 가지는 시간 도메인 샘플이 이용될 수 있다.

15 바람직하게, 상기 하나 이상의 시간 도메인 샘플로서 가장 강한 파워 값 또는 최대의 지연 값을 가지는 시간 도메인 샘플을 포함하는 연속된 하나 이상의 시간 도메인 샘플이 이용될 수 있다.

바람직하게, 상기 위상 변화 값의 도출을 위해 이용되는 상기 시간 도메인 샘플의 개수는 채널의 지연 스프레드(delay spread)를 기반으로 결정될 수
20 있다.

바람직하게, 상기 하나 이상의 시간 도메인 샘플로서 강한 파워 값을 가지는 K 개의 시간 도메인 샘플, 그리고 상기 K 개의 시간 도메인 샘플을

제외한 나머지 시간 도메인 샘플 중 가장 강한 파워 값 또는 최대 지연 값을 가지는 시간 도메인 샘플이 이용될 수 있다.

바람직하게, 랭크(rank) 2의 경우, 상기 선형 결합은 각 레이어(layer)에 대한 프리코딩 행렬 별로 독립적으로 적용될 수 있다.

5 바람직하게, 상기 각 레이어에 대한 프리코딩 행렬이 생성된 후, 상기 각 레이어 별 직교성(orthogonality)을 유지하기 위해 상기 각 레이어에 대한 프리코딩 행렬에 직교 처리(orthogonal process)가 적용될 수 있다.

바람직하게, 채널 품질 정보(CQI: Channel Quality Information)는 직교 처리(orthogonal process)가 적용된 프리코딩 행렬을 기반으로 계산될
10 수 있다.

바람직하게, 랭크(rank) 2의 경우, 상기 선형 결합을 이용하여 어느 하나의 레이어(layer)에 대한 제1 프리코딩 행렬이 생성되고, 나머지 레이어(layer)에 대한 제2 프리코딩 행렬은 상기 제1 프리코딩 행렬에 직교 코드(orthogonal code)를 적용함으로써 생성될 수 있다.

15 바람직하게, 상기 복수의 코드워드로 형성되는 빔 중 특정 파워 임계치를 초과하는 빔에 대해서만 상기 파워 계수, 상기 위상 오프셋 및/또는 상기 위상 변화 값의 보고를 위해 양자화(quantization)가 수행되거나 또는 더 높은 세분성(granularity)의 양자화(quantization)가 수행될 수 있다.

바람직하게, 상기 설정된 대역(bandwidth)이 복수의 서브밴드
20 그룹(subband group)으로 구분되는 경우, 상기 각 서브밴드 그룹 별로 상기 복수의 코드워드를 이용하여 독립적으로 프리코딩 행렬이 생성될 수 있다.

바람직하게, 상기 복수의 코드워드는 리딩 빔을 형성하는 제1 코드워드와

결합 빔(combining beam)을 형성하는 하나 이상의 제2 코드워드를 포함하고, 상기 결합 빔은 상기 리딩 빔과 직교한 빔들의 세트 내에서 선택되며, 상기 리딩 빔과 직교한 빔들의 세트는 상기 CSI 전송을 위한 상향링크 페이로드 크기에 종속되어 결정될 수 있다.

5 【유리한 효과】

본 발명의 실시예에 따르면, 다중 안테나 시스템을 지원하는 무선 통신 시스템에서 사용자 장치의 보다 정확한 채널 상태 정보를 기지국에게 보고할 수 있다.

또한, 본 발명의 실시예에 따르면, 다중 안테나 시스템을 지원하는 무선 통신 시스템에서 특히, 서브밴드 단위로 빔을 결합하는 선형 결합(linear combining) 코드북을 이용할 때, 채널 상태 정보의 피드백 크기를 줄일 수 있다.

본 발명에서 얻을 수 있는 효과는 이상에서 언급한 효과로 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】

본 발명에 관한 이해를 돕기 위해 상세한 설명의 일부로 포함되는, 첨부 도면은 본 발명에 대한 실시예를 제공하고, 상세한 설명과 함께 본 발명의 기술적 특징을 설명한다.

도 1은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 무선 프레임의 구조를 나타낸다.

도 2는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 하나의 하향링크

슬롯에 대한 자원 그리드(resource grid)를 예시한 도면이다.

도 3은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 하향링크 서브 프레임의 구조를 나타낸다.

도 4는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 상향링크 서브
5 프레임의 구조를 나타낸다.

도 5는 일반적인 다중 입출력 안테나(MIMO) 통신 시스템의 구성도이다.

도 6은 다수의 송신 안테나에서 하나의 수신 안테나로의 채널을 나타낸
도이다.

도 7은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 코드북 기반
10 프리코딩의 기본 개념을 설명하기 위한 도면이다.

도 8은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 하향링크 자원
블록 쌍에 매핑된 참조 신호 패턴을 예시한다.

도 9는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 참조 신호가
매핑되는 자원을 예시하는 도면이다.

15 도 10은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서, 64개의 안테나
요소(antenna elements)를 가지는 2차원 능동 안테나 시스템을 예시한다.

도 11은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 기지국 또는
단말이 AAS 기반의 3D(3-Dimension) 빔 형성이 가능한 다수의 송/수신
안테나를 갖고 있는 시스템을 예시한다.

20 도 12는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 교차
편파(cross polarization)를 가지는 2차원 안테나 시스템을 예시한다.

도 13은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 트랜스시버 유닛

모델을 예시한다.

도 14는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 자기-완비 서브프레임(self-contained subframe) 구조를 예시한다.

도 15는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 TXRU 및 물리적
5 안테나 관점에서 하이브리드 빔포밍 구조를 도식화한 도면이다.

도 16은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 하향링크 전송 과정에서 동기화 신호와 시스템 정보에 대한 빔 스위핑(beam sweeping) 동작을 도식화 도면이다.

도 17은 본 발명에 적용될 수 있는 패넬 안테나 어레이를 예시한다.

10 도 18은 본 발명의 일 실시예에 따른 직교한 빔들의 세트를 예시하는 도면이다.

도 19는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 다중 경로를 예시하는 도면이다.

도 20은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 시간 도메인
15 응답을 예시하는 도면이다.

도 21은 본 발명의 일 실시예에 따른 2개의 서브밴드 그룹을 예시하는 도면이다.

도 22는 다양한 코드북 방식의 성능을 비교하는 도면이다.

도 23은 본 발명의 일 실시예에 따른 채널 상태 정보 송수신 방법을
20 예시하는 도면이다.

도 23은 본 발명의 일 실시예에 따른 채널 상태 정보 송수신 방법을 예시하는 도면이다.

도 24는 본 발명의 일 실시예에 따른 무선 통신 장치의 블록 구성도를 예시한다.

【발명의 실시를 위한 형태】

이하, 본 발명에 따른 바람직한 실시 형태를 첨부된 도면을 참조하여 상세하게 설명한다. 첨부된 도면과 함께 이하에 개시될 상세한 설명은 본 발명의 예시적인 실시형태를 설명하고자 하는 것이며, 본 발명이 실시될 수 있는 유일한 실시형태를 나타내고자 하는 것이 아니다. 이하의 상세한 설명은 본 발명의 완전한 이해를 제공하기 위해서 구체적인 세부사항을 포함한다. 그러나, 당업자는 본 발명이 이러한 구체적인 세부사항 없이도 실시될 수 있음을 안다.

몇몇 경우, 본 발명의 개념이 모호해지는 것을 피하기 위하여 공지의 구조 및 장치는 생략되거나, 각 구조 및 장치의 핵심기능을 중심으로 한 블록도 형식으로 도시될 수 있다.

본 명세서에서 기지국은 단말과 직접적으로 통신을 수행하는 네트워크의 종단 노드(terminal node)로서의 의미를 갖는다. 본 문서에서 기지국에 의해 수행되는 것으로 설명된 특정 동작은 경우에 따라서는 기지국의 상위 노드(upper node)에 의해 수행될 수도 있다. 즉, 기지국을 포함하는 다수의 네트워크 노드들(network nodes)로 이루어지는 네트워크에서 단말과의 통신을 위해 수행되는 다양한 동작들은 기지국 또는 기지국 이외의 다른 네트워크 노드들에 의해 수행될 수 있음은 자명하다. '기지국(BS: Base Station)'은 고정국(fixed station), Node B, eNB(evolved-NodeB), BTS(base transceiver system), 액세스 포인트(AP: Access Point) 등의 용어에 의해 대체될 수 있다. 또한, '단말(Terminal)'은 고정되거나 이동성을 가질

수 있으며, UE(User Equipment), MS(Mobile Station), UT(user terminal), MSS(Mobile Subscriber Station), SS(Subscriber Station), AMS(Advanced Mobile Station), WT(Wireless terminal), MTC(Machine-Type Communication) 장치, M2M(Machine-to-Machine) 장치, D2D(Device-to-Device) 장치 등의 용어로 대체될 수 있다.

이하에서, 하향링크(DL: downlink)는 기지국에서 단말로의 통신을 의미하며, 상향링크(UL: uplink)는 단말에서 기지국으로의 통신을 의미한다. 하향링크에서 송신기는 기지국의 일부이고, 수신기는 단말의 일부일 수 있다. 상향링크에서 송신기는 단말의 일부이고, 수신기는 기지국의 일부일 수 있다.

이하의 설명에서 사용되는 특정 용어들은 본 발명의 이해를 돕기 위해서 제공된 것이며, 이러한 특정 용어의 사용은 본 발명의 기술적 사상을 벗어나지 않는 범위에서 다른 형태로 변경될 수 있다.

이하의 기술은 CDMA(code division multiple access), FDMA(frequency division multiple access), TDMA(time division multiple access), OFDMA(orthogonal frequency division multiple access), SC-FDMA(single carrier frequency division multiple access), NOMA(non-orthogonal multiple access) 등과 같은 다양한 무선 접속 시스템에 이용될 수 있다. CDMA는 UTRA(universal terrestrial radio access)나 CDMA2000과 같은 무선 기술(radio technology)로 구현될 수 있다. TDMA는 GSM(global system for mobile communications)/GPRS(general packet radio service)/EDGE(enhanced data rates for GSM evolution)와 같은 무선

기술로 구현될 수 있다. OFDMA는 IEEE 802.11 (Wi-Fi), IEEE 802.16 (WiMAX), IEEE 802-20, E-UTRA(evolved UTRA) 등과 같은 무선 기술로 구현될 수 있다. UTRA는 UMTS(universal mobile telecommunications system)의 일부이다. 3GPP(3rd generation partnership project) LTE(long term evolution)은 E-UTRA를 사용하는 E-UMTS(evolved UMTS)의 일부로써, 하향링크에서 OFDMA를 채용하고 상향링크에서 SC-FDMA를 채용한다. LTE-A(advanced)는 3GPP LTE의 진화이다.

본 발명의 실시예들은 무선 접속 시스템들인 IEEE 802, 3GPP 및 3GPP2 중 적어도 하나에 개시된 표준 문서들에 의해 뒷받침될 수 있다. 즉, 본 발명의 실시예들 중 본 발명의 기술적 사상을 명확히 드러내기 위해 설명하지 않은 단계들 또는 부분들은 상기 문서들에 의해 뒷받침될 수 있다. 또한, 본 문서에서 개시하고 있는 모든 용어들은 상기 표준 문서에 의해 설명될 수 있다.

설명을 명확하게 하기 위해, 3GPP LTE/LTE-A를 위주로 기술하지만 본 발명의 기술적 특징이 이에 제한되는 것은 아니다.

본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템 일반

도 1은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 무선 프레임의 구조를 나타낸다.

3GPP LTE/LTE-A에서는 FDD(Frequency Division Duplex)에 적용 가능한 타입 1 무선 프레임(radio frame) 구조와 TDD(Time Division Duplex)에 적용 가능한 타입 2의 무선 프레임 구조를 지원한다.

도 1에서 무선 프레임의 시간 영역에서의 크기는 $T_s=1/(15000*2048)$ 의

시간 단위의 배수로 표현된다. 하향링크 및 상향링크 전송은 $T_f=307200 \cdot T_s=10\text{ms}$ 의 구간을 가지는 무선 프레임으로 구성된다.

도 1의 (a)는 타입 1 무선 프레임의 구조를 예시한다. 타입 1 무선 프레임은 전이중(full duplex) 및 반이중(half duplex) FDD에 모두 적용될 수 있다.

무선 프레임(radio frame)은 10개의 서브프레임(subframe)으로 구성된다. 하나의 무선 프레임은 $T_{\text{slot}}=15360 \cdot T_s=0.5\text{ms}$ 길이의 20개의 슬롯으로 구성되고, 각 슬롯은 0부터 19까지의 인덱스가 부여된다. 하나의 서브프레임은 시간 영역(time domain)에서 연속적인 2개의 슬롯(slot)으로 구성되고, 서브프레임 i 는 슬롯 $2i$ 및 슬롯 $2i+1$ 로 구성된다. 하나의 서브프레임을 전송하는데 걸리는 시간을 TTI(transmission time interval)이라 한다. 예를 들어, 하나의 서브 프레임은 길이는 1ms 이고, 하나의 슬롯의 길이는 0.5ms 일 수 있다.

FDD에서 상향링크 전송 및 하향링크 전송은 주파수 도메인에서 구분된다. 전이중 FDD에 제한이 없는 반면, 반이중 FDD 동작에서 단말은 동시에 전송 및 수신을 할 수 없다.

하나의 슬롯은 시간 영역에서 복수의 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 심볼을 포함하고, 주파수 영역에서 다수의 자원블록(RB: Resource Block)을 포함한다. 3GPP LTE는 하향링크에서 OFDMA를 사용하므로 OFDM 심볼은 하나의 심볼 구간(symbol period)을 표현하기 위한 것이다. OFDM 심볼은 하나의 SC-FDMA 심볼 또는 심볼 구간이라고 할 수 있다. 자원 블록(resource block)은 자원 할당 단위이고,

하나의 슬롯에서 복수의 연속적인 부 반송파(subcarrier)를 포함한다.

도 1의 (b)는 타입 2 프레임 구조(frame structure type 2)를 나타낸다.

타입 2 무선 프레임은 각 $153600 \cdot T_s = 5\text{ms}$ 의 길이의 2개의 하프 프레임(half frame)으로 구성된다. 각 하프 프레임은 $30720 \cdot T_s = 1\text{ms}$ 길이의 5개의 서브프레임으로 구성된다.

TDD 시스템의 타입 2 프레임 구조에서 상향링크-하향링크 구성(uplink-downlink configuration)은 모든 서브프레임에 대하여 상향링크와 하향링크가 할당(또는 예약)되는지 나타내는 규칙이다.

표 1은 상향링크-하향링크 구성을 나타낸다.

【표 1】

Uplink-Downlink configuration	Downlink-to-Uplink Switch-point periodicity	Subframe number									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	5ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	5ms	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D
2	5ms	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D
3	10ms	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D
4	10ms	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D
5	10ms	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D
6	5ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D

표 1을 참조하면, 무선 프레임의 각 서브프레임 별로, 'D'는 하향링크 전송을 위한 서브프레임을 나타내고, 'U'는 상향링크 전송을 위한 서브프레임을 나타내며, 'S'는 DwPTS(Downlink Pilot Time Slot), 보호구간(GP: Guard Period), UpPTS(Uplink Pilot Time Slot) 3가지의 필드로 구성되는 스페셜 서브프레임(special subframe)을 나타낸다.

DwPTS는 단말에서의 초기 셀 탐색, 동기화 또는 채널 추정에 사용된다.

UpPTS는 기지국에서의 채널 추정과 단말의 상향링크 전송 동기를 맞추는 데 사용된다. GP는 상향링크와 하향링크 사이에 하향링크 신호의 다중경로 지연으로 인해 상향링크에서 생기는 간섭을 제거하기 위한 구간이다.

- 5 각 서브프레임 i 는 각 $T_{\text{slot}}=15360 \cdot T_s=0.5\text{ms}$ 길이의 슬롯 $2i$ 및 슬롯 $2i+1$ 로 구성된다.

상향링크-하향링크 구성은 7가지로 구분될 수 있으며, 각 구성 별로 하향링크 서브프레임, 스페셜 서브프레임, 상향링크 서브프레임의 위치 및/또는 개수가 다르다.

- 10 하향링크에서 상향링크로 변경되는 시점 또는 상향링크에서 하향링크로 전환되는 시점을 전환 시점(switching point)이라 한다. 전환 시점의 주기성(Switch-point periodicity)은 상향링크 서브프레임과 하향링크 서브프레임이 전환되는 양상이 동일하게 반복되는 주기를 의미하며, 5ms 또는 10ms가 모두 지원된다. 5ms 하향링크-상향링크 전환 시점의 주기를 가지는
- 15 경우에는 스페셜 서브프레임(S)은 하프-프레임 마다 존재하고, 5ms 하향링크-상향링크 전환 시점의 주기를 가지는 경우에는 첫번째 하프-프레임에만 존재한다.

모든 구성에 있어서, 0번, 5번 서브프레임 및 DwPTS는 하향링크 전송만을 위한 구간이다. UpPTS 및 서브프레임 서브프레임에 바로 이어지는 서브프레임은 항상 상향링크 전송을 위한 구간이다.

- 20 이러한, 상향링크-하향링크 구성은 시스템 정보로써 기지국과 단말이 모두 알고 있을 수 있다. 기지국은 상향링크-하향링크 구성 정보가 바뀔 때마다 구성 정보의 인덱스만을 전송함으로써 무선 프레임의 상향링크-하향링크 할당상태의

변경을 단말에 알려줄 수 있다. 또한, 구성 정보는 일종의 하향링크 제어정보로서 다른 스케줄링 정보와 마찬가지로 PDCCH(Physical Downlink Control Channel)를 통해 전송될 수 있으며, 방송 정보로서 브로드캐스트 채널(broadcast channel)을 통해 셀 내의 모든 단말에 공통으로 전송될 수도 있다.

표 2는 스페셜 서브프레임의 구성(DwPTS/GP/UpPTS의 길이)을 나타낸다.

【표 2】

Special subframe configuration	Normal cyclic prefix in downlink			Extended cyclic prefix in downlink		
	DwPTS	UpPTS		DwPTS	UpPTS	
		Normal cyclic prefix in uplink	Extended cyclic prefix in uplink		Normal cyclic prefix in uplink	Extended cyclic prefix in uplink
0	$6592 \cdot T_s$	$2192 \cdot T_s$	$2560 \cdot T_s$	$7680 \cdot T_s$	$2192 \cdot T_s$	$2560 \cdot T_s$
1	$19760 \cdot T_s$			$20480 \cdot T_s$		
2	$21952 \cdot T_s$			$23040 \cdot T_s$		
3	$24144 \cdot T_s$			$25600 \cdot T_s$		
4	$26336 \cdot T_s$	$4384 \cdot T_s$	$5120 \cdot T_s$	$7680 \cdot T_s$	$4384 \cdot T_s$	$5120 \cdot T_s$
5	$6592 \cdot T_s$			$20480 \cdot T_s$		
6	$19760 \cdot T_s$			$23040 \cdot T_s$		
7	$21952 \cdot T_s$			-	-	-
8	$24144 \cdot T_s$			-	-	-

도 1의 예시에 따른 무선 프레임의 구조는 하나의 예시에 불과하며, 무선 프레임에 포함되는 부 반송파의 수 또는 서브 프레임에 포함되는 슬롯의 수, 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 다양하게 변경될 수 있다.

도 2는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 하나의 하향링크 슬롯에 대한 자원 그리드(resource grid)를 예시한 도면이다.

도 2를 참조하면, 하나의 하향링크 슬롯은 시간 영역에서 복수의 OFDM 심볼을 포함한다. 여기서, 하나의 하향링크 슬롯은 7개의 OFDM 심볼을 포함하고,

하나의 자원 블록은 주파수 영역에서 12개의 부 반송파를 포함하는 것을 예시적으로 기술하나, 이에 한정되는 것은 아니다.

자원 그리드 상에서 각 요소(element)를 자원 요소(resource element)하고, 하나의 자원 블록(RB: resource block)은 12×7 개의 자원 요소를 포함한다. 하향링크 슬롯에 포함되는 자원 블록들의 수 N^{DL} 은 하향링크 전송 대역폭(bandwidth)에 종속한다.

상향링크 슬롯의 구조는 하향링크 슬롯의 구조와 동일할 수 있다.

도 3은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 하향링크 서브 프레임의 구조를 나타낸다.

도 3을 참조하면, 서브 프레임내의 첫번째 슬롯에서 앞의 최대 3개의 OFDM 심볼들이 제어 채널들이 할당되는 제어 영역(control region)이고, 나머지 OFDM 심볼들은 PDSCH(Physical Downlink Shared Channel)이 할당되는 데이터 영역(data region)이다. 3GPP LTE에서 사용되는 하향링크 제어 채널의 일례로 PCFICH(Physical Control Format Indicator Channel), PDCCH(Physical Downlink Control Channel), PHICH(Physical Hybrid-ARQ Indicator Channel) 등이 있다.

PCFICH는 서브 프레임의 첫번째 OFDM 심볼에서 전송되고, 서브 프레임 내에 제어 채널들의 전송을 위하여 사용되는 OFDM 심볼들의 수(즉, 제어 영역의 크기)에 관한 정보를 나른다. PHICH는 상향 링크에 대한 응답 채널이고, HARQ(Hybrid Automatic Repeat Request)에 대한 ACK(Acknowledgement)/NACK(Not-Acknowledgement) 신호를 나른다. PDCCH를 통해 전송되는 제어 정보를 하향링크 제어정보(DCI: downlink

control information)라고 한다. 하향링크 제어정보는 상향링크 자원 할당 정보, 하향링크 자원 할당 정보 또는 임의의 단말 그룹에 대한 상향링크 전송(Tx) 파워 제어 명령을 포함한다.

PDCCH는 DL-SCH(Downlink Shared Channel)의 자원 할당 및 전송
 5 포맷(이를 하향링크 그랜트라고도 한다.), UL-SCH(Uplink Shared Channel)의 자원 할당 정보(이를 상향링크 그랜트라고도 한다.), PCH(Paging Channel)에서의 페이징(paging) 정보, DL-SCH에서의 시스템 정보, PDSCH에서 전송되는 랜덤 액세스 응답(random access response)과 같은 상위 레이어(upper-layer) 제어 메시지에 대한 자원 할당, 임의의 단말
 10 그룹 내 개별 단말들에 대한 전송 파워 제어 명령들의 집합, VoIP(Voice over IP)의 활성화 등을 나눌 수 있다. 복수의 PDCCH들은 제어 영역 내에서 전송될 수 있으며, 단말은 복수의 PDCCH들을 모니터링할 수 있다. PDCCH는 하나 또는 복수의 연속적인 CCE(control channel elements)의 집합으로 구성된다. CCE는 무선 채널의 상태에 따른 부호화율(coding rate)을 PDCCH에 제공하기
 15 위하여 사용되는 논리적 할당 단위이다. CCE는 복수의 자원 요소 그룹(resource element group)들에 대응된다. PDCCH의 포맷 및 사용 가능한 PDCCH의 비트 수는 CCE들의 수와 CCE들에 의해 제공되는 부호화율 간의 연관 관계에 따라 결정된다.

기지국은 단말에게 전송하려는 DCI에 따라 PDCCH 포맷을 결정하고, 제어
 20 정보에 CRC(Cyclic Redundancy Check)를 붙인다. CRC에는 PDCCH의 소유자(owner)나 용도에 따라 고유한 식별자(이를 RNTI(Radio Network Temporary Identifier)라고 한다.)가 마스킹된다. 특정의 단말을 위한

PDCCH라면 단말의 고유한 식별자, 예를 들어 C-RNTI(Cell-RNTI)가 CRC에
 마스킹될 수 있다. 또는 페이징 메시지를 위한 PDCCH라면 페이징 지시 식별자,
 예를 들어 P-RNTI(Paging-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다. 시스템 정보,
 더욱 구체적으로 시스템 정보 블록(SIB: system information block)를
 5 위한 PDCCH라면 시스템 정보 식별자, SI-RNTI(system information
 RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다. 단말의 랜덤 액세스 프리앰블의 전송에 대한
 응답인 랜덤 액세스 응답을 지시하기 위하여, RA-RNTI(random access-
 RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다.

도 4는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 상향링크 서브
 10 프레임의 구조를 나타낸다.

도 4를 참조하면, 상향링크 서브 프레임은 주파수 영역에서 제어 영역과
 데이터 영역으로 나눌 수 있다. 제어 영역에는 상향링크 제어 정보를 나르는
 PUCCH(Physical Uplink Control Channel)이 할당된다. 데이터 영역은
 사용자 데이터를 나르는 PUSCH(Physical Uplink Shared Channel)이
 15 할당된다. 단일 반송파 특성을 유지하기 위해 하나의 단말은 PUCCH와 PUSCH를
 동시에 전송하지 않는다.

하나의 단말에 대한 PUCCH에는 서브 프레임 내에 자원 블록(RB:
 Resource Block) 쌍이 할당된다. RB 쌍에 속하는 RB들은 2개의 슬롯들의
 각각에서 서로 다른 부 반송파를 차지한다. 이를 PUCCH에 할당된 RB 쌍은 슬롯
 20 경계(slot boundary)에서 주파수 도약(frequency hopping)된다고 한다.

MIMO(Multi-Input Multi-Output)

MIMO 기술은 지금까지 일반적으로 한 개의 송신안테나와 한 개의 수신안테나를 사용했던 것에서 탈피하여, 다중 송신(Tx) 안테나와 다중 수신(Rx) 안테나를 사용한다. 다시 말해서, MIMO 기술은 무선 통신 시스템의 송신단 또는 수신단에서 다중 입출력 안테나를 사용하여 용량 증대 또는 성능 개성을 꾀하기 위한 기술이다. 이하에서는 'MIMO'를 '다중 입출력 안테나'라 칭하기로 한다.

더 구체적으로, 다중 입출력 안테나 기술은 하나의 완전한 메시지(total message)를 수신하기 위하여 한 개의 안테나 경로에 의존하지 않으며, 여러 개의 안테나를 통해 수신한 복수의 데이터 조각을 수집하여 완전한 데이터를 완성시킨다. 결과적으로, 다중 입출력 안테나 기술은 특정 시스템 범위 내에서 데이터 전송율을 증가시킬 수 있으며, 또한 특정 데이터 전송율을 통해 시스템 범위를 증가시킬 수 있다.

차세대 이동통신은 기존 이동통신에 비해 훨씬 높은 데이터 전송율을 요구하므로 효율적인 다중 입출력 안테나 기술이 반드시 필요할 것으로 예상된다. 이와 같은 상황에서 MIMO 통신 기술은 이동통신 단말과 중계기 등에 폭넓게 사용할 수 있는 차세대 이동통신 기술이며, 데이터 통신 확대 등으로 인해 한계 상황에 따라 다른 이동통신의 전송량 한계를 극복할 수 있는 기술로서 관심을 모으고 있다.

한편, 현재 연구되고 있는 다양한 전송효율 향상 기술 중 다중 입출력 안테나(MIMO) 기술은 추가적인 주파수 할당이나 전력증가 없이도 통신 용량 및 송수신 성능을 획기적으로 향상시킬 수 있는 방법으로서 현재 가장 큰 주목을 받고 있다.

도 5는 일반적인 다중 입출력 안테나(MIMO) 통신 시스템의 구성도이다.

도 5를 참조하면, 송신 안테나의 수를 N_T 개로, 수신 안테나의 수를 N_R 개로 동시에 늘리게 되면, 송신기나 수신기에서만 다수의 안테나를 사용하게 되는 경우와 달리 안테나 수에 비례하여 이론적인 채널 전송 용량이 증가하므로, 전송 레이트(transfer rate)를 향상시키고, 주파수 효율을 획기적으로 향상시킬 수 있다. 이 경우, 채널 전송 용량의 증가에 따른 전송 레이트는 하나의 안테나를 이용하는 경우의 최대 전송 레이트(R_o)에 다음과 같은 레이트 증가율(R_i)이 곱해진 만큼으로 이론적으로 증가할 수 있다.

【수학식 1】

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

즉, 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 입출력 안테나의 기술은 다양한 채널 경로를 통과한 심볼들을 이용하여 전송 신뢰도를 높이는 공간 다이버시티(spatial diversity) 방식과, 다수의 송신 안테나를 이용하여 다수의 데이터 심볼을 동시에 송신하여 전송률을 향상시키는 공간 멀티플렉싱(spatial multiplexing) 방식으로 나눌 수 있다. 또한 이러한 두 가지 방식을 적절히 결합하여 각각의 장점을 적절히 얻고자 하는 방식에 대한 연구도 최근 많이 연구되고 있는 분야이다.

각각의 방식에 대해 좀더 구체적으로 살펴보면 다음과 같다.

첫째로, 공간 다이버시티 방식의 경우에는 시공간 블록 부호 계열과,

다이버시티 이득과 부호화 이득을 동시에 이용하는 시공간 트렐리스(Trellis) 부호 계열 방식이 있다. 일반적으로 비트 오류율 개선 성능과 부호 생성 자유도는 트렐리스 부호 방식이 우수하지만, 연산 복잡도는 시공간 블록 부호가 간단하다. 이와 같은 공간 다이버시티 이득은 송신 안테나 수 (N_T)와 수신

5 안테나 수 (N_R)의 곱 ($N_T \times N_R$)에 해당되는 양을 얻을 수 있다.

둘째로, 공간 멀티플렉싱 기법은 각 송신 안테나에서 서로 다른 데이터 열을 송신하는 방법인데, 이때 수신기에서는 송신기로부터 동시에 전송된 데이터 사이에 상호 간섭이 발생하게 된다. 수신기에서는 이 간섭을 적절한 신호처리 기법을 이용하여 제거한 후 수신한다. 여기에 사용되는 잡음 제거 방식은

10 MLD(maximum likelihood detection) 수신기, ZF(zero-forcing) 수신기, MMSE(minimum mean square error) 수신기, D-BLAST (Diagonal-Bell Laboratories Layered Space-Time), V-BLAST(Vertical-Bell Laboratories Layered Space-Time) 등이 있으며, 특히 송신단에서 채널 정보를 알 수 있는 경우에는 SVD(singular value decomposition) 방식

15 등을 사용할 수 있다.

셋째로, 공간 다이버시티와 공간 멀티플렉싱의 결합된 기법을 들 수 있다. 공간 다이버시티 이득만을 얻을 경우 다이버시티 차수의 증가에 따른 성능개선 이득이 점차 포화되며, 공간 멀티플렉싱 이득만을 취하면 무선 채널에서 전송 신뢰도가 떨어진다. 이를 해결하면서 두 가지 이득을 모두 얻는 방식들이

20 연구되어 왔으며, 이 중 시공간 블록 부호 (Double-STTD), 시공간 BICM(STBICM) 등의 방식이 있다.

상술한 바와 같은 다중 입출력 안테나 시스템에 있어서의 통신 방법을 보다

구체적인 방법으로 설명하기 위해 이를 수학적으로 모델링하는 경우 다음과 같이 나타낼 수 있다.

먼저, 도 5에 도시된 바와 같이 N_T 개의 송신 안테나와 N_R 개의 수신 안테나가 존재하는 것을 가정한다.

5 먼저, 송신 신호에 대해 살펴보면, 이와 같이 N_T 개의 송신 안테나가 있는 경우 최대 전송 가능한 정보는 N_T 개 이므로, 이를 다음과 같은 벡터로 나타낼 수 있다.

【수학식 2】

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

10 한편, 각각의 전송 정보 $s_1, s_2, \dots, s_{N_T}$ 에 있어 전송 전력을 달리 할 수 있으며, 이때 각각의 전송 전력을 $P_1, P_2, \dots, P_{N_T}$ 라 하면, 전송 전력이 조정된 전송 정보는 다음과 같은 벡터로 나타낼 수 있다.

【수학식 3】

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

15 또한, 수학식 3의 전송 전력이 조정된 전송 정보를 전송 전력의 대각 행렬 $\mathbf{P}$ 로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

【수학식 4】

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

한편, 수학식 4의 전송 전력이 조정된 정보 벡터는 그 후 가중치 행렬 $\mathbf{W}$ 가
20 곱해져 실제 전송되는 N_T 개의 전송 신호 $x_1, x_2, \dots, x_{N_T}$ 를 구성한다.

여기서, 가중치 행렬은 전송 채널 상황 등에 따라 전송 정보를 각 안테나에 적절히 분배해 주는 역할을 수행한다. 이와 같은 전송 신호 $x_1, x_2, \dots, x_{N_T}$ 를 벡터 $\mathbf{x}$ 를 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

【수학식 5】

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

여기서, w_{ij} 는 i 번째 송신 안테나와 j 번째 전송 정보간의 가중치를 나타내며, $\mathbf{w}$ 는 이를 행렬로 나타낸 것이다. 이와 같은 행렬 $\mathbf{w}$ 를 가중치 행렬 (Weight Matrix) 또는 프리코딩 행렬 (Precoding Matrix)라 부른다.

한편, 상술한 바와 같은 전송 신호($\mathbf{x}$)는 공간 다이버시티를 사용하는 경우와 공간 멀티플렉싱을 사용하는 경우로 나누어 생각해 볼 수 있다.

공간 멀티플렉싱을 사용하는 경우는 서로 다른 신호를 다중화하여 보내게 되므로, 정보 벡터 $\mathbf{s}$ 의 원소들이 모두 다른 값을 가지게 되는 반면, 공간 다이버시티를 사용하게 되면 같은 신호를 여러 채널 경로를 통하여 보내게 되므로 정보 벡터 $\mathbf{s}$ 의 원소들이 모두 같은 값을 갖게 된다.

물론, 공간 멀티플렉싱과 공간 다이버시티를 혼합하는 방법도 고려 가능하다. 즉, 예를 들어 3 개의 송신 안테나를 통하여 같은 신호를 공간 다이버시티를 이용하여 전송하고, 나머지는 각각 다른 신호를 공간 멀티플렉싱하여 보내는 경우도 고려할 수 있다.

다음으로, 수신신호는 N_R 개의 수신 안테나가 있는 경우, 각 안테나의

수신신호 $y_1, y_2, \dots, y_{N_R}$ 을 벡터 y 로 다음과 같이 나타내기로 한다.

【수학식 6】

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

한편, 다중 입출력 안테나 통신 시스템에 있어서의 채널을 모델링하는 경우,

5 각각의 채널은 송수신 안테나 인덱스에 따라 구분할 수 있으며, 송신 안테나 j 로부터 수신 안테나 i 를 거치는 채널을 h_{ij} 로 표시하기로 한다. 여기서, h_{ij} 의 인덱스의 순서가 수신 안테나 인덱스가 먼저, 송신안테나의 인덱스가 나중임에 유의한다.

이러한 채널은 여러 개를 한데 묶어서 벡터 및 행렬 형태로도 표시

10 가능하다. 벡터 표시의 예를 들어 설명하면 다음과 같다.

도 6은 다수의 송신 안테나에서 하나의 수신 안테나로의 채널을 나타낸 도이다.

도 6에 도시된 바와 같이 총 N_T 개의 송신 안테나로부터 수신안테나 i 로 도착하는 채널은 다음과 같이 표현 가능하다.

15 【수학식 7】

$$h_i^T = [h_{i1}, h_{i2}, \dots, h_{iN_T}]$$

또한, 상기 수학식 7과 같은 행렬 표현을 통해 N_T 개의 송신 안테나로부터 N_R 개의 수신 안테나를 거치는 채널을 모두 나타내는 경우 다음과 같이 나타낼 수 있다.

20 【수학식 8】

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

한편, 실제 채널은 위와 같은 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 를 거친 후에 백색 잡음 (AWGN: Additive White Gaussian Noise)가 더해지게 되므로, N_R 개의 수신 안테나 각각에 더해지는 백색 잡음 $n_1, n_2, \dots, n_{N_R}$ 을 벡터로 표현하면

5 다음과 같다.

【수학식 9】

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

상술한 바와 같은 전송 신호, 수신 신호, 채널, 및 백색 잡음의 모델링을 통해 다중 입출력 안테나 통신 시스템에서의 각각은 다음과 같은 관계를 통해

10 나타낼 수 있다.

【수학식 10】

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

한편, 채널의 상태를 나타내는 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 의 행과 열의 수는 송수신 안테나 수에 의해서 결정된다. 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 는 앞서 살펴본 바와 같이 행의 수는 수신 안테나의 수 N_R 과 같아지고, 열의 수는 송신 안테나의 수 N_T 와 같아
15 지게 된다. 즉, 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 는 $N_R \times N_T$ 행렬이 된다.

일반적으로, 행렬의 랭크(rank)는 서로 독립인(independent) 행 또는 열의 개수 중에서 최소 개수로 정의된다. 따라서, 행렬의 랭크는 행 또는 열의 개수보다 클 수 없게 된다. 수식적으로 예를 들면, 채널 행렬 H 의 랭크($\text{rank}(H)$)는 다음과 같이 제한된다.

5 【수학식 11】

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

또한, 행렬을 고유치 분해(Eigen value decomposition)를 하였을 때, 랭크는 고유치(eigen value)들 중에서 0이 아닌 고유치들의 개수로 정의할 수 있다. 비슷한 방법으로, 랭크를 SVD(singular value decomposition) 했을
10 때 0이 아닌 특이값(singular value)들의 개수로 정의할 수 있다. 따라서, 채널 행렬에서 랭크의 물리적인 의미는 주어진 채널에서 서로 다른 정보를 보낼 수 있는 최대 수라고 할 수 있다.

본 명세서에 있어, MIMO 전송에 대한 '랭크(Rank)'는 특정 시점 및 특정 주파수 자원에서 독립적으로 신호를 전송할 수 있는 경로의 수를 나타내며,
15 '레이어(layer)의 개수'는 각 경로를 통해 전송되는 신호 스트림의 개수를 나타낸다. 일반적으로 송신단은 신호 전송에 이용되는 랭크 수에 대응하는 개수의 레이어를 전송하기 때문에 특별한 언급이 없는 한 랭크는 레이어 개수와 동일한 의미를 가진다.

이하, 앞서 설명한 MIMO 전송 기법들과 관련하여, 코드북 기반 프리코딩
20 기법에 대하여 보다 구체적으로 살펴본다.

도 7은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 코드북 기반 프리코딩의 기본 개념을 설명하기 위한 도면이다.

코드북 기반 프리코딩 방식에 따를 경우, 송신단과 수신단은 전송 랭크, 안테나 개수 등에 따라 미리 정해진 소정 개수의 프리코딩 행렬들을 포함하는 코드북 정보를 공유하게 된다.

즉, 피드백 정보가 유한한(finite) 경우에 프리코딩 기반 코드북 방식이
5 사용될 수 있다.

수신단은 수신 신호를 통해 채널 상태를 측정하여, 상술한 코드북 정보를 기반으로 유한한 개수의 선호하는 프리코딩 행렬 정보(즉, 해당 프리코딩 행렬의 인덱스)를 송신단에 피드백할 수 있다. 예를 들어, 수신단에서는 ML(Maximum Likelihood) 또는 MMSE(Minimum Mean Square Error) 방식으로 수신
10 신호를 측정하여 최적의 프리코딩 행렬을 선택할 수 있다.

도 7에서는 수신단이 송신단에 프리코딩 행렬 정보를 코드워드별로 전송하는 것을 도시하고 있으나, 이에 한정될 필요는 없다.

수신단으로부터 피드백 정보를 수신한 송신단은 수신된 정보에 기반하여 코드북으로부터 특정 프리코딩 행렬을 선택할 수 있다. 프리코딩 행렬을 선택한
15 송신단은 전송 랭크에 대응하는 개수의 레이어 신호에 선택된 프리코딩 행렬을 곱하는 방식으로 프리코딩을 수행하며, 프리코딩이 수행된 전송 신호를 복수의 안테나를 통해 전송할 수 있다. 프리코딩 행렬에서 행(row)의 개수는 안테나의 개수와 동일하며, 열(column)의 개수는 랭크 값과 동일하다. 랭크 값은 레이어의 개수와 동일하므로, 열(column)의 개수는 레이어 개수와 동일하다.
20 예를 들어, 전송 안테나의 개수가 4이고 레이어의 개수가 2인 경우에는 프리코딩 행렬이 4×2 행렬로 구성될 수 있다. 아래의 수학식 12는 이러한 경우의 프리코딩 행렬을 통하여 각각의 레이어에 매핑된 정보를 각각의 안테나에

매핑시키는 동작을 나타내는 것이다.

【수학식 12】

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{11} & y_1 \\ p_{12} & y_1 \\ p_{13} & y_1 \\ p_{14} & y_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

수학식 12를 참조하면, 레이어에게 매핑된 정보는 x_1 , x_2 이고, 4×2 행렬의 각 요소 p_{ij} 는 프리코딩에 사용되는 가중치이다. y_1 , y_2 , y_3 , y_4 는 안테나에 매핑되는 정보로서 각 OFDM 전송방식을 사용하여 각각의 안테나를 통하여 전송될 수 있다.

송신단에서 프리코딩되어 전송된 신호를 수신한 수신단은 송신단에서 이루어진 프리코딩의 역처리를 수행하여 수신 신호를 복원할 수 있다. 일반적으로 프리코딩 행렬은 $U \cdot U^H = I$ (여기서, U^H 는 행렬 U 의 에르미트(Hermit) 행렬을 의미함)와 같은 유니터리 행렬(U) 조건을 만족하는바, 상술한 프리코딩의 역처리는 송신단의 프리코딩에 이용된 프리코딩 행렬(P)의 에르미트(Hermit) 행렬(P^H)을 수신 신호에 곱하는 방식으로 이루어질 수 있다.

또한, 프리코딩은 다양한 방식의 안테나 구성에 대해서 양호한 성능을 가질 것이 요구되므로, 코드북 설계에 있어서 다양한 안테나 구성에 대한 성능을 고려할 필요가 있다. 이하에서는 다중 안테나의 예시적인 구성에 대하여 설명한다.

기존의 3GPP LTE 시스템(예를 들어, 3GPP LTE 릴리즈-8 또는 9 표준에 따른 시스템)에서는 하향링크에서 최대 4개의 전송 안테나를 지원하므로 4 전송 안테나에 대한 코드북이 설계되어 있다. 기존의 3GPP LTE의 진화인

3GPP LTE-A 시스템에서는 하향링크에서 최대 8 전송 안테나를 지원할 수 있다. 따라서, 최대 8 전송 안테나를 통한 하향링크 전송에 대하여 양호한 성능을 제공하는 프리코딩 코드북을 설계하는 것이 요구된다.

또한, 코드북 설계에 있어서는, 일정 계수 특성(constant modulus property), 유한 알파벳(infinite alphabet), 코드북 크기에 대한 제한, 네스티드 특성(nested property), 다양한 안테나 구성(antenna configuration)에 대한 양호한 성능을 제공할 것 등이 일반적으로 요구된다.

일정 계수 특성이란, 코드북을 구성하는 프리코딩 행렬의 각각의 채널 요소(channel component)의 크기(amplitude)가 일정한 특성을 의미한다. 이러한 특성에 따르면, 어떤 프리코딩 행렬이 사용되는지에 무관하게, 모든 안테나 각각으로부터 전송되는 전력 레벨이 동일하게 유지될 수 있다. 이에 따라, 전력 증폭기(Power Amplifier) 사용의 효율성을 높일 수 있다.

유한 알파벳(finite alphabet)이란, 예를 들어, 2 개의 전송 안테나의 경우에 프리코딩 행렬들을 스케일링 인자(scaling factor)를 제외하고 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 알파벳 (즉, ± 1 , $\pm j$) 만을 사용하여 구성하는 것을 의미한다. 이에 따라, 프리코더에서 프리코딩 행렬을 승산(multiplication)함에 있어서 계산의 복잡성을 완화할 수 있다.

코드북 크기는 소정의 크기 이하로 제한될 수 있다. 코드북의 크기가 클수록 다양한 경우에 대한 프리코딩 행렬들을 포함할 수 있으므로 채널 상태를 보다 정밀하게 반영할 수 있지만, 그에 따라 프리코딩 행렬 지시자(PMI: Precoding Matrix Indicator)의 비트수가 증가하게 되고 이는 시그널링 오버헤드를 야기할 수 있기 때문이다.

네스티드 특성(nested property)이란, 높은 랭크 프리코딩 행렬의 일부분이 낮은 랭크 프리코딩 행렬로 구성되는 것을 의미한다. 이와 같이 프리코딩 행렬이 구성되면, 단말로부터 보고된 RI(Rank Indicator)에서 나타내는 채널 랭크보다 낮은 전송 랭크로 하향링크 전송을 하도록 기지국이 결정하는 경우에도, 적절한 성능을 보장할 수 있다. 또한, 이 특성에 따라 CQI(Channel Quality Information) 계산의 복잡성도 감소할 수 있다. 왜냐하면, 상이한 랭크에 대해 설계된 프리코딩 행렬들 중에서 프리코딩 행렬을 선택하는 동작을 할 때에, 프리코딩 행렬 선택을 위한 계산이 일부분 공유될 수 있기 때문이다.

다양한 안테나 구성(antenna configuration)에 대한 양호한 성능을 제공한다는 것은, 낮은 상관을 가진 안테나 구성, 높은 상관을 가진 안테나 구성 또는 크로스-편극 안테나 구성 등의 다양한 경우에 대해서 일정 기준 이상의 성능을 제공할 것이 요구된다는 의미이다.

참조 신호(RS: Reference Signal)

무선 통신 시스템에서 데이터는 무선 채널을 통해 전송되기 때문에, 신호는 전송 중에 왜곡될 수 있다. 수신단에서 왜곡된 신호를 정확하게 수신하기 위하여, 수신된 신호의 왜곡은 채널 정보를 이용하여 보정되어야 한다. 채널 정보를 검출하기 위하여 송신측과 수신측 모두 알고 있는 신호 전송 방법과 신호가 채널을 통해 전송될 때 왜곡된 정도를 이용하여 채널 정보를 검출하는 방법을 주로 이용한다. 상술한 신호를 파일럿 신호 또는 참조 신호(RS: reference signal)라고 한다.

또한 최근 대부분의 이동통신 시스템에서 패킷을 전송할 때, 지금까지 한 개의 송신안테나와 한 개의 수신안테나를 사용했던 것에서 탈피, 다중송신안테나와 다중수신안테나를 채택해 송수신 데이터 효율을 향상시킬 수 있는 방법을 사용한다. 다중 입출력 안테나를 이용하여 데이터를 송수신할 때, 5 신호를 정확하게 수신하기 위하여 송신 안테나와 수신 안테나 간의 채널 상태가 검출되어야 한다. 따라서 각 송신 안테나는 개별적인 참조 신호를 가져야 한다.

이동 통신 시스템에서 RS는 그 목적에 따라 크게 두 가지로 구분될 수 있다. 채널 상태 정보 획득을 위한 목적의 RS와 데이터 복조를 위해 사용되는 RS가 있다. 전자는 UE가 하향 링크로의 채널 상태 정보를 획득하는데 그 목적이 있으므로, 광대역으로 전송되어야 하고, 특정 서브 프레임에서 하향 링크 데이터를 수신하지 않는 UE라도 그 RS를 수신하고 측정할 수 있어야 한다. 또한 이는 핸드 오버 등의 무선 자원 무선 자원 관리(RRM: Radio Resource Management) 측정 등을 위해서도 사용된다. 후자는 기지국이 하향링크를 보낼 때 해당 리소스에 함께 보내는 RS로서, UE는 해당 RS를 수신함으로써 채널 15 추정을 할 수 있고, 따라서 데이터를 복조할 수 있게 된다. 이 RS는 데이터가 전송되는 영역에 전송되어야 한다.

하향 참조 신호는 셀 내 모든 단말이 공유하는 채널 상태에 대한 정보 획득 및 핸드오버 등의 측정 등을 위한 하나의 공통 참조 신호(CRS: common RS)와 특정 단말만을 위하여 데이터 복조를 위해 사용되는 전용 참조 신호(dedicated 20 RS)가 있다. 이와 같은 참조 신호들을 이용하여 복조(demodulation)와 채널 측정(channel measurement)을 위한 정보를 제공할 수 있다. 즉, DRS는 데이터 복조용으로만 사용되며 CRS는 채널 정보 획득 및 데이터 복조의 두 가지

목적으로 다 사용된다.

수신 측(즉, 단말)은 CRS로부터 채널 상태를 측정하고, CQI(Channel Quality Indicator), PMI(Precoding Matrix Index) 및/또는 RI(Rank Indicator)와 같은 채널 품질과 관련된 지시자를 송신 측(즉, 기지국)으로
5 피드백한다. CRS는 셀 특정 기준신호(cell-specific RS)라고도 한다. 반면, 채널 상태 정보(CSI: Channel State Information)의 피드백과 관련된 참조 신호를 CSI-RS라고 정의할 수 있다.

DRS는 PDSCH 상의 데이터 복조가 필요한 경우 자원 요소들을 통해 전송될 수 있다. 단말은 상위 계층을 통하여 DRS의 존재 여부를 수신할 수 있으며,
10 상응하는 PDSCH가 매핑되었을 때만 유효하다. DRS를 단말 특정 참조 신호(UE-specific RS) 또는 복조 참조 신호(DMRS: Demodulation RS)라고 할 수 있다.

도 8은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 하향링크 자원 블록 쌍에 매핑된 참조 신호 패턴을 예시한다.

도 8을 참조하면, 참조 신호가 매핑되는 단위로 하향링크 자원 블록 쌍은
15 시간 영역에서 하나의 서브 프레임 $\times$ 주파수 영역에서 12개의 부 반송파로 나타낼 수 있다. 즉, 시간 축(x축) 상에서 하나의 자원 블록 쌍은 일반 순환 전치(normal CP: normal Cyclic Prefix)인 경우 14개의 OFDM 심볼의 길이를 가지고(도 8(a)의 경우), 확장 순환 전치(extended CP: extended
20 Cyclic Prefix)인 경우 12개의 OFDM 심볼의 길이를 가진다(도 8(b)의 경우). 자원 블록 격자에서 '0', '1', '2' 및 '3'으로 기재된 자원 요소들(RES)은 각각 안테나 포트 인덱스 '0', '1', '2' 및 '3'의 CRS의 위치를 의미하며,

'D'로 기재된 자원 요소들은 DRS의 위치를 의미한다.

이하 CRS에 대하여 좀 더 상세하게 기술하면, CRS는 물리적 안테나의 채널을 추정하기 위해 사용되고, 셀 내에 위치한 모든 단말에 공통적으로 수신될 수 있는 참조 신호로써 전체 주파수 대역에 분포된다. 즉, 이 CRS는 cell-specific한 신호로, 광대역에 대해서 매 서브 프레임마다 전송된다. 또한, CRS는 채널 품질 정보(CSI) 및 데이터 복조를 위해 이용될 수 있다.

CRS는 전송 측(기지국)에서의 안테나 배열에 따라 다양한 포맷으로 정의된다. 3GPP LTE 시스템(예를 들어, 릴리즈-8)에서는 기지국의 전송 안테나 개수에 따라서 최대 4개의 안테나 포트에 대한 RS가 전송된다. 하향링크 신호 송신 측은 단일의 송신 안테나, 2개의 송신 안테나 및 4개의 송신 안테나와 같이 3 종류의 안테나 배열을 가진다. 예를 들어 기지국의 송신 안테나의 개수가 두 개일 경우, 0번과 1번 안테나 포트에 대한 CRS가 전송되고, 네 개일 경우 0~3 번 안테나 포트에 대한 CRS가 각각 전송된다. 기지국의 송신 안테나가 4개일 경우 한 RB에서의 CRS 패턴은 도 8과 같다.

기지국이 단일의 송신 안테나를 사용하는 경우, 단일 안테나 포트를 위한 참조 신호가 배열된다.

기지국이 2개의 송신 안테나를 사용하는 경우, 2개의 송신 안테나 포트를 위한 참조 신호는 시분할 다중화(TDM: Time Division Multiplexing) 및/또는 주파수 분할 다중화(FDM Frequency Division Multiplexing) 방식을 이용하여 배열된다. 즉, 2개의 안테나 포트를 위한 참조 신호는 각각이 구별되기 위해 서로 다른 시간 자원 및/또는 서로 다른 주파수 자원이 할당된다.

게다가, 기지국이 4개의 송신 안테나를 사용하는 경우, 4개의 송신 안테나

포트를 위한 참조 신호는 TDM 및/또는 FDM 방식을 이용하여 배열된다.
 하향링크 신호의 수신 측(단말)에 의하여 측정된 채널 정보는 단일의 송신
 안테나 전송, 송신 다이버시티, 폐쇄 루프 공간 다중화(closed-loop spatial
 multiplexing), 개방 루프 공간 다중화(open-loop spatial
 5 multiplexing) 또는 다중 사용자-다중 입출력 안테나(Multi-User MIMO)와
 같은 전송 방식을 이용하여 전송된 데이터를 복조하기 위하여 사용될 수 있다.

다중 입출력 안테나가 지원되는 경우 참조 신호가 특정의 안테나
 포트로부터 전송될 때, 상기 참조 신호는 참조 신호의 패턴에 따라 특정된 자원
 요소들의 위치에 전송되며, 다른 안테나 포트를 위해 특정된 자원 요소들의
 10 위치에 전송되지 않는다. 즉, 서로 다른 안테나 사이의 참조 신호는 서로 겹치지
 않는다.

이하 DRS에 대하여 좀 더 상세하게 기술하면, DRS는 데이터를 복조하기
 위하여 사용된다. 다중 입출력 안테나 전송에서 특정의 단말을 위해 사용되는
 선행 부호화(precoding) 가중치는 단말이 참조 신호를 수신하였을 때 각 송신
 15 안테나에서 전송된 전송 채널과 결합되어 상응하는 채널을 추정하기 위하여 변경
 없이 사용된다.

3GPP LTE 시스템(예를 들어, 릴리즈-8)은 최대 4개의 전송 안테나를
 지원하고, 랭크 1 빔포밍(beamforming)을 위한 DRS가 정의된다. 랭크 1
 빔포밍을 위한 DRS는 또한 안테나 포트 인덱스 5를 위한 참조 신호를 나타낸다.
 20 LTE 시스템의 진화 발전된 형태의 LTE-A 시스템에서 기지국의 하향
 링크로 최대 8개의 송신 안테나를 지원할 수 있도록 디자인되어야 한다. 따라서
 최대 8개 송신 안테나에 대한 RS 역시 지원되어야 한다. LTE 시스템에서 하향

링크 RS는 최대 4개의 안테나 포트에 대한 RS만 정의되어 있으므로, LTE-A 시스템에서 기지국이 4개 이상 최대 8개의 하향 링크 송신 안테나를 가질 경우 이들 안테나 포트에 대한 RS가 추가적으로 정의되고 디자인되어야 한다. 최대 8개의 송신 안테나 포트에 대한 RS는 위에서 설명한 채널 측정을 위한 RS와
5 데이터 복조를 위한 RS 두 가지가 모두 디자인되어야 한다.

LTE-A 시스템을 디자인 함에 있어서 중요한 고려 사항 중 하나는 하위 호환성(backward compatibility), 즉 LTE 단말이 LTE-A 시스템에서도 아무 무리 없이 잘 동작해야 하고, 시스템 또한 이를 지원해야 한다는 것이다. RS 전송 관점에서 보았을 때, LTE에서 정의되어 있는 CRS가 전 대역으로 매
10 서브 프레임마다 전송되는 시간-주파수 영역에서 추가적으로 최대 8개의 송신 안테나 포트에 대한 RS가 추가적으로 정의되어야 한다. LTE-A 시스템에서 기존 LTE의 CRS와 같은 방식으로 최대 8개의 송신 안테나에 대한 RS 패턴을 매 서브 프레임마다 전 대역에 추가하게 되면 RS 오버헤드가 지나치게 커지게 된다.

따라서 LTE-A 시스템에서 새로이 디자인되는 RS는 크게 두 가지 분류로
15 나누게 되는데, MCS, PMI 등의 선택을 위한 채널 측정 목적의 RS (CSI-RS: Channel State Information-RS, Channel State Indication-RS 등)와 8개의 전송 안테나로 전송되는 데이터 복조를 위한 RS(DM-RS: Data Demodulation-RS)이다.

채널 측정 목적의 CSI-RS는 기존의 CRS가 채널 측정, 핸드 오버 등의
20 측정 등의 목적과 동시에 데이터 복조를 위해 사용되는 것과 달리 채널 측정 위주의 목적을 위해서 디자인되는 특징이 있다. 물론 이 또한 핸드 오버 등의 측정 등의 목적으로도 사용될 수도 있다. CSI-RS가 채널 상태에 대한 정보를

얻는 목적으로만 전송되므로 CRS와 달리 매 서브 프레임마다 전송되지 않아도 된다. CSI-RS의 오버헤드를 줄이기 위하여 CSI-RS는 시간 축 상에서 간헐적으로 전송된다.

데이터 복조를 위해서 해당 시간-주파수 영역에서 스케줄링 된 UE에게
5 전용적(dedicated)으로 DM-RS가 전송된다. 즉, 특정 UE의 DM-RS는 해당 UE가 스케줄링 된 영역, 즉 데이터를 수신 받는 시간-주파수 영역에만 전송되는 것이다.

LTE-A 시스템에서 기지국의 하향 링크로 최대 8개의 송신 안테나를 지원한다. LTE-A 시스템에서 기존 LTE의 CRS와 같은 방식으로 최대 8개의
10 송신 안테나에 대한 RS를 매 서브 프레임마다 전 대역에 전송하게 되면 RS 오버헤드가 지나치게 커지게 된다. 따라서 LTE-A 시스템에서는 MCS, PMI 등의 선택을 위한 CSI 측정 목적의 CSI-RS와 데이터 복조를 위한 DM-RS로 분리되어 두 개의 RS가 추가되었다. CSI-RS는 RRM 측정 등의 목적으로도 사용될 수는 있지만 CSI 획득의 주목적을 위해서 디자인되었다. CSI-RS는 데이터 복조에
15 사용되지 않으므로 매 서브 프레임마다 전송될 필요는 없다. 그러므로 CSI-RS의 오버헤드를 줄이기 위하여 시간 축 상에서 간헐적으로 전송하도록 한다. 즉, CSI-RS는 한 서브 프레임의 정수 배의 주기를 가지고 주기적으로 전송되거나 특정 전송 패턴으로 전송될 수 있다. 이 때 CSI-RS가 전송되는 주기나 패턴은 eNB가 설정할 수 있다.

20 데이터 복조를 위해서는 해당 시간-주파수 영역에서 스케줄링 된 UE에게 dedicated하게 DM-RS가 전송된다. 즉, 특정 UE의 DM-RS는 해당 UE가 스케줄링 된 영역, 즉 데이터를 수신 받는 시간-주파수 영역에만 전송된다.

CSI-RS를 측정하기 위해서 UE는 반드시 자신이 속한 셀의 각각의 CSI-RS 안테나 포트에 대한 CSI-RS의 전송 서브 프레임 인덱스, 전송 서브 프레임 내에서 CSI-RS 자원 요소(RE) 시간-주파수 위치, 그리고 CSI-RS 시퀀스 등에 대한 정보를 알고 있어야 한다.

- 5 LTE-A 시스템에 eNB는 CSI-RS를 최대 8개의 안테나 포트에 대해서 각각 전송해야 한다. 서로 다른 안테나 포트의 CSI-RS 전송을 위해 사용되는 자원은 서로 직교(orthogonal)해야 한다. 한 eNB가 서로 다른 안테나 포트에 대한 CSI-RS를 전송할 때 각각의 안테나 포트에 대한 CSI-RS를 서로 다른 RE에 매핑함으로써 FDM/TDM방식으로 이들 자원을 orthogonal하게 할당할 수 있다.
- 10 또는 서로 다른 안테나 포트에 대한 CSI-RS를 서로 orthogonal한 코드에 매핑시키는 CDM방식으로 전송할 수 있다.

- CSI-RS에 관한 정보를 eNB가 자기 셀 UE에게 알려줄 때, 먼저 각 안테나 포트에 대한 CSI-RS가 매핑되는 시간-주파수에 대한 정보를 알려줘야 한다. 구체적으로, CSI-RS가 전송되는 서브 프레임 번호들, 또는 CSI-RS가 전송되는
- 15 주기, CSI-RS가 전송되는 서브 프레임 오프셋이며, 특정 안테나의 CSI-RS RE가 전송되는 OFDM 심볼 번호, 주파수 간격(spacing), 주파수 축에서의 RE의 오프셋 또는 쉬프트 값 등이 있다.

- CSI-RS는 1개, 2개, 4개 또는 8개의 안테나 포트를 통해 전송된다. 이때, 사용되는 안테나 포트는 각각 $p=15$, $p=15, 16$, $p=15, \dots, 18$,
- 20 $p=15, \dots, 22$ 이다. CSI-RS는 서브캐리어 간격 $\Delta f=15\text{kHz}$ 에 대해서만 정의될 수 있다.

 CSI-RS 전송을 위해 설정된 서브프레임 내에서, CSI-RS 시퀀스는 아래

수학식 13과 같이 각 안테나 포트(p) 상의 참조 심볼(reference symbol)로서 이용되는 복소 변조 심볼(complex-valued modulation symbol) $a_{k,l}^{(p)}$ 에 매핑된다.

【수학식 13】

$$a_{k,l}^{(p)} = w_{l''} \cdot r_{l,n_s}(m')$$

$$k = k' + 12m + \begin{cases} -0 & \text{for } p \in \{15,16\}, \text{normal cyclic prefix} \\ -6 & \text{for } p \in \{17,18\}, \text{normal cyclic prefix} \\ -1 & \text{for } p \in \{19,20\}, \text{normal cyclic prefix} \\ -7 & \text{for } p \in \{21,22\}, \text{normal cyclic prefix} \\ -0 & \text{for } p \in \{15,16\}, \text{extended cyclic prefix} \\ -3 & \text{for } p \in \{17,18\}, \text{extended cyclic prefix} \\ -6 & \text{for } p \in \{19,20\}, \text{extended cyclic prefix} \\ -9 & \text{for } p \in \{21,22\}, \text{extended cyclic prefix} \end{cases}$$

$$l = l' + \begin{cases} l'' & \text{CSI reference signal configurations 0-19, normal cyclic prefix} \\ 2l'' & \text{CSI reference signal configurations 20-31, normal cyclic prefix} \\ l'' & \text{CSI reference signal configurations 0-27, extended cyclic prefix} \end{cases}$$

$$w_{l''} = \begin{cases} 1 & p \in \{15,17,19,21\} \\ (-1)^{l''} & p \in \{16,18,20,22\} \end{cases}$$

$$l'' = 0,1$$

$$m = 0,1,\dots,N_{RB}^{DL} - 1$$

$$m' = m + \left\lfloor \frac{N_{RB}^{max,DL} - N_{RB}^{DL}}{2} \right\rfloor$$

상기 수학식 13에서, (k', l') (여기서, k' 는 자원 블록 내 부반송과 인덱스이고, l' 는 슬롯 내 OFDM 심볼 인덱스를 나타낸다.) 및 n_s 의 조건은 아래 표 3 또는 표 4와 같은 CSI-RS 설정(configuration)에 따라 결정된다.

표 3은 일반 CP에서 CSI-RS 구성으로부터 (k', l') 의 매핑을 예시한다.

【표 3】

CSI reference signal configuration	Number of CSI reference signals configured					
	1 or 2		4		8	
	(k', l')	$n_s \bmod 2$	(k', l')	$n_s \bmod 2$	(k', l')	$n_s \bmod 2$

Frame structure type 1 and 2	0	(9, 5)	0	(9, 5)	0	(9, 5)	0
	1	(11, 2)	1	(11, 2)	1	(11, 2)	1
	2	(9, 2)	1	(9, 2)	1	(9, 2)	1
	3	(7, 2)	1	(7, 2)	1	(7, 2)	1
	4	(9, 5)	1	(9, 5)	1	(9, 5)	1
	5	(8, 5)	0	(8, 5)	0		
	6	(10, 2)	1	(10, 2)	1		
	7	(8, 2)	1	(8, 2)	1		
	8	(6, 2)	1	(6, 2)	1		
	9	(8, 5)	1	(8, 5)	1		
	10	(3, 5)	0				
	11	(2, 5)	0				
	12	(5, 2)	1				
	13	(4, 2)	1				
	14	(3, 2)	1				
	15	(2, 2)	1				
	16	(1, 2)	1				
	17	(0, 2)	1				
	18	(3, 5)	1				
	19	(2, 5)	1				
Frame structure type 2 only	20	(11, 1)	1	(11, 1)	1	(11, 1)	1
	21	(9, 1)	1	(9, 1)	1	(9, 1)	1
	22	(7, 1)	1	(7, 1)	1	(7, 1)	1
	23	(10, 1)	1	(10, 1)	1		
	24	(8, 1)	1	(8, 1)	1		
	25	(6, 1)	1	(6, 1)	1		
	26	(5, 1)	1				
	27	(4, 1)	1				
	28	(3, 1)	1				
	29	(2, 1)	1				
	30	(1, 1)	1				
	31	(0, 1)	1				

표 4는 확장 CP에서 CSI-RS 구성으로부터 (k', l') 의 매핑을 예시한다.

【표 4】

	CSI reference signal configuration	Number of CSI reference signals configured					
		1 or 2		4		8	
		(k', l')	$n_s \bmod 2$	(k', l')	$n_s \bmod 2$	(k', l')	$n_s \bmod 2$
Frame structure type 1 and 2	0	(11, 4)	0	(11, 4)	0	(11, 4)	0
	1	(9, 4)	0	(9, 4)	0	(9, 4)	0
	2	(10, 4)	1	(10, 4)	1	(10, 4)	1
	3	(9, 4)	1	(9, 4)	1	(9, 4)	1
	4	(5, 4)	0	(5, 4)	0		
	5	(3, 4)	0	(3, 4)	0		
	6	(4, 4)	1	(4, 4)	1		
	7	(3, 4)	1	(3, 4)	1		
	8	(8, 4)	0				

	9	(6, 4)	0				
	10	(2, 4)	0				
	11	(0, 4)	0				
	12	(7, 4)	1				
	13	(6, 4)	1				
	14	(1, 4)	1				
	15	(0, 4)	1				
Frame structure type 2 only	16	(11, 1)	1	(11, 1)	1	(11, 1)	1
	17	(10, 1)	1	(10, 1)	1	(10, 1)	1
	18	(9, 1)	1	(9, 1)	1	(9, 1)	1
	19	(5, 1)	1	(5, 1)	1		
	20	(4, 1)	1	(4, 1)	1		
	21	(3, 1)	1	(3, 1)	1		
	22	(8, 1)	1				
	23	(7, 1)	1				
	24	(6, 1)	1				
	25	(2, 1)	1				
	26	(1, 1)	1				
	27	(0, 1)	1				

표 3 및 표 4를 참조하면, CSI-RS의 전송에 있어서, 이종 네트워크(HetNet: heterogeneous network) 환경을 포함하여 멀티 셀 환경에서 셀간 간섭(ICI: inter-cell interference)을 줄이기 위하여 최대 32개(일반 CP 경우) 또는 최대 28개(확장 CP 경우)의 서로 다른 구성(configuration)이 정의된다.

CSI-RS 구성은 셀 내의 안테나 포트의 개수 및 CP에 따라 서로 다르며, 인접한 셀은 최대한 서로 다른 구성을 가질 수 있다. 또한, CSI-RS 구성은 프레임 구조에 따라 FDD 프레임과 TDD 프레임에 모두 적용하는 경우와 TDD 프레임에만 적용하는 경우로 나뉘질 수 있다.

표 3 및 표 4를 기반으로 CSI-RS 구성에 따라 (k', l') 및 n_s 가 정해지고, 각 CSI-RS 안테나 포트에 따라 CSI-RS 전송에 이용하는 시간-주파수 자원이 결정된다.

도 9는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 참조 신호가

매핑되는 자원을 예시하는 도면이다.

도 9(a)는 1개 또는 2개의 CSI-RS 안테나 포트들에 의한 CSI-RS 전송에
 사용 가능한 20가지 CSI-RS 구성들을 나타낸 것이고, 도 9(b)는 4개의 CSI-
 RS 안테나 포트들에 의해 사용 가능한 10가지 CSI-RS 구성들을 나타낸 것이며,
 5 도 9(c)는 8개의 CSI-RS 안테나 포트들에 의해 CSI-RS 전송에 사용 가능한
 5가지 CSI-RS 구성들을 나타낸 것이다.

이와 같이, 각 CSI-RS 구성에 따라 CSI-RS가 전송되는 무선 자원(즉,
 RE 쌍)이 결정된다.

특정 셀에 대하여 CSI-RS 전송을 위해 1개 혹은 2개의 안테나 포트가
 10 설정되면, 도 9(a)에 도시된 20가지 CSI-RS 구성들 중 설정된 CSI-RS 구성에
 따른 무선 자원 상에서 CSI-RS가 전송된다.

마찬가지로, 특정 셀에 대하여 CSI-RS 전송을 위해 4개의 안테나 포트가
 설정되면, 도 9(b)에 도시된 10가지 CSI-RS 구성들 중 설정된 CSI-RS 구성에
 따른 무선 자원 상에서 CSI-RS가 전송된다. 또한, 특정 셀에 대하여 CSI-RS
 15 전송을 위해 8개의 안테나 포트가 설정되면, 도 9(c)에 도시된 5가지 CSI-RS
 구성들 중 설정된 CSI-RS 구성에 따른 무선 자원 상에서 CSI-RS가 전송된다.

2개의 안테나 포트 별(즉, $\{15, 16\}$, $\{17, 18\}$, $\{19, 20\}$, $\{21, 22\}$)로
 각각의 안테나 포트에 대한 CSI-RS는 동일한 무선 자원에 CDM되어 전송된다.
 안테나 포트 15 및 16를 예를 들면, 안테나 포트 15 및 16에 대한 각각의
 20 CSI-RS 복소 심볼은 동일하나, 서로 다른 직교 코드(예를 들어, 왈시
 코드(walsh code)가 곱해져서 동일한 무선 자원에 매핑된다. 안테나 포트
 15에 대한 CSI-RS의 복소 심볼에는 $[1, 1]$ 이 곱해지고, 안테나 포트 16에

대한 CSI-RS의 복소 심볼에는 $[1 \ -1]$ 이 곱해져서 동일한 무선 자원에 매핑된다.

이는 안테나 포트 $\{17,18\}$, $\{19,20\}$, $\{21,22\}$ 도 마찬가지이다.

UE는 전송된 심볼에 곱해진 코드를 곱하여 특정 안테나 포트에 대한 CSI-RS를 검출할 수 있다. 즉, 안테나 포트 15에 대한 CSI-RS를 검출하기 위해서
5 곱해진 코드 $[1 \ 1]$ 을 곱하고, 안테나 포트 16에 대한 CSI-RS를 검출하기 위해서 곱해진 코드 $[1 \ -1]$ 을 곱한다.

도 9(a) 내지 (c)를 참조하면, 동일한 CSI-RS 구성 인덱스에 해당하게 되면, 안테나 포트 수가 많은 CSI-RS 구성에 따른 무선 자원은 CSI-RS 안테나
포트 수가 적은 CSI-RS 구성에 따른 무선 자원을 포함한다. 예를 들어, CSI-
10 RS 구성 0의 경우, 8개 안테나 포트 수에 대한 무선 자원은 4개 안테나 포트
수에 대한 무선 자원과 1 또는 2개의 안테나 포트 수에 대한 무선 자원을 모두
포함한다.

하나의 셀에서 복수의 CSI-RS 구성이 사용될 수 있다. non-제로 전력(NZP:
non-zero power) CSI-RS는 0개 또는 1개 CSI-RS 구성만이 이용되고, 제로
15 전력(ZP: zero power) CSI-RS는 0개 또는 여러 개의 CSI-RS 구성이 이용될
수 있다.

상위 계층에 의해 설정되는 16 비트의 비트맵인 ZP CSI-
RS (ZeroPowerCSI-RS)에서 1로 설정된 각 비트 별로, UE는 위의 표 3 및 표
4의 4개의 CSI-RS 열(column)에 해당하는 RE들에서(상위 계층에 의해 설정된
20 NZP CSI-RS를 가정하는 RE와 중복되는 경우를 제외) 제로 전송 전력을
가정한다. 최상위 비트(MSB: Most Significant Bit)는 가장 낮은 CSI-RS
구성 인덱스에 해당하고, 비트맵 내에서 그 다음의 비트는 순서대로 다음의

CSI-RS 구성 인덱스에 해당한다.

CSI-RS는 위의 표 3 및 표 4에서 ($n_s \bmod 2$)의 조건을 만족하는 하향링크 슬롯 및 CSI-RS 서브프레임 구성을 만족하는 서브프레임에서만 전송된다.

- 5 프레임 구조 타입 2(TDD)의 경우, 스페셜 서브프레임, 동기 신호(SS), PBCH 또는 SIB 1(SystemInformationBlockType1) 메시지 전송과 충돌되는 서브프레임 또는 페이징 메시지 전송을 위해 설정된 서브프레임에서 CSI-RS는 전송되지 않는다.

- 10 또한, 안테나 포트 세트 $S(S=\{15\}, S=\{15,16\}, S=\{17,18\}, S=\{19,20\}$ 또는 $S=\{21,22\})$ 내 속하는 어떠한 안테나 포트에 대한 CSI-RS가 전송되는 RE는 PDSCH 또는 다른 안테나 포트의 CSI-RS 전송에 사용되지 않는다.

- 15 CSI-RS 전송에 사용되는 시간-주파수 자원들은 데이터 전송에 사용될 수 없으므로, CSI-RS 오버헤드가 증가할수록 데이터 처리량(throughput)이 감소하게 된다. 이를 고려하여 CSI-RS는 매 서브프레임마다 전송되도록 구성되지 않고, 다수의 서브프레임에 해당하는 소정의 전송 주기마다 전송되도록 구성된다. 이 경우, 매 서브프레임마다 CSI-RS가 전송되는 경우에 비하여 CSI-RS 전송 오버헤드가 많이 낮아질 수 있다.

- 20 CSI-RS 전송을 위한 서브프레임 주기(이하, 'CSI 전송 주기'로 지칭함) ($T_{\text{CSI-RS}}$) 및 서브프레임 오프셋($\Delta_{\text{CSI-RS}}$)은 아래 표 5과 같다.

표 5은 CSI-RS 서브프레임 구성을 예시한다.

【표 5】

CSI-RS-SubframeConfig $I_{\text{CSI-RS}}$	CSI-RS periodicity $T_{\text{CSI-RS}}$ (subframes)	CSI-RS subframe offset $\Delta_{\text{CSI-RS}}$ (subframes)
0 - 4	5	$I_{\text{CSI-RS}}$
5 - 14	10	$I_{\text{CSI-RS}} - 5$
15 - 34	20	$I_{\text{CSI-RS}} - 15$
35 - 74	40	$I_{\text{CSI-RS}} - 35$
75 - 154	80	$I_{\text{CSI-RS}} - 75$

표 5을 참조하면, CSI-RS 서브프레임 구성($I_{\text{CSI-RS}}$)에 따라 CSI-RS 전송 주기($T_{\text{CSI-RS}}$) 및 서브프레임 오프셋($\Delta_{\text{CSI-RS}}$)이 결정된다.

표 5의 CSI-RS 서브프레임 구성은 앞서 'SubframeConfig' 필드 및 'zeroTxPowerSubframeConfig' 필드 중 어느 하나로 설정될 수 있다. CSI-RS 서브프레임 구성은 NZP CSI-RS 및 ZP CSI-RS에 대하여 개별적으로(separately) 설정될 수 있다.

CSI-RS를 포함하는 서브프레임은 아래 수학적 식 14를 만족한다.

【수학적 식 14】

$$(10n_f + \lfloor n_s/2 \rfloor - \Delta_{\text{CSI-RS}}) \bmod T_{\text{CSI-RS}} = 0$$

수학적 식 14에서 $T_{\text{CSI-RS}}$ 는 CSI-RS 전송 주기, $\Delta_{\text{CSI-RS}}$ 는 서브프레임 오프셋 값, n_f 는 시스템 프레임 번호, n_s 는 슬롯 번호를 의미한다.

서빙 셀에 대해 전송 모드 9(transmission mode 9)가 설정된 UE의 경우, UE는 하나의 CSI-RS 자원 구성이 설정될 수 있다. 서빙 셀에 대해 전송 모드 10(transmission mode 10)이 설정된 UE의 경우, UE는 하나 또는 그 이상의 CSI-RS 자원 구성(들)이 설정될 수 있다.

현재 LTE 표준에서 CSI-RS 구성은 안테나 포트 개수(antennaPortsCount), 서브프레임 구성(subframeConfig), 자원 구성(resourceConfig) 등으로 구성되어 있어, CSI-RS가 몇 개의 안테나

포트에서 전송되는지, CSI-RS가 전송될 서브프레임의 주기 및 오프셋이 어떻게 되는지, 그리고 해당 서브프레임에서 어떤 RE 위치(즉, 주파수와 OFDM 심볼 인덱스)에서 전송되는지 알려준다.

구체적으로 각 CSI-RS (자원) 구성을 위한 아래와 같이 파라미터가 상위

5 계층 시그널링을 통해 설정된다.

- 전송 모드 10이 설정된 경우, CSI-RS 자원 구성 식별자

- CSI-RS 포트 개수(antennaPortsCount): CSI-RS 전송을 위해 사용되는 안테나 포트의 개수를 나타내는 파라미터(예를 들어, 1 CSI-RS 포트, 2 CSI-RS 포트, 4 CSI-RS 포트, 8 CSI-RS 포트)

10 - CSI-RS 구성(resourceConfig) (표 3 및 표 4 참조): CSI-RS 할당 자원 위치에 관한 파라미터

- CSI-RS 서브프레임 구성(subframeConfig, 즉 I_CSI-RS) (표 5 참조): CSI-RS가 전송될 서브프레임 주기 및/또는 오프셋에 관한 파라미터

- 전송 모드 9가 설정된 경우, CSI 피드백을 위한 전송 파워(P_C):
15 피드백을 위한 참조 PDSCH 전송 파워에 대한 UE의 가정과 관련하여, UE가 CSI 피드백을 도출하고 1 dB 단계 크기로 [-8, 15] dB 범위 내에서 값을 취할 때, P_C는 PDSCH RE 당 에너지(EPRE: Energy Per Resource Element)와 CSI-RS EPRE의 비율로 가정된다.

- 전송 모드 10이 설정된 경우, 각 CSI 프로세스에 대하여 CSI 피드백을
20 위한 전송 파워(P_C). CSI 프로세스에 대하여 CSI 서브프레임 세트들 C_CSI,0 및 C_CSI,1가 상위 계층에 의해 설정되면, P_C는 CSI 프로세스의 각 CSI 서브프레임 세트 별로 설정된다.

- 임의 랜덤(pseudo-random) 시퀀스 발생기 파라미터(n_{ID})

- 전송 모드 10이 설정된 경우, QCL(QuasiCo-Located) 타입 B UE
가정을 위한 QCL 스크램블링 식별자($qcl\text{-}ScramblingIdentity\text{-}r11$), CRS
포트 카운트($crs\text{-}PortsCount\text{-}r11$), MBSFN 서브프레임 설정 리스트($mbsfn\text{-}$
5 $SubframeConfigList\text{-}r11$) 파라미터를 포함하는 상위 계층 파라미터('qcl-
CRS-Info-r11')

UE가 도출한 CSI 피드백 값이 $[-8, 15]$ dB 범위 내의 값을 가질 때,
 P_C 는 CSI-RS EPRE에 대한 PDSCH EPRE의 비율로 가정된다. 여기서, PDSCH
EPRE는 CRS EPRE에 대한 PDSCH EPRE의 비율이 p_A 인 심볼에 해당한다.

10 서빙 셀의 동일한 서브프레임에서 CSI-RS와 PMCH이 함께 설정되지 않는다.

프레임 구조 타입 2에서 4개의 CRS 안테나 포트가 설정된 경우, UE는
일반 CP의 경우 [20-31] 세트(표 3 참조) 또는 확장 CP의 경우 [16-27]
세트(표 4 참조)에 속하는 CSI-RS 구성 인덱스가 설정되지 않는다.

UE는 CSI-RS 자원 구성의 CSI-RS 안테나 포트가 지연 확산(delay
15 spread), 도플러 확산(Doppler spread), 도플러 쉬프트(Doppler shift),
평균 이득(average gain) 및 평균 지연(average delay)에 대하여 QCL
관계를 가진다고 가정할 수 있다.

전송 모드 10 그리고 QCL 타입 B가 설정된 UE는 CSI-RS 자원 구성에
해당하는 안테나 포트 0-3과 CSI-RS 자원 구성에 해당하는 안테나 포트 15-
20 22가 도플러 확산(Doppler spread), 도플러 쉬프트(Doppler shift)에
대하여 QCL 관계라고 가정할 수 있다.

전송 모드 1-9가 설정된 UE의 경우, 서빙 셀에 대하여 UE는 하나의 ZP

CSI-RS 자원 구성이 설정될 수 있다. 전송 모드 10이 설정된 UE의 경우, 서빙 셀에 대하여 UE는 하나 또는 그 이상의 ZP CSI-RS 자원 구성이 설정될 수 있다.

상위 계층 시그널링을 통해 ZP CSI-RS 자원 구성을 위한 아래와 같은 파라미터가 설정될 수 있다.

5 - ZP CSI-RS 구성 리스트(zeroTxPowerResourceConfigList) (표 3 및 표 4 참조): 제로-파워 CSI-RS 구성에 관한 파라미터

 - ZP CSI-RS 서브프레임 구성(eroTxPowerSubframeConfig, 즉 I_CSI-RS) (표 5 참조): 제로-파워 CSI-RS가 전송되는 서브프레임 주기 및/또는 오프셋에 관한 파라미터

10 서빙 셀의 동일한 서브프레임에서 ZP CSI-RS와 PMCH가 동시에 설정되지 않는다.

 전송 모드 10이 설정된 UE의 경우, 서빙 셀에 대하여 하나 또는 그 이상의 CSI-IM(Channel-State Information - Interference Measurement) 자원 구성이 설정될 수 있다.

15 상위 계층 시그널링을 통해 각 CSI-IM 자원 구성을 위한 아래와 같은 파라미터가 설정될 수 있다.

 - ZP CSI-RS 구성 (표 3 및 표 4 참조)

 - ZP CSI RS 서브프레임 구성(I_CSI-RS) (표 5 참조)

 CSI-IM 자원 구성은 설정된 ZP CSI-RS 자원 구성 중 어느 하나와
20 동일하다.

 서빙 셀의 동일한 서브프레임 내 CSI-IM 자원과 PMCH가 동시에 설정되지 않는다.

매시브 MIMO(Massive MIMO)

다수의 안테나를 가지는 MIMO 시스템을 매시브 MIMO(Massive MIMO) 시스템으로 지칭할 수 있으며, 스펙트럼 효율(spectral efficiency), 에너지 효율(energy efficiency), 프로세싱 복잡도(processing complexity)를 향상 시키기 위한 수단으로써 주목 받고 있다.

최근 3GPP에서는 미래의 이동 통신 시스템의 스펙트럼 효율성에 대한 요구사항을 만족시키기 위하여 매시브 MIMO 시스템에 대한 논의가 시작되었다. 매시브 MIMO는 전-차원 MIMO(FD-MIMO: Full-Dimension MIMO)로도 지칭된다.

LTE 릴리즈(Rel: release)-12 이후의 무선 통신 시스템에서는 능동 안테나 시스템(AAS: Active Antenna System)의 도입이 고려되고 있다.

신호의 위상 및 크기를 조정할 수 있는 증폭기와 안테나가 분리되어 있는 기존의 수동 안테나 시스템과 달리, AAS는 각각의 안테나가 증폭기와 같은 능동 소자를 포함하도록 구성된 시스템을 의미한다.

AAS는 능동 안테나 사용에 따라 증폭기와 안테나를 연결하기 위한 별도의 케이블, 커넥터, 기타 하드웨어 등이 필요하지 않고, 따라서 에너지 및 운용 비용 측면에서 효율성이 높은 특징을 갖는다. 특히, AAS는 각 안테나 별 전자식 빔 제어(electronic beam control) 방식을 지원하기 때문에 빔 방향 및 빔 폭을 고려한 정교한 빔 패턴 형성 또는 3차원 빔 패턴을 형성하는 등의 진보된 MIMO 기술을 가능하게 한다.

AAS 등의 진보된 안테나 시스템의 도입으로 다수의 입출력 안테나와

다차원 안테나 구조를 갖는 대규모 MIMO 구조 또한 고려되고 있다. 일례로, 기존의 일자 형 안테나 배열과 달리 2차원(2D: 2-Dimension) 안테나 배열을 형성할 경우, AAS의 능동 안테나에 의해 3차원 빔 패턴을 형성할 수 있다.

도 10은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서, 64개의 안테나 요소(antenna elements)를 가지는 2차원 능동 안테나 시스템을 예시한다.

도 10에서는 일반적인 2차원(2D: 2 Dimension) 안테나 배열을 예시하고 있으며, 도 10과 같이 $N_t = N_v \cdot N_h$ 개의 안테나가 정방형의 모양을 갖는 경우를 고려할 수 있다. 여기서, N_h 는 수평 방향으로 안테나 열의 개수를 N_v 는 수직 방향으로 안테나 행의 개수를 나타낸다.

이러한 2D 구조의 안테나 배열을 이용하면, 3차원 공간에서 전송 빔을 제어할 수 있도록 무선 파장(radio wave)이 수직 방향(고도(elevation)) 및 수평 방향(방위각(azimuth))으로 모두 제어될 수 있다. 이러한 타입의 파장 제어 메커니즘을 3차원 빔포밍으로 지칭할 수 있다.

도 11은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 기지국 또는 단말이 AAS 기반의 3D(3-Dimension) 빔 형성이 가능한 다수의 송/수신 안테나를 갖고 있는 시스템을 예시한다.

도 11은 앞서 설명한 예를 도식화한 것으로서, 2차원 안테나 배열(즉, 2D-AAS)를 이용한 3D MIMO 시스템을 예시한다.

송신 안테나 관점에서 상기 3차원 빔 패턴을 활용할 경우, 빔의 수평 방향뿐만 아니라 수직 방향으로의 준-정적 또는 동적인 빔 형성을 수행할 수 있으며 일례로 수직 방향의 섹터 형성 등의 응용을 고려할 수 있다.

또한, 수신 안테나 관점에서는 대규모 수신 안테나를 활용하여 수신 빔을

형성할 때, 안테나 배열 이득(antenna array gain)에 따른 신호 전력 상승 효과를 기대할 수 있다. 따라서, 상향링크의 경우, 기지국이 다수의 안테나를 통해 단말로부터 전송되는 신호를 수신할 수 있으며, 이때 단말은 간섭 영향을 줄이기 위해 대규모 수신 안테나의 이득을 고려하여 자신의 송신 전력을 매우 낮게 설정할 수 있는 장점이 있다.

도 12는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 교차 편파(cross polarization)를 가지는 2차원 안테나 시스템을 예시한다.

편파(Polarization)를 고려한 2D 평면 배열 안테나(planar antenna array) 모델의 경우, 도 12와 같이 도식화할 수 있다.

수동적 안테나(passive antenna)에 따른 기존의 MIMO 시스템과 달리, 능동 안테나에 기반한 시스템은 각 안테나 요소에 부착된(또는 포함된) 능동 소자(예를 들어, 증폭기)에 가중치를 적용함으로써 안테나 요소의 이득(gain)을 동적으로 조절할 수 있다. 방사 패턴(radiation pattern)은 안테나 요소의 개수, 안테나 간격(spacing) 등과 같은 안테나 배치(arrangement)에 의존하므로, 안테나 시스템은 안테나 요소 레벨에서 모델링될 수 있다.

도 12의 예시와 같은 안테나 배열 모델을 (M, N, P) 로 나타낼 수 있으며, 이는 안테나 배열 구조를 특징 짓는 파라미터에 해당된다.

M 은 각 열(즉, 수직 방향에서)에서 같은 편파(polarization)를 가지고 있는 안테나 요소(antenna element)의 개수(즉, 각 열에서 $+45^\circ$ 경사(slant)를 가지고 있는 안테나 요소의 개수 또는 각 열에서 -45° 경사(slant)를 가지고 있는 안테나 요소의 개수)를 나타낸다.

N은 수평 방향의 열의 개수(즉, 수평 방향에서 안테나 요소의 개수)를 나타낸다.

P는 편파(polarization)의 차원(dimension)의 개수를 나타낸다. 도 12의 경우와 같이 교차 편파(cross polarization)의 경우 $P=2$ 이나, 동일 편파(co-polarization)의 경우 $P=1$ 이다.

안테나 포트(antenna port)는 물리적 안테나 요소(physical antenna element)로 매핑될 수 있다. 안테나 포트(antenna port)는 해당 안테나 포트와 관련된 참조 신호에 의해 정의될 수 있다. 예를 들어, LTE 시스템에서 안테나 포트 0는 CRS(Cell-specific Reference Signal)와 관련되고, 안테나 포트 6는 PRS(Positioning Reference Signal)와 관련될 수 있다.

일례로, 안테나 포트와 물리적 안테나 요소 간은 일대일 매핑될 수 있다. 단일의 교차 편파(cross polarization) 안테나 요소가 하향링크 MIMO 또는 하향링크 전송 다이버시티를 위해 사용되는 경우 등이 이에 해당될 수 있다. 예를 들어, 안테나 포트 0는 하나의 물리적 안테나 요소에 매핑되는 반면, 안테나 포트 1은 다른 물리적 안테나 요소에 매핑될 수 있다. 이 경우, 단말 입장에서는, 2개의 하향링크 전송이 존재한다. 하나는 안테나 포트 0을 위한 참조 신호와 관련되고, 또 다른 하나는 안테나 포트 1을 위한 참조 신호와 관련된다.

다른 일례로, 단일의 안테나 포트는 다중의 물리적 안테나 요소에 매핑될 수 있다. 빔포밍(beamforming)을 위해 사용되는 경우 등이 이에 해당될 수 있다. 빔포밍은 다중의 물리적 안테나 요소를 이용함으로써, 하향링크 전송이 특정 단말에게 향하도록 할 수 있다. 일반적으로 다중의 교차 편파(cross

polarization) 안테나 요소의 다중의 열(column)로 구성되는 안테나 배열(antenna array)를 사용하여 이를 달성할 수 있다. 이 경우, 단말 입장에서는, 단일의 안테나 포트로부터 발생된 단일의 하향링크 전송이 존재한다. 하나는 안테나 포트 0을 위한 CRS와 관련되고, 또 다른 하나는 안테나 포트 1을 위한 CRS와 관련된다.

즉, 안테나 포트는 기지국에서 물리적 안테나 요소로부터 전송된 실제 하향링크 전송이 아닌 단말 입장에서의 하향링크 전송을 나타낸다.

다른 일례로, 다수의 안테나 포트가 하향링크 전송을 위해 사용되나, 각 안테나 포트는 다중의 물리적 안테나 요소에 매핑될 수 있다. 이 경우는 안테나 배열이 하향링크 MIMO 또는 하향링크 다이버시티를 위해 사용되는 경우 등이 이에 해당될 수 있다. 예를 들어, 안테나 포트 0 및 1은 각각 다중의 물리적 안테나 요소에 매핑될 수 있다. 이 경우, 단말 입장에서는, 2개의 하향링크 전송이 존재한다. 하나는 안테나 포트 0을 위한 참조 신호와 관련되고, 또 다른 하나는 안테나 포트 1을 위한 참조 신호와 관련된다.

FD-MIMO에서는, 데이터 스트림의 MIMO 프리코딩은 안테나 포트 가상화, 트랜스시버 유닛(또는 송수신 유닛)(TXRU: transceiver unit) 가상화, 안테나 요소 패턴을 거칠 수 있다.

안테나 포트 가상화는 안테나 포트 상의 스트림이 TXRU 상에서 프리코딩된다. TXRU 가상화는 TXRU 신호가 안테나 요소 상에서 프리코딩된다. 안테나 요소 패턴은 안테나 요소로부터 방사되는 신호는 방향성의 이득 패턴(directional gain pattern)을 가질 수 있다.

기존의 송수신기(transceiver) 모델링에서는, 안테나 포트와 TXRU 간의

정적인 일대일 매핑이 가정되고, TXRU 가상화 효과는 TXRU 가상화 및 안테나 요소 패턴의 효과 모두를 포함하는 정적인 (TXRU) 안테나 패턴으로 합쳐진다.

안테나 포트 가상화는 주파수-선택적인 방법으로 수행될 수 있다. LTE에서 안테나 포트는 참조 신호(또는 파일럿)와 함께 정의된다. 예를 들어, 안테나 포트 상에서 프리코딩된 데이터 전송을 위해, DMRS가 데이터 신호와 동일한 대역폭에서 전송되고, DMRS와 데이터 모두 동일한 프리코더(또는 동일한 TXRU 가상화 프리코딩)로 프리코딩된다. CSI 측정을 위해 CSI-RS는 다중의 안테나 포트를 통해 전송된다. CSI-RS 전송에 있어서, 단말에서 데이터 프리코딩 벡터를 위한 TXRU 가상화 프리코딩 행렬을 추정할 수 있도록 CSI-RS 포트와 TXRU 간의 매핑을 특징짓는 프리코더는 고유한 행렬로 설계될 수 있다.

TXRU 가상화 방법은 1차원 TXRU 가상화(1D TXRU virtualization)와 2차원 TXRU 가상화(2D TXRU virtualization)이 논의되며, 이에 대하여 아래 도면을 참조하여 설명한다.

도 13은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 트랜스미버 유닛 모델을 예시한다.

1D TXRU 가상화에 있어서, M_{TXRU} 개의 TXRU는 동일한 편파(polarization)를 가지는 단일의 열(column) 안테나 배열로 구성되는 M 개의 안테나 요소와 관련된다.

2D TXRU 가상화에 있어서, 앞서 도 12의 안테나 배열 모델 구성 (M , N , P)에 상응하는 TXRU 모델 구성은 (M_{TXRU} , N , P)로 나타낼 수 있다. 여기서, M_{TXRU} 는 2D 같은 열, 같은 편파(polarization)에 존재하는 TXRU의 개수를 의미하며, $M_{\text{TXRU}} \leq M$ 을 항상 만족한다. 즉, TXRU의 총 개수는

$M_TXRU \times N \times P$ 와 같다.

TXRU 가상화 모델은 안테나 요소와 TXRU와의 상관 관계에 따라 도 13(a)와 같이 TXRU 가상화(virtualization) 모델 옵션-1: 서브-배열 분할 모델(sub-array partition model)과 도 13(b)와 같이 TXRU 가상화 모델
5 옵션-2: 전역 연결(full-connection) 모델로 구분될 수 있다.

도 13(a)를 참조하면, 서브-배열 분할 모델(sub-array partition model)의 경우, 안테나 요소는 다중의 안테나 요소 그룹으로 분할되고, 각 TXRU는 그룹 중 하나와 연결된다.

도 13(b)를 참조하면, 전역 연결(full-connection) 모델의 경우,
10 다중의 TXRU의 신호가 결합되어 단일의 안테나 요소(또는 안테나 요소의 배열)에 전달된다.

도 13에서 q 는 하나의 열(column) 내 M 개의 같은 편파(co-polarized)를 가지는 안테나 요소들의 송신 신호 벡터이다. w 는 광대역 TXRU 가상화 가중치 벡터(wideband TXRU virtualization weight vector)이며,
15 W 는 광대역 TXRU 가상화 가중치 행렬(wideband TXRU virtualization weight matrix)이다. x 는 M_TXRU 개의 TXRU들의 신호 벡터이다.

여기서, 안테나 포트와 TXRU들과의 매핑은 일대일(1-to-1) 또는 일대다(1-to-many)일 수 있다.

도 13에서 TXRU와 안테나 요소 간의 매핑(TXRU-to-element
20 mapping)은 하나의 예시를 보여주는 것일 뿐이고, 본 발명이 이에 한정되는 것은 아니며 하드웨어 관점에서 이 밖에 다양한 형태로 구현될 수 있는 TXRU와 안테나 요소 간의 매핑에도 본 발명이 동일하게 적용될 수 있다.

OFDM 뉴머롤로지 (numerology)

더욱 많은 통신 기기들이 더욱 큰 통신 용량을 요구하게 됨에 따라 기존의 RAT(Radio Access Technology)에 비해 향상된 모바일 광대역(mobile broadband) 통신에 대한 필요성이 대두되고 있다. 또한 다수의 기기 및
5 사물들을 연결하여 언제 어디서나 다양한 서비스를 제공하는 매시브 MTC(massive MTC: massive Machine Type Communications) 역시 차세대 통신에서 고려될 주요 이슈 중 하나이다. 뿐만 아니라, 차세대 통신에서 신뢰도(reliability) 및 지연(latency)에 민감한 서비스/UE를 고려한 통신
10 시스템 디자인이 논의되고 있다. 이와 같이, 진보된 모바일 광대역 통신(enhanced mobile broadband communication), massive MTC, URLLC(Ultra-Reliable and Low Latency Communication) 등을 고려한 차세대 RAT의 도입이 논의되고 있으며, 이러한 기술을 "새로운 RAT(NR: new RAT)"이라 통칭할 수 있다.

15 이하, 본 명세서에서 NR이 적용된 무선 액세스 네트워크(RAN: Radio Access Network)를 통칭할 수 있으며, NG-RAN(New Generation-RAN) 또는 gNB로 지칭될 수 있으며, 이를 기지국으로 통칭할 수 있다.

자기-완비 서브프레임 구조(Self-contained subframe structure)

20 TDD 시스템에서 데이터 전송 지연을 최소화하기 위하여 5세대 new RAT에서는 도 14와 같이 제어 채널과 데이터 채널이 시간 분할 다중화(TDM: Time Division Multiplexing)된 자기-완비 서브프레임(self-contained

subframe) 구조가 고려되고 있다.

도 14는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 자기-완비 서브프레임(self-contained subframe) 구조를 예시한다.

도 14에서 빗금친 영역은 DCI 전달을 위한 물리채널(예를 들어, PDCCH)의 전송 영역을 나타내고, 검정색 부분은 UCI(Uplink Control Information) 전달을 위한 물리채널(예를 들어, PUCCH)의 전송 영역을 나타낸다.

DCI를 통해 eNB가 UE에게 전달하는 제어 정보로는, UE가 알아야 하는 셀(cell) 구성에 관한 정보, DL 스케줄링 등의 DL 특정(specific) 정보, 및/또는 UL 승인(grant) 등과 같은 UL 특정 정보 등이 존재할 수 있다. 또한, UCI를 통해 UE가 eNB에게 전달하는 제어 정보로는, DL 데이터에 대한 HARQ의 ACK/NACK 보고, DL 채널 상태에 대한 CSI 보고, 및/또는 SR(Scheduling Request) 등이 존재할 수 있다.

도 14에서 음영/빗금 표시가 없는 영역은 하향링크 데이터를 위한 물리채널(예를 들어, PDSCH) 전송 영역으로 사용될 수도 있고, 상향링크 데이터를 위한 물리채널(예를 들어, PUSCH) 전송 영역으로 사용될 수도 있다. 이러한 구조의 특징은 하나의 서브프레임(SF: subframe) 내에서 DL 전송과 UL 전송이 순차적으로 진행되어, 해당 SF 내에서 DL 데이터를 전송하고, UL ACK/NACK을 수신할 수도 있다. 따라서, 본 구조를 따를 경우, 데이터 전송 에러 발생 시 데이터 재전송까지 걸리는 시간이 줄어들게 되며, 이로 인해 최종 데이터 전달의 지연(latency)이 최소화될 수 있다.

이러한 self-contained subframe 구조에서 기지국과 UE가 송신

모드에서 수신 모드로 전환되는 과정 또는 수신 모드에서 송신 모드로 전환되는 과정을 위한 시간 간격(time gap)이 필요하다. 이를 위하여 서브프레임 구조에서 DL에서 UL로 전환되는 시점의 일부 OFDM 심볼이 가드 구간(GP: Guard Period)로 설정될 수 있으며, 이와 같은 서브프레임 타입은 '자기-완비 서브프레임(self-contained SF)'이라 지칭될 수 있다.

아날로그 빔포밍(Analog beamforming)

밀리미터파(mmW: Millimeter Wave)에서는 파장이 짧아져서 동일 면적에 다수개의 안테나 요소의 설치가 가능해 진다. 즉 30GHz 대역에서 파장은 1cm로써 5 x 5 cm (또는, 5 by 5 cm)의 패널에 0.5 람다(lambda) (즉, 파장) 간격으로 2-차원 배열 형태로 총 64(8X8)개의 안테나 요소(element) 설치가 가능하다. 그러므로 mmW에서는 다수개의 안테나 요소들을 사용하여 빔포밍(BF: beamforming) 이득을 높여 커버리지를 증가시키거나, 수율(throughput)을 높이려고 한다.

이 경우에 안테나 요소 별로 전송 파워 및 위상 조절이 가능하도록 TXRU(transceiver unit)을 가지면 주파수 자원 별로 독립적인 빔포밍이 가능하다. 그러나 100여 개의 안테나 요소 모두에 TXRU를 설치하기에는 가격 측면에서 실효성이 떨어지는 문제를 갖게 된다. 그러므로 하나의 TXRU에 다수개의 안테나 요소를 매핑하고 아날로그 위상 시프터(analog phase shifter)로 빔의 방향을 조절하는 방식이 고려되고 있다. 이러한 아날로그 빔포밍(analog beamforming) 방식은 전 대역에 있어서 하나의 빔 방향만을 만들 수 있어 주파수 선택적 빔포밍을 해줄 수 없는 단점을 갖는다.

디지털 빔포밍(Digital BF)과 아날로그 빔포밍(analog BF)의 중간
 형태로 Q개의 안테나 요소보다 적은 개수인 B개의 TXRU를 갖는 하이브리드
 빔포밍(hybrid BF)을 고려할 수 있다. 이 경우에 B개의 TXRU와 Q개의 안테나
 요소의 연결 방식에 따라서 차이는 있지만, 동시에 전송할 수 있는 빔의 방향은
 5 B개 이하로 제한된다.

또한, New RAT 시스템에서는 다수의 안테나가 사용되는 경우, 디지털
 빔포밍과 아날로그 빔포밍을 결합한 하이브리드 빔포밍 기법이 대두되고 있다.
 이때, 아날로그 빔포밍(또는 RF(radio frequency) 빔포밍)은 RF 단에서
 프리코딩(또는 컴바이닝)을 수행하는 동작을 의미한다. 하이브리드 빔포밍에서
 10 베이스밴드(Baseband) 단과 RF 단은 각각 프리코딩(또는 컴바이닝)을
 수행하며, 이로 인해 RF 체인 수와 D(digital)/A(analog)(또는 A/D)
 컨버터 수를 줄이면서도 디지털 빔포밍에 근접한 성능을 낼 수 있다는 장점이
 있다. 편의상 하이브리드 빔포밍 구조는 N개 트랜시버 유닛(TXRU)과 M개의
 물리적 안테나로 표현될 수 있다. 그러면 송신단에서 전송할 L개 데이터 계층에
 15 대한 디지털 빔포밍은 N by L 행렬로 표현될 수 있고, 이후 변환된 N개의
 디지털 신호는 TXRU를 거쳐 아날로그 신호로 변환된 다음 M by N 행렬로
 표현되는 아날로그 빔포밍이 적용된다.

도 15는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 TXRU 및 물리적
 안테나 관점에서 하이브리드 빔포밍 구조를 도식화한 도면이다.

20 도 15에서 디지털 빔의 개수는 L개이며, 아날로그 빔의 개수는 N개인
 경우를 예시한다.

New RAT 시스템에서는 기지국이 아날로그 빔포밍을 심볼 단위로 변경할 수

있도록 설계하여, 특정 지역에 위치한 단말에게 보다 효율적인 빔포밍을 지원하는 방향이 고려되고 있다. 나아가, 도 15에서 특정 N개의 TXRU와 M개의 RF 안테나를 하나의 안테나 패널(panel)로 정의할 때, New RAT 시스템에서는 서로 독립적인 하이브리드 빔포밍의 적용이 가능한 복수의 안테나 패널들을 도입하는 방안까지 고려되고 있다.

기지국이 복수의 아날로그 빔을 활용하는 경우, 단말 별로 신호 수신에 유리한 아날로그 빔이 다를 수 있으므로 적어도 동기화 신호(Synchronization signal), 시스템 정보, 페이징 등에 대해서는 특정 SF에서 기지국이 적용할 복수의 아날로그 빔들을 심볼 별로 변경하여 모든 단말이 수신 기회를 가질 수 있도록 하는 빔 스위핑 동작이 고려되고 있다.

도 16은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 하향링크 전송 과정에서 동기화 신호와 시스템 정보에 대한 빔 스위핑(beam sweeping) 동작을 도식화 도면이다.

도 16에서 New RAT 시스템의 시스템 정보가 브로드캐스팅 방식으로 전송되는 물리적 자원(또는 물리 채널)을 xPBCH(physical broadcast channel)으로 명명하였다.

도 16을 참조하면, 하나의 심볼 내에서 서로 다른 안테나 패널에 속하는 아날로그 빔들은 동시에 전송될 수 있다. 아날로그 빔 별로 채널을 측정하기 위해, 도 16에 도시한 바와 같이, (특정 안테나 패널에 대응되는) 단일 아날로그 빔이 적용되어 전송되는 참조 신호(RS: Reference Signal)인 빔 RS(BRS: Beam RS)를 도입하는 방안이 논의되고 있다. BRS는 복수의 안테나 포트에 대해 정의될 수 있으며, BRS의 각 안테나 포트는 단일 아날로그 빔에

대응될 수 있다. 이때, BRS와는 달리 동기화 신호 또는 xPBCH는 임의의 단말이 잘 수신할 수 있도록 아날로그 빔 그룹 내 모든 아날로그 빔이 적용되어 전송될 수 있다.

5 무선 자원 관리(RRM: Radio Resource Management) 측정

LTE 시스템에서는 전력 제어, 스케줄링, 셀 검색, 셀 재선택, 핸드오버, 무선 링크 또는 연결 모니터링, 연결 확립/재-확립 등을 위한 RRM 동작을 지원한다. 서빙 셀은 단말에게 RRM 동작을 수행하기 위한 측정 값인 RRM 측정 정보를 요청할 수 있다. 대표적으로 LTE 시스템에서는, 단말이 각 Cell에 대해

10 셀 검색 정보, 참조 신호 수신 파워(RSRP: reference signal received power), 참조 신호 수신 품질(RSRQ: reference signal received quality) 등의 정보를 측정/획득하여 보고할 수 있다. 구체적으로, LTE 시스템에서 단말은 서빙 셀로부터 RRM 측정을 위한 상위 계층 신호로 측정 설정('measConfig')을 전달받는다. 단말은 상기 측정 설정의 정보에 따라

15 RSRP 또는 RSRQ를 측정할 수 있다. 여기서 LTE 시스템의 TS 36.214 문서에 따른 RSRP, RSRQ 및 수신 신호 강도 지시자(RSSI: Received Signal Strength Indicator)의 정의는 아래와 같다.

1) RSRP

RSRP는 고려된 측정 주파수 대역폭 내에서 CRS(cell-specific RS)를

20 전달하는 자원 요소의 전력 기여도(power contributions) ([W]에서)에 대한 선형 평균(linear average)으로 정의된다. RSRP 결정을 위해 TS 36.211 [3]에 따른 CRS R0가 사용되어야 한다. 단말이 R1이 유효(available)하다는

것을 신뢰성 있게(reliably) 검출할 수 있는 경우, R0에 추가하여 R1을 사용하여 RSRP를 결정할 수 있다.

RSRP의 참조 포인트는 UE의 안테나 커넥터가 되어야 한다.

만일, 단말이 수신기 다이버시티(diversity)를 사용하는 경우, 보고된
5 값은 임의의 개별 다이버시티 브랜치(branch)에 대응하는 RSRP보다 작아서는 안된다.

2) RSRQ

참조 신호 수신 품질(RSRQ)은 비율 $N \times \text{RSRP} / (\text{E-UTRA 반송파 RSSI})$ (즉,
E-UTRA 반송파 RSSI 대 $N \times \text{RSRP}$)로 정의되며, 여기서 N은 E-UTRA 반송파
10 RSSI 측정 대역폭의 RB 수이다. 분자와 분모의 측정은 동일한 자원 블록 집합에 대해 이루어져야 한다.

E-UTRA 반송파 수신 신호 강도 지시자(RSSI)는, 측정 대역폭에서 모든
소스들(공동-채널(co-channel) 서빙 및 비-서빙 셀들 포함)로부터의 N개의
자원 블록들에 대하여 안테나 포트 0에 대한 참조 심볼들을 포함하는 OFDM
15 심볼에서만 단말에 의해 관찰/측정된 총 수신 전력([W]에서)의 선형 평균과 채널 간섭, 열 잡음 등을 포함할 수 있다. 상위 계층 시그널링이 RSRQ 측정을 수행하기 위한 특정 서브 프레임을 지시하는 경우, RSSI는 지시된 서브 프레임들 내 모든 OFDM 심볼들에 대해 측정될 수 있다.

RSRQ에 대한 참조 포인트는 UE의 안테나 커넥터가 되어야 한다.

만일, 단말이 수신기 다이버시티(diversity)를 사용하는 경우, 보고된
20 값은 임의의 개별 다이버시티 브랜치에 대응하는 RSRQ보다 작아서는 안된다.

3) RSSI

RSSI는 수신기 펄스 정형 필터(receiver pulse shaping filter)에 의해 정의된 대역폭 내에서 수신기에서 발생하는 열 잡음 및 잡음을 포함하여 수신된 광대역 전력에 해당할 수 있다.

측정을 위한 참조 포인트는 단말의 안테나 커넥터가 되어야 한다.

- 5 만일, 단말이 수신기 다이버시티(diversity)를 사용하는 경우, 보고된 값은 임의의 개별 수신 안테나 브랜치에 대응하는 UTRA 반송파 RSSI보다 작아서는 안된다.

상기 정의에 따라, LTE 시스템에서 동작하는 단말은 내부 주파수 측정(Intra-frequency measurement)인 경우에는 SIB3(system information block type 3)에서 전송되는 허용된 측정 대역폭 관련 정보 요소(IE: information element)를 통해, 주파수 간 측정(Inter-frequency measurement)인 경우에는 SIB5(system information block type 5)에서 전송되는 허용된 측정 대역폭을 통해 6, 15, 25, 50, 75, 100RB(resource block) 중 하나에 대응되는 대역폭에서 RSRP를 측정하도록

10 허용 받을 수 있다. 또는 상기 IE가 없을 경우, 단말은 기본(Default)으로 전체 DL 시스템의 주파수 대역에서 측정할 수 있다. 이때, 단말이 허용된 측정 대역폭을 수신하는 경우, 단말은 해당 값을 최대 측정 대역폭으로 간주하고 해당 대역폭/값 이내에서 자유롭게 RSRP의 값을 측정할 수 있다. 다만, 서빙 셀이 WB(wideband)-RSRQ로 정의되는 IE을 전송하고, 허용된 측정 대역폭을 50RB

15

20 이상으로 설정하면 단말은 전체 허용된 측정 대역폭에 대한 RSRP 값을 계산해야 한다. 한편, RSSI는 RSSI 대역폭의 정의에 따라 단말의 수신기가 갖는 주파수 대역에서 측정될 수 있다.

도 17은 본 발명에 적용될 수 있는 패널 안테나 어레이를 예시한다.

도 17을 참조하면, 패널 안테나 어레이는 각각 수평 도메인으로 M_g 개 및 수직 도메인으로 N_g 개의 패널로 구성되며, 각 하나의 패널은 M 개의 열과 N 개의 행으로 구성될 수 있다. 특히, 본 도면에서 패널은 x-pol(교차 편파(cross polarization)) 안테나를 기준으로 도시되었다. 따라서, 도 17의 총 안테나 요소의 개수는 $2 \cdot M \cdot N \cdot M_g \cdot N_g$ 개일 수 있다.

높은 분해능(high resolution) 코드북 설계 방법

- 타입 II 채널 상태 정보(CSI: Channel State Information) 카테고리 I에 대하여 TS(Technical Specification) 38.802의 설명은 다음과 같다.

이중-단계(dual stage) $W = W_1 \cdot W_2$ 코드북

W_1 은 2D 이산 푸리에 변환(DFT: Discrete Fourier Transform) 빔들로부터 취해진 L 개의 직교한(orthogonal) 빔들의 세트를 포함한다. L 빔들의 세트는 오버샘플링된(oversampled) 2D DFT 빔들로 구성되는 기저(basis)로부터 선택된다. $L \in \{2, 3, 4, 6\}$ (L 은 설정될 수 있음) 이고, 광대역(wideband)에 대한 빔 선택이 수행된다.

W_2 : 공통된 W_1 을 가지는 W_2 내에서 L 개의 빔들이 결합된다. 빔 결합 계수는 위상 양자화(phase quantization)의 서브밴드(subband) 보고된다. 직교 위상 편이(QPSK: Quadrature Phase Shift Keying) 및 8-위상 편이(8-PSK) 위상 관련 정보 양자화 중에 선택될 수 있다.

- 타입 II CSI 카테고리 II에 대하여 TR(Technical Report)의 설명은

다음과 같다.

채널 공분산 행렬(channel covariance matrix)의 피드백은 장기(long term) 및 광대역(wideband)을 수행된다. 공분산 행렬(covariance matrix)의 양자화된(quantized)/압축된(compressed) 버전이 UE에 의해
5 보고된다. 양자화(quantization)/압축(compression)은 M개의 직교한 기저 벡터(basis vector)의 세트에 기반한다. 보고는 계수(coefficient)의 세트와 M개의 기저 벡터(basis vector)의 지시자를 포함할 수 있다.

- W1에 대하여:

직교한 기저(orthogonal basis)와 관련하여, 최대 8개까지 균일하게
10 이격된(spaced) 직교한 빔들의 그룹이 선택되고, 그룹으로부터 2개의 빔이 선택된다. 동일하지 않은(non-equal) 이득 결합(2 비트)은 광대역에 대하여 수행된다. 2개의 빔 선택은 광대역에 대하여 수행된다.

- W2에 대하여:

QPSK를 이용하여 W2 내에서 빔들이 결합된다. 계층 간 독립적인 인코딩이
15 적용된다.

- W1, W2에 대하여 수학식으로 나타내면 아래 수학식 15와 같다.

【수학식 15】

$$\begin{aligned}
 W_1 &= \begin{bmatrix} B & 0 \\ 0 & B \end{bmatrix}, B = [p_0 b_{k_1^{(0)}, k_2^{(0)}}, \dots, p_{L-1} b_{k_1^{(L-1)}, k_2^{(L-1)}}] \\
 - \text{ For rank 1: } W &= \begin{bmatrix} \tilde{w}_{0,0} \\ \tilde{w}_{1,1} \end{bmatrix} = W_1 W_2, \text{ and } W_2 = \begin{bmatrix} c_{0,0} \\ c_{1,0} \end{bmatrix} \\
 - \text{ For rank 2: } W &= \begin{bmatrix} \tilde{w}_{0,0} & \tilde{w}_{0,1} \\ \tilde{w}_{1,0} & \tilde{w}_{1,1} \end{bmatrix} = W_1 W_2, \text{ and } W_2 = \begin{bmatrix} c_{0,0} & c_{0,1} \\ c_{1,0} & c_{1,1} \end{bmatrix} \\
 - c_{r,l} &= [c_{r,l,0}, \dots, c_{r,l,L-1}]^T, r = 0,1, l = 0,1 \\
 &\quad \bullet \tilde{w}_{r,l} = \sum_{i=0}^{L-1} b_{k_1^{(i)}, k_2^{(i)}} \cdot p_i \cdot c_{r,l,i}; r = 0,1, l = 0,1
 \end{aligned}$$

수학식 15에서, $L(=2)$ 은 빔의 개수이다. b_{k_1, k_2} 는 오버샘플링된
 그리드(oversampled grid)로부터 2D DFT 빔이다(여기서, $k_1 = 0, 1, \dots, N_1 O_1 - 1$,
 $k_2 = 0, 1, \dots, N_2 O_2 - 1$). N_1 및 N_2 은 각각 제1 차원 및 제2 차원에서 안테나 포트의
 수이다. O_1 및 O_2 은 각각 제1 차원 및 제2 차원에서 오버샘플링
 인자(oversampling factor)이다. p_i 는($0 \leq p_i \leq 1$) 빔 i 에 대한 빔 파워
 조정/스케일링 인자(beam power scaling factor)이다. $c_{r, Li}$ 는 빔 i ,
 편파(polarization) r , 계층 l 상에서 빔 결합 계수(beam combining
 coefficient)이다.

i) W1 빔 선택(beam selection)

- $O_1 = O_2 = 4$ (만약, $N_2 = 1$ 이면, $O_2 = 1$)
- $2N_1 N_2 \in \{4, 8, 12, 16, 20, 24, 28, 32\}$
- 리딩(leading) (보다 강한) 빔 인덱스: $k_1^*(0) = 0, 1, \dots, N_1 O_1 - 1$;
 $k_2^*(0) = 0, 1, \dots, N_2 O_2 - 1$
- 차순위(second) (보다 약한) 빔 인덱스: $k_1^*(1) = k_1^*(0) + O_1 d_1$;
 $k_2^*(1) = k_2^*(0) + O_2 d_2$; $d_1 \in \{0, \dots, \min(N_1, L_1) - 1\}$, $d_2 \in$
 $\{0, \dots, \min(N_2, L_2) - 1\}$; $(d_1, d_2) \neq (0, 0)$; 여기서, L_1, L_2 는 다음과 같이
 정의된다.

만약, $N_1 \geq N_2$ 이고, $N_2 \neq 1$ 이면, $L_1 = 4$, $L_2 = 2$; 만약, $N_1 < N_2$
 이고, $N_1 \neq 1$ 이면, $L_2 = 4$, $L_1 = 2$; 만약, $N_2 = 1$ 이면, $L_1 = 8$, $L_2 = 1$

ii) W1 빔 파워(beam power)

- 차순위 빔(second beam) 파워는 2 비트로 양자화된다.
- $p_0 = 1$, $p_1 \in \{1, \sqrt{0.5}, \sqrt{0.25}, 0\}$

iii) W2

- 항상 $c_{0,0,0} = c_{0,1,0} = 1$

- $c_{r,1,i} \in \{1, j, -1, -j\}$, $\forall i, r, l$

iv) 코드북 페이로드

5 $N_1 = N_2 = 4$ 인 경우, W1 오버헤드는 다음과 같으며, 하나의 서브밴드에 대하여 정리하면 아래 표 6과 같다.

- 리딩 빔(leading beam)을 지시하기 위한 오버헤드: $[\log_2 N_1 N_2 O_1 O_2] = [\log_2 16 N_1 N_2] = 8$ 비트

- 차순위 빔(second beam)을 지시하기 위한 오버헤드: $[\binom{7}{1}] = 3$ 비트

10 - 보다 약한 빔(weaker beam)의 상대적인 파워(relative power): 2 비트

표 6은 $N_1 = N_2 = 4$ 인 경우, 하나의 서브밴드(subband)에 대하여, 각 랭크 별로 W1 및 W2 오버헤드를 예시하는 표이다.

【표 6】

Rank	W1 (비트)	W2 (비트)
1	13	6
2	13	12

15 표 6을 참조하면, W1은 상술한 바와 같이 rank와 무관하게 13 비트가 필요하고, W2는 rank에 따라 6 비트(즉, $c_{0,0,0} = 1$ 이므로 비트가 필요 없고, $c_{1,0,0}$, $c_{0,0,1}$, $c_{1,0,1}$ 에 대해 각각 2 비트씩) 또는 12 비트(즉, $c_{0,0,0} = c_{0,1,0} = 1$ 이므로 비트가 필요 없고, $c_{1,0,0}$, $c_{0,0,1}$, $c_{1,0,1}$, $c_{1,1,0}$, $c_{0,1,1}$, $c_{1,1,1}$ 에 대해 각각 2 비트씩)가 필요하다. 이는 W1의 경우, 레이어에 무관하게

20 파워 계수(power coefficient)가 공통되어 적용되기 때문이고, W2의 경우,

각 레이어 별로 위상일치(co-phase)가 독립적으로 적용되기 때문이다. 특히, w2의 경우, i22의 phase 성분과 i23의 co-phase 성분이 합쳐져 co-phase 성분 하나로 표현될 수 있다.

5 새로운 무선 액세스 기술(NR: New Radio Access Technology)과 같은 환경에서, 보다 정확한 CSI 피드백을 위하여 선형 결합(LC: Linear combination), 공분산 피드백(covariance feedback) 등의 높은 분해능(high resolution)의 피드백이 고려되고 있다.

암묵적 기반 LC 코드북의 경우, 그 성능을 최대화 하기 위하여,
10 서브밴드(SB: subband) 측면에서 빔을 결합(즉, 진폭(amplitude) 및/또는 위상(phase))하는 것도 고려하고 있다. 이 경우, 결합되는 빔이 2개인 경우라도, 결합 계수의 분해능(resolution)에 따라서, 최소 6 비트(랭크 1)이 필요하다. 이에 따라서, 보고되는 전체 피드백 크기는 결합되는 빔의 수, 결합되는 계수의 세분성(granularity), SB 크기 등에 따라 선형적으로
15 증가하게 되어, 피드백 체인(feedback chain) 설계 시 큰 부담이 야기된다. 본 발명에서는 이러한 SB 보고의 피드백 오버헤드를 줄이기 위한 코드북 설계 방법을 제안한다.

앞서 도 17과 같이, NR에서는 다중-패널 기능성(multi-panel functionality)을 지원하고 있지만, 본 발명에서는 설명의 편의상 단일
20 패널(single panel)을 가정하여 설명한다. 다만, 이는 설명의 편의를 위한 것이며 다중 패널에서도 본 발명이 동일한 방식으로 적용될 수 있다.

이하, 본 발명의 설명에 있어서, 설명의 편의를 위해 2D 안테나

어레이(array)에서 제1 차원(dimension)/도메인(domain)은 주로 수평 차원/도메인으로 지칭하고, 제2 차원/도메인은 주로 수직 차원/도메인을 지칭하는 것으로 설명하나, 본 발명이 이에 한정되는 것은 아니다.

또한, 이하, 본 발명의 설명에 있어서, 특별한 설명이 없는 한 각 수학식에서 사용되는 동일한 변수들은 동일한 기호로 표시될 수 있으며, 동일하게 해석될 수 있다.

또한, 이하 본 발명의 설명에 있어서, 빔(beam)은 해당 빔(beam)을 생성하기 위한 프리코딩 행렬(또는 프리코딩 벡터 또는 코드워드)로 해석될 수 있으며, 빔 그룹은 프리코딩 행렬의 세트(또는 프리코딩 벡터의 세트)와 동일한 의미로 해석될 수 있다.

먼저, 하나의 패널(panel) 내의 2D 안테나 어레이(antenna array)에 적용될 2D DFT 빔을 아래 수학식 16과 같이 정의한다. 여기서 m_1 과 m_2 는 각각 첫 번째 도메인과 두 번째 도메인의 1D-DFT 코드북의 인덱스를 의미한다.

【수학식 16】

$$\mathbf{w}_{m_1, m_2} = \frac{\mathbf{v}_{m_1} \otimes \mathbf{u}_{m_2}}{\sqrt{N_1 N_2}}$$

수학식 16에서 N_1 와 N_2 는 각각 패널 내 첫 번째 도메인과 두 번째 도메인에서 편파(pol: polarization) 별 안테나 포트의 수이다. o_1 와 o_2 는 각각 패널 내 첫 번째 도메인과 두 번째 도메인에서 오버샘플링(oversampling) 인자이다. 그리고,

$$\mathbf{v}_{m_1} = \left[1 \exp(j \frac{2\pi m_1}{o_1 N_1}) \cdots \exp(j \frac{2\pi m_1 (N_1 - 1)}{o_1 N_1}) \right]^T$$

$$\mathbf{u}_{m_2} = \left[1 \exp(j \frac{2\pi m_2}{o_2 N_2}) \cdots \exp(j \frac{2\pi m_2 (N_2 - 1)}{o_2 N_2}) \right]^T \text{ 이다.}$$

수학식 16의 경우, 포트 인덱싱이 N_2 도메인 먼저 수행되는 경우를 예시하고 있으나, 본 발명이 이에 한정되는 것은 아니며, N_1 도메인 먼저 포트 인덱싱이 수행되는 경우에도 본 발명이 자명하게 확장될 수 있다.

주파수 축의 주파수 선택성(frequency selectivity)은 다중 경로에 따른 주파수 응답(multi-path channel response)과 관련된다. 일반적으로 다중 경로를 겪게 되어 발생하는 지연(delay)이 큰 경우, frequency selectivity가 발생할 확률이 높아진다.

시간 축에서의 지연(delay)은 주파수 축에서의 위상 변화로 해석되며, 주파수 축의 위상변화는 주파수의 함수로 나타낼 수 있다. 예를 들어 $\exp(-j2\pi k\delta)$ 로 표현할 수 있다. 여기서, k 는 해당 주파수에 상응하는 인덱스(예를 들어, 서브캐리어 인덱스, 서브밴드 인덱스)를 나타내며, 델타(delta) (δ)는 주파수 위상 변화의 정도를 나타내는 계수로 이해될 수 있다.

본 발명에서는, 앞서 설명한 원리를 이용하여, 선형 결합 코드북(Linear combining codebook)을 구성 시, 선형 결합(linear combining)되는 각 빔들에 대한 위상 변화 값(δ)을 UE가 광대역 측면(및/또는 장기(long term))으로 추가적으로 보고함으로써, SB 측면의 빔 결합은 앞서 설명한 주파수의 함수와 위상 변화 값(δ) 곱의 형태로 보상하는 것을 그 특징으로 한다.

이에 따라, 본 발명의 실시예에 따르면, 서브밴드 당(위상 및/또는 진폭(amplitude)) 선형 결합으로 인한 피드백 비트를 크게 감소시킬 수 있는 효과가 있다.

먼저, LC 코드북을 구성하는 방법에 대하여 살펴본다.

5 이중 코드북(Dual codebook) 구조에서, W_1 은 다음과 같이 구성될 수 있다.

W_1 은 아래 수학적 식 17과 같이 정의될 수 있다.

【수학적 식 17】

$$W_1 = \begin{bmatrix} B_1 & 0 \\ 0 & B_2 \end{bmatrix}$$

10 수학적 식 17과 같이 W_1 은 블록 대각 행렬의 형태를 가지며, 여기서, $B_i = [b_{i,1}, b_{i,2}, \dots, b_{i,L}] (\in C^{N_1 N_2 \times L})$ 이다. $b_{i,l} (l=1, \dots, L)$ 은 앞서 수학적 식 16으로 정의되는 2D/1D DFT 빔에 해당한다.

여기서, L 은 선형 결합되는 빔의 개수를 나타내며, 이 값은 예를 들어 $L=2, 3, 4$ 등으로 표현될 수 있다. L 값은 사전에 기지국과 UE 간에 약속하거나, 15 기지국이 UE에게 상위 계층 시그널링(예를 들어, RRC 또는 MAC 제어 요소(CE: Control Element))로 알려줄 수 있다. 혹은 UE가 L 값에 대한 정보를 기지국에 피드백할 수도 있다.

도 18은 본 발명의 일 실시예에 따른 직교한 빔들의 세트를 예시하는 도면이다.

20 도 18에서는 리딩 빔 인덱스(leading beam index) ($i_{11}=0, i_{12}=0$)에서 $N_1=4, N_2=2$ 에 대한 직교한 빔들의 세트를 예시한다.

W1에서 각 블록 대각 행렬 $\mathbf{B}_l$ 를 구성하는 빔들은 도 18과 같이 직교한
 기저(orthogonal basis)로부터 계산될 수 있다. 즉, 주어진 리딩 빔
 인덱스(leading beam index)(예를 들어, LTE 코드북의 i_{11} , i_{12} 에
 해당)와 직교한 $(N_1 \cdot N_2 - 1)$ 개의 빔으로 구성된 $N_1 \cdot N_2$ 개의 직교한
 5 기저(orthogonal basis) 세트 혹은 이의 서브셋에서 L개의 빔이 선택될 수
 있다.

본 발명에서는 설명의 편의를 위하여, $\mathbf{B}_1 = \mathbf{B}_2 = \mathbf{B}$ 의 경우에 대해서 먼저
 기술한다.

W1을 구성하는 요소는 리딩 빔 선택(Leading beam selection),
 10 결합되는 빔 선택(Combining beam selection)(예를 들어, $N_1 \cdot N_2$
 빔들로부터 L-1 빔 선택), 파워 계수 지시자(Power coefficient
 indicator)와 상기 기술한 각 빔들에 대한 위상 변화 값(δ)으로 구성될 수
 있다. 그러면 B를 구성하는 $\mathbf{B} = [\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \dots, \mathbf{b}_L] (\in \mathbb{C}^{N_1 N_2 \times L})$ 의 원소들은 아래 수학적
 18과 같이 구성될 수 있다.

15 【수학적 18】

$$\mathbf{B} = [\mathbf{b}_1 e^{-j2\pi k \delta_1 + \epsilon_1}, p_2 \mathbf{b}_2 e^{-j2\pi k \delta_2 + \epsilon_2}, \dots, p_L \mathbf{b}_L e^{-j2\pi k \delta_L + \epsilon_L}] (\in \mathbb{C}^{N_1 N_2 \times L})$$

수학적 18에서 $\mathbf{b}_1$ 은 리딩 빔(leading beam)을 나타내며, $\mathbf{b}_l (l=2, \dots, L)$ 은
 리딩 빔(leading beam)과 결합되는 빔(이를, 결합 빔(combining beam)으로
 지칭할 수 있음)들이다. p_l 은 리딩 빔(leading beam)의 파워를
 20 기준으로(대비) 상대적인 빔 파워(beam power)를 나타내며, 이는 예를 들어,
 $p_l = \{1, \sqrt{0.5}, \sqrt{0.25}, 0\}$ 등의 값으로 사전에 UE와 기지국 간에 약속하거나,
 기지국이 상위 계층 시그널링(예를 들어, RRC 또는 MAC CE)로 파워 세트 값의

세분성 (granularity)를 UE에게 알려줄 수 있다. 혹은 UE가 파워 세트 값의 세분성 (granularity)에 대한 정보를 기지국에 피드백할 수도 있다. 여기서 파워 정보는 계층 (layer)/편파 (polarization)에 따라서 달라질 수 있다.

앞서 수학적 식 18에서 위상 변화 값의 변수는 아래 수학적 식 19와 같이 정의할

5 수 있다.

【수학적 식 19】

$$\delta_l = \frac{\lambda_l}{v\eta}$$

수학적 식 19에서 δ_l 을 구성하는 변수들은 다음과 같이 정의 될 수 있다.

10 η 값은 상위 계층 시그널링 (예를 들어, RRC 또는 MAC CE)로 기지국이 UE에게 알려주거나, 뉴머롤로지 (numerology)에 따라서 사전에 약속된 값이 사용될 수도 있다.

또는, η 값은 $\{128, 256, 512, 1024, 2048, 4096\}$ 에서 $\eta \geq N_{\text{cRB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{cRB}}$ 을 만족하는 가장 작은 값으로 설정될 수도 있다. 여기서, $N_{\text{cRB}}^{\text{DL}}$, $N_{\text{sc}}^{\text{cRB}}$ 는 각각 CSI 보고를 위해 설정된 자원 블록 (RB: Resource Block)의 개수와 설정된 RB당
15 서브캐리어의 개수이며, 결국 $N_{\text{cRB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{cRB}}$ 은 CSI 보고를 위해 설정된 대역폭 (BW: Bandwidth) 내의 서브캐리어의 개수를 나타낸다.

혹은, 기지국이 고속 푸리에 변환 (FFT: Fast Fourier Transform) 크기를 UE에게 설정하거나 또는 UE가 FFT 크기를 추가적으로 기지국에게 보고할 수도 있다.

20 수학적 식 19에서 v 의 값은 (FFT 크기의) 오버샘플링 (oversampling) 값으로 (특정 빔과 무관한 시스템 파라미터의 성격일 수 있음) 특정 정수

값(예를 들어, 1, 2, 4...)을 가질 수 있으며, 이는 뉴머롤로지(numerology)에 따라서 자동적으로(즉, 연동하여) 설정되거나, 기지국이 UE에게 설정해 줄 수 있다.

마지막으로, 수학식 19에서 λ_i 는 각 빔 당 설정된 대역폭(BW) 내에서의
 5 위상 변화 속도와 관련된 값으로, 예를 들어 $\lambda_i=2$ 이면, 1-번째 빔은 설정된 대역폭 내에서 위상이 4 파이(pi, π)만큼 변화하는 것을 의미할 수 있다. λ_i 값은 특정 정수 값(예를 들어, 1, 2, 4...)을 가질 수 있으며, 기지국이 UE에게 설정해 주거나 또는 UE가 λ_i 값이 가질 수 있는 세트 내에서 각 빔 별로 기지국에게 피드백할 수 있다.

10 앞서 수학식 19의 $\delta_i = \frac{\lambda_i}{\nu\eta}$ 의 값을 추정하는 방식의 하나의 실시예로, UE가 각 서브캐리어 혹은 RB로 대표되는 채널을 $\mathbf{H}(k) \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ 로 정의할 때, $\mathbf{H}(k)$ 에 선형 결합(linear combination)을 위한 기저 행렬(basis matrix) $\mathbf{W}_1$ 을 투영시킴으로써, 각 서브캐리어 혹은 RB로 대표되는 값들을 획득할 수 있다.

【수학식 20】

15
$$\mathbf{H}(k) = \mathbf{U}_k \mathbf{\Sigma}_k \mathbf{V}_k^H,$$

$$\mathbf{U}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}, \mathbf{\Sigma}_k = [\bar{\mathbf{\Sigma}}_k, 0] \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t} (\bar{\mathbf{\Sigma}}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}), \mathbf{V}_k = [\mathbf{v}_{k1}, \dots, \mathbf{v}_{kN_T}] \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$$

이 경우, 위의 수학식 20과 같은 SVD(single value decomposition) 함수를 통하여, 각 채널의 고유 벡터(eigen vector)가 계산될 수 있다.

수학식 20에서 $\mathbf{U}$ 와 $\mathbf{V}$ 는 유니터리 행렬(unitary matrix), $\bar{\mathbf{\Sigma}}_k$ 는
 20 대각(diagonal) 원소가 고유 값(eigenvalue)들인 대각행렬이다. 여기서, 채널 $\mathbf{H}_k$ 의 랭크 1로 대표되는 채널은 $\mathbf{v}_{k1}$ 으로 고유 벡터(eigen vector)로

표현할 수 있다. (랭크가 R인 경우 r-번째 계층은 r-번째 고유 벡터(eigen vector) (v_{kr})을 사용할 수 있다.)

【수학식 21】

$$\mathbf{c}_k = (\mathbf{W}_1^H \mathbf{W}_1)^{-1} \mathbf{W}_1^H \mathbf{v}_{k1}$$

따라서, 수학식 21 등의 수식으로 채널 값을 빔 결합을 위한 기저(basis)에 투영시켜, 각 빔 당 위상(phase)에 상응하는 항(term)을 계산할 수가 있다.

수학식 21에서 $\mathbf{c}_k$ 는 k번째 채널의 각 빔 당 위상과 진폭(amplitude)에 상응하는 값으로 아래 수학식 22와 같이 표현할 수 있다.

【수학식 22】

$$\mathbf{c}_k = \begin{bmatrix} p_{k,1} e^{j\theta_{k,1}} \\ p_{k,2} e^{j\theta_{k,2}} \\ \vdots \\ p_{k,2L} e^{j\theta_{k,2L}} \end{bmatrix}$$

리딩 빔(Leading beam)에 대하여 상대적으로 표현하면 아래 수학식 23과 같다.

혹은 최적의 빔(best beam), 앞서 예시에서는 가장 선호되는(best preferred) 빔이 1번 빔 혹은 최적의 빔(best beam)이 첫 번째 오도록 재배열(re-ordering)이 되었다고 가정하거나 혹은 각 편파(polarization) 별로 서로 상이한 파워(power)를 가질 경우, 어떠한 편파(polarization)의 리딩(leading) 빔이 큰지에 따라서 편파(polarization) 순서를 바꿀 수 있으며, 이는 1 비트로 알려 줄 수 있다.

【수학식 23】

$$\bar{\mathbf{c}}_k = \begin{bmatrix} 1 \\ \bar{p}_{k,2} e^{-\theta_{k,2}} \\ \vdots \\ \bar{p}_{k,2L} e^{-\theta_{k,2L}} \end{bmatrix}$$

수학식 23에서, $\bar{\theta}_{k,j} = \theta_{k,j} - \theta_{k,1}$ 와 $\bar{p}_{k,j} = \frac{p_{k,j}}{p_{k,1}}$ 으로 표현될 수 있다. 따라서,

아래 수학식 24와 같이 표현된다.

【수학식 24】

$$\mathbf{C} = [\bar{\mathbf{c}}_1, \bar{\mathbf{c}}_2, \dots, \bar{\mathbf{c}}_{N_{RB}}] \in C^{2L \times N_{RB}}$$

여기서, N_{RB} 은 표현의 편의상 RB의 개수로 표현했지만, 주파수 축에서 사용되는 샘플의 수로 이해될 수 있다. 수학식 24의 각 1-번째 행(row) 당 역-고속 푸리에 변환(IFFT: Inverse FFT)를 적용하여, 시간 도메인에서 피크가 가장 큰 인덱스를 찾으면, 해당 인덱스에서 시간 도메인의 최대 지연에 해당되어,

아래 수학식 25와 같이 계산될 수 있다.

【수학식 25】

$$\delta_l = \frac{\lambda_l}{v\eta} = \frac{Index_{peak}}{FFT_{size}}$$

또한 해당 시간 도메인 인덱스의 복소 스칼라(complex scalar) 값의 진폭(amplitude)과 위상 값을 각각 1-번째 빔의 p_l, ε_l 로 계산할 수 있다.

또한, 위의 값에 대한 피드백을 위하여, δ_l 값 자체를 양자화하거나, FFT 크기(UE와 기지국 간에 사전에 약속하거나 또는 기지국이 UE에게 설정하거나 또는 UE가 기지국에게 보고할 수 있음)와 인덱스를 보고하는 방식이 이용될 수도 있다. 또한, p_l, ε_l 의 값도 UE가 사전에 약속한(또는 설정된)

세분성 (granularity)로 양자화하여 피드백할 수도 있다. 따라서, 앞서 표현 방식은 편파(polarization)에 독립적으로 피드백되는 방식에 해당한다. 상기

수식에서는 $\mathbf{W}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B}_2 \end{bmatrix}$ 의 구조에 대해서, 즉, 각 편파(polarization) 마다

서로 다른 빔 그룹을 가지는 경우에 대하여, 2L개의 빔의 지연 파라미터(delay parameter)를 계산하는 방식을 설명하였지만, 후술되는 코드북 구성방식에
5 따라서, 한쪽 편파(polarization)에 대해서 계산을 한 후, 위상-일치(co-phase) 등의 연산을 통하여, 반대쪽 편파(polarization)의 빔 조합이 계산될 수도 있다.

수학식 18에서의 나머지 파라미터는 다음과 같이 정의/설정 될 수 있다.

10 k 인덱스는 상술했듯이, SB 보고 시 이용되는 주파수에 상응하는 인덱스 값으로서, 주어진 서브캐리어 혹은 SB에 맞게 설정될 수 있으며, 이는 추가적으로 보고되지 않을 수 있다.

ε_l 의 값은 1번째 빔의 위상 오프셋(phase offset) 값을 나타내며, 예를

들어, $\varepsilon_l = \{0, \frac{j\pi}{4}, \frac{j2\pi}{4}, \frac{j3\pi}{4}\}$ or $\varepsilon_l = \{0, \frac{j\pi}{8}, \dots, \frac{j7\pi}{8}\}$ 와 같이 빔 당 위상 오프셋(phase

15 offset)이 QPSK, 8PSK 등의 값을 갖도록 설정될 수 있으며, UE가 추가적으로 각 빔 당 위상 오프셋 값을 기지국에게 피드백할 수 있다. 또는, 위상 오프셋(phase offset)을 무시하여(즉, 0으로 설정), 피드백 오버헤드를 줄일 수도 있다. 또는, 피드백 비트를 줄이기 위하여, UE는 리딩 빔의 오프셋과 두 번째, 세 번째, ... 빔의 오프셋 간의 차분(differential)을 보고할 수도
20 있다. 즉, 예를 들어, 리딩 빔의 오프셋이 3-비트 피드백이라고 가정하면,

차분(differential)은 이보다 작은 세분성(granularity)로 예를 들어 1-비트 피드백으로 수행될 수 있다.

도 19는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 다중 경로를 예시하는 도면이다.

- 5 앞서 설명한 방식은 각 기저에 해당하는 $2L$ 개의 DFT 빔 하나당 하나의 우세한(dominant) 지연을 가지는 경우를 가정하여 코드북을 구성하는 방식에 대하여 설명하였다. 하지만, 도 19와 같이 주파수 선택성(frequency selectivity)은 동일 빔이 방해물에 의한 회절/굴절 등의 현상에 의하여 서로 다른 지연을 겪고 UE에게 수신될 수 있다. 만약 이 빔이 B 를 구성하는 기저
- 10 빔들 중에서 수신 강도가 우세한(dominant) 빔인 경우, 하나의 우세한(dominant) 지연만 고려한다면, UE은 수신 되는 빔의 화위의 일부만을 가지고, 코드북을 구성하기 때문에 그 성능열화가 예상된다.

따라서, 본 발명의 일 실시예에서는 각 기저에 해당하는 빔의 파워를 대부분 고려하여 코드북을 구성하는 방식을 제안한다.

- 15 이를 위하여 먼저 제안하는 코드북의 일반적인 구성방식을 다시 표현하면 아래 수학적식 26과 같다.

【수학적식 26】

$$\begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_{1,1}, \mathbf{b}_{1,2}, \dots, \mathbf{b}_{1,L} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{b}_{2,1}, \mathbf{b}_{2,2}, \dots, \mathbf{b}_{2,L} \end{bmatrix} = [\bar{\mathbf{b}}_1, \dots, \bar{\mathbf{b}}_{2L}] \in C^{2N_1 N_2 \times 2L}$$

$$\bar{\mathbf{b}}_i = \begin{cases} \begin{bmatrix} \mathbf{b}_{1,i} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} & \text{for } i = 1, \dots, L \\ \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{b}_{2,i-L} \end{bmatrix} & \text{for } i = L+1, \dots, 2L \end{cases}$$

Where

수학식 26에서 k번째 서브캐리어 (혹은 RB 인덱스)의 랭크 1 코드북의 구조는 아래 수학식 27과 같다.

【수학식 27】

$$\mathbf{W}_k^{(1)} = [\bar{\mathbf{b}}_1, \dots, \bar{\mathbf{b}}_{2L}] \mathbf{c} = [\bar{\mathbf{b}}_1, \dots, \bar{\mathbf{b}}_{2L}] \begin{bmatrix} p_1 e^{-j2\pi k \delta_1 + \varepsilon_1} \\ p_2 e^{-j2\pi k \delta_2 + \varepsilon_2} \\ \vdots \\ p_{2L} e^{-j2\pi k \delta_{2L} + \varepsilon_{2L}} \end{bmatrix}$$

5 또는, 리딩 빔의 상대적 크기로 나누면, 아래 수학식 28과 같다.

【수학식 28】

$$\mathbf{W}_k^{(1)} = [\bar{\mathbf{b}}_1, \dots, \bar{\mathbf{b}}_{2L}] \mathbf{c} = [\bar{\mathbf{b}}_1, \dots, \bar{\mathbf{b}}_{2L}] \begin{bmatrix} 1 \\ \bar{p}_2 e^{-j2\pi k \bar{\delta}_2 + \bar{\varepsilon}_2} \\ \vdots \\ \bar{p}_{2L} e^{-j2\pi k \bar{\delta}_{2L} + \bar{\varepsilon}_{2L}} \end{bmatrix}$$

여기서, $\bar{p}$, $\bar{\delta}$, $\bar{\varepsilon}$ 는 리딩 빔 파라미터로 나눈 파라미터에 해당한다.

10 앞서 기술된 내용은 랭크 1 위주로 설명하였으나, 랭크>1인 경우, 위의 구조는 계층 별로 독립적으로 계산되어 코드북이 구성될 수 있다. 이는 코드북을 이용하여 채널의 특성을 더욱 잘 반영하기 위함이다.

- 방식 1: 서로 다른 지연을 가지는 동일한 빔을 포함하여 N개의 강한(strong) 빔들을 선택 (여기서, N은 2L과 무관하게 설정될 수 있다. 즉, 2L보다 작거나 2L보다 크게 설정될 수 있다.)

15 위의 방식을 이용하는 경우, 아래 수학식 29와 같이 표현될 수 있다.

【수학식 29】

$$\mathbf{W}_k^{(1)} = [\bar{\mathbf{b}}_1, \dots, \bar{\mathbf{b}}_{2L}] \mathbf{S} \mathbf{c} = [\bar{\mathbf{b}}_1, \dots, \bar{\mathbf{b}}_{2L}] \mathbf{S} \begin{bmatrix} p_1 e^{-j2\pi k \delta_1 + \varepsilon_1} \\ p_2 e^{-j2\pi k \delta_2 + \varepsilon_2} \\ \vdots \\ p_N e^{-j2\pi k \delta_N + \varepsilon_N} \end{bmatrix}$$

여기서, 피드백의 양을 줄이기 위하여 상기 설명한, 리딩 혹은 최적의(best) 빔으로 정규화(normalization)하는 경우를 포함할 수 있다.

수학식 29에서 $\mathbf{S}$ 는 $2L$ 개의 빔을 N 개의 빔으로 매핑하는 행렬이다. 즉, 아래

5 수학식 30과 같다.

【수학식 30】

$$\mathbf{S} = [\mathbf{e}_{s_1}, \mathbf{e}_{s_2}, \dots, \mathbf{e}_{s_N}] \in C^{2L \times N}$$

수학식 30에서 $\mathbf{e}_j$ 는 j 번째 원소만 1인 선택 벡터이며, $s_i \in \{1, 2, \dots, 2L\}$ ($i=1, \dots, N$)으로 모든 빔 당 모든 지연을 고려했을 때, i -번째로

10 선호되는(preferred) 빔의 인덱스를 의미한다.

예를 들어, 64 IFFT를 고려하면, 각 빔 당 64개의 지연 탭(delay tap)을 가지게 되며, 총 $2L * 64$ 개의 (빔, 지연) 쌍(pair) 중에서 i -번째로 선호되는 빔의 인덱스를 나타낼 수 있다. $L=2$, $N=2$ 인 경우, 1번째 빔의 2번째 탭(tap)과 10번째 탭(tap)이 가장 preferred한 빔으로 단말에

15 의하여 계산/선택된 경우, $\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ 이 되며, $\delta_1 = \frac{2}{64}, \delta_2 = \frac{10}{64}$ 으로 계산될 수가 있다.

- 방식 1-1: 앞서 설명한 방식 1의 경우, 최적의(best) N 개의 빔 선택에 대한 정보의 피드백이 L 과 N 의 값이 커짐에 따라서 문제가 될 수 있다. 즉,

$(2L)^N$ 의 경우의 수를 피드백해야 하는 문제가 발생한다.

따라서, 이를 해결하기 위하여, UE는 빔 당 w 개의 연속된 혹은 특정 규칙에 의하여 선택되는 탭(tap)의 개수를 선택하여 피드백할 수 있다. 이와 같은 경우는 최대 지연 탭(maximum delay tap) 근처에 파워(power)가 대부분 몰려있는 경우에 효과적일 수 있다. 혹은 오버샘플링 등에 의하여 IFFT를 크게 오버샘플링한 경우에 신호 파워의 대부분을 반영하기 유리할 수 있다.

도 20은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 시간 도메인 응답을 예시하는 도면이다.

도 20에서는 주파수 도메인 샘플들을 IFFT한 시간 도메인 신호를 도식화한 것으로 점선 화살표(201)는 최대 지연을 나타낸다. 이 경우, 점선 화살표(201)에 상응하는 탭(tap)에 해당하는 샘플만을 취하기 보다는 불 점선 화살표(201)에 상응하는 탭(tap)을 기준으로 양 옆(즉, $w=3$)까지 포함해 3개의 탭(tap)에 대한 샘플을 취해야 주파수 도메인의 샘플들을 보다 정확하게 복호할 수 있다. 이 경우, 빔 당 최적의 탭(best tap)에 해당하는 인덱스

하나만 피드백한다면, 나머지 $w-1$ 개의 탭에 대한 $\delta_l = \frac{\lambda_l}{v\eta} = \frac{Index_{peak}}{FFT_{size}}$ 을 계산할

수 있다. 이 경우에도, p_l, ϵ_l 의 값은 별도로 기지국에게 피드백하는 것이 필요하다. 따라서, w 의 크기 즉 빔 당 몇 개의 탭(tap)에 대한 정보를 기지국에게 피드백할지 혹은 w 개의 탭(tap)은 어떠한 규칙에 의하여 선택할지를 기지국이 UE에게 설정해 줄 수 있다. w 의 개수의 경우, UE가 채널을 측정하여, 지연 스프레드(delay spread)가 큰 경우에는 좀 더 큰 w 를

피드백하고 혹은 지연 스프레드(delay spread)가 작은 경우, 좀 더 작은 w 값을 피드백하도록 설정될 수 있다. 이때, w 의 크기 또한 함께 기지국에게 피드백될 수 있다. 이에 따라, 피드백의 오버헤드를 효과적으로 줄일 수 있다.

- 방식 2. 강한(Strong) K 개의 빔에 대해서 w 개 지연 탭(delay tap)을 피드백하고, $2L-K$ 개의 빔에 대해서는 1개의 최대 지연 탭(maximum delay tap)을 피드백하는 방식

상기 방식은 피드백 오버헤드(feedback overhead)와 성능의 트레이드-오프(trade-off)를 적절히 반영하기 위한 효과적인 방식이며, 대부분의 주파수 선택성(frequency selectivity)은 우세한(dominant) 특정 빔에 의해서 결정되는 원리를 응용한 것으로서 직진성이 강한 밀리미터파(mmwave)로 갈수록 이러한 성질은 더욱 잘 부합한다. K 개의 강한(Strong) 빔을 선택하는 방식을 제외한 다른 파라미터들은 앞서 설명한 방식에 의하여 계산될 수 있다.

K 개의 강한(strong) 빔을 선택하는 방식은 순열에 의하여 지시될 수 있겠다. 즉, $K=2$ 인 경우, UE는 총 경우의 수 $2L * (2L-1)$ 에 해당하는 정보를 기지국에게 피드백함으로써 알려줄 수 있겠다. 혹은 직교한 기저(orthogonal basis)가 우세한(dominant) 빔의 순으로 정렬되어 있다면 상기 설명한 추가적인 K 개의 빔 지시에 대한 피드백은 생략될 수 있다. 그리고, UE는 K 값에 대한 정보(K 값을 UE가 채널을 측정하고 이 채널과 기저를 구성하는 빔의 상관(correlation) 등을 측정하여 계산될 수 있음 혹은 보고되는 p_1 의 값이 특정 값 예를 들어, 0.5를 넘는 경우 우세한(dominant) 빔으로 간주할 수 있음)를 추가적으로 기지국에게 피드백하거나 또는 기지국과 사전에 K 값에 대하여 약속할 수 있다. 혹은 $\mathbf{B}_1 = \mathbf{B}_2$, $\mathbf{B}_1 \neq \mathbf{B}_2$ 에 무관하게, 특정 채널에 대해서는

특정 편파(polarization)에 파워가 몰리는 경우가 있을 수 있다. 각 편파(polarization) 별로 기저(basis)가 정렬이 되어있다면, 최적의 빔(Best beam) 선택(기저로부터)에 대하여 UE는 1 비트를 이용하여 어떠한 편파(H 슬랜트 또는 V 슬랜트)가 우세한지 추가적으로 기지국에 알려줄 수
5 있다.

앞서 제안한 방식들 중에서 어떠한 방식을 사용할지 기지국은 상위 계층 시그널링으로 UE에게 알려줄 수 있다.

지금까지는 편파(polarization) 별로 독립적으로 지연 파라미터(delay
10 parameter)를 계산하는 방식을 제안하였다. 이 경우, UE는 $2L-1$ 개 (혹은 제안 1의 경우 $N-1$ 개)의 빔에 대하여 파라미터를 기지국에게 피드백하여야 한다. 이러한 피드백의 오버헤드를 효과적으로 줄이기 위하여, 이하, LTE 코드북 구조를 이용하여 코드북을 구성하는 방식을 제안한다.

W_2 은 W_1 으로 구성된 빔 결합(beam combining)의 역할과 위상-일치(co-
15 phase)의 역할을 수행할 수 있다. 그러면 랭크 1 코드북의 경우, 아래 수학적 식 31과 같이 구성될 수 있다.

【수학적 식 31】

$$W_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{1}_L \\ \phi_n \mathbf{1}_L \end{bmatrix} \quad \text{where } \phi_n \in \{1, j, -1, -j\} \text{ or 8PSK, } \mathbf{1}_L \text{ is all one vector with length } L$$

수학적 식 31에서, $\mathbf{1}_L$ 은 길이 L 이며, 벡터를 구성하는 모든 원소가 1인
20 벡터(all one vector)이다. 예를 들어 $\mathbf{1}_2 = [1 \ 1]^T$ 를 나타낸다. 그러면 최종 코드북 형태는 아래 수학적 식 32와 같다.

【수학식 32】

$$\mathbf{W}^{(1)} = \frac{1}{\sigma} \mathbf{W}_1 \mathbf{W}_2 = \frac{1}{\sigma} \begin{bmatrix} \sum_{l=1}^L p_l \mathbf{b}_l e^{-j2\pi k \delta_l + \varepsilon_l} \\ \phi_n \sum_{l=1}^L p_l \mathbf{b}_l e^{-j2\pi k \delta_l + \varepsilon_l} \end{bmatrix} \text{ (where } p_1 = 1 \text{)}$$

수학식 32에서 $\sigma = \sqrt{2(1 + p_2^2 + \dots + p_L^2)}$ 는 정규화 항(normalize term)이다. 또한, 위상(phase) 성분 또한 첫 번째 빔에 대한 상대적인 값으로
 5 표현이 가능하므로, $\delta_1 = 0, \varepsilon_1 = 0$ 으로 설정하여, 그 피드백 양을 줄일 수 있다.

Rank 2 코드북의 경우, 다음과 같은 두 개의 대안이 고려될 수 있다.

대안 1은 아래 수학식 33과 같다.

【수학식 33】

$$\mathbf{W}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{1}_L & \mathbf{1}_L \\ \phi_n \mathbf{1}_L & -\phi_n \mathbf{1}_L \end{bmatrix} \phi_n \in \{1, j\} \text{ or } \{1, \frac{1+j}{\sqrt{2}}, j, \frac{-1+j}{\sqrt{2}}\}$$

그러면 최종 코드북 형태는 아래 수학식 34와 같다.

【수학식 34】

$$\mathbf{W}^{(2)} = \frac{1}{\sigma} \mathbf{W}_1 \mathbf{W}_2$$

수학식 34에서 $\sigma = 2\sqrt{(1 + p_2^2 + \dots + p_L^2)}$ 는 정규화 항(normalize
 15 term)이다.

위의 대안 1의 경우, 랭크 2의 코드북을 랭크 1 코드북을 이용하여, 직교성을 확보하면서, 피드백 비트를 줄이기 위하여 왈시-코드(Walsh-code)를 설정하여 설계하는 방식이다. 이를 이용하면, 레이어(layer) 1의 경우에 비하여, 피드백 비트가 같거나 줄어드는 (위상-일치(co-phase)의

세분성 (granularity)에 따라서) 장점이 있다.

대안 2는 아래 수학적 식 35와 같다.

【수학적 식 35】

$$\mathbf{W}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{1}_L & \mathbf{1}_L \\ \phi_n \mathbf{1}_L & \phi_n \mathbf{1}_L \end{bmatrix} \text{ where } \phi_n \in \{1, j, -1, -j\} \text{ or 8PSK}$$

대안 2의 방식의 경우, 레이어(layer) 별로 선형 결합이 독립적으로 설정되는 경우를 고려한 것이다. 이 경우, 최종 랭크 2 코드북의 레이어(layer) 1과 레이어(layer) 2를 구성하는 벡터가 매우 높은 확률로 상이하므로, 좀 더 높은 위상-일치(co-phase) 세분성(granularity)으로 설정하는 방식이다.

상술한 대안 2를 이용하는 랭크 2 코드북 설계의 경우, $\mathbf{W}_1$ 을 구성하는 방식으로 레이어(layer) 별로 독립적으로 아래 수학적 식 36과 같이 구성할 수 있다.

【수학적 식 36】

$$\mathbf{B}^{(r)} = \left[\mathbf{b}_1^{(r)} e^{-j2\pi k \delta_1^{(r)} + \epsilon_1^{(r)}}, p_2^{(r)} \mathbf{b}_2^{(r)} e^{-j2\pi k \delta_2^{(r)} + \epsilon_2^{(r)}}, \dots, p_L^{(r)} \mathbf{b}_L^{(r)} e^{-j2\pi k \delta_L^{(r)} + \epsilon_L^{(r)}} \right] (\in \mathbb{C}^{N_1 N_2 \times L})$$

수학적 식 36에서 $r=1, 2$ 이다.

$r=1$ 인 경우, $\mathbf{b}_1^{(1)}$ 의 값은 리딩 빔 인덱스(leading beam index)를 나타낸다. 하지만 $\mathbf{b}_1^{(2)}$ 의 경우, $\mathbf{b}_1^{(1)}$ 을 그대로 사용하거나 독립적으로 설정/적용할 수 있다. $\delta_l^{(r)}$ 의 경우는 $\mathbf{b}_l^{(r)}$ 에 따라서 설정되는 값으로 이해될 수 있겠다. 즉, 특정 $\mathbf{b}_l^{(r)}$ 빔에는 하나의 $\delta_l^{(r)}$ 값이 존재한다. 조정/스케일링 인자(Scaling factor)는 열(column)에 대하여 $\sigma^{(r)} = 2\sqrt{1 + p_2^{(r)2} + \dots + p_L^{(r)2}}$ 을 사용하여 정규화(normalize)가 수행될 수 있다. (즉, 최종 코드북의 파워를 1로 정규화한다.) 즉, 앞서 대안 2를 이용하는 경우, 레이어(layer)에 따라서,

W1을 구성하는 (빔 그룹/빔 당 파워)이 상이하게 적용되는 특징을 갖는다.

최종 코드북은 아래 수학적 식 37과 같다.

【수학적 식 37】

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma^{(1)}} \sum_{l=1}^L p_l^{(1)} \mathbf{b}_l^{(1)} e^{-j2\pi k \delta_l^{(1)} + \epsilon_l^{(1)}} & \frac{1}{\sigma^{(2)}} \sum_{l=1}^L p_l^{(2)} \mathbf{b}_l^{(2)} e^{-j2\pi k \delta_l^{(2)} + \epsilon_l^{(2)}} \\ \frac{\phi_n}{\sigma^{(1)}} \sum_{l=1}^L p_l^{(1)} \mathbf{b}_l^{(1)} e^{-j2\pi k \delta_l^{(1)} + \epsilon_l^{(1)}} & \frac{-\phi_n}{\sigma^{(2)}} \sum_{l=1}^L p_l^{(2)} \mathbf{b}_l^{(2)} e^{-j2\pi k \delta_l^{(2)} + \epsilon_l^{(2)}} \end{bmatrix}$$

5 위의 구조에서, 편파(polarization)/레이어(layer) 별로 독립적으로 파라미터를 계산하는 방식을 적용하면, 아래 수학적 식 38과 같으며, 여기서 $\sigma^{(r)} = \sqrt{2(1 + p_2^{(r)2} + \dots + p_{2L}^{(r)2})}$ 으로 나타낼 수 있다.

【수학적 식 38】

$$\mathbf{W}^{(2)} = [\mathbf{w}_1^{(2)} \mathbf{w}_2^{(2)}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma^{(1)}} \sum_{l=1}^L p_l^{(1)} \mathbf{b}_l^{(1)} e^{-j2\pi k \delta_l^{(1)} + \epsilon_l^{(1)}} & \frac{1}{\sigma^{(2)}} \sum_{l=1}^L p_l^{(2)} \mathbf{b}_l^{(2)} e^{-j2\pi k \delta_l^{(2)} + \epsilon_l^{(2)}} \\ \frac{1}{\sigma^{(1)}} \sum_{l=L+1}^{2L} p_l^{(1)} \mathbf{b}_l^{(1)} e^{-j2\pi k \delta_l^{(1)} + \epsilon_l^{(1)}} & \frac{1}{\sigma^{(2)}} \sum_{l=L+1}^{2L} p_l^{(2)} \mathbf{b}_l^{(2)} e^{-j2\pi k \delta_l^{(2)} + \epsilon_l^{(2)}} \end{bmatrix}$$

10

본 발명에서 제안하는 코드북의 효율적인 피드백을 위하여, 선형 결합되는 전체 2L개의 빔 중에서, 우세한(dominant) K개의 빔에 대하여, 보다 높은 세분성(granularity)의 파라미터 양자화(parameter quantization)가 수행될 수 있다. 혹은 특정 임계치를 (예를 들어, 파워 레벨) 초과하는 빔
15 인덱스에 대해서만 양자화를 통한 피드백이 수행되도록 설정될 수 있다. 여기서, 임계치 및/또는 K는 상위 계층(예를 들어, RRC)로 UE에게 설정되거나 또는 특정 임계치를 초과하는 빔의 수를 UE가 기지국에게 보고할 수도 있다.

앞서 제안하는 방법을 사용하는 경우, $e^{-j2\pi k \delta_l}$ 에 의하여, RE-레벨로

적용되는 PMI를 이용하여, SB CQI는 평균 등의 방법을 이용하여 계산되고, 기지국에게 보고될 수 있다.

보다 구체적으로 UE의 PMI 추정 동작은 다음과 같다. 각 서브캐리어(SB)로 대표되는 채널을 $\mathbf{H}(k) \in C^{N_R \times N_T}$ 로 정의한다. 여기서 N_R 과 N_T 는 각각 UE와 기지국의 안테나 포트(혹은 안테나 요소, 이하 안테나 포트로 통칭)이다. UE는 각 서브캐리어 별 $\mathbf{H}(k)$ 을 이용하여, PMI 구성을 위한 빔의 개수(L 및/또는 N 및/또는 W (지연 탭(delay tap)의 수)), 빔 선택 (리딩 빔 + 결합 빔, 혹은 빔 배열(예를 들어, 빔의 파워에 따른 배열)), 상대적인 파워 지시자 P_i , 주파수에 따른 빔 당 위상 변화 인자 δ_i 및 오프셋 ϵ_i 등을 추정할 수 있다. 그리고, UE는 WB를 대표하는 상술한 인자들을 통합적 혹은 독립적으로 기지국에게 피드백할 수 있으며, 기지국은 PMI를 구성할 수 있다.

혹은 UE는 PMI 구성을 위한 상기 설명한 인자들의 서브셋을 기지국에게 보고할 수도 있으며, 기지국은 이 정보를 이용하여 (나머지 정보는 사전에 정의되어있다고 가정)하여 PMI를 구성할 수도 있다.

앞서 제안하는 코드북을 이용하는 경우, PMI는 주파수 선택적으로 RE / RB / SB 레벨로 설정/적용될 수 있으며, 이에 상응하는 CQI 또한 동일한 주파수 세분성(frequency granularity)으로 보고될 수 있다. 다만, 이 경우, CQI의 페이로드 크기가 주파수 세분성(frequency granularity)만큼 커지는 단점이 존재하게 된다.

따라서, 본 발명에서는 CQI는 SB 혹은 WB/부분 대역(PB: partial band) (예를 들어, PB는 다수의 PRB 집합) 단위로 계산되며, 보고되는 방식을 제안한다. SB 일지 또는 WB/PB 일지는 설정 가능(configurable)하게

설정/적용될 수 있다. 혹은 WB CQI에 차분(differential) SB CQI (예를 들어 1 비트)으로 보고함으로써, 피드백 양을 줄일 수 있다.

앞서 제안하는 방식을 사용하는 경우, UE의 CSI 획득을 위하여, 일부 대역(partial band)만 설정하여 CSI-RS를 전송하고, 데이터 전송은 이보다
5 넓은 대역에 걸쳐서 전송된다고 가정하더라도, 설정된 일부 대역 내에서 빔 선택 (리딩 빔 + 결합 빔), 상대적인 파워 지시자 P_i , 주파수에 따른 빔 당 위상 변화 인자 δ_i 및 오프셋 ϵ_i 을 추정하여, 코드북을 구성할 수 있다. 또한, 확장성(scalability) 특성을 이용하여, 데이터 전송되는 대역 전체에 대한 PMI가 추정될 수 있다.

10 상기 제안하는 방식의 경우, SB 보고가 없더라도, 설정된 대역폭의 주파수 선택성(frequency selectivity)을 알 수 있다는 장점이 있다. 이는 클래스 A 혹은 클래스 B등을 통하여 주기적/비주기적/반-정적(semi-persistence) CSI 보고에 사용될 수 있다. 또한, 클래스 A+B 혹은 Class B+B 등의 하이브리드 방식(hybrid scheme)에서, 각 SB 혹은 RB 별로 정확한 채널
15 피드백을 위해서도 사용될 수 있다.

또한, 레이어(layer) 1과 2가 모두 동일한, 빔 그룹을 공유하며, 각 레이어(layer) 당 결합되는 위상 (및/또는 진폭) 변화 부분을 조정하여 코드북을 구성할 수 있으며, 그 수식은 아래 수학식 39 또는 수학식 40과 같다.

【수학식 39】

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma^{(1)}} \sum_{l=1}^L p_l \mathbf{b}_l e^{-j2\pi k \delta_l^{(1)} + \varepsilon_l^{(1)}} & \frac{1}{\sigma^{(2)}} \sum_{l=1}^L p_l \mathbf{b}_l e^{-j2\pi k \delta_l^{(2)} + \varepsilon_l^{(2)}} \\ \frac{\phi_n}{\sigma^{(1)}} \sum_{l=1}^L p_l \mathbf{b}_l e^{-j2\pi k \delta_l^{(1)} + \varepsilon_l^{(1)}} & \frac{-\phi_n}{\sigma^{(2)}} \sum_{l=1}^L p_l \mathbf{b}_l e^{-j2\pi k \delta_l^{(2)} + \varepsilon_l^{(2)}} \end{bmatrix}$$

【수학식 40】

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma^{(1)}} \sum_{l=1}^L p_l^{(1)} \mathbf{b}_l e^{-j2\pi k \delta_l^{(1)} + \varepsilon_l^{(1)}} & \frac{1}{\sigma^{(2)}} \sum_{l=1}^L p_l^{(2)} \mathbf{b}_l e^{-j2\pi k \delta_l^{(2)} + \varepsilon_l^{(2)}} \\ \frac{\phi_n}{\sigma^{(1)}} \sum_{l=1}^L p_l^{(1)} \mathbf{b}_l e^{-j2\pi k \delta_l^{(1)} + \varepsilon_l^{(1)}} & \frac{-\phi_n}{\sigma^{(2)}} \sum_{l=1}^L p_l^{(2)} \mathbf{b}_l e^{-j2\pi k \delta_l^{(2)} + \varepsilon_l^{(2)}} \end{bmatrix}$$

$\mathbf{B}_1 \neq \mathbf{B}_2$ 인 경우는 편파(polarization) 별로 서로 다른 빔 그룹이
 5 설정되는 경우를 나타낸다. 이 경우, 피드백 비트 수는 2배 증가할 수 있지만,
 편파(polarization) 당 서로 다른 빔 결합을 적용할 수 있으므로 보다 정교한
 피드백이 수행될 수 있다는 장점이 있다. $\mathbf{B}_1 \neq \mathbf{B}_2$ 의 경우, 레이어(layer) 별
 독립적으로 구성하는 방법과 유사하게 확장 적용할 수 있다. $\mathbf{B}_1 \neq \mathbf{B}_2$ 인 경우
 상술한 W2 구성 방식을 그대로 사용하여, SB 당 위상-일치(co-phase)에 대한
 10 보고가 보다 정교하게 수행될 수 있다. 또는 W2 보고를 수행하지 않으며,
 다음과 같이 정해진 W2 예를 들어,

$\mathbf{W}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{1}_L \\ \mathbf{1}_L \end{bmatrix}$ for rank 1, $\mathbf{W}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{1}_L & \mathbf{1}_L \\ \mathbf{1}_L & -\mathbf{1}_L \end{bmatrix}$ for rank 2, 또는 $\mathbf{W}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{1}_L & \mathbf{1}_L \\ \mathbf{1}_L & \mathbf{1}_L \end{bmatrix}$ 가 이용될 수
 있다.

제안하는 코드북의 경우 (레이어(layer) 독립적인 및/또는 클래스 A
 15 코드북과 유사한 설계), 양자화 오류 등으로 인하여 각 레이어(layer) 간
 직교성이 만족되지 않을 수 있다. 이 경우, 성능 손실이 발생하게 된다. 이를
 방지하기 위하여, 본 발명에서는 레이어(layer) 별로 독립적으로 코드북을

구성하는 경우, 앞서 설명한 구성 방식에 의한 코드북을 계산한 후, 레이어(layer) 별 직교성을 유지하는 처리과정을 추가하는 것을 제안한다.

대표적인 방식으로 QR 분해(QR decomposition), 또는 그람-슈미트(Gram-Schmidt) 방식이 이용될 수 있다. 이하 Gram-Schmidt 방식에 의한 정규화

- 5 방식을 살펴본다. 상기 수식으로 구한 두 개의 레이어(layer) $\mathbf{w}_1^{(2)}, \mathbf{w}_2^{(2)}$ 는 각각 아래 수학적 식 41과 같이 정의할 수 있다.

【수학적 식 41】

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_1 &= \mathbf{w}_1^{(2)} \\ \mathbf{u}_2 &= \mathbf{w}_2^{(2)} - \frac{\mathbf{u}_1^H \mathbf{w}_2^{(2)}}{\mathbf{u}_1^H \mathbf{u}_1} \mathbf{u}_1 \end{aligned}$$

그러면, $\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2$ 는 서로 직교한다. 따라서, 최종 랭크 2 코드북은 아래

- 10 수학적 식 42와 같이 구성될 수 있다.

【수학적 식 42】

$$\mathbf{W}^{(2)} = [\bar{\mathbf{u}}_1 \ \bar{\mathbf{u}}_2], \quad \bar{\mathbf{u}}_i = \frac{\mathbf{u}_i}{\sqrt{2} \|\mathbf{u}_i\|}$$

상기 직교화 과정은 랭크 2 이상에서도 확장 가능하며, 이를 수식으로 나타내면 아래 수학적 식 43과 같다.

- 15 【수학적 식 43】

$$\mathbf{u}_k = \mathbf{w}_k^{(2)} - \sum_{j=1}^{k-1} \frac{\mathbf{u}_j^H \mathbf{w}_k^{(2)}}{\mathbf{u}_j^H \mathbf{u}_j} \mathbf{u}_j$$

수학적 식 43에서 k 는 k 번째 레이어(layer)를 나타낸다. 상기 방식에 의한 직교화 과정에 관한 정보는 추가적으로 기지국에 보고할 필요가 없다. 즉, UE가 앞서 수학적 식 38을 구성하기 위한 파라미터들을 기지국에 보고하면, 기지국은

보고된 파라미터들을 이용하여 앞서 수학식 38을 복원할 수 있으며, 상기 제안한 직교화 과정으로 최종 코드북을 복호할 수 있다.

이때, UE가 기지국에 보고하는 CQI는 상기 직교화 과정을 거친 최종 코드북을 이용하여 계산된 CQI에 해당한다. 즉, 이 경우 직교화 과정이 상기 코드북 구성요소의 기본적인(default) 요소에 해당하여, UE와 기지국은 모두 직교화 과정을 수행하는 것으로 약속할 수 있다. 만약, 직교화 여부를 UE가 추가적으로 기지국에 보고하는 경우 (직교화를 수행하지 않는 경우, CQI는 직교화를 거치지 않고 계산된 CQI이다), 혹은 어떠한 레이어(layer)를 u_1으로 상정하고 상기 직교화 과정을 수행했는지 혹은 어떠한 직교화 방식을 사용했는지는 UE가 기지국에 추가적으로 피드백하거나, UE와 기지국 간에 서로 사전에 약속할 수 있겠다.

상기 제안하는 코드북의 경우, 지연 스프레드(delay spread)가 큰 환경에 대해서는 우세한(dominant) 빔이 많을 수 있기 때문에, 상기 제안에서의 2L 혹은 N (결합하는 빔의 수)의 값이 큰 것이 바람직하다. 혹은 주파수 선택성이 상대적으로 큰 뉴머롤로지(numerology)를 가지는 시스템의 경우, N의 값이 큰 것이 유리하다. 이 N의 값은 뉴머롤로지(numerology)에 따라서 L 또는 N 값을 서로 상이한 값으로 UE와 기지국 간에 사전에 약속하거나, 뉴머롤로지(numerology)에 맞추어 기지국이 UE에게 설정/적용할 수 있다. 또한, 채널 추정 등은 CSI-RS 밀도(density) 등에 영향을 받으며, 이에 따른 성능을 보정하기 위하여, CSI-RS 밀도가 낮은 경우, 제안하는 코드북 구성을 위한 FFT 크기가 CSI-RS 밀도 (≥ 1 RE/RB/포트) 보다 상대적으로 크게 설정되거나 또는 오버샘플링이 크게 설정/적용되거나 또는 L 또는 N의 값

및/또는 양자화 세분성(quantization granularity) (진폭 및/또는 위상)이 상대적으로 크게 설정될 수 있다.

혹은 대역폭이 큰 시스템의 경우, $2L$ 혹은 N 등을 늘려도, 지연 스프레드(delay spread) 등에 의하여 주파수 선택성(frequency selectivity)을 제대로 반영하기 힘들 수 있다. 이 경우, 설정된 대역폭을 M 개로 분할하여(이를 서브밴드 그룹(SBG: Sub Band Group)으로 통칭), 제안하는 코드북은 SB의 그룹 혹은 RB의 그룹으로 구성될 수 있다. 이때, M 의 예시로, $M=1, 2, 3$ 등의 값이 설정/적용될 수 있다.

도 21은 본 발명의 일 실시예에 따른 2개의 서브밴드 그룹을 예시하는 도면이다.

도 21에서는 설정된 대역폭이 2 개의 SBG1과 SBG2가 설정되는 경우를 나타낸다. 이때, 상기 제안하는 코드북을 독립적으로 두 개의 SBG에 따라서 적용할 수 있다. 페이로드의 절약을 위하여 각 SBG 당 동일한 기저를 사용하는 것으로 UE와 기지국 간에 약속할 수도 있다.

상술한 직교한 기저를 이용하는 코드북 설계의 경우, 포트 수 X 가 클 수로 유리하다. 하지만 포트 수가 작은 경우, 예를 들어 $X=2$ 또는 4의 경우, 직교한 기저가 없거나 2개씩 있는 경우는 상술한 설계 방식을 이용하는 것이 다소 비효율적일 수 있다.

이 경우, 기저(basis)를 이용하는 것 보다는 각 포트 당 지연을 이용하여, (즉, 기저로 구성되는 빔의 지연 개념이 아닌 디지털 빔포밍이 수행되지 않는 포트 당 지연을 나타냄) 코드북을 구성하는 것이 효율적일 수 있다. 이를 수식으로 나타내면 아래 수학적 식 44와 같다.

【수학식 44】

$$\mathbf{v}_{X,l} = \frac{1}{\sqrt{1+p_1+\dots+p_{X-1}}} \begin{bmatrix} 1 \\ p_1 \exp(-j2\pi k\delta_1 + \varepsilon_1) \\ \vdots \\ p_{X-1} \exp(-j2\pi k\delta_{X-1} + \varepsilon_{X-1}) \end{bmatrix} \in C^{X \times 1}$$

상기 코드북 구성은 랭크 1을 예시하고 있으며, 랭크 2이상은 상기 설명한 방식에 의하여, 클래스 A-유사한 설계 혹은 레이어(layer) 별 독립적인 설계를 통해 확장 적용될 수 있다. 이하, $\delta_l, p_l, \varepsilon_l$ 계산 방식은 상술한 방식의 하나를 따른다.

포트 측면(Port wise) 코드북 구성 방식을 사용할지 또는 DFT 등의 코드북을 이용한 직교한 기저(orthogonal basis)를 사용할 지는 기지국이 UE에게 상위 계층 시그널링으로 알려 줄 수 있다. 또는, 사전에 UE와 기지국 간에 포트 측면(Port wise) 코드북 구성 방식이 적용되는 $X(<Y)$ -포트를 결정하기 위한 Y 값을 약속할 수도 있으며, 또는 이 Y 값을 기지국이 상위 계층 시그널링으로 UE에게 알려줄 수도 있다.

상기 제안하는 코드북은 하향링크를 위주로 설명을 하였지만, 정교한 전송 PMI(TPMI: transmit PMI) 지시를 위해 상향링크에서도 동일하게 적용될 수 있다.

이하 본 발명에서는 상술한 새로운 코드북 설계 방식과는 상이한 릴리즈(Rel)-14 진보된 전차원 MIMO(eFD-MIMO: enhanced Full Dimension-MIMO)에서 제안된 선형 결합 코드북(linear combining codebook)으로 대표되는 LC 코드북의 효율적인 동작을 제안한다.

Rel-14의 LC 코드북은 다음과 같이 구성된다.

【수학식 45】

$$\begin{aligned}
 W_1 &= \begin{bmatrix} B & 0 \\ 0 & B \end{bmatrix}, B = [p_0 b_{k_1^{(0)}, k_2^{(0)}}, \dots, p_{L-1} b_{k_1^{(L-1)}, k_2^{(L-1)}}] \\
 - \text{ For rank 1: } W &= \begin{bmatrix} \tilde{w}_{0,0} \\ \tilde{w}_{1,1} \end{bmatrix} = W_1 W_2, \text{ and } W_2 = \begin{bmatrix} c_{0,0} \\ c_{1,0} \end{bmatrix} \\
 - \text{ For rank 2: } W &= \begin{bmatrix} \tilde{w}_{0,0} & \tilde{w}_{0,1} \\ \tilde{w}_{1,0} & \tilde{w}_{1,1} \end{bmatrix} = W_1 W_2, \text{ and } W_2 = \begin{bmatrix} c_{0,0} & c_{0,1} \\ c_{1,0} & c_{1,1} \end{bmatrix} \\
 - c_{r,l} &= [c_{r,l,0}, \dots, c_{r,l,L-1}]^T, r = 0,1, l = 0,1 \\
 &\quad \cdot \tilde{w}_{r,l} = \sum_{i=0}^{L-1} b_{k_1^{(i)}, k_2^{(i)}} \cdot p_i \cdot c_{r,l,i}; r = 0,1, l = 0,1
 \end{aligned}$$

수학식 45에서, $L(=2)$ 은 빔의 개수이다. b_{k_1, k_2} 는 오버샘플링된

5 그리드(oversampled grid)로부터 2D DFT 빔이다(여기서, $k_1 = 0,1, \dots, N_1 O_1 - 1$, $k_2 = 0,1, \dots, N_2 O_2 - 1$). N_1 및 N_2 은 각각 제1 차원 및 제2 차원에서 안테나 포트의 수이다. O_1 및 O_2 은 각각 제1 차원 및 제2 차원에서 오버샘플링 인자(oversampling factor)이다. p_i 는($0 \leq p_i \leq 1$) 빔 i 에 대한 빔 파워 조정/스케일링 인자(beam power scaling factor)이다. $c_{r,l,i}$ 는 빔 i ,
10 편파(polarization) r , 계층 l 상에서 빔 결합 계수(beam combining coefficient)이다.

i) W1 빔 선택(beam selection)

- $O_1 = O_2 = 4$ (만약, $N_2 = 1$ 이면, $O_2 = 1$)

- $2N_1 N_2 \in \{4, 8, 12, 16, 20, 24, 28, 32\}$

15 - 리딩(leading) (보다 강한) 빔 인덱스: $k_1^{\wedge}(0) = 0, 1, \dots, N_1 O_1 - 1;$

$k_2^{\wedge}(0) = 0, 1, \dots, N_2 O_2 - 1$

- 차순위(second) (보다 약한) 빔 인덱스: $k_1^{\wedge}(1) = k_1^{\wedge}(0) + O_1 d_1;$

$k_2^{\wedge}(1) = k_2^{\wedge}(0) + O_2 d_2; d_1 \in \{0, \dots, \min(N_1, L_1) - 1\}, d_2 \in$

$\{0, \dots, \min(N_2, L_2) - 1\}$; $(d_1, d_2) \neq (0, 0)$; 여기서, L_1, L_2 는 다음과 같이 정의된다.

만약, $N_1 \geq N_2$ 이고, $N_2 \neq 1$ 이면, $L_1 = 4, L_2 = 2$; 만약, $N_1 < N_2$ 이고, $N_1 \neq 1$ 이면, $L_2 = 4, L_1 = 2$; 만약, $N_2 = 1$ 이면, $L_1 = 8, L_2 = 1$

5 ii) W1 빔 파워 (beam power)

- 차순위 빔 (second beam) 파워는 2 비트로 양자화된다.

- $p_0 = 1, p_1 \in \{1, \sqrt{0.5}, \sqrt{0.25}, 0\}$

iii) W2

- 항상 $c_{0,0,0} = c_{0,1,0} = 1$

10 - $c_{r,1,i} \in \{1, j, -1, -j\}, \forall i, r, l$

먼저, W1의 경우, 리딩 빔 선택 (leading beam selection) + 결합되는 빔 선택 (combining beam selection) + (상대적인 파워 지시자) 등으로

구성될 수 있다. $N_1 \cdot N_2 > 16$ 인 경우, 직교한 빔의 개수가 8개를 초과하게 되며, 이 경우, 결합되는 빔 선택은 $(L_1, L_2) = (4, 2)$ 혹은 $(2, 4)$ 혹은

15 $(8, 1)$ 으로 구성되는 윈도우 (window) 내에서 결정된다. 여기서, L_1 과 L_2 는 리딩 빔을 기준으로 제1 도메인과 제2 도메인에 포함되는 직교한 빔의 개수이다. 위와 같이 L_1 과 L_2 의 값을 설정한 이유는 LTE 페이로드 크기에 맞추기 위함이다.

따라서, NR과 같은 새로운 시스템에서는 보다 높은 성능 혹은 유연한

20 페이로드 크기를 달성하기 위하여, (L_1, L_2) 의 조합을 설정 가능 (configurable)하게 설정/적용할 수 있다. 또는, 상향링크 페이로드 크기에 결부 (tie)시킬 수 있다. 즉, 페이로드 크기가 큰 경우에는 $(L_1,$

$L_2) = (N_1, N_2)$ 와 같이 최대한의 크기로 설정되고, 페이로드 크기가 작은 경우에는 $(L_1, L_2) = (2, 2)$ 와 같이 설정됨으로써, LC 코드북이 구성될 수 있겠다. 혹은, UE가 L_1, L_2 의 조합 혹은 구체적인 직교한 빔 세트에 대한 패턴 설정(예를 들어, LTE 클래스 A 코드북의 랭크 5-8을 구성하는 W1 패턴, 즉, 구성(config) 2,3,4)을 기지국에 피드백/추천할 수 있다.

혹은, 앞서 설명한 발명과 유사하게 각 레이어(layer) 당 리딩 빔 선택 + 결합되는 빔 선택 + (상대적인 파워 지시자)를 서로 상이하게 설정하여 적용될 수 있다.

또한, 리딩 빔을 기준으로 상대적인 파워가 광대역(WB)으로 설정되지만, 이를 서브밴드(SB)로 설정한다면, 페이로드의 크기의 희생으로 그 성능을 향상시킬 수 있다. 하지만, 이 경우, 페이로드의 증가는 너무 크므로, 이에 대한 해결책으로, 2-단계 상대적인 파워를 고려할 수 있다.

이때, 파워 계수의 세분성(granularity)는 페이로드 오버헤드 절감을 위해 서로 상이한 값으로 설정 적용될 수 있다. 보다 구체적으로, WB에 좀더 높은 비트를 할당함으로써 세분성(granularity)를 높이며, SB는 WB에 상대적으로 적거나 같은 비트가 할당될 수 있다. 예를 들어, WB로 파워를 지시하기 위해 2 비트가 설정될 수 있으며, SB로는 상대적인 파워의 지시를 위해 1 비트가 설정될 수 있다. 일례로, $L=2$ 인 경우를 살펴본다. 이 경우, 제2 빔은 WB로 파워는 $\{1, \sqrt{0.5}, \sqrt{0.25}, 0\}$ 의 하나의 값을 가질 수 있다. 그리고, UE는 SB 측면에서 1 비트로 $\{1, \sqrt{0.75}\}$ 의 값 중 하나를 보고함으로써 결합되는 빔의 파워 세분성(power granularity)이 효과적으로 증가될 수 있다.

이 경우, WB에 대한 파워 계수가 0으로 보고된 경우, UE는 SB 파워

계수를 보고하지 않을 수 있다. 위와 같은 파워 계수에 따른 UE의 상이한 동작을 방지하기 위하여, WB 파워에서 0을 제외할 수 있다. 즉, 예를 들어 WB 파워 세트는 $\{1, \sqrt{0.5}, \sqrt{0.25}, \sqrt{0.125}\}$ 로 설정되고, SB 파워 세트는 $\{1, \sqrt{0.75}\}$ 혹은 $\{1, \sqrt{0.5}\}$ 등의 값으로 설정될 수 있다.

5

또한, W2에서 위상 결합을 수행할 때, 상술한 예시인 eFD-MIMO에서는 QPSK를 고려하게 된다. 이 경우, 8-PSK를 사용하게 되면, 그 성능을 향상시킬 수 있지만, 매우 큰 총 페이로드의 증가를 야기시킨다. 이를 방지하기 위하여, 강한 결합 빔과 약한 결합 빔의 위상 세분성(phase granularity)을 달리 설정하는 방법이 고려될 수 있다.

10

예를 들어, W1 혹은 W2에서 상대적인 파워 성분이 1로 설정되는 빔의 경우, 강한 결합 빔으로 가정하여, 8-PSK 위상 결합이 설정/적용될 수 있으며, 이외의 약한 결합 빔에 대해서는 강한 결합 빔에 비하여 상대적으로 낮거나 같은 세분성(granularity)의 위상 결합(예를 들어, QPSK)이 설정/적용될 수 있다.

15

또는, 리딩 빔 및/또는 제2의 빔에 대해서는 높은 세분성(granularity)의 위상 결합이 적용되고, 이외 나머지 결합 빔에 대해서는 낮은 세분성(granularity)의 위상 결합이 적용될 수 있다. 또는, 기지국이 결합 빔의 개수 L 과 강한 결합 빔의 개수 L_s 를 상위 계층 시그널링(예를 들어, RRC 시그널링)으로 UE에게 알려줄 수 있다. 혹은, UE가 결합 빔에 대한 세분성(granularity)을 기지국에게 피드백할 수도 있다. 이러한 원리는 W2에서 진폭(amplitude)이 보고되는 상황에도 동일하게 적용될 수 있다.

20

다만, 전체 결합 빔 L 중에서 우세한(dominant) K 빔에 대한
 지시/설정(예를 들어, RRC)에 대하여, K 개의 값을 기지국이 UE에게 상위 계층 시그널링(예를
 들어, RRC)으로 지시/설정하거나, UE가 채널을 결합 빔에 사영 등의 방법으로
 계산된 메트릭(metric)이 특정 임계치 값(예를 들어, 파워)을 초과하는 빔에
 5 대하여 UE가 코드북 파라미터 등과 함께 기지국에게 보고할 수도 있다. 여기서,
 특정 임계치는 기지국이 UE에게 상위 계층 시그널링(예를 들어, RRC)로
 지시/설정해 줄 수 있다. 혹은 K 개의 값은 LC 코드북의 구성요소인 파워
 결합(power combining) 값에 결부(tie)되어, 예를 들어 p_1 값이 $\sqrt{0.5}$
 이상인 값에 상응하는 빔에 대하여 보다 높은 세분성(granularity)의 위상
 10 및/또는 진폭 양자화가 수행될 수 있다. 또한, 상기 제안하는 상이한
 세분성(different granularity)의 설정 방식은 편파 및/또는 레이어에
 독립적으로 설정/적용될 수 있다.

- CSI 피드백 타입 II의 카테고리 I을 위한 코드북 설계

15 본 발명의 일 실시예에서는 SB 보고의 페이로드 크기를 감소시키기 위하여
 카테고리 I을 위한 새로운 코드북 설계(즉, 주파수 선택적인 프리코딩
 피드백(FSPF: frequency selective precoding feedback))을 제안한다.
 코드북 설계의 주요 아이디어는 주파수 도메인에서 순환적인 위상 변이(cyclic
 phase shift)의 서로 다른 레벨을 적용하는 것이다. 따라서, 레가시 LC
 20 코드북에서 SB 위상 결합이 생략될 수 있다. 이에 따라, 선형 결합 코드북
 구조가 아래 수학식 46과 같이 구성될 수 있다.

【수학식 46】

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B} \end{bmatrix} \mathbf{c}$$

$$\mathbf{B} = [\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \dots, \mathbf{b}_L] (\in \mathbb{C}^{N_1 N_2 \times L}), \mathbf{c} = [p_1 \exp(j2\pi k \delta_1 + \varepsilon_1) \quad \dots \quad p_{2L} \exp(j2\pi k \delta_{2L} + \varepsilon_{2L})]^T (\in \mathbb{C}^{2L \times 1})$$

선형 결합 코드북은 직교한 기저로 구성되고, $\mathbf{b}_i$ ($i=1, \dots, L$)는 2D-DFT 빔에 해당한다.

5 p_i 는 i 번째 빔에 대한 상대적인 파워 계수, k 는 주파수 도메인 인덱스(예를 들어, 서브캐리어 인덱스, RB 인덱스)를 나타낸다. ε_i 는 i 번째 빔에 대한 위상 오프셋이고, δ_i 는 k 와 관련하여 위상 변이(phase shift)의 정도를 제어한다. δ_i 는 아래 수학적식 47과 같이 정의된다.

【수학적식 47】

$$\delta_i = \frac{\lambda_i}{\eta}$$

10

수학적식 47에서 η 는 $\{64, 128, 256, 512, 1024, 2048, 4096\}$ 세트에서 $\eta \geq N_{sc}$ (여기서, N_{sc} 는 설정된 대역폭 내에서 서브캐리어의 수)를 만족하는 가장 작은 수이다. λ_i 는 정수이며, 예를 들어, $\lambda_i = \{1, 2, 3, 4\}$ 이다.

범용성(generality)의 손실 없이, 랭크1의 $\mathbf{W}$ 는 아래 수학적식 48과 같이
15 나타낼 수 있다.

【수학적식 48】

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \dots, \mathbf{b}_L & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \dots, \mathbf{b}_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ p_2 e^{-j2\pi k \delta_2 + \varepsilon_2} \\ \vdots \\ p_{2L} e^{-j2\pi k \delta_{2L} + \varepsilon_{2L}} \end{bmatrix}$$

수학적식 48에서 첫 번째 열(column)은 가장 강한 빔으로 가정한다. (2L-1)

파라미터 세트 $\{p_l, \delta_l, \varepsilon_l\}$ 를 결정하기 위하여,

k 번째 서브캐리어의 우세한(dominant) 고유벡터(eigenvector) 또는 채널 행렬에 기저 빔(들)(basis beam)을 투영(projecting)함으로써 주파수 도메인 샘플이 계산될 수 있다. 그리고, 1 번째 기저 빔에 대한 최대

5 지연(δ_l)을 도출하기 위하여 획득된 주파수 도메인 샘플에 IFFT를 취할 수 있다.

진폭 및 위상 오프셋(p_l, ε_l)는 최대 지연에 상응하는 시간 도메인 샘플을 이용하여 계산될 수 있다. 랭크 2의 경우, 레이어(layer) 독립적인 코드북 구성이 적용될 수 있다.

표 7은 랭크 1의 기존의 LC 코드북과 제안된 주파수 선택적인 프리코딩

10 피드백(FSPF: frequency selective precoding feedback) 간의 피드백 비트의 비교를 예시한다.

【표 7】

		제안된 FSPF 코드북	LC 코드북
광대역 (WB)	리딩 빔 선택	$\lceil \log_2 N_1 N_2 O_1 O_2 \rceil$	
	(L-1) 빔 선택	$\lceil \log_2 ((N_1 N_2 - 1) * \dots * (N_1 N_2 - L - 1)) \rceil$	
	지연 파라미터 양자화	$(2L - 1) * \lceil \log_2 * FFT_{size} \rceil$	N/A
	진폭 양자화	$(2L - 1) * 3$	$(L - 1) * 3$ (진폭 및 레이어 공통)
	위상 오프셋 양자화	$(2L - 1) * 3$	N/A
서브밴드 (SB)	위상 양자화 (K = SB의 수)	N/A	$K * (2L - 1) * 3$

표 7은 기존의 LC 코드북과 제안된 FSPF 간에 요구되는 피드백 비트를 예시한다. 16 포트, L=4, K=9, $FFT_{size} = 64$ 및 랭크 1의 경우, 결과적인 총

15 페이로드는 제안된 방식에서는 99 비트가 필요하고, 기존의 LC 코드북에서는 213 비트가 필요하다. 랭크 2의 경우, 각각 제안된 방식과 기존의 LC 코드북에서 183 비트 및 402 비트가 요구된다. 이는 제안된 FSPF가 전체적으로

46%의 페이로드가 감소되는 것을 의미한다.

도 22는 다양한 코드북 방식의 성능을 비교하는 도면이다.

도 22에서는 제안된 FSPF와 기존의 LC 코드북 간의 성능 비교를 예시한다.

(N₁, N₂) = (2, 4)와 높은 트래픽 로드를 가정한다. 또한, 최대 랭크 2 전송이

5 고려될 수 있도록 각 UE는 2 Rx 안테나 포트가 장착되었다고 가정한다.

본 발명에서 제안하는 방식의 랭크 2 전송에 있어서, 코드북 파라미터를 결정된 후에 추가적인 레이어 직교성 처리(예를 들어, Gram-Schmidt 등)가 적용된다. 또한, RB-레벨 주파수 도메인 샘플들이 고려되고, FFT 크기가 64를 가정한다.

10 도 22에서 볼 수 있듯이, 본 발명에서 제안하는 방식은 클래스 A 코드북 구성(Config) 1 보다 평균 UE 사용자 패킷 수율(UPT: user packet throughput)과 5% UE UPT 측면에서 각각 22%, 48% 성능 이득을 제공한다. 또한, 제안된 방식은 기존의 LC 코드북 보다 더 감소된 페이로드 크기를 가지고 높은 성능을 제공한다.

15 도 23은 본 발명의 일 실시예에 따른 채널 상태 정보 송수신 방법을 예시하는 도면이다.

이하, 도 23의 설명에서 구체적으로 언급되지 않더라도 앞서 설명한 본 발명의 동작이 함께 적용될 수 있다.

도 23을 참조하면, 단말은 기지국으로부터 다중 안테나 포트를 통해 채널
20 상태 정보 참조 신호(CSI-RS)를 수신한다(S2301).

단말은 채널 상태 정보(CSI)를 기지국에게 보고한다(S2302).

여기서, 단말은 기지국으로부터 수신한 CSI-RS를 기반으로 채널 상태

정보를 생성(계산)하고, 채널 상태 정보를 기지국에게 보고할 수 있다.

상술한 바와 같이, 채널 상태 정보는 CQI, PMI, RI, PTI, CRI 등을 포함할 수 있다.

또한, 단말은 주기적으로 CSI를 기지국에 보고할 수도 있으며(예를 들어, PUCCH 상에서), 비주기적으로 CSI를 기지국에 보고(예를 들어, PUSCH 상에서) 할 수도 있다.

특히, 단말은 선형 결합 코드북(LC codebook: Linear Combination Codebook) 내에서 자신이 가장 선호하는 프리코딩 행렬을 선택하고, 이를 지시하기 위한 정보를 기지국에게 보고할 수 있다.

선형 결합 코드북(LC codebook: Linear Combination Codebook)을 이용하는 경우, 복수의 코드워드의 선형 결합(linear combination)을 기반으로 상기 프리코딩 행렬이 생성될 수 있다.

이 경우, CSI는 상기 CSI의 보고를 위한 코드북 내에서 프리코딩 행렬을 생성하기 위해 이용되는 복수의 코드워드를 지시하는 선택 정보, 설정된 대역(bandwidth) 측면에서 상기 복수의 코드워드의 각각에 적용되는 파워 계수(power coefficient), 위상 오프셋(phase offset) 및 위상 변화(phase shift) 값을 포함할 수 있다. 그리고, 파워 계수(P_l), 위상 오프셋(ε_l) 및 위상 변화 값(δ_l)이 적용된 상기 복수의 코드워드의 선형 결합(linear combination)을 기반으로 설정된 대역(bandwidth) 내 서브 대역 단위로 프리코딩 행렬이 생성될 수 있다.

이때, 앞서 수학적 식 19와 같이 위상 변화 값은 상기 설정된 대역 내 FFT 크기, 오버샘플링(oversampling) 값, 복수의 코드워드의 각각에 의해

형성되는 빔의 위상이 변화되는 속도로부터 도출될 수 있다.

일례로, 서브 대역 단위의 채널 행렬에 상기 복수의 코드워드를 투영시킴으로써 복수의 코드워드의 각각에 대하여 서브 대역 단위로 상기 파워 계수, 위상 오프셋 및 위상 변화 값이 도출될 수 있다.

5 보다 구체적으로, 서브 대역 단위의 채널 행렬에 복수의 코드워드를 투영시킴으로써 복수의 코드워드의 각각에 대한 주파수 도메인 샘플이 계산되고, 주파수 도메인 샘플에 IFFT를 적용함으로써 획득된 상기 복수의 코드워드의 각각에 대한 하나 이상의 시간 도메인 샘플 그리고 설정된 대역 내 FFT 크기로부터 서브 대역 단위로 위상 변화 값이 도출될 수 있다.

10 이때, 앞서 도 20에서 설명한 바와 같이, 하나 이상의 시간 도메인 샘플로서 가장 강한 파워 값 또는 최대의 지연 값을 가지는 시간 도메인 샘플이 이용될 수 있다. 또는, 하나 이상의 시간 도메인 샘플로서 가장 강한 파워 값 또는 최대의 지연 값을 가지는 시간 도메인 샘플을 포함하는 연속된 하나 이상의 시간 도메인 샘플이 이용될 수도 있다. 또는, 하나 이상의 시간 도메인 샘플로서

15 강한 파워 값을 가지는 K 개의 시간 도메인 샘플, 그리고 K 개의 시간 도메인 샘플을 제외한 나머지 시간 도메인 샘플 중 가장 강한 파워 값 또는 최대 지연 값을 가지는 시간 도메인 샘플이 이용될 수도 있다. 여기서, 가장 강한 파워 값 또는 최대 지연 값만이 이용되는 경우를 제외하고, UE는 자신이 선택한(혹은 특정된 함수에 의해 선택된) 시간 도메인 샘플(즉, 해당 샘플(탭)에 대한

20 인덱스)를 기지국에게 보고할 수 있다.

랭크(rank) 2의 경우, 앞서 설명한 선형 결합은 각 레이어(layer)에 대한 프리코딩 행렬 별로 독립적으로 적용될 수 있다. 이 경우, 각 레이어에

대한 프리코딩 행렬이 생성된 후, 상기 각 레이어 별 직교성(orthogonality)을 유지하기 위하여 각 레이어에 대한 프리코딩 행렬에 직교 처리(orthogonal process)(예를 들어, QR 분해(QR decomposition), 또는 그람-슈미트(Gram-Schmidt) 방식)가 적용될 수 있다. 그리고, CQI는

5 직교 처리(orthogonal process)가 적용된 최종 프리코딩 행렬을 기반으로 계산될 수 있다.

또한, 랭크(rank) 2의 경우, 선형 결합을 이용하여 어느 하나의 레이어(layer)에 대한 제1 프리코딩 행렬이 생성되고, 나머지 레이어(layer)에 대한 제2 프리코딩 행렬은 제1 프리코딩 행렬에 직교

10 코드(orthogonal code)를 적용함으로써 생성될 수 있다.

또한, 복수의 코드워드로 형성되는 빔 중 특정 파워 임계치를 초과하는 빔에 대해서만 파워 계수, 위상 오프셋 및/또는 위상 변화 값 등의 파라미터의 보고를 위해 양자화(quantization)가 수행될 수도 있으며, 또는 상대적으로 특정 파워 임계치 보다 낮은 빔에 비하여 더 높은 세분성(granularity)의

15 양자화(quantization)가 수행될 수도 있다.

또한, 앞서 도 21에 따른 설명과 같이, 설정된 대역(bandwidth)이 복수의 서브밴드 그룹(subband group)으로 구분되는 경우, 공통된 복수의 코드워드를 이용하지만, 각 서브밴드 그룹 별로 독립적으로 프리코딩 행렬이 생성될 수도 있다.

20 또한, 복수의 코드워드는 리딩 빔을 형성하는 제1 코드워드와 결합 빔(combining beam)을 형성하는 하나 이상의 제2 코드워드를 포함할 수 있다. 이때, 보다 높은 성능 혹은 유연한 페이로드 크기를 달성하기 위하여, 결합 빔은

리딩 빔과 직교한 빔들의 세트 내에서 선택되며, 리딩 빔과 직교한 빔들의 세트는 CSI 전송을 위한 상향링크 페이로드 크기에 종속되어 결정될 수 있다.

본 발명이 적용될 수 있는 장치 일반

5 도 24는 본 발명의 일 실시예에 따른 무선 통신 장치의 블록 구성도를 예시한다.

 도 24를 참조하면, 무선 통신 시스템은 기지국(2410)과 기지국(2410) 영역 내에 위치한 다수의 단말(2420)을 포함한다.

 기지국(2410)은 프로세서(processor, 2411), 메모리(memory, 2412)
10 및 RF부(radio frequency unit, 2413)(또는 트랜시버(transceiver))을 포함한다. 프로세서(2411)는 앞서 도 1 내지 도 23에서 제안된 기능, 과정 및/또는 방법을 구현한다. 무선 인터페이스 프로토콜의 계층들은 프로세서(2411)에 의해 구현될 수 있다. 메모리(2412)는 프로세서(2411)와 연결되어, 프로세서(2411)를 구동하기 위한 다양한 정보를 저장한다.
15 RF부(2413)는 프로세서(2411)와 연결되어, 무선 신호를 송신 및/또는 수신한다.

 단말(2420)은 프로세서(2421), 메모리(2422) 및 RF부(2423)(또는 트랜시버(transceiver))을 포함한다. 프로세서(2421)는 앞서 도 1 내지 도 23에서 제안된 기능, 과정 및/또는 방법을 구현한다. 무선 인터페이스
20 프로토콜의 계층들은 프로세서(2421)에 의해 구현될 수 있다. 메모리(2422)는 프로세서(2421)와 연결되어, 프로세서(2421)를 구동하기 위한 다양한 정보를 저장한다. RF부(2423)는 프로세서(2421)와 연결되어, 무선 신호를 송신

및/또는 수신한다.

메모리(2412, 2422)는 프로세서(2411, 2421) 내부 또는 외부에 있을 수 있고, 잘 알려진 다양한 수단으로 프로세서(2411, 2421)와 연결될 수 있다. 또한, 기지국(2410) 및/또는 단말(2420)은 한 개의 안테나(single antenna) 또는 다중 안테나(multiple antenna)를 가질 수 있다.

이상에서 설명된 실시예들은 본 발명의 구성요소들과 특징들이 소정 형태로 결합된 것들이다. 각 구성요소 또는 특징은 별도의 명시적 언급이 없는 한 선택적인 것으로 고려되어야 한다. 각 구성요소 또는 특징은 다른 구성요소나 특징과 결합되지 않은 형태로 실시될 수 있다. 또한, 일부 구성요소들 및/또는 특징들을 결합하여 본 발명의 실시예를 구성하는 것도 가능하다. 본 발명의 실시예들에서 설명되는 동작들의 순서는 변경될 수 있다. 어느 실시예의 일부 구성이나 특징은 다른 실시예에 포함될 수 있고, 또는 다른 실시예의 대응하는 구성 또는 특징과 교체될 수 있다. 특허청구범위에서 명시적인 인용 관계가 있지 않은 청구항들을 결합하여 실시예를 구성하거나 출원 후의 보정에 의해 새로운 청구항으로 포함시킬 수 있음은 자명하다.

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, 컨트롤러, 마이크로 컨트롤러, 마이크로 프로세서

등에 의해 구현될 수 있다.

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 메모리에 저장되어 프로세서에 의해 구동될 수 있다.

- 5 상기 메모리는 상기 프로세서 내부 또는 외부에 위치하여, 이미 공지된 다양한 수단들에 의해 상기 프로세서와 데이터를 주고 받을 수 있다.

- 본 발명은 본 발명의 필수적 특징을 벗어나지 않는 범위에서 다른 특정한 형태로 구체화될 수 있음은 당업자에게 자명하다. 따라서, 상술한 상세한 설명은 모든 면에서 제한적으로 해석되어서는 아니 되고 예시적인 것으로 고려되어야 한다. 본 발명의 범위는 첨부된 청구항의 합리적 해석에 의해 결정되어야 하고, 본 발명의 등가적 범위 내에서의 모든 변경은 본 발명의 범위에 포함된다.
- 10

【산업상 이용가능성】

- 본 발명은 3GPP LTE/LTE-A 시스템에 적용되는 예를 중심으로 설명하였으나, 3GPP LTE/LTE-A 시스템 이외에도 다양한 무선 통신 시스템(예를 들어, 5G(5 generation) 시스템에 적용하는 것이 가능하다.
- 15

【청구의 범위】**【청구항 1】**

무선 통신 시스템에서 사용자 장치(UE: User Equipment)가 채널 상태 정보(CSI: Channel State Information)를 전송하기 위한 방법에 있어서,

5 기지국으로부터 다중 안테나 포트를 통해 채널 상태 정보 참조 신호(CSI-RS: Channel State Information Reference Signal)을 수신하는 단계;
및

CSI를 상기 기지국에게 보고하는 단계를 포함하고,

상기 CSI는 상기 CSI의 보고를 위한 코드북 내에서 프리코딩 행렬을
10 생성하기 위해 이용되는 복수의 코드워드를 지시하는 선택 정보, 설정된
대역(bandwidth) 측면에서 상기 복수의 코드워드의 각각에 적용되는 파워
계수(power coefficient), 위상 오프셋(phase offset) 및 위상
변화(phase shift) 값을 포함하고,

상기 파워 계수, 상기 위상 오프셋 및 상기 위상 변화 값이 적용된 상기
15 복수의 코드워드의 선형 결합(linear combination)을 기반으로 상기 설정된
대역(bandwidth) 내 서브 대역 단위로 상기 프리코딩 행렬이 생성되는 채널
상태 정보 전송 방법.

【청구항 2】

제1항에 있어서,

20 상기 위상 변화 값은 상기 설정된 대역 내 고속 푸리에 변환(FFT: Fast
Fourier Transform) 크기, 오버샘플링(oversampling) 값, 상기 복수의
코드워드의 각각에 의해 형성되는 빔의 위상이 변화되는 속도로부터 도출되는

채널 상태 정보 전송 방법.

【청구항 3】

제1항에 있어서,

상기 서브 대역 단위의 채널 행렬에 상기 복수의 코드워드를
5 투영시킴으로써 상기 복수의 코드워드의 각각에 대하여 상기 서브 대역 단위로
상기 파워 계수, 상기 위상 오프셋 및 상기 위상 변화 값이 도출되는 채널 상태
정보 전송 방법.

【청구항 4】

제3항에 있어서,

10 상기 서브 대역 단위의 채널 행렬에 상기 복수의 코드워드를
투영시킴으로써 상기 복수의 코드워드의 각각에 대한 주파수 도메인 샘플이
계산되고,

상기 주파수 도메인 샘플에 역-고속 푸리에 변환(IFFT: Inverse Fast
Fourier Transform)을 적용함으로써 획득된 상기 복수의 코드워드의 각각에
15 대한 하나 이상의 시간 도메인 샘플 그리고 상기 설정된 대역 내 고속 푸리에
변환(FFT: Fast Fourier Transform) 크기로부터 상기 서브 대역 단위로
상기 위상 변화 값이 도출되는 채널 상태 정보 전송 방법.

【청구항 5】

제4항에 있어서,

20 상기 하나 이상의 시간 도메인 샘플로서 가장 강한 파워 값 또는 최대의
지연 값을 가지는 시간 도메인 샘플이 이용되는 채널 상태 정보 전송 방법.

【청구항 6】

제4항에 있어서,

상기 하나 이상의 시간 도메인 샘플로서 가장 강한 파워 값을 또는 최대의 지연 값을 가지는 시간 도메인 샘플을 포함하는 연속된 하나 이상의 시간 도메인
5 샘플이 이용되는 채널 상태 정보 전송 방법.

【청구항 7】

제4항에 있어서,

상기 위상 변화 값의 도출을 위해 이용되는 상기 시간 도메인 샘플의 개수는 채널의 지연 스프레드(delay spread)를 기반으로 결정되는 채널 상태
10 정보 전송 방법.

【청구항 8】

제4항에 있어서,

상기 하나 이상의 시간 도메인 샘플로서 강한 파워 값을 가지는 K 개의 시간 도메인 샘플, 그리고 상기 K 개의 시간 도메인 샘플을 제외한 나머지 시간
15 도메인 샘플 중 가장 강한 파워 값 또는 최대 지연 값을 가지는 시간 도메인 샘플이 이용되는 채널 상태 정보 전송 방법.

【청구항 9】

제1항에 있어서,

랭크(rank) 2의 경우, 상기 선형 결합은 각 레이어(layer)에 대한
20 프리코딩 행렬 별로 독립적으로 적용되는 채널 상태 정보 전송 방법.

【청구항 10】

제9항에 있어서,

상기 각 레이어에 대한 프리코딩 행렬이 생성된 후, 상기 각 레이어 별 직교성(orthogonality)을 유지하기 위해 상기 각 레이어에 대한 프리코딩 행렬에 직교 처리(orthogonal process)가 적용되는 채널 상태 정보 전송 방법.

5 **【청구항 11】**

제10항에 있어서,

채널 품질 정보(CQI: Channel Quality Information)는 직교 처리(orthogonal process)가 적용된 프리코딩 행렬을 기반으로 계산되는 채널 상태 정보 전송 방법.

10 **【청구항 12】**

제1항에 있어서,

랭크(rank) 2의 경우, 상기 선형 결합을 이용하여 어느 하나의 레이어(layer)에 대한 제1 프리코딩 행렬이 생성되고, 나머지 레이어(layer)에 대한 제2 프리코딩 행렬은 상기 제1 프리코딩 행렬에 직교 코드(orthogonal code)를 적용함으로써 생성되는 채널 상태 정보 전송 방법.

15 **【청구항 13】**

제1항에 있어서,

상기 복수의 코드워드로 형성되는 빔 중 특정 파워 임계치를 초과하는 빔에 대해서만 상기 파워 계수, 상기 위상 오프셋 및/또는 상기 위상 변화 값의
20 보고를 위해 양자화(quantization)가 수행되거나 또는 더 높은 세분성(granularity)의 양자화(quantization)가 수행되는 채널 상태 정보 전송 방법.

【청구항 14】

제1항에 있어서,

상기 설정된 대역 (bandwidth) 이 복수의 서브밴드 그룹 (subband group) 으로 구분되는 경우, 상기 각 서브밴드 그룹 별로 상기 복수의
5 코드워드를 이용하여 독립적으로 프리코딩 행렬이 생성되는 채널 상태 정보 전송 방법.

【청구항 15】

제1항에 있어서,

상기 복수의 코드워드는 리딩 빔을 형성하는 제1 코드워드와 결합
10 빔 (combining beam) 을 형성하는 하나 이상의 제2 코드워드를 포함하고,

상기 결합 빔은 상기 리딩 빔과 직교한 빔들의 세트 내에서 선택되며, 상기
리딩 빔과 직교한 빔들의 세트는 상기 CSI 전송을 위한 상향링크 페이로드
크기에 종속되어 결정되는 채널 상태 정보 전송 방법.

【청구항 16】

15 무선 통신 시스템에서 채널 상태 정보 (CSI: Channel State Information) 를 전송하기 위한 사용자 장치 (UE: User Equipment) 에 있어서,

무선 신호를 송수신하기 위한 RF (Radio Frequency) 유닛; 및

상기 RF 유닛을 제어하는 프로세서를 포함하고,

상기 프로세서는 기지국으로부터 다중 안테나 포트를 통해 채널 상태 정보
20 참조 신호 (CSI-RS: Channel State Information Reference Signal) 을
수신하고,

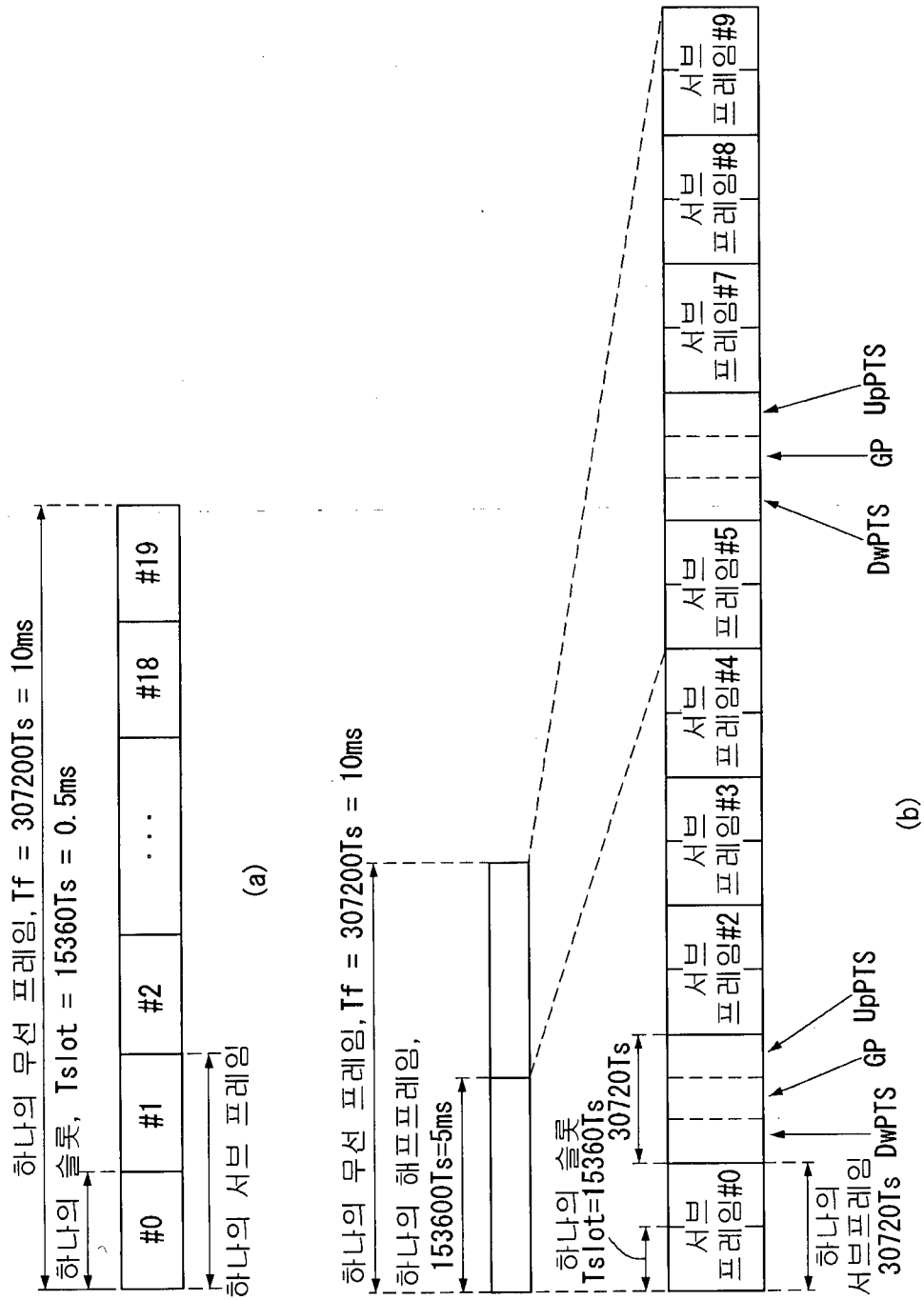
CSI를 상기 기지국에게 보고하도록 구성되고,

상기 CSI는 상기 CSI의 보고를 위한 코드북 내에서 프리코딩 행렬을 생성하기 위해 이용되는 복수의 코드워드를 지시하는 선택 정보, 설정된 대역(bandwidth) 측면에서 상기 복수의 코드워드의 각각에 적용되는 파워 계수(power coefficient), 위상 오프셋(phase offset) 및 위상
5 변화(phase shift) 값을 포함하고,

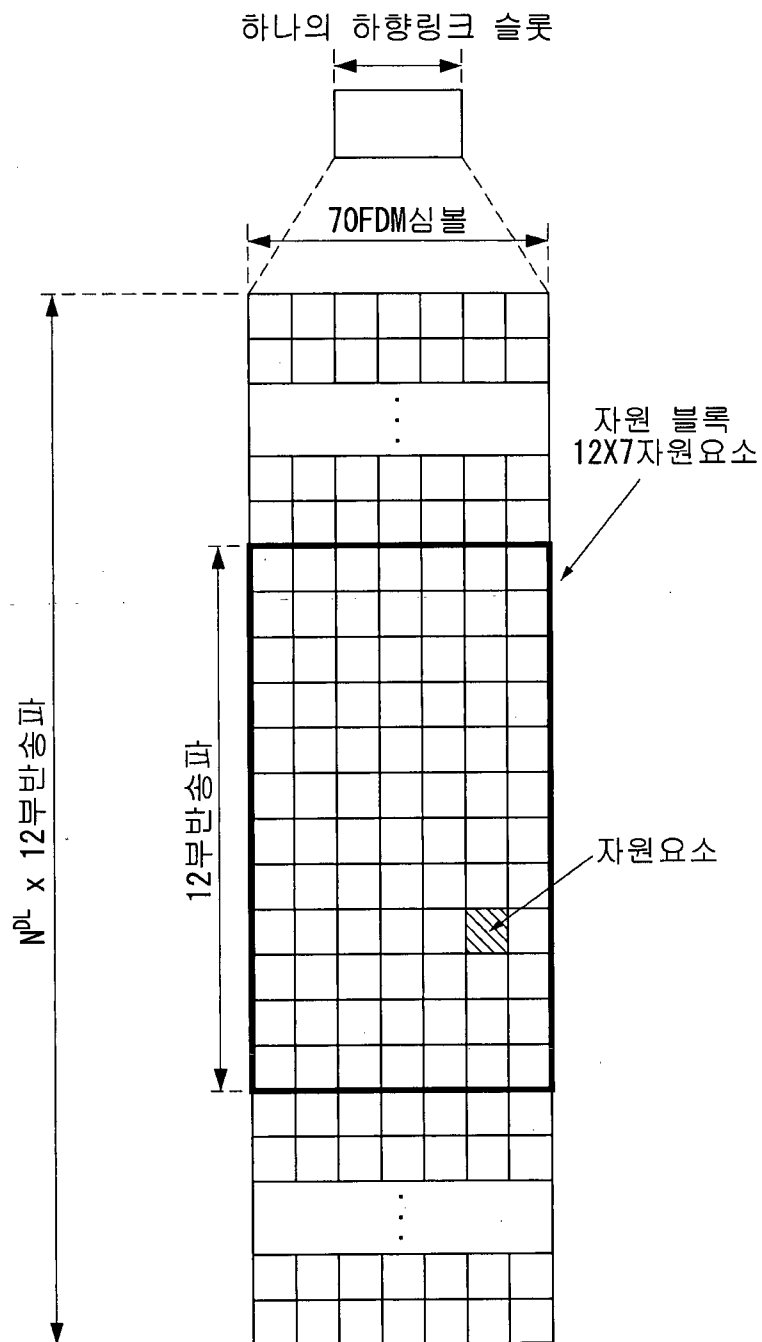
상기 파워 계수, 상기 위상 오프셋 및 상기 위상 변화 값이 적용된 상기 복수의 코드워드의 선형 결합(linear combination)을 기반으로 상기 설정된 대역(bandwidth) 내 서브 대역 단위로 상기 프리코딩 행렬이 생성되는 사용자 장치.

【도면】

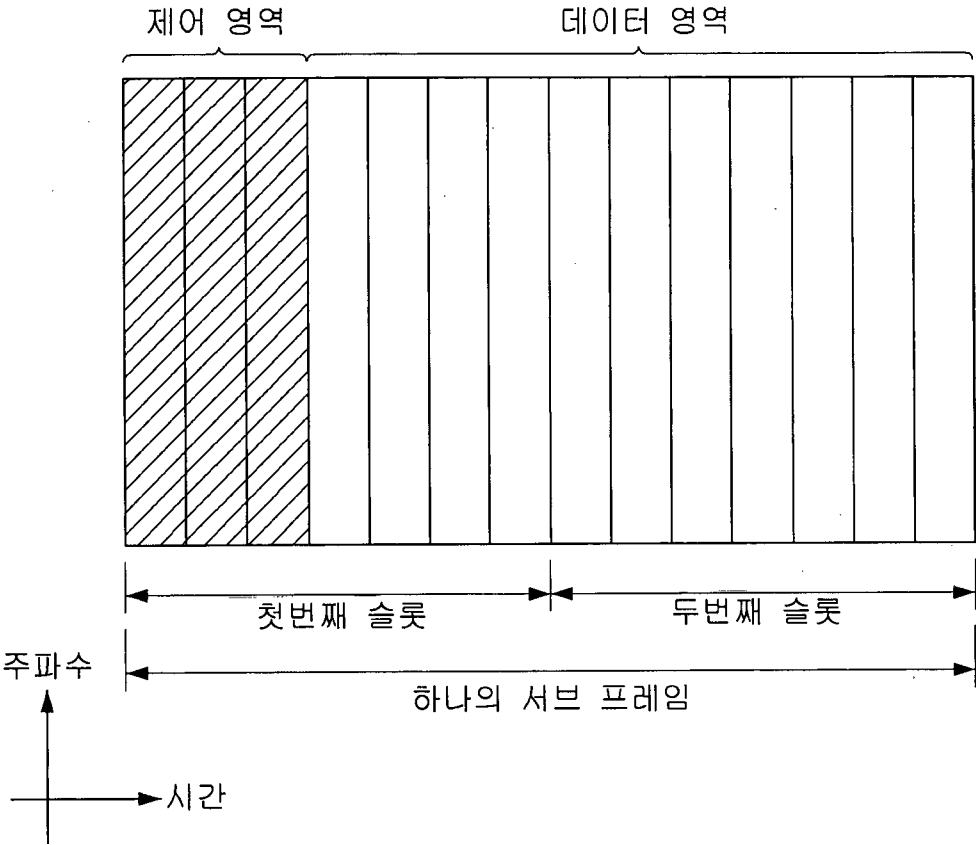
【도 1】



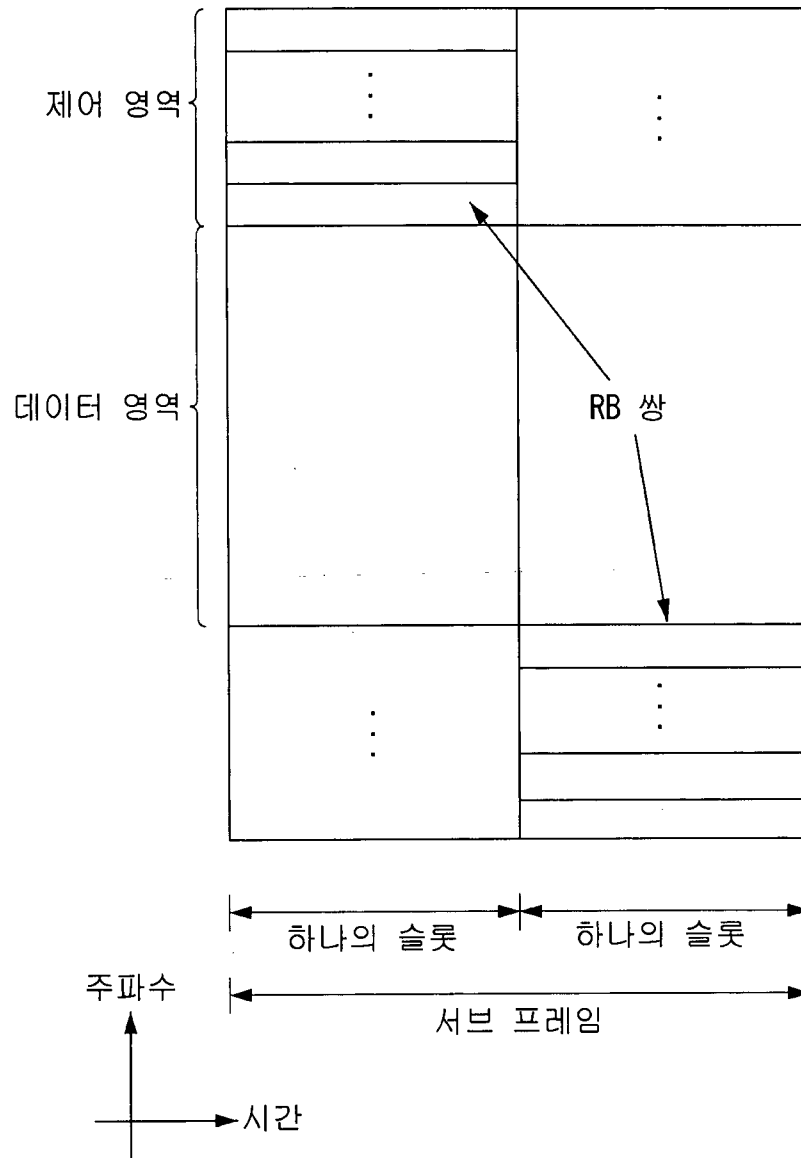
【도 2】



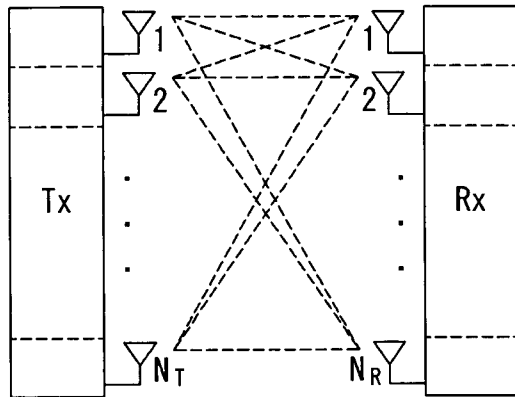
【도 3】



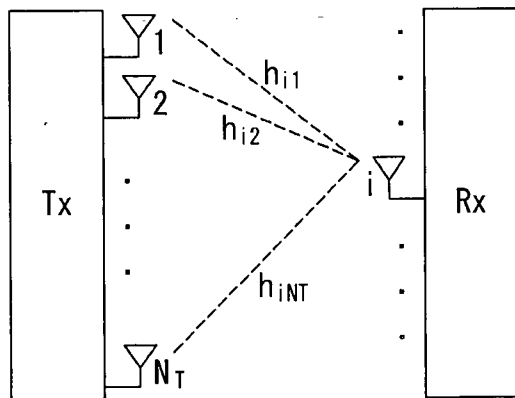
【도 4】



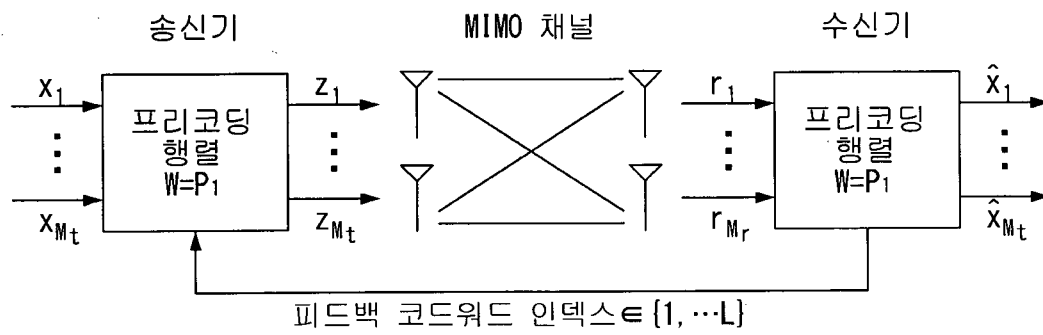
【도 5】



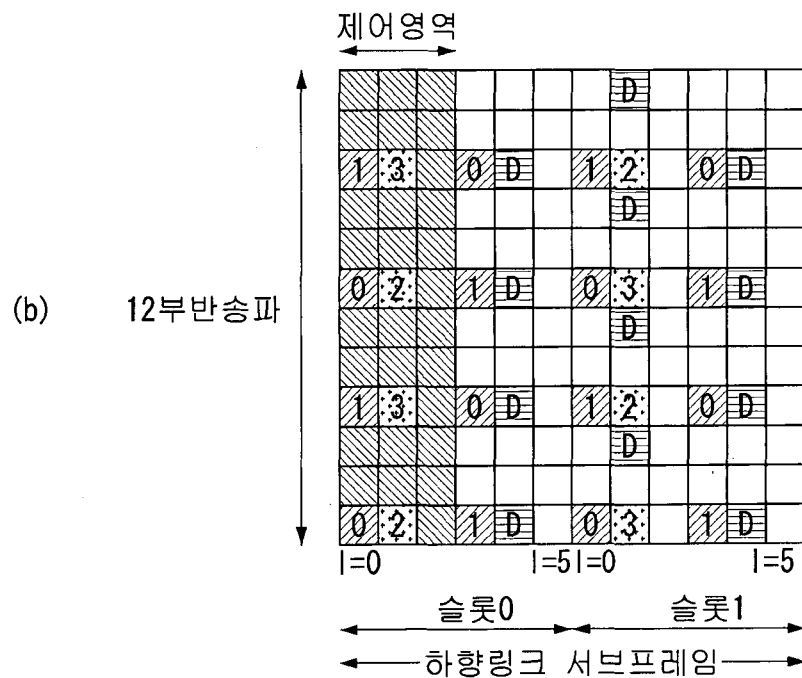
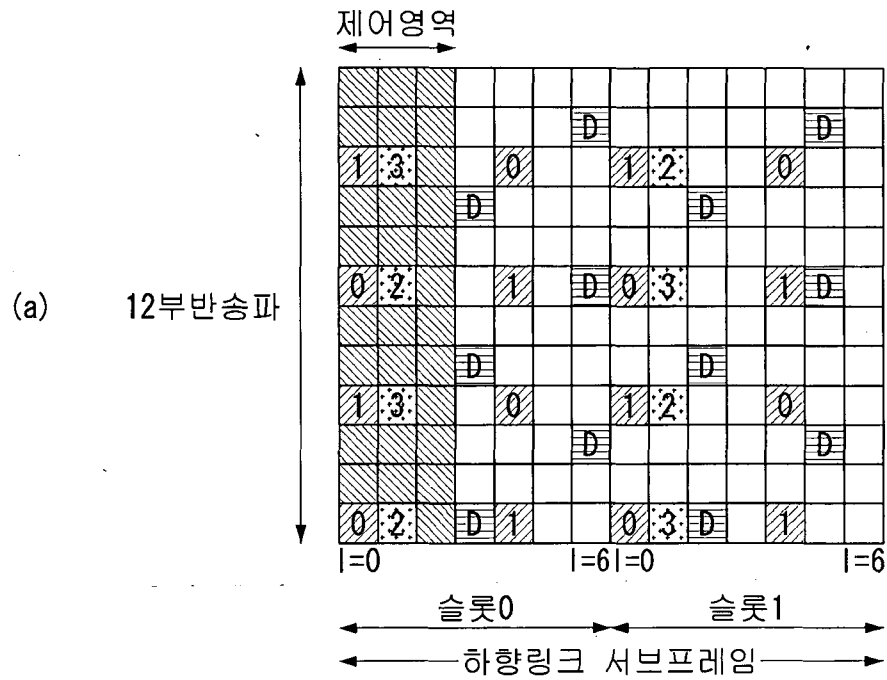
【도 6】



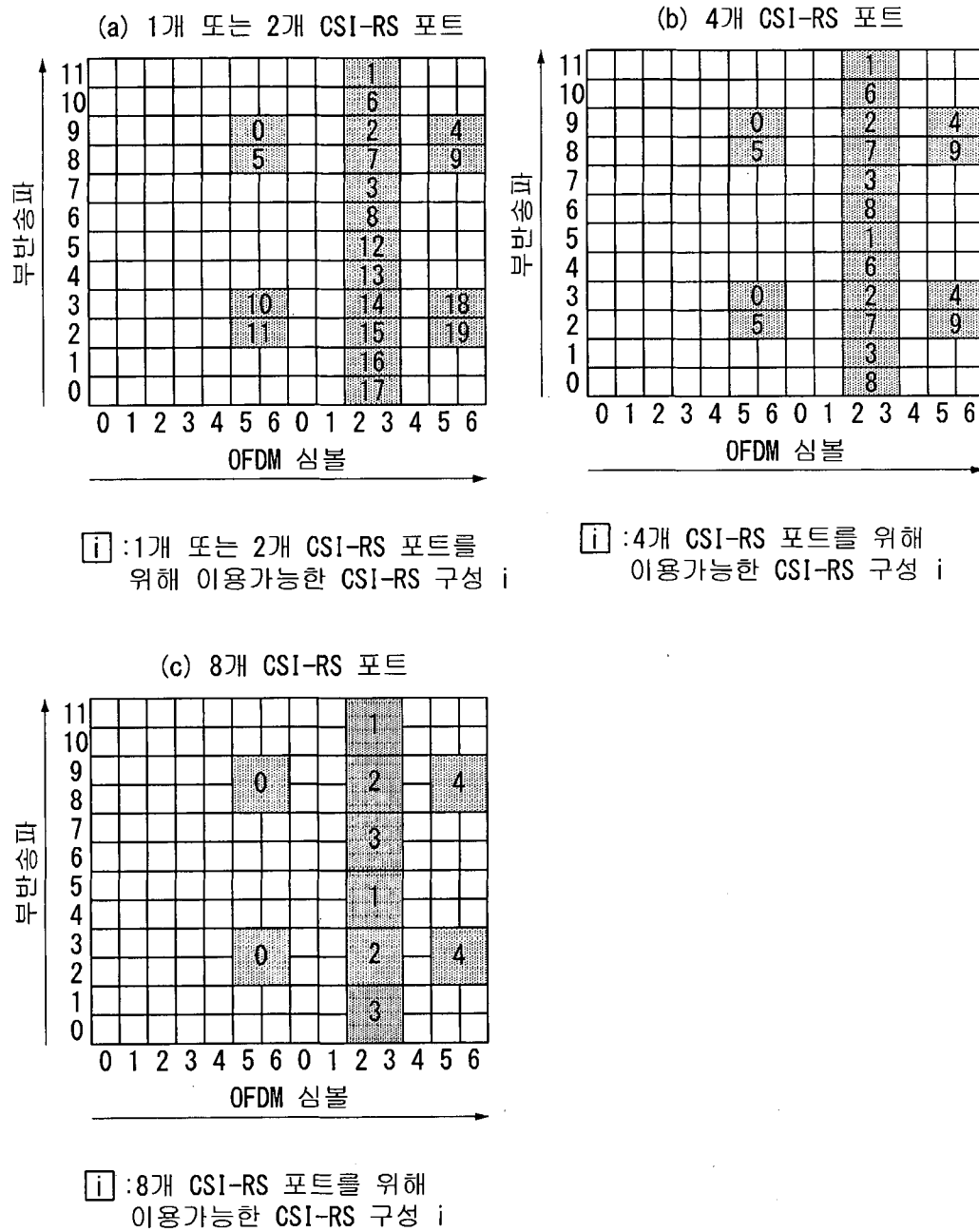
【도 7】



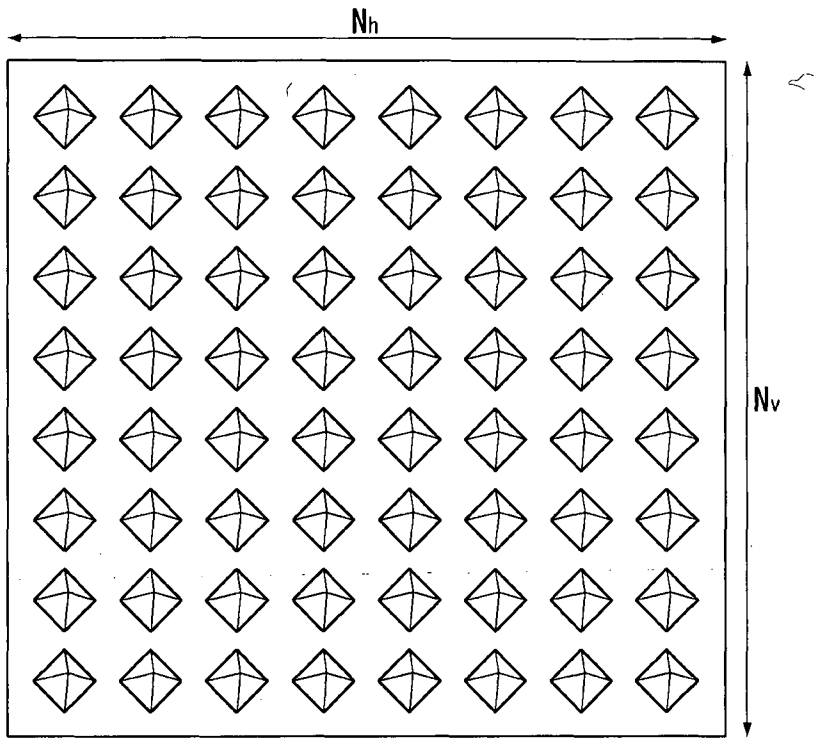
【도 8】



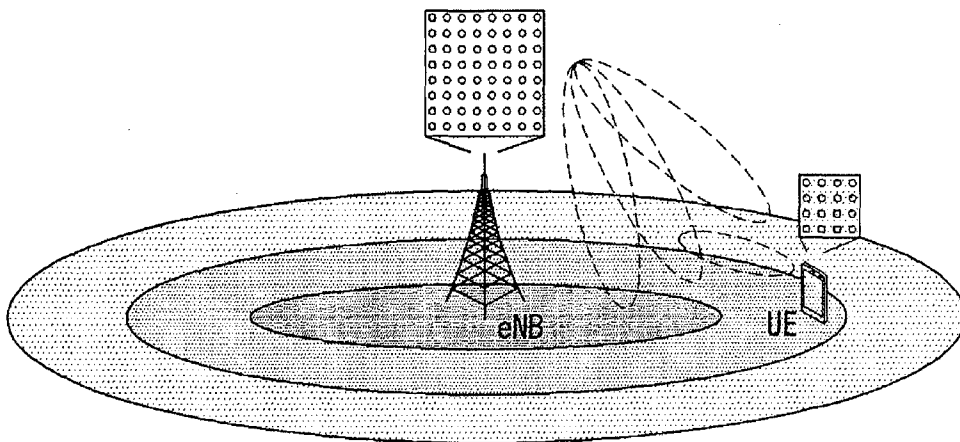
【도 9】



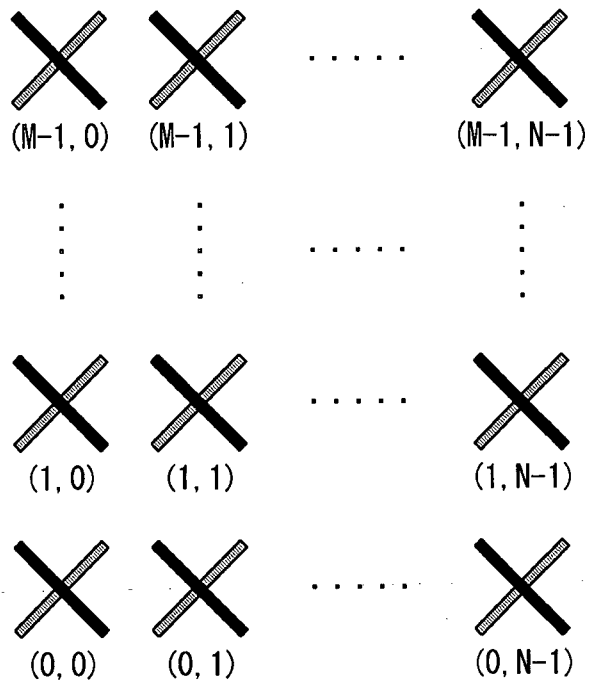
【도 10】



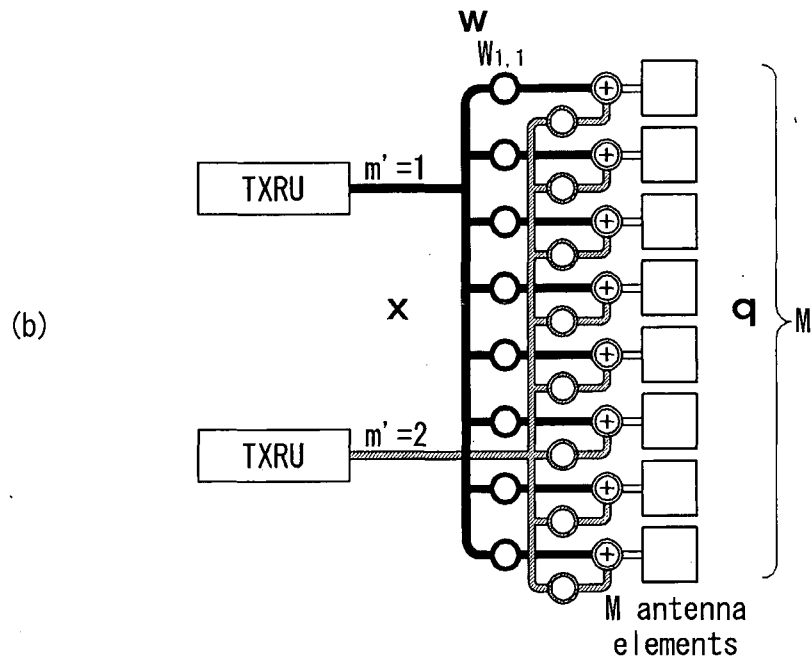
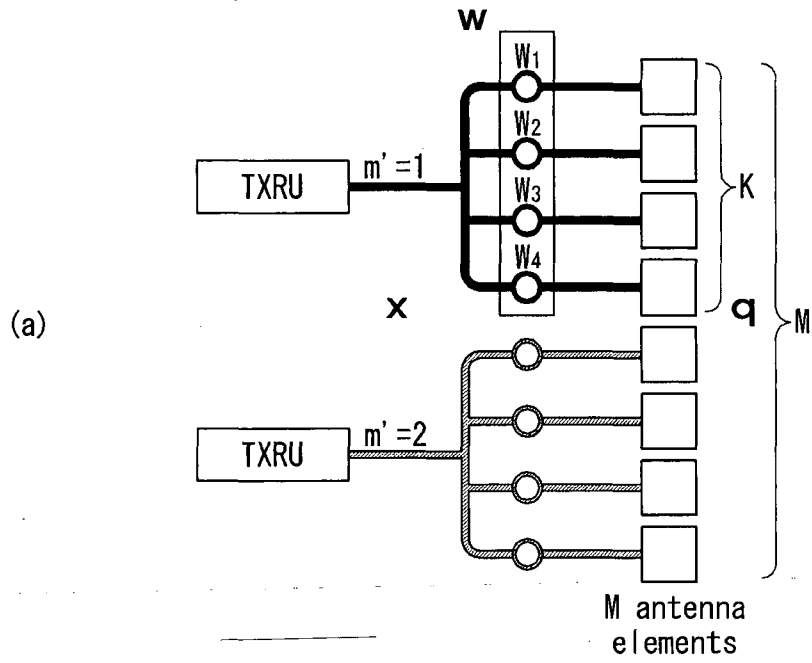
【도 11】



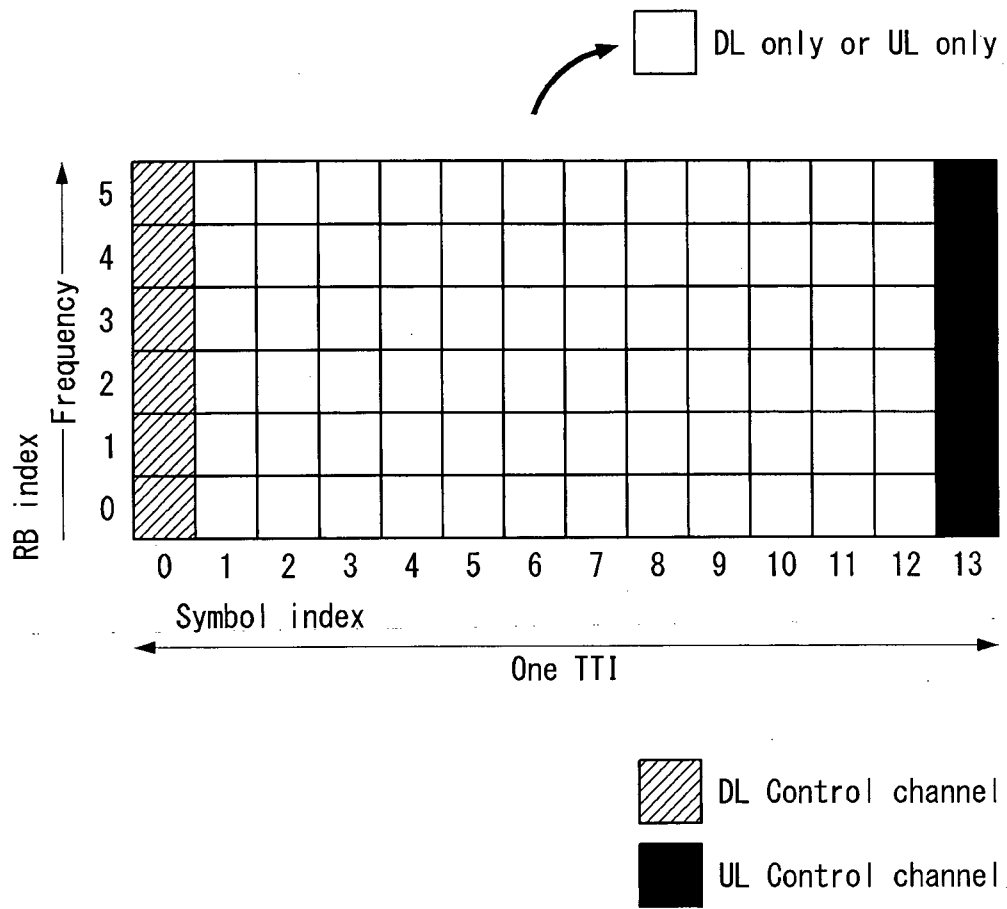
【도 12】



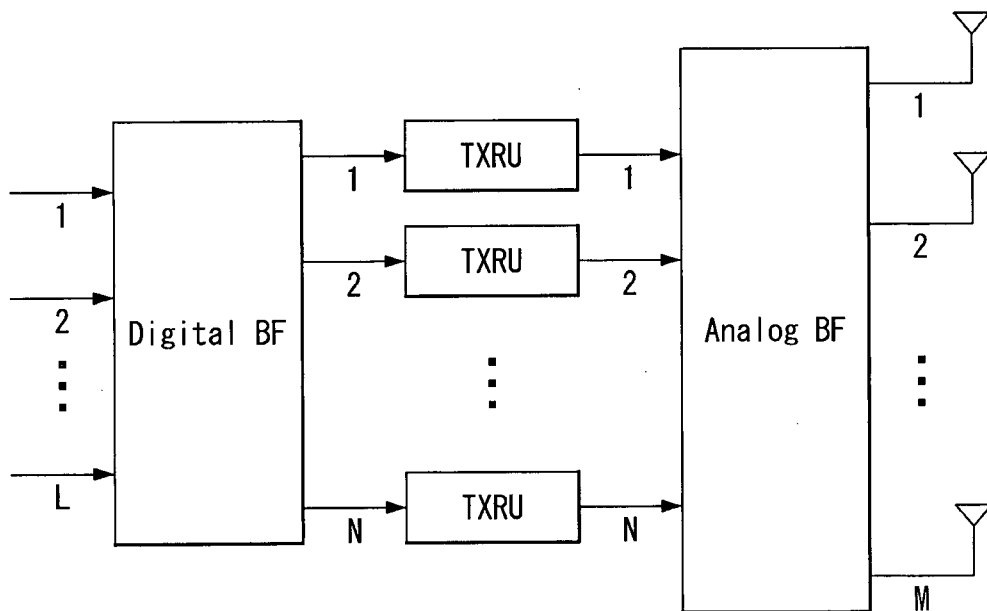
【도 13】



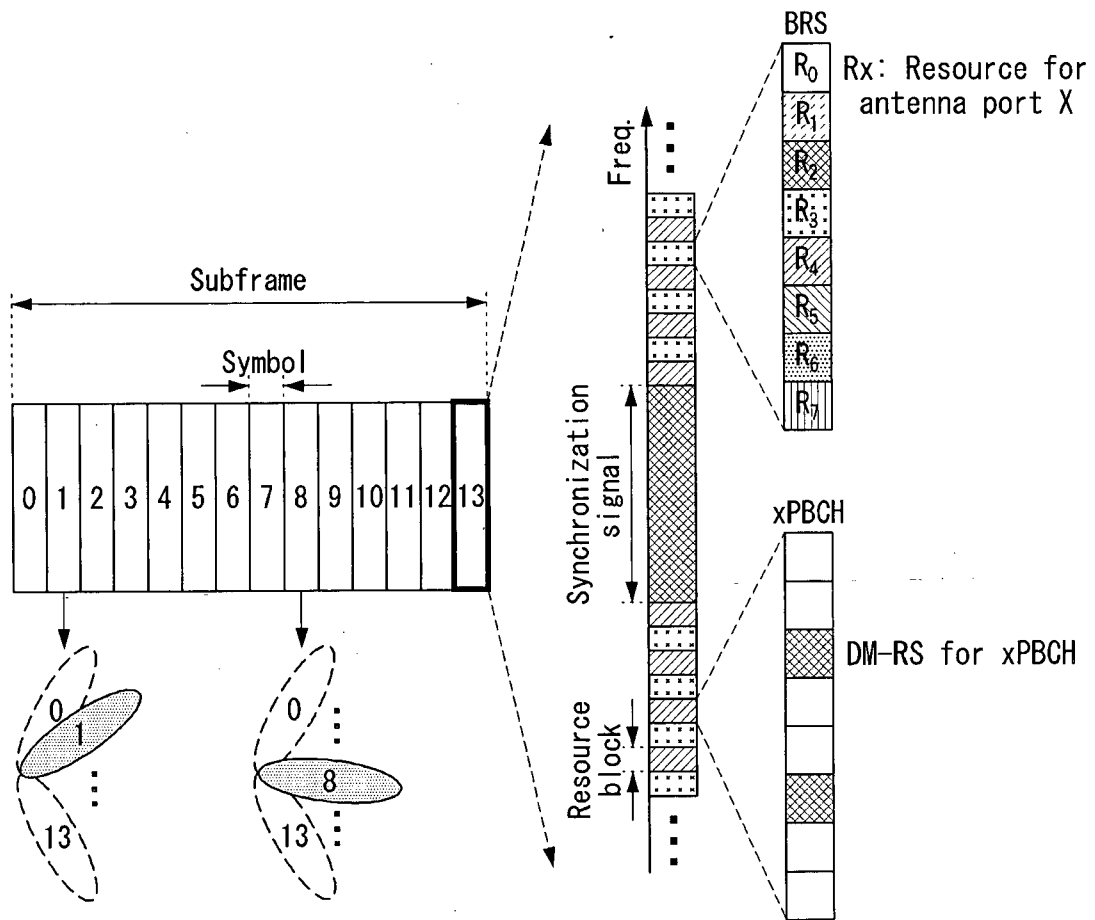
【도 14】



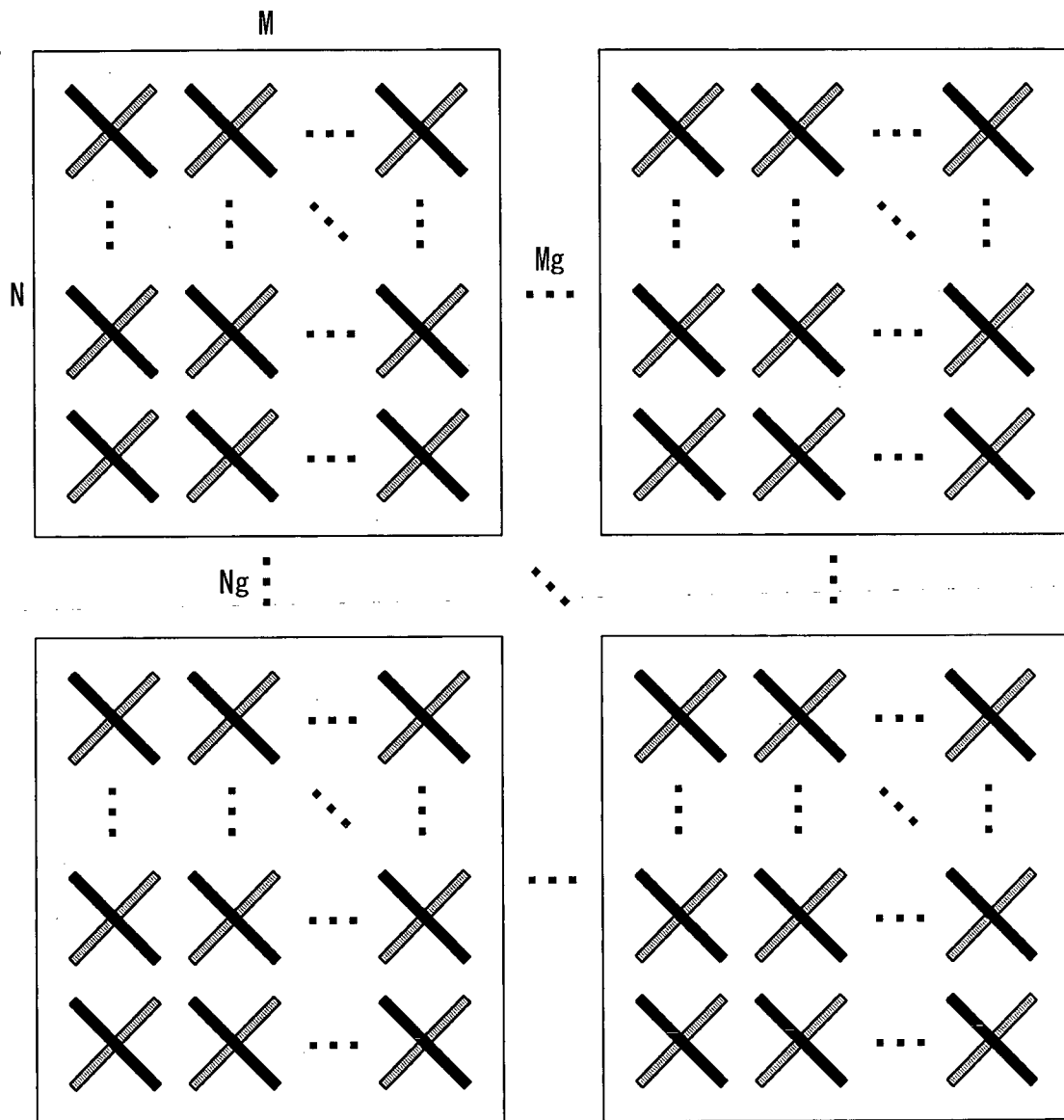
【도 15】



【도 16】



【도 17】



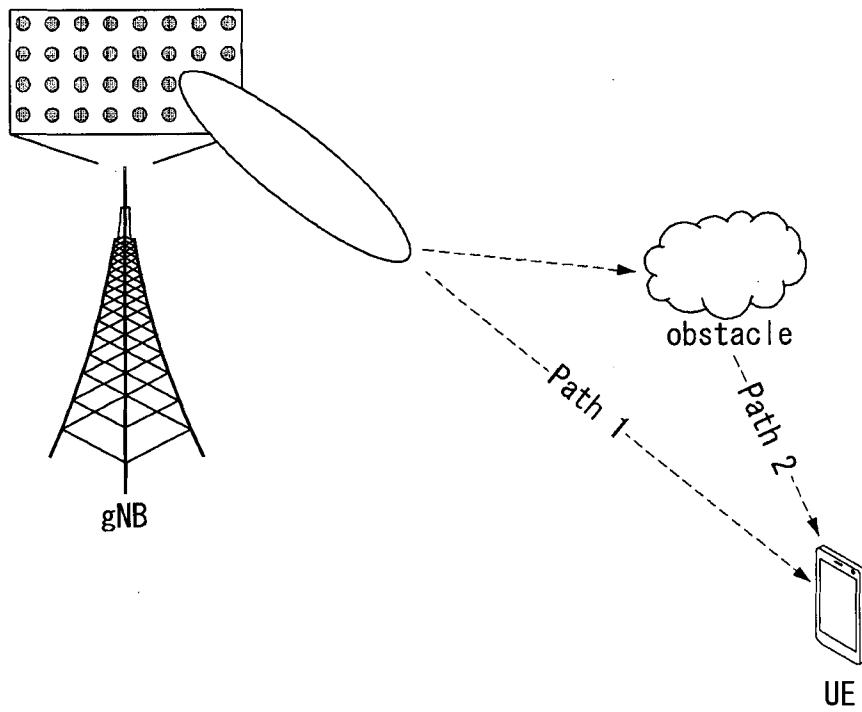
【도 18】

첫 번째 도메인 빔 인덱스 (i11)

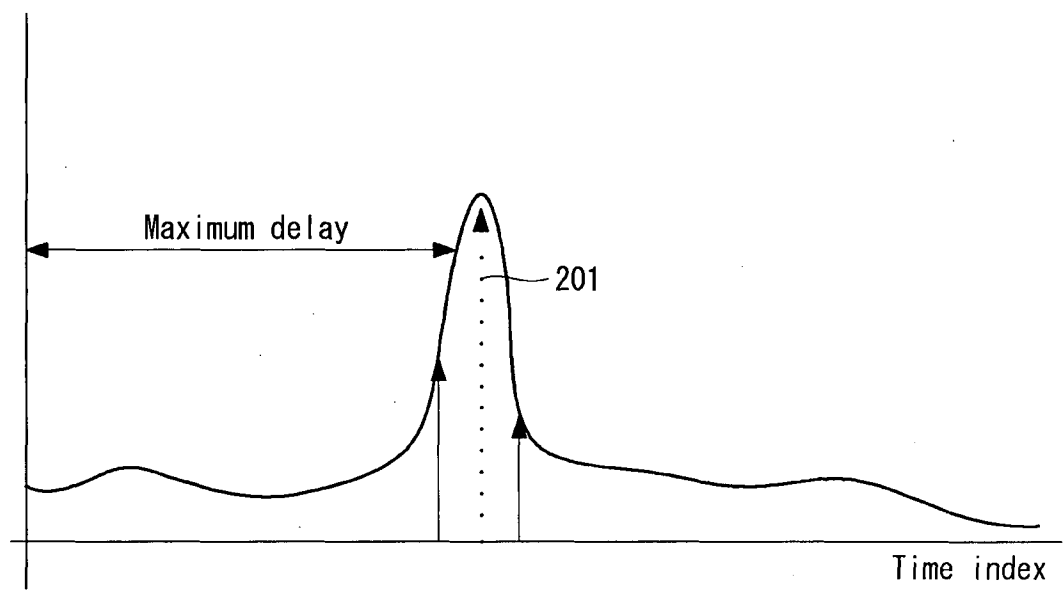
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
0	0				1				2				3			
1																
2																
3																
4	4				5				6				7			
5																
6																
7																

두 번째 도메인 빔 인덱스 (i12)

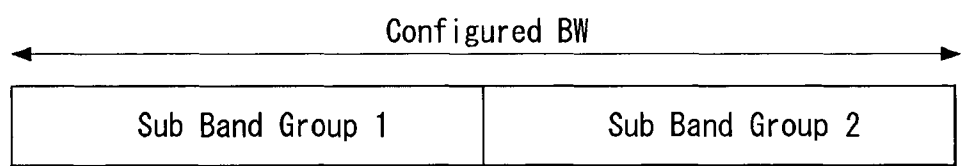
【도 19】



【도 20】



【도 21】



【도 24】

