

(12) 특허협력조약에 의하여 공개된 국제출원

(19) 세계지식재산권기구
국제사무국

(43) 국제공개일
2015년 9월 17일 (17.09.2015)



(10) 국제공개번호
WO 2015/137690 A1

- (51) 국제특허분류:
H04B 7/06 (2006.01) *H04B 7/08* (2006.01)
- (21) 국제출원번호: PCT/KR2015/002284
- (22) 국제출원일: 2015년 3월 10일 (10.03.2015)
- (25) 출원언어: 한국어
- (26) 공개언어: 한국어
- (30) 우선권정보:
61/951,549 2014년 3월 12일 (12.03.2014) US
- (71) 출원인: 엘지전자 주식회사 (LG ELECTRONICS INC.) [KR/KR]; 150-721 서울시 영등포구 여의대로 128 LG 전자, Seoul (KR).
- (72) 발명자: 김영태 (KIM, Youngtae); 137-893 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG 전자 특허센터, Seoul (KR).
박종현 (PARK, Jonghyun); 137-893 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG 전자 특허센터, Seoul (KR).

(74) 대리인: 김용인 (KIM, Yong In) 등; 138-861 서울시 송파구 올림픽로 82, 7층 KBK 특허법률사무소, 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, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, 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, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

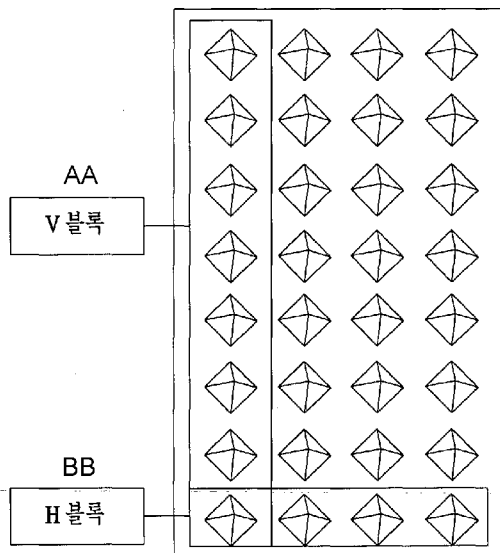
(84) 지정국 (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 역내 권리의 보호를 위하여): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 유라시아 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 유럽 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC,

[다음 쪽 계속]

(54) Title: METHOD AND DEVICE FOR TRANSMITTING REFERENCE SIGNAL IN MULTI-ANTENNA SUPPORTING WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

(54) 발명의 명칭: 다중 안테나 지원 무선 통신 시스템에서 참조 신호를 전송하는 방법 및 장치

FIG. 26



AA ... V block
BB ... H block

(57) Abstract: The present invention relates to a method and a device for estimating a channel of a terminal in a wireless communication system that supports multiple antennas. Particularly, the method comprises the steps of: receiving a channel state information-reference signal (CSI-RS) for a plurality of first domain antennas and a cell-specific reference signal (CRS) for a plurality of second domain antennas; and estimating the all of the channels on the basis of a first channel for the first domain antennas estimated from the CSI-RS and a second channel for the second domain antennas estimated from the CRS.

(57) 요약서: 본 발명은 다중 안테나를 지원하는 무선 통신 시스템에서 단말의 채널 추정 방법 및 장치에 관한 것이다. 구체적으로, 다수의 제 1 도메인 안테나들에 대한 채널 상태 정보-참조 신호(Channel State Information-Reference Signal, CSI-RS) 및 다수의 제 2 도메인 안테나들에 대한 셀-특정 참조 신호(Cell-Specific Reference Signal, CRS)를 수신하는 단계 및 CSI-RS로부터 추정된 제 1 도메인 안테나들에 대한 제 1 채널 및 CRS로부터 추정된 제 2 도메인 안테나들에 대한 제 2 채널에 기반하여 전체 채널을 추정하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.



MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, **공개:**

TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW,

KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG). — 국제조사보고서와 함께 (조약 제 21 조(3))

【명세서】**【발명의명칭】**

다중 안테나 지원 무선 통신 시스템에서 참조 신호를 전송하는 방법 및 장치

【기술분야】

- 5 [1] 본 발명은 무선 통신 시스템에 관한 것으로서, 보다 상세하게는, 다중 안테나 지원 무선 통신 시스템에서 참조 신호를 전송하는 방법 및 장치에 관한 것이다.

【배경기술】

- 10 [2] MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 기술은 지금까지 한 개의 전송 안테나와 한 개의 수신안테나를 사용했던 것에서 탈피하여, 다중전송안테나와 다중수신안테나를 채택하여 송수신 데이터 효율을 향상시킬 수 있는 방법을 말한다. 즉, 무선통신시스템의 송신단(transmitting end) 혹은 수신단(receiving end)에서 다중안테나를 사용하여 용량을 증대시키거나 성능을 개선하는 기술이다. MIMO 기술을 다중 안테나 기술로 칭할 수도 있다.

- 15 [3] 다중 안테나 전송을 지원하기 위하여 전송 정보를 각각의 안테나에 채널 상황 등에 따라 적절하게 분배해주는 프리코딩 행렬을 적용할 수 있다. 기존의 3GPP(3rd Generation Partnership Project) LTE(Long Term Evolution) 시스템에서는 하향링크 전송에 대해 최대 4 전송 안테나(4Tx)를 지원하고, 이에 따른 프리코딩 코드북(codebook)을 정의하고 있다.

20 【발명의상세한설명】**【기술적과제】**

[4] 상술한 바와 같은 논의를 바탕으로 이하에서는 다중 안테나 지원 무선 통신 시스템에서 참조 신호를 전송하는 방법 및 장치를 제안하고자 한다.

- 25 [5] 본 발명에서 이루고자 하는 기술적 과제들은 상기 기술적 과제로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 기술적 과제들은 아래의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

【기술적해결방법】

- 30 [6] 상술한 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 일 양상인, 다중 안테나를 지원하는 무선 통신 시스템에서 단말의 채널 추정 방법은, 다수의 제 1 도메인 안

테나들에 대한 채널 상태 정보-참조 신호(Channel State Information-Reference Signal, CSI-RS) 및 다수의 제 2 도메인 안테나들에 대한 셀-특정 참조 신호(Cell-Specific Reference Signal, CRS)를 수신하는 단계; 및 상기 CSI-RS로부터 추정된 제 1 도메인 안테나들에 대한 제 1 채널 및 상기 CRS로부터 추정된 제 2 도메인 안테나들에 대한 제 2 채널에 기반하여 전체 채널을 추정하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.

[7] 나아가, 상기 전체 채널은, 상기 제 1 채널 및 상기 제 2 채널의 크로네커 곱(kronecker product)에 의하여 결정될 수 있다.

[8] 나아가, 상기 제 1 도메인 안테나가 수직 도메인 안테나인 경우, 상기 제 2 도메인 안테나는 수평 도메인 안테나이며, 상기 제 1 도메인 안테나가 수평 도메인 안테나인 경우, 상기 제 2 도메인 안테나는 수직 도메인 안테나인 것을 특징으로 할 수 있다.

[9] 나아가, 상기 CSI-RS 및 상기 CRS는, RRC(Radio Resource Control) 시그널링을 통하여 설정되는 것을 특징으로 할 수 있다.

[10] 나아가, 상기 CRS는, 상기 CSI-RS와 Quasi co-Located된 CRS인 것을 특징으로 할 수 있으며, 또한, 상기 CRS는, 서빙 셀의 CRS인 것을 특징으로 할 수도 있다.

[11] 나아가, 상기 전체 채널에 대한 채널 상태 정보를 기지국으로 피드백하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 할 수 있다.

[12] 상술한 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 다른 양상인, 다중 안테나를 지원하는 무선 통신 시스템에서 단말의 채널 추정 방법은, 다수의 수직 안테나들 및 제 1 수평 안테나들에 대한 채널 상태 정보-참조 신호(Channel State Information-Reference Signal, CSI-RS) 및 제 2 수평 안테나들에 대한 셀-특정 참조 신호(Cell-Specific Reference Signal, CRS)를 수신하는 단계; 및 상기 CSI-RS로부터 추정된 수직 안테나 채널 및 상기 CSI-RS와 상기 CRS로부터 추정된 수평 안테나 채널에 기반하여, 전체 채널을 추정하는 단계를 포함할 수 있다.

[13] 나아가, 상기 전체 채널은, 상기 수직 안테나 채널 및 상기 수평 안테나 채널의 크로네커 곱(kronecker product)에 의하여 결정되는 것을 특징으로 할 수 있다.

[14] 상술한 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 또 다른 양상인, 다중 안테나를 지원하는 무선 통신 시스템에서 채널 추정을 수행하는 단말은, 무선 주파수 유닛; 및 프로세서를 포함하며, 상기 프로세서는, 다수의 제 1 도메인 안테나들에 대한 채널 상태 정보-참조 신호(Channel State Information-Reference Signal, CSI-RS) 및 다수의 제 2 도메인 안테나들에 대한 셀-특정 참조 신호(Cell-Specific Reference Signal, CRS)를 수신하며, 상기 CSI-RS로부터 추정된 제 1 도메인 안테나들에 대한 제 1 채널 및 상기 CRS로부터 추정된 제 2 도메인 안테나들에 대한 제 2 채널에 기반하여 전체 채널을 추정하도록 구성될 수 있다.

10 【유리한효과】

[15] 본 발명의 실시예에 따르면 다중 안테나 지원 무선 통신 시스템에서 참조 신호를 효율적으로 전송할 수 있다.

[16] 본 발명에서 얻을 수 있는 효과는 이상에서 언급한 효과들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 효과들은 아래의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

15 【도면의간단한설명】

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

20 [18] 도 1 은 하향링크 무선 프레임의 구조를 설명하기 위한 도면이다.

[19] 도 2 는 하나의 하향링크 슬롯에 대한 자원 그리드(resource grid)의 일례를 나타낸 예시도이다.

[20] 도 3 은 하향링크 서브프레임의 구조를 나타내는 도면이다.

[21] 도 4 는 상향링크 서브프레임의 구조를 나타내는 도면이다.

25 [22] 도 5 는 공용참조신호(CRS)의 패턴을 나타내는 도면이다.

[23] 도 6 은 참조신호 패턴의 시프트를 설명하는 도면이다.

[24] 도 7 및 도 8 은 하향링크 제어채널들이 할당되는 단위인 자원요소그룹(REG)을 설명하는 도면이다.

[25] 도 9 는 PCFICH 가 전송되는 방식을 나타내는 도면이다.

30 [26] 도 10 은 PCFICH 및 PHICH 채널의 위치를 나타내는 도면이다.

[27] 도 11 은 PHICH 그룹이 매핑되는 하향링크 자원요소 위치를 나타내는 도면이다.

[28] 도 12 는 SC-FDMA 방식에 따른 송신기 구조를 나타내는 도면이다.

[29] 도 13 은 DFT 처리된 신호가 주파수 영역에 매핑되는 방식을 설명하기 위한 도면이다.

[30] 도 14 은 참조 신호의 송신 처리를 설명하기 위한 블록도이다.

[31] 도 15 은 참조신호가 매핑되는 심볼 위치를 나타내는 도면이다.

[32] 도 16 내지 19 는 클러스터 방식 DFT-s-OFDMA 기법을 나타내는 도면이다.

[33] 도 20 은 MIMO 시스템의 구조를 나타내는 도면이다.

10 [34] 도 21 은 MIMO 시스템의 기능을 설명하는 블록도이다.

[35] 도 22 는 코드북 기반 프리코딩의 기본 개념을 설명하기 위한 도면이다.

[36] 도 23 은 8 전송안테나를 구성하는 예시들을 나타낸 것이다.

[37] 도 24 는 본 발명에 따른 2 차원 능동 안테나 시스템을 나타내는 참고도이다.

15 [38] 도 25 는 본 발명의 실시예를 설명하기 위한 참고도이다.

[39] 도 26 및 도 27 은 본 발명에 따라 CRS 와 CSI-RS 에 기반하여 전체 채널을 피드백하는 경우를 설명하기 위한 실시예이다.

[40] 도 28 은 본 발명에 따라 특정 도메인 안테나들에 대하여 CSI-RS 와 CRS 를 동시에 이용하는 경우를 설명하기 위한 실시예이다.

20 [41] 도 29 는 본 발명에 따른 기지국 장치 및 단말 장치의 구성을 도시한 도면이다.

【발명의 실시를 위한 형태】

[42] 이하의 실시예들은 본 발명의 구성요소들과 특징들을 소정 형태로 결합한 것들이다. 각 구성요소 또는 특징은 별도의 명시적 언급이 없는 한 선택적인 것으로 고려될 수 있다. 각 구성요소 또는 특징은 다른 구성요소나 특징과 결합되지 않은 형태로 실시될 수 있다. 또한, 일부 구성요소들 및/또는 특징들을 결합하여 본 발명의 실시예를 구성할 수도 있다. 본 발명의 실시예들에서 설명되는 동작들의 순서는 변경될 수 있다. 어느 실시예의 일부 구성이나 특징은 다른 실시예에 포함될 수 있고, 또는 다른 실시예의 대응하는 구성 또는 특징과 교체될 수 있다.

30

[43] 본 명세서에서 본 발명의 실시예들을 기지국과 단말 간의 데이터 송신 및 수신 관계를 중심으로 설명한다. 여기서, 기지국은 단말과 직접적으로 통신을 수행하는 네트워크의 종단 노드(terminal node)로서의 의미를 갖는다. 본 문서에서 기지국에 의해 수행되는 것으로 설명된 특정 동작은 경우에 따라서는

5 기지국의 상위 노드(upper node)에 의해 수행될 수도 있다.

[44] 즉, 기지국을 포함하는 다수의 네트워크 노드들(network nodes)로 이루어지는 네트워크에서 단말과의 통신을 위해 수행되는 다양한 동작들은 기지국 또는 기지국 이외의 다른 네트워크 노드들에 의해 수행될 수 있음은 자명하다.

'기지국(BS: Base Station)'은 고정국(fixed station), Node B, eNode B(eNB), 액세스 포인트(AP: Access Point) 등의 용어에 의해 대체될 수 있다. 또한, 본 문서에서 기지국이라는 용어는 셀 또는 섹터를 포함하는 개념으로 사용될 수 있다. 한편, 중계기는 Relay Node(RN), Relay Station(RS) 등의 용어에 의해 대체될 수 있다. '단말(Terminal)'은 UE(User Equipment), MS(Mobile Station), MSS(Mobile Subscriber Station), SS(Subscriber Station) 등의 용어로 대체될 수 있다. 본 문서에서 상향링크 전송 주체는 단말 또는 중계기를 의미할 수 있고, 상향링크 수신 주체는 기지국 또는 중계기를 의미할 수 있다. 유사하게, 하향링크 전송 주체는 기지국 또는 중계기를 의미할 수 있고, 하향링크 수신 주체는 단말 또는 중계기를 의미할 수 있다. 다시 말하자면, 상향링크 전송은 단말로부터 기지국으로의 전송, 단말로부터 중계기로의 전송, 또는 중계기로부터 기지국으로의 전송을 의미할 수 있다. 유사하게, 하향링크 전송은 기지국으로부터 단말로의 전송, 기지국으로부터 중계기로의 전송, 중계기로부터 단말로의 전송을 의미할 수 있다.

10

15

20

[45] 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.

25

[46] 몇몇 경우, 본 발명의 개념이 모호해지는 것을 피하기 위하여 공지의 구조 및 장치는 생략되거나, 각 구조 및 장치의 핵심기능을 중심으로 한 블록도 형식으로 도시될 수 있다. 또한, 본 명세서 전체에서 동일한 구성요소에 대해서는 동일한 도면 부호를 사용하여 설명한다.

[47] 본 발명의 실시예들은 무선 접속 시스템들인 IEEE 802 시스템, 3GPP 시스템, 3GPP LTE 및 LTE-A(LTE-Advanced)시스템 및 3GPP2 시스템 중 적어도 하나에 개시된 표준 문서들에 의해 뒷받침될 수 있다. 즉, 본 발명의 실시예들 중 본 발명의 기술적 사상을 명확히 드러내기 위해 설명하지 않은 단계들 또는 부

5 분들은 상기 문서들에 의해 뒷받침될 수 있다. 또한, 본 문서에서 개시하고 있는 모든 용어들은 상기 표준 문서에 의해 설명될 수 있다.

[48] 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

10 Carrier Frequency Division Multiple Access) 등과 같은 다양한 무선 접속 시스템에 사용될 수 있다. CDMA는 UTRA(Universal Terrestrial Radio Access)나 CDMA2000과 같은 무선 기술(radio technology)로 구현될 수 있다. TDMA는 GSM(Global System for Mobile communications)/GPRS(General Packet Radio Service)/EDGE(Enhanced Data Rates for GSM Evolution)와 같은 무선 기술로 구

15 현될 수 있다. OFDMA는 IEEE 802.11 (Wi-Fi), IEEE 802.16 (WiMAX), IEEE 802-20, E-UTRA(Evolved UTRA) 등과 같은 무선 기술로 구현될 수 있다. UTRA는 UMTS(Universal Mobile Telecommunications System)의 일부이다. 3GPP(3rd Generation Partnership Project) LTE(long term evolution)는 E-UTRA를 사용하는 E-UMTS(Evolved UMTS)의 일부로써, 하향링크에서 OFDMA를 채용하고 상향

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

25 [49] 도 1을 참조하여 하향링크 무선 프레임의 구조에 대하여 설명한다.

[50] 셀룰라 OFDM 무선 패킷 통신 시스템에서, 상/하향링크 데이터 패킷 전송은 서브프레임(Subframe) 단위로 이루어지며, 한 서브프레임은 다수의 OFDM 심볼을 포함하는 일정 시간 구간으로 정의된다. 3GPP LTE 표준에서는 FDD(Frequency Division Duplex)에 적용 가능한 타입 1 무선 프레임(radio

frame) 구조와 TDD(Time Division Duplex)에 적용 가능한 타입 2의 무선 프레임 구조를 지원한다.

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

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

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

[54] 도 1(b)는 타입 2 무선 프레임의 구조를 나타내는 도면이다. 타입 2 무선 프레임은 2개의 해프 프레임(half frame)으로 구성되며, 각 해프 프레임은

5 개의 서브프레임과 DwPTS (Downlink Pilot Time Slot), 보호구간(Guard Period; GP), UpPTS (Uplink Pilot Time Slot)로 구성되며, 이 중 1 개의 서브프레임은 2 개의 슬롯으로 구성된다. DwPTS 는 단말에서의 초기 셀 탐색, 동기화 또는 채널 추정에 사용된다. UpPTS 는 기지국에서의 채널 추정과 단말의 상향 전송 동기를 맞추는 데 사용된다. 보호구간은 상향링크와 하향링크 사이에 하향 링크 신호의 다중경로 지연으로 인해 상향링크에서 생기는 간섭을 제거하기 위한 구간이다. 한편, 무선 프레임의 타입에 관계 없이 1 개의 서브프레임은 2 개의 슬롯으로 구성된다.

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

[56] 도 2 는 하나의 하향링크 슬롯에 대한 자원 그리드(resource grid)의 일례를 나타낸 예시도이다. 이는 OFDM 심볼이 일반 CP 로 구성된 경우이다. 도 2 를 참조하면, 하향링크 슬롯은 시간 영역에서 복수의 OFDM 심볼을 포함하고, 주파수 영역에서 다수의 자원블록을 포함한다. 여기서, 하나의 하향링크 슬롯은 7 OFDM 심볼을 포함하고, 하나의 자원블록은 12 부반송파를 포함하는 것을 예시적으로 기술하나, 이에 제한되는 것은 아니다. 자원 그리드 상의 각 요소(element)를 자원요소(RE)라 한다. 예를 들어, 자원 요소 $a(k,l)$ 은 k 번째 부반송파와 l 번째 OFDM 심볼에 위치한 자원 요소가 된다. 일반 CP 의 경우에, 하나의 자원블록은 12×7 자원요소를 포함한다 (확장된 CP 의 경우에는 12×6 자원요소를 포함한다). 각 부반송파의 간격은 15kHz 이므로, 하나의 자원블록은 주파수영역에서 약 180kHz 을 포함한다. N^{DL} 은 하향링크 슬롯에 포함되는 자원블록의 수이다. N^{DL} 의 값은 기지국의 스케줄링에 의해 설정되는 하향링크 전송 대역폭 (bandwidth)에 따라 결정될 수 있다.

[57] 도 3 은 하향링크 서브프레임의 구조를 나타내는 도면이다. 하나의 서브프레임 내에서 첫 번째 슬롯의 앞 부분의 최대 3 개의 OFDM 심볼은 제어 채널이 할당되는 제어 영역에 해당한다. 나머지 OFDM 심볼들은 물리하향링크공유채널 (Physical Downlink Shared Channel; PDSCH)이 할당되는 데이터 영역에 해당한다. 전송의 기본 단위는 하나의 서브프레임이 된다. 즉, 2 개의 슬롯에 걸쳐 PDCCH 및 PDSCH 가 할당된다. 3GPP LTE 시스템에서 사용되는 하향링크 제어 채널

5 널들에는, 예를 들어, 물리 제어 포맷 지시자 채널(Physical Control Format Indicator Channel; PCFICH), 물리하향링크제어채널(Physical Downlink Control Channel; PDCCH), 물리 HARQ 지시자 채널(Physical Hybrid automatic repeat request Indicator Channel; PHICH) 등이 있다. PCFICH 는 서브프레임의 첫 번째 OFDM 심볼에서 전송되고 서브프레임 내의 제어 채널 전송에 사용되는 OFDM 심볼의 개수에 대한 정보를 포함한다. PHICH 는 상향링크 전송의 응답으로서 HARQ ACK/NACK 신호를 포함한다. PDCCH 를 통하여 전송되는 제어 정보를 하향링크 제어정보(Downlink Control Information; DCI)라 한다. DCI 는 상향링크 또는 하향링크 스케줄링 정보를 포함하거나 임의의 단말 그룹에 대한 상향링크 전송 전력 제어 명령을 포함한다. PDCCH 는 하향링크공유채널(DL-SCH)의 자원 할당 및 전송 포맷, 상향링크공유채널(UL-SCH)의 자원 할당 정보, 페이징 채널(PCH)의 페이징 정보, DL-SCH 상의 시스템 정보, PDSCH 상으로 전송되는 임의접속응답(Random Access Response)과 같은 상위계층 제어 메시지의 자원 할당, 임의의 단말 그룹 내의 개별 단말에 대한 전송 전력 제어 명령의 세트, 전송 전력 제어 정보, VoIP(Voice over IP)의 활성화 등을 포함할 수 있다. 복수의 PDCCH 가 제어 영역 내에서 전송될 수 있다. 단말은 복수의 PDCCH 를 모니터링할 수 있다. PDCCH 는 하나 이상의 연속하는 제어채널요소(Control Channel Element; CCE)의 조합으로 전송된다. CCE 는 무선 채널의 상태에 기초한 코딩 레이트로 PDCCH 를 제공하기 위해 사용되는 논리 할당 단위이다. CCE 는 복수개의 자원 요소 그룹에 대응한다. PDCCH 의 포맷과 이용가능한 비트 수는 CCE 의 개수와 CCE 에 의해 제공되는 코딩 레이트 간의 상관관계에 따라서 결정된다. 기지국은 단말에게 전송되는 DCI 에 따라서 PDCCH 포맷을 결정하고, 제어 정보에 순환잉여검사(Cyclic Redundancy Check; CRC)를 추가한다. CRC 는 PDCCH 의 소유자 또는 용도에 따라 무선 네트워크 임시 식별자(Radio Network Temporary Identifier; RNTI)라 하는 식별자로 마스킹된다. PDCCH 가 특정 단말에 대한 것이라면, 단말의 cell-RNTI(C-RNTI) 식별자가 CRC 에 마스킹될 수 있다. 또는, PDCCH 가 페이징 메시지에 대한 것이라면, 페이징 지시자 식별자(Paging Indicator Identifier; P-RNTI)가 CRC 에 마스킹될 수 있다. PDCCH 가 시스템 정보(보다 구체적으로, 시스템 정보 블록(SIB))에 대한 것이라면, 시스템 정보 식별자 및 시스템 정보 RNTI(SI-RNTI)가 CRC 에 마스킹될 수 있다. 단말의 임의 접속 프리앰블의 전송

에 대한 응답인 임의접속응답을 나타내기 위해, 임의접속-RNTI(RA-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다.

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

[59] 참조신호

[60] MIMO 시스템에서는 각각의 송신 안테나마다 독립된 데이터 채널을 가진다. 수신기는 송신 안테나에 각각에 대하여 채널을 추정하여 각 송신 안테나로부터 송신된 데이터를 수신할 수 있다. 채널 추정(channel estimation)은 페이딩(fading)에 의하여 생기는 신호의 왜곡을 보상함으로써 수신된 신호를 복원하는 과정을 말한다. 여기서 페이딩이란 무선통신 시스템 환경에서 다중경로(multi path)-시간지연(time delay)으로 인하여 신호의 강도가 급격히 변동되는 현상을 말한다. 채널추정을 위하여는 송신기와 수신기가 모두 알고 있는 참조신호(reference signal)가 필요하다. 또한, 참조 신호는 간단히 RS(Reference Signal) 또는 적용되는 표준에 따라 파일럿(Pilot)으로 지칭될 수도 있다.

[61] 기존의 3GPP LTE 릴리즈(release)-8 또는 릴리즈-9 시스템에서는 기지국이 전송하는 하향링크 참조신호에 대하여 정의하고 있다. 하향링크 참조신호(downlink reference signal)는 PDSCH(Physical Downlink Shared CHannel), PCFICH(Physical Control Format Indicator CHannel), PHICH(Physical Hybrid Indicator CHannel), PDCCH(Physical Downlink Control CHannel) 등의 코히어런트(coherent) 복조를 위한 파일럿 신호이다. 하향링크 참조신호는 셀 내의 모든 단말이 공유하는 공용 참조신호(Common Reference Signal; CRS)와 특정 단말만을 위한 전용 참조신호(Dedicated Reference Signal; DRS)가 있다. 공용 참조신

호는 셀-특정(cell-specific) 참조신호라 불릴 수도 있다. 또한, 전용 참조신호는 단말-특정(UE-specific) 참조신호 또는 복조용 참조신호(Demodulation Reference Signal; DMRS)라 불릴 수도 있다.

[62] 기존의 3GPP LTE 시스템에서의 하향링크 참조신호 할당 방식에 대하여 설명한다. 참조신호가 전송되는 자원요소의 위치(즉, 참조신호 패턴)를, 하나의 자원블록 쌍(시간상으로 하나의 서브프레임 길이 $\times$ 주파수 상으로 12 부반송파 길이)을 기준으로 설명한다. 하나의 서브프레임은 14 개 OFDM 심볼(일반 CP 경우) 혹은 12 개의 OFDM 심볼(확장된 CP 경우)로 구성되며, 한 개의 OFDM 심볼에서 부반송파의 개수를 128, 256, 512, 1024, 1536 또는 2048 중의 하나로 선정하여 사용하게 된다.

[63] 도 5 는 1-TTI (즉 1 서브프레임)가 14 개의 OFDM 심볼을 갖는 경우에 대한 공용참조신호(CRS)의 패턴을 나타낸다. 도 5(a), 도 5(b) 및 도 5(c) 는 각각 1 개, 2 개 및 4 개의 전송 안테나를 갖는 시스템에 대한 CRS 패턴에 대한 것이다.

[64] 도 5 에서, R0 는 안테나 포트 인덱스 0 에 대한 참조신호를 나타낸다. 또한, 도 5 에서, R1 은 안테나 포트 인덱스 1, R2 는 안테나 포트 인덱스 2 그리고 R3 는 안테나 포트 인덱스 3 에 대한 참조신호를 각각 나타낸다. 각 안테나 포트에 대한 참조신호가 전송되는 RE 위치에서는 참조신호를 전송하는 안테나 포트를 제외한 다른 모든 안테나 포트에서는 간섭을 방지하기 위하여 아무 신호도 전송되지 않는다.

[65] 도 6 은 여러 셀들의 참조신호가 충돌하지 않도록 참조신호 패턴이 셀마다 시프트되는 것을 나타낸다. 도 5(a)의 1 개의 안테나 포트에 대한 참조신호 패턴이 도 6 의 1 번 셀(Cell 1)에서 사용된 것으로 가정하면, 1 번 셀에 인접하는 2 번 셀, 3 번 셀 등에서 셀 간에 참조신호의 충돌이 발생하지 않도록 참조신호 패턴을 주파수 영역 또는 시간 영역에서 부반송파 단위 또는 OFDM 심볼 단위의 시프트(천이)시켜 참조신호를 보호할 수 있다. 예를 들어, 1 전송 안테나 전송의 경우에는 참조신호가 하나의 OFDM 심볼 상에서 6 부반송파 간격으로 위치하므로, 각각의 셀에서 주파수 영역 부반송파 단위의 시프트가 적용되면, 적어도 5 개의 인접 셀은 다른 자원요소 상에 참조신호를 위치시킬 수 있다. 예를

들어, 참조신호의 주파수 시프트는 도 6의 2번 셀 내지 6번 셀과 같이 나타날 수 있다.

[66] 또한, 유사-랜덤(Pseudo-Random; PN) 시퀀스를 셀 별 하향링크 참조신호에 곱하여 전송함으로써, 수신기에서 인접셀로부터 수신되는 참조신호에 의한 간섭을 감소시켜 채널추정 성능을 향상시킬 수도 있다. 이러한 PN 시퀀스는 하나의 서브프레임 내의 OFDM 심볼 단위로 적용될 수 있다. 또한, PN 시퀀스는 셀 식별자(Cell ID), 서브프레임 번호(subframe number) 및 OFDM 심볼 위치마다 다른 시퀀스가 적용될 수 있다.

[67] 4 전송 안테나를 지원하는 기존의 통신 시스템 (예를 들어, 3GPP LTE 릴리즈 8 또는 9 시스템)에 비하여 확장된 안테나 구성을 갖는 시스템 (예를 들어, 8 전송 안테나를 지원하는 무선 통신 시스템 (예를 들어, 3GPP LTE 릴리즈-10 또는 후속 릴리즈에 따른 시스템)에서는, 효율적인 참조신호의 운용과 발전된 전송 방식을 지원하기 위하여 DMRS 기반의 데이터 복조를 고려하고 있다. 즉, 확장된 안테나를 통한 데이터 전송을 지원하기 위하여 2 이상의 레이어에 대한 DMRS를 정의할 수 있다. DMRS는 데이터와 동일한 프리코더에 의하여 프리코딩되므로 별도의 프리코딩 정보 없이 수신측에서 데이터를 복조하기 위한 채널 정보를 용이하게 추정할 수 있다. 한편, 하향링크 수신측에서는 DMRS를 통해서 확장된 안테나 구성에 대하여 프리코딩된 채널 정보를 획득할 수 있는 반면, 프리코딩되지 않은 채널 정보를 획득하기 위하여 DMRS 이외의 별도의 참조신호가 요구된다. 이에 따라, LTE-A 표준에 따른 시스템에서는 수신측에서 채널 상태 정보(Channel State Information; CSI)를 획득하기 위한 참조신호, 즉 CSI-RS를 정의할 수 있다. CSI-RS는 8개의 안테나 포트를 통하여 전송될 수 있으며, CSI-RS가 전송되는 안테나 포트를 기존의 3GPP LTE 릴리즈-8/9에서의 안테나 포트와 구별하기 위하여 안테나 포트 인덱스 15 내지 22가 사용될 수 있다.

[68] 하향링크 제어채널의 구성

[69] 하향링크 제어채널이 전송되는 영역으로 기본적으로는 각각의 서브프레임의 처음 3개의 OFDM 심볼이 사용될 수 있으며, 하향링크 제어채널의 오버헤드에 따라서 1 내지 3개의 OFDM 심볼이 사용될 수 있다. 하향링크 제어채널을 위한 OFDM 심볼의 개수를 각 서브프레임마다 조정하기 위하여, PCFICH가 사용될 수 있다. 상향링크 전송에 대한 확인응답(긍정확인응답(ACK)/부정확인응답

(NACK))을 하향링크를 통하여 제공하기 위하여 PHICH 가 사용될 수 있다. 또한, 하향링크 데이터전송 또는 상향링크의 데이터전송을 위한 제어정보의 전송을 위해서 PDCCH 가 사용될 수 있다.

[70] 도 7 및 도 8 은 위와 같은 하향링크 제어채널들이 각각의 서브프레임의 제어 영역에서 자원요소그룹(Resource Element Group; REG) 단위로 할당되는 것을 나타낸다. 도 7 은 1 개 또는 2 개의 전송 안테나 구성을 가지는 시스템에 대한 것이고, 도 8 은 4 개의 전송 안테나 구성을 가지는 시스템에 대한 것이다. 도 7 및 도 8 에서 도시하는 바와 같이, 제어채널이 할당되는 기본적인 자원단위인 REG 는, 참조신호가 할당되는 자원요소를 제외하고 주파수 영역에서 연결한 4 개의 RE 로 구성된다. 하향링크 제어채널의 오버헤드에 따라서 특정 개수의 REG 가 하향링크 제어채널의 전송에 이용될 수 있다.

[71] PCFICH (Physical Control Format Indicator Channel)

[72] 각각의 모든 서브프레임마다 해당 서브프레임의 자원 할당 정보 등을 제공하기 위해서 PDCCH 가 OFDM 심볼 인덱스 0 내지 2 사이에서 전송될 수 있고, 제어채널의 오버헤드에 따라서 OFDM 심볼 인덱스 0 이 사용되거나, OFDM 심볼 인덱스 0 및 1 이 사용되거나, OFDM 심볼 인덱스 0 내지 2 가 사용될 수 있다. 이와 같이 제어채널이 사용하는 OFDM 심볼의 개수를 서브프레임마다 변경 할 수 있는데, 이에 대한 정보는 PCFICH 를 통해 제공될 수 있다. 따라서, PCFICH 는 각각의 모든 서브프레임에서 전송되어야 한다.

[73] PCFICH 를 통해 3 가지의 정보가 제공될 수 있다. 아래의 표 1 은 PCFICH 의 CFI(Control Format Indicator)를 나타낸다. CFI=1 은 OFDM 심볼 인덱스 0 에서 PDCCH 가 전송됨을 나타내고, CFI=2 는 OFDM 심볼 인덱스 0 및 1 에서 PDCCH 가 전송됨을 나타내고, CFI=3 은 OFDM 심볼 인덱스 0 내지 2 에서 PDCCH 가 전송됨을 나타낸다.

[74] **【표 1】**

[75]

[76] PCFICH 를 통해 전송되는 정보는 시스템 대역폭(system bandwidth)에 따라 다르게 정의될 수 있다. 예를 들면, 시스템의 대역폭이 특정 임계치보다 작은 경우 CFI=1, 2, 3 은 각각 2, 3, 4 개의 OFDM 심볼이 PDCCH 를 위해 사용됨을 나타낼 수도 있다.

[77] 도 9 는 PCFICH 가 전송되는 방식을 나타내는 도면이다. 도 9 에서 도시하는 REG 는, 4 개의 부반송파로 구성되어 있고, RS(참조신호)를 제외한 데이터 부반송파로만 구성되어 있으며, 일반적으로 전송 다이버시티(transmit diversity) 기법이 적용될 수 있다. 또한 REG¹의 위치는, 셀간에 간섭을 주지 않도록 셀마다 (즉, 셀 식별자에 따라서) 주파수 시프트될 수 있다. 추가적으로, PCFICH 는 항상 서브프레임의 첫 번째 OFDM 심볼(OFDM 심볼 인덱스 0)에서 전송된다. 이에 따라 수신단에서는 서브프레임을 수신할 때에 먼저 PCFICH 의 정보를 확인하여 PDCCH 가 전송되는 OFDM 심볼의 개수를 파악하고 그에 따라서 PDCCH 를 통해 전송되는 제어 정보를 수신할 수 있다.

[78] PHICH (Physical Hybrid-ARQ Indicator Channel)

[79] 도 10 은 특정 대역폭에서 일반적으로 적용되는 PCFICH 및 PHICH 채널의 위치를 나타내는 도면이다. PHICH 를 통해서 상향링크 데이터 전송에 대한 ACK/NACK 정보가 전송된다. 하나의 서브프레임에서 여러 개의 PHICH 그룹이 만들어지고, 하나의 PHICH 그룹에는 여러 개의 PHICH 가 존재한다. 따라서, 하나의 PHICH 그룹에는 여러 개의 단말에 대한 PHICH 채널이 포함된다.

[80] 도 10 에서 도시하는 바와 같이, 여러 개의 PHICH 그룹에서 각 단말기에 대한 PHICH 할당은, PUSCH 자원 할당(resource allocation)의 가장 낮은 물리자원블록(Physical Resource Block; PRB) 인덱스(lowest PRB index)와, 상향링크

그랜트 PDCCH 를 통해 전송되는 복조참조신호(Demodulation RS; DMRS)를 위한 순환시프트(Cyclic Shift) 인덱스를 이용하여 이루어진다. DMRS 는 상향링크 참조신호이며, 상향링크 데이터의 복조를 위한 채널 추정을 위해서 상향링크 전송과 함께 제공되는 신호이다. 또한, PHICH 자원은 $(n_{PHICH}^{group}, n_{PHICH}^{seq})$ 와 같은 인덱스 쌍(index pair)를 통해서 알려지게 되는데, 이때 $(n_{PHICH}^{group}, n_{PHICH}^{seq})$ 에서 n_{PHICH}^{group} 는 PHICH 그룹 번호(PHICH group number)를 의미하고, n_{PHICH}^{seq} 는 해당 PHICH 그룹 내에서의 직교 시퀀스 인덱스(orthogonal sequence index)를 의미한다. n_{PHICH}^{group} 및 n_{PHICH}^{seq} 는 아래의 수학적 식 1 과 같이 정의된다.

[81] 【수학적 식 1】

$$n_{PHICH}^{group} = (I_{PRB_RA}^{lowest_index} + n_{DMRS}) \bmod N_{PHICH}^{group}$$

$$n_{PHICH}^{seq} = (\lfloor I_{PRB_RA}^{lowest_index} / N_{PHICH}^{group} \rfloor + n_{DMRS}) \bmod 2N_{SF}^{PHICH}$$

[83] 상기 수학적 식 1 에서 n_{DMRS} 는 PHICH 가 연관된 상향링크 전송에서 사용된 DMRS 의 순환시프트이다. 또한, N_{SF}^{PHICH} 는 PHICH 에 대해서 사용되는 확산 인자 크기(spreading factor size)이다. $I_{PRB_RA}^{lowest_index}$ 는 상향링크 자원 할당의 가장 낮은 PRB 인덱스이다. N_{PHICH}^{group} 는 설정된 PHICH 그룹의 개수이며, 아래의 수학적 식 2 와 같이 정의된다.

[84] 【수학적 식 2】

$$N_{PHICH}^{group} = \begin{cases} \lceil N_g (N_{RB}^{DL} / 8) \rceil & \text{for normal cyclic prefix} \\ 2 \cdot \lceil N_g (N_{RB}^{DL} / 8) \rceil & \text{for extended cyclic prefix} \end{cases}$$

[86] 상기 수학적 식 2 에서 N_g 는 물리방송채널(Physical Broadcast Channel; PBCH)로 전송되는 PHICH 자원의 양에 대한 정보이며, N_g 는 2 비트 크기를 가지며 $(N_g \in \{1/6, 1/2, 1, 2\})$ 으로 표현된다.

[87] 또한, 기존의 3GPP LTE 릴리즈-8/9 에서 정의되는 직교 시퀀스의 예는 아래의 표 2 와 같다.

[88] 【표 2】

Sequence index $n_{\text{PHICH}}^{\text{seq}}$	Orthogonal sequence	
	Normal cyclic prefix $N_{\text{SF}}^{\text{PHICH}} = 4$	Extended cyclic prefix $N_{\text{SF}}^{\text{PHICH}} = 2$
0	[+1 +1 +1 +1]	[+1 +1]
1	[+1 -1 +1 -1]	[+1 -1]
2	[+1 +1 -1 -1]	[+j +j]
3	[+1 -1 -1 +1]	[+j -j]
4	[+j +j +j +j]	-
5	[+j -j +j -j]	-
6	[+j +j -j -j]	-
7	[+j -j -j +j]	-

[89] 도 11 은 PHICH 그룹이 매핑되는 하향링크 자원요소 위치를 나타내는 도면이다. PHICH 그룹은 PHICH 구간(duration)에 따라서 도 11 과 같이 하나의 서브프레임 내에서 상이한 시간 영역 (즉, 상이한 OS(OFDM Symbol)) 상에서 구성될 수도 있다.

5 [90] PDCCH (Physical Downlink Control Channel)

[91] PDCCH 를 통해서 전송되는 제어정보는, 하향링크제어정보(Downlink Control Information; DCI) 포맷에 따라서 제어정보의 크기와 용도가 다르며, 부호화율(coding rate)에 따라 PDCCH 의 크기가 달라질 수 있다. 예를 들어, 기존의 3GPP LTE 릴리즈-8/9 에서 사용되는 DCI 포맷들은 아래의 표 3 과 같이 정의될 수 있다.

[92] 【표 3】

DCI format	Objectives
0	Scheduling of PUSCH
1	Scheduling of one PDSCH codeword
1A	Compact scheduling of one PDSCH codeword
1B	Closed-loop single-rank transmission
1C	Paging, RACH response and dynamic BCCH
1D	MU-MIMO

2	Scheduling of rank-adapted closed-loop spatial multiplexing mode
2A	Scheduling of rank-adapted open-loop spatial multiplexing mode
3	TPC commands for PUCCH and PUSCH with 2bit power adjustments
3A	TPC commands for PUCCH and PUSCH with single bit power adjustments

[93] 상기 표 3의 상기 DCI 포맷은 각각의 단말 별로 독립적으로 적용이 되며 하나의 서브프레임 내에서 여러 단말기의 PDCCH가 동시에 다중화(multiplexing)될 수 있다. 다중화된 각 단말기의 PDCCH는 독립적으로 채널코딩이 이루어지고 CRC가 적용된다. 각 단말의 고유의 식별자를 PDCCH의 CRC에
 5 마스킹하여 단말기가 자신의 PDCCH 채널을 수신할 수 있도록 적용할 수 있다. 그러나, 기본적으로 단말은 자신의 PDCCH 채널의 위치를 알 수 없으므로, 매 서브프레임마다 해당 DCI 포맷의 모든 PDCCH 채널이 자신의 ID를 가진 PDCCH 채널인지 확인하여 해당 PDCCH를 수신할 때까지 블라인드 검출(blind detection)을 수행해야 한다. 이러한 PDCCH의 기본 자원할당 단위는 CCE(Control Channel Element)이며, 하나의 CCE는 9개의 REG로 구성되어 있다. 하나의 PDCCH는 1
 10 개, 2개, 4개 또는 8개의 CCE로 구성될 수 있다. 각 단말기에 따라서 구성된 PDCCH는 CCE를 RE에 매핑하는 규칙(CCE-to-RE mapping rule)에 의하여 각 서브프레임의 제어채널 영역으로 인터리빙되어 매핑된다. 이는 각 서브프레임의 제어채널을 위한 OFDM 심볼 개수, PHICH 그룹 개수, 전송 안테나 및 주파수 시
 15 포트 등에 따라서, CCE가 매핑되는 RE 위치가 달라질 수 있다.

[94] 상향링크 재전송

[95] 상향링크 재전송은 전송한 PHICH 및 DCI 포맷 0 (PUSCH 전송을 스케줄링하는 DCI 포맷)을 통하여 지시될 수 있다. 단말이 PHICH를 통하여 이전의 (previous) 상향링크 전송에 대한 ACK/NACK을 수신하여 동기식(synchronous)
 20 비-적응적(non-adaptive) 재전송을 수행할 수 있고, 또는 단말이 기지국으로부터 DCI 포맷 0 PDCCH를 통하여 상향링크 그랜트를 수신하여 동기식 적응적(adaptive) 재전송을 수행할 수 있다.

[96] 동기식 전송이란, 하나의 데이터 패킷을 전송한 시점 (예를 들어, n 번째 서브프레임) 이후의 미리 정해진 시점(예를 들어, n+k 번째 서브프레임)에
 25 재전송이 수행되는 방식을 의미한다 (k는 예를 들어 4일 수 있다). PHICH에

의한 재전송과 상향링크 그랜트 PDCCH 에 의한 재전송의 경우 모두 동기식 재전송이 수행된다.

[97] PHICH 를 통하여 재전송을 수행하는 비-적응적 재전송의 경우에, 이전 전송에서 사용된 주파수 자원(예를 들어, 물리자원블록(PRB)) 영역 및 전송 방법(예를 들어, 변조기법 등)과 동일한 주파수 자원 및 전송 방법이 재전송에 적용된다. 한편, 상향링크 그랜트 PDCCH 를 통하여 재전송을 수행하는 적응적 재전송의 경우에는, 상향링크 그랜트에서 지시되는 스케줄링 제어 정보에 따라서 재전송이 수행되는 주파수 자원 및 전송 방법이 이전 전송과 상이하게 설정될 수도 있다.

10 [98] 만약 단말이 PHICH 를 수신하는 동시에 상향링크 그랜트 PDCCH 를 수신하는 경우에는, PHICH 는 무시하고 상향링크 그랜트 PDCCH 의 제어정보에 따라서 상향링크 전송을 수행할 수 있다. 상향링크 그랜트 PDCCH (예를 들어, DCI 포맷 0)에는 신규데이터지시자(New Data Indicator; NDI)가 포함되는데, NDI 비트가 이전에 제공된 NDI 값에 비하여 토글(toggle)된 경우에는, 단말은 이전 전송이
15 성공한 것으로 간주하고 새로운 데이터를 전송할 수 있다. 한편, 단말이 PHICH 를 통해서 이전 전송에 대해서 ACK 을 수신하더라도, PHICH 수신과 동시에 또는 그 후에 수신되는 상향링크 그랜트 PDCCH 에서 NDI 값이 토글되지 않으면 단말은 이전 전송에 대한 버퍼를 비우지(flush) 않도록 구성된다.

[99] 상향링크 전송 구성

20 [100] 도 12 는 SC-FDMA 방식에 따른 송신기 구조를 나타내는 도면이다.

[101] 송신기에 입력되는 N 개의 심볼로 구성된 하나의 블록은, 직렬-병렬 변환기(Serial-to-Parallel Converter; 1201)를 통하여 병렬 신호로 변환된다. 병렬 신호는 N-포인트 DFT 모듈(1202)을 거쳐 확산되며, 확산된 신호는 부반송파 매핑 모듈(1203)의하여 주파수 영역에 매핑된다. 각각의 부반송파 상의 신호는
25 N 개의 심볼의 선형 결합(linear combination)이다. 주파수 영역에 매핑된 신호는 M-포인트 IFFT 모듈(1204)을 거쳐 시간 영역 신호로 변환된다. 시간 영역 신호는 병렬-직렬 변환기(1205)를 통하여 직렬 신호로 변환되고 CP 가 추가된다. N-포인트 DFT 모듈(1202)의 DFT 처리에 의해 M-포인트 IFFT 모듈(1204)의 IFFT 처리의 영향이 일정 부분 상쇄된다. 이러한 점에서 SC-FDMA 방식은 DFT-s-
30 OFDMA(DFT-spread-OFDMA) 방식으로 칭할 수도 있다. 또한, DFT 모듈(1202)에 입

력되는 신호는 낮은 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio) 또는 CM(Cubic Metric)을 가지지만 DFT 처리된 후에는 높은 PAPR 을 가지게 되며, IFFT 모듈(1204)의 IFFT 처리에 의해 출력되는 신호는 다시 낮은 PAPR 을 가질 수 있다. 즉, SC-FDMA 방식은 전력 증폭기(Power Amplifier; PA)의 비선형 왜곡 구간을 피하여

5 전송하도록 하여, 송신단의 구현 비용을 절감할 수 있다.

[102] 도 13 은 DFT 모듈(1202)에서 출력된 신호가 주파수 영역에 매핑되는 방식을 설명하기 위한 도면이다. 도 13 에 도시된 두 가지 방식 중 하나를 수행함으로써 SC-FDMA 송신기에서 출력되는 신호가 단일 반송파 특성(Single Carrier Property)을 만족할 수 있다. 도 13(a)는 DFT 모듈(1202)로부터 출력된 신호가

10 부반송파 영역의 특정 부분에 국한되어 매핑되는 국부 매핑(localized mapping) 방식을 나타낸다. 도 13(b)는 DFT 모듈(1202)로부터 출력된 신호가 전체 부반송파 영역에 분산되어 매핑되는 분산 매핑(distributed mapping) 방식을 나타낸다. 기존의 3GPP LTE 릴리즈-8/9 시스템에서는 국부 매핑 방식을 이용하는 것으로 정의되어 있다.

[103] 도 14 은 SC-FDMA 방식에 따른 전송 신호를 복조(demodulation)하기 위한 참조 신호(reference signal; RS)의 송신 처리를 설명하기 위한 블록도이다. 기존의 3GPP LTE 릴리즈-8/9 시스템에서는, 데이터 부분은 시간 영역에서 생성된 신호가 DFT 처리를 통해 주파수 영역 신호로 변환된 뒤에 부반송파 매핑 후 IFFT 처리를 하여 전송되지만(도 12 참조), RS 는 DFT 처리를 생략하고 주파수

20 영역에서 바로 생성하여 부반송파 상에 매핑한 후 IFFT 처리 및 CP 추가를 거쳐 전송되는 것으로 정의하고 있다.

[104] 도 15 은 SC-FDMA 방식에 따른 서브프레임 구조에서 참조신호(RS)가 매핑되는 심볼 위치를 나타내는 도면이다. 도 15(a)는 일반 CP 경우에 하나의 서브프레임에서 2 개의 슬롯 각각의 4 번째 SC-FDMA 심볼에 RS 가 위치하는 것을

25 도시한다. 도 15(b)는 확장된 CP 경우에 하나의 서브프레임에서 2 개의 슬롯 각각의 3 번째 SC-FDMA 심볼에 RS 가 위치하는 것을 도시한다.

[105] 도 16 내지 19 를 참조하여, 클러스터 방식 DFT-s-OFDMA 기법에 대하여 설명한다. 클러스터 방식 DFT-s-OFDMA 는 전술한 SC-FDMA 의 변형으로서, DFT 처리된 신호를 복수개의 서브-블록(sub-block)으로 쪼갬 후 주파수 영역에서 이격

30 된 위치에 매핑하는 방식이다.

[106] 도 16 는 단일 반송파 상에서의 클러스터 방식 DFT-s-OFDMA 기법에 대하여 설명하기 위한 도면이다. 예를 들어 DFT 출력은 N_{sb} 개의 서브-블록(서브-블록 #0 내지 # $N_{sb}-1$)으로 분할될 수 있다. 서브-블록들을 주파수 영역에 매핑함에 있어서, 서브-블록 #0 내지 # $N_{sb}-1$ 은 모두 하나의 반송파 (예를 들어, 20MHz 대역폭의 반송파) 상에 매핑되고, 각각의 서브-블록은 주파수 영역 상에서 이격된 위치에 매핑될 수 있다. 또한, 서브-블록 각각은 주파수 영역 상에서 국부 매핑될 수 있다.

[107] 도 17 및 18 은 다중 반송파 상에서 클러스터 방식 DFT-s-OFDMA 기법에 대하여 설명하기 위한 도면이다.

[108] 도 17 은 다중 반송파(또는 다중 셀(cell))가 인접하여(contiguously) 구성된 상황 (즉, 다중 반송파(또는 다중 셀) 각각의 주파수 대역이 연속적으로 할당된 상황)에서 인접한 반송파 간에 부반송파 간격이 정렬(aligned)된 경우에, 하나의 IFFT 모듈을 통해서 신호를 생성할 수 있는 예에 대하여 도시하는 도면이다. 예를 들어 DFT 출력은 N_{sb} 개의 서브-블록(서브-블록 #0 내지 # $N_{sb}-1$)으로 분할될 수 있다. 서브-블록들을 주파수 영역에 매핑함에 있어서, 서브-블록 #0 내지 # $N_{sb}-1$ 은 각각 구성 반송파 #0 내지 # $N_{sb}-1$ 상에 매핑될 수 있다 (각각의 반송파(또는 셀)는 예를 들어 20MHz 대역폭을 가질 수 있다). 또한, 서브-블록 각각은 주파수 영역 상에서 국부 매핑될 수 있다. 각각의 반송파(또는 셀) 상에 매핑된 서브-블록들은 하나의 IFFT 모듈을 통하여 시간 영역 신호로 변환될 수 있다.

[109] 도 18 은 다중 반송파(또는 셀)가 비-인접하여(non-contiguously) 구성된 상황(즉, 다중 반송파(또는 다중 셀) 각각의 주파수 대역이 연속적이지 않게 할당된 상황)에서 복수개의 IFFT 모듈을 사용하여 신호를 생성하는 예에 대하여 도시하는 도면이다. 예를 들어 DFT 출력은 N_{sb} 개의 서브-블록(서브-블록 #0 내지 # $N_{sb}-1$)으로 분할될 수 있다. 서브-블록들을 주파수 영역에 매핑함에 있어서, 서브-블록 #0 내지 # $N_{sb}-1$ 은 각각 반송파(또는 셀) #0 내지 # $N_{sb}-1$ 상에 매핑될 수 있다 (각각의 반송파(또는 셀)는 예를 들어 20MHz 대역폭을 가질 수 있다). 또한, 서브-블록 각각은 주파수 영역 상에서 국부 매핑될 수 있다. 각각의 반송파(또는 셀) 상에 매핑된 서브-블록들은 각각의 IFFT 모듈을 통하여 시간 영역 신호로 변환될 수 있다.

[110] 도 16 에서 설명한 단일 반송파 상에서의 클러스터 방식 DFT-s-OFDMA 가 반송파-내(inter-carrier)(또는 intra-cell) DFT-s-OFDMA 라면, 도 17 및 18 에
 5 설명하는 다중 반송파(또는 셀) 상에서의 DFT-s-OFDMA 는 반송파-간(inter-carrier) (또는 inter-cell) DFT-s-OFDMA 라 할 수 있다. 이와 같은 반송파-내 DFT-s-OFDMA 와 반송파-간 DFT-s-OFDMA 는 서로 혼용될 수도 있다.

[111] 도 19 는 부분(chunk) 단위로 DFT 처리, 주파수 영역 매핑 및 IFFT 처리
 를 수행하는 부분-특정 DFT-s-OFDMA (chunk-specific DFT-s-OFDMA) 기법에 대하
 여 설명하기 위한 도면이다. 부분-특정 DFT-s-OFDMA 는 Nx SC-FDMA 라고 칭할 수
 도 있다. 코드 블록 분할(code block segmentation)된 신호는 부분(chunk) 분할
 10 되어 각각의 부분에 대하여 채널 코딩 및 변조가 수행된다. 변조된 신호는 도
 12 에서 설명한 바와 같은 방식으로 DFT 처리, 주파수 영역 매핑 및 IFFT 처리
 되고 각각의 IFFT 로부터의 출력이 합산되어 CP 가 추가될 수 있다. 도 19 에서
 설명하는 Nx SC-FDMA 방식은 연결하는 다중 반송파(또는 다중 셀) 또는 연결하
 지 않는 다중 반송파(또는 다중 셀)의 경우에 모두 적용될 수 있다.

15 [112] MIMO 시스템의 구조

[113] 도 20 은 다중 송신 안테나 및/또는 다중 수신 안테나를 가지는 MIMO 시
 스템에 대한 기본적인 시스템 구조를 나타내는 도면이다. 도 20 의 각각의 블록
 은 MIMO 전송에 대한 송신단 및 수신단에서의 기능 또는 동작을 개념적으로 나
 타내는 것이다.

20 [114] 도 20 의 채널 인코더는 입력 데이터 비트에 리던던시(redundancy) 비트
 를 부가하는 동작을 나타내는 것이고, 이에 따라 채널로부터의 잡음 등에 대한
 영향을 줄일 수 있다. 매퍼는 데이터 비트 정보를 데이터 심볼 정보로 변환하는
 동작을 나타내는 것이다. 직렬/병렬 변환기는 직렬의 데이터를 병렬의 데이터로
 바꾸어 주는 동작을 나타내는 것이다. 다중 안테나 인코더는 데이터 심볼을 시
 25 공간(time-spatial) 신호로 변환시켜주는 동작을 나타내는 것이다. 송신단의 다
 중 안테나는 이러한 시공간 신호를 채널을 통해 전송하는 기능을 하고, 수신단
 의 다중 안테나는 채널을 통해 신호를 수신하는 기능을 한다.

[115] 도 20 의 다중 안테나 디코더는 수신된 시공간신호를 각각의 데이터심볼
 로 바꾸어 주는 동작을 나타내는 것이다. 병렬/직렬 변환기는 병렬 신호를 직렬
 30 신호로 변환하는 동작을 나타내는 것이다. 디매퍼는 데이터 심볼을 데이터 비트

정보로 바꾸어 주는 동작을 나타내는 것이다. 채널 디코더에서 채널 코드에 대한 디코딩 동작을 나타내는 것이며, 그 결과 데이터를 추정(estimation)할 수 있게 된다.

[116] 전술한 바와 같은 MIMO 송수신 시스템은 공간 다중화율에 따라서 공간적으로 한 개 또는 여러 개의 코드워드를 가질 수 있는데, 공간적으로 한 개의 코드워드를 가지는 경우를 단일 코드워드(Single CodeWord; SCW) 구조라 하고, 여러 개의 코드워드를 가지는 경우를 다중 코드워드(Multiple CodeWord; MCW) 구조라 한다.

[117] 도 21(a)는 SCW 구조를 가지는 MIMO 시스템의 송신단의 기능을 나타내는 블록도이고, 도 21(b)는 MCW 구조를 가지는 MIMO 시스템의 송신단의 기능을 나타내는 블록도이다.

[118] 코드북 기반 프리코딩 기법

[119] 다중 안테나 전송을 지원하기 위하여 전송 정보를 각각의 안테나에 채널 상황 등에 따라 적절하게 분배해주는 프리코딩(precoding)을 적용할 수 있다.

코드북(Codebook) 기반의 프리코딩 기법은, 송신단과 수신단에서 프리코딩 행렬의 집합을 미리 정하여 두고, 수신단이 송신단으로부터의 채널정보를 측정하여 가장 알맞은 프리코딩 행렬이 무엇인지(즉, 프리코딩 행렬 인덱스(Precoding Matrix Index; PMI)를 송신단에게 피드백하여 주고, 송신단은 PMI에 기초하여 적절한 프리코딩을 신호 전송에 적용하는 기법을 말한다. 미리 정해진 프리코딩 행렬 집합 중에서 적절한 프리코딩 행렬을 선택하는 방식이므로, 항상 최적의 프리코딩이 적용되는 것은 아니지만, 실제 채널 정보에 최적의 프리코딩 정보를 명시적으로(explicitly) 피드백하는 것에 비하여 피드백 오버헤드를 줄일 수 있는 장점이 있다.

[120] 도 22는 코드북 기반 프리코딩의 기본 개념을 설명하기 위한 도면이다.

[121] 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 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 신호를 측정하여 최적의 프리코딩 행렬을 선택할 수 있다. 도 22 에서는 수신단이 송신단에 프리코딩 행렬 정보를 코드워드별로 전송하는 것을 도시하고 있으나, 이에 한정될 필요는 없다.

5 [122] 수신단으로부터 피드백 정보를 수신한 송신단은 수신된 정보에 기반하여 코드북으로부터 특정 프리코딩 행렬을 선택할 수 있다. 프리코딩 행렬을 선택한 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
10 개수와 동일하며, 열(column)의 개수는 랭크 값과 동일하다. 랭크 값은 레이어의 개수와 동일하므로, 열(column)의 개수는 레이어 개수와 동일하다. 예를 들어, 전송 안테나의 개수가 4 이고 전송 레이어의 개수가 2 인 경우에는 프리코딩 행렬이 4×2 행렬로 구성될 수 있다. 프리코딩 행렬을 통하여 각각의 레이어를 통해 전송되는 정보가 각각의 안테나에 매핑될 수 있다.

15 [123] 송신단에서 프리코딩되어 전송된 신호를 수신한 수신단은 송신단에서 이루어진 프리코딩의 역처리를 수행하여 수신 신호를 복원할 수 있다. 일반적으로 프리코딩 행렬은 $U \cdot U^H = I$ 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.

20 [124] 예를 들어, 다음의 표 4 는 3GPP LTE 릴리즈-8/9 에서 2 전송 안테나를 사용한 하향링크 전송에 사용되는 코드북을 나타내는 것이고, 표 5 는 3GPP LTE 릴리즈-8/9 에서 4 전송 안테나를 사용한 하향링크 전송에 사용되는 코드북을 나타내는 것이다.

[125] 【표 4】

Codebook k index	Number of rank	
	1	2
0	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
1	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}$	-

[126] 【표 5】

Codebook index	u_n	Number of layers ν			
		1	2	3	4
0	$u_0 = [1 \ -1 \ -1 \ -1]^T$	$W_0^{(1)}$	$W_0^{(14)}/\sqrt{2}$	$W_0^{(124)}/\sqrt{3}$	$W_0^{(1234)}/2$
1	$u_1 = [1 \ -j \ 1 \ j]^T$	$W_1^{(1)}$	$W_1^{(12)}/\sqrt{2}$	$W_1^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_1^{(1234)}/2$
2	$u_2 = [1 \ 1 \ -1 \ 1]^T$	$W_2^{(1)}$	$W_2^{(12)}/\sqrt{2}$	$W_2^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_2^{(3214)}/2$
3	$u_3 = [1 \ j \ 1 \ -j]^T$	$W_3^{(1)}$	$W_3^{(12)}/\sqrt{2}$	$W_3^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_3^{(3214)}/2$
4	$u_4 = [1 \ (-1-j)/\sqrt{2} \ -j \ (1-j)/\sqrt{2}]^T$	$W_4^{(1)}$	$W_4^{(14)}/\sqrt{2}$	$W_4^{(124)}/\sqrt{3}$	$W_4^{(1234)}/2$
5	$u_5 = [1 \ (1-j)/\sqrt{2} \ j \ (-1-j)/\sqrt{2}]^T$	$W_5^{(1)}$	$W_5^{(14)}/\sqrt{2}$	$W_5^{(124)}/\sqrt{3}$	$W_5^{(1234)}/2$
6	$u_6 = [1 \ (1+j)/\sqrt{2} \ -j \ (-1+j)/\sqrt{2}]^T$	$W_6^{(1)}$	$W_6^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_6^{(134)}/\sqrt{3}$	$W_6^{(1324)}/2$
7	$u_7 = [1 \ (-1+j)/\sqrt{2} \ j \ (1+j)/\sqrt{2}]^T$	$W_7^{(1)}$	$W_7^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_7^{(134)}/\sqrt{3}$	$W_7^{(1324)}/2$
8	$u_8 = [1 \ -1 \ 1 \ 1]^T$	$W_8^{(1)}$	$W_8^{(12)}/\sqrt{2}$	$W_8^{(124)}/\sqrt{3}$	$W_8^{(1234)}/2$
9	$u_9 = [1 \ -j \ -1 \ -j]^T$	$W_9^{(1)}$	$W_9^{(14)}/\sqrt{2}$	$W_9^{(134)}/\sqrt{3}$	$W_9^{(1234)}/2$
10	$u_{10} = [1 \ 1 \ 1 \ -1]^T$	$W_{10}^{(1)}$	$W_{10}^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_{10}^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_{10}^{(1324)}/2$
11	$u_{11} = [1 \ j \ -1 \ j]^T$	$W_{11}^{(1)}$	$W_{11}^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_{11}^{(134)}/\sqrt{3}$	$W_{11}^{(1324)}/2$
12	$u_{12} = [1 \ -1 \ -1 \ 1]^T$	$W_{12}^{(1)}$	$W_{12}^{(12)}/\sqrt{2}$	$W_{12}^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_{12}^{(1234)}/2$
13	$u_{13} = [1 \ -1 \ 1 \ -1]^T$	$W_{13}^{(1)}$	$W_{13}^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_{13}^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_{13}^{(1324)}/2$
14	$u_{14} = [1 \ 1 \ -1 \ -1]^T$	$W_{14}^{(1)}$	$W_{14}^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_{14}^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_{14}^{(3214)}/2$
15	$u_{15} = [1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$	$W_{15}^{(1)}$	$W_{15}^{(12)}/\sqrt{2}$	$W_{15}^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_{15}^{(1234)}/2$

[127] 상기 표 5 에서, $W_n^{(s)}$ 는 $W_n = I - 2u_n u_n^H / u_n^H u_n$ 와 같이 표현되는 수학적식으로부터 구성되는 세트 $\{s\}$ 로 얻어진다. 이 때, I 는 4×4 단위행렬을 나타내고 u_n 는 표 5 에서 주어지는 값이다.

[128] 상기 표 4 에서 나타내는 바와 같이, 2 개의 송신안테나에 대한 코드북의 경우 총 7 개의 프리코딩 벡터/행렬을 가지고 있으며 여기서, 단일 행렬은 개-루프(open-loop) 시스템을 위한 것이므로, 폐-루프(loop) 시스템의 프리코딩

을 위한 프리코딩 벡터/행렬은 총 6 개가 된다. 또한, 상기 표 5 와 같은 4 개의 송신안테나에 대한 코드북의 경우 총 64 개의 프리코딩 벡터/행렬을 가지고 있다.

[129] 위와 같은 코드북은 일정 모듈러스(Constant modulus; CM) 특성, 네스티드 특성(Nested property), 제한된 알파벳(Constrained alphabet) 등의 공통적인 특성을 가진다. CM 특성은 코드북 내의 모든 프리코딩 행렬의 각각의 요소(element)는 '0' 을 포함하지 않으며, 같은 크기를 가지도록 구성되는 특성이 다. 네스티드 특성은, 낮은 랭크의 프리코딩 행렬이 높은 랭크의 프리코딩 행렬의 특정 열의 서브셋(subset) 으로 구성되도록 설계된 것을 의미한다. 제한된 알파벳 특성은, 코드북 내의 모든 프리코딩 행렬의 각각의 요소(element)가 제한되는 것을 의미한다. 예를 들어, 프리코딩 행렬의 각각의 요소가 BPSK(Binary Phase Shift Keying)에 사용되는 요소(± 1)로만 제한되거나, QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)에 사용되는 요소($\pm 1, \pm j$)로만 제한되거나, 또는 8-PSK에 사용되는 요소($\pm 1, \pm j, \pm \frac{(1+j)}{\sqrt{2}}, \pm \frac{(-1+j)}{\sqrt{2}}$)로만 제한될 수 있다. 상기 표 5 의 코드북의 예시에서는 코드북 내의 모든 프리코딩 행렬의 각각의 요소(element)의 알파벳이 $\left\{ \pm 1, \pm j, \pm \frac{(1+j)}{\sqrt{2}}, \pm \frac{(-1+j)}{\sqrt{2}} \right\}$ 으로 구성되므로, 제한된 알파벳 특성을 가진다고 표현할 수 있다.

[130] 피드백 채널 구조

[131] 기본적으로, FDD 시스템에서 하향링크 채널에 대한 정보를 기지국이 알 수 없으므로, 단말기가 피드백하는 채널정보를 하향링크 전송에 이용한다. 기존의 3GPP LTE 릴리즈-8/9 시스템의 경우, PUCCH 를 통하여 하향링크 채널 정보를 피드백하거나 또는 PUSCH 를 통하여 하향링크 채널정보를 피드백할 수 있다. PUCCH 의 경우 주기적(periodic)으로 채널정보를 피드백 하고, PUSCH 의 경우 기지국의 요청에 따라서 비주기적(aperiodic)으로 채널 정보를 피드백한다. 또한, 채널정보의 피드백은 할당 받은 전체 주파수 대역(즉, 광대역(WideBand; WB))에 대한 채널 정보를 피드백할 수도 있고, 특정 개수의 RB(즉, 서브대역(SubBand; SB))에 대하여 채널 정보를 피드백할 수도 있다.

[132] 확장된 안테나 구성(Antenna configuration)

[133] 도 23 은 8 전송안테나를 구성하는 예시들을 나타낸 것이다.

[134] 도 23(a) 는 N 개의 안테나가 그룹화 없이 서로 독립적인 채널을 구성하는 경우를 도시한 것이며, 일반적으로 ULA(Uniform Linear Array) 라고 한다.

5 안테나의 개수가 적을 때에는 이와 같은 ULA 구성이 사용될 수 있지만, 안테나의 개수가 많을 때에는 다수개의 안테나를 서로 공간적으로 떨어뜨려 배치하여 서로 독립적인 채널을 구성하기에는 송신기 및/또는 수신기의 공간이 부족할 수 있다.

10 [135] 도 23(b)에서는 2 개의 안테나가 쌍을 이루는 ULA 방식의 안테나 구성(Paired ULA)을 나타낸다. 이러한 경우 쌍을 이루는 2 개의 안테나 사이에는 연관된 채널을 가지고, 다른 쌍의 안테나와는 독립적인 채널을 가질 수 있다.

15 [136] 한편, 기존의 3GPP LTE 릴리즈-8/9 에서 하향링크에서 4 개 전송 안테나를 사용하는 것과 달리, 3GPP LTE 릴리즈-10 시스템에서는 하향링크에서 8 전송 안테나를 사용할 수 있다. 이러한 확장된 안테나 구성을 적용하기 위해서는, 부족한 공간에 여러 개의 송신안테나를 설치해야 하므로, 도 23(a) 및 도 23(b)와 같은 ULA 안테나 구성은 적합하지 않을 수 있다. 따라서, 도 23(c) 와 같이 이중-극성(dual-pole) (또는 크로스-극성(cross-pole)) 안테나 구성을 적용하는 것을 고려할 수 있다. 이와 같이 전송 안테나를 구성하는 경우에는, 안테나간의 거리 d 가 상대적으로 짧더라도 안테나 상관도를 낮춰 독립적인 채널을 구성할 수 있으므로, 높은 수율의 데이터 전송이 가능해진다.

20

[137] 코드북 구조(codebook structures)

[138] 미리 정해진(pre-defined) 코드북을 송신단과 수신단에서 공유함으로써, 송신단으로부터의 MIMO 전송에 이용될 프리코딩 정보를 수신단이 피드백하기 위한 오버헤드를 낮출 수 있으므로 효율적인 프리코딩이 적용될 수 있다.

25 [139] 미리 정해진 코드북을 구성하는 하나의 예시로서, DFT(Discrete Fourier Transform) 행렬 또는 월시(Walsh) 행렬을 이용하여 프리코더 행렬을 구성할 수 있다. 또는, 위상 시프트(phase shift) 행렬 또는 위상 시프트 다이버시티(phase shift diversity) 행렬 등과 결합하여 여러 가지 형태의 프리코더를 구성할 수도 있다.

[140] DFT 행렬 기반의 코드북을 구성함에 있어서, $n \times n$ DFT 행렬은 아래의 수학식 3 과 같이 정의 될 수 있다.

[141] 【수학식 3】

$$\text{DFT}_n: D_n(k, \ell) = \frac{1}{\sqrt{n}} \exp(-j2\pi k\ell/n), \quad k, \ell = 0, 1, \dots, n-1$$

[142]

- 5 [143] 상기 수학식 3 의 DFT 행렬은 특정 크기 n 에 대하여 하나의 행렬만이 존재한다. 따라서, 다양한 프리코딩 행렬을 정의하여 상황에 따라 적절히 사용하기 위해서는 DFT_n 행렬의 회전 형태(rotated version)를 추가적으로 구성하여 사용하는 것을 고려할 수 있다. 아래의 수학식 4 는 예시적인 회전(rotated) DFT_n 행렬을 나타낸다

10 [144] 【수학식 4】

$$\text{rotated DFT}_n: D_n^{(G,g)}(k, \ell) = \frac{1}{\sqrt{n}} \exp(-j2\pi k(\ell + g/G)/n), \quad k, \ell = 0, 1, \dots, n-1, \quad g = 0, 1, \dots, G.$$

[145] 상기 수학식 4 와 같이 DFT 행렬을 구성하는 경우, G 개의 회전(rotated) DFT_n 행렬을 생성할 수 있으며, 생성된 행렬들은 DFT 행렬의 특성을 만족한다.

- 15 [146] 다음으로, 하우스홀더-기반(Householder-based) 코드북 구조에 대해서 설명한다. 하우스홀더-기반 코드북 구조란, 하우스홀더 행렬로 구성되는 코드북을 의미한다. 하우스홀더 행렬은 하우스홀더 변환(Householder Transform)에 사용되는 행렬이고, 하우스홀더 변환은, 선형 변환(linear transformation)의 일종이며 QR 분해(QR decomposition)를 수행하는 데에 이용될 수 있다. QR 분해는
- 20 어떤 행렬을 직교(orthogonal) 행렬(Q)과 상삼각행렬(upper triangular matrix)(R) 로 분해하는 것을 의미한다. 상삼각행렬은 주대각선성분 아래의 성분이 모두 0 인 정사각행렬을 의미한다. 4×4 하우스홀더 행렬의 예는 아래의 수학식 5 와 같다.

[147] 【수학식 5】

$$\mathbf{M}_1 = \mathbf{I}_4 - 2\mathbf{u}_0\mathbf{u}_1^H / \|\mathbf{u}_0\|^2 = \frac{1}{\sqrt{4}} * \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{u}_0^T = [1 \quad -1 \quad -1 \quad -1]$$

[148] 하우스홀더 변환에 의해 CM 특성을 갖는 4×4 유니터리 행렬을 생성할 수 있다. 상기 표 5 와 같은 4 전송 안테나를 위한 코드북과 같이, 하우스홀더 변환을 이용하여 $n \times n$ 프리코딩 행렬을 생성하고, 생성된 프리코딩 행렬의 열 서브셋(column subset)을 이용하여 n 보다 작은 랭크 전송을 위한 프리코딩 행렬로 사용하도록 구성할 수 있다.

[149] 다중-코드북 기반 프리코더 생성

[150] 다중 안테나 전송에 이용되는 프리코딩 동작은 레이어(들)을 통해 전송되는 신호를 안테나(들)에 매핑시키는 동작이라고 설명할 수 있다. 즉, $X \times Y$ 프리코딩 행렬에 의해서 Y 개의 전송 레이어(또는 스트림)을 X 개의 전송 안테나에 매핑될 수 있다.

[151] N_t 개의 송신안테나를 통하여 R 개의 스트림(즉, 랭크 R)을 전송함에 있어서 사용되는 $N_t \times R$ 프리코딩 행렬을 구성하기 위하여, 수신단으로부터 하나 이상의 프리코딩 행렬 인덱스(PMI)를 피드백 받아서 송신단이 프리코더 행렬을 구성할 수 있다. 아래의 수학식 6 은 n_c 개의 행렬로 구성되는 코드북의 일례를 나타낸 것이다.

[152] 【수학식 6】

$$\mathbf{P}_{N_t \times R}(k) \in \{P_1^{N_t \times R}, P_2^{N_t \times R}, P_3^{N_t \times R}, \dots, P_{n_c}^{N_t \times R}\}$$

[154] 상기 수학식 6 에서, k 는 특정 자원 인덱스(부반송파 인덱스, 가상자원(virtual resource) 인덱스 또는 서브대역 인덱스)를 나타낸다. 상기 수학식 6 은 아래의 수학식 7 과 같은 형태로 구성될 수 있다.

[155] 【수학식 7】

$$[156] \quad \mathbf{P}_{N_t \times R}(k) = \begin{bmatrix} P_{M_t \times R,1} \\ P_{M_t \times R,2} \end{bmatrix}, N_t = 2 \cdot M_t$$

[157] 상기 수학식 7 에서 $P_{M_t \times R,2}$ 은 $P_{M_t \times R,1}$ 를 특정 복소 가중치(complex weight) w_2 만큼 시프트한 형태로 구성 될 수 있다. 따라서 $P_{M_t \times R,1}$ 과 $P_{M_t \times R,2}$ 의 차이를 특정 복소 가중치로 표현하면 아래의 수학식 8 과 같이 표현할 수 있다.

5 [158] 【수학식 8】

$$[159] \quad \mathbf{P}_{N_t \times R}(k) = \begin{bmatrix} w_1 \cdot P_{M_t \times R,1} \\ w_2 \cdot P_{M_t \times R,1} \end{bmatrix}$$

[160] 또한, 상기 수학식 8 을 크로네커 곱(Kroneker product, $\otimes$ 으로 표현됨)을 이용하여 아래의 수학식 9 와 같이 표현할 수 있다.

[161] 【수학식 9】

$$\mathbf{P}_{N_t \times R, n, m}(k) = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} \otimes P_{M_t \times R,1} = \mathbf{W}_n \otimes \mathbf{P}_m$$

10 [162]

[163] 크로네커 곱은 임의의 크기의 2 개의 행렬에 대한 연산이며, 크로네커 곱 연산의 결과로 블록 행렬을 얻을 수 있다. 예를 들어, $m \times n$ 행렬 A 와 $p \times q$ 행렬 B 의 크로네커 곱 ($A \otimes B$) 은 아래의 수학식 10 과 같이 표현될 수 있다.

수학식 10 에서 a_{mn} 은 행렬 A 의 요소(element)를 나타내고, b_{pq} 는 행렬 B 의

15 요소를 나타낸다.

[164] 【수학식 10】

$$[164] \quad \mathbf{A} \otimes \mathbf{B} = \begin{bmatrix} a_{11}b_{11} & a_{11}b_{12} & \cdots & a_{11}b_{1q} & \cdots & \cdots & a_{1n}b_{11} & a_{1n}b_{12} & \cdots & a_{1n}b_{1q} \\ a_{11}b_{21} & a_{11}b_{22} & \cdots & a_{11}b_{2q} & \cdots & \cdots & a_{1n}b_{21} & a_{1n}b_{22} & \cdots & a_{1n}b_{2q} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{11}b_{p1} & a_{11}b_{p2} & \cdots & a_{11}b_{pq} & \cdots & \cdots & a_{1n}b_{p1} & a_{1n}b_{p2} & \cdots & a_{1n}b_{pq} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \ddots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \ddots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ a_{m1}b_{11} & a_{m1}b_{12} & \cdots & a_{m1}b_{1q} & \cdots & \cdots & a_{mn}b_{11} & a_{mn}b_{12} & \cdots & a_{mn}b_{1q} \\ a_{m1}b_{21} & a_{m1}b_{22} & \cdots & a_{m1}b_{2q} & \cdots & \cdots & a_{mn}b_{21} & a_{mn}b_{22} & \cdots & a_{mn}b_{2q} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{m1}b_{p1} & a_{m1}b_{p2} & \cdots & a_{m1}b_{pq} & \cdots & \cdots & a_{mn}b_{p1} & a_{mn}b_{p2} & \cdots & a_{mn}b_{pq} \end{bmatrix}$$

[165] 상기 수학식 9 에서 프리코딩의 부분 행렬인 $\begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix}$ 와 $P_{M_t \times R, 1}$ 는 독립적으로 수신단으로부터 피드백될 수 있으며, 송신단은 각각의 피드백 정보를 이용하여 상기 수학식 8 또는 수학식 9 와 같이 프리코더를 구성하여 사용할 수 있다. 상기 수학식 8 또는 수학식 9 와 같은 형태를 적용하는 경우, W 는 항상 2×1 벡터의 형태로 구성되며, 아래의 수학식 11 과 같이 코드북 형태로 구성될 수 있다.

[166] 【수학식 11】

$$W \in \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j \frac{2\pi}{N} i} \end{bmatrix}, i = 0, \dots, N-1$$

[167]

[168] 상기 수학식 11 에서, N 은 코드북이 포함하고 있는 총 프리코딩 벡터의 개수를 나타내며, i 는 벡터의 인덱스로 사용될 수 있다. 피드백 오버헤드를 최소화 하면서 적절한 성능을 얻기 위해서 i 는 2, 4 또는 8 로 정하여 두고 사용할 수 있다. 또한 $P_{M_t \times R, 1}$ 은 4 전송 안테나를 위한 코드북 또는 2 전송 안테나를 위한 코드북 등으로 구성할 수 있는데, 이에 대해서 상기 표 4 또는 표 5 의 코드북(3GPP LTE 릴리즈-8/9 에서 정의되는 2 개 또는 4 개의 전송 안테나를 위한 코드북)이 사용될 수 있고, 회전(rotated) DFT 형태로도 구성할 수 있다.

[169] 또한, W 행렬을 2×2 행렬의 형태로 사용할 수도 있다. 아래의 수학식 12 는 2×2 W 행렬에 대한 일례를 나타낸 것이다.

[170] 【수학식 12】

$$P_{N_t \times 2R, n, m}(k) = \begin{bmatrix} w_1 & w_3 \\ w_2 & w_4 \end{bmatrix} \otimes P_{M_t \times R, 1} = W_n \otimes P_m, N_t = 2 \cdot M_t$$

[171]

[172] 상기 수학식 12 와 같이 구성하는 경우, $P_{M_t \times R, 1}$ 코드북의 최대 랭크가 R 인 경우에, $2R$ 의 랭크까지 코드북을 설계할 수 있다. 예를 들어, $P_{M_t \times R, 1}$ 로서 상기 표 4 의 코드북을 사용하는 경우, 상기 수학식 9 에 따르면 최대 랭크로서 4 ($R=4$) 까지만 사용할 수 있다. 한편, 상기 수학식 12 에 따르면 최대 랭크로서 8 ($2R=8$) 까지 사용할 수 있다. 따라서, 8 개의 송신안테나를 구성하는 시스

템에서 8×8 전송이 가능하도록 프리코더를 구성할 수 있다. 이때, W 는 아래의 수학식 13 과 같은 코드북의 형태로 구성될 수 있다.

[173] 【수학식 13】

$$W \in \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j\frac{2\pi}{N}i} & -e^{j\frac{2\pi}{N}i} \end{bmatrix}, i = 0, \dots, N-1$$

[174]

- 5 [175] 상기 수학식 9 및 수학식 12 의 프리코더 구성방법은 각각의 랭크에 따라서 적용을 달리할 수 있다. 예를 들면, 상기 수학식 9 의 방식은 랭크 4 이하 ($R \leq 4$)인 경우에 사용하고, 상기 수학식 12 의 방식은 랭크 5 이상 ($R \geq 5$)인 경우에 사용하도록 할 수 있다. 또는, 상기 수학식 9 의 방식은 랭크 1 ($R=1$)인 경우에만 사용하고, 나머지 (랭크 2 이상($R \geq 2$)) 경우에는 상기 수학식 12
- 10 의 방식을 사용하도록 할 수도 있다. 상기 수학식 9 및 상기 수학식 12 과 관련하여 설명한 W 와 P 는 아래의 표 6 과 같은 특성을 가지도록 피드백될 수 있다.

[176] 【표 6】

Case	W/P
Frequency granularity 1	둘 중 하나의 행렬은 subband 로 피드백 되고 나머지 하나는 wideband 로 피드백 되도록 구성할 수 있다.
Frequency granularity 2	둘 중 하나의 행렬은 best-M 밴드에 대하여 피드백 되고 나머지 하나는 wideband 로 피드백 되도록 구성 할 수 있다.
Time granularity	둘 중 하나의 행렬은 N 의 주기로 피드백 되고 나머지 하나는 M 의 주기로 피드백 되도록 구성 할 수 있다.
Feedback channel 1	둘 중 하나의 행렬은 PUSCH 로 피드백 되고 나머지 하나는 PUCCH 로 피드백 되도록 구성 할 수 있다.
Feedback channel 2	PUSCH 로 피드백 되는 경우, 둘 중 하나의 행렬 (e.g., W)은 subband 로 피드백 되고 나머지 하나의 행렬 (e.g., P)는 wideband 로 피드백 되도록 구성하고, PUCCH 로 피드백 되는 경우 W 와 P 모두 wideband 로 피드백 되도록 구성할 수

	있다.
Unequal protection	등 중 하나의 행렬 (e.g., P)는 더 신뢰도 높은 부호화율로 코딩하고 나머지 행렬 (e.g., W)는 신뢰도가 상대적으로 낮은 부호화율로 코딩하도록 구성 할 수 있다.
Alphabet restriction 1	W 행렬의 alphabet 은 BPSK 로 한정되고 P 행렬의 alphabet 은 QPSK 또는 8 PSK 로 한정되도록 구성할 수 있다.
Alphabet restriction 2	W 행렬의 alphabet 은 QPSK 로 한정되고 P 행렬의 alphabet 은 QPSK 또는 8 PSK 로 한정되도록 구성할 수 있다.

[177] 다음으로, 네스티드 특성(nested property)을 가지는 다중-코드북 기반 프리코더에 대하여 설명한다.

[178] 상기 수학식 9 및 수학식 12 의 방식을 적절히 사용하여 코드북을 구성할 수 있다. 하지만, 상황에 따라서 두 가지 조합을 사용하지 않으면 프리코더의 구성이 불가능할 수도 있다. 이와 같은 문제를 해결하기 위하여, 아래의 수학식 14 와 같이 프리코더를 구성하여 사용 할 수 있다.

[179] 【수학식 14】

$$\mathbf{P}_{N_t \times N_t, n, m} = \begin{bmatrix} w_1 & w_3 \\ w_2 & w_4 \end{bmatrix} \otimes \mathbf{P}_{M_t \times M_t} = \mathbf{W}_n \otimes \mathbf{P}_m, N_t = 2 \cdot M_t$$

[180]

[181] 상기 수학식 14 로부터 얻어진 $\mathbf{P}_{N_t \times N_t}$ 를 이용하여 랭크 값이 전송 안테나의 개수와 동일한 경우($R=N_t$)를 위한 프리코더를 구성하고, 구성된 프리코더의 열 서브셋(column subset)을 하위 랭크를 위한 프리코더로 사용할 수 있다. 이와 같은 방식으로 프리코더를 구성하는 경우, 네스티드 특성을 만족하므로 CQI 계산이 간단해질 수 있다. 상기 수학식 14 에서 $\mathbf{P}_{N_t \times N_t, n, m}$ 은 $R=N_t$ 인 경우의 프리코더를 나타낸다. 이러한 경우에, 예를 들어, $R=2$ 에 대한 프리코더는 $\mathbf{P}_{N_t \times N_t, n, m}$ 의 0 번째 및 2 번째의 열로 구성되는 서브셋이 사용될 수 있으며, 이를

$P_{N_i \times N_i, n, m}(0,2)$ 와 같이 표현할 수 있다. 여기서 $P_{M_i \times M_i}$ 는 회전(rotated) DFT 행렬 또는 다른 형태의 코드북으로 구성될 수도 있다.

[182] 한편, 개루프 환경에서 다이버시티 이득을 높이기 위하여, 전술한 방식으로 구성된 프리코더를 기반으로, 특정 자원에 따라 프리코더를 바꿔 사용하여
5 빔 다이버시티 이득을 극대화 할 수 있다. 예를 들어, 상기 수학적 식 9 의 방식에 따른 프리코더를 이용하는 경우에, 특정 자원에 따라 프리코더를 적용하는 방식을 아래의 수학적 식 15 와 같이 표현할 수 있다.

[183] 【수학적 식 15】

$$[184] \quad P_{N_i \times R, n, m}(k) = W_{k \bmod n_c} \otimes P_{k \bmod m_c}$$

10 [185] 상기 수학적 식 15 에서 k 는 특정 자원 영역을 나타내는 것이다. 특정 자원영역 k 에 대한 프리코딩 행렬은 상기 수학적 식 15 와 같이 모듈로 연산(modulo operation)에 의하여 결정되며, 여기서 n_c 와 m_c 는 각각 W 행렬과 P 행렬을 위한 코드북의 크기를 나타낼 수도 있고, 각각의 서브셋을 나타낼 수도 있다.

[186] 상기 수학적 식 15 와 같이 두 행렬 모두의 순환(cycling)을 적용하면 다이버시티 이득은 극대화시킬 수 있으나 복잡도가 증가할 수 있다. 따라서, 특정
15 행렬은 장-기간(long-term)으로 순환(cycling)을 적용하고 나머지 행렬은 단-기간(short-term)으로 순환(cycling)을 적용하도록 설정 할 수도 있다.

[187] 예를 들어, W 행렬은 물리자원블록 인덱스(PRB index)에 따라서 모듈로 연산을 수행하고, P 행렬은 서브프레임 인덱스(subframe index)에 따라서 모듈로 연산을 수행하도록 구성할 수 있다. 또는, W 행렬은 서브프레임 인덱스에 따
20 라서 모듈로 연산을 수행하고, P 행렬은 물리자원블록 인덱스에 따라서 모듈로 연산을 수행하도록 구성할 수도 있다.

[188] 다른 예로, W 행렬은 PRB 인덱스에 따라서 모듈로 연산을 수행하고, P 행렬은 서브대역 인덱스(subband index)에 따라서 모듈로 연산을 수행하도록 구성할 수 있다. 또는, W 행렬은 서브대역 인덱스에 따라서 모듈로 연산을 수행하
25 고, P 행렬은 PRB 인덱스에 따라서 모듈로 연산을 수행하도록 구성할 수도 있다.

[189] 또한, 두 개의 행렬 중 하나의 행렬만 모듈로 연산을 이용한 프리코더 순환(precoder cycling)을 적용하고, 다른 하나의 행렬은 고정된 것을 사용할 수도 있다.

[190] 8 전송 안테나를 위한 코드북 구성

[191] 확장된 안테나 구성(예를 들어, 8 전송 안테나)을 가지는 3GPP LTE 릴리즈-10 시스템에서, 기존의 3GPP LTE 릴리즈-8/9 시스템에서 사용된 피드백 방식을 확장하여 적용할 수 있다. 예를 들어, RI(Rank Indicator), PMI(Precoding Matrix Index), CQI(Channel Quality Information) 등의 채널상태정보(Channel State Information; CSI)를 피드백할 수 있다. 이하에서는, 확장된 안테나 구성을 지원하는 시스템에서 사용될 수 있는 이중 프리코더(dual precoder) 기반 피드백 코드북을 설계하는 방안에 대하여 설명한다. 이중 프리코더 기반 피드백 코드북에서, 송신단의 MIMO 전송에 사용될 프리코더를 지시하기 위해서, 수신단은 프리코딩 행렬 인덱스(PMI)를 송신단으로 전송할 수 있는데, 2 개의 서로 다른 PMI 의 조합에 의해서 프리코딩 행렬이 지시될 수 있다. 즉, 수신단은 송신단으로 2 개의 서로 다른 PMI (즉, 제 1 PMI 및 제 2 PMI)를 송신단으로 피드백하고, 송신단은 제 1 및 제 2 PMI 의 조합에 의해 지시되는 프리코딩 행렬을 결정하여 MIMO 전송에 적용할 수 있다.

[192] 이중 프리코더 기반 피드백 코드북 설계에 있어서, 8 전송 안테나 MIMO 전송, 단일사용자-MIMO (Single User-MIMO; SU-MIMO) 및 다중사용자-MIMO (Multiple User-MIMO; MU-MIMO) 지원, 다양한 안테나 구성에 대한 적합성, 코드북 설계 기준, 코드북 크기 등을 고려할 수 있다.

[193] 8 전송 안테나 MIMO 전송에 적용되는 코드북으로서, 랭크 2 보다 큰 경우에는 SU-MIMO 만을 지원하고, 랭크 2 이하에서는 SU-MIMO 및 MU-MIMO 모두에 최적화되고, 다양한 안테나 구성에 대해 적합하도록 피드백 코드북을 설계하는 것을 고려할 수 있다.

[194] MU-MIMO 의 경우에, MU-MIMO 에 참여하는 단말들이 상관 영역(correlation domain)에서 구별되도록(separated) 하는 것이 바람직하다. 따라서, MU-MIMO 를 위한 코드북은 높은 상관을 가지는 채널에서 올바르게 동작하도록 설계될 필요가 있다. DFT 벡터들은 높은 상관을 가지는 채널에서 양호한 성능을 제공하므로, 랭크-2 까지의 코드북 집합에 DFT 벡터를 포함시키는 것을 고려할 수 있다. 또한, 많은 공간 채널을 생성할 수 있는 높은 산란 전파(scattering propagation) 환경 (예를 들어, 반사파가 많은 옥내(indoor) 환경 등)에서는, MIMO 전송 방식으로 SU-MIMO 동작이 보다 적합할 수 있다. 따라서,

랭크-2 보다 큰 랭크를 위한 코드북은, 다중-레이어들을 구별하는 성능이 양호하도록 설계하는 것을 고려할 수 있다.

[195] MIMO 전송을 위한 프리코더 설계에 있어서, 하나의 프리코더 구조가 다양한 안테나 구성(낮은-상관, 높은-상관, 크로스-극성 등의 안테나 구성)에 대해서 양호한 성능을 가지도록 하는 것이 바람직하다. 8 개의 전송 안테나의 배치에 있어서, 낮은-상관 안테나 구성으로서 4λ 안테나 간격을 가지는 크로스-극성 어레이가 구성되거나, 높은-상관 안테나 구성으로서 0.5λ 안테나 간격을 가지는 ULA 가 구성되거나, 크로스-극성 안테나 구성으로서 0.5λ 안테나 간격을 가지는 크로스-극성 어레이가 구성될 수 있다. DFT 기반 코드북 구조는 높은-상관 안테나 구성에 대해서 양호한 성능을 제공할 수 있다. 한편, 크로스-극성 안테나 구성에 대해서는 블록대각행렬(block diagonal matrix)들이 보다 적합할 수 있다. 따라서, 8 전송 안테나를 위한 코드북에 대각행렬이 도입되는 경우에, 모든 안테나 구성에 대해서 양호한 성능을 제공하는 코드북을 구성할 수 있다.

[196] 코드북 설계 기준은, 전술한 바와 같이 유니터리 코드북, CM 특성, 제한된 알파벳, 적절한 코드북 크기, 네스티드 특성 등을 만족하도록 하는 것이다. 이는 3GPP LTE 릴리즈-8/9 코드북 설계에 대해 적용된 것이며, 확장된 안테나 구성을 지원하는 3GPP LTE 릴리즈-10 코드북 설계에 대해서도 이러한 코드북 설계 기준을 적용하는 것을 고려할 수 있다.

[197] 코드북 크기와 관련하여, 8 전송 안테나를 이용하는 장점을 충분하게 지원하기 위해서는 코드북 크기가 증가되어야만 한다. 낮은 상관을 가지는 환경에서 8 전송 안테나로부터 충분한 프리코딩 이득을 얻기 위해서는, 큰 크기의 코드북 (예를 들어, 랭크 1 및 랭크 2 에 대해서 4 비트가 넘는 크기의 코드북)이 요구될 수 있다. 높은 상관을 가지는 환경에서는 프리코딩 이득을 얻기 위해서 4 비트 크기의 코드북이 충분할 수 있다. 그러나, MU-MIMO 의 다중화 이득을 달성하기 위해서는, 랭크 1 및 랭크 2 를 위한 코드북 크기를 증가시킬 수 있다.

[198] 전술한 사항을 바탕으로, 8 전송 안테나를 위한 코드북의 일반적인 구조에 대하여 이하에서 설명한다.

[199] 코드북 구조 (1)

[200] 다중-단위(multi-granular) 피드백의 적용에 있어서, 8 전송 안테나를 위한 코드북을 2 개의 기저 행렬(base matrix)의 조합에 의해서 구성하는 방안

과 관련하여, 내적(inner product)을 이용하여 2 개의 기저 행렬의 조합을 구성하는 방안에 대하여 설명한다.

[201] 우선, 2 개의 기저 행렬의 내적을 이용하는 형태를 아래의 수학적식 16 과 같이 나타낼 수 있다.

5 [202] 【수학적식 16】

$$[203] \quad \mathbf{W} = \tilde{\mathbf{W}}_1 \tilde{\mathbf{W}}_2$$

[204] 8 전송 안테나를 위한 코드북이 내적의 형태로 표현되는 경우에, 제 1 기저 행렬은 공통-극성(co-polarized) 안테나 그룹을 위해서 아래의 수학적식 17 과 같이 대각 행렬로 표현될 수 있다.

10 [205] 【수학적식 17】

$$[206] \quad \tilde{\mathbf{W}}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 & 0 \\ 0 & \mathbf{W}_1 \end{bmatrix} (\mathbf{W}_1: 4 \times N)$$

[207] 또한, 제 2 기저 행렬이 극성들간의 상대적인 위상을 조절(adjust)하기 위해 사용되는 경우에, 이러한 제 2 기저 행렬은 단위 행렬(identity matrix)을 사용하여 표현될 수 있다. 8 전송 안테나를 위한 코드북의 상위 랭크에 대해서,
15 제 2 기저행렬은 아래의 수학적식 18 과 같이 표현될 수 있다. 수학적식 18 에서 제 2 기저 행렬의 첫 번째 행(row)의 계수 1 과 두 번째 행의 계수 a 또는 -a 의 관계는, 직교 극성들(orthogonal polarizations) 간의 상대적인 위상(relative phase)을 조절(adjust)을 반영할 수 있다.

[208] 【수학적식 18】

$$20 [209] \quad \tilde{\mathbf{W}}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{I} \\ a\mathbf{I} & -a\mathbf{I} \end{bmatrix} (\mathbf{I}: N \times N)$$

[210] 이에 따라, 8 전송 안테나를 위한 코드북을 제 1 기저 행렬 및 제 2 기저 행렬의 내적을 이용하여 표현하면 아래의 수학적식 19 와 같이 표현될 수 있다.

[211] 【수학적식 19】

$$[212] \quad \mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 & 0 \\ 0 & \mathbf{W}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{I} \\ a\mathbf{I} & -a\mathbf{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 & \mathbf{W}_1 \\ a\mathbf{W}_1 & -a\mathbf{W}_1 \end{bmatrix}$$

25 [213] 상기 수학적식 19 와 같이 내적을 이용하여 표현한 코드북은, 아래의 수학적식 20 과 같이 크로네커 곱을 이용하여 간단하게 표현될 수 있다.

[214] 【수학적식 20】

[215] $W = W_2 \otimes W_1 \quad (W_1 : 4 \times N, W_2 : 2 \times M)$

[216] 여기서, 코드북 W 에 포함되는 프리코딩 행렬은 4×2 개의 행 및 $N \times M$ 개의 열을 가지게 된다. 따라서, 8 전송 안테나 및 $N \times M$ 랭크의 전송에 대한 코드북으로 이용될 수 있다. 예를 들어, 8 전송 안테나 및 랭크 R 의 전송을 위한 프리코딩 코드북을 구성하는 경우에, W_2 가 $2 \times M$ 으로 구성되면 W_1 에 대한 N 값은 R/M 이 된다. 예를 들어, 8 전송 안테나 및 랭크 4의 전송을 위한 프리코딩 코드북을 구성하는 경우에, W_2 가 2×2 (즉, $M=2$) 행렬(예를 들어, 상기 수학식 13의 행렬)로 구성되면, W_1 은 4×2 (즉, $N=R/M=4/2=2$) 행렬(예를 들어, DFT 행렬)을 적용할 수 있다.

10 [217] 코드북 구조 (2)

[218] 8 전송 안테나를 위한 코드북을 2개의 기저 행렬(base matrix)의 조합에 의해서 구성하는 다른 방안에 대하여 설명한다. 2개의 기저행렬을 W_1 및 W_2 이라고 하면 코드북을 구성하는 프리코딩 행렬 W 가 $W_1 \times W_2$ 의 형태로 정의될 수

있다. 랭크 1 내지 8에 대해서 W_1 은 $\begin{bmatrix} X & 0 \\ 0 & X \end{bmatrix}$ 와 같은 블록 대각 행렬의 형태

15 를 가질 수 있다.

[219] 랭크 1 내지 4에 대해서, 블록 대각 행렬 W_1 의 블록에 해당하는 X 가 $4 \times N_b$ 크기의 행렬로 구성될 수 있다. 또한, X 에 대해서 16개의 4Tx DFT 빔이 정의될 수 있고, 빔 인덱스는 0, 1, 2, ..., 15로 부여될 수 있다. 각각의 W_1 에 대해서, 인접한(adjacent) 겹치는(overlapping) 빔들은 주파수-선택적인 프리코딩에 있어서 경계 효과(edge effect)를 감소시키기 위해 사용될 수 있다. 이에 따라, 동일하거나 상이한 W_2 에 대해서 동일한 W_1 을 사용하여 코드북이 구성되어도 여러 서브대역들에 대해서 최적의 성능이 보장될 수 있다.

[220] 랭크 1 및 2에 대해서 블록 대각 행렬 W_1 의 블록에 해당하는 X 가 4×4 (즉, $N_b=4$) 크기의 행렬로 구성될 수 있다. 랭크 1 및 랭크 2 각각에 대해서 8개의 W_1 행렬이 정의될 수 있고, 하나의 W_1 은 인접한 W_1 과 겹치는 빔들을 포함할 수 있다. 빔 인덱스가 0, 1, 2, ..., 15로 부여되는 경우에, 예를 들어, $\{0,1,2,3\}$, $\{2,3,4,5\}$, $\{4,5,6,7\}$, $\{6,7,8,9\}$, $\{8,9,10,11\}$, $\{10,11,12,13\}$, $\{12,13,14,15\}$, $\{14,15,0,1\}$ 와 같이 인접한 W_1 행렬과 일부의 빔이 겹치는 8개

의 W1 행렬이 구성될 수 있다. 예를 들어, 랭크 1 및 2 에 대한 W1 코드북은 다음의 수학식 21 과 같이 정의될 수 있다.

[221] 【수학식 21】

$$\mathbf{X}^{(n)} = \frac{1}{2} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\frac{\pi}{4}n} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j(2)\frac{\pi}{4}n} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j(3)\frac{\pi}{4}n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{j\frac{\pi}{8}} & e^{j(2)\frac{\pi}{8}} & e^{j(3)\frac{\pi}{8}} \\ 1 & e^{j(2)\frac{\pi}{8}} & e^{j(2)(2)\frac{\pi}{8}} & e^{j(3)(2)\frac{\pi}{8}} \\ 1 & e^{j(3)\frac{\pi}{8}} & e^{j(2)(3)\frac{\pi}{8}} & e^{j(3)(3)\frac{\pi}{8}} \end{bmatrix}, \quad n=0,1,2,\dots,7$$

[222] $\mathbf{W}_1^{(n)} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}^{(n)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{X}^{(n)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{CB}_1 = \{\mathbf{W}_1^{(0)}, \mathbf{W}_1^{(1)}, \mathbf{W}_1^{(2)}, \dots, \mathbf{W}_1^{(7)}\}$

5

[223] 상기 수학식 21 에서 블록 대각 행렬 $\mathbf{W}_1^{(n)}$ 의 블록에 해당하는 $\mathbf{X}^{(n)}$ 가 정의되고, 8 개의 서로 다른 W1 들로 W1 코드북(CB1)이 구성될 수 있다.

[224] 또한, W2 의 선택 및 공통-위상 성분을 고려하면, 랭크 1 에 대해서는 4 가지의 서로 다른 행렬의 선택이 가능하고 4 가지의 서로 다른 QPSK 공통-위상이 적용될 수 있으므로 총 16 개의 W2 행렬이 정의될 수 있다. 예를 들어, 랭크 1 에 대한 W2 코드북(CB₂)은 다음의 수학식 22 와 같이 구성될 수 있다.

[225] 【수학식 22】

$$\mathbf{W}_2 \in \mathbf{CB}_2 = \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{Y} \\ \mathbf{Y} \end{bmatrix}, \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{Y} \\ j\mathbf{Y} \end{bmatrix}, \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{Y} \\ -\mathbf{Y} \end{bmatrix}, \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{Y} \\ -j\mathbf{Y} \end{bmatrix} \right\}$$

[226] $\mathbf{Y} \in \left\{ \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \right\}$

[227] 랭크 2 에 대해서는 4 가지의 서로 다른 행렬의 선택이 가능하고 2 가지의 서로 다른 QPSK 공통-위상이 적용될 수 있으므로 총 8 개의 W2 행렬이 정의될 수 있다. 예를 들어, 랭크 2 에 대한 W2 코드북은 다음의 수학식 23 과 같이 정의될 수 있다.

[228] 【수학식 23】

15

$$W_2 \in CB_2 = \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} Y & Y \\ Y & -Y \end{bmatrix}, \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} Y & Y \\ jY & -jY \end{bmatrix} \right\}$$

$$Y \in \left\{ \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \right\}$$

[229]

[230] 다음으로, 랭크 3 및 4에 대해서, 블록 대각 행렬 W_1 의 블록에 해당하는 X 가 4×8 (즉, $N_b=8$) 크기의 행렬로 구성될 수 있다. 랭크 3 및 랭크 4 각각에 대해서 4개의 W_1 행렬이 정의될 수 있고, 하나의 W_1 은 인접한 W_1 과 겹치는 빔들을 포함할 수 있다. 빔 인덱스가 0, 1, 2, ..., 15로 부여되는 경우에, 예를 들어, $\{0, 1, 2, \dots, 7\}$, $\{4, 5, 6, \dots, 11\}$, $\{8, 9, 10, \dots, 15\}$, $\{12, \dots, 15, 0, \dots, 3\}$ 와 같이 인접한 W_1 행렬과 일부의 빔이 겹치는 4개의 W_1 행렬이 구성될 수 있다. 예를 들어, 랭크 3 및 4에 대한 W_1 코드북은 다음의 수학적 식 24와 같이 정의될 수 있다.

10 [231] 【수학적 식 24】

$$X^{(n)} = \frac{1}{2} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (j)^n & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (-1)^n & 0 \\ 0 & 0 & 0 & (-j)^n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{j\frac{\pi}{8}} & e^{j(2)\frac{\pi}{8}} & \dots & e^{j(7)\frac{\pi}{8}} \\ 1 & e^{j(2)\frac{\pi}{8}} & e^{j(2)(2)\frac{\pi}{8}} & \dots & e^{j(7)(2)\frac{\pi}{8}} \\ 1 & e^{j(3)\frac{\pi}{8}} & e^{j(2)(3)\frac{\pi}{8}} & \dots & e^{j(7)(3)\frac{\pi}{8}} \end{bmatrix}, \quad n=0,1,2,3$$

$$W_1^{(n)} = \begin{bmatrix} X^{(n)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & X^{(n)} \end{bmatrix}, \quad CB_1 = \{W_1^{(0)}, W_1^{(1)}, W_1^{(2)}, W_1^{(3)}\}$$

[232]

[233] 상기 수학적 식 24에서 블록 대각 행렬 $W_1^{(n)}$ 의 블록에 해당하는 $X^{(n)}$ 가 정의되고, 4개의 서로 다른 W_1 들로 W_1 코드북(CB_1)이 구성될 수 있다.

15 [234] 또한, W_2 의 선택 및 공통-위상 성분을 고려하면, 랭크 3에 대해서는 8가지의 서로 다른 행렬의 선택이 가능하고 2가지의 서로 다른 QPSK 공통-위상이 적용될 수 있으므로 총 16개의 W_2 행렬이 정의될 수 있다. 예를 들어, 랭크 3에 대한 W_2 코드북은 다음의 수학적 식 25와 같이 정의될 수 있다.

[235] 【수학적 식 25】

$$\begin{aligned}
 \mathbf{W}_2 \in \mathbf{CB}_2 &= \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ \mathbf{Y}_1 & -\mathbf{Y}_2 \end{bmatrix}, \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ j\mathbf{Y}_1 & -j\mathbf{Y}_2 \end{bmatrix} \right\} \\
 (\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2) &\in \left\{ (\mathbf{e}_1, [\mathbf{e}_1 \ \mathbf{e}_5]), (\mathbf{e}_2, [\mathbf{e}_2 \ \mathbf{e}_6]), (\mathbf{e}_3, [\mathbf{e}_3 \ \mathbf{e}_7]), (\mathbf{e}_4, [\mathbf{e}_4 \ \mathbf{e}_8]), \right. \\
 [236] \quad &\left. (\mathbf{e}_5, [\mathbf{e}_1 \ \mathbf{e}_5]), (\mathbf{e}_6, [\mathbf{e}_2 \ \mathbf{e}_6]), (\mathbf{e}_7, [\mathbf{e}_3 \ \mathbf{e}_7]), (\mathbf{e}_8, [\mathbf{e}_4 \ \mathbf{e}_8]) \right\}
 \end{aligned}$$

[237] 상기 수학식 24 에서 $\mathbf{e}_n$ 은 8×1 벡터이고, n 번째 요소가 1 의 값을 가지고 나머지 요소들은 0 값인 선택 벡터를 의미한다.

[238] 랭크 4 에 대해서는 4 가지의 서로 다른 행렬의 선택이 가능하고 2 가지의 서로 다른 QPSK 공통-위상이 적용될 수 있으므로 총 8 개의 $\mathbf{W}_2$ 행렬이 정의될 수 있다. 예를 들어, 랭크 4 에 대한 $\mathbf{W}_2$ 코드북 및 $\mathbf{W}_1$ 코드북은 다음의 수학식 26 과 같이 정의될 수 있다.

[239] 【수학식 26】

$$\mathbf{W}_2 \in \mathbf{CB}_2 = \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{Y} & \mathbf{Y} \\ \mathbf{Y} & -\mathbf{Y} \end{bmatrix}, \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{Y} & \mathbf{Y} \\ j\mathbf{Y} & -j\mathbf{Y} \end{bmatrix} \right\}$$

$$[240] \quad \mathbf{Y} \in \{[\mathbf{e}_1 \ \mathbf{e}_5], [\mathbf{e}_2 \ \mathbf{e}_6], [\mathbf{e}_3 \ \mathbf{e}_7], [\mathbf{e}_4 \ \mathbf{e}_8]\}$$

10 [241] 다음으로, 랭크 5 내지 8 에 대해서, 블록 대각 행렬 $\mathbf{W}_1$ 의 블록에 해당하는 $\mathbf{X}$ 가 4×4 크기의 DFT 행렬로 구성될 수 있고, 하나의 $\mathbf{W}_1$ 행렬이 정의될 수 있다. $\mathbf{W}_2$ 는 $\begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & -\mathbf{I} \end{bmatrix}$ 행렬과 고정된 $8 \times r$ 크기의 열 선택 행렬의 곱으로 정

의될 수 있다. 랭크 5 에 대해서 4 가지의 서로 다른 행렬의 선택이 가능하므로 4 개의 $\mathbf{W}_2$ 행렬이 정의될 수 있다. 랭크 6 에 대해서 4 가지의 서로 다른 행렬의 선택이 가능하므로 4 개의 $\mathbf{W}_2$ 행렬이 정의될 수 있다. 랭크 7 에 대해서 1

15 가지의 행렬 및 랭크 8 에 대해서 1 가지의 행렬이 선택될 수 있으므로, 랭크 7 및 8 각각에 대해서 하나의 $\mathbf{W}_2$ 행렬이 정의될 수 있다. 여기서, $\begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & -\mathbf{I} \end{bmatrix}$ 행렬

은 각각의 전송 레이어에 대한 모든 극성 그룹들이 동일하게 사용되도록 하기 위해서 도입된 것이며, 산란(scattering)이 더 심한 공간 채널을 가지는 높은

20 랭크의 전송에 대해서 양호한 성능이 기대될 수 있다. 여기서, $\mathbf{I}$ 는 단위행렬을 의미한다.

[242] 예를 들어, 랭크 5 내지 8 에 대한 $\mathbf{W}_1$ 코드북 및 $\mathbf{W}_2$ 코드북은 다음의 수학식 27 과 같이 정의될 수 있다.

[243] 【수학식 27】

$$\mathbf{X} = \frac{1}{2} \times \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & j & -1 & -j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -j & -1 & j \end{bmatrix}, \quad \mathbf{W}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{X} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{X} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{CB}_1 = \{\mathbf{W}_1\}$$

$$\mathbf{W}_2 \in \mathbf{CB}_2 = \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_4 & \mathbf{I}_4 \\ \mathbf{I}_4 & -\mathbf{I}_4 \end{bmatrix} \mathbf{Y} \right\}$$

[244]

[245] 상기 수학식 27 에서 랭크 5 내지 8 에 대한 W1 코드북은 하나의 W1 행렬만으로 구성된다. 랭크 5 내지 8 에 대한 W2 코드북에서 $\mathbf{I}_4$ 는 4×4 크기의 단위 행렬을 의미한다. 상기 수학식 27 에서 Y 행렬은, 예를 들어, 다음의 수학식 28 내지 31 과 같이 정의될 수 있다.

[246] 랭크 5 에 대한 Y 행렬은 다음의 수학식 28 과 같이 정의될 수 있다.

[247] 【수학식 28】

$$\mathbf{Y} \in \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 & \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_3 & \mathbf{e}_4 & \mathbf{e}_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_3 & \mathbf{e}_4 & \mathbf{e}_5 & \mathbf{e}_6 \end{bmatrix} \right\}$$

[248]

10 [249] 랭크 6 에 대한 Y 행렬은 다음의 수학식 28 과 같이 정의될 수 있다.

[250] 【수학식 29】

$$\mathbf{Y} \in \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 & \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_3 & \mathbf{e}_4 & \mathbf{e}_5 & \mathbf{e}_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_3 & \mathbf{e}_4 & \mathbf{e}_5 & \mathbf{e}_6 & \mathbf{e}_7 \end{bmatrix} \right\}$$

[251]

[252] 랭크 7 에 대한 Y 행렬은 다음의 수학식 28 과 같이 정의될 수 있다.

[253] 【수학식 30】

$$15 \quad [254] \quad \mathbf{Y} = [\mathbf{e}_1 \quad \mathbf{e}_2 \quad \mathbf{e}_3 \quad \mathbf{e}_4 \quad \mathbf{e}_5 \quad \mathbf{e}_6 \quad \mathbf{e}_7]$$

[255] 랭크 8 에 대한 Y 행렬은 다음의 수학식 28 과 같이 정의될 수 있다.

[256] 【수학식 31】

$$[257] \quad \mathbf{Y} = \mathbf{I}_8$$

[258] 상기 수학식 31 에서 $\mathbf{I}_8$ 은 8×8 크기의 단위행렬을 의미한다.

20 [259] 전술한 바와 같이 랭크 1 내지 8 의 각각에 대해서 정의될 수 있는 W1 의 개수를 모두 합하면, 8+8+4+4+1+1+1+1 = 28 이다.

[260] 이하에서는 전술한 내용을 바탕으로, 본 발명에서 제안하는 2 차원 능동 안테나 시스템(2 dimensional active antenna system; 2D-AAS)가 설치된 3D MIMO 시스템을 기반으로 한 기술로, 송신단이 CSI-RS(Channel State

Information Reference Signal)를 보낼 때, 일부의 안테나 포트를 이용하는 방법에 대하여 설명한다.

[261] 도 24 를 참조하여 AAS 를 활용한 안테나 시스템에 대하여 설명한다. 도 24 와 같이, LTE Rel-12 이후에 AAS 를 활용한 안테나 시스템에 대하여 논의가
5 진행되고 있다. AAS 는 각각의 안테나가 능동 회로를 포함하는 능동 안테나로 구성되어 있어서, 상황에 맞추어 안테나 패턴을 변화시킴으로써 간섭을 줄이거나, 빔포밍을 수행하는데 좀 더 효율적이다. 또한, 이러한 AAS 를 2 차원으로 구축(2D-AAS)하게 되면, 안테나 패턴 측면에서 안테나의 메인 로브(main lobe)를
10 3 차원적으로 좀 더 효율적으로 조절하여, 수신단의 위치에 따라 좀 더 적극적으로 송신빔을 변화시키는 것이 가능하다. 따라서, 2D-AAS 는 도 24 와 같이 안테나를 수직 방향과 수평 방향으로 설치되어 다량의 안테나 시스템이 구축될 수 있다.

[262] 나아가, 2D-AAS 가 도입될 경우, 송신단으로부터 수신단까지의 채널을 수신단에게 알려 주기 위해 송신단은 CSI-RS 를 송신할 필요가 있다. 이와 관련
15 하여, 기존(legacy) LTE 시스템(즉, LTE/LTE-A release 11 이하)에서는 CSI-RS 가 2 ports, 4 ports, 8 ports CSI-RS 로 설계가 되어 있다. 각각의 n -ports CSI-RS 는 한 RB 에 n 개의 자원 요소(RE)를 사용해야 한다. 따라서, 만약, 2D-AAS 의 경우, 안테나가 수직 방향으로 8 개, 수평 방향으로 8 개가 있어 전체 64 개의 안테나를 가졌다면, 기존의 방식으로는 한 RB 에 64 개의 RE 를 CSI-RS 를
20 위해서 사용해야 한다. 따라서, 안테나 개수에 따른 CSI-RS 오버헤드(overhead)가 증가하는 문제점이 발생할 수 있다. 따라서, 이러한 문제를 해결하기 위해, 일부의 CSI-RS 포트만을 사용해서 나머지 포트에서 오는 채널까지 유추하는 방안에 대하여 논의중이다.

[263] 이하, 본 발명에서는, 설명의 편의를 위하여, 2D-AAS 로부터 수신단으로
25 의 채널을 수학식 32 와 같이 크로네커 곱(kronecker product)로 나타낼 수 있음을 가정한다.

[264] 【수학식 32】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_T^{(1)} \\ \mathbf{H}_T^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{H}_T^{(j)} \\ \vdots \\ \mathbf{H}_T^{(N_R)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_V^{(1)} \otimes \mathbf{H}_H^{(1)} \\ \mathbf{H}_V^{(2)} \otimes \mathbf{H}_H^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{H}_V^{(j)} \otimes \mathbf{H}_H^{(j)} \\ \vdots \\ \mathbf{H}_V^{(N_R)} \otimes \mathbf{H}_H^{(N_R)} \end{bmatrix}$$

[265] 수학식 32 에서 $\mathbf{H}$ 는 송신단에서 수신단까지 전체 채널을 의미하고,

$\mathbf{H}_T^{(j)}$ 는 송신단에서 j 번째 수신 안테나까지 채널을 의미한다. $\mathbf{H}_V^{(j)}$ 와 $\mathbf{H}_H^{(j)}$ 는

각각 수직방향과 수평방향의 안테나 요소(또는 포트)에서 수신단의 j 번째 안

5 테나로 전송되는 채널을 의미한다. 도 24 를 참조하여 설명하면, $\mathbf{H}_V^{(j)}$ 는 A 블

록의 안테나만 존재한다고 가정하고 A 블록 안테나로부터 수신단의 j 번째 안테

나에 대한 채널을 의미하고, $\mathbf{H}_H^{(j)}$ 는 B 블록의 안테나만 존재한다고 가정하고,

B블록의 안테나로부터 수신단의 j 번째 안테나에 대한 채널을 의미한다.

[266] 이하에서는, 설명의 편의를 위해 임의의 1 개의 수신 안테나 입장에서

10 설명을 하며, 모든 과정은 다수의 수신 안테나로 구성된 경우에도 동일하게 적

용될 수 있다. 즉, 이하의 설명에서 수학식 33 과 같이 송신단에서 (j) 인덱스

를 제거한 임의의 1 개의 수신 안테나까지의 채널만을 이용해 설명한다. 다음

의 수학식 33 은 본 발명의 설명을 위한 수식이며, 실제 채널이 수학식 33 과 같

지 않아도 본 발명이 적용될 수 있다.

15 [267] 【수학식 33】

$$\mathbf{H}_T = \mathbf{H}_V \otimes \mathbf{H}_H$$

[268] 기존(legacy)의 무선 통신 시스템은 CSI-RS 를 위해 도 24 의 A 블록과

같이 수직 방향의 안테나 포트 N_V 를 가진 CSI-RS 1 개와 B 블록과 같이 수평

방향의 안테나 포트 N_H 를 가진 CSI-RS 1 개를 설정하여 2 개의 CSI-RS 를 설정

20 하는 방법이다. 그리고 수신단은 수신된 2 개의 CSI-RS 를 측정 한 뒤, 2 개의 채

널 행렬(matrix)을 수학적 식 32 와 같이 크로네커 곱(kronecker product)하여 채널을 유추해낼 수 있다. 여기서, N_v 는 수직방향의 안테나 개수이고, N_H 는 수평방향의 안테나 개수이다. 이러한 기존의 무선 통신 시스템 상의 방식은, 기존의 2, 4, 8 port CSI-RS 를 가지고도 64 port 에서 오는 채널까지도 수신단에
5 개 알려줄 수 있다는 장점이 있다.

[269] 그러나, 도 24 에서 알 수 있듯이, A 블록과 B 블록이 겹치는 부분이 있어, 2 개의 8-port CSI-RS 를 사용할 경우, 1 개의 port 를 겹쳐서 전송하게 된다. 즉, 수신단은 1 개의 port 에서 오는 채널을 두 번 수신하게 된다. 따라서, 1 개의 8-port CSI-RS 와 1 개의 7-port CSI-RS 를 보내는 방식을 고려할 수 있으나,
10 이는 현재 LTE 에 존재하지 않는 또 하나의 7-port CSI-RS 를 만들어야 하는 문제점이 있다.

[270] 따라서, 본 발명에서는 상술한 바와 같이, 수직 방향의 안테나 포트와 수평 방향의 안테나 포트에 동시에 속함에 따라 중복 전송되는 CSI-RS 1-port 를 다른 안테나 port 에 사용함으로써, 채널 추정을 용이하게 하는 방법을 제안
15 한다. 즉, 실제 채널은 수학적 식 32 와 같이 정확하게 크로네커 곱(kronecker product) 연산으로 만들어지지 않기 때문에, 본 발명에 따르는 경우 남은 CSI-RS 1port 를 더 정확한 채널 추정에 사용할 수 있다는 장점이 있다.

[271] 본 발명에 따르면, 먼저 2D-AAS 송신단에서 수평 방향의 안테나를 안테나 도메인에서 k 번째 행(row)를 선택한다. 그리고, 수직 방향의 안테나를 안테나 도메인에서 l 번째 열(column)을 선택한다. k 와 l 은 송신단과 수신단간
20 에 사전에 정해놓거나, RRC 시그널링을 하거나 또는 CSI-RS 설정(configuration) 시 알려줄 수 있다.

[272] 그리고, 송신단은 2 개의 CSI-RS 를 설정(configure)하게 될 것이다. 1 개는 N_v -port CSI-RS 이고(이하 V-CSI-RS), 다른 1 개는 N_H -port CSI-RS(이하 H-CSI-RS)이다. 이는 현재 LTE 시스템에서 수직 방향의 안테나와 수평 방향의 안테나를 1, 2, 4, 8 개로 가정하기 때문에 현재 LTE 에서 사용하고 있는
25 CSI-RS 를 재사용할 수 있다. 단, $N_v = 1$ 인 경우, N_H -port H-CSI-RS 1 개만

을 설정(configure)하고, $N_H = 1$ 인 경우, N_V -port V-CSI-RS 1 개만을 설정 (configure)한다. 따라서, 본 발명은 $N_V = 1$ 또는 $N_H = 1$ 인 경우는 제외하고, $N_V > 1$ 이며 $N_H > 1$ 인 경우에 적용되는 것이 바람직하다.

[273] 본 발명에 따라, 안테나 도메인에서 선택된 k 번째 행(row)의 안테나 포트들 N_H 개를 N_H -port H-CSI-RS 을 통해 전송하고, 안테나 도메인에서 선택된 l 번째 열(column)의 안테나 포트들에서 k 번째 안테나 포트를 제외한 $N_V - 1$ 개의 포트들을 N_V -port V-CSI-RS 를 통해 전송할 수 있다. 이 때, N_V -port V-CSI-RS 에서 사용하지 않은 1 port 는 상기 안테나 도메인에서 선택되지 않은 port 들 중 1 개의 안테나 port 를 위해 사용한다. 나아가, 선택된 특정 행에 대한 1 개의 안테나 포트(즉, k 번째 행)에 대한 정보는 송신단과 수신단간에 사전에 정해놓거나, RRC 시그널링을 하거나 또는 CSI-RS 설정시 알려줄 수 있다.

[274] 도 25 는 본 발명의 일 실시예에 따른 CSI-RS 전송 방법을 설명하기 위한 참고도이다. 도 25 에서, 수직 방향의 안테나 개수와 수평 방향의 안테나 개수는 각각 4 개씩이고, 전체 16 개의 포트가 주어지 있다. 도 25 에서 예를 들어, 송신기는 4-port CSI-RS 2 개를 지정한 뒤, 2 번째 행(row) 안테나 포트들을 4-port H-CSI-RS 를 통해 전송하고, 2 번째 열(column)의 안테나 포트들에서 2 번째 안테나 포트를 제외하고, 또 다른 4-port V-CSI-RS 를 통해 전송한다.

[275] 이 때, V-CSI-RS 에서 사용하지 않은 1 포트는 안테나 도메인에서 전체 도메인 안테나 구성에서 H-CSI-RS 및 V-CSI-RS 를 통하여 전송되지 않은 나머지 안테나 중 특정 안테나 포트에 관한 CSI-RS 를 전송할 수 있다. 도 24 에서는 (4,4) 위치에 해당하는 안테나 포트를 위해 사용하는 경우를 예시하고 있으나, 경우에 따라 미리 설정된 기준/RRC 시그널링을 통하여 설정된 특정 안테나 포트에 관한 CSI-RS 를 전송할 수 있다. 예를 들어, 선택된 안테나 포트에서 상관도가 가장 낮은 안테나 포트에 대한 CSI-RS 가 전송되거나, 선택된 안테나들로부터

터 물리적으로 가장 멀리 떨어진 안테나 포트에 대한 CSI-RS 가 전송되도록 설정될 수 있다.

[276] 또한, 본 발명에 따르면, 한 번 더 보내주게 되는(즉, 중복되는) CSI-RS 1-port 를 송신하지 않고, 송신하지 않은 CSI-RS 포트를 가진 CSI-RS 는 그 CSI-RS 1-port 를 송신한다고 가정했을 때의 송신 전력만큼 파워 부스팅(power boosting)을 해줄 수 도 있다.

[277] 즉, 안테나 도메인에서 선택된 k 번째 행(row)의 안테나 포트들 N_H 개를 N_H -port H-CSI-RS 을 통해 전송하고, 안테나 도메인에서 선택된 l 번째 열(column)의 안테나 포트들에서 k 번째 안테나 포트를 제외한 $N_V - 1$ 개의 포트들을 N_V -port V-CSI-RS 를 통해 전송한다. 이 때, N_V -port V-CSI-RS 전송시, N_V 개가 아닌 $N_V - 1$ 개의 포트들을 CDM(Code Division Multiplexing)하기 때문에 N_V 개를 CDM 할 때보다 전력이 작아지게 될 것이다. 따라서, N_V -port V-CSI-RS 를 전송시, $N_V - 1$ 개의 포트들을 CDM 하고, N_V 개의 포트들을 CDM 했을 때만큼 파워 부스팅(power boosting)을 해 준다.

[278] 보다 구체적으로 설명하면, 현재, CSI-RS 는 2 개의 RE 씩 묶여서 CDM 을 하도록 설정되어 있다. 따라서, N_V -port V-CSI-RS 를 이용하여, $N_V - 1$ 개의 포트들을 CDM 할 경우, 일부 2 개의 RE 만이 기존보다 절반의 전력(half power)을 사용하게 될 것이다. 따라서, 이 때, 낮아진 전력(power)을 가진 2 개의 RE 를 두 배의 전력으로 전송하거나, 또는 V-CSI-RS 에서 사용된 전체 RE 를

$\sqrt{\frac{N_V}{N_V - 1}}$ 만큼 파워 부스팅(power boosting)을 할 수 있다.

[279] 또한, 1 개 포트를 덜 보내는 CSI-RS 가 무엇인지 단말(UE)이 알고 있기 때문에, CSI-RS 가 어느 정도의 전력으로 파워 부스팅(power boosting)되었는지를 파악할 수 있다.

[280] 나아가, 본 발명에서는 실제 채널이 수학적 32 의 크로네커 곱 (kronecker product) 형태의 채널과 많이 상이할 경우, 송신기는 N_A -port H-CSI-RS 와 N_B -port V-CSI-RS 인 2 개의 CSI-RS 를 사용할 수 있다. 이 때, N_A 와 N_B 는 각각 $N_A \geq N_H$, $N_B \geq N_V$ 과 같은 조건을 가진다. 이 조건은 H-CSI-RS 포트에서 정의된 포트 수는 수평 방향의 안테나 개수 이상이고, V-CSI-RS 포트에서 정의된 포트 수는 수직 방향의 안테나 개수 이상임을 의미한다.

[281] 따라서, 안테나 도메인에서 선택된 k 번째 행(row)의 안테나 포트들 N_H 개를 N_A -port H-CSI-RS 를 통해 전송하고, 안테나 도메인에서 선택된 l 번째 열(column)의 안테나 포트들에서 k 번째 안테나 포트를 제외한 $N_V - 1$ 개의 포트들을 N_B -port V-CSI-RS 를 통해 전송한다. 그리고, H-CSI-RS 에서 사용하지 않은 $N_A - N_H$ 개의 포트들과 V-CSI-RS 에서 사용하지 않은 $N_B - N_V + 1$ 개의 포트들은 안테나 도메인에서 CSI-RS 로 사용되지 않은 포트들 중 $N_A - N_H + N_B - N_V + 1$ 개의 포트들을 위해 사용한다.

[282] 나아가, 선택된 $N_A - N_H + N_B - N_V + 1$ 개의 안테나 포트에 대한 정보는 송신단과 수신단간에 사전에 정해놓거나, RRC 시그널링을 하거나 또는 CSI-RS 설정(configuration)시 알려줄 수 있다.

[283] 또한, 본 발명에 따르면, 안테나 도메인에서 선택된 k 번째 행(row)의 안테나 포트들에서 l 번째 안테나 포트를 제외한 $N_H - 1$ 개의 포트들을 N_H -port H-CSI-RS 을 통해 전송하고, 안테나 도메인에서 선택된 l 번째 열(column)의 안테나 포트들 N_V 개를 N_V -port V-CSI-RS 를 통해 전송되는 경우에도 적용될 수 있다. 이 때, N_H -port H-CSI-RS 에서 사용하지 않은 1 port 는 안테나 도메인에서 전체 도메인 안테나 구성에서 H-CSI-RS 및 V-CSI-RS 를 통하여 전송되지 않은 나머지 안테나 중 특정 안테나 포트에 관한 CSI-RS 를 전송할 수 있

다. 나아가, 선택된 특정 행에 대한 1 개의 안테나 포트(즉, k 번째 행)에 대한 정보는 송신단과 수신단간에 사전에 정해놓거나, RRC 시그널링을 하거나 또는 CSI-RS 설정시 알려줄 수 있다.

[284] 또한, 안테나 도메인에서 선택된 k 번째 행(row)의 안테나 포트들에서
 5 l 번째 안테나 포트를 제외한 $N_H - 1$ 개의 포트들을 N_H -port H-CSI-RS 을 통해 전송하고, 안테나 도메인에서 선택된 l 번째 열(column)의 안테나 포트들 N_V 개를 N_V -port V-CSI-RS 를 통해 전송할 때 파워 부스팅이 될 수 도 있다.
 즉, N_H -port H-CSI-RS 전송시, N_H 개가 아닌 $N_H - 1$ 개의 포트들을 CDM 하기 때문에 N_H 개를 CDM 할 때보다 전력이 작아지게 될 것이다. N_H -port H-CSI-
 10 RS 를 전송시, $N_H - 1$ 개의 포트들을 CDM 하고, N_H 개의 포트들을 CDM 했을 때 만큼 파워 부스팅(power boosting)을 해 준다.

[285] 보다 구체적으로 설명하면, 상술한 바와 같이 현재 CSI-RS 는 2 개의 RE
 씩 묶여서 CDM 을 하도록 설정되어 있으므로, N_H -port H-CSI-RS 를 이용하여,
 $N_H - 1$ 개의 포트들을 CDM 할 경우, 일부 2 개의 RE 만이 기존보다 절반의 전력
 15 (half power)을 사용하게 될 것이다. 따라서, 이 때, 낮아진 전력(power)을 가진 2 개의 RE 를 두 배의 전력으로 전송하거나, 또는 H-CSI-RS 에서 사용된 전체

RE 를 $\sqrt{\frac{N_H}{N_H - 1}}$ 만큼 파워 부스팅(power boosting)을 할 수 있다.

[286] 상술한 바와 마찬가지로, 1 개 포트를 덜 보내는 CSI-RS 가 무엇인지 단
 말(UE)이 알고 있기 때문에, CSI-RS 가 어느 정도의 전력으로 파워 부스팅
 20 (power boosting)되었는지를 파악할 수 있다.

[287] 나아가, 본 발명에서는 실제 채널이 수학식 32 의 크로네커 곱
 (kronecker product) 형태의 채널과 많이 상이할 경우, 송신기는 N_A -port H-

CSI-RS 와 N_B -port V-CSI-RS 인 2 개의 CSI-RS 를 사용한다. 이 때, N_A 와 N_B 는 각각 $N_A \geq N_H$, $N_B \geq N_V$ 과 같은 조건을 가진다.

[288] 따라서, 안테나 도메인에서 선택된 k 번째 행(row)의 안테나 포트들에서 l 번째 안테나 포트를 제외한 $N_H - 1$ 개의 포트들을 N_A -port H-CSI-RS 을 통해 전송하고, 안테나 도메인에서 선택된 l 번째 열(column)의 안테나 포트들 N_V 개를 N_B -port V-CSI-RS 를 통해 전송한다. 그리고, H-CSI-RS 에서 사용하지 않은 $N_A - N_H + 1$ 개의 포트들과 V-CSI-RS 에서 사용하지 않은 $N_B - N_V$ 개의 포트들은 안테나 도메인에서 CSI-RS 로 사용되지 않은 포트들 중 $N_A - N_H + N_B - N_V + 1$ 개의 포트들을 위해 사용한다.

[289] 나아가, 선택된 $N_A - N_H + N_B - N_V + 1$ 개의 안테나 포트에 대한 정보는 송신단과 수신단간에 사전에 정해놓거나, RRC 시그널링을 하거나 또는 CSI-RS 설정(configuration)시 알려줄 수 있다.

[290] 이상에서는, CSI-RS 를 중심으로 본 발명을 설명하였으나, 이하에서는 CRS 을 중심으로 본 발명의 적용에 대하여 설명한다. 현재 LTE 무선 통신 시스템에서는 CSI-RS 이외에도 CRS 가 정의되어 있다.

[291] 즉, 이하에서는 참조 신호 오버헤드(RS overhead)를 줄이고자, UE 의 CSI 측정을 위해서, 기지국과 UE 는 CSI-RS 와 CRS 를 모두 활용하여 채널을 조합해내는 방법을 제안한다.

[292] 기지국과 UE 는, CSI-RS 포트들과 CRS 포트들을 이용하여 채널을 측정(estimation)한 뒤, CSI-RS 포트들로부터 얻은 채널과 CRS 포트들로부터 얻은 채널을 조합하여, 전체 채널을 추정한다. 이러한 채널을 조합하는 방법은 기지국과 UE 사이에 사전에 정의하거나, 또는 RRC 시그널링으로 반-정적(semi-static)하게 정의될 수 있다. 여기서, 채널을 조합하는 일 예를 설명하면, CSI-RS 포트들로부터 얻은 채널과 CRS 포트들로부터 얻은 채널을 수학적 식 33 에서 나타난 바와 같이 크로네커 곱(kronecker product)을 통하여 최종 채널이 조합될 수 있다.

[293] 따라서, 본 발명에서 제안하는, CSI-RS 와 CRS 를 동시에 이용하여 채널을 조합하는 방법의 일 예로, 수직 방향의 채널은 CSI-RS 포트를 이용하여 전송하고, 수평 방향의 채널은 CRS 포트를 이용하여 전송할 수 있다. 그리고, UE 는 CSI-RS 포트들로부터 얻은 채널과 CRS 포트들로부터 얻은 채널을 조합하여 전체 채널을 추정할 수 있다(예를 들어, CSI-RS 에 기반한 수직 방향 채널과 CRS 에 기반한 수평 방향 채널을 크로네커 곱(kronecker product)하여 전체 채널을 추정). 그리고 이와 같이 조합된 채널을 바탕으로 UE 는 RI, PMI, CQI 를 계산해서 기지국으로 피드백할 수 있다.

[294] 도 26 은 본 발명의 CSI-RS 및 CRS 를 이용한 채널 추정의 일 실시예를 설명하기 위한 참고도이다. 도 26 을 참조하면, 기지국은 수직 블록(이하, V 블록)을 위한 하나의 8 port CSI-RS 와 수평 블록(이하, H 블록)을 위한 하나의 4 port CRS 를 UE 에 대하여 설정한다. UE 는 설정된 8 port CSI-RS 로부터 V 블록에 대한 채널 $\mathbf{H}_V$ 를 추정해내고, 4 port CRS 로부터 H 블록에 대한 채널 $\mathbf{H}_H$ 을 추정해낸다. 그런 뒤, UE 는 두 채널을 크로네커 곱(kronecker product)하여 전체 채널 $\mathbf{H}_V \otimes \mathbf{H}_H$ (또는 $\mathbf{H}_H \otimes \mathbf{H}_V$) 을 추정한다. 따라서, 단말은 조합된 전체 채널을 바탕으로 RI, PMI, CQI 를 계산하여 기지국에게 피드백할 수 있다. 도 26 에서는 설명의 편의를 위하여, V블록 및 H블록에 있는 안테나 포트들을 이용하는 경우를 중심으로 설명하였으나, 본 발명은 V블록이 아닌 수직 방향 블록의 안테나 포트들 및 H블록이 아닌 수평 방향 블록의 안테나 포트들을 이용하는 경우에도 본 발명이 적용됨은 자명할 것이다.

[295] 또한, 본 발명은 수평 방향의 채널은 CSI-RS 포트를 이용하여 전송하고, 수직 방향의 채널은 CRS 포트를 이용하여 전송하는 경우에도 적용될 수 있다. 즉, 그리고, UE 는 CSI-RS 포트들로부터 얻은 수평 방향의 채널과 CRS 포트들로부터 얻은 수직 방향의 채널을 조합하여 전체 채널을 추정할 수 있다(예를 들어, 크로네커 곱(kronecker product)을 이용하여 추정). 그리고 이렇게 조합된 전체 채널을 바탕으로 UE 는 RI, PMI, CQI 를 계산해서 기지국으로 피드백할 수 있다.

[296] 도 27 은 본 발명의 CSI-RS 및 CRS 를 이용한 채널 추정의 다른 실시예를 설명하기 위한 참고도이다. 도 27 을 참고로 설명하면, 기지국은 수평 블록(이하, H 블록)을 위한 하나의 8 port CSI-RS 및 수직 블록(이하, V 블록)을 위한

하나의 4 port CRS 를 단말에 설정한다. UE 는 설정된 8 port CSI-RS 로부터 H 블록에 대한 채널 $\mathbf{H}_H$ 를 추정해내고, 4 port CRS 로부터 V 블록에 대한 채널 $\mathbf{H}_V$ 을 추정해낸다. 그런 뒤, UE 는 두 채널을 크로네커 곱(kronecker product)하여 전체 채널 $\mathbf{H}_V \otimes \mathbf{H}_H$ (또는 $\mathbf{H}_H \otimes \mathbf{H}_V$)을 추정한다 따라서, UE 는 조합된 전체

5 채널에 기반하여 RI, PMI, CQI 를 계산하여 기지국에게 피드백할 수 있다. 도 27 에서는 설명의 편의를 위하여, V 블록 및 H 블록에 있는 안테나 포트들을 이용하는 경우를 중심으로 설명하였으나, 본 발명은 V 블록이 아닌 수직 방향 블록의 안테나 포트들 및 H 블록이 아닌 수평 방향 블록의 안테나 포트들을 이용하는 경우에도 본 발명이 적용됨은 자명할 것이다.

10 [297] 또한, 도 26 과 도 27 에 기반하여 상술한 서로 상이한 방향의 채널 블록에 대한 8 port CSI-RS 와 4 port CRS 를 이용한 채널 추정 방법은, 경우에 따라 유효하지 않을 수 있다. 예를 들어, CRS port 수가 4 port 까지 정의되어 있는바, 수직, 수평 방향의 안테나 포트가 모두 4 개보다 클 경우, 상술한 채널 추정 방법을 그대로 적용하기 어려울 수 있다.

15 [298] 도 28 은 수직, 수평 방향의 안테나 포트들의 개수가 모두 4 을 초과하는 경우를 설명하기 위한 참고도이다.

[299] 도 28 을 참조하여, 본 발명의 또 다른 실시예에 따르면, 하나의 수평 방향 안테나 블록에 포함된 모든 안테나 포트들 가운데, 일부 특정 안테나 포트들을 위하여 CRS 를 사용하고, 상기 수평 방향의 안테나 블록에서 상기 일부 특정

20 정 안테나 포트들을 제외한 나머지 안테나 포트들과 하나의 수직 방향 안테나 블록의 안테나 포트들을 위하여 CSI-RS 를 사용함을 제안한다. 또는 반대로, 하나의 수직 방향 안테나 블록에 포함된 모든 안테나 포트들 가운데, 일부 특정 안테나 포트들을 위하여 CRS 를 사용하고, 상기 수직 방향의 안테나 블록에서 상기 일부 특정 안테나 포트들을 제외한 나머지 안테나 포트들과 하나의 수평

25 방향 안테나 블록의 안테나 포트들을 위하여 CSI-RS 를 사용할 수도 있다. 그리고, UE 는 CRS 와 CSI-RS 를 이용하여 얻은 채널들을 조합한 뒤, 전체 채널을 추정할 수 있으며, UE 는 이를 바탕으로 RI, PMI, CQI 를 계산해서 피드백할 수 있다.

[300] 도 28 를 참조하여 설명하면, 수평 블록(이하, H 블록)을 위해서 하나의 4 port CRS 를, H2 블록을 위해서 하나의 4 port CSI-RS 를 기지국이 UE 에게 설정하고, 수직 블록(이하, V 블록)을 위해서 하나의 8 port CSI-RS 를 기지국이 설정한다. UE 는 설정된 4 port CRS 와 4 port CSI-RS 로부터 H 블록과 H2 블록에 대한 채널 $\mathbf{H}_H$ 를 추정해내고, 8 port CSI-RS 로부터 V 블록에 대한 채널 $\mathbf{H}_V$ 을 추정해낸다. 그런 뒤, UE 는 두 채널을 크로네커 곱(kronecker product) 하여 전체 채널 $\mathbf{H}_V \otimes \mathbf{H}_H$ (또는 $\mathbf{H}_H \otimes \mathbf{H}_V$) 를 추정한다. 따라서, UE 는 이를 바탕으로 RI, PMI, CQI 를 계산하여 기지국에게 피드백할 수 있다. 도 28 에서는 설명의 편의를 위하여, V 블록, H 블록 및 H2 블록 에 있는 안테나 포트들을 이용하는 경우를 중심으로 설명하였으나, 본 발명은 V 블록이 아닌 수직 방향 블록의 안테나 포트들 및 H블록 및 H2블록이 아닌 수평 방향 블록의 안테나 포트들을 이용하는 경우에도 본 발명이 적용됨은 자명할 것이다.

[301] 나아가, 도 26 내지 도 28 을 참조하여 설명한 본 발명의 실시예들에 따르면, 수직 방향의 안테나 포트들과 수평 방향의 안테나 포트들이 겹치는 안테나 포트가 하나씩 존재하게 된다.

[302] 이와 같이 수직 방향의 안테나 포트와 수평 방향의 안테나 포트가 겹치는 안테나 포트를 위해서, 수직 방향과 수평 방향이 겹치도록 참조 신호를 설정해줄 수도 있으나, 수직 방향 혹은 수평 방향의 안테나 포트 중 한 개의 포트를 사용하지 않을 수도 있다. 또는, 수평 방향과 수직 방향이 겹치는 포트를, 다른 포트를 위하여 사용할 수 도 있다.

[303] 예를 들어, 도 28 를 보면, V 블록과 H 블록이 하나의 포트를 공통으로 사용하게 된다. 즉, V블록을 위해 사용된 4 port CRS 의 한 포트와 H블록을 위해 사용된 8 port CSI-RS 의 한 포트가 겹치게 된다. 따라서, 기지국은, 겹치는 두 개의 포트 중 하나의 포트에 대한 파워(power)를 '0' 으로 설정하여 이를 송신하지 않을 수도 있다. 또는, 도 28 에서 기지국은 V 블록, H 블록, H2 블록 이외의 안테나 포트를, 겹치는 두 개의 포트 중 한 개의 포트를 이용하여 참조 신호를 전송할 수 도 있다. 나아가, 이러한 설정은 기지국과 UE 사이에 사전에 정의될 수 있으나, RRC 시그널링을 이용하여 반-정적(semi static)하게 변경할 수 있다.

[304] 나아가, 본 발명은 상술한 본 발명의 실시예들의 적용 여부를 RRC 시그널링을 통하여 (반-정적으로) 지정해 줄 수도 있다.

[305] 보다 구체적으로, 본 발명의 실시예의 적용 여부를 RRC 시그널링하는 방법에 대하여 설명하면, 기존 LTE 와 관련한 표준 상에 정의된 CSI-RS 설정(CSI-RS configuration)을 살펴보면, CSI-RS 와 quasi co located 되어 있는 CRS port 를 지정해 주도록 정의되어 있다. 즉, LTE Release 11 을 위한 표준 문서인 3GPP TS 36.331 상에서, non zero power CSI-RS configuration 는 표 7 과 같이 정의되어 있다.

[306] 【표 7】

```

-- ASN1START
CSI-RS-ConfigNZP-r11 ::= SEQUENCE {
    csi-RS-ConfigNZPId-r11 CSI-RS-ConfigNZPId-r11,
    antennaPortsCount-r11 ENUMERATED {an1, an2, an4, an8},
    resourceConfig-r11 INTEGER (0..31),
    subframeConfig-r11 INTEGER (0..154),
    scramblingIdentity-r11 INTEGER (0..503),
    qcl-CRS-Info-r11 SEQUENCE {
        qcl-ScramblingIdentity-r11 INTEGER (0..503),
        crs-PortsCount-r11 ENUMERATED {n1, n2, n4, spare1},
        mbsfn-SubframeConfigList-r11 CHOICE {
            release NULL,
            setup SEQUENCE {
                subframeConfigList MBSFN-SubframeConfigList
            }
        }
    }
}
-- ASN1STOP
OPTIONAL -- Need ON
OPTIONAL, -- Need OR

```

[307] 표 7 에서, qcl-CRS-Info-r11 는, CSI-RS 설정에서 지정되는 CSI-RS 과 quasi co-located 되어 있는 CRS 정보를 나타낸다. 따라서, 본 발명의 실시예들을 적용할 경우, CSI-RS 와 CRS 를 통해 측정된 채널을 함께 조합하여 전체 채널을 추정한다고(예를 들어, kronecker product) 가정하면, 어떤 CSI-RS 와 어떤 CRS 가 서로 엮여(binding) 있는지 기지국이 UE 에게 설정해 주어야 한다. 따라서, 기지국은 CSI-RS 와 CRS 에 대하여 아래에 나타난 방안 A 내지 방안 C 를 지시할 수 있다.

- 방안 A: CSI-RS 설정에서 지정한 CSI-RS 와 quasi co-located 된 CRS 가 서로 채널 조합을 추정하는 방안

- 방안 B: CSI-RS 와 CRS 의 채널을 조합하여 채널을 추정하는 경우, CRS 는 서빙 셀(serving cell)의 CRS 로 지정

- 방안 C: 방안 A 와 방안 B 을 미리 약속하고, RRC 시그널링을 통하여 반-정적으로 적용

[308] 도 29 는 본 발명에 따른 기지국 장치 및 단말 장치의 구성을 도시한 도면이다.

5 [309] 도 29 를 참조하여 본 발명에 따른 기지국 장치(2910)는, 수신모듈(2911), 전송모듈(2912), 프로세서(2913), 메모리(2914) 및 복수개의 안테나(2915)를 포함할 수 있다. 복수개의 안테나(2915)는 MIMO 송수신을 지원하는 기지국 장치를 의미한다. 수신모듈(2911)은 단말로부터의 상향링크 상의 각종 신호, 데이터 및 정보를 수신할 수 있다. 전송모듈(2912)은 단말로의 하향링크 상의 각종 신호, 데이터 및 정보를 전송할 수 있다. 프로세서(2913)는 기지국 장치(2910) 전반의 동작을 제어할 수 있다.

[310] 본 발명의 일 실시예에 따른 기지국 장치(2910)는 하향링크 신호를 전송하도록 구성될 수 있다. 또한, 기지국 장치의 메모리(2914)는 프리코딩 행렬들을 포함하는 코드북을 저장할 수 있다. 또한, 기지국 장치의 프로세서(2913)는, 수신 모듈(2911)을 통하여 단말로부터 제 1 및 제 2 프리코딩행렬지시자(PMI)를 수신하도록 구성될 수 있다. 또한, 프로세서(2913)는, 제 1 PMI 가 지시하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 1 코드북으로부터 제 1 행렬(W1)을 결정하고, 상기 제 2 PMI 가 지시하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 2 코드북으로부터 제 2 행렬(W2)을 결정하도록 구성될 수 있다. 또한, 프로세서(2913)는, 제 1 행렬(W1) 및 제 2 행렬(W2)에 기초하여 프리코딩 행렬(W)를 결정하도록 구성될 수 있다. 또한, 프로세서(2913)는, 하향링크 신호가 매핑되는 하나 이상의 레이어에 상기 결정된 프리코딩 행렬(W)을 이용하여 프리코딩을 수행하도록 구성될 수 있다. 또한, 프로세서(2913)는, 프리코딩된 신호를 상기 전송 모듈(2912)을 통하여 상기 단말로 전송하도록 구성될 수 있다. 여기서, 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 블록 대각 행렬(block diagonal matrix)로 구성되고, 하나의 블록은 다른 하나의 블록에 비하여 소정의 위상 값이 곱해진 형태를 가질 수 있다.

[311] 기지국 장치(2910)의 프로세서(2913)는 그 외에도 기지국 장치(2910)가 수신한 정보, 외부로 전송할 정보 등을 연산 처리하는 기능을 수행하며, 메모리

(2914)는 연산 처리된 정보 등을 소정시간 동안 저장할 수 있으며, 버퍼(미도시) 등의 구성요소로 대체될 수 있다.

[312] 도 29 를 참조하여 본 발명에 따른 단말 장치(2920)는, 수신모듈(2921), 전송모듈(2922), 프로세서(2923), 메모리(2924) 및 복수개의 안테나(2925)를 포함할 수 있다. 복수개의 안테나(2925)는 MIMO 송수신을 지원하는 단말 장치를 의미한다. 수신모듈(2921)은 기지국으로부터의 하향링크 상의 각종 신호, 데이터 및 정보를 수신할 수 있다. 전송모듈(2922)은 기지국으로의 상향링크 상의 각종 신호, 데이터 및 정보를 전송할 수 있다. 프로세서(2923)는 단말 장치(2920) 전반의 동작을 제어할 수 있다.

[313] 본 발명의 일 실시예에 따른 단말 장치(2920)는, 하향링크 신호를 수신 및 처리하도록 구성될 수 있다. 또한, 단말 장치의 메모리(2914)는, 프리코딩 행렬들을 포함하는 코드북을 저장할 수 있다. 또한, 단말 장치의 프로세서(2923)는, 전송 모듈(2922)을 통하여 기지국으로 제 1 및 제 2 프리코딩행렬지시자(PMI)를 전송하도록 구성될 수 있다. 또한, 프로세서(2923)는, 수신 모듈(2921)을 통하여 하향링크 신호를 수신하도록 구성될 수 있다. 여기서, 단말이 수신하는 하향링크 신호는 기지국에 의해서 프리코딩 행렬(W)을 이용하여 프리코딩이 수행된 하향링크 신호에 해당한다. 즉, 기지국에 의해서 하향링크 신호가 매핑되는 하나 이상의 레이어에 프리코딩이 수행될 수 있다. 여기서, 프리코딩 행렬(W)은 제 1 PMI 가 지시하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 1 코드북으로부터 결정된 제 1 행렬(W1) 및 상기 제 2 PMI 가 지시하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 2 코드북으로부터 결정된 제 2 행렬(W2)에 기초하여 결정될 수 있다. 또한, 프로세서(2923)는, 프리코딩 행렬(W)을 이용하여 상기 수신된 하향링크 신호를 처리하도록 구성될 수 있다. 여기서, 상기 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 블록 대각 행렬(block diagonal matrix)로 구성되고, 하나의 블록은 다른 하나의 블록에 비하여 소정의 위상 값이 곱해진 형태를 가질 수 있다.

[314] 단말 장치(2920)의 프로세서(2923)는 그 외에도 단말 장치(2920)가 수신한 정보, 외부로 전송할 정보 등을 연산 처리하는 기능을 수행하며, 메모리(2924)는 연산 처리된 정보 등을 소정시간 동안 저장할 수 있으며, 버퍼(미도시) 등의 구성요소로 대체될 수 있다.

[315] 위와 같은 기지국 장치 및 단말 장치의 구체적인 구성은, 전술한 본 발명의 다양한 실시예에서 설명한 사항들이 독립적으로 적용되거나 또는 2 이상의 실시예가 동시에 적용되도록 구현될 수 있으며, 중복되는 내용은 명확성을 위하여 설명을 생략한다.

5 [316] 또한, 도 29에 대한 설명에 있어서 기지국 장치(2910)에 대한 설명은 하향링크 전송 주체 또는 상향링크 수신 주체로서의 중계기 장치에 대해서도 동일하게 적용될 수 있고, 단말 장치(2920)에 대한 설명은 하향링크 수신 주체 또는 상향링크 전송 주체로서의 중계기 장치에 대해서도 동일하게 적용될 수 있다.

10 [317] 상술한 본 발명의 실시예들은 다양한 수단을 통해 구현될 수 있다. 예를 들어, 본 발명의 실시예들은 하드웨어, 펌웨어(firmware), 소프트웨어 또는 그것들의 결합 등에 의해 구현될 수 있다.

[318] 하드웨어에 의한 구현의 경우, 본 발명의 실시예들에 따른 방법은 하나 또는 그 이상의 ASICs(Application Specific Integrated Circuits), DSPs(Digital Signal Processors), DSPDs(Digital Signal Processing Devices),
15 PLDs(Programmable Logic Devices), FPGAs(Field Programmable Gate Arrays), 프로세서, 컨트롤러, 마이크로 컨트롤러, 마이크로 프로세서 등에 의해 구현될 수 있다.

[319] 펌웨어나 소프트웨어에 의한 구현의 경우, 본 발명의 실시예들에 따른 방법은 이상에서 설명된 기능 또는 동작들을 수행하는 모듈, 절차 또는 함수 등의 형태로 구현될 수 있다. 소프트웨어 코드는 메모리 유닛에 저장되어 프로세서에 의해 구동될 수 있다. 상기 메모리 유닛은 상기 프로세서 내부 또는 외부에 위치하여, 이미 공지된 다양한 수단에 의해 상기 프로세서와 데이터를 주고 받을 수 있다.

25 [320] 상술한 바와 같이 개시된 본 발명의 바람직한 실시예들에 대한 상세한 설명은 당업자가 본 발명을 구현하고 실시할 수 있도록 제공되었다. 상기에서는 본 발명의 바람직한 실시예들을 참조하여 설명하였지만, 해당 기술 분야의 숙련된 당업자는 본 발명의 영역으로부터 벗어나지 않는 범위 내에서 본 발명을 다양하게 수정 및 변경시킬 수 있음을 이해할 수 있을 것이다. 예를 들어, 당업자는 상술한 실시예들에 기재된 각 구성을 서로 조합하는 방식으로 이용할 수 있다. 따라서, 본 발명은 여기에 나타난 실시형태들에 제한되려는 것이 아니라,
30

여기서 개시된 원리들 및 신규한 특징들과 일치하는 최광의 범위를 부여하려는 것이다.

[321] 본 발명은 본 발명의 정신 및 필수적 특징을 벗어나지 않는 범위에서 다른 특정한 형태로 구체화될 수 있다. 따라서, 상기의 상세한 설명은 모든 면에서 제한적으로 해석되어서는 아니 되고 예시적인 것으로 고려되어야 한다. 본 발명의 범위는 첨부된 청구항의 합리적 해석에 의해 결정되어야 하고, 본 발명의 등가적 범위 내에서의 모든 변경은 본 발명의 범위에 포함된다. 본 발명은 여기에 나타난 실시형태들에 제한되려는 것이 아니라, 여기서 개시된 원리들 및 신규한 특징들과 일치하는 최광의 범위를 부여하려는 것이다. 또한, 특허청구범위에서 명시적인 인용 관계가 있지 않은 청구항들을 결합하여 실시예를 구성하거나 출원 후의 보정에 의해 새로운 청구항으로 포함할 수 있다.

【산업상이용가능성】

[322] 상술한 바와 같은 다중 안테나 지원 무선 통신 시스템에서 참조 신호를 전송하는 방법 및 장치는 3GPP LTE 시스템에 적용되는 예를 중심으로 설명하였으나, 3GPP LTE 시스템 이외에도 다양한 무선 통신 시스템에 적용하는 것이 가능하다.

【청구의범위】

【청구항 1】

다중 안테나를 지원하는 무선 통신 시스템에서 단말의 채널 추정 방법에 있어서,

5 다수의 제 1 도메인 안테나들에 대한 채널 상태 정보-참조 신호(Channel State Information-Reference Signal, CSI-RS) 및 다수의 제 2 도메인 안테나들에 대한 셀-특정 참조 신호(Cell-Specific Reference Signal, CRS)를 수신하는 단계; 및

상기 CSI-RS로부터 추정된 제 1 도메인 안테나들에 대한 제 1 채널 및
10 상기 CRS로부터 추정된 제 2 도메인 안테나들에 대한 제 2 채널에 기반하여 전체 채널을 추정하는 단계를 포함하는,

채널 추정 방법.

【청구항 2】

제 1 항에 있어서,

15 상기 전체 채널은,

상기 제 1 채널 및 상기 제 2 채널의 크로네커 곱(kronecker product)에 의하여 결정되는 것을 특징으로 하는,

채널 추정 방법.

【청구항 3】

20 제 1 항에 있어서,

상기 제 1 도메인 안테나가 수직 도메인 안테나인 경우, 상기 제 2 도메인 안테나는 수평 도메인 안테나이며,

상기 제 1 도메인 안테나가 수평 도메인 안테나인 경우, 상기 제 2 도메인 안테나는 수직 도메인 안테나인 것을 특징으로 하는,

25 채널 추정 방법.

【청구항 4】

제 1 항에 있어서,

상기 CSI-RS 및 상기 CRS는,

RRC(Radio Resource Control) 시그널링을 통하여 설정되는 것을 특징으로
30 로 하는,

채널 추정 방법.

【청구항 5】

제 1 항에 있어서,

상기 CRS 는,

- 5 상기 CSI-RS 와 Quasi co-Located 된 CRS 인 것을 특징으로 하는,
채널 추정 방법.

【청구항 6】

제 1 항에 있어서,

상기 CRS 는,

- 10 서빙 셀의 CRS 인 것을 특징으로 하는,
채널 추정 방법.

【청구항 7】

제 1 항에 있어서,

상기 전체 채널에 대한 채널 상태 정보를 기지국으로 피드백하는 단계

- 15 를 더 포함하는,

채널 추정 방법.

【청구항 8】

다중 안테나를 지원하는 무선 통신 시스템에서 단말의 채널 추정 방법
에 있어서,

- 20 다수의 수직 안테나들 및 제 1 수평 안테나들에 대한 채널 상태 정보-
참조 신호(Channel State Information-Reference Signal, CSI-RS) 및 제 2 수평
안테나들에 대한 셀-특정 참조 신호(Cell-Specific Reference Signal, CRS)를
수신하는 단계; 및

상기 CSI-RS 로부터 추정된 수직 안테나 채널 및 상기 CSI-RS 와 상기

- 25 CRS 로부터 추정된 수평 안테나 채널에 기반하여, 전체 채널을 추정하는 단계를
포함하는,

채널 추정 방법.

【청구항 9】

제 8 항에 있어서,

- 30 상기 전체 채널은,

상기 수직 안테나 채널 및 상기 수평 안테나 채널의 크로네커 곱 (kronecker product)에 의하여 결정되는 것을 특징으로 하는,

채널 추정 방법.

【청구항 10】

- 5 다중 안테나를 지원하는 무선 통신 시스템에서 채널 추정을 수행하는 단말에 있어서,
- 무선 주파수 유닛; 및
- 프로세서를 포함하며,
- 상기 프로세서는, 다수의 제 1 도메인 안테나들에 대한 채널 상태 정보
- 10 -참조 신호(Channel State Information-Reference Signal, CSI-RS) 및 다수의 제 2 도메인 안테나들에 대한 셀-특정 참조 신호(Cell-Specific Reference Signal, CRS)를 수신하며, 상기 CSI-RS로부터 추정된 제 1 도메인 안테나들에 대한 제 1 채널 및 상기 CRS로부터 추정된 제 2 도메인 안테나들에 대한 제 2
- 채널에 기반하여 전체 채널을 추정하도록 구성된
- 15 단말.

FIG. 1

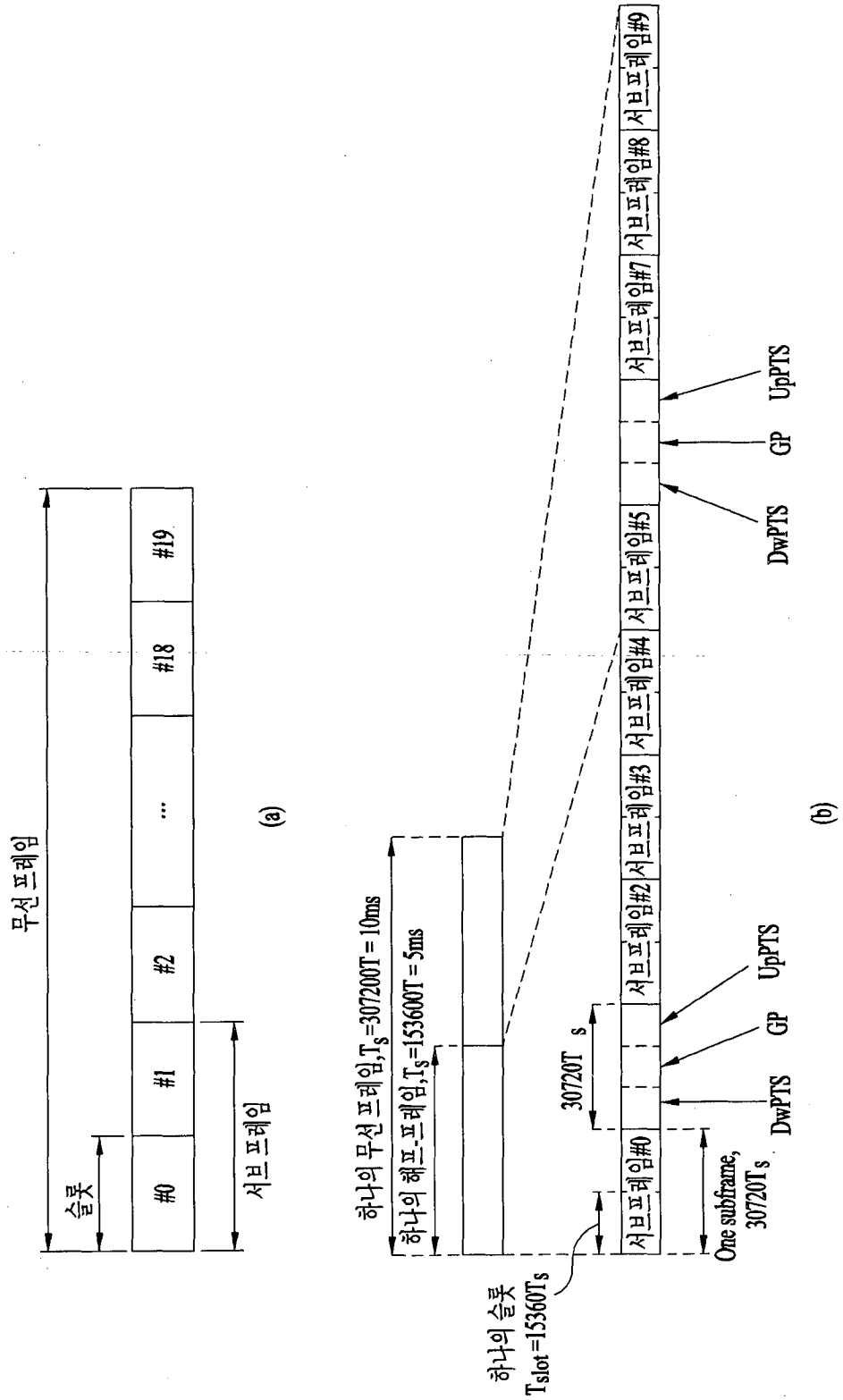


FIG. 2

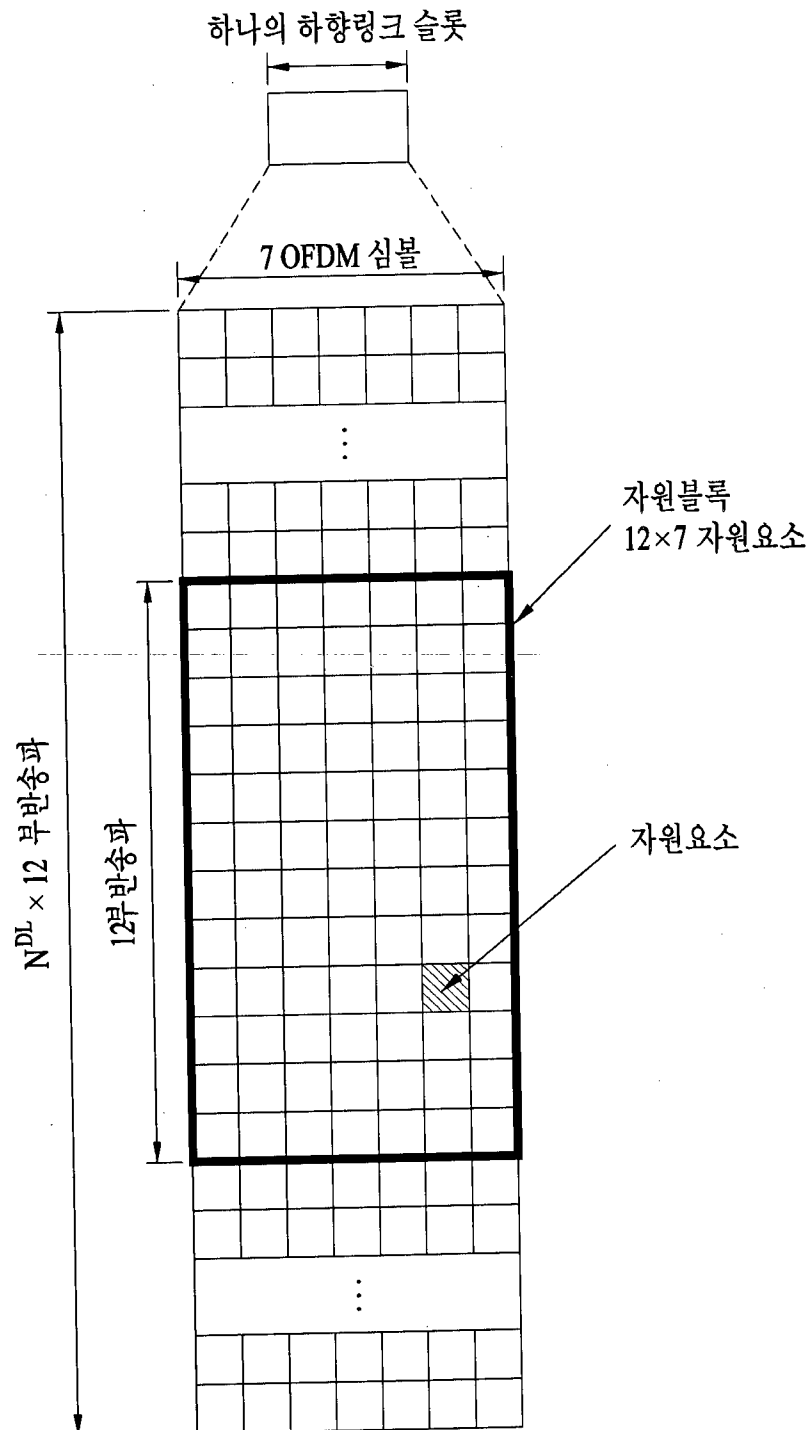


FIG. 3

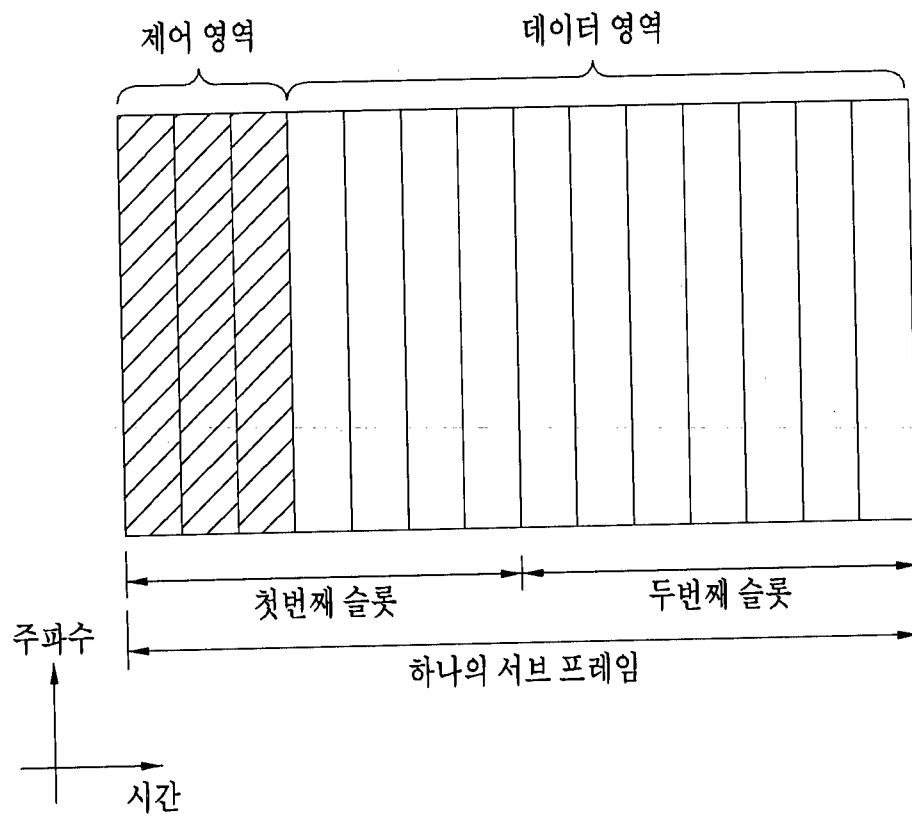


FIG. 4

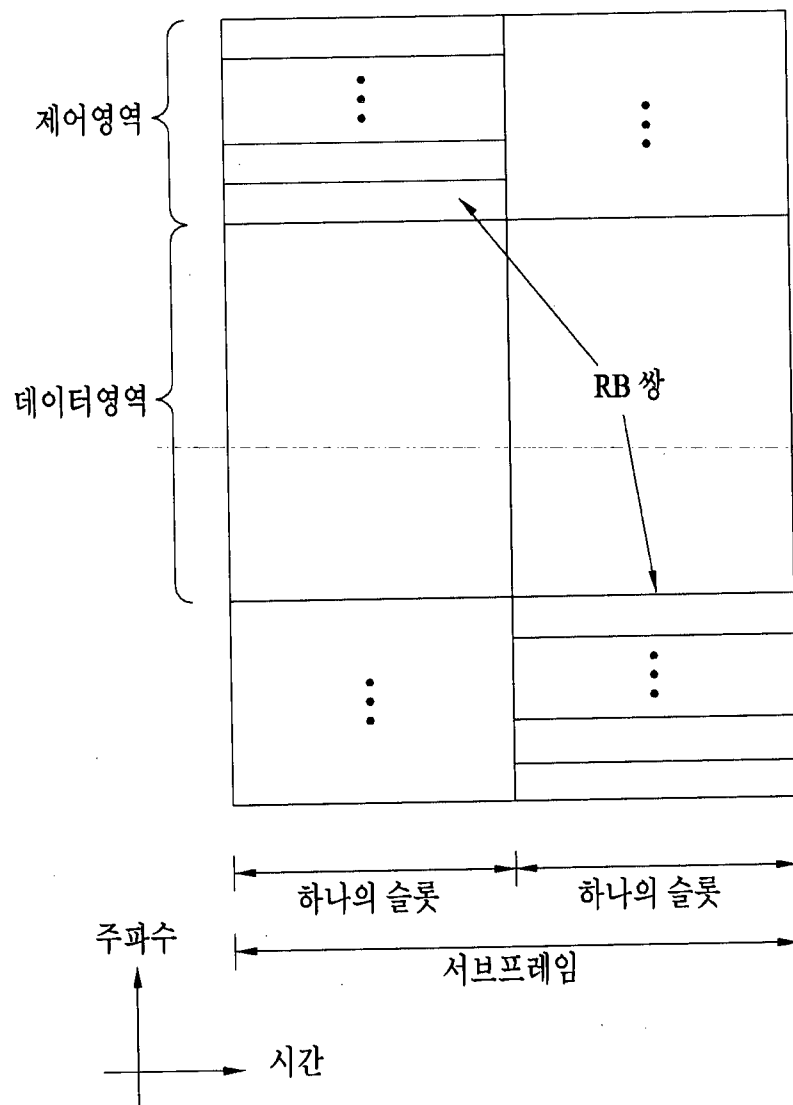


FIG. 5

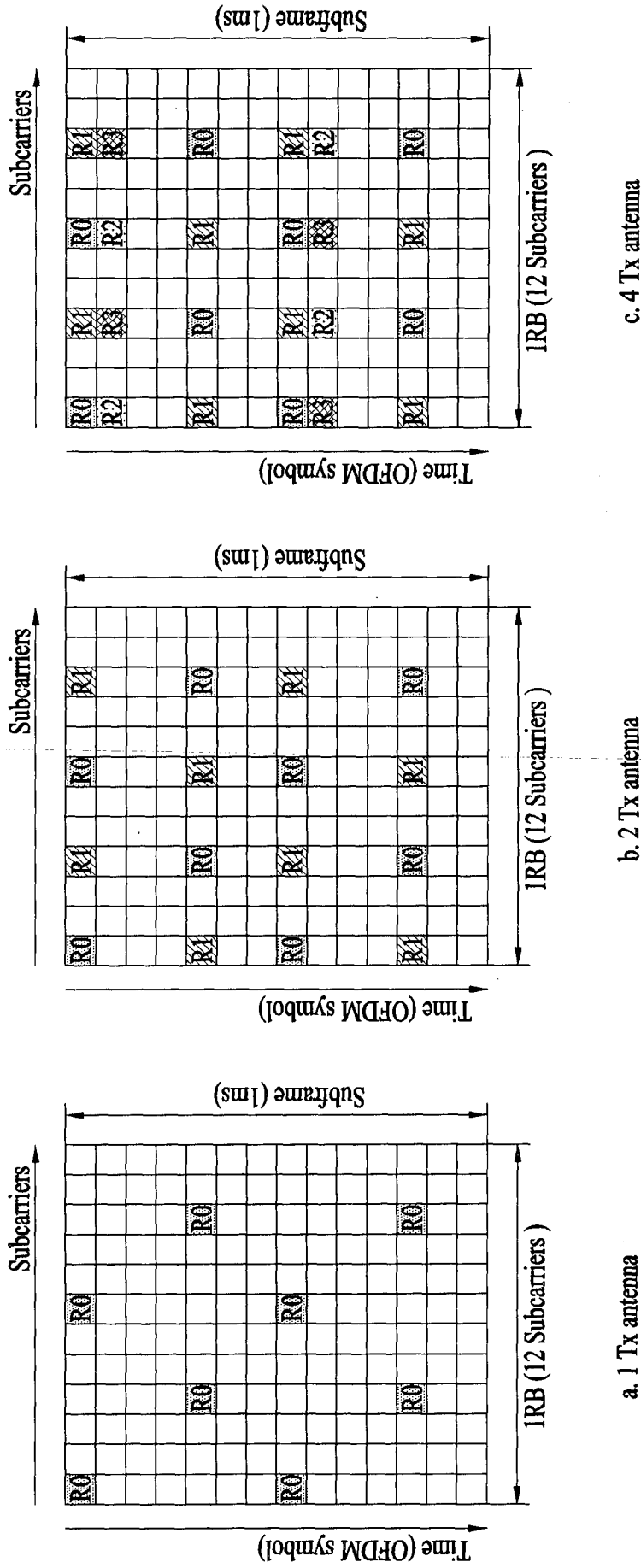


FIG. 6

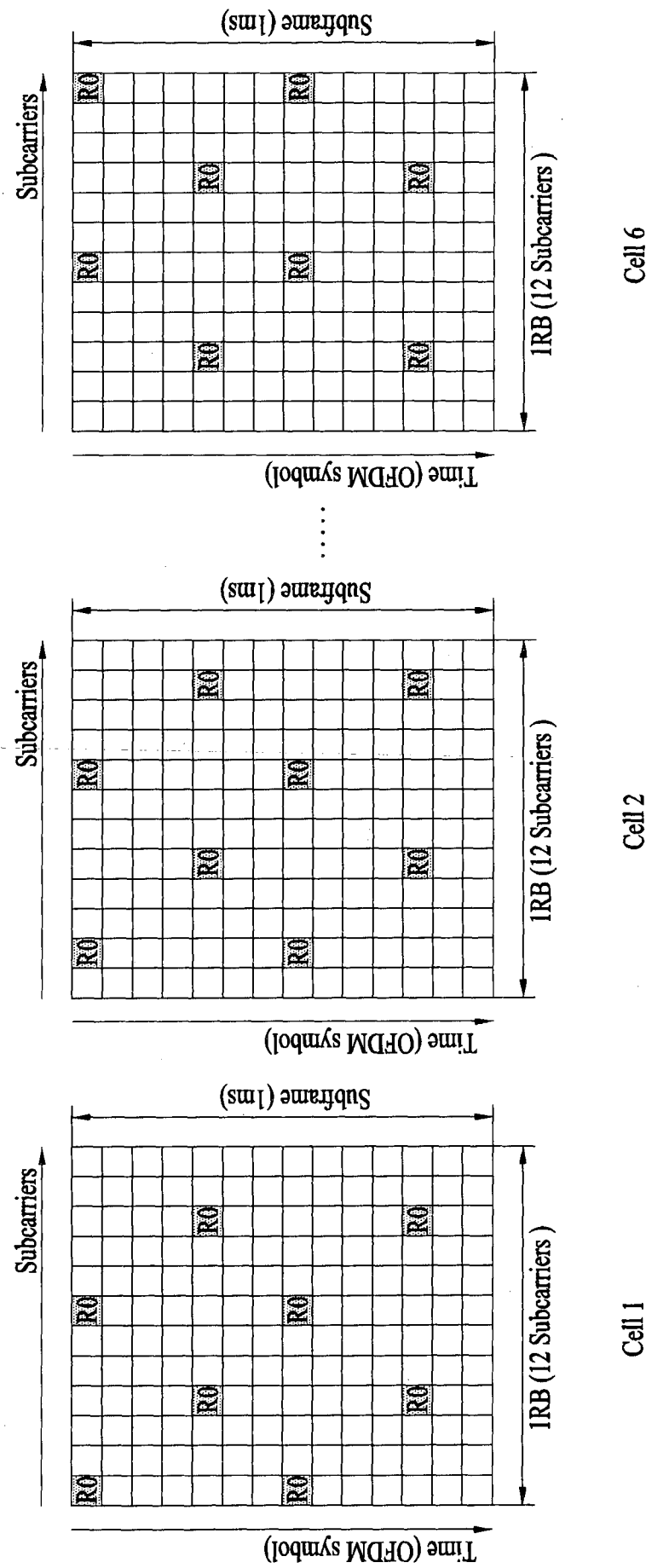


FIG. 7

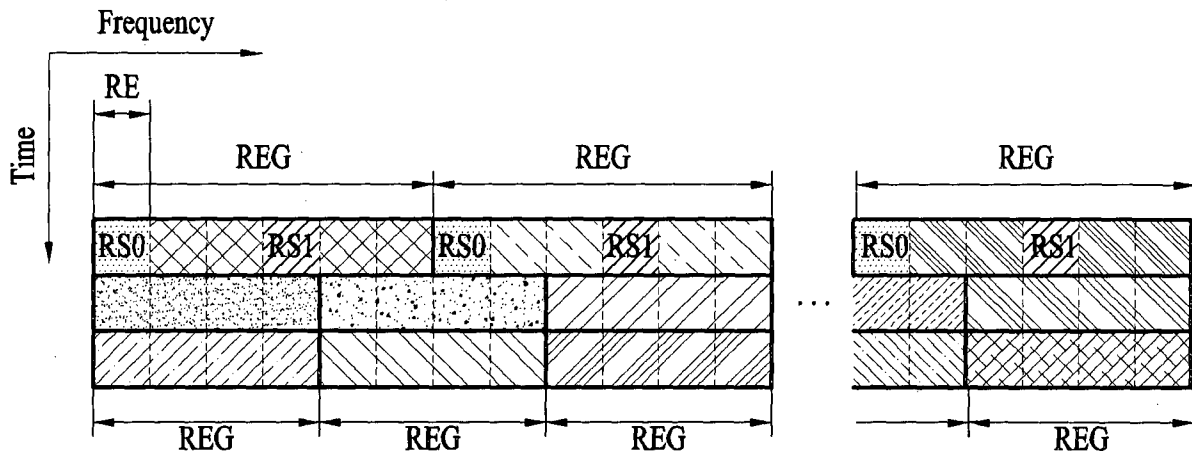


FIG. 8

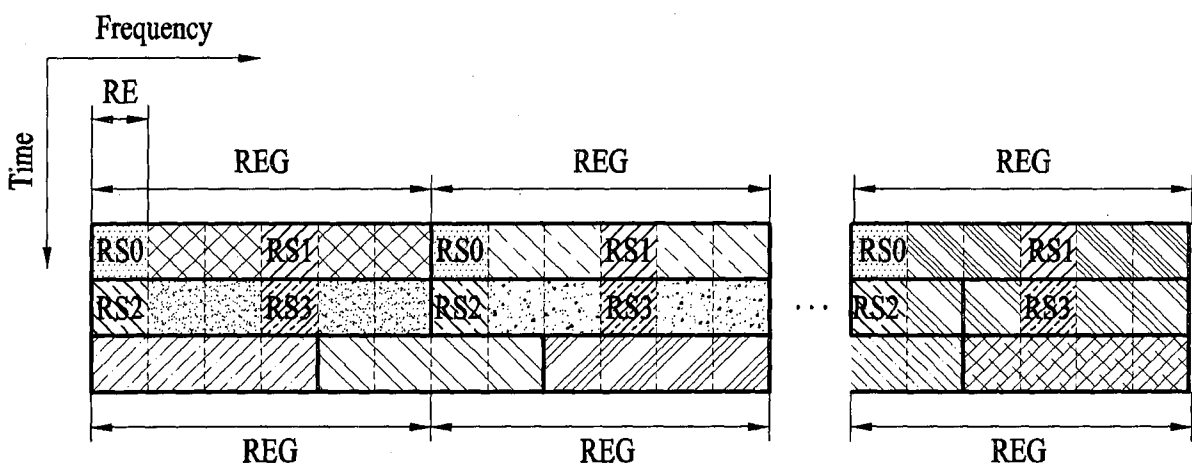


FIG. 9

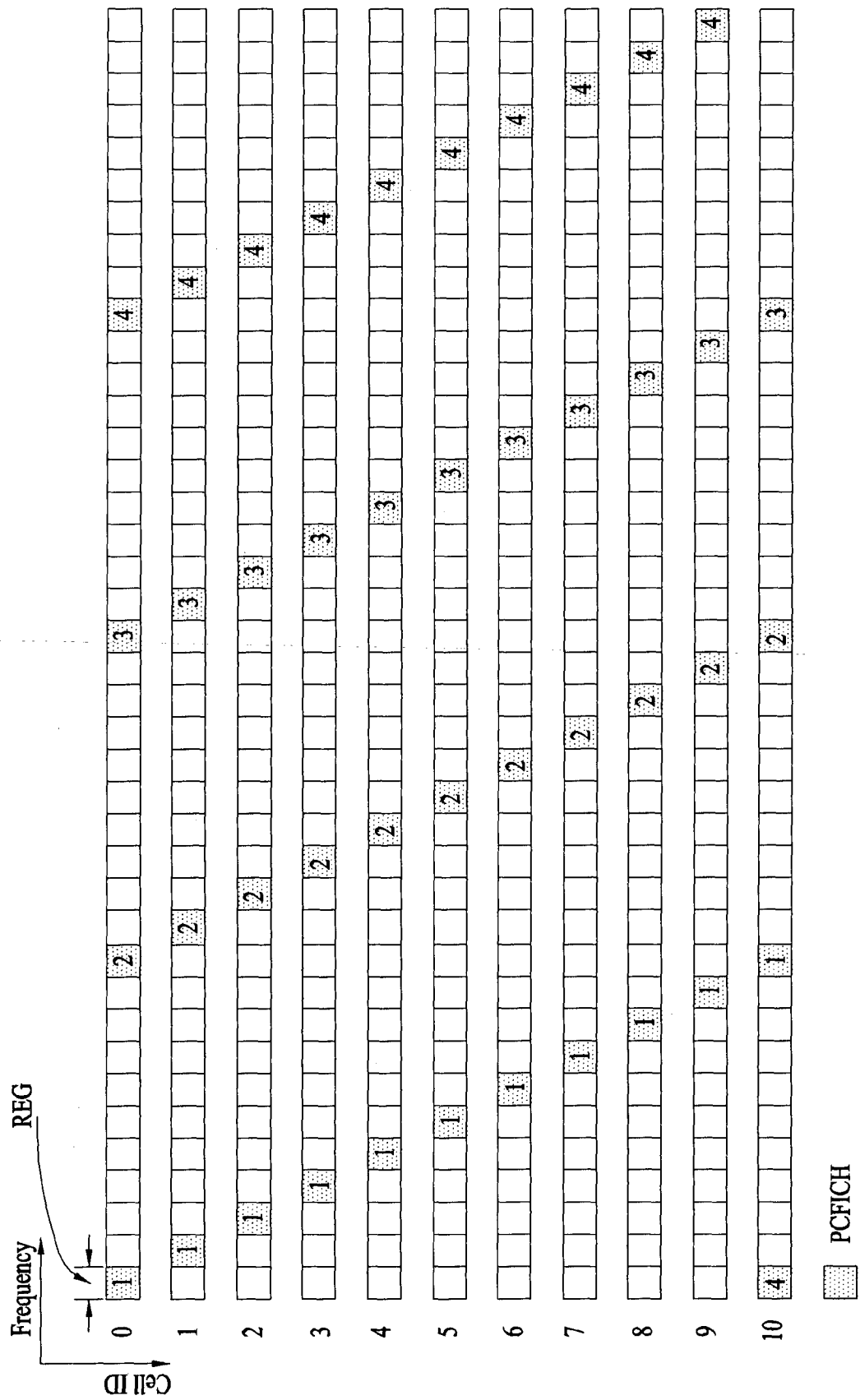


FIG. 10

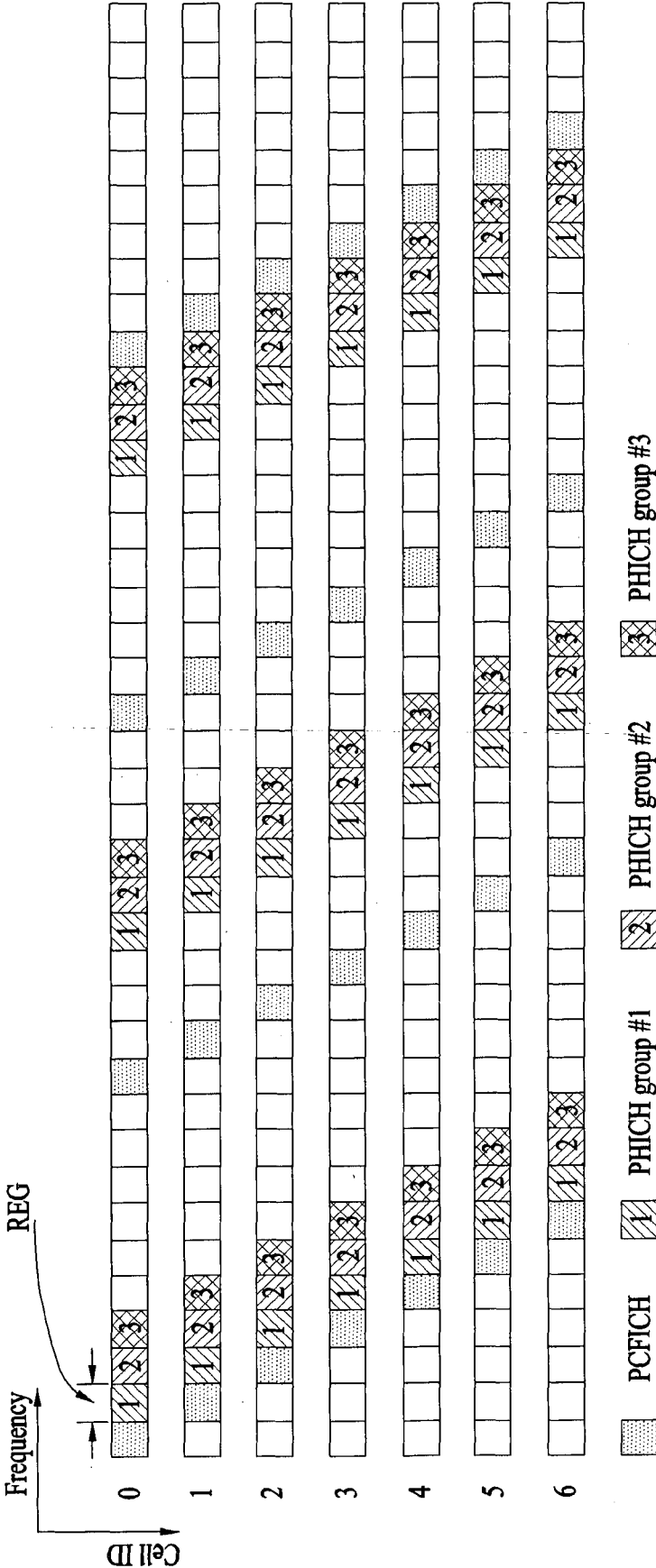


FIG. 11

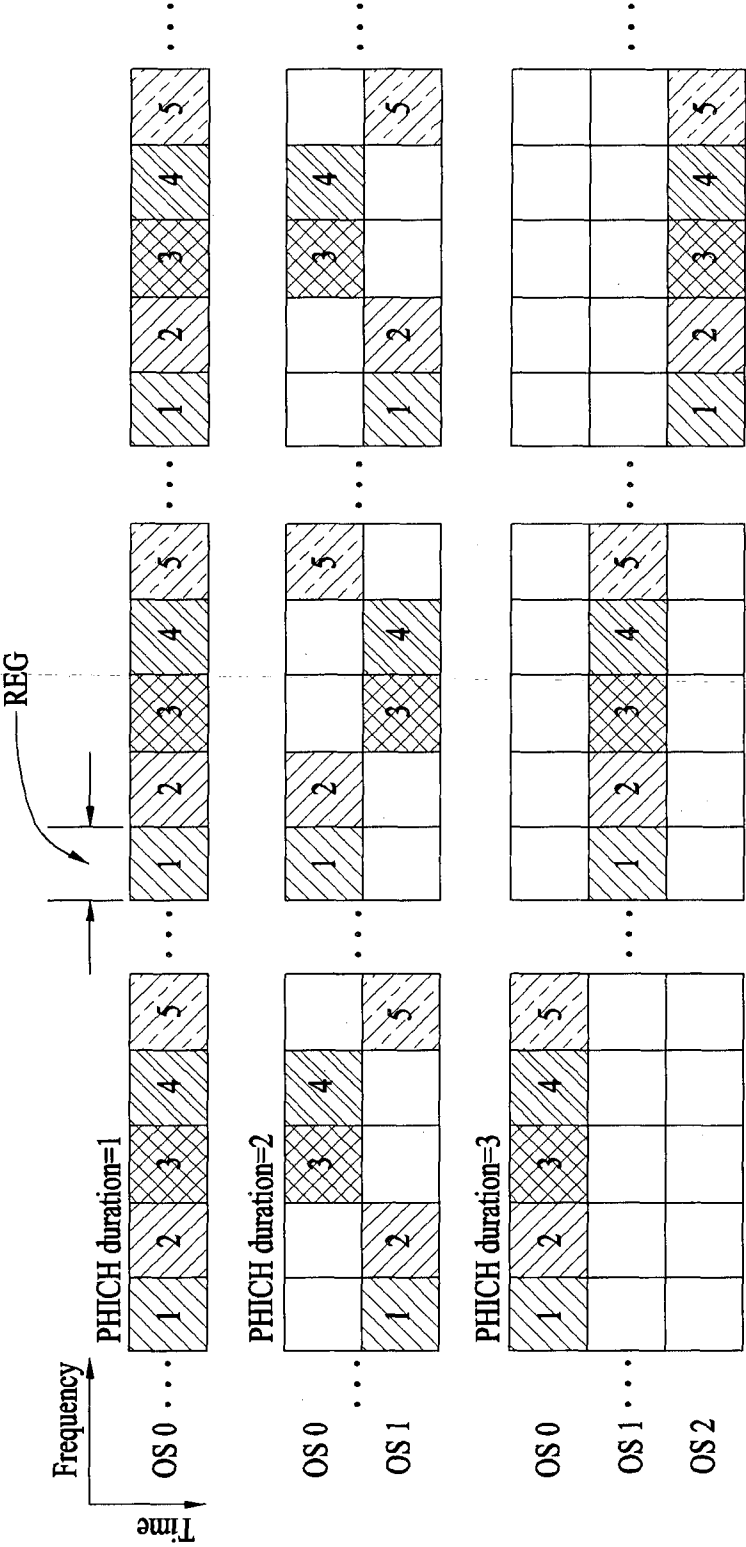


FIG. 12

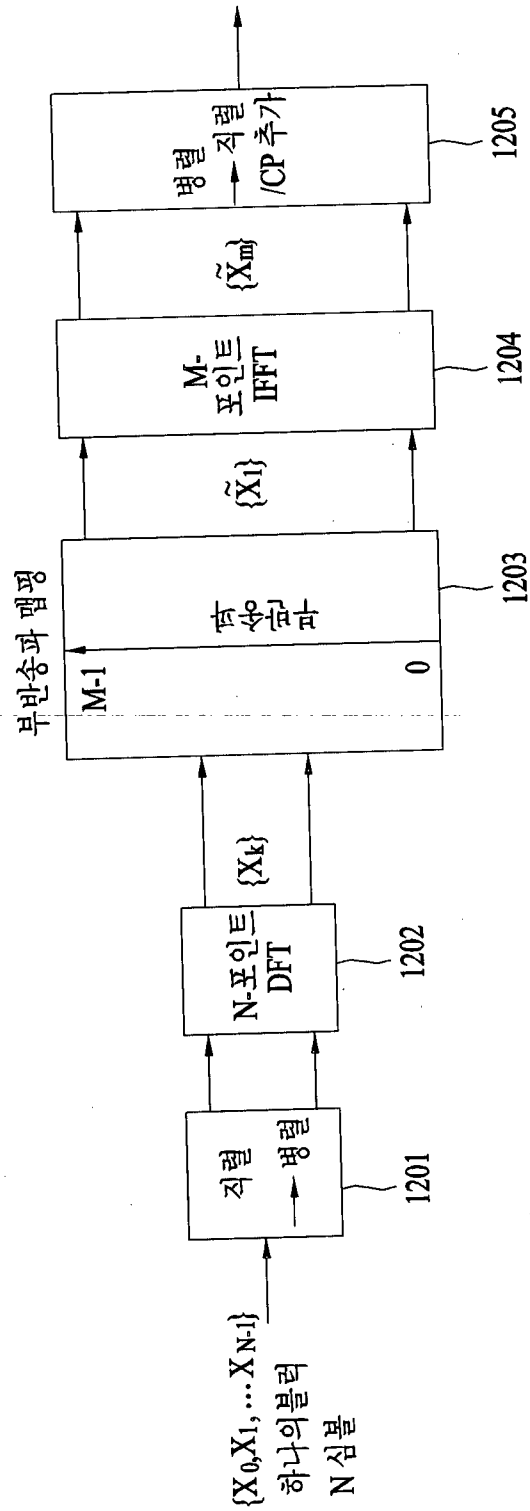


FIG. 13

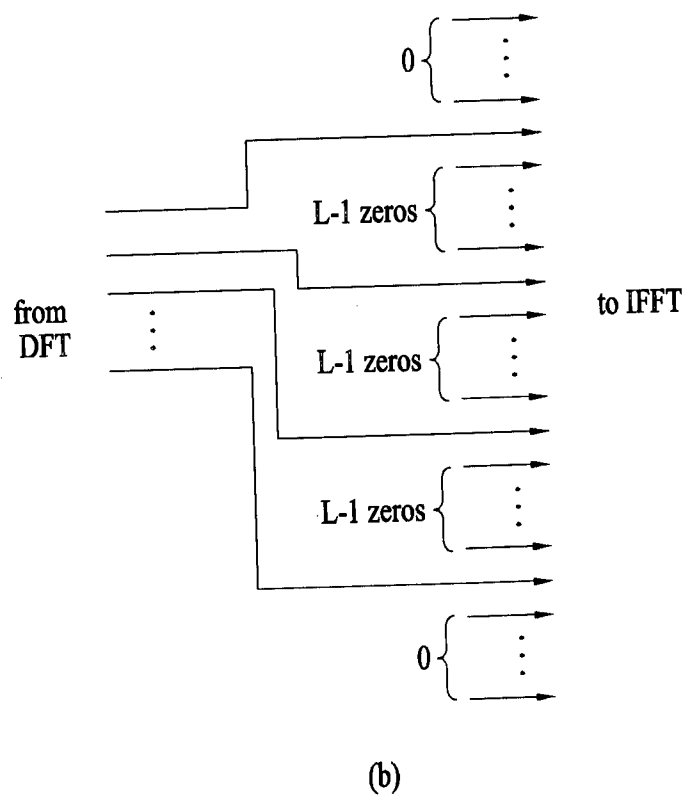
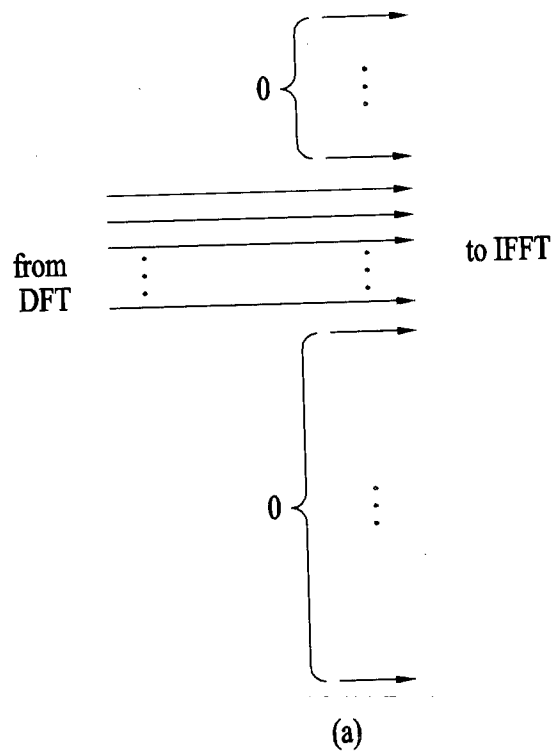


FIG. 14

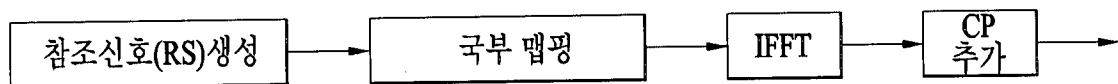
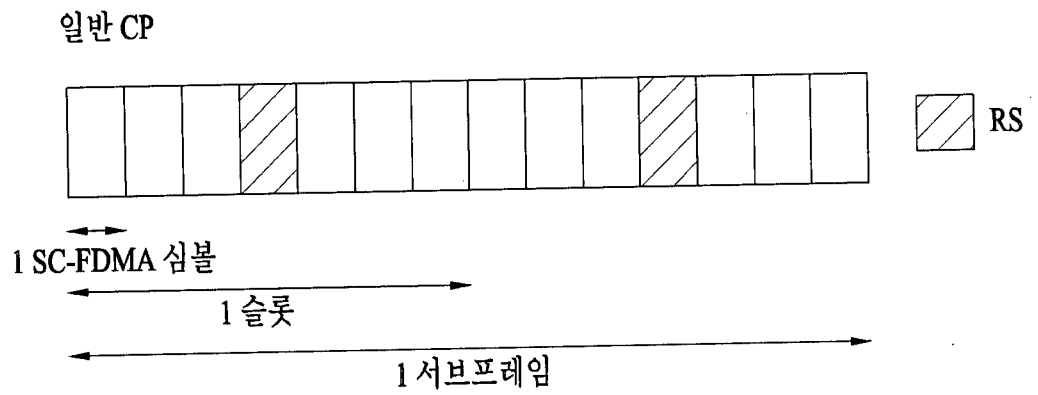
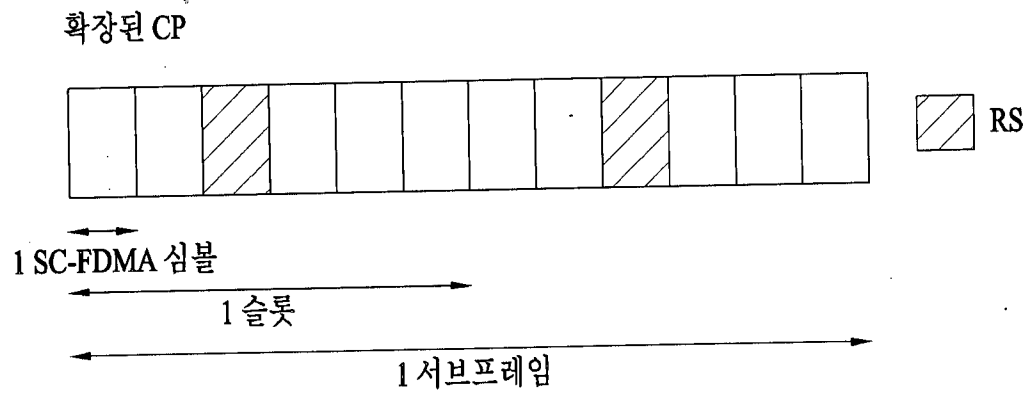


FIG. 15



(a)



(b)

FIG. 16

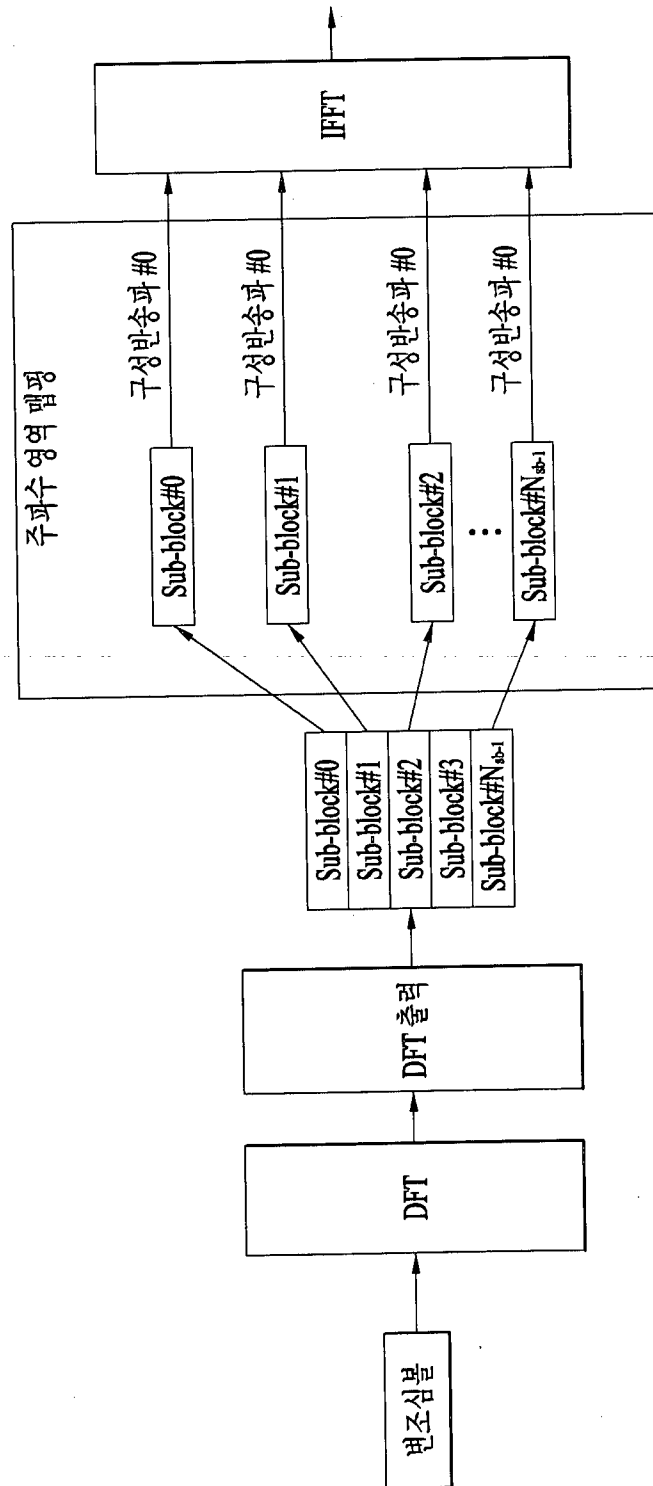


FIG. 17

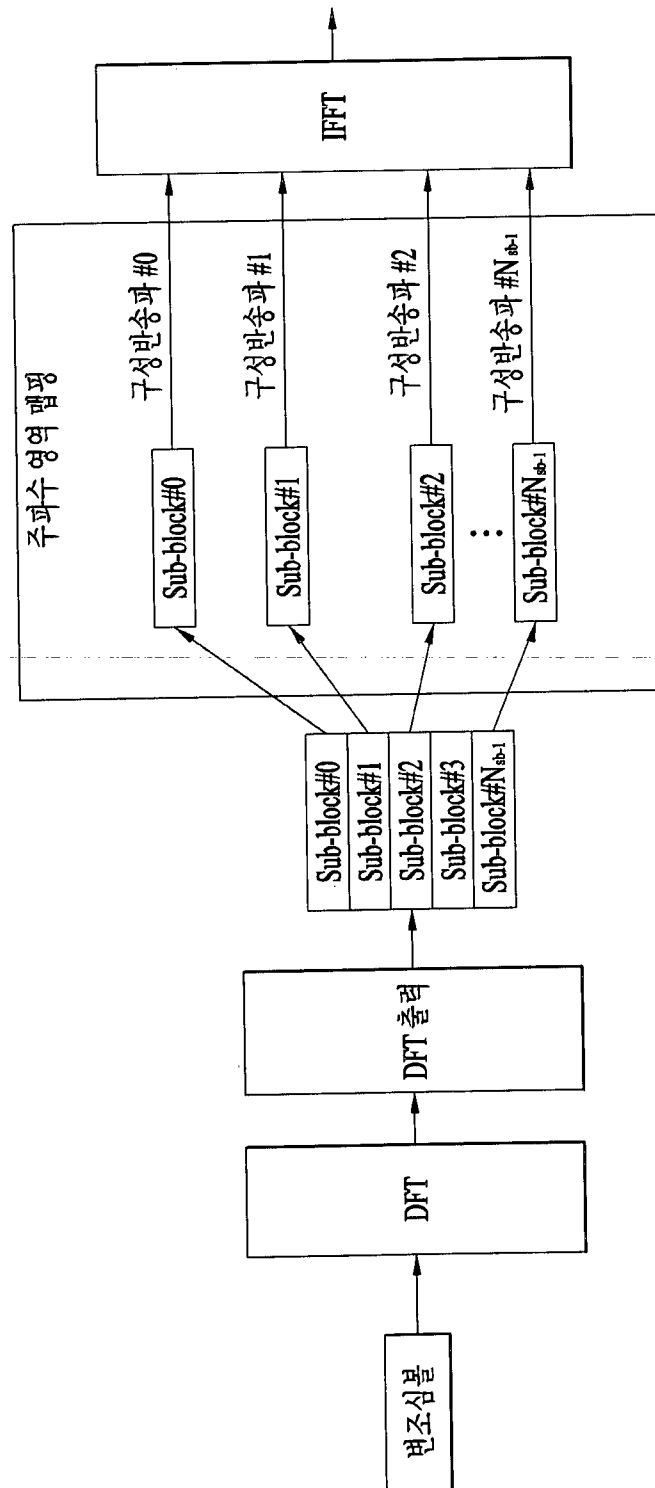


FIG. 18

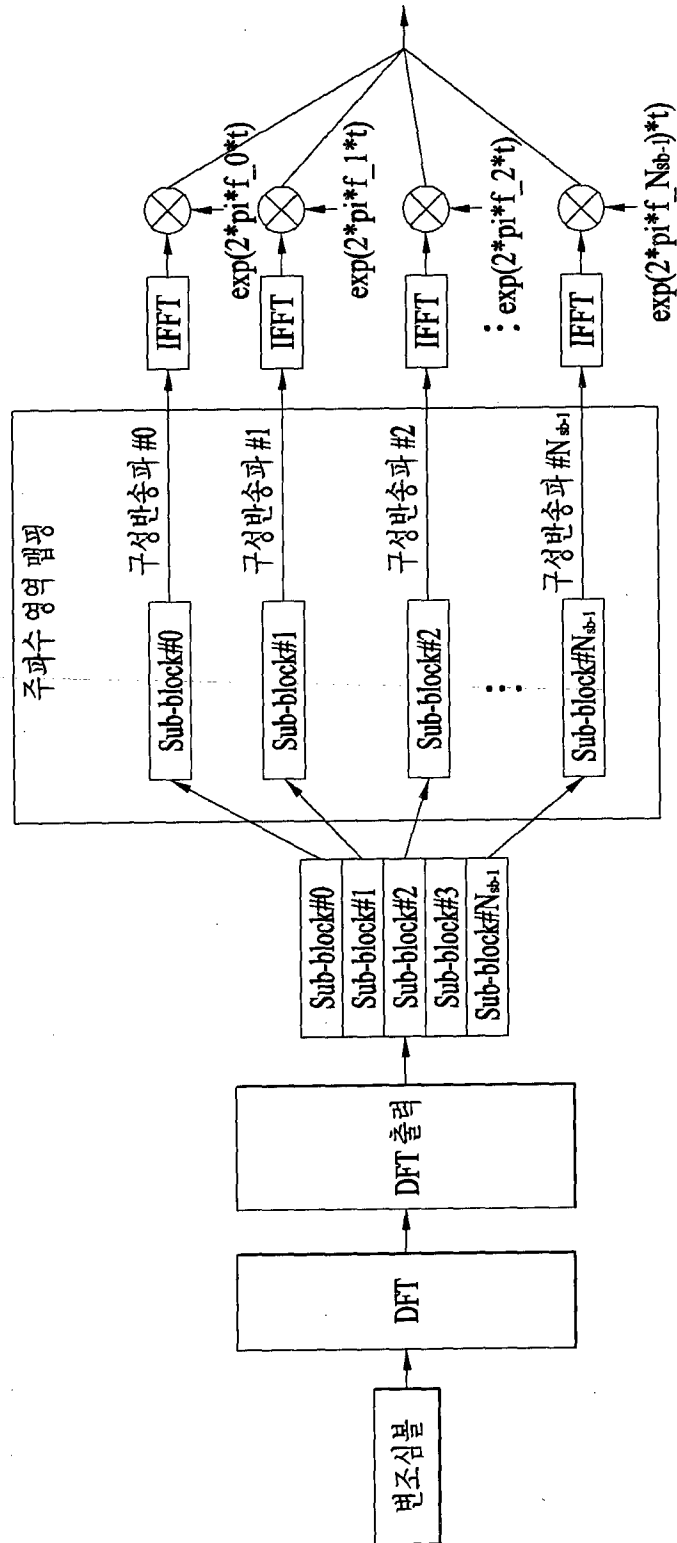


FIG. 19

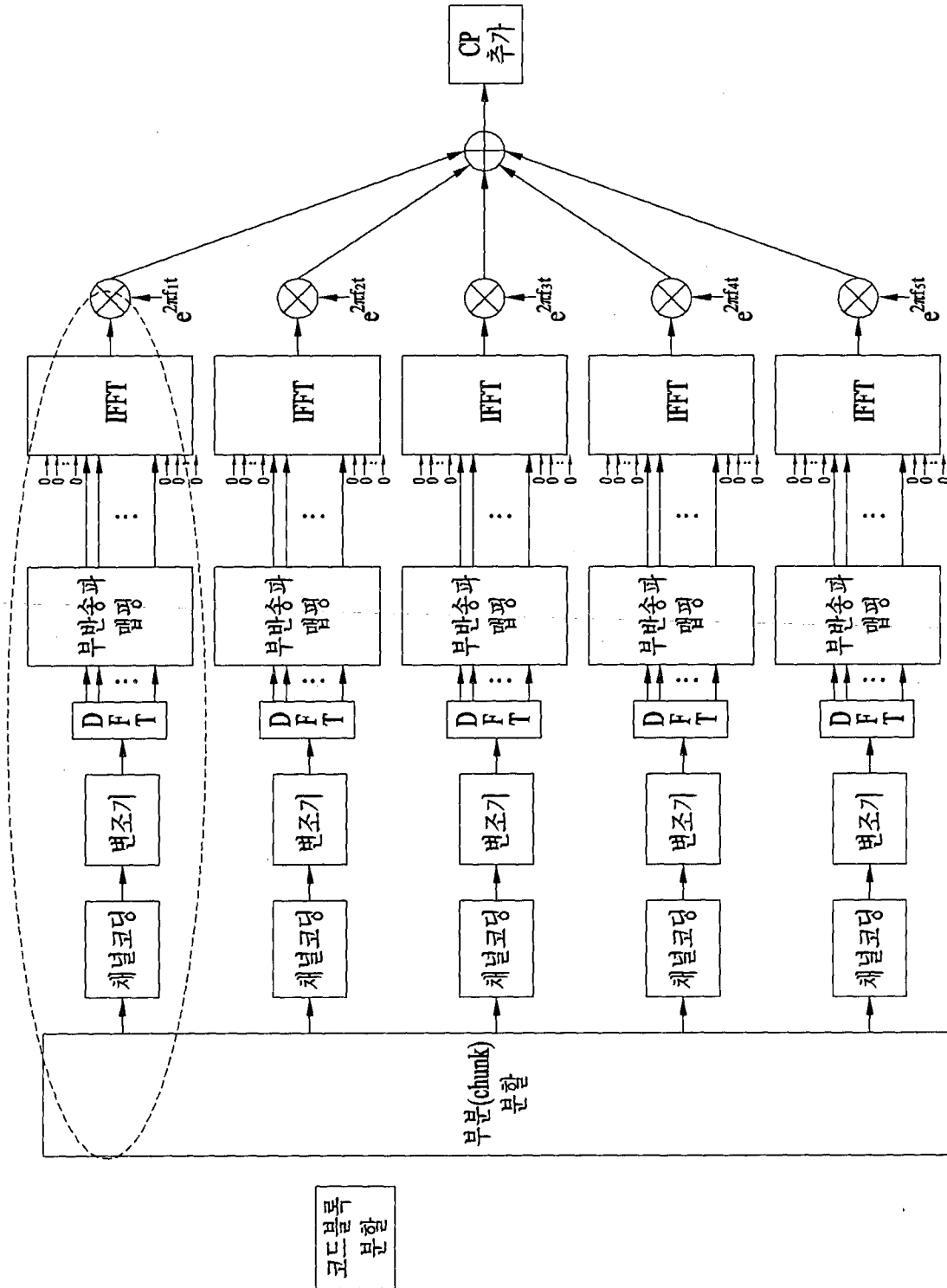


FIG. 20

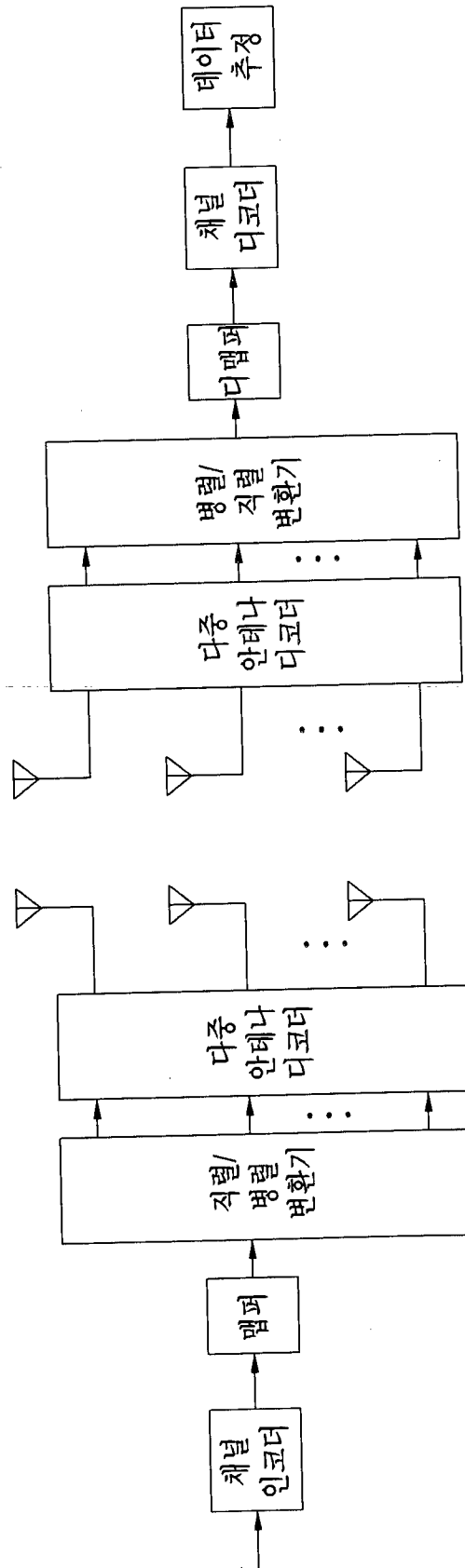
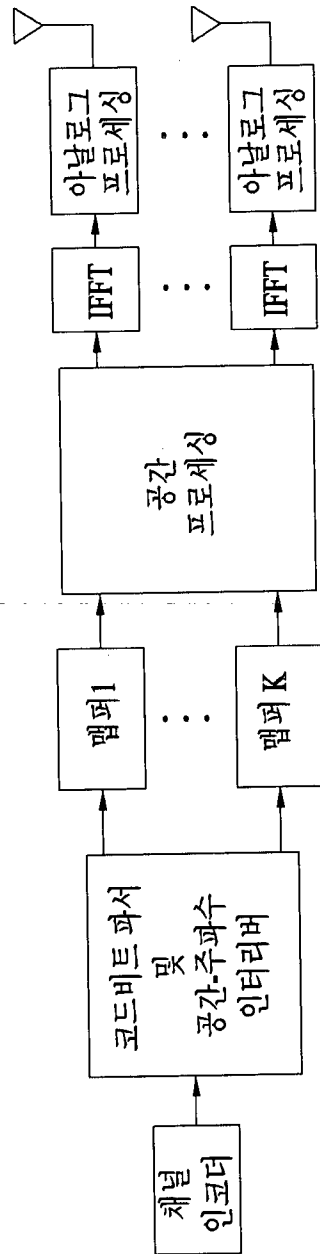
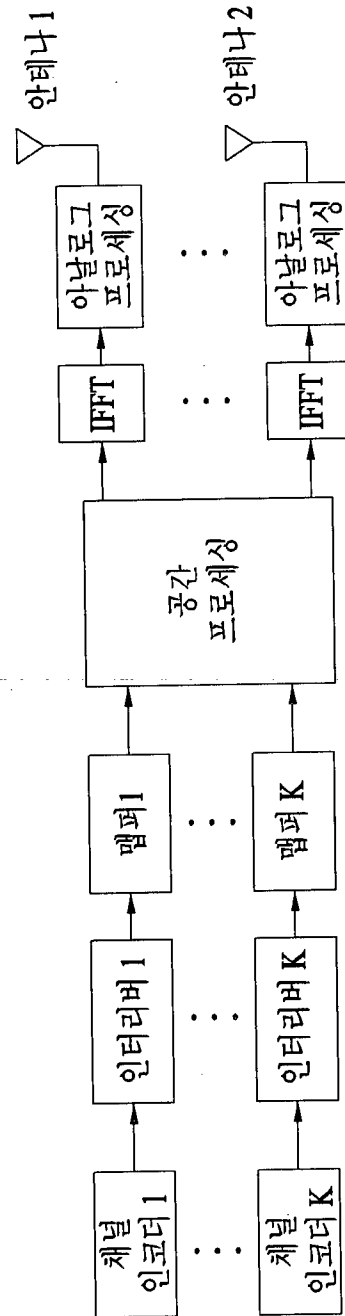


FIG. 21



(a)



(b)

FIG. 22

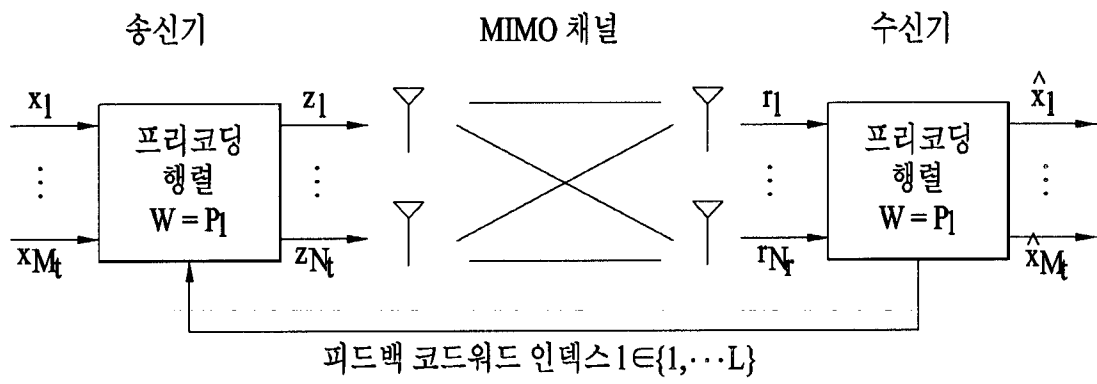


FIG. 23

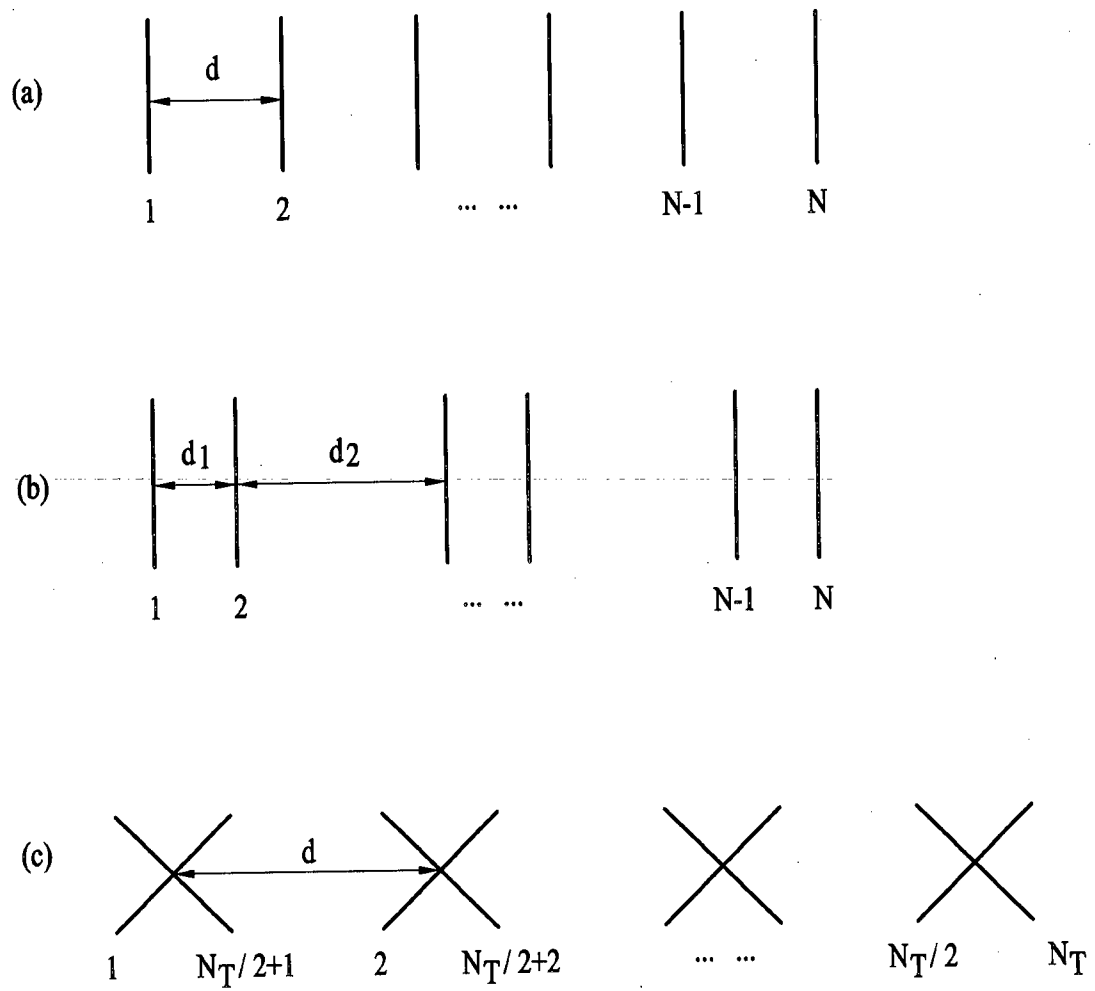


FIG. 24

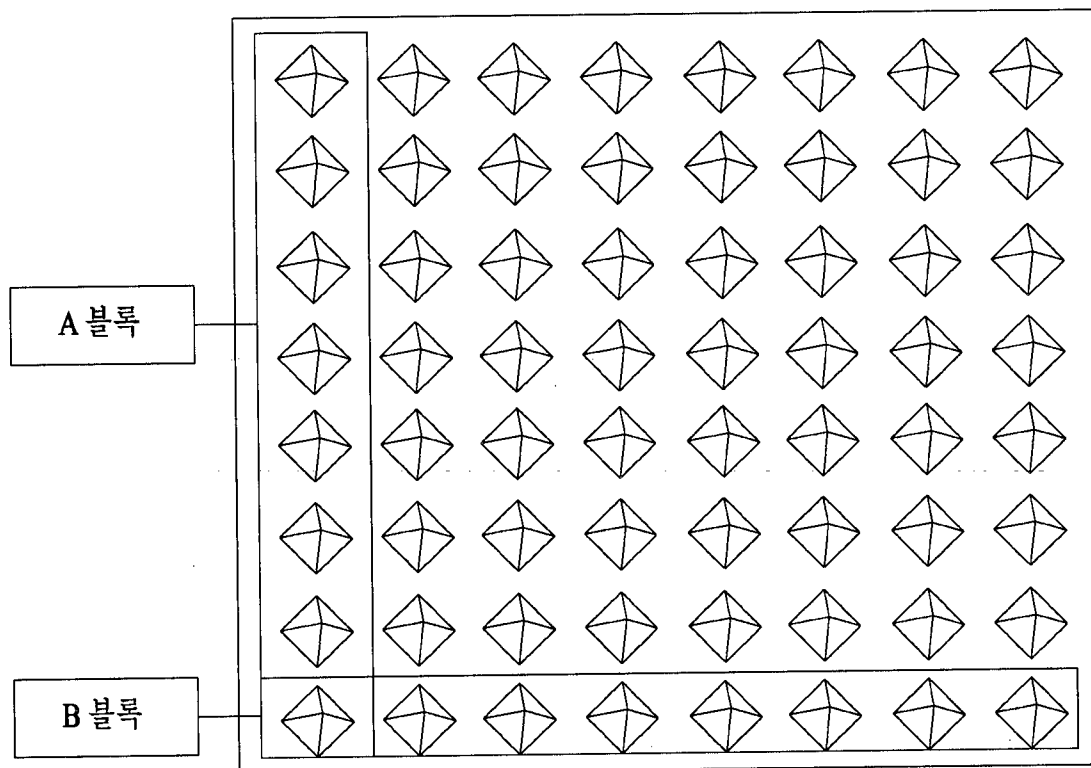


FIG. 25

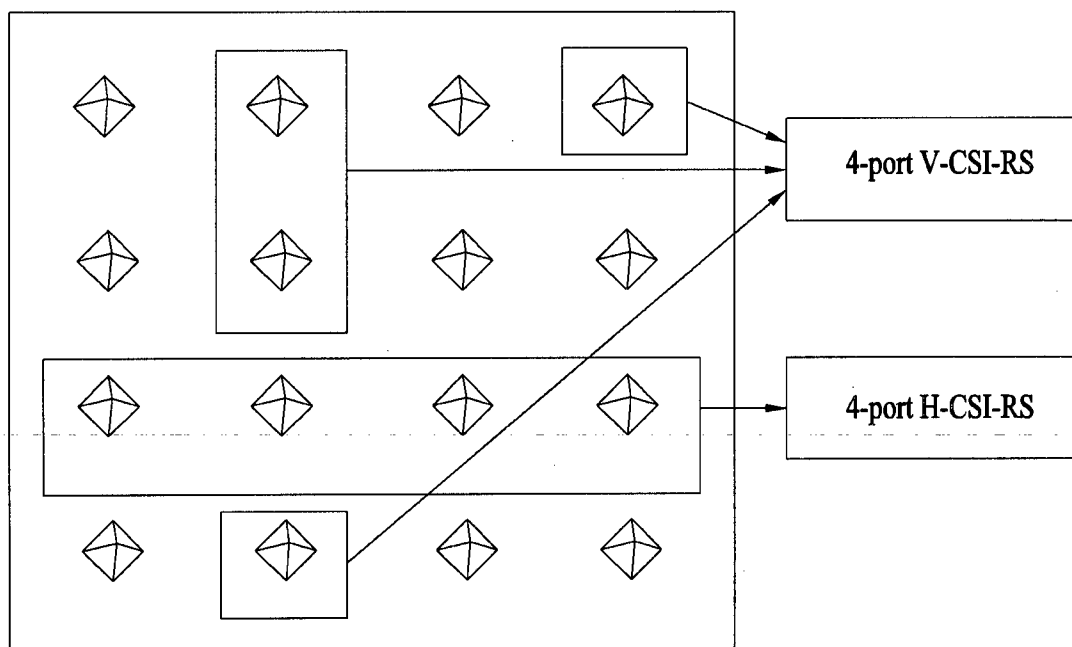


FIG. 26

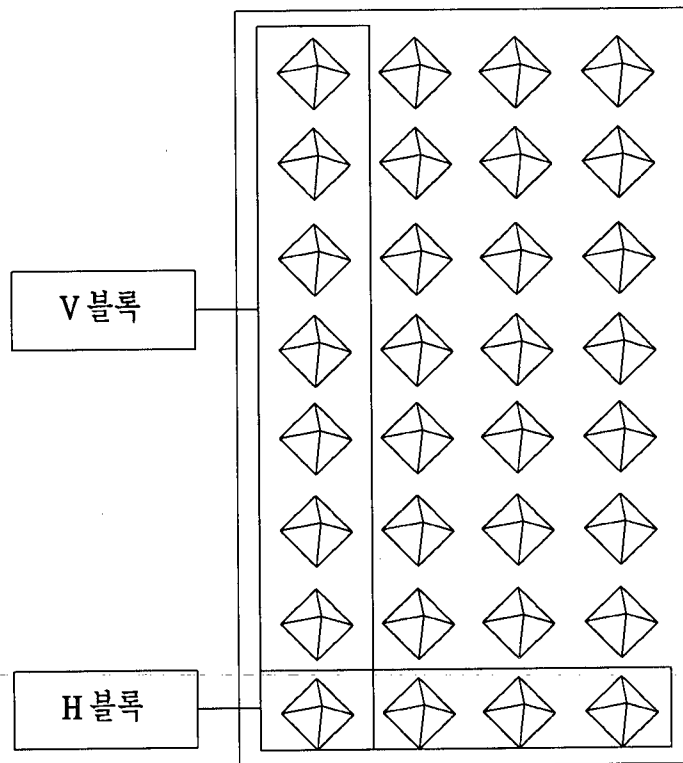


FIG. 27

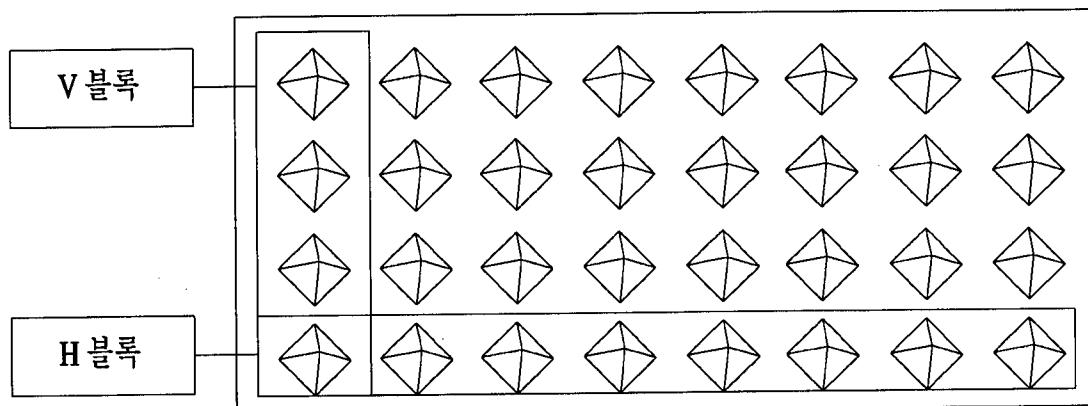


FIG. 28

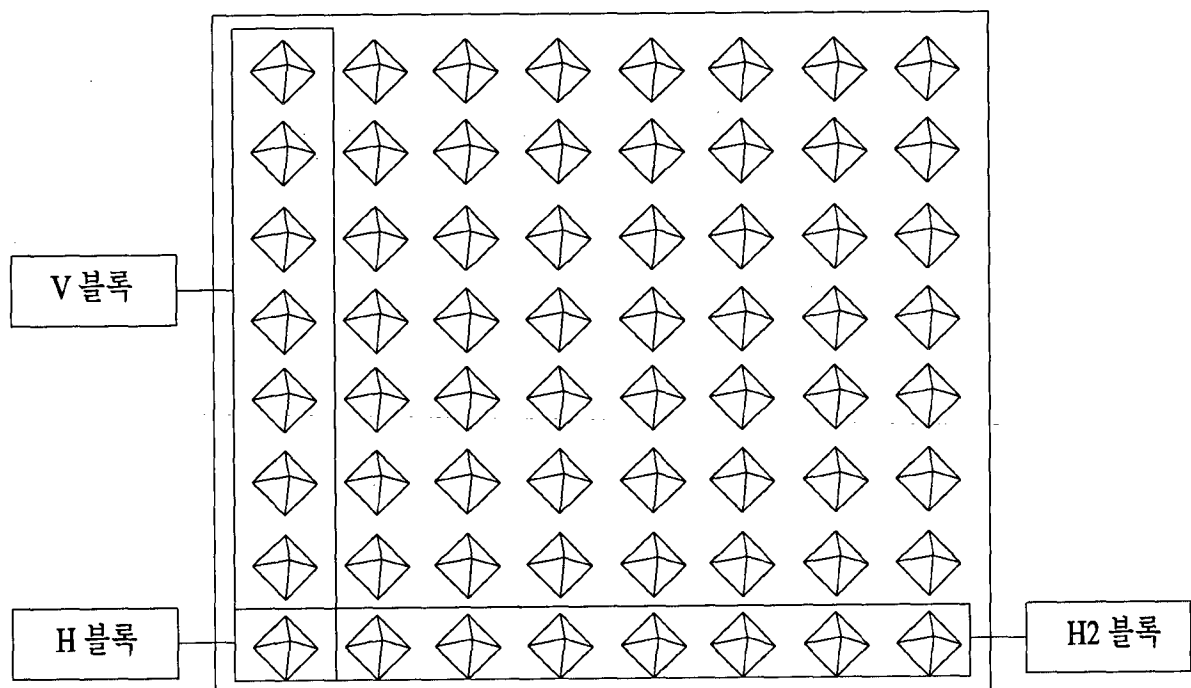
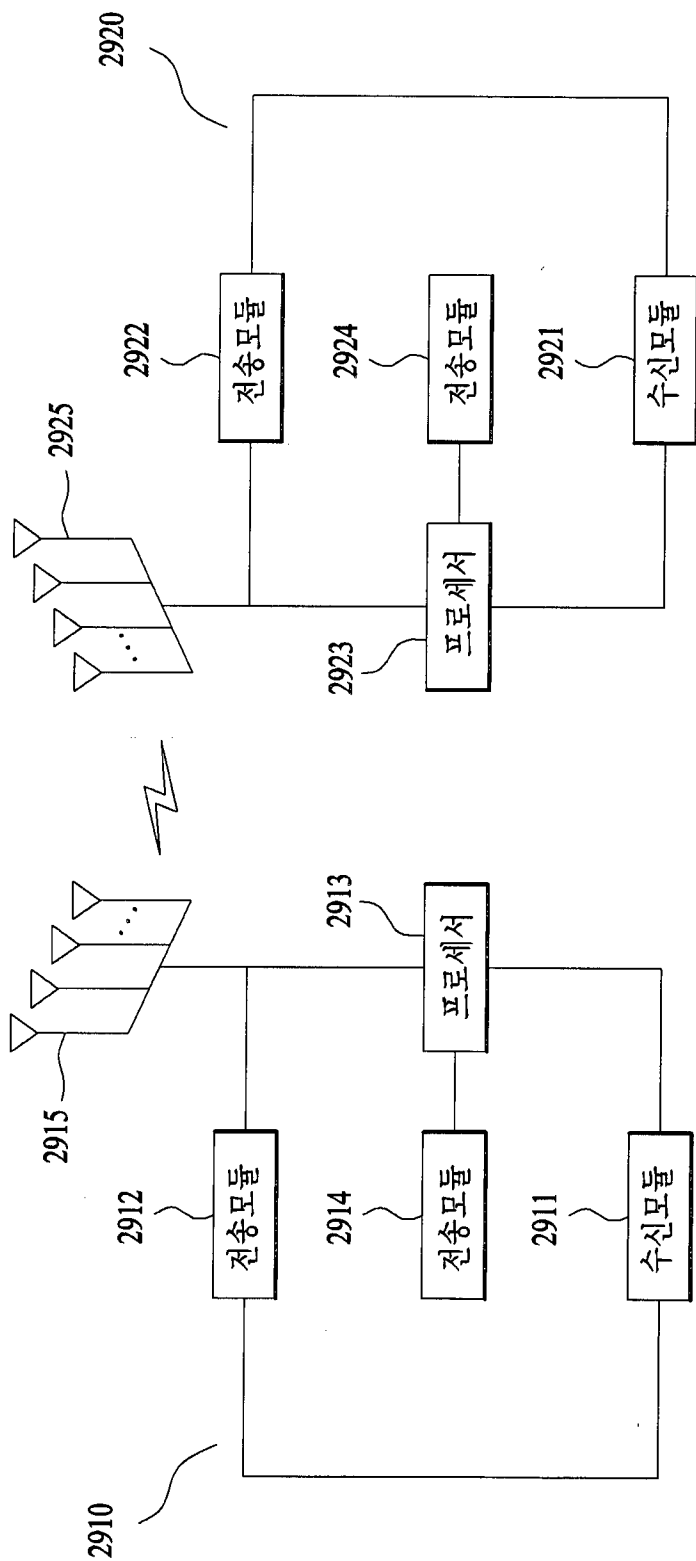


FIG. 29



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/KR2015/002284**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER****H04B 7/06(2006.01)i, H04B 7/08(2006.01)i**

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H04B 7/06; H04W 24/02; H04W 24/00; H04W 72/08; H04B 7/04; H04B 7/08

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Korean Utility models and applications for Utility models: IPC as above

Japanese Utility models and applications for Utility models: IPC as above

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

eKOMPASS (KIPO internal) & Keywords: channel state information-reference signal, cell-specific reference signal, channel estimation, first domain antenna, second domain antenna

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 2013-0308715 A1 (NAM, Young-Han et al.) 21 November 2013 See paragraphs [0062]-[0152], [0220]-[0238]; and figures 3-7B, 10, 11, 17A, 17B.	1-10
A	US 2013-0272151 A1 (THOMAS, Timothy A. et al.) 17 October 2013 See paragraphs [0125]-[0140]; and figures 6-15.	1-10
A	US 2013-0242773 A1 (WERNERSSON, Niklas et al.) 19 September 2013 See paragraphs [0046]-[0079], [0089]-[0150]; and figures 3-6, 9-12.	1-10
A	US 2013-0308714 A1 (XU, Hao et al.) 21 November 2013 See paragraphs [0150]-[0173]; and figures 4-10.	1-10
A	US 2014-0016549 A1 (NOVLAN, Thomas David et al.) 16 January 2014 See paragraphs [0036]-[0126]; and figures 4-8.	1-10



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

09 JUNE 2015 (09.06.2015)

Date of mailing of the international search report

10 JUNE 2015 (10.06.2015)

Name and mailing address of the ISA/KR

Korean Intellectual Property Office
Government Complex-Daejeon, 189 Seonsa-ro, Daejeon 302-701,
Republic of Korea

Facsimile No. 82-42-472-7140

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/KR2015/002284

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member	Publication date
US 2013-0308715 A1	21/11/2013	CN 104396153 A EP 2665203 A1 KR 10-2015-0022857 A US 8913682 B2 WO 2013-172692 A1	04/03/2015 20/11/2013 04/03/2015 16/12/2014 21/11/2013
US 2013-0272151 A1	17/10/2013	EP 2832009 A1 WO 2013-144365 A1	04/02/2015 03/10/2013
US 2013-0242773 A1	19/09/2013	EP 2826162 A1 TW 201338451 A WO 2013-137794 A1	21/01/2015 16/09/2013 19/09/2013
US 2013-0308714 A1	21/11/2013	CN 104335501 A WO 2013-173679 A1	04/02/2015 21/11/2013
US 2014-0016549 A1	16/01/2014	WO 2014-010986 A1	16/01/2014

A. 발명이 속하는 기술분류(국제특허분류(IPC)) H04B 7/06(2006.01)i, H04B 7/08(2006.01)i																				
B. 조사된 분야 조사된 최소문헌(국제특허분류를 기재) H04B 7/06; H04W 24/02; H04W 24/00; H04W 72/08; H04B 7/04; H04B 7/08 조사된 기술분야에 속하는 최소문헌 이외의 문헌 한국등록실용신안공보 및 한국공개실용신안공보: 조사된 최소문헌란에 기재된 IPC 일본등록실용신안공보 및 일본공개실용신안공보: 조사된 최소문헌란에 기재된 IPC 국제조사에 이용된 전산 데이터베이스(데이터베이스의 명칭 및 검색어(해당하는 경우)) eKOMPASS(특허청 내부 검색시스템) & 키워드: 채널 상태 정보-참조 신호, 셀-특정 참조 신호, 채널 추정, 제 1 도메인 안테나, 제 2 도메인 안테나																				
C. 관련 문헌 <table border="1"> <thead> <tr> <th>카테고리*</th> <th>인용문헌명 및 관련 구절(해당하는 경우)의 기재</th> <th>관련 청구항</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>A</td> <td>US 2013-0308715 A1 (YOUNG-HAN NAM 외 3명) 2013.11.21 단락 [0062]-[0152], [0220]-[0238]; 및 도면 3-7B, 10, 11, 17A, 17B 참조.</td> <td>1-10</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>US 2013-0272151 A1 (TIMOTHY A. THOMAS 외 3명) 2013.10.17 단락 [0125]-[0140]; 및 도면 6-15 참조.</td> <td>1-10</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>US 2013-0242773 A1 (NIKLAS WERNERSSON 외 2명) 2013.09.19 단락 [0046]-[0079], [0089]-[0150]; 및 도면 3-6, 9-12 참조.</td> <td>1-10</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>US 2013-0308714 A1 (HAO XU 외 4명) 2013.11.21 단락 [0150]-[0173]; 및 도면 4-10 참조.</td> <td>1-10</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>US 2014-0016549 A1 (THOMAS DAVID NOVLAN 외 3명) 2014.01.16 단락 [0036]-[0126]; 및 도면 4-8 참조.</td> <td>1-10</td> </tr> </tbody> </table>			카테고리*	인용문헌명 및 관련 구절(해당하는 경우)의 기재	관련 청구항	A	US 2013-0308715 A1 (YOUNG-HAN NAM 외 3명) 2013.11.21 단락 [0062]-[0152], [0220]-[0238]; 및 도면 3-7B, 10, 11, 17A, 17B 참조.	1-10	A	US 2013-0272151 A1 (TIMOTHY A. THOMAS 외 3명) 2013.10.17 단락 [0125]-[0140]; 및 도면 6-15 참조.	1-10	A	US 2013-0242773 A1 (NIKLAS WERNERSSON 외 2명) 2013.09.19 단락 [0046]-[0079], [0089]-[0150]; 및 도면 3-6, 9-12 참조.	1-10	A	US 2013-0308714 A1 (HAO XU 외 4명) 2013.11.21 단락 [0150]-[0173]; 및 도면 4-10 참조.	1-10	A	US 2014-0016549 A1 (THOMAS DAVID NOVLAN 외 3명) 2014.01.16 단락 [0036]-[0126]; 및 도면 4-8 참조.	1-10
카테고리*	인용문헌명 및 관련 구절(해당하는 경우)의 기재	관련 청구항																		
A	US 2013-0308715 A1 (YOUNG-HAN NAM 외 3명) 2013.11.21 단락 [0062]-[0152], [0220]-[0238]; 및 도면 3-7B, 10, 11, 17A, 17B 참조.	1-10																		
A	US 2013-0272151 A1 (TIMOTHY A. THOMAS 외 3명) 2013.10.17 단락 [0125]-[0140]; 및 도면 6-15 참조.	1-10																		
A	US 2013-0242773 A1 (NIKLAS WERNERSSON 외 2명) 2013.09.19 단락 [0046]-[0079], [0089]-[0150]; 및 도면 3-6, 9-12 참조.	1-10																		
A	US 2013-0308714 A1 (HAO XU 외 4명) 2013.11.21 단락 [0150]-[0173]; 및 도면 4-10 참조.	1-10																		
A	US 2014-0016549 A1 (THOMAS DAVID NOVLAN 외 3명) 2014.01.16 단락 [0036]-[0126]; 및 도면 4-8 참조.	1-10																		
☐ 추가 문헌이 C(계속)에 기재되어 있습니다. ☒ 대응특허에 관한 별지를 참조하십시오.																				
* 인용된 문헌의 특별 카테고리: “A” 특별히 관련이 없는 것으로 보이는 일반적인 기술수준을 정의한 문헌 “E” 국제출원일보다 빠른 출원일 또는 우선일을 가지나 국제출원일 이후에 공개된 선출원 또는 특허 문헌 “L” 우선권 주장에 의문을 제기하는 문헌 또는 다른 인용문헌의 공개일 또는 다른 특별한 이유(이유를 명시)를 밝히기 위하여 인용된 문헌 “O” 구두 개시, 사용, 전시 또는 기타 수단을 언급하고 있는 문헌 “P” 우선일 이후에 공개되었으나 국제출원일 이전에 공개된 문헌 “T” 국제출원일 또는 우선일 후에 공개된 문헌으로, 출원과 상충하지 않으며 발명의 기초가 되는 원리나 이론을 이해하기 위해 인용된 문헌 “X” 특별한 관련이 있는 문헌. 해당 문헌 하나만으로 청구된 발명의 신규성 또는 진보성이 없는 것으로 본다. “Y” 특별한 관련이 있는 문헌. 해당 문헌이 하나 이상의 다른 문헌과 조합하는 경우로 그 조합이 당업자에게 자명한 경우 청구된 발명은 진보성이 없는 것으로 본다. “&” 동일한 대응특허문헌에 속하는 문헌																				
국제조사의 실제 완료일 2015년 06월 09일 (09.06.2015)		국제조사보고서 발송일 2015년 06월 10일 (10.06.2015)																		
ISA/KR의 명칭 및 우편주소  대한민국 특허청 (302-701) 대전광역시 서구 청사로 189, 4동 (둔산동, 정부대전청사) 팩스 번호 +82-42-472-7140		심사관 강희국 전화번호 +82-42-481-8264 																		

국제조사보고서
대응특허에 관한 정보

국제출원번호

PCT/KR2015/002284

국제조사보고서에서 인용된 특허문헌	공개일	대응특허문헌	공개일
US 2013-0308715 A1	2013/11/21	CN 104396153 A EP 2665203 A1 KR 10-2015-0022857 A US 8913682 B2 WO 2013-172692 A1	2015/03/04 2013/11/20 2015/03/04 2014/12/16 2013/11/21
US 2013-0272151 A1	2013/10/17	EP 2832009 A1 WO 2013-144365 A1	2015/02/04 2013/10/03
US 2013-0242773 A1	2013/09/19	EP 2826162 A1 TW 201338451 A WO 2013-137794 A1	2015/01/21 2013/09/16 2013/09/19
US 2013-0308714 A1	2013/11/21	CN 104335501 A WO 2013-173679 A1	2015/02/04 2013/11/21
US 2014-0016549 A1	2014/01/16	WO 2014-010986 A1	2014/01/16