(12) 특허협력조약에 의하여 공개된 국제출원

(19) 세계지식재산권기구
국제사무국

(43) 국제공개일
2018 년 11 월 8 일 (08.11.2018)

WIPO | PCT

(10) 국제공개번호
WO 2018/203592 A1

(51) 국제특허분류:
H04L 5/00 (2006.01) *H04L 1/00* (2006.01)
H04L 25/02 (2006.01)

(21) 국제출원번호: PCT/KR2018/001031

(22) 국제출원일: 2018 년 1 월 23 일 (23.01.2018)

(25) 출원언어: 한국어

(26) 공개언어: 한국어

(30) 우선권정보:
62/501,120 2017 년 5 월 4 일 (04.05.2017) US

(71) 출원인: 엘지전자(주) **(LG ELECTRONICS INC.)** [KR/KR]; 07336 서울시 영등포구 여의대로 128, Seoul (KR).

(72) 발명자: **김규석 (KIM, Kyuseok)**; 06772 서울시 서초구 양재대로11길 19, LG전자 특허센터, Seoul (KR). **강지원 (KANG, Jiwon)**; 06772 서울시 서초구 양재대로11길 19, LG전자 특허센터, Seoul (KR). **김형태 (KIM, Hyungtae)**; 06772 서울시 서초구 양재대로11길 19, LG전자 특허센터, Seoul (KR). **이길봄 (LEE, Kilbom)**; 06772 서울시 서초구 양재대로11길 19, LG전자 특허센터, Seoul (KR).

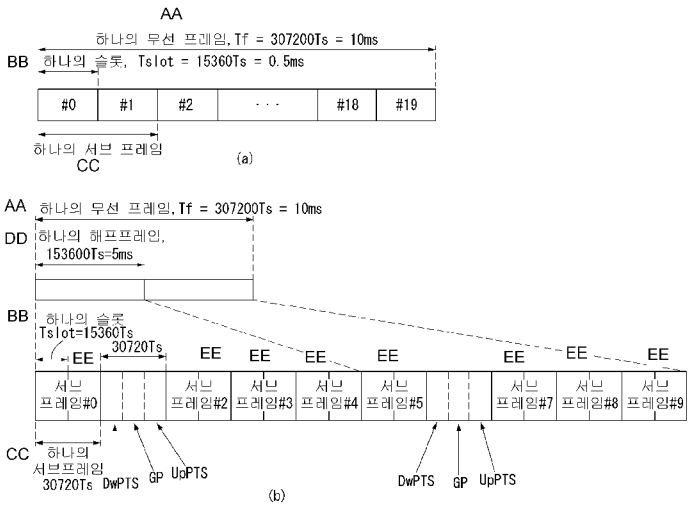
(74) 대리인: **특허법인 로알 (ROYAL PATENT & LAW OFFICE)**; 06648 서울시 서초구 반포대로 104 서일빌딩 4 층, Seoul (KR).

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

WO 2018/203592 A1

(54) **Title:** METHOD FOR TRANSMITTING/RECEIVING REFERENCE SIGNAL IN WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM, AND DEVICE THEREFOR

(54) **발명의 명칭:** 무선 통신 시스템에서 참조 신호를 송수신하기 위한 방법 및 이를 위한 장치



AA ... One radio frame
BB ... One slot
CC ... One subframe
DD ... One half frame
EE ... Subframe

(57) **Abstract:** Provided are a method by which a terminal performs decoding in a wireless communication system, and a device. According to the present invention, provided are a method and a device, which: receive, from a base station through a DMRS symbol, a demodulation reference signal (DMRS) set according to a specific pattern by the base station, wherein the demodulation reference signal is transmitted in a specific antenna port and positioned on one or two time axis symbols, which are the same as at least one other demodulation reference signal transmitted in another antenna port; and decode data by using the demodulation reference signal.

[다음 쪽 계속]

(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, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

공개:

— 국제조사보고서와 함께 (조약 제21조(3))

(57) 요약서: 무선 통신 시스템에서 단말이 디코딩(Decoding)을 수행하는 방법 및 장치에 관한 것이다. 본 발명에 의하면, 기지국으로부터 특정 패턴에 따라 설정된 복조 참조 신호(Demodulation Reference Signal: DMRS)를 DMRS 심볼을 통해 기지국으로부터 수신하되, 상기 복조 참조 신호는 특정 안테나 포트 상에서 전송되며, 다른 안테나 포트 상에서 전송되는 적어도 하나의 다른 복조 참조 신호와 동일한 하나 또는 두 개의 시간 축 심볼 상에 위치하고 상기 복조 참조 신호를 이용하여 상기 데이터를 디코딩하는 방법 및 장치를 제공할 수 있다.

명세서

발명의 명칭: 무선 통신 시스템에서 참조 신호를 송수신하기 위한 방법 및 이를 위한 장치

기술분야

[1] 본 발명은 무선 통신 시스템에 관한 것으로써, 보다 상세하게 무선 통신 시스템에서 데이터의 디코딩을 위한 복조 참조 신호(Demodulation Reference Signal: DMRS)의 생성 및 이를 송수신하기 위한 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경기술

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

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

발명의 상세한 설명

기술적 과제

[4] 본 발명은 데이터의 디코딩을 위한 복조 참조 신호(Demodulation Reference Signal: DMRS)의 생성 및 송수신을 위한 방법 및 장치를 제공함에 그 목적이 있다.

[5] 또한, 본 발명은 Doppler Effect로 인한 CPE(Common Phase Error)/CFO(Carrier Frequency Offset) 값을 추정하기 위한 DMRS의 생성 및 송수신을 위한 방법 및 장치를 제공함에 그 목적이 있다.

[6] 또한, 본 발명은 참조 신호의 전송으로 인한 오버헤드와 채널 추정 성능 사이의 trade-off를 고려한 복조 참조 신호의 매핑 패턴을 제공함에 그 목적이 있다.

[7] 또한, 본 발명은 복조 참조 신호를 전송하기 위한 포트의 개수를 확장하기 위한 다중화 방법을 제공함에 그 목적이 있다.

[8] 또한, 본 발명은 주파수 축 및 시간 축 상으로 코드 분할 다중화(Code Division Multiplexing) 방식을 이용하여 참조 신호를 매핑하는 방법을 제공함에 그 목적이 있다.

[9] 또한, 본 발명은 복조 참조 신호를 생성하기 위한 복조 참조 신호 시퀀스를 생성하는 방법을 제공함에 그 목적이 있다.

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

과제 해결 수단

[11] 상술한 기술적 과제를 해결하기 위하여, 본 발명의 실시 예에 따른 무선 통신 시스템에서 단말이 데이터를 복조하는 방법은 기지국으로부터 상기 데이터의 복조를 위한 복조 참조 신호의 구성과 관련된 구성 정보를 수신하고, 상기 구성 정보에 기초하여 상기 기지국으로부터 복수의 안테나 포트들을 통해 전송되는 상기 복조 참조 신호를 수신하며, 상기 수신된 복조 참조 신호를 이용하여 상기 데이터를 복조하되, 상기 복조 참조 신호는 특정 패턴에 따라 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 심볼에 매핑되고, 코드 분할 다중화(Code Division Multiplexing) 방식을 통해서 다중화 되며, 상기 코드 분할 다중화 방식은 주파수 영역으로 순환 쉬프트 코드(Cyclic Shift Code) 및 시간 영역으로 직교 커버 코드(Orthogonal Cover Code)가 적용된다.

[12] 또한, 본 발명에서, 상기 특정 패턴은 1개의 OFDM 심볼에 상기 복조 참조 신호가 매핑되는 제 1 패턴 또는 2개의 OFDM 심볼에 상기 복조 참조 신호가 매핑되는 제 2 패턴 중 하나이다.

[13] 또한, 본 발명에서, 상기 복조 참조 신호는 상기 복수의 안테나 포트들 중 특정 안테나 포트 상에서 전송되며, 복수의 안테나 포트들 중 다른 안테나 포트 상에서 전송되는 적어도 하나의 다른 복조 참조 신호와 동일한 하나 또는 두 개의 시간 축 심볼 상에 위치한다.

[14] 또한, 본 발명에서, 상기 복조 참조 신호를 생성하기 위한 복조 참조 신호 시퀀스는 상기 순환 쉬프트 코드, 상기 직교 커버 코드, 및 기본 시퀀스(Base Sequence)에 의해서 생성된다.

[15] 또한, 본 발명에서, 상기 순환 쉬프트 코드가 $w_{freq,p}(k')$, 상기 직교 커버 코드가 $w_{time,p}(l')$, 상기 기본 시퀀스가 $r(k'')$인 경우, 상기 복조 참조 신호 시퀀스 $\alpha_{k,l}^{(p)}$는 아래 두 개의 수학식 중 하나에 의해서 생성된다.

[16] $$\alpha_{k,l}^{(p)} = w_{freq,p}(k') \cdot w_{time,p}(l') \cdot r(k'')$$

[17] $$\alpha_{k,l}^{(p)} = w_{freq,p}(k') \cdot w_{time,p}(l') \cdot r(k'', l'')$$

[18] 또한, 본 발명에서, 상기 기본 시퀀스는 하나의 OFDM 심볼 단위로 생성된다.

[19] 또한, 본 발명에서, 상기 기본 시퀀스는 OFDM 심볼의 인덱스에 의해서 초기화된다.

[20] 또한, 본 발명은, 상기 복조 참조 신호를 이용하여 상기 데이터를 수신하기 위한

채널을 추정하기 위한 채널 추정 절차를 수행하는 단계를 더 포함하되, 상기 채널 추정 절차는 상기 순환 쉬프트 코드에 의한 순환 쉬프트 특성을 이용하여 수행된다.

[21] 또한, 본 발명에서, 상기 구성 정보는 사용되는 코드워드의 수에 따라 비트 수가 변경되며, 복수의 안테나 포트들의 개수, 상기 복조 참조 신호가 매핑되는 심볼의 수 또는 계층의 수 중 적어도 하나를 포함한다.

[22] 또한, 본 발명에서, 상기 순환 쉬프트 코드는 DFT(Discrete Fourier Transform) 코드이고, 상기 직교 커버 코드는 왈쉬-하다마드(Walsh-Hadamard) 코드이다.

[23] 또한, 본 발명은, 무선 통신 시스템에서 데이터를 복조하는 단말에 있어서, 외부와 무선 신호를 송신 및 수신하는 무선 유닛(Radio Frequency Unit); 및 상기 무선 유닛과 기능적으로 결합되어 있는 프로세서를 포함하되, 상기 프로세서는, 기지국으로부터 상기 데이터의 복조를 위한 복조 참조 신호의 구성과 관련된 구성 정보를 수신하고, 상기 구성 정보에 기초하여 상기 기지국으로부터 복수의 안테나 포트들을 통해 전송되는 상기 복조 참조 신호를 수신하며, 상기 수신된 복조 참조 신호를 이용하여 상기 데이터를 복조하되, 상기 복조 참조 신호는 특정 패턴에 따라 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 심볼에 매핑되고, 코드 분할 다중화(Code Division Multiplexing) 방식을 통해서 다중화 되며, 상기 코드 분할 다중화 방식은 주파수 영역으로 순환 쉬프트 코드(Cyclic Shift Code) 및 시간 영역으로 직교 커버 코드(Orthogonal Cover Code)가 적용되는 단말을 제공한다.

발명의 효과

[24] 본 발명은 DMRS를 통해 Doppler Effect로 인한 CPE(Common Phase Error) 및 CFO(Carrier Frequency Offset) 값을 추정하여 데이터를 디코딩할 수 있는 효과가 있다.

[25] 또한, 본 발명은 High Doppler 환경에서, 추가적인 DMRS를 통해 채널을 추정할 수 있는 효과가 있다.

[26] 또한, 본 발명은 본 발명은 참조 신호의 전송으로 인한 오버헤드와 채널 추정 성능 사이의 trade-off를 고려하여 복조 참조 신호를 매핑함으로써, 단말의 상황에 따라 DMRS의 패턴을 변경할 수 있는 효과가 있다.

[27] 또한, 본 발명은 주파수 축 뿐만 아니라 시간 축 상으로도 코드 분할 다중화 방식을 이용함으로써 복조참조를 전송하기 위한 포트의 개수를 확장할 수 있는 효과가 있다.

[28] 또한, 본 발명은 다중화 및 반복을 이용하여 참조 신호를 매핑함으로써 복조 참조 신호를 전송하기 위한 포트의 개수를 확장할 수 있는 효과가 있다.

[29] 또한, 본 발명은 주파수 영역 및 시간 영역에서 각각 직교 코드를 사용하여 포트 다중화를 위한 코드 분할 다중화를 적용함으로써, 시간 영역에서 채널 추정을 할 수 있는 효과가 있다.

[30] 또한, 본 발명은 주파수 영역보다 연산 복잡도가 낮은 시간 영역에서 채널 추정을 수행함으로써, 채널 추정 성능을 향상시킬 수 있는 효과가 있다.

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

도면의 간단한 설명

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

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

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

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

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

[37] 도 5는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 하향링크 자원 블록 쌍에 매핑된 참조 신호 패턴을 예시한다.

[38] 도 6 은 본 발명이 적용될 수 있는 mmWave를 사용하는 통신 시스템에서 이용되는 자원 영역 구조의 일 예를 나타낸다.

[39] 도 7 내지 도 9는 고주파 대역에서 위상 잡음에 의한 영향의 일 예를 나타내는 도면이다.

[40] 도 10 및 도 11은 본 명세서에서 제안하는 복조 참조 신호의 패턴의 일 예를 나타낸다.

[41] 도 12 내지 도 14는 본 명세서에서 제안하는 복조 참조 신호의 매핑 패턴의 일 예를 나타내는 도면이다.

[42] 도 15 내지 도 20은 본 명세서에서 제안하는 복조 참조 신호의 매핑 패턴의 또 다른 일 예를 나타내는 도면이다.

[43] 도 21 내지 도 23은 본 명세서에서 제안하는 채널 환경에 따른 복조 참조 신호의 매핑 패턴의 일 예를 나타내는 도면이다.

[44] 도 24 내지 도 26는 본 명세서에서 제안하는 동일한 매핑 패턴을 이용하여 DMRS를 매핑하는 방법의 일 예를 나타내는 도면이다.

[45] 도 27 및 도 28은 본 명세서에서 제안하는 안테나 포트 및 계층의 수에 대한 복조 참조 신호의 일 예를 나타내는 도면이다.

[46] 도 29 및 도 30은 본 명세서에서 제안하는 안테나 포트 및 계층의 수에 대한 복조 참조 신호의 또 다른 일 예를 나타내는 도면이ㅊ다.

[47] 도 31은 본 명세서에서 제안하는 코드 분할 다중화 방식을 이용한 복조 참조 신호의 매핑 패턴의 또 다른 일 예를 나타내는 도면이다.

[48] 도 32 및 도 33은 본 명세서에서 제안하는 반복 패턴을 이용한 복조 참조 신호의 매핑 패턴의 일 예를 나타내는 도면이다.

[49] 도 34 내지 도 41은 본 명세서에서 제안하는 안테나 포트의 개수에 따른 복조 참조 신호의 매핑 패턴 및 성능의 일 예를 나타내는 도면이다.

[50] 도 42는 본 명세서에서 제안하는 복조 참조 신호를 생성하여 전송하는 방법의 일 예를 나타낸 순서도이다.

[51] 도 43은 본 명세서에서 제안하는 복조 참조 신호를 전송 받아 데이터를 디코딩하는 방법의 일 예를 나타낸 순서도이다.

[52] 도 44는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 장치의 내부 블록도의 일 예를 나타낸 도이다.

발명의 실시를 위한 형태

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

[54] 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.

[55] 본 명세서에서 기지국은 단말과 직접적으로 통신을 수행하는 네트워크의 종단 노드(terminal node)로서의 의미를 갖는다. 본 문서에서 기지국에 의해 수행되는 것으로 설명된 특정 동작은 경우에 따라서는 기지국의 상위 노드(upper node)에 의해 수행될 수도 있다. 즉, 기지국을 포함하는 다수의 네트워크 노드들(network nodes)로 이루어지는 네트워크에서 단말과의 통신을 위해 수행되는 다양한 동작들은 기지국 또는 기지국 이외의 다른 네트워크 노드들에 의해 수행될 수 있음은 자명하다. '기지국(BS: Base Station)'은 고정국(fixed station), Node B, eNB(evolved-NodeB), BTS(base transceiver system), 액세스 포인트(AP: Access Point), 송신단 등의 용어에 의해 대체될 수 있다. 또한, '단말(Terminal)'은 고정되거나 이동성을 가질 수 있으며, UE(User Equipment), MS(Mobile Station), UT(user terminal), MSS(Mobile Subscriber Station), SS(Subscriber Station), AMS(Advanced Mobile Station), WT(Wireless terminal), MTC(Machine-Type Communication) 장치, M2M(Machine-to-Machine) 장치, D2D(Device-to-Device) 장치, 수신단 등의 용어로 대체될 수 있다.

[56] 이하에서, 하향링크(DL: downlink)는 기지국에서 단말로의 통신을 의미하며,

상향링크(UL: uplink)는 단말에서 기지국으로의 통신을 의미한다. 하향링크에서 송신기는 기지국의 일부이고, 수신기는 단말의 일부일 수 있다. 상향링크에서 송신기는 단말의 일부이고, 수신기는 기지국의 일부일 수 있다.

[57] 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.

[58] 이하의 기술은 CDMA(code division multiple access), FDMA(frequency division multiple access), TDMA(time division multiple access), OFDMA(orthogonal frequency division multiple access), SC-FDMA(single carrier frequency division multiple access), NOMA(non-orthogonal multiple access) 등과 같은 다양한 무선 접속 시스템에 이용될 수 있다. CDMA는 UTRA(universal terrestrial radio access)나 CDMA2000과 같은 무선 기술(radio technology)로 구현될 수 있다. TDMA는 GSM(global system for mobile communications)/GPRS(general packet radio service)/EDGE(enhanced data rates for GSM evolution)와 같은 무선 기술로 구현될 수 있다. OFDMA는 IEEE 802.11 (Wi-Fi), IEEE 802.16 (WiMAX), IEEE 802-20, E-UTRA(evolved UTRA) 등과 같은 무선 기술로 구현될 수 있다. UTRA는 UMTS(universal mobile telecommunications system)의 일부이다. 3GPP(3rd generation partnership project) LTE(long term evolution)은 E-UTRA를 사용하는 E-UMTS(evolved UMTS)의 일부로써, 하향링크에서 OFDMA를 채용하고 상향링크에서 SC-FDMA를 채용한다. LTE-A(advanced)는 3GPP LTE의 진화이다.

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

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

[61]

[62] **<u>본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템 일반</u>**

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

[64] 3GPP LTE/LTE-A에서는 FDD(Frequency Division Duplex)에 적용 가능한 타입 1 무선 프레임(radio frame) 구조와 TDD(Time Division Duplex)에 적용 가능한 타입 2의 무선 프레임 구조를 지원한다.

[65] 도 1에서 무선 프레임의 시간 영역에서의 크기는 $T_s=1/(15000*2048)$의 시간 단위의 배수로 표현된다. 하향링크 및 상향링크 전송은 $T_f=307200*T_s=10ms$의 구간을 가지는 무선 프레임으로 구성된다.

[66] 도 1의 (a)는 타입 1 무선 프레임의 구조를 예시한다. 타입 1 무선 프레임은

전이중(full duplex) 및 반이중(half duplex) FDD에 모두 적용될 수 있다.

[67] 무선 프레임(radio frame)은 10개의 서브프레임(subframe)으로 구성된다. 하나의 무선 프레임은 T_slot=15360*T_s=0.5ms 길이의 20개의 슬롯으로 구성되고, 각 슬롯은 0부터 19까지의 인덱스가 부여된다. 하나의 서브프레임은 시간 영역(time domain)에서 연속적인 2개의 슬롯(slot)으로 구성되고, 서브프레임 i는 슬롯 2i 및 슬롯 2i+1로 구성된다. 하나의 서브프레임을 전송하는데 걸리는 시간을 TTI(transmission time interval)이라 한다. 예를 들어, 하나의 서브 프레임은 길이는 1ms이고, 하나의 슬롯의 길이는 0.5ms일 수 있다.

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

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

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

[71] 타입 2 무선 프레임은 각 153600*T_s=5ms의 길이의 2개의 하프 프레임(half frame)으로 구성된다. 각 하프 프레임은 30720*T_s=1ms 길이의 5개의 서브프레임으로 구성된다.

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

[73] 표 1은 상향링크-하향링크 구성을 나타낸다.

[74] [표1]

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

[75] 표 1을 참조하면, 무선 프레임의 각 서브프레임 별로, 'D'는 하향링크 전송을 위한 서브프레임을 나타내고, 'U'는 상향링크 전송을 위한 서브프레임을

나타내며, 'S'는 DwPTS(Downlink Pilot Time Slot), 보호구간(GP: Guard Period), UpPTS(Uplink Pilot Time Slot) 3가지의 필드로 구성되는 스페셜 서브프레임(special subframe)을 나타낸다.

[76] DwPTS는 단말에서의 초기 셀 탐색, 동기화 또는 채널 추정에 사용된다. UpPTS는 기지국에서의 채널 추정과 단말의 상향링크 전송 동기를 맞추는 데 사용된다. GP는 상향링크와 하향링크 사이에 하향링크 신호의 다중경로 지연으로 인해 상향링크에서 생기는 간섭을 제거하기 위한 구간이다.

[77] 각 서브프레임 i는 각 T_slot=15360*T_s=0.5ms 길이의 슬롯 2i 및 슬롯 2i+1로 구성된다.

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

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

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

[81] 이러한, 상향링크-하향링크 구성은 시스템 정보로써 기지국과 단말이 모두 알고 있을 수 있다. 기지국은 상향링크-하향링크 구성 정보가 바뀔 때마다 구성 정보의 인덱스만을 전송함으로써 무선 프레임의 상향링크-하향링크 할당상태의 변경을 단말에 알려줄 수 있다. 또한, 구성 정보는 일종의 하향링크 제어정보로서 다른 스케줄링 정보와 마찬가지로 PDCCH(Physical Downlink Control Channel)를 통해 전송될 수 있으며, 방송 정보로서 브로드캐스트 채널(broadcast channel)을 통해 셀 내의 모든 단말에 공통으로 전송될 수도 있다.

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

[83] [표2]

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

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

[85]

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

[87] 도 2를 참조하면, 하나의 하향링크 슬롯은 시간 영역에서 복수의 OFDM 심볼을 포함한다. 여기서, 하나의 하향링크 슬롯은 7개의 OFDM 심볼을 포함하고, 하나의 자원 블록은 주파수 영역에서 12개의 부 반송파를 포함하는 것을 예시적으로 기술하나, 이에 한정되는 것은 아니다.

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

[89] 상향링크 슬롯의 구조는 하향링크 슬롯의 구조와 동일할 수 있다.

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

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

[92] PCFICH는 서브 프레임의 첫번째 OFDM 심볼에서 전송되고, 서브 프레임 내에 제어 채널들의 전송을 위하여 사용되는 OFDM 심볼들의 수(즉, 제어 영역의

크기)에 관한 정보를 나른다. PHICH는 상향 링크에 대한 응답 채널이고, HARQ(Hybrid Automatic Repeat Request)에 대한 ACK(Acknowledgement)/NACK(Not-Acknowledgement) 신호를 나른다. PDCCH를 통해 전송되는 제어 정보를 하향링크 제어정보(DCI: downlink control information)라고 한다. 하향링크 제어정보는 상향링크 자원 할당 정보, 하향링크 자원 할당 정보 또는 임의의 단말 그룹에 대한 상향링크 전송(Tx) 파워 제어 명령을 포함한다.

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

[94] 기지국은 단말에게 전송하려는 DCI에 따라 PDCCH 포맷을 결정하고, 제어 정보에 CRC(Cyclic Redundancy Check)를 붙인다. CRC에는 PDCCH의 소유자(owner)나 용도에 따라 고유한 식별자(이를 RNTI(Radio Network Temporary Identifier)라고 한다.)가 마스킹된다. 특정의 단말을 위한 PDCCH라면 단말의 고유한 식별자, 예를 들어 C-RNTI(Cell-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다. 또는 페이징 메시지를 위한 PDCCH라면 페이징 지시 식별자, 예를 들어 P-RNTI(Paging-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다. 시스템 정보, 더욱 구체적으로 시스템 정보 블록(SIB: system information block)를 위한 PDCCH라면 시스템 정보 식별자, SI-RNTI(system information RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다. 단말의 랜덤 액세스 프리앰블의 전송에 대한 응답인 랜덤 액세스 응답을 지시하기 위하여, RA-RNTI(random access-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다.

[95]

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

[97] 도 4를 참조하면, 상향링크 서브 프레임은 주파수 영역에서 제어 영역과 데이터 영역으로 나눌 수 있다. 제어 영역에는 상향링크 제어 정보를 나르는 PUCCH(Physical Uplink Control Channel)이 할당된다. 데이터 영역은 사용자

데이터를 나르는 PUSCH(Physical Uplink Shared Channel)이 할당된다. 단일 반송파 특성을 유지하기 위해 하나의 단말은 PUCCH와 PUSCH을 동시에 전송하지 않는다.

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

[99]

[100] 참조 신호(RS: Reference Signal)

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

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

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

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

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

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

[107] 도 5는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 하향링크 자원 블록 쌍에 매핑된 참조 신호 패턴을 예시한다.

[108] 도 5를 참조하면, 참조 신호가 매핑되는 단위로 하향링크 자원 블록 쌍은 시간 영역에서 하나의 서브 프레임 x 주파수 영역에서 12개의 부 반송파로 나타낼 수 있다. 즉, 시간 축(x축) 상에서 하나의 자원 블록 쌍은 일반 순환 전치(normal CP: normal Cyclic Prefix) 인 경우 14개의 OFDM 심볼의 길이를 가지고(도 5(a)의 경우), 확장 순환 전치(extended CP: extended Cyclic Prefix)인 경우 12개의 OFDM 심볼의 길이를 가진다(도 5(b)의 경우). 자원 블록 격자에서 '0', '1', '2' 및 '3'으로 기재된 자원 요소들(REs)은 각각 안테나 포트 인덱스 '0', '1', '2' 및 '3'의 CRS의 위치를 의미하며, 'D'로 기재된 자원 요소들은 DRS의 위치를 의미한다.

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

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

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

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

자원 및/또는 서로 다른 주파수 자원이 할당된다.

[113] 게다가, 기지국이 4개의 송신 안테나를 사용하는 경우, 4개의 송신 안테나 포트를 위한 참조 신호는 TDM 및/또는 FDM 방식을 이용하여 배열된다. 하향링크 신호의 수신 측(단말)에 의하여 측정된 채널 정보는 단일의 송신 안테나 전송, 송신 다이버시티, 폐쇄 루프 공간 다중화(closed-loop spatial multiplexing), 개방 루프 공간 다중화(open-loop spatial multiplexing) 또는 다중 사용자-다중 입출력 안테나(Multi-User MIMO)와 같은 전송 방식을 이용하여 전송된 데이터를 복조하기 위하여 사용될 수 있다.

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

[115] 자원 블록에 CRS를 맵핑하는 규칙은 다음과 같이 정의된다.

[116] [수식1]

$$k = 6m + (v + v_{\text{shift}}) \bmod 6$$

$$l = \begin{cases} 0, N_{\text{symb}}^{\text{DL}} - 3 & \text{if } p \in \{0,1\} \\ 1 & \text{if } p \in \{2,3\} \end{cases}$$

$$m = 0,1,\ldots,2 \cdot N_{\text{RB}}^{\text{DL}} - 1$$

$$m' = m + N_{\text{RB}}^{\max,\text{DL}} - N_{\text{RB}}^{\text{DL}}$$

$$v = \begin{cases} 0 & \text{if } p = 0 \text{ and } l = 0 \\ 3 & \text{if } p = 0 \text{ and } l \neq 0 \\ 3 & \text{if } p = 1 \text{ and } l = 0 \\ 0 & \text{if } p = 1 \text{ and } l \neq 0 \\ 3(n_s \bmod 2) & \text{if } p = 2 \\ 3 + 3(n_s \bmod 2) & \text{if } p = 3 \end{cases}$$

$$v_{\text{shift}} = N_{\text{ID}}^{\text{cell}} \bmod 6$$

[117] 수학식 1에서, k 및 l 은 각각 부 반송파 인덱스 및 심볼 인덱스를 나타내고, p 는 안테나 포트를 나타낸다.

$N_{\text{symb}}^{\text{DL}}$

은 하나의 하향링크 슬롯에서의 OFDM 심볼의 수를 나타내고,

$N_{\text{RB}}^{\text{DL}}$

은 하향링크에 할당된 무선 자원의 수를 나타낸다. n_s는 슬롯 인덱스를 나타내고,

$N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$

은 셀 ID를 나타낸다. mod 는 모듈로(modulo) 연산을 나타낸다. 참조 신호의 위치는 주파수 영역에서

v_{shift}

값에 따라 달라진다.

v_{shift}

는 셀 ID에 종속되므로, 참조 신호의 위치는 셀에 따라 다양한 주파수 편이(frequency shift) 값을 가진다.

[118] 보다 구체적으로, CRS를 통해 채널 추정 성능을 향상시키기 위해 CRS의 위치는 셀에 따라 주파수 영역에서 편이될 수 있다. 예를 들어, 참조 신호가 3개의 부 반송파의 간격으로 위치하는 경우, 하나의 셀에서의 참조 신호들은 3k 번째 부반송파에 할당되고, 다른 셀에서의 참조 신호는 3k+1 번째 부반송파에 할당된다. 하나의 안테나 포트의 관점에서 참조 신호들은 주파수 영역에서 6개의 자원 요소 간격으로 배열되고, 또 다른 안테나 포트에 할당된 참조 신호와는 3개의 자원 요소 간격으로 분리된다.

[119] 시간 영역에서 참조 신호는 각 슬롯의 심볼 인덱스 0 에서부터 시작하여 동일 간격(constant interval)으로 배열된다. 시간 간격은 순환 전치 길이에 따라 다르게 정의된다. 일반 순환 전치의 경우 참조 신호는 슬롯의 심볼 인덱스 0 과 4에 위치하고, 확장 순환 전치의 경우 참조 신호는 슬롯의 심볼 인덱스 0 과 3에 위치한다. 2개의 안테나 포트 중 최대값을 가지는 안테나 포트를 위한 참조 신호는 하나의 OFDM 심볼 내에 정의된다. 따라서, 4개의 송신 안테나 전송의 경우, 참조 신호 안테나 포트 0 과 1을 위한 참조 신호는 슬롯의 심볼 인덱스 0 과 4 (확장 순환 전치의 경우 심볼 인덱스 0 과 3)에 위치하고, 안테나 포트 2 와 3을 위한 참조 신호는 슬롯의 심볼 인덱스 1에 위치한다. 안테나 포트 2 와 3을 위한 참조 신호의 주파수 영역에서의 위치는 2번째 슬롯에서 서로 맞바뀌진다.

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

[121] 3GPP LTE 시스템(예를 들어, 릴리즈-8)은 최대로 4개의 전송 안테나를 지원하고, 랭크 1 빔포밍(beamforming)을 위한 DRS가 정의된다. 랭크 1 빔포밍을 위한 DRS는 또한 안테나 포트 인덱스 5 를 위한 참조 신호를 나타낸다.

[122] 자원 블록에 DRS를 맵핑하는 규칙은 다음과 같이 정의된다. 수학식 2는 일반 순환 전치인 경우를 나타내고, 수학식 3은 확장 순환 전치인 경우를 나타낸다.

[123] [수식2]

$$k = (k') \bmod N_{sc}^{RB} + N_{sc}^{RB} \cdot n_{PRB}$$

$$k' = \begin{cases} 4m' + v_{shift} & \text{if } l \in \{2,3\} \\ 4m' + (2 + v_{shift}) \bmod 4 & \text{if } l \in \{5,6\} \end{cases}$$

$$l = \begin{cases} 3 & l' = 0 \\ 6 & l' = 1 \\ 2 & l' = 2 \\ 5 & l' = 3 \end{cases}$$

$$l' = \begin{cases} 0,1 & \text{if } n_s \bmod 2 = 0 \\ 2,3 & \text{if } n_s \bmod 2 = 1 \end{cases}$$

$$m' = 0,1,\ldots,3N_{RB}^{PDSCH} - 1$$

$$v_{shift} = N_{ID}^{cell} \bmod 3$$

[124] [수식3]

$$k = (k') \bmod N_{sc}^{RB} + N_{sc}^{RB} \cdot n_{PRB}$$

$$k' = \begin{cases} 3m' + v_{shift} & \text{if } l = 4 \\ 3m' + (2 + v_{shift}) \bmod 3 & \text{if } l = 1 \end{cases}$$

$$l = \begin{cases} 4 & l' \in \{0,2\} \\ 1 & l' = 1 \end{cases}$$

$$l' = \begin{cases} 0 & \text{if } n_s \bmod 2 = 0 \\ 1,2 & \text{if } n_s \bmod 2 = 1 \end{cases}$$

$$m' = 0,1,\ldots,4N_{RB}^{PDSCH} - 1$$

$$v_{shift} = N_{ID}^{cell} \bmod 3$$

[125] 수학식 2 및 3에서, k 및 l 은 각각 부반송파 인덱스 및 심볼 인덱스를 나타내고, p 는 안테나 포트를 나타낸다.

N_{sc}^{RB}

은 주파수 영역에서 자원 블록 크기를 나타내고, 부반송파의 수로써 표현된다. n_{PRB}는 은 물리 자원 블록의 수를 나타낸다.

N_{RB}^{PDSCH}

은 PDSCH 전송을 위한 자원 블록의 주파수 대역을 나타낸다. n_s는 슬롯 인덱스를 나타내고,

N_{ID}^{cell}

는 셀 ID를 나타낸다. mod 는 모듈로(modulo) 연산을 나타낸다. 참조 신호의 위치는 주파수 영역에서

v_{shift}

값에 따라 달라진다.

v_{shift}

는 셀 ID에 종속되므로, 참조 신호의 위치는 셀에 따라 다양한 주파수

편이(frequency shift) 값을 가진다.

[126] LTE 시스템의 진화 발전된 형태의 LTE-A 시스템에서 기지국의 하향 링크로 최대 8개의 송신 안테나를 지원할 수 있도록 디자인되어야 한다. 따라서 최대 8개 송신 안테나에 대한 RS 역시 지원되어야 한다. LTE 시스템에서 하향 링크 RS는 최대 4개의 안테나 포트에 대한 RS만 정의되어 있으므로, LTE-A 시스템에서 기지국이 4개 이상 최대 8개의 하향 링크 송신 안테나를 가질 경우 이들 안테나 포트에 대한 RS가 추가적으로 정의되고 디자인되어야 한다. 최대 8개의 송신 안테나 포트에 대한 RS는 위에서 설명한 채널 측정을 위한 RS와 데이터 복조를 위한 RS 두 가지가 모두 디자인되어야 한다.

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

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

[129] 채널 측정 목적의 CSI-RS는 기존의 CRS가 채널 측정, 핸드 오버 등의 측정 등의 목적과 동시에 데이터 복조를 위해 사용되는 것과 달리 채널 측정 위주의 목적을 위해서 디자인되는 특징이 있다. 물론 이 또한 핸드 오버 등의 측정 등의 목적으로도 사용될 수도 있다. CSI-RS가 채널 상태에 대한 정보를 얻는 목적으로만 전송되므로 CRS와 달리 매 서브 프레임마다 전송되지 않아도 된다. CSI-RS의 오버헤드를 줄이기 위하여 CSI-RS는 시간 축 상에서 간헐적으로 전송된다.

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

[131] LTE-A 시스템에서 eNB는 모든 안테나 포트에 대한 CSI-RS를 전송해야 한다. 최대 8개의 송신 안테나 포트에 대한 CSI-RS를 매 서브 프레임마다 전송하는 것은 오버헤드가 너무 큰 단점이 있으므로, CSI-RS는 매 서브 프레임마다 전송되지 않고 시간 축에서 간헐적으로 전송되어야 그 오버헤드를 줄일 수 있다. 즉, CSI-RS는 한 서브 프레임의 정수 배의 주기를 가지고 주기적으로 전송되거나 특정 전송 패턴으로 전송될 수 있다. 이 때 CSI-RS가 전송되는 주기나 패턴은

eNB가 설정할 수 있다.

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

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

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

[135] <u>초 고주파</u> 대역을 이용한 통신 시스템

[136] LTE(Long Term Evolution)/LTE-A(LTE Advanced) 시스템에서는 단말과 기지국의 오실레이터의 오차값을 요구사항(requirement)로 규정하며, 아래와 같이 기술한다.

[137] - UE side frequency error (in TS 36.101)

[138] The UE modulated carrier frequency shall be accurate to within ±0.1 PPM observed over a period of one time slot (0.5 ms) compared to the carrier frequency received from the E-UTRA Node B

[139] - eNB side frequency error (in TS 36.104)

[140] Frequency error is the measure of the difference between the actual BS transmit frequency and the assigned frequency.

[141] 한편, 기지국의 종류에 따른 오실레이터 정확도는 아래의 표 3과 같다.

[142] [표3]

BS class	Accuracy
Wide Area BS	±0.05 ppm
Local Area BS	±0.1 ppm
Home BS	±0.25 ppm

[143] 따라서, 기지국과 단말 간의 오실레이터의 최대 차이는 ±0.1ppm 으로, 한쪽

한쪽 방향으로 오차가 발생하였을 경우 최대 0.2ppm의 오프셋 값이 발생할 수 있다. 이러한 오프셋 값은 중심 주파수와 곱해짐으로써 각 중심 주파수에 맞는 Hz 단위로 변환된다.

[144] 한편, OFDM 시스템에서는 CFO 값이 주파수 톤 간격에 의해 다르게 나타나며, 일반적으로 큰 CFO 값이라 하더라도 주파수 톤 간격이 충분히 큰 OFDM 시스템에서 미치는 영향은 상대적으로 작다. 따라서, 실제 CFO 값(절대값)은 OFDM 시스템에 영향을 주는 상대적인 값으로 표현될 필요가 있으며, 이를 정규화된 CFO(normalized CFO)라 한다. 정규화된 CFO는 CFO 값을 주파수 톤 간격으로 나눈 값으로 표현되며, 아래의 표 4는 각 중심 주파수와 오실레이터의 오차 값에 대한 CFO와 정규화된 CFO를 나타낸다.

[145] [표4]

Center frequency (subcarrier spacing)	Oscillator Offset			
	±0.05ppm	±0.1ppm	±10ppm	±20ppm
2GHz(15kHz)	±100Hz (±0.0067)	±200Hz (±0.0133)	±20kHz (±1.3)	±40kHz (±2.7)
30GHz(104.25kHz)	±1.5kHz (±0.014)	±3kHz (±0.029)	±300kHz (±2.9)	±600kHz (±5.8)
60GHz(104.25kHz)	±3kHz (±0.029)	±6kHz (±0.058)	±600kHz (±5.8)	±1.2MHz (±11.5)

[146] 표 4에서 중심 주파수가 2GHz인 경우(예를 들어, LTE Rel-8/9/10)에는 주파수 톤 간격(15kHz)를 가정하였으며, 중심 주파수가 30GHz, 60GHz인 경우에는 주파수 톤 간격을 104.25kHz를 사용함으로써 각 중심 주파수에 대해 도플러 영향을 고려한 성능 열화를 방지하였다. 위의 표 2는 단순한 예시이며, 중심 주파수에 대해 다른 주파수 톤 간격이 사용될 수 있음은 자명하다.

[147] 한편, 단말이 고속으로 이동하는 상황이나 고주파수 대역에서 이동하는 상황에서는 도플러 분산(Doppler spread) 현상이 크게 발생한다. 도플러 분산은 주파수 영역에서의 분산을 유발하며, 결과적으로 수신기 입장에서 수신 신호의 왜곡을 발생시킨다. 도플러 분산은 $f_{doppler} = (v/\lambda)\cos\theta$로 표현될 수 있다. 이때, v는 단말의 이동 속도이며, λ는 전송되는 전파의 중심 주파수의 파장을 의미한다. θ는 수신되는 전파와 단말의 이동 방향 사이의 각도를 의미한다. 이하에서는 θ가 0인 경우를 전제로 하여 설명한다.

[148] 이때, 코히어런스 타임(coherence time)은 도플러 분산과 반비례하는 관계에 있다. 만약, 코히어런스 타임을 시간 영역에서 채널 응답의 상관관계(correlation) 값이 50% 이상인 시간 간격으로 정의하는 경우, $T_c \approx \frac{9}{16\pi f_{doppler}}$로 표현된다.

무선 통신 시스템에서는 도플러 분산에 대한 수식과 코히어런스 타임에 대한 수식 간의 기하 평균(geometric mean)을 나타내는 아래의 수학식 4가 주로 이용된다.

[149] [수식4]

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_{doppler}}} = \frac{0.423}{f_{doppler}}$$

[150] **새로운 무선 접속 기술(New Radio Access Technology) 시스템**

[151] 더욱 많은 통신 기기들이 더욱 큰 통신 용량을 요구하게 됨에 따라 기존의 무선 접속 기술 (radio access technology, RAT)에 비해 향상된 단말 광대역 (mobile broadband) 통신에 대한 필요성이 대두되고 있다. 또한 다수의 기기 및 사물들을 연결하여 언제 어디서나 다양한 서비스를 제공하는 매시브(massive) MTC(Machine Type Communications) 역시 고려되고 있다. 뿐만 아니라 신뢰성 (reliability) 및 지연 (latency) 에 민감한 서비스/UE 를 고려한 통신 시스템 디자인 또한 논의되고 있다.

[152] 이와 같이 향상된 단말 광대역 통신 (enhanced mobile broadband communication), 매시브 MTC, URLLC (Ultra-Reliable and Low Latency Communication) 등을 고려한 새로운 무선 접속 기술의 도입이 논의되고 있으며, 본 발명에서는 편의상 해당 기술을 New RAT(이하, NR)이라 명명한다.

[153]

[154] 도 6은 본 발명이 적용될 수 있는 mmWave를 사용하는 통신 시스템에서 이용되는 자원 영역 구조의 일 예를 나타낸다.

[155] mmWave와 같은 초고주파 대역을 이용하는 통신 시스템은 종래의 LTE/LTE-A 통신 시스템과는 물리적 성질이 다른 주파수 대역을 사용한다. 이에 따라, 초고주파 대역을 이용하는 통신 시스템에서는 종래 통신 시스템에서 이용되는 자원 영역의 구조와 다른 형태의 자원 구조가 논의되고 있다. 도 6은 새로운 통신 시스템의 하향링크 자원 구조의 예를 도시한다.

[156] 가로축으로 14개의 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 심볼과 세로축으로 12개의 주파수 톤으로 구성되는 RB(Resource block) 쌍(RB pair)을 고려할 때, 첫 2개(또는 3개)의 OFDM 심볼(1310)은 종래와 유사하게 제어채널(예를 들어, PDCCH(Physical Downlink Control Channel))에 할당되고, 다음 1개에서 2개의 OFDM 심볼(620)은 DMRS(DeModulation Reference Signal)이 할당되고, 나머지 OFDM 심볼(630)은 데이터채널(예를 들어, PDSCH(Physical Downlink Shared Channel))이 할당될 수 있다.

[157] 한편, 도 6과 같은 자원 영역 구조에서 앞서 설명한 CPE(또는, CFO) 추정을 위한 PCRS 또는 PNRS 또는 PTRS는 데이터채널이 할당되는 영역 630의 일부 RE(Resource Element)에 실려 단말로 전송될 수 있다. 이러한 신호는 위상 잡음을

추정 하기 위한 신호이며, 앞서 설명했듯이 파일럿 신호가 될 수도 있고 데이터 신호가 변경되거나 복제된 신호일 수도 있다.

[158] 본 발명은, 하향링크 또는 상향링크에 있어서 채널 추정을 위한 DMRS를 전송하는 방법을 제안한다.

[159] 도 7 내지 도 9는 고주파 대역에서 위상 잡음에 의한 영향의 일 예를 나타내는 도면이다.

[160] 위상 잡음(Phase Noise: PN)은 무작위 위상 회전으로 인해 시간 영역에서 수신된 신호를 손상시킴으로써 특히 고주파 대역에서 시스템 성능을 저하시키는 장애 중 하나이다.

[161] 또한, 위상 잡음은 주파수 영역에서 수신 신호에 공통 위상 오차(CPE) 및 반송파 간 간섭 (ICI)을 초래한다.

[162] 도 7은 CPE 및 ICI가 잡음 없이 수신 된 집합 점에 미치는 영향을 나타낸다. 도 7에 도시된 바와 같이 정사각형 'A'에서는 모든 성좌(constellation) 점이 CPE의 결과 인 같은 각도로 회전한다. 그리고, 원 'B'의 성좌 점은 ICI의 결과에 의해서 무작위로 원에 배치된다.

[163] 위상 잡음은 채널 추정 성능을 저하시킬 수 있다. 특히, 시간 영역 코드 분할 다중화(Code Division Multiplexing: CDM)을 이용한 포트 다중화 방법은 OFDM 심볼 단위로 CPE가 변하기 때문에 위상 잡음에보다 취약 할 수 있다.

[164] 도 8의 (a)는 주파수 축 상으로 길이 2의 CDM 방식이 적용된 복조 참조 신호의 일 예를 나타내고, 도 8의 (b)는 시간 축 상으로 길이 2의 CDM 방식이 적용된 복조 참조 신호의 일 예를 나타낸다.

[165] 도 9의 (a) 및 (b)는 도 8의 (a) 및 (b)에 나열된 다양한 DMRS 패턴에 대한 정규화된 MSE 및 SE 성능을 나타내는 도면이다.

[166] 아래 표 5는 도 9의 (a)에 도시된 시뮬레이션을 위한 파라미터 값들의 일 예를 나타낸다.

[167] [표5]

Parameters	Value
Carrier frequency	30GHz
Subcarrier spacing	120kHz
Transmission layers for data channel	SISO: 1 layers
Data allocation	32 PRBs
PRB bundling	2
Modulation order, Coding rate	256QAM(3/4), 256QAM(5/6)
Channel coding scheme	LTE turbo coding
Channel estimation	Real estimation
UE speed	3 km/h
Channel model	CDL-B with 30 ns DS values.
TRP antenna configuration	(M,N,P,Mg,Ng) = (4,8,1,1,1);(dV,dH) = (0.5, 0.5)λ with directional antenna element (HPBW=65^{0}, directivity 8dB)
UE antenna configuration	(M, N, P, Mg, Ng) = (2,4,1,1,1) ; (dV,dH) = (0.5, 0.5)λ, with directional antenna element (HPBW=90^{0}, directivity 5dB)

[168] 아래 표 6은 도 9의 (b)에 도시된 시뮬레이션을 위한 파라미터 값들의 일 예를 나타낸다.

[169] [표6]

Assumptions	Value
Carrier frequency	4GHz
Subcarrier spacing	15kHz
Transmission layers for data channel	SU-MIMO: 4/ 8 layers
Transmission scheme	- Multi-antenna port transmission schemes - Identity matrix is used for precoding matrix
Data allocation	8 PRBs
PRB bundling	2
Modulation order, Coding rate	QPSK(1/2), 16QAM(1/3), 16QAM(1/2)
Channel coding scheme	LTE turbo coding
Channel estimation	Real estimation
UE speed	3 km/h
Channel model	CDL-B with 300 ns DS values.
TRP antenna configuration	4/8 with per antenna element pattern in 3GPP TR36.873
UE antenna configuration	4/8 with omni-directional antenna element

[170] 도 8의 (a) 및 (b)의 시뮬레이션에서 DMRS 심볼과 PDSCH 심볼 사이의 위상차는 위상 추적을 위한 참조 신호를 사용함으로써 보상될 수 있다.

[171] 도 8의 (a) 및 (b)에 도시된 바와 같이, 시간 영역에서의 CDM은 위상 잡음 영향에 의해서 고주파 대역에서의 채널 추정 성능의 저하를 초래할 수 있기 때문에, 높은 MCS 지역에서도 SE 성능이 저하될 수 있다.

[172] 따라서, 포트 멀티플렉싱을 위한 주파수 도메인의 CDM은 적어도 고주파 대역에서 지원될 수 있다.

[173] 도 10 및 도 11은 본 명세서에서 제안하는 복조 참조 신호의 패턴의 일 예를 나타낸다.

[174] 도 10 및 도 11을 참조하면, 채널을 추정하기 위한 복조 참조 신호는 최대 안테나 포트의 수에 따라 한 개의 심볼 또는 두 개의 심볼에 매핑될 수 있다.

[175] 구체적으로, 상향링크 DMRS 및 하향링크 DMRS는 아래의 방법으로 생성되어 자원영역에 매핑될 수 있다. 도 10은 타입 1에 따라 물리 자원에 매핑된 상향링크 또는 하향링크 DMRS의 일 예를 도시하고, 도 11은 타입 2에 따라 물리 자원에 매핑된 상향링크 또는 하향링크 DMRS의 일 예를 도시한다.

[176] 상향링크 데이터 또는 하향링크 데이터를 복조하기 위한 복조 참조 신호는 복조 참조 시퀀스를 OFDM 심볼에 매핑함으로써 생성된다.

[177] 복조 참조 신호 시퀀스는 도 10 및 도 11에 도시된 바와 같이 매핑 타입에 따라 매핑될 수 있으며, 1개 또는 2개의 OFDM 심볼에 매핑될 수 있다. 이때, 포트 다중화를 위해 CDM 방식이 적용될 수 있다.

[178] 복조 참조 신호 시퀀스의 OFDM 심볼 매핑에 CDM 방식을 적용하는 경우, 주파수 영역 직교 코드(orthogonal code)와 시간 영역 직교 코드(orthogonal code)가 분리되어 각각 적용될 수 있다.

[179] 이때, 주파수 영역의 직교 코드는 순환 쉬프트 코드(Cyclic Shift Code: CS Code)가 적용될 수 있으며, 시간 영역의 직교 코드는 직교 커버 코드(Orthogonal Cover Code: OCC)가 적용될 수 있다.

[180] 예를 들면, 복조 참조 신호 시퀀스는 CDM 방식을 통해 OFDM 심볼에 매핑되기 위해서 주파수 영역에서 DFT(Discrete Fourier Transform) Code 및 시간 영역에서 왈쉬-하다마드(Walsh-Hadamard) 코드가 적용될 수 있다.

[181] 이 경우, 단말은 복조 참조 신호가 시간 영역에서 순환 쉬프트 되는 특성을 이용하여 채널 추정을 수행할 수 있다.

[182] 즉, mmWave 환경에서 단말과 기지국간의 통신은 광대역 자원을 이용하는 경우가 다수 존재할 수 있다. 이와 같이 광대역 자원을 이용하여 통신을 수행하는 경우, 채널 추정 성능을 향상시키기 위해서 단말은 시간 영역에서 채널 추정을 수행할 수 있다.

[183] 단말은 복조 참조 신호 시퀀스에 주파수 영역과 시간 영역이 분리되어 직교 코드가 적용되는 경우, 시간 영역에서 직교 커버 코드를 이용하여 다중화를 수행하는 서로 다른 안테나 포트를 분리할 수 있다.

[184] 이후, 주파수 영역에서 다중화를 수행하는 서로 다른 안테나 포트는 주파수 영역에서 CS 코드를 이용하기 때문에 시간 영역에서 신호가 순환 쉬프트 되는 특성을 이용하여 단말은 시간 영역에서 채널 추정을 수행할 수 있다.

[185] 이와 같이 광대역 자원이 할당된 단말이 시간 영역에서 채널 추정을 수행하는 경우, 잡음 감쇄 효과가 크기 때문에 채널 추정 성능을 향상 시킬 수 있다.

[186] 이때, 복조 참조 신호 시퀀스는 아래 수학식 5 또는 수학식 6에 따라 생성될 수 있다.

[187] [수식5]

$$\alpha_{k,l}^{(p)} = w_{freq,p}(k') \cdot w_{time,p}(l') \cdot r(k'')$$

[188] [수식6]

$$\alpha_{k,l}^{(p)} = w_{freq,p}(k') \cdot w_{time,p}(l') \cdot r(k'', l'')$$

[189] 상기 수학식 5 및 6에서 각각의 파라미터는 아래와 같이 정의될 수 있다.

[190] -

$\alpha_{k,l}^{(p)}$

:안테나 포트 p의 복조 참조 신호 시퀀스

[191] -

$w_{time,p}(l')$

: 안테나 포트 p의 시간 영역에서 직교 코드

[192] -

$w_{freq,p}(k')$

: 안테나 포트 k의 주파수 영역에서 직교 코드

[193] -
$r(k'')$ 및 $r(k'',l'')$
: 복조 참조 신호를 구성하는 기본 시퀀스(base sequence)

[194] - k: 주파수 영역 인덱스

[195] - l: 시간 영역 인덱스

[196] - p: 포트 인덱스

[197] 상기 복조 참조 신호를 구성하는 기본 시퀀스는 하나의 OFDM 심볼 단위로 의사 랜덤 시퀀스에 의해서 생성될 수 있으며, OFDM 심볼의 인덱스를 통해서 초기화될 수 있다.

[198] 즉, NR에서 사용되는 DMRS의 경우, 기존의 DMRS와는 다르게 단말에 따라 매핑되는 OFDM 심볼의 위치 및 개수가 달라질 수 있다. 이때, 서로 다른 단말간 orthogonal한 MU-MIMO를 수행하기 위해서는 단말들 간에 복조 참조 신호 시퀀스가 동일해야 한다.

[199] 따라서, MU-MIMO를 수행하는 단말들 간의 복조 참조 신호 시퀀스를 동일하게 하기 위해서 복조 참조 신호 시퀀스는 OFDM 심볼 단위로 생성될 수 있다.

[200] 이 경우, OFDM 심볼 단위로 복조 참조 신호가 생성되기 때문에, 서로 다른 개수 및 위치에서 생성될 수 있는 복조 참조 시퀀스에 대해서 서로 다른 단말간에 동일한 복조 참조 시퀀스가 생성될 수 있다.

[201] 기지국은 코드워드의 수에 따른 안테나 포트, 및 레이어의 수 등과 같은 정보를 포함하는 하향링크 제어 정보(Downlink Control Information:DCI)를 적어도 하나의 단말에게 전송할 수 있다.

[202] 이때, 하향링크 제어 정보는 사용되는 코드워드의 수에 따라 데이터 포맷이 달라질 수 있다.

[203] NR의 경우, 코드워드의 수에 따라 지원 가능한 레이어의 수가 달라질 수 있다. 즉, 1부터 4 레이어 까지는 1개의 코드워드를 지원하고, 5 레이어 이상 부터는 2개의 코드워드를 지원할 수 있다.

[204] 이 경우, MU-MIMO를 고려하면 5 레이어 이상이 설정된 서로 다른 단말은 MU 페어링이 될 수 없다.

[205] 하지만, 1부터 4 레이어가 설정되는 단말의 경우, MU 페어링이 가능한 조합이 존재하며, 이를 단말에게 지시하기 위해서 DCI에 더 많은 정보가 포함되어야 한다.

[206] 즉, MU 페어링이 가능한 조합과 관련된 정보를 단말에게 알려주기 위해서 5 레이어 이상이 설정된 경우보다 더 큰 크기의 페이로드를 가지는 DCI가 필요하다.

[207] 예를 들면, 1 부터 4 레이어 까지는 구성 정보를 위해서 5bit가 사용될 수 있으며, 5 레이어 이상의 경우, 2bit가 사용될 수 있다.

[208] 따라서, 레이어의 수에 따라 DCI의 데이터 포맷이 달라질 수 있다.

[209] 이 경우, 2개 이상의 코드워드가 설정되는 단말의 경우, DCI의 필드를 컴팩트하게 구성함으로써 DCI의 오버헤드를 감소시킬 수 있다.

[210] 아래 표 7은 1개의 코드워드가 사용되는 경우, DCI 필드의 일 예를 나타낸다.

[211] [표7]

value	message		
#	# of layers	antenna port(s)	# of symbols
0	1 layer	P0	1
1	1 layer	P1	1
2	1 layer	P2	1
3	1 layer	P3	1
4	2 layer	P0/P1	1
5	2 layer	P2/P3	1
6	3 layer	P0/P1/P2	1
7	4 layer	P0/P1/P2/P3	1
8	1 layer	P0	2
9	1 layer	P1	2
10	1 layer	P2	2
11	1 layer	P3	2
12	1 layer	P4	2
13	1 layer	P5	2
14	1 layer	P6	2
15	1 layer	P7	2
16	2 layer	P0/P1	2
17	2 layer	P2/P3	2
18	2 layer	P4/P5	2
19	2 layer	P6/P7	2
20	3 layer	P0/P1/P2	2
21	3 layer	P3/P4/P5	2
22	4 layer	P0/P1/P2/P3	2
23	4 layer	P4/P5/P6/P7	2
24	reserved	reserved	reserved
30	…	…	…
31	reserved	reserved	reserved

[212] 아래 표 8은 2개의 코드워드가 사용되는 경우, DCI 필드의 일 예를 나타낸다.

[213] [표8]

value	message		
#	# of layers	antenna port(s)	# of symbols
0	5 layer	P0/P1/P2/P3/P4	2
1	6 layer	P0/P1/P2/P3/P4/P5	2
2	7 layer	P0/P1/P2/P3/P4/P5/P6	2
3	8 layer	P0/P1/P2/P3/P4/P5/P6/P7	2

[214] 또한, 기지국은 복조 참조 신호를 OFDM 심볼에 매핑하여 생성된 복조 참조 신호를 적어도 하나의 단말에게 전송하기 위해서 상위 계층 시그널링(예를 들면, MAC CE 또는 RRC)를 통해 DMRS의 매핑 패턴과 관련된 구성 정보를 단말에게 전송할 수 있다.

[215] 즉, 복조 참조 신호는 도 10 및 도 11에 도시된 바와 같이 1개 또는 2개의 OFDM 심볼에 매핑될 수 있다. 이 경우, DMRS가 매핑된 OFDM 심볼의 수에 따라 지원 가능한 최대 DMRS의 안테나 포트수가 달라질 수 있다.

[216] 또한, DMRS의 안테나 포트수가 증가할수록 가능한 안테나 포트의 조합이 증가하기 때문에 앞에서 살펴본 바와 같이 이를 지시하기 위해 더 큰 크기의 DCI 필드가 필요하다.

[217] 따라서, DMRS의 매핑 패턴에 따라 서로 다른 DCI 필드를 정의하는 경우, 상위 계층 시그널링을 통해서 구성 정보를 전송하면 매핑 패턴에 따라 DCI 오버헤드를 최적화 하기 위한 DCI 필드를 구성할 수 있다.

[218] 즉, DMRS가 매핑된 OFDM 심볼의 수 등과 같은 정보를 상위 계층 시그널링을 통해 단말에게 전송하기 때문에 DCI 시그널링을 통해 동적으로 단말에게 DMRS의 전송을 위한 레이어의 수 및 안테나 포트 등을 지시할 수 있으며, 이로 인하여 DCI 오버헤드가 감소될 수 있다.

[219] 이때, 구성 정보는 DMRS의 매핑과 관련된 최대 포트 수, DMRS가 매핑된 OFDM 심볼의 수 또는 포트 다중화 방법 중 적어도 하나를 포함할 수 있다.

[220] 이하, 상향링크 데이터를 위한 DMRS와 하향링크 데이터를 위한 DMRS를 나누어 구체적으로 살펴보도록 한다.

[221] **Demodulation reference signal for PUSCH**

[222] 하향링크 DMRS의 생성을 위한 참조 신호 시퀀스 r(m)은 PUSCH에 대한 변환 프리코딩(transform precoding)이 허용되지 않는 경우, 아래 수학식 7에 의해서 생성된다.

[223] 이때, PUSCH에 대한 변환 프리코딩(transform precoding)이 허용되지 않는 경우의 일 예로 CP-OFDM 방식의 송신신호를 생성하는 경우가 있을 수 있다.

[224] [수식7]

$$r(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(1-2\cdot c(2m)\right) + j\frac{1}{\sqrt{2}}\left(1-2\cdot c(2m+1)\right)$$

[225] 여기서 c(i)는 의사 랜덤 시퀀스(the pseudo-random sequence)를 의미한다.

[226] 만약, PUSCH에 대한 변환 프리코딩(transform precoding)이 허용되는 경우, 참조 신호 시퀀스 r(m)은 아래 수학식 8에 의해서 생성된다.

[227] 이때, PUSCH에 대한 변환 프리코딩(transform precoding)이 허용되는 경우의 일 예로 DFT-S-OFDM 방식의 송신신호를 생성하는 경우가 있을 수 있다.

[228] [수식8]

$$r(m) = e^{-j\frac{\pi q m(m+1)}{L}}$$

[229] 생성된 PUSCH의 DMRS는 도 7 및 도 8에 도시된 바와 상위 계층 파라미터에 의해서 주어진 타입 1 또는 타입 2에 따라 물리 자원에 매핑된다.

[230] 이때, DMRS는 안테나 포트의 개수에 따라 단일 심볼(single symbol) 또는 이중 심볼(double symbol)에 매핑될 수 있다.

[231] 만약, 변환 프리코딩이 허용되지 않는 경우, 참조 신호 시퀀스 r(m)은 아래 수학식 9에 의해서 물리 자원에 매핑될 수 있다.

[232] [수식9]

$$a_{k,l}^{(p,\mu)} = \beta_{\mathrm{DMRS}} w_{\mathrm{f}}(k') \cdot w_{\mathrm{t}}(l') \cdot r(2m + k' + m_0)$$

$$k = \begin{cases} k_0 + 4m + 2k' + \Delta & \text{Configuration type 1} \\ k_0 + 6m + k' + \Delta & \text{Configuration type 2} \end{cases}$$

$$k' = 0,1$$

$$l = \bar{l} + l'$$

[233] 상기 수학식 9에서 l은 PUSCH 전송의 시작에 상대적으로 정의되며, $w_{\mathrm{f}}(k')$, $w_{\mathrm{t}}(l')$, 및 Δ는 아래 표 9 및 표 10에 의해서 주어진다.

[234] 아래 표 9는 타입 1에 대한 PUSCH의 DMRS를 위한 파라미터들의 일 예를 나타낸다.

[235] [표9]

p	Δ	$w_{\mathrm{f}}(k')$		$w_{\mathrm{t}}(l')$	
		$k'=0$	$k'=1$	$l'=0$	$l'=1$
1000	0	+1	+1	+1	+1
1001	0	+1	-1	+1	+1
1002	1	+1	+1	+1	+1
1003	1	+1	-1	+1	+1
1004	0	+1	+1	+1	-1
1005	0	+1	-1	+1	-1
1006	1	+1	+1	+1	-1
1007	1	+1	-1	+1	-1

[236] 아래 표 10은 타입 2에 대한 PUSCH의 DMRS를 위한 파라미터들의 일 예를 나타낸다.

[237] [표10]

p	Δ	$w_f(k')$		$w_t(l')$	
		$k'=0$	$k'=1$	$l'=0$	$l'=1$
1000	0	+1	+1	+1	+1
1001	0	+1	-1	+1	+1
1002	2	+1	+1	+1	+1
1003	2	+1	-1	+1	+1
1004	4	+1	+1	+1	+1
1005	4	+1	-1	+1	+1
1006	0	+1	+1	+1	-1
1007	0	+1	-1	+1	-1
1008	2	+1	+1	+1	-1
1009	2	+1	-1	+1	-1
1010	4	+1	+1	+1	-1
1011	4	+1	-1	+1	-1

[238] 아래 표 11는 상위 계층 파라미터 UL_DMRS_dur에 따른 시간 영역 인덱스 과 지원되는 안테나 포트 p의 일 예를 나타낸다.

[239] [표11]

UL_DMRS_dur	l'	p	
		타입 1	타입 2
Single-symbol DMRS	0	1000 – 1003	1000 – 1005
Double-symbol DMRS	0, 1	1000 – 1007	1000 – 1011

[240] 아래 표 12은 PUSCH의 DMRS의 시작 위치 l의 일 예를 나타낸다.

[241] [표12]

상향링크 DMRS 파라미터	$\bar{l}$			
	Single symbol DMRS		Double symbol DMRS	
	PUSCH mapping type A	PUSCH mapping type B	PUSCH mapping type A	PUSCH mapping type B
0	l_0	l_0	l_0	l_0
1	l_0,7			
2	l_0,9			
3	l_0,11			

[242] **Demodulation reference signals for PDSCH**

[243] 하향링크 DMRS의 생성을 위한 참조 신호 시퀀스 r(m)은 아래 수학식 10에 의해서 생성된다.

[244] [수식10]

$$r(m)=\frac{1}{\sqrt{2}}\left(1-2\cdot c(2m)\right)+j\frac{1}{\sqrt{2}}\left(1-2\cdot c(2m+1)\right)$$

[245] 여기서 c(i)는 의사 랜덤 시퀀스(the pseudo-random sequence)를 의미한다.

[246] 생성된 PDSCH의 DMRS는 도 7 및 도 8에 도시된 바와 상위 계층 파라미터에 의해서 주어진 타입 1 또는 타입 2에 따라 물리 자원에 매핑된다.

[247] 이때, 참조 신호 시퀀스 r(m)은 아래 수학식 11에 의해서 물리 자원에 매핑될 수 있다.

[248] [수식11]

$$a_{k,l}^{(p,\mu)} = \beta_{\mathrm{DMRS}} w_{\mathrm{f}}(k') \cdot w_{\mathrm{t}}(l') \cdot r(2m + k' + m_0)$$

$$k = \begin{cases} k_0 + 4m + 2k' + \Delta & \text{Configuration type 1} \\ k_0 + 6m + k' + \Delta & \text{Configuration type 2} \end{cases}$$

$$k' = 0,1$$

$$l = \bar{l} + l'$$

[249] 상기 수학식 11에서 l은 슬롯의 시작에 상대적으로 정의되며,

$w_{\mathrm{f}}(k')$

,

$w_{\mathrm{t}}(l')$

, 및

Δ

는 아래 표 13 및 표 14에 의해서 주어진다.

[250] 시간 축 인덱스 l' 및 지원하는 안테나 포트들 p는 아래 표 12에 따라 상위 계층 파라미터인 DL_DMRS_dur 에 따라 다르다.

¡

값은 매핑 유형에 따라 표 15에서 주어진 상위 계층 매개 변수 DL_DMRS_add_pos에 따라 달라진다:

[251] - PDSCH 매핑 유형 A에 대해: 상위 계층 파라미터 DL_DMRS_typeA_pos가 3과 같은 경우, l_0=3이고, 그렇지 않으면 l_0=2이다.

[252] - PDSCH 매핑 유형 B에 대해: l_0는 DMRS가 스케줄링된 PDSCH 자원 내의 첫 번째 OFDM 심볼에 매핑된다.

[253] 아래 표 13은 PDSCH의 DMRS 구성 타입 1에 대한 파라미터들의 일 예를 나타낸다.

[254] [표13]

p	Δ	$w_{\mathrm{f}}(k')$		$w_{\mathrm{t}}(l')$	
		$k'=0$	$k'=1$	$l'=0$	$l'=1$
1000	0	+1	+1	+1	+1
1001	0	+1	-1	+1	+1
1002	1	+1	+1	+1	+1
1003	1	+1	-1	+1	+1
1004	0	+1	+1	+1	-1
1005	0	+1	-1	+1	-1
1006	1	+1	+1	+1	-1
1007	1	+1	-1	+1	-1

[255] 아래 표 14는 PDSCH의 DMRS 구성 타입 2에 대한 파라미터들의 일 예를 나타낸다.

[256] [표14]

p	Δ	$w_f(k')$		$w_t(l')$	
		$k'=0$	$k'=1$	$l'=0$	$l'=1$
1000	0	+1	+1	+1	+1
1001	0	+1	-1	+1	+1
1002	2	+1	+1	+1	+1
1003	2	+1	-1	+1	+1
1004	4	+1	+1	+1	+1
1005	4	+1	-1	+1	+1
1006	0	+1	+1	+1	-1
1007	0	+1	-1	+1	-1
1008	2	+1	+1	+1	-1
1009	2	+1	-1	+1	-1
1010	4	+1	+1	+1	-1
1011	4	+1	-1	+1	-1

[257] 아래 표 15는 PDSCH DMRS의 Duration인 l'의 일 예를 나타낸다.

[258] [표15]

DL_DMRS_dur	l'	p	
		타입 1	타입 2
Single-symbol DMRS	0	1000 – 1003	1000 – 1005
Double-symbol DMRS	0, 1	1000 – 1007	1000 – 1011

[259] 아래 표 16은 PDSCH의 DMRS의 시작 위치 j의 일 예를 나타낸다.

[260] [표16]

하향링크 DMRS 파라미터	$\bar{l}$			
	Single symbol DMRS		Double symbol DMRS	
	PDSCH mapping type A	PDSCH mapping type B	PDSCH mapping type A	PDSCH mapping type B
0	l_0	l_0	l_0	l_0
1	l_0,7			
2	l_0,9			
3	l_0,11			

[261] 도 12 내지 도 14는 본 명세서에서 제안하는 복조 참조 신호의 매핑 패턴의 일 예를 나타내는 도면이다.

[262] 도 12 내지 도 14를 참조하면, 전송 계층 또는 랭크의 수에 따라 복조 참조 신호의 매핑 패턴은 달라질 수 있다.

[263] 구체적으로, 전송 계층(layer) 또는 랭크의 수에 따라 직교성을 유지해야 되는 DMRS 포트들의 수는 달라질 수 있으며, 이에 따라 DMRS의 오버헤드가 달라질 수 있다.

[264] 이 경우, DMRS 포트들의 개수가 증가하면 채널 추정 성능이 향상되지만, DMRS 오버헤드가 증가하게 된다.

[265] 따라서, 채널추정 성능과 오버헤드 간의 trade-off를 고려한 DMRS의 패턴 설계가 필요하다.

[266] 이때, DMRS의 패턴은 high layer 또는 rank 상황에서 포트 다중화 방식 및 high

Doppler 지원 기능 여부 또는 high delay spread 지원 가능 여부에 따라 DMRS의 매핑 패턴이 달라질 수 있다.

[267] 또한, 이러한 DMRS의 매핑 패턴은 단말의 상태에 따라 서로 다르게 할당될 수 있다.

[268] DMRS를 자원에 매핑하기 위한 OFDM 심볼 수, 매핑 패턴, 또는 CDM의 방향 중 적어도 하나는 최대 포트 수에 따라 유동적으로 결정될 수 있다.

[269] 전송 계층, 랭크 또는 포트 수가 'x'개 이하인 경우, 도 12 및 아래와 같이 DMRS에 대한 포트 다중화가 적용될 수 있다.

[270] - 1개의 ODFM 심볼을 점유함.

[271] - 주파수 축 상으로 길이 'k'의 CDM 방식이 적용됨.

[272] - CDM된 포트 그룹이 주파수 축 상으로 'k`'개 존재함.

[273] - 최대 x(=k*k`)개의 포트에 대한 다중화가 가능함.

[274] 이와 같은 DMRS 패턴은 1개의 OFDM 심볼을 점유하기 때문에 DMRS가 위치하는 이후의 OFDM 심볼을 기다리지 않아도 되어 early decoding 방식에 유리할 수 있다.

[275] 전송 계층, 랭크 또는 포트 수가 'x'개 이상인 경우, 도 13, 도 14 및 아래와 같이 DMRS에 대한 포트 다중화가 적용될 수 있다.

[276] - 2개의 ODFM 심볼을 점유함.

[277] - 시간 축 상으로 길이 'k'의 CDM 방식이 적용됨.

[278] - CDM된 포트 그룹이 주파수 축 상으로 'k`'개 존재함.

[279] - 최대 x(=k*k`)개의 포트에 대한 다중화가 가능함.

[280] 전송 계층, 랭크 또는 포트 수가 높은 경우, 2 OFDM 심볼을 이용하여 DMRS에 의한 채널 추정 성능을 보장해 줄 수 있다.

[281] 이는 적절한 CDM length 또는 multiplexing된 RS의 적절한 자원 요소 간의 거리를 유지할 수 있으며, 또한, 참조신호에 대하여 보다 많은 에너지를 보장해줄 수 있기 때문이다.

[282] 2개의 OFDM 심볼을 이용하는 경우, 주파수 축으로 CDM을 이용하여 포트 다중화를 수행하면, power balancing이 제대로 이루어지지 않을 수 있지만, 시간 축으로 CDM을 이용하는 경우, 이러한 power balancing 문제를 해결할 수 있다.

[283] 또한, 1 OFDM symbol을 이용하여 많은 포트에 대한 다중화를 수행하려면 그만큼 주파수 축으로 긴 CDM을 사용하게 되거나, 다중화된 참조신호들의 자원 요소 간 거리가 멀어질 수 있다.

[284] 이러한, 경우 frequency selectivity에 민감해져 쉽게 성능이 열화 될 수 있다.

[285] 도 12는 4개의 DMRS 포트가 다중화되는 일 예를 나타내고, 도 13 및 도 14는 8개의 DMRS 포트가 다중화되는 일 예를 나타낸다.

[286] 도 13의 (a)는 도 12의 포트 인덱스와 동일한 포트 인덱스를 포함하지만, 도 13의 (b)는 도 12의 포트 인덱스와 동일한 포트 인덱스를 포함하지 않는다.

[287] 도 13의 (b)의 경우, 도 12의 4포트의 경우와는 포트 인덱스가 다르기 때문에

기지국은 DMRS의 포트 인덱스를 이용하여 DMRS의 매핑 패턴을 명시적으로 단말에게 알려줄 수 있다.

[288] 도 14의 (a) 및 (b)는 도 13의 (a)와 동일하게 도 12의 포트 인덱스와 동일한 포트 인덱스를 포함한다.

[289] 도 14의 (a)는 주파수 축 상으로의 CDM과 시간 축 상으로의 CDM 모두 동일한 자원 요소 간격을 가질 수 있으며, (b)는 Doppler 효과의 영향을 줄이기 위해서 시간 축 상으로 CDM을 적용하는 경우, 인접한 자원 요소를 사용할 수 있다.

[290] 도 14의 (c) 및 (d)는 도 13의 (b)와 동일하게 도 12의 포트 인덱스와 동일하지 않은 포트 인덱스를 포함한다.

[291] 따라서, 도 14의 (c) 및 (d)의 DMRS 매핑 패턴은 도 13의 (b)와 같이 기지국이 DMRS의 포트 인덱스를 이용하여 명시적으로 단말에게 알려줄 수 있다.

[292] 도 15 내지 도 20은 본 명세서에서 제안하는 복조 참조 신호의 매핑 패턴의 또 다른 일 예를 나타내는 도면이다.

[293] 도 15 내지 도 20을 참조하면, DMRS가 매핑되는 OFDM 심볼 수 및 매핑 패턴에 따라 SNR 값에 대한 SE의 값이 다를 수 있다.

[294] 구체적으로, 도 15의 (a) 내지 (c)는 안테나 포트의 개수가 4인 경우, 1개의 OFDM 심볼에 매핑되는 DMRS의 매핑 패턴의 일 예를 나타내고, 도 15의 (d)는 안테나 포트의 개수가 4인 경우, 2개의 OFDM 심볼에 매핑되는 DMRS의 매핑 패턴의 일 예를 나타낸다.

[295] 도 16의 (a) 내지 (c)는 안테나 포트의 개수가 4인 경우, 1개의 OFDM 심볼에 매핑되는 DMRS의 매핑 패턴의 일 예를 나타내고, 도 16의 (d)는 안테나 포트의 개수가 4인 경우, 2개의 OFDM 심볼에 매핑되는 DMRS의 매핑 패턴의 일 예를 나타낸다.

[296] 도 17 및 도 18은 아래 표 17과 같은 환경에서의 시뮬레이션 결과의 일 예를 나타내는 그래프이다.

[297] [표17]

Parameter	Value
CDL-B	300ns, 3km/h
CF	4GHz
SS	15kHz
MCS	QPSK(1/2), 16QAM(1/3, 1/2)

[298] 도 17 및 도 18에 도시된 바와 같이, 안테나 포트를 8포트 사용하는 경우, DMRS가 1개의 OFDM 심볼에 매핑하는 것 보다 2개의 OFDM 심볼에 매핑하는 것이 SE. 값이 더 높은 것을 확인할 수 있다.

[299] 즉, DMRS의 전송을 위해서 2개의 OFDM 심볼을 사용하는 것이 1개의 OFDM 심볼을 사용하는 것보다 DMRS를 전송하기 위한 파워를 더 많이 획득할 수 있으며, 이로 인하여 채널 추정 성능이 향상될 수 있다.

[300] 도 19 및 도 20은 안테나 포트를 8포트 사용하는 경우의 DMRS 매핑 패턴 및

시뮬레이션 결과를 나타내는 도면이다.

[301] 안테나 포트를 8포트 사용하는 경우, 앞에서 살펴본 DMRS 매핑 패턴 외에 3가지 매핑 패턴이 존재할 수 있다.

[302] 첫 번째로, DMRS는 한 개의 OFDM에 매핑될 수 있다. 이 경우, 주파수 축 상으로 길이 4의 CDM 방식이 적용될 수 있다. DMRS가 한 개의 OFDM 심볼에 매핑되는 경우, 참조 신호의 오버헤드가 감소될 수 있다. 하지만, 주파수 선택도(selectivity)에 취약하며, 2 개의 OFDM 심볼에 매핑되는 경우의 RS 전력보다 낮은 RS 전력을 획득하게 된다.

[303] 두 번째로, 도 12의 (a)에 도시된 바와 같이, DMRS는 주파수 축 상으로 길이 2의 CDM을 이용하여 2개의 OFDM에 매핑될 수 있다. DMRS가 도 12의 (a)에 도시된 바와 같이 매핑되는 경우, 1개의 OFDM 심볼에 매핑되는 경우보다 높은 RS 파워를 획득할 수 있으며 주파수 선택성이 강할 수 있다.

[304] 하지만, 높은 참조 신호 오버헤드가 발생할 수 있으며, OFDM 심볼 간의 전송 파워가 균일하지 못할 수 있다.

[305] 세 번째로, 도 12의 (b)에 도시된 바와 같이, DMRS는 시간 축 상으로 길이 2의 CDM을 이용하여 2개의 OFDM에 매핑될 수 있다. DMRS가 도 12의 (b)에 도시된 바와 같이 매핑되는 경우, 1개의 OFDM 심볼에 매핑되는 경우보다 높은 RS 파워를 획득할 수 있으며 주파수 선택성이 강할 수 있다.

[306] 하지만, 높은 참조 신호 오버헤드가 발생할 수 있다.

[307] 위의 3가지 방법 중에 주파수 선택성, RS 파워 및 OFDM 심볼 간의 전력 밸런싱을 고려하였을 때, 도 12의 (b)에 도시된 매핑 방법이 선호될 수 있다.

[308] 도 20에 도시된 바와 같이 안테나 포트를 4포트 사용하는 경우, DMRS가 1개의 OFDM 심볼에 매핑되는 경우와 2개의 OFDM 심볼에 매핑되는 경우는 동일한 SE 성능을 가질 수 있다.

[309] 이 경우, early-decoding을 고려하면 안테나 포트를 4포트 사용하는 경우에는 1개의 OFDM에 매핑되는 패턴이 선호될 수 있다.

[310] 상기 도 8 내지 도 20에서 살펴본 DMRS의 매핑 패턴들은 RRC 및/또는 DCI signaling을 통해서 기지국이 단말에게 알려줄 수 있다.

[311] 즉, 기지국은 단말에게 DMRS의 매핑 패턴을 나타내는 정보를 RRC signaling 및/또는 DCI signaling을 통해 전송하고, 단말은 수신된 RRC signaling 및/또는 DCI signaling을 통해 DMRS의 매핑 패턴을 인식할 수 있다.

[312] 또는, 기지국은 암시적 방법을 통해서 DMRS의 매핑 패턴을 단말에게 알려줄 수 있다. 즉, 송/단말에서 미리 약속된 정의를 통해 DMRS의 매핑 패턴을 암시적으로 signaling할 수 있다.

[313] 예를 들면, 안테나 포트 수에 따른 DMRS의 매핑 패턴은 전송 계층(또는 랭크)의 수 또는 할당된 포트의 인덱스 중 적어도 하나에 따라 결정될 수 있다. 이 경우, 기지국은 DMRS의 매핑 패턴을 결정하는 전송 계층(또는 랭크)의 수 또는 할당된 포트의 인덱스 중 적어도 하나를 RRC signaling 및/또는 DCI signaling을

통해 단말에게 알려줄 수 있다.

[314] 단말은 기지국으로부터 전송된 RRC signaling 및/또는 DCI signaling을 통해 매핑 패턴을 결정하는 전송 계층(또는 랭크)의 수 또는 할당된 포트의 인덱스 중 적어도 하나를 이용하여 DMRS의 매핑 패턴을 인식할 수 있다.

[315] 기지국은 서로 다른 포트의 DMRS RE에 대하여 아래와 같은 방법을 통해서 레이트 매칭(Rate Matching)을 수행할 수 있다.

[316] 첫 번째로 기지국은 RRC 및/또는 DCI signaling을 통해 단말에게 DMRS의 전송을 위해 함께 사용되는 포트에 대한 포트 정보를 알려줌으로써 다른 단말이 사용하는 포트의 DMRS가 매핑된 RE에 대하여 레이트 매칭을 수행할 수 있다.

[317] 포트 정보는 DMRS의 전송을 위해 사용되는 포트의 수, 및 사용되는 포트의 인덱스를 포함할 수 있다.

[318] 이때, OFDM 심볼 단위로 DMRS의 RE에 대하여 파워 부스팅을 수행할 수 있다. 즉, 레이트 매칭을 수행하는 RE의 파워를 줄이고 실제 DMRS를 전송하는 RE의 파워를 증가시켜 파워 부스팅을 수행할 수 있다.

[319] 파워를 감소시킬 DMRS의 RE 및 파워를 증가시킬 DMRS의 RE와 관련된 정보는 송단말에 기 설정되거나, 기지국이 기지국으로 RRC 및/또는 DCI signaling을 통해 전송할 수 있다.

[320] 두 번째로 단말은 다른 단말의 DMRS가 매핑된 RE에 대해서 레이트 매칭을 수행할 수 있다. 즉, 단말은 자신의 DMRS가 매핑된 포트의 정보를 기초로 레이트 매칭을 수행할 수 있다.

[321] 구체적으로, 단말은 자신의 DMRS가 주파수 축으로 CDM 되었는지 또는 시가 축으로 CDM 되었는지 여부를 기초로 DMRS가 전송되는 최대 포트 수를 인식하고, 자신이 DMRS를 전송하는 RE 이외의 다른 단말이 DMRS의 전송에 사용할 수 있는 RE들은 모두 레이트 매칭을 수행한다.

[322] 이때, OFDM 심볼 단위로 DMRS가 전송되는 RE에 대한 파워 부스팅을 수행할 수 있다. 즉, 단말은 레이트 매칭을 수행하는 RE의 파워를 실제로 DMRS를 전송하는 RE로 가져와서 파워 부스팅을 수행한다.

[323] 이 경우, 앞의 첫 번째 방법과 동일하게 파워를 감소시킬 DMRS의 RE 및 파워를 증가시킬 DMRS의 RE와 관련된 정보는 송단말에 기 설정되거나, 기지국이 기지국으로 RRC 및/또는 DCI signaling을 통해 전송할 수 있다.

[324] 세 번째로, 아래와 같은 사항 중 적어도 하나를 가정하는 경우, 단말은 다른 포트를 통해 전송되는 DMRS가 매핑된 RE에 대하여 레이트 매칭을 수행하지 않을 수 있다. 즉, 해당 자원에서 데이터를 송수신할 수 있다.

[325] - 단말은 자신의 DMRS가 전송되는 포트와 코드 분할 다중화 되어있는 포트의 DMRS 자원만을 보호.

[326] - 적절한 프리코딩 및/또는 아날로그 빔포밍을 통해 단말간의 간섭이 없음.

[327] 도 21 내지 도 23은 본 명세서에서 제안하는 채널 환경에 따른 복조 참조 신호의 매핑 패턴의 일 예를 나타내는 도면이다.

[328] 도 21 내지 도 23을 참조하면, 기지국은 전송 계층(또는, 랭크) 및 채널 환경(예를 들면, 도플러 이동, 지연 확산(delay spread)에 따라 DMRS의 패턴을 변경할 수 있다.

[329] 구체적으로, 전송 계층이나 랭크의 값이 큰 경우, CDM 길이의 증가로 인하여 시간 축 및 주파수 축으로 적절한 채널 보상 성능을 가지는 도플러 이동 및 지연 확산의 한계 값이 달라지게 된다.

[330] 즉, 시간 축으로 CDM 방식을 적용하는 경우, 높은 도플러 환경에서 성능의 열화가 발생할 수 있으며, 주파수 축 상으로 CDM 방식을 적용하는 경우, 높은 지연 확산 환경에서 성능 열화가 발생할 수 있다.

[331] 따라서, 랭크의 수와 채널 환경에 따라 적합한 DMRS의 매핑 패턴이 달라질 수 있기 때문에 기지국은 채널의 도플러 또는 지연 확산을 인식할 수 있는 경우, 이에 따라 DMRS를 적절한 매핑 패턴에 따라 RE에 매핑시킬 수 있다.

[332] 예를 들면, 기지국은 아래와 같은 방법을 통해서 업 링크 또는 다운링크 채널 정보를 획득할 수 있다.

[333] 구체적으로, 기지국은 다운링크 채널 정보를 획득하기 위해서 단말에게 비 주기적으로 또는 주기적으로 참조 신호를 전송한다는 것을 지시할 수 있다. 즉, 기지국은 단말에게 비 주기적(aperiodic) 또는 주기적(periodic)으로 참조 신호(예를 들면, CSI, 등)를 전송할 것이라는 것을 알리고, 단말로 하향링크 채널 정보를 추정하기 위한 참조 신호를 전송한다.

[334] 단말은 수신된 참조 신호에 기초하여 하향링크 채널의 채널 정보를 추정할 수 있다.

[335] 이때, 단말은 기지국에게 채널 추정을 위한 참조 신호의 전송을 요청할 수 있다.

[336] 단말은 추정된 채널 정보를 CSI 피드백에 포함시켜 기지국으로 전송할 수 있다. 예를 들면, 단말은 추정된 채널 정보를 CQI, RI, PMI와 같은 형태로 정의하고, 정의된 채널 정보를 CSI 피드백에 포함시켜 단말로 전송할 수 있다.

[337] 이때, 단말에서 추정 되는 채널 정보는 단말의 성능에 따라 달라지는 값이거나, 단말의 성능과 상관없이 절대적인 값으로 정의될 수 있다.

[338] 또한, 기지국은 업 링크 채널 정보를 획득하기 위해서 단말에게 비주기적 또는 주기적으로 업 링크 채널 정보를 추정하기 위한 참조 신호(예를 들면, SRS 등) 전송을 지시할 수 있다.

[339] 단말은 기지국의 지시에 따라 비주기적 또는 주기적으로 업 링크 채널 정보를 추정하기 위한 참조 신호를 기지국으로 전송하고, 기지국은 수신한 참조 신호에 기초하여 업 링크 채널 정보를 추정할 수 있다.

[340] 기지국은 추정된 채널 정보에 기초하여 DMRS의 매핑 패턴을 결정하고, 결정된 패턴에 따라 DMRS를 RE에 매핑할 수 있다. 이후, 높은 도플러 환경에서 시간 축 상으로 추가되는 DMRS는 결정된 매핑 패턴을 이용하여 매핑될 수 있다.

[341] 도 21은 높은 도플러 이동, 및 낮은 지연 확산의 경우, 1개의 OFDM 심볼에 DMRS가 매핑되는 매핑 패턴의 일 예를 나타내는 도면이다.

[342] 도 21의 (a) 내지 (c)를 참조하면 8개의 안테나 포트를 이용하는 경우, 높은 도플러 이동으로 인한 채널 추정 성능의 열화를 방지 하기 위해서 기지국은 주파수 축 상으로 길이 4의 CDM 방식을 이용하여 DMRS를 RE에 매핑할 수 있다.

[343] 도 22는 낮은 도플러 이동 및 높은 지연 확산의 경우, 2개의 OFDM 심볼에 DMRS가 매핑되는 매핑 패턴의 일 예를 나타내는 도면이다.

[344] 도 22의 (a) 내지 (c)를 참조하면 8개의 안테나 포트를 이용하는 경우, 높은 지연 확산으로 인한 채널 추정 성능의 열화를 방지 하기 위해서 기지국은 주파수 축 상으로 길이 2의 CDM 방식을 이용하여 DMRS를 RE에 매핑할 수 있다.

[345] 도 23은 높은 도플러 이동 및 높은 지연 확산의 경우, 2개의 OFDM 심볼에 DMRS가 매핑되는 매핑 패턴의 일 예를 나타내는 도면이다.

[346] 도 23을 참조하면 8개의 안테나 포트를 이용하는 경우, 높은 도플러 이동 및 높은 지연 확산으로 인한 채널 추정 성능의 열화를 방지 하기 위해서 기지국은 주파수 축 상으로 길이 2의 CDM 방식을 이용하여 DMRS를 RE에 매핑할 수 있다.

[347] 이와 같이, 단말의 상황에 따라 적합한 DMRS의 매핑 패턴을 결정하고, 결정된 매핑 패턴에 따라 DMRS를 매피하여 전송함으로써, 높은 도플러 효과 및 지연 확산에 따른 채널 추정 성능이 열화되는 것을 방지할 수 있다.

[348] 도 24 내지 도 26는 본 명세서에서 제안하는 동일한 매핑 패턴을 이용하여 DMRS를 매핑하는 방법의 일 예를 나타내는 도면이다.

[349] 도 24내지 도 26을 참조하면, DMRS를 전송하기 위해서 사용되는 안테나 포트의 개수가 일정 개수 이상인 경우, 기지국은 동일한 매핑 패턴을 반복하여 DMRS를 자원에 매핑할 수 있다.

[350] 구체적으로, 자원에 DMRS를 매핑하기 위한 DMRS sequence의 OCC(또는 DFT) 코드는 주파수 축으로 길이 k자리 code를 k단위로 반복하여 사용할 수 있다.

[351] 이때, 도 24의 (a) 내지 (c)에 도시된 바와 같이 DMRS를 전송하기 위한 최대 안테나 포트의 개수가 4개인 경우에는 1개의 OFDM 심볼에 길이 2의 CDM 방식을 적용하여 DMRS를 매핑할 수 있다.

[352] 이하, 도 24의 (a)를 패턴 5, (b)를 패턴 6, (c)를 패턴 7이라 한다.

[353] 하지만, 도 25의 (a) 내지 (c)에 도시된 바와 같이 DMRS를 전송하기 위한 최대 안테나 포트의 개수가 4개를 초과하는 경우, 도 24에서 정의한 패턴의 CDM 길이를 2배로 증가시키고, 매핑 패턴을 도 25의 (c)에 도시된 바와 같이 시간축으로 반복하거나 모두 동일한 길이를 갖는 CDM 방식을 이용하여 DMRS를 매핑함으로써 8개의 안테나 포트를 지원할 수 있다.

[354] 이하, 도 25의 (a)를 패턴 8, (b)를 패턴 9, (c)를 패턴 10이라 한다.

[355] 이 경우, 기지국은 명시적 또는 묵시적 방법을 통해 단말에게 매핑 패턴을 알릴 수 있다.

[356] 즉, 기지국은 단말에게 매핑 패턴을 지시하는 RRC 및/또는 DCI signaling을

전송하여 단말에게 DMRS의 매핑 패턴을 알려줄 수 있다.

[357] 또는, 단말은 DMRS가 매핑될 수 있는 가능한 모든 후보 매핑 패턴을 단말로부터 전송 받고, 모든 후보 매핑 패턴에 대해 디코딩을 수행한다.

[358] 단말은 디코딩에 성공한 매핑 패턴을 기지국으로부터 할당 받은 패턴으로 인식하고, 이후, 인식한 매핑 패턴으로 디코딩을 수행할 수 있다.

[359] 또는, 매핑 패턴이 포트 인덱스에 따라 결정되는 경우, 단말은 기지국으로부터 전송된 포트 인덱스에 기초하여 자신에게 할당된 매핑 패턴을 인식할 수 있다.

[360] 1개의 OFDM 심볼을 이용하여 DMRS를 매핑하는 경우, early decoding에 유리하다는 장점이 있으며, 2개의 ODFM 심볼을 이용하여 DMRS를 매핑하는 경우는 시간 축 상으로 반복된 매핑 패턴을 이용함으로 RS 에너지를 증가시킬 수 있다는 장점이 있다.

[361] 이때, DMRS sequence는 웨이브폼(Waveform)에 따라 서로 다른 RS sequence가 적용될 수 있다.

[362] 예를 들면, CP-OFDM의 경우, PN sequence가 사용될 수 있으며, DFT-s-OFDM의 경우, ZC sequence가 사용될 수 있다.

[363] 도 26은 도 24 및 도 25의 각 매핑 패턴에 대한 SE 성능의 일 예를 나타내는 도면이다.

[364] 도 26에 도시된 바와 같이, 안테나 포트가 4개를 초과하는 경우에는 2개의 OFDM 심볼을 이용하는 도 25의 매핑 패턴들이 더 좋은 SE 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다.

[365] 이때, 도 25의 패턴들 중에서도 (c)의 DMRS가 매핑되는 첫 번째 OFDM과 동일한 패턴을 반복하여 사용하는 패턴이 위상 잡음의 영향이 큰 high carrier frequency(mmWave) 대역에 더 적합한 매핑 패턴임을 확인할 수 있다.

[366] 즉, 패턴 10의 경우, 8개의 포트에 대하여 2개의 OFDM 심볼을 이용하여 DMRS를 매핑하기 때문에 RS 에너지를 높일 수 있어 채널 계수 추정에 이득이 있다.

[367] 또한, 채널 계수 추정의 이득으로 인하여 계층간 간섭이 줄어들어 결과적으로 RS 오버헤드가 증가함에도 불구하고 SE 관점에서 성능이 향상될 수 있다.

[368] 또한, 각 OFDM 심볼마다 서로 다른 CPE를 발생시키는 위상 잡음의 영향을 고려하였을 때, 동일한 DMRS sequence를 반복하여 OFDM 심볼에 매핑하는 패턴 10의 경우, 인접한 OFDM 심볼간의 위상 차이(phase difference)를 추정할 수 있으며, 위상 잡음으로 인한 CPE 값을 보상해줄 수 있다. 따라서 위상 잡음으로 인한 성능 열화를 줄일 수 있어 성능이 향상될 수 있다.

[369] 도 27 및 도 28은 본 명세서에서 제안하는 안테나 포트 및 계층의 수에 대한 복조 참조 신호의 일 예를 나타내는 도면이다.

[370] 도 27의 (a) 및 (b)는 각각 는 시간 축 상으로 CDM 방식을 적용한 DMRS의 매핑 패턴 및 콤 타입(comb type) DMRS의 매핑 패턴의 일 예를 나타내고, 도 28은 도 27의 매핑 패턴에 대한 SE 및 MSE 성능을 나타내는 도면이다.

[371] 콤 타입(comb type)의 DMRS란, 동일한 OFDM 심볼 인덱스를 가지는 주파수 축에서 같은 주파수 간격을 두고, 자원 요소(resource element)에 매핑된 DMRS를 나타낸다.

[372] 도 28의 (a) 및 (b)에 도시된 바와 같이 도 27의 (a)의 시간 축 상에서 CDM 방식을 이용하는 DMRS의 매핑 패턴은 6GHz 이상의 대역에서 위상 잡음으로 인한 성능 열화가 발생하는 것을 확인할 수 있다.

[373] 따라서, 캐리어 주파수 또는 MCS와 무관하게 동일한 DMRS의 매핑 패턴을 사용하기 위해서는 도 27의 (b)의 콤 타입 DMDRS 매핑 패턴을 기본 패턴으로 사용해야 한다.

[374] 도 27의 (b)의 콤 타입 DMRS 매핑 패턴을 기본 패턴으로 사용하는 경우, 시간 영역 OCC 또는 매핑 패턴의 반복 중 적어도 하나를 이용하여 DMRS를 전송하기 위한 포트를 확장 시킬 수 있다.

[375] 이 경우, OFDM 심볼의 매핑 패턴이 반복되는 횟수를 나타내는 repetition factor는 2로 설정하는 경우, 주파수 축 상의 CDM 길이를 증가시키고 시간 축 상으로 추가적으로 CDM을 적용하여 안테나 포트를 확장 시킬 수 있다.

[376] 주파수 축 상으로 CDM을 확장하는 경우, Repetition factor를 2로 설정하면 성능 열화를 최소화 할 수 있다.

[377] 포트를 확장하거나 축소하여 repetition factor를 변경하는 경우, repetition factor가 다른 DMRS의 매핑 패턴간 직교성을 보장해주지는 않는다.

[378] 도 29 및 도 30은 본 명세서에서 제안하는 안테나 포트 및 계층의 수에 대한 복조 참조 신호의 또 다른 일 예를 나타내는 도면이다.

[379] 도 29 및 도 30을 참조하면, DMRS의 전송을 위한 포트 수의 확장을 위해서 DMRS를 주파수 축 및 시간 축 상으로 CDM 방식을 적용하여 매핑시킬 수 있다.

[380] 구체적으로, 6Ghz 이하의 주파수 대역에서는 아래의 표 18과 같이 6개의 방식을 통해서 포트 수를 확장시킬 수 있다.

[381] [표18]

Method	포트 수	매핑 패턴
1	Port 1/2/3/4	CDMF-2/FDM-2
	Port 5/6	CDMF-3/FDM-2
	Port 7/8	CDMF-2/CDMF-2/FDM-2
	Port 9/10/11/12	CDMF-3/CDMF-2/FDM-2
2	Port 1/2/3/4	CDMF-2/FDM-2
	Port 5/6	CDMF-3/FDM-2
	Port 7/8/9/10/11/12	CDMF-3/CDMT-2/FDM-2
3	Port 1/2/3/4	CDMF-2/FDM-2
	Port 5/6/7/8	CDMF-2/CDMT-2/FDM-2
	Port 9/10/11/12	CDMF-3/CDMT-2/FDM-2
4	Port 1/2/3/4	CDMF-2/FDM-2
	Port 5/6/7/8/9/10/11/12	CDMF-3/CDMT-2/FDM-2
5	Port 1/2/3/4/5/6	CDMF-3/FDM-2
	Port 7/8	CDMF-2/CDMT-2/FDM-2
	Port 9/10/11/12	CDMF-3/CDMT-2/FDM-2
6	Port 1/2/3/4/5/6	CDMF-3/FDM-2
	Port 7/8/9/10/11/12	CDMF-3/CDMT-2/FDM-2

[382] 상기 표 18을 참조하면, CDM 방식을 이용하여 DMRS를 전송하기 위한 포트의 수를 확장하기 위해서는 주파수 축 뿐만 아니라 시간 축 상에도 CDM 방식을 이용하여 DMRS를 매핑할 수 있다.

[383] Single UE의 경우, 최대 포트 수는 8포트(6GHz 이하) 또는 4포트(6GHz 이상)이기 때문에, 표 18에서 방법 3이 성능이 가장 좋을 수 있다.

[384] 하지만 패턴의 종류를 적게하기 위해서는 방법 4 및 6이 사용될 수 있다. 하지만, 방법 4 및 6의 경우, DMRS를 매핑하기 위한 패턴의 종류가 적기 때문에 단말의 상황에 따른 최적의 패턴을 제공하기는 어렵다.

[385] 도 29는 포트를 최대 8개까지 확장하기 위해서 주파수 축 및 시간축 상으로 CDM 방식을 이용한 DMRS의 매핑 방법의 일 예를 나타내는 도면이다.

[386] 도 29의 (a)는 최대 포트의 개수가 4개인 경우, DMRS 매핑 패턴을 나타낸다. 이 경우, DMRS는 주파수 축 상으로 길이 2인 CDM 방식을 이용하여 매핑된다.

[387] 도 29의 (b)는 최대 포트의 개수가 8개인 경우, DMRS 매핑 패턴을 나타낸다. 이 경우, DMRS는 주파수 축 및 시간 축 상으로 길이 2인 CDM 방식을 이용하여 매핑된다.

[388] 도 29의 (c)는 최대 포트의 개수가 8개인 경우, 반복을 이용한 DMRS 매핑 패턴을 나타낸다. 이 경우, DMRS는 DMRS가 매핑되는 첫 번째 심볼에서 주파수 축 상으로 길이 4인 CDM 방식을 이용하여 매핑되고, 두 번째 심볼은 첫 번째 심볼과 동일한 방법을 통해서 매핑되게 된다.

[389] 도 29의 (c)에 도시된 매핑 패턴은 DMRS가 매핑되는 첫 번째 심볼과 두 번째 심볼의 DMRS sequence가 동일할 수 있다.

[390] 도 29의 (d)는 최대 포트의 개수가 12개인 경우, DMRS 매핑 패턴을 나타낸다. 이 경우, DMRS는 주파수 축 상으로 길이 3인 CDM 방식 및 시간 축 상으로 길이 2인 CDM 방식을 이용하여 매핑된다.

[391] 도 30은 최대 포트의 개수를 16개까지 지원하기 위한 DRMS의 매핑 패턴의 일 예를 나타내는 도면이다.

[392] 도 30의 (a)는 주파수 축 상으로 길이 4인 CDM 방식 및 시간 축 상으로 길이 2인 CDM 방식을 이용하여 DMRS를 매핑하기 위한 매핑 패턴으로 최대 포트의 개수가 12개인 매핑 패턴과 동일한 RS 오버헤드를 유지할 수 있다. 하지만, 주파수 선택성이 높은 채널 환경에서는 성능의 열화가 발생할 수도 있다.

[393] 도 30의 (b)는 주파수 축 상으로 길이 2인 CDM 방식 및 시간 축 상으로 길이 4인 CDM 방식을 이용하여 DMRS를 매핑하기 위한 매핑 패턴으로 주파수 선택성에 강인하지만, 높은 도플러 환경을 가지는 채널에서 성능열화가 발생할 수 있으며, RS 오버헤드가 증가할 수 있다.

[394] 도 29 및 도 30에서 설명한 매핑 패턴들의 포트 인덱스는 다수의 계층을 전송하는 환경에서 계층간 간섭을 줄일 수 있도록 odd/even이 각각 FDM되고, 각각의 FDM된 DMRS들은 CDM되도록 정의된다.

[395] 계층간 간섭을 줄이기 위해서 같은 계층을 전송하는 경우에 서로 CDM되는

계층 수를 줄일 수 있다.

[396] 구체적으로, CDM되는 계층간 채널의 파워 차이가 크게 되면 파워가 큰 채널로부터의 작은 간섭도 작은 파워를 갖는 계층에 매우 큰 영향을 미치게 되어 채널 추정 성능의 열화를 유발하고, 전체적인 SE 성능의 열화를 발생시킬 수 있다.

[397] 따라서, 서로 CDM되는 계층의 수가 작아지도록 포트를 정의함으로써, 안정적인 성능을 유도할 수 있다.

[398] 또한, 이러한 매핑 패턴의 구조는 아래와 같은 점에서 레이트 매칭을 적용하기에 유리할 수 있다.

[399] - 레이트 매칭을 적용하기 때문에 FDM되는 포트를 추가로 온(on)하는 경우에도 RS 오버헤드가 동일하다.

[400] - 동일한 RS 오버헤드를 가지지만, CDM으로 인하여 발생하는 계층간 간섭을 줄일 수 있다.

[401] - 레이트 매칭은 전송하지 않는 포트에 대하여 DMRS RE를 비워두는 것을 의미한다. 즉, 포트 v에서만 DMRS를 전송하는 경우에도 포트 v+1에 대해서는 데이터나 DMRS를 전송하지 않고 RE를 비워서 전송한다.

[402] 기지국은 단말에게 DMRS를 전송하기 위해서 DMRS sequence를 생성하고, 생성된 DMRS sequence를 RE에 매핑하여 신호를 생성한다.

[403] 이때, 도 8 내지 도 30에서 설명한 매핑 패턴에 따라 도 10 및 도 11에서 살펴본 방법을 통해서 생성된 DMRS sequence를 매핑하기 위해서 자원에 특정된 sequence를 사용할 수 있다. 즉, DMRS를 전송하기 위한 전체 대역에 대하여 sequence를 정의하고, 단말은 같은 대역을 할당 받은 다른 단말들과의 직교성을 유지하기 위해서 자신이 할당 받은 대역에 대한 sequence만 사용하도록 설정할 수 있다.

[404] 도 8 내지 도 30에서 DMRS를 주파수 축 및 시간 축 상으로 CDM을 이용하여 매핑하는 경우, CDM은 주파수 영역과 시간 영역에 대해서 서로 분리되어 각각 서로 다른 직교 코드(orthogonal code)가 적용될 수 있다.

[405] 이하. 본 발명에서 직교 코드는 직교 커버 코드(Orthogonal Cover Code) 또는 OCC 코드로 호칭될 수 있다.

[406] 이때, 주파수 영역의 직교 코드는 DFT code가 사용될 수 있으며, 시간 영역의 직교 코드는 Walsh-Hadamard code가 사용될 수 있다.

[407] 주파수 영역과 시간 영역을 분리하여 직교 코드를 이용하는 경우, 단말은 주파수 영역에서 DFT code를 이용하기 때문에 시간 영역에서의 신호가 cyclic shift되는 특성을 이용하여 채널 추정을 할 수 있다.

[408] 또는, 주파수 영역과 시간 영역 모두 다중화되는 포트의 수만큼 CDM이 적용될 수 있다. 이 경우, 직교 코드는 DFT code 또는 Walsh-Hadamard code가 사용될 수 있다.

[409] 아래 수학식 12는 하나의 직교 코드를 이용하는 경우에 CDM을 적용하는

방법의 일 예를 나타낸다.

[410] [수식12]

$$a_{k,l}^{(p)} = w_{time,\ freq,\ p}(k', l') \cdot r(k'')$$

[411] 이와 같이 주파수 영역과 시간 영역을 모두 포함하여 직교 코드를 정의하는 경우, 주파수 영역과 시간 영역을 나눠 정의하는 것보다 더 간단하게 DMRS의 매핑을 위한 CDM의 직교 코드를 정의할 수 있다.

[412] 아래 수학식 13은 주파수 영역과 시간 영역을 분리하여 직교 코드를 적용하는 일 예를 나타낸다.

[413] [수식13]

$$a_{k,l}^{(p)} = w_{time,p}(l') \cdot w_{freq,p}(k') \cdot r(k'')$$

$$a_{k,l}^{(p)} = w_{time,p}(l') \cdot w_{freq,p}(k') \cdot r(k'', l'')$$

[414] 수학식 12 및 13에서 k는 주파수 축 인덱스, l은 시간 축 인덱스, p는 포트 인덱스를 나타낸다.

[415] 또한,

$w_{time,p}(k', l')$

는 포트 인덱스 p의 시간 영역의 직교 코드를 의미하고,

$w_{freq,p}(k', l')$

는 포트 인덱스 p의 주파수 영역의 직교 코드를 의미한다.

[416] $r(k'')$

및

$r(k'', l'')$

는 DMRS sequence를 구성하는 base sequence를 의미한다.

[417] DMRS sequence를 구성하는 base sequence인

$r(k'', l'')$

는 하나의 OFDM 심볼 단위로 의사 난수 시퀀스(pseudo-random sequence)에 기초하여 생성된다.

[418] $r(k'', l'')$

는 Cell ID 및 OFDM 심볼 인덱스를 이용하여 초기화 시킬 수 있으며, 동일 서브 프레임 내에 위치하는 모든 DMRS sequence는 동일하게 정의될 수 있다. 즉, 하나의 base sequence가 여러 심볼에 동일하게 사용될 수 있다.

[419] $r(k'')$

는 하나의 서브 프레임 단위로 의사 난수 시퀀스(pseudo-random sequence)에 기초하여 생성된다.

[420] $r(k'')$

는 서로 다른 셀 간의 sequence randomization을 위해서 Cell ID 및 서브 프레임 인덱스를 이용하여 초기화 시킬 수 있다.

[421] 이때, 서브 프레임 인덱스는 사로 다른 Cell ID 간의 상호 간섭이 크게 나타나는 sequence를 최소화하기 위한 변수이다.

[422] $r(k'')$

를 초기화 시키기 위해서 DCI로 signaling되는 값은 포함되지 않을 수 있다. 즉, quasi-orthogonal한 DMRS를 지원하기 위해서 NR에서는 최대 12개의 포트를 지원하므로 DCI로 signaling되는 값은 $r(k'')$를 초기화 하기 위해서 필요하지 않을 수 있다.

[423] 주파수 영역으로 동일한 RE를 점유하는 포트들에 대해서 동일한 주파수 영역 직교 코드를 사용하는 포트들은 시간 영역으로 직교한 코드가 할당된다.

[424] 아래 표 19는 주파수 영역에서 길이 2의 직교 코드의 일 예를 나타낸다.

[425] [표19]

Antenna port p	$\left[\bar{w}_p(0) \quad \bar{w}_p(1)\right]$
v	$[+1 \quad +1]$
v+1	$[+1 \quad +1]$
v+2	$[+1 \quad -1]$
v+3	$[+1 \quad -1]$
v+4	$[+1 \quad +1]$
v+5	$[+1 \quad +1]$
v+6	$[+1 \quad -1]$
v+7	$[+1 \quad -1]$
v+8	$[+1 \quad +1]$
v+9	$[+1 \quad +1]$
v+10	$[+1 \quad -1]$
v+11	$[+1 \quad -1]$
v+12	$[+1 \quad +1]$
v+13	$[+1 \quad +1]$
v+14	$[+1 \quad -1]$
v+15	$[+1 \quad -1]$

[426] 표 19의 직교 코드는 최대 포트가 12 포트인 경우, v+7 포트까지 정의될 수 있다.

[427] 아래 표 20은 주파수 영역에서 길이 3의 직교 코드의 일 예를 나타낸다.

[428] [표20]

Antenna port p	$\left[\bar{w}_p(0) \quad \bar{w}_p(1) \quad \bar{w}_p(2)\right]$
v	$\left[+1 \quad +1 \quad +1\right]$
v+1	$\left[+1 \quad +1 \quad +1\right]$
v+2	$\left[+1 \quad e^{j2\pi/3} \quad e^{j4\pi/3}\right]$
v+3	$\left[+1 \quad e^{j2\pi/3} \quad e^{j4\pi/3}\right]$
v+4	$\left[+1 \quad +1 \quad +1\right]$
v+5	$\left[+1 \quad +1 \quad +1\right]$
v+6	$\left[+1 \quad e^{j2\pi/3} \quad e^{j4\pi/3}\right]$
v+7	$\left[+1 \quad e^{j2\pi/3} \quad e^{j4\pi/3}\right]$
v+8	$\left[+1 \quad e^{j4\pi/3} \quad e^{j2\pi/3}\right]$
v+9	$\left[+1 \quad e^{j4\pi/3} \quad e^{j2\pi/3}\right]$
v+10	$\left[+1 \quad e^{j4\pi/3} \quad e^{j2\pi/3}\right]$
v+11	$\left[+1 \quad e^{j4\pi/3} \quad e^{j2\pi/3}\right]$

[429] 길이 3의 직교 코드의 경우, 시간 영역의 길이 2의 직교 코드를 최대 포트가 8 및 12인 경우에서 동일하게 사용되기 위해서는 표 20과 같이 주파수 영역에서 길이 3의 직교 코드가 사용되어야 한다.

[430] 즉, 주파수 영역으로 안테나 포트 v, v+2, v+8이 서로 직교해야 하고, 주파수/시간 영역 전체가 고려되는 경우에는 v, v+2, v+4, v+6, v+8 및 v+10이 직교해야 한다.

[431] 아래 표 21는 주파수 영역에서 길이 4의 직교 코드의 일 예를 나타낸다.

[432] [표21]

Antenna port p	$\left[\bar{w}_p(0) \quad \bar{w}_p(1) \quad \bar{w}_p(2) \quad \bar{w}_p(3)\right]$
v	$\left[+1 \quad +1 \quad +1 \quad +1\right]$
v+1	$\left[+1 \quad +1 \quad +1 \quad +1\right]$
v+2	$\left[+1 \quad e^{j2\pi/4} \quad e^{j4\pi/4} \quad e^{j6\pi/4}\right]$
v+3	$\left[+1 \quad e^{j2\pi/4} \quad e^{j4\pi/4} \quad e^{j6\pi/4}\right]$
v+4	$\left[+1 \quad e^{j4\pi/4} \quad e^{j8\pi/4} \quad e^{j12\pi/4}\right]$
v+5	$\left[+1 \quad e^{j4\pi/4} \quad e^{j8\pi/4} \quad e^{j12\pi/4}\right]$
v+6	$\left[+1 \quad e^{j6\pi/4} \quad e^{j12\pi/4} \quad e^{j18\pi/4}\right]$
v+7	$\left[+1 \quad e^{j6\pi/4} \quad e^{j12\pi/4} \quad e^{j18\pi/4}\right]$
v+8	$\left[+1 \quad e^{j4\pi/4} \quad e^{j8\pi/4} \quad e^{j12\pi/4}\right]$
v+9	$\left[+1 \quad e^{j4\pi/4} \quad e^{j8\pi/4} \quad e^{j12\pi/4}\right]$
v+10	$\left[+1 \quad +1 \quad +1 \quad +1\right]$
v+11	$\left[+1 \quad +1 \quad +1 \quad +1\right]$
v+12	$\left[+1 \quad e^{j6\pi/4} \quad e^{j12\pi/4} \quad e^{j18\pi/4}\right]$
v+13	$\left[+1 \quad e^{j6\pi/4} \quad e^{j12\pi/4} \quad e^{j18\pi/4}\right]$
v+14	$\left[+1 \quad e^{j2\pi/4} \quad e^{j4\pi/4} \quad e^{j6\pi/4}\right]$
v+15	$\left[+1 \quad e^{j2\pi/4} \quad e^{j4\pi/4} \quad e^{j6\pi/4}\right]$

[433] 주파수 영역에서 길이 4의 직교 코드를 정의하는 경우, 최대 안테나 포트를 7포트까지 지원하기 위해서는 직교 코드를 포트 인데스 v+ 7까지 정의해야 한다.

[434] 최대 안테나 포트를 16포트까지 지원하기 위해서는 표 21의 직교 코드 외에 시간 영역에서 길이 2의 직교 코드가 정의되어야 한다.

[435] 시간 영역에서 길이 2의 직교 코드를 공유하기 위해서는 표 21과 같은 다중화가 필요하다. 즉, 주파수 영역으로 안테나 포트 v, v+2, v+8 및 v+12 포트가 서로 직교해야 한다.

[436] 주파수 및 시간 영역 전체를 고려하면 안테나 포트 v, v+2, v+4, v+6, v+8, v+10, v+12, 및 v+14가 직교해야 한다.

[437] 아래 표 22는 시간 영역에서 길이 2의 직교 코드의 일 예를 나타낸다.

[438] [표22]

Antenna port p	$\left[\bar{w}_p(0) \quad \bar{w}_p(1)\right]$
v	$\left[+1 \quad +1\right]$
v+1	$\left[+1 \quad +1\right]$
v+2	$\left[+1 \quad +1\right]$
v+3	$\left[+1 \quad +1\right]$
v+4	$\left[+1 \quad -1\right]$
v+5	$\left[+1 \quad -1\right]$
v+6	$\left[+1 \quad -1\right]$
v+7	$\left[+1 \quad -1\right]$
v+8	$\left[+1 \quad +1\right]$
v+9	$\left[+1 \quad +1\right]$
v+10	$\left[+1 \quad -1\right]$
v+11	$\left[+1 \quad -1\right]$
v+12	$\left[+1 \quad +1\right]$
v+13	$\left[+1 \quad +1\right]$
v+14	$\left[+1 \quad -1\right]$
v+15	$\left[+1 \quad -1\right]$

[439] 시간 영역에서 길이 2의 직교 코드를 사용하는 경우, 최대 안테나 포트를 12포트까지 지원하기 위해서는 길이 2의 직교 코드가 안테나 포트 v+11까지 정의되어야 한다.

[440] 아래 표 23은 시간 영역에서 길이 4의 직교 코드의 일 예를 나타낸다.

[441] [표23]

Antenna port p	$\left[\bar{w}_p(0) \quad \bar{w}_p(1) \quad \bar{w}_p(2) \quad \bar{w}_p(3)\right]$
v	$\left[+1 \quad +1 \quad +1 \quad +1\right]$
v+1	$\left[+1 \quad +1 \quad +1 \quad +1\right]$
v+2	$\left[+1 \quad +1 \quad +1 \quad +1\right]$
v+3	$\left[+1 \quad +1 \quad +1 \quad +1\right]$
v+4	$\left[+1 \quad -1 \quad +1 \quad -1\right]$
v+5	$\left[+1 \quad -1 \quad +1 \quad -1\right]$
v+6	$\left[+1 \quad -1 \quad +1 \quad -1\right]$
v+7	$\left[+1 \quad -1 \quad +1 \quad -1\right]$
v+8	$\left[+1 \quad -1 \quad -1 \quad +1\right]$
v+9	$\left[+1 \quad -1 \quad -1 \quad +1\right]$
v+10	$\left[+1 \quad -1 \quad -1 \quad +1\right]$
v+11	$\left[+1 \quad -1 \quad -1 \quad +1\right]$
v+12	$\left[+1 \quad +1 \quad -1 \quad -1\right]$
v+13	$\left[+1 \quad +1 \quad -1 \quad -1\right]$
v+14	$\left[+1 \quad +1 \quad -1 \quad -1\right]$
v+15	$\left[+1 \quad +1 \quad -1 \quad -1\right]$

[442] 주파수 영역에서의 직교 코드의 길이 및 시간 영역에서의 직교 코드의 길이는 명시적 방법 또는 암시적 방법을 통해서 기지국이 단말에게 알려줄 수 있다.

[443] 구체적으로, 명시적 방법의 경우, 기지국은 RRC 및/또는 DCI signaling을 통해서 단말에게 직교 코드의 길이를 지시할 수 있으며, 단말은 기지국으로부터 전송된 RRC 및/또는 DCI signaling을 통해서 직교 코드의 길이를 인식할 수 있다.

[444] 암시적 방법의 경우는 시간 영역에서의 직교 코드와 주파수 영역에서의 직교 코드의 길이를 단말은 각각 다른 방법을 통해서 인식할 수 있다.

[445] 주파수 영역의 직교 코드의 길이의 경우, 지원하는 최대 포트 수에 따라 직교 코드의 길이가 달라질 수 있다. 따라서, 기지국은 단말로 최대 포트 수를 알려줄 수 있으며, 단말은 최대 포트 수에 기초하여 직교 코드의 길이를 인식할 수 있다.

[446] 시간 영역의 직교 코드의 길이의 경우, 길이 2의 직교 코드로 최대 12포트의 안테나 포트를 지원할 수 있다. 따라서, 기지국은 단말에게 시간 영역으로 CDM이 적용되는지 여부를 알려주면 단말은 12포트까지는 시간 영역에서의 CDM 길이가 2라는 것을 인식할 수 있다.

[447] 또는, 최대 포트 수에 따라 시간 영역으로의 CDM 적용 여부가 결정되는 경우, 기지국은 최대 포트 수를 단말에게 알려주고, 단말은 최대 포트 수에 따라 시간 영역으로 CDM이 적용되는지 여부를 인식할 수 있다.

[448] 또한, 이 경우, 단말은 최대 포트수가 12포트 이하인 경우, CDM 길이를 2로 인식할 수 있으며, 최대 포트수가 12포트를 초과하는 경우, CDM 길이를 4로 인식할 수 있다.

[449] 6GHz 이상의 고주파 대역에서 기지국은 Single-User(SU)의 경우 최대 4포트를 지원하고, Multi-User(MU)의 경우 최대 12포트까지 지원할 수 있다.

[450] 고주파 대역에서 기지국은 SU 뿐만 아니라 MU-MIMO고려하여 DMRS를 OFDM 심볼에 매핑할 수 있다.

[451] DMRS는 4개의 안테나 포트까지 1개의 ODFM 심볼에 매핑될 수 있고, 4개를 초과하는 안테나 포트 수에 대한 MU-MIMO의 경우 아래와 같은 방법이 사용될 수 있다.

[452] 시간 영역으로 CDM을 적용하는 경우 위상 잡음으로 인하여 성능의 열화가 발생하기 때문에 1 계층에서 높은 MCS의 UE를 복수 개 지원하기 위해서는 DMRS를 반복 패턴을 이용하여 매핑시킬 수 있다. 반복 패턴을 사용하여 DMRS를 매핑하는 경우, 각 UE를 지원하는 빔이 다르기 때문에 간섭이 매우 작은 환경을 만들 수 있다.

[453] 낮은 MCS에서는 시간 영역으로의 CDM으로 인한 위상 잡의 영향이 비교적 작을 수 있기 때문에 2 계층의 경우, 1 계층에 비해 낮은 MCS를 이용하여 보다 높은 SE를 지원할 수 있다. 따라서, 2계층 이상에 대한 MU-MIMO의 경우, 시간 영역으로의 CDM을 적용할 수 있다.

[454] 아래 표 24는 고주파 대역에서 안테나 포트의 수에 따른 매핑 패턴의 일 예를 나타낸다.

[455] [표24]

Port 1/2/3/4	Port 5/6/7/8	Port 9/10/11/12
CDMF-2/FDM-2	CDMF-2/CDMT-2/FDM-2	CDMF-3/CDMT-2/FDM-2
	CDMF-4/FDM-2 with repetition (for high MCS MU-MIMO)	

[456] 도 31은 본 명세서에서 제안하는 코드 분할 다중화 방식을 이용한 복조 참조 신호의 매핑 패턴의 또 다른 일 예를 나타내는 도면이다.

[457] 도 31를 참조하면, MU-MIMO를 지원하는 경우, DMRS는 transparent를 고려하여 매핑될 수 있다.

[458] 도 31에 도시된 바와 같이 DMRS는 안테나 포트, 및 계층의 수에 따라 다른 패턴으로 매핑될 수 있다.

[459] 즉, 안테나 포트의 수, 및 계층에 따라 주파수 영역에서 길이 2 또는 4의 CDM 방식이 적용되고, 시간 영역에서 길이 2의 CDM 방식이 적용될 수 있다.

[460] 또한, 도 31의 (c)에 도시된 바와 같이 DMRS가 매핑된 첫 번째 심볼의 패턴이 반복해서 사용되는 반복 패턴이 적용될 수 있다. 이 경우, 반복되는 패턴들 간에는 동일한 DMRS sequence가 사용될 수 있다.

[461] DMRS를 자원에 매핑하기 위한 안테나 포트, 스크램블링 식별자, 및 계층의 수는 DCI를 통해서 단말에게 전송될 수 있다.

[462] 아래 표 25는 코드워드에 따른 안테나 포트, 스크램블링 식별자 및 계층의 수의 일 예를 나타낸다.

[463] [표25]

One Codeword: Codeword 0 enabled, Codeword 1 disabled		Two Codewords: Codeword 0 enabled, Codeword 1 enabled	
Value	Message	Value	Message
0	1 layer, port 7, n_{SCID}=0 (OCC=2)	0	2 layer, port 7-8, n_{SCID}=0 (OCC=2)
1	1 layer, port 7, n_{SCID}=1 (OCC=2)	1	2 layer, port 7-8, n_{SCID}=1 (OCC=2)
2	1 layer, port 8, n_{SCID}=0 (OCC=2)	2	2 layer, port 7-8, n_{SCID}=0 (OCC=4)
3	1 layer, port 8, n_{SCID}=1 (OCC=2)	3	2 layer, port 7-8, n_{SCID}=1 (OCC=4)
4	1 layer, port 7, n_{SCID}=0 (OCC=4)	4	2 layer, port 11,13, n_{SCID}=0 (OCC=4)
5	1 layer, port 7, n_{SCID}=1 (OCC=4)	5	2 layer, port 11,13, n_{SCID}=1 (OCC=4)
6	1 layer, port 8, n_{SCID}=0 (OCC=4)	6	3 layer, port 7-9
7	1 layer, port 8, n_{SCID}=1 (OCC=4)	7	4 layer, port 7-10
8	1 layer, port 11, n_{SCID}=0 (OCC=4)	8	5 layer, port 7-11
9	1 layer, port 11, n_{SCID}=1 (OCC=4)	9	6 layer, port 7-12
10	1 layer, port 13, n_{SCID}=0 (OCC=4)	10	7 layers, ports 7-13
11	1 layer, port 13, n_{SCID}=1 (OCC=4)	11	8 layers, ports 7-14
12	2 layers, ports 7-8	12	Reserved
13	3 layers, ports 7-9	13	Reserved
14	4 layers, ports 7-10	14	Reserved
15	Reserved	15	Reserved

[464] 표 25에서 안테나 포트, 스크램블링 신원 및 계층 수는 3 비트 또는 4비트로 정의될 수 있다.

[465] 이때, 3 비트로 정의되는 경우, nSCID는 안테나 포트 7 및 8의 스크램블링 식별자이고, 4 비트로 정의되는 경우, nSCID는 안테나 포트 7, 8, 11 및 13의 스크램블링 식별자이다.

[466] NR에서는 각 UE에 할당된 PDSCH/PUSCH 마다 아래와 같은 코드워드의 수를 지원한다.

[467] - 1 부터 4 계층 전송: 1 코드워드

[468] - 5 부터 8 계층 전송: 2 코드워드

[469] 각 코드워드에 속해있는 DMRS 포트 그룹들은 서로 다른 QCL 가정을 가지고 있다.

[470] DCI와 관련된 한 개의 업링크 또는 다운링크는 각 코드워드마다 하나의 MCS를 포함하고 있고, 하나의 CQI는 각 코드워드마다 계산될 수 있다.

[471] 이때, 안테나 포트 및 계층의 수를 지시하기 위한 방법은 아래와 같을 수 있다.

[472] 첫 번째로, 표 18의 3번째 방식을 통해서 DMRS가 매핑되는 경우, 코드워드 수에 따라 안테나 포트 및 계층의 수를 지시하기 위한 DCI 필드의 비트 수를

다르게 정의할 수 있다.

[473] 구체적으로, 앞에서 살펴본 바와 같이 코드워드 수에 따라 지원하는 계층의 수가 다를 수 있다. 따라서, 코드워드 수에 따라 MU-MIMO가 가능한 조합의 수가 달라질 수 있다.

[474] 즉, 코드워드가 하나인 경우 더 많은 MU-MIMO의 조합이 가능하기 때문에 이를 나타내기 위한 비트의 수가 더 많이 필요하다.

[475] 예를 들면, 코드워드가 한 개인 경우, 5 비트를 이용하여 안테나 포트 및 계층의 수와 관련된 정보를 나타낼 수 있다.

[476] 코드워드가 두 개인 경우, 3 또는 4 비트를 이용하여 안테나 포트 및 계층의 수와 관련된 정보를 나타낼 수 있다.

[477] 아래 표 26은 두 개의 코드워드에서 3-8 계층을 지원하는 경우 코드워드에 대한 테이블의 일 예를 나타낸다.

[478] [표26]

One Codeword: Codeword 0 enabled, Codeword 1 disabled		Two Codewords: Codeword 0 enabled, Codeword 1 enabled	
Value	Message	Value	Message
0	1 layer, port 1 (OCC=2)	0	3 layer, port 1-3 (OCC=2)
1	1 layer, port 2 (OCC=2)	1	3 layer, port 1-3 (OCC=3)
2	1 layer, port 3 (OCC=2)	2	3 layer, port 4-6 (OCC=3)
3	1 layer, port 4 (OCC=2)	3	3 layer, port 7-9 (OCC=3)
4	1 layer, port 1, TDOCC (OCC=2)	4	3 layer, port 10-12 (OCC=3)
5	1 layer, port 2, TDOCC (OCC=2)	5	4 layer, port 1-4 (OCC=2)
6	1 layer, port 3, TDOCC (OCC=2)	6	4 layer, port 1-4 (OCC=3)
7	1 layer, port 4, TDOCC (OCC=2)	7	4 layer, port 5-8 (OCC=3)
8	1 layer, port 5, TDOCC (OCC=2)	8	4 layer, port 9-12 (OCC=3)
9	1 layer, port 6, TDOCC (OCC=2)	9	5 layer, port 1-5 (OCC=3)
10	1 layer, port 7, TDOCC (OCC=2)	10	5 layer, port 6-10 (OCC=3)
11	1 layer, port 8, TDOCC (OCC=2)	11	6 layer, port 1-6 (OCC=3)
12	2 layer, port 1-2 (OCC=2)	12	6 layer, port 7-12 (OCC=3)
13	2 layer, port 3-4 (OCC=2)	13	7 layer, port 1-7, TDOCC (OCC=2)
14	2 layer, port 1-2 (OCC=3)	14	8 layer, port 1-8, TDOCC (OCC=2)
15	2 layer, port 3-4 (OCC=3)	15	
16	2 layer, port 5-6 (OCC=3)		
17	2 layer, port 7-8 (OCC=3)		
18	2 layer, port 9-10 (OCC=3)		
19	2 layer, port 11-12 (OCC=3)		
20	1 layer, port 1 (OCC=4)		
21	1 layer, port 2 (OCC=4)		
22	1 layer, port 3 (OCC=4)		
23	1 layer, port 4 (OCC=4)		
24	1 layer, port 5 (OCC=4)		
25	1 layer, port 6 (OCC=4)		
26	1 layer, port 7 (OCC=4)		
27	1 layer, port 8 (OCC=4)		
28	3 layer, port 1-3 (OCC=2)		
29	4 layer, port 1-4 (OCC=2)		
30			
31			

[479] 표 26은 레이트 매칭이 수행되는 경우를 가정하며, 레이트 매칭이 수행되는 경우 transparent한 MU-MIMO가 가능하다.

[480] 이 경우, DCI signaling을 통해서 단말은 암시적으로 MU-MIMO 여부를 인식할

수 있다. 예를 들면, 1개의 코드워드에서 표 26의 4~11/14~27의 값을 할당받는 경우, 단말은 MU-MIMO가 된 것을 인식할 수 있다.

[481] 상기 표 26이 적용되는 경우, 두 개의 코드에서 3, 4 계층을 지원하는 것이 DCI signaling 관점에서 효율적일 수 있다.

[482] 즉, 3, 4 계층 단말에 대한 MU-MIMO를 지원할 때, 1개의 코드워드에서 이를 지원하는 것은 6 비트가 필요하기 때문에 SU/MU-MIMO 여부에 따라 테이블을 따로 정의할 수 있다.

[483] 하지만, 이 경우, 단말은 기지국으로부터 SU/MU-MIMO 여부를 명시적 또는 암시적으로 전송 받아야 한다.

[484] 아래 표 27은 두 개의 코드워드에서 5-8 계층을 지원하는 경우 코드워드에 대한 테이블의 일 예를 나타낸다.

[485] [표27]

One Codeword: Codeword 0 enabled, Codeword 1 disabled		Two Codewords: Codeword 0 enabled, Codeword 1 enabled	
Value	Message	Value	Message
0	1 layer, port 1 (OCC=2)	0	5 layer, port 1-5 (OCC=3)
1	1 layer, port 2 (OCC=2)	1	5 layer, port 6-10 (OCC=3)
2	1 layer, port 3 (OCC=2)	2	6 layer, port 1-6 (OCC=3)
3	1 layer, port 4 (OCC=2)	3	6 layer, port 7-12 (OCC=3)
4	1 layer, port 1, TDOCC (OCC=2)	4	7 layer, port 1-7, TDOCC (OCC=2)
5	1 layer, port 2, TDOCC (OCC=2)	5	8 layer, port 1-8, TDOCC (OCC=2)
6	1 layer, port 3, TDOCC (OCC=2)	6	
7	1 layer, port 4, TDOCC (OCC=2)	7	
8	1 layer, port 5, TDOCC (OCC=2)		
9	1 layer, port 6, TDOCC (OCC=2)		
10	1 layer, port 7, TDOCC (OCC=2)		
11	1 layer, port 8, TDOCC (OCC=2)		
12	2 layer, port 1-2 (OCC=2)		
13	2 layer, port 3-4 (OCC=2)		
14	2 layer, port 1-2 (OCC=3)		
15	2 layer, port 3-4 (OCC=3)		
16	2 layer, port 5-6 (OCC=3)		
17	2 layer, port 7-8 (OCC=3)		
18	2 layer, port 9-10 (OCC=3)		
19	2 layer, port 11-12 (OCC=3)		
20	1 layer, port 1 (OCC=4)		
21	1 layer, port 2 (OCC=4)		
22	1 layer, port 3 (OCC=4)		
23	1 layer, port 4 (OCC=4)		
24	1 layer, port 5 (OCC=4)		
25	1 layer, port 6 (OCC=4)		
26	1 layer, port 7 (OCC=4)		
27	1 layer, port 8 (OCC=4)		
28	3 layer, port 1-3 (OCC=2)		
29	4 layer, port 1-4 (OCC=2)		
30			
31			

[486] 두 번째로, 표 18의 3번째 방식을 통해서 DMRS가 매핑되는 경우, SU-MIMO 또는 MU-MIMO 여부에 따라 안테나 포트 및 계층의 수를 지시하기 위한 DCI

필드의 비트 수를 다르게 정의할 수 있다.

[487] 즉, MU-MIMO의 경우 SI-MIMO의 경우보다 더 많은 수의 조합이 가능하기 때문에 이를 나타내기 위해서 더 많은 비트 수가 필요하다. 따라서, SU-MIMO 또는 MU-MIMO 여부에 따라 안테나 포트 및 계층의 수를 지시하기 위한 DCI 필드의 비트 수를 다르게 설정될 수 있다.

[488] 이때, SU-MIMO 또는 MU-MIMO 여부는 명시적 또는 암시적으로 기지국이 단말에게 알릴 수 있다.

[489] 기지국이 명시적으로 SU-MIMO 또는 MU-MIMO 여부를 단말에게 알리는 경우, 기지국은 RRC 및/또는 DCI signaling을 통해서 단말에게 SU-MIMO 또는 MU-MIMO 여부를 알릴 수 있다.

[490] 기지국이 암시적으로 SU-MIMO 또는 MU-MIMO 여부를 단말에게 알리는 경우, 단말은 RRC 및/또는 DCI signaling에 기초하여 SU-MIMO 또는 MU-MIMO 여부인지 여부를 인식할 수 있다.

[491] 아래 표 28은 SU-MIMO 또는 MU-MIMO 여부에 따른 코드워드에 대한 테이블의 일 예를 나타낸다.

[492] [표28]

SU-MIMO		MU-MIMO	
Value	Message	Value	Message
0	1 layer, port 1 (OCC=2)	0	1 layer, port 1 (OCC=2)
1	2 layer, port 1-2 (OCC=2)	1	1 layer, port 2 (OCC=2)
2	3 layer, port 1-3 (OCC=2)	2	1 layer, port 3 (OCC=2)
3	4 layer, port 1-4 (OCC=2)	3	1 layer, port 4 (OCC=2)
4	5 layer, port 1-5, TDOCC (OCC=2)	4	1 layer. port 1. TDOCC (OCC=2)
5	6 layer, port 1-6, TDOCC (OCC=2)	5	1 layer. port 2. TDOCC (OCC=2)
6	7 layer, port 1-7, TDOCC (OCC=2)	6	1 layer. port 3. TDOCC (OCC=2)
7	8 layer, port 1-8, TDOCC (OCC=2)	7	1 layer. port 4. TDOCC (OCC=2)
		8	1 layer. port 5. TDOCC (OCC=2)
		9	1 layer. port 6. TDOCC (OCC=2)
		10	1 layer. port 7. TDOCC (OCC=2)
		11	1 layer. port 8. TDOCC (OCC=2)
		12	1 layer, port 1 (OCC=4)
		13	1 layer, port 2 (OCC=4)
		14	1 layer, port 3 (OCC=4)
		15	1 layer, port 4 (OCC=4)
		16	1 layer, port 5 (OCC=4)
		17	1 layer, port 6 (OCC=4)
		18	1 layer, port 7 (OCC=4)
		19	1 layer, port 8 (OCC=4)
		20	2 layer. port 1-2 (OCC=2)
		21	2 layer. port 3-4 (OCC=2)
		22	2 layer. port 1-2 (OCC=3)
		23	2 layer. port 3-4 (OCC=3)
		24	2 layer. port 5-6 (OCC=3)
		25	2 layer. port 7-8 (OCC=3)
		26	2 layer, port 9-10 (OCC=3)
		27	2 layer, port 11-12 (OCC=3)
		28	4 layer. port 1-4 (OCC=3)
		29	4 layer. port 5-8 (OCC=3)
		30	4 layer, port 9-12 (OCC=3)
		31	

[493] 기지국은 SU-MIMO인 경우, 3 비트로 표 28의 정보를 나타내고, MU-MIMO인 경우, 5 비트로 표 26의 정보를 나타낸다.

[494] 또한, 기지국은 상위 계층 signaling(예를 들면, MAC CE, RRC 등)을 통해 DMRS가 매핑되는 매핑 패턴과 관련된 패턴 정보를 단말로 전송할 수 있다.

[495] 패턴 정보는 단말이 DMRS의 매핑 패턴을 인식하기 위한 최대 포트 수, OFDM 심볼 수, 계층의 수 또는 포트 다중화 방식 중 적어도 하나를 포함할 수 있다.

[496] DMRS가 매핑되는 OFDM 심볼의 수는 최대 포트 수와 관련될 수 있기 때문에 단말은 패턴 정보를 수신하여 셀 내에서 사용되는 DMRS 패턴을 인식할 수 있다.

[497] 이 경우, DMRS의 매핑 패턴은 최대 포트 수에 따라 결정될 수 있으며, 기지국은 최대 포트 수를 포함하는 패턴 정보를 단말에게 알려줌으로써 단말에게 DMRS의 매핑 패턴을 알려줄 수 있다.

[498] 또한, 기지국은 DMRS의 매핑 패턴에 따라 단말에게 DMRS의 전송 포트를 알려주는 테이블을 정의하고, 정의된 테이블을 이용하여 포트 인덱스를 DCI를 통해 알려 줌으로써 MU-MIMO의 경우 스케줄링 제한 없이 단말을 지원할 수 있다.

[499] 또는, 기지국은 포트 다중화 방식을 통해서 단말에게 DMRS의 매핑 패턴을 알려주는 경우, 기지국은 포트 다중화 방식과 관련된 정보(예를 들면, CDM 길이, 시간 영역의 반복 패턴 사용 여부, 시간 영역의 CDM 사용 여부 등)을 DCI를 통해 단말에게 전송할 수 있다.

[500] 이 경우, 기지국은 상위 계층 signaling을 통해 DMRS의 매핑 패턴만을 전송할 수 있으며, 구체적인 포트 다중화 방법과 관련된 정ㅈ보는 DCI로 전송할 수 있다.

[501] 또는, 동일한 DMRS 패턴에서도 최대 포트 수에 따라 CDM의 길이가 달라질 수 있다. 따라서, DMRS의 매핑 패턴을 인식할 수 있는 최대 포트 수와 같은 정보는 상위 계층 signaling을 통해 단말에게 전송하고, CDM 길이와 같은 정보는 DCI를 통해서 단말에게 전송할 수 있다.

[502] 이와 같은 방법을 이용하는 경우, 서로 다른 CDM 길이를 정의하기 위해 테이블이 커지지만 단말의 상황에 따라 유동적으로 DMRS의 매핑 패턴을 지원할 수 있다.

[503] 안테나 포트 및 계층의 수와 같은 매핑 정보에 포함되는 코드는 quasi-orthogonal한 전송을 위해 DMRS sequence를 초기화하기 위해 사용되는 변수를 나타낸다. 즉, 코드가 다른 경우, 서로 다른 DMRS sequence를 이용하여 코드가 다른 포트간에는 quasi-orthogonal한 전송이 가능할 수 있다.

[504] 아래 표 29 내지 30은 도 31의 (a)와 같이 4개의 안테나 포트를 지원하는 DMRS 매핑 패턴의 경우, 매핑 정보를 지시하기 위한 일 예를 나타내는 표이다.

[505] 아래 표 29는 레이트 매칭을 수행하는 경우, quasi-orthogonal DMRS를 허용하기 위한 매핑 정보의 지시의 일 예를 나타낸다.

[506] [표29]

One Codeword: Codeword 0 enabled, Codeword 1 disabled	
Value	**Message**
0	1 layer, port 1, code=0
1	1 layer, port 2, code=0
2	1 layer, port 3, code=0
3	1 layer, port 4, code=0
4	1 layer, port 1, code=1
5	1 layer, port 2, code=1
6	1 layer, port 3, code=1
7	1 layer, port 4, code=1
8	2 layer, port 1-2, code=0
9	2 layer, port 3-4, code=0
10	2 layer, port 1-2, code=1
11	2 layer, port 3-4, code=1
12	3 layer, port 1-3
13	4 layer, port 1-4
14	
15	

[507] 아래 표 30은 레이트 매칭을 수행하는 경우, quasi-orthogonal DMRS를 허용하지 않기 위한 매핑 정보의 지시의 일 예를 나타낸다.

[508] [표30]

One Codeword: Codeword 0 enabled, Codeword 1 disabled	
Value	**Message**
0	1 layer, port 1
1	1 layer, port 2
2	1 layer, port 3
3	1 layer, port 4
4	2 layer, port 1-2
5	2 layer, port 3-4
6	3 layer, port 1-3
7	4 layer, port 1-4

[509] 아래 표 31은 레이트 매칭을 수행하지 않는 경우, quasi-orthogonal DMRS를 허용하기 위한 매핑 정보의 지시의 일 예를 나타낸다.

[510] [표31]

One Codeword: Codeword 0 enabled, Codeword 1 disabled	
Value	**Message**
0	1 layer, port 1, code=0
1	1 layer, port 3, code=0
2	1 layer, port 1, code=1
3	1 layer, port 3, code=1
4	2 layer, port 1/3, code=0
5	2 layer, port 1/3, code=1
6	3 layer, port 1-3
7	4 layer, port 1-4

[511] 아래 표 32는 레이트 매칭을 수행하지는 경우, quasi-orthogonal DMRS를 허용하지 않기 위한 매핑 정보의 지시의 일 예를 나타낸다.

[512] [표32]

One Codeword: Codeword 0 enabled, Codeword 1 disabled	
Value	**Message**
0	1 layer, port 1
1	1 layer, port 3
2	2 layer, port 1/3
3	3 layer, port 1-3
4	4 layer, port 1-4
5	
6	
7	

[513] 아래 표 33 내지 35는 도 31의 (b)와 같이 8개의 안테나 포트를 지원하는 DMRS 매핑 패턴의 경우, 매핑 정보를 지시하기 위한 일 예를 나타내는 표이다.

[514] 아래 표 33은 레이트 매칭을 수행하는 경우, quasi-orthogonal DMRS를 허용하지 않기 위한 매핑 정보의 지시의 일 예를 나타낸다.

[515] [표33]

One Codeword: Codeword 0 enabled, Codeword 1 disabled		Two Codewords: Codeword 0 enabled, Codeword 1 enabled	
Value	Message	Value	Message
0	1 layer, port 1	0	5 layer, port 1-5
1	1 layer, port 2	1	6 layer, port 1-6
2	1 layer, port 3	2	7 layer, port 1-7
3	1 layer, port 4	3	8 layer, port 1-8
4	1 layer, port 5		
5	1 layer, port 6		
6	1 layer, port 7		
7	1 layer, port 8		
8	2 layer, port 1-2		
9	2 layer, port 3-4		
10	2 layer, port 5-6		
11	2 layer, port 7-8		
12	3 layer, port 1-3		
13	3 layer, port 4-6		
14	4 layer, port 1-4		
15	4 layer, port 5-8		

[516] 아래 표 34는 레이트 매칭을 수행하지 않는 경우, quasi-orthogonal DMRS를 허용하기 위한 매핑 정보의 지시의 일 예를 나타낸다.

[517] [표34]

One Codeword: Codeword 0 enabled, Codeword 1 disabled		Two Codewords: Codeword 0 enabled, Codeword 1 enabled	
Value	Message	Value	Message
0	1 layer, port 1, code=0	0	5 layer, port 1-5
1	1 layer, port 3, code=0	1	6 layer, port 1-6
2	1 layer, port 5, code=0	2	7 layer, port 1-7
3	1 layer, port 7, code=0	3	8 layer, port 1-8
4	1 layer, port 1, code=1		
5	1 layer, port 3, code=1		
6	1 layer, port 5, code=1		
7	1 layer, port 7, code=1		
8	2 layer, port 1/3, code=0		
9	2 layer, port 5/7, code=0		
10	2 layer, port 1/3, code=1		
11	2 layer, port 5/7, code=1		
12	3 layer, port 1-3, code=0		
13	3 layer, port 1-3, code=1		
14	4 layer, port 1-4, code=0		
15	4 layer, port 1-4, code=1		

[518] 아래 표 35는 레이트 매칭을 수행하지 않는 경우, quasi-orthogonal DMRS를 허용하기 않기 위한 매핑 정보의 지시의 일 예를 나타낸다.

[519] [표35]

One Codeword: Codeword 0 enabled, Codeword 1 disabled		Two Codewords: Codeword 0 enabled, Codeword 1 enabled	
Value	Message	Value	Message
0	1 layer, port 1	0	5 layer, port 1-5
1	1 layer, port 3	1	6 layer, port 1-6
2	1 layer, port 5	2	7 layer, port 1-7
3	1 layer, port 7	3	8 layer, port 1-8
4	2 layer, port 1/3		
5	2 layer, port 5/7		
6	3 layer, port 1-3		
7	4 layer, port 1-4		

[520] 아래 표 36 및 37는 도 31의 (d)와 같이 12개의 안테나 포트를 지원하는 DMRS 매핑 패턴의 경우, 매핑 정보를 지시하기 위한 일 예를 나타내는 표이다.

[521] 아래 표 36은 레이트 매칭을 수행하는 경우, quasi-orthogonal DMRS를 허용하지 않기 위한 매핑 정보의 지시의 일 예를 나타낸다.

[522] [표36]

One Codeword: Codeword 0 enabled, Codeword 1 disabled		Two Codewords: Codeword 0 enabled, Codeword 1 enabled	
Value	Message	Value	Message
0	1 layer, port 1	0	5 layer, port 1-5
1	1 layer, port 2	1	5 layer, port 6-10
2	1 layer, port 3	2	6 layer, port 1-6
3	1 layer, port 4	3	6 layer, port 7-12
4	1 layer, port 5	4	7 layer, port 1-7
5	1 layer, port 6	5	8 layer, port 1-8
6	1 layer, port 7	6	
7	1 layer, port 8	7	
8	1 layer, port 9		
9	1 layer, port 10		
10	1 layer, port 11		
11	1 layer, port 12		
12	2 layer, port 1-2		
13	2 layer, port 3-4		
14	2 layer, port 5-6		
15	2 layer, port 7-8		
16	2 layer, port 9-10		
17	2 layer, port 11-12		
18	3 layer, port 1-3		
19	3 layer, port 4-6		
20	3 layer, port 7-9		
21	3 layer, port 10-12		
22	4 layer, port 1-4		
23	4 layer, port 5-8		
24	4 layer, port 9-12		
25			
26			
27			
28			
29			
30			
31			

[523] 아래 표 37은 레이트 매칭을 수행하지 않는 경우, quasi-orthogonal DMRS를 허용하지 않기 위한 매핑 정보의 지시의 일 예를 나타낸다.

[524] [표37]

One Codeword: Codeword 0 enabled, Codeword 1 disabled		Two Codewords: Codeword 0 enabled, Codeword 1 enabled	
Value	Message	Value	Message
0	1 layer, port 1	0	5 layer, port 1/3/5/7/9
1	1 layer, port 3	1	6 layer, port 1/3/5/7/9/11
2	1 layer, port 5	2	7 layer, port 1-2/3/5/7/9/11
3	1 layer, port 7	3	8 layer, port 1-4/5/7/9/11
4	1 layer, port 9		
5	1 layer, port 11		
6	2 layer, port 1/3		
7	2 layer, port 5/7		
8	2 layer, port 9/11		
9	3 layer, port 1/3/5		
10	3 layer, port 7/9/10		
11	4 layer, port 1/3/5/7		
12			
13			
14			
15			

[525] 도 32 및 도 33은 본 명세서에서 제안하는 반복 패턴을 이용한 복조 참조 신호의 매핑 패턴의 일 예를 나타내는 도면이다.

[526] 도 32 및 도 33을 참조하면, DMRS를 전송하기 위한 안테나 포트의 수가 특정 개를 초과하는 경우, DMRS는 반복 패턴을 이용하여 자원에 매핑될 수 있다.

[527] 구체적으로, DMRS의 전송을 위한 안테나 포트의 수가 특정 개수 이상인 경우, 기지국은 주파수 영역으로 CDM 길이를 증가시키고, 시간 영역에서 동일한 패턴을 반복해서 사용할 수 있다.

[528] 예를 들면, 반복 패턴을 사용하기 위한 안테나 포트의 개수가 4인 경우, 도 32의 (a)는 DMRS를 전송하기 위한 포트의 수가 4개인바, 시간 영역으로 반복 패턴을 사용하지 않고, 주파수 영역으로 길이 2인 CDM 방식을 이용하여 다중화 된다.

[529] 하지만, 도 32의 (b) 및 (c)는 DMRS를 전송하기 위한 포트의 수가 6개인바, 시간 영역으로 반복 패턴을 사용하여 DMRS를 매핑시킬 수 있다.

[530] 즉, 도 33의 (b)에 도시된 바와 같이 주파수 영역으로 CDM의 길이를 3으로 증가시키고, 도 33의 (c)에 도시된 바와 같이 도 33의 (b)의 패턴을 시간 영역에서 반복하여 사용함으로써 6개의 안테나 포트를 지원할 수 있다.

[531] 이때, 반복 패턴을 사용하기 위한 포트의 수는 기지국이 단말로 RRC 및/또는 DCI로 시그널링 할 수 있다.

[532] 도 33의 (a)는 DMRS를 전송하기 위한 안테나 포트의 수가 8개인 경우에 반복 패턴을 이용하여 DMRS를 매핑하는 방법의 일 예를 나타내고, (b)는 안테나 포트의 수가 12개인 경우에 반복 패턴을 이용하는 방법의 일 예를 나타내는 도면이다.

[533] 도 33의 (b)의 경우, 최대 포트 수가 12개이므로 SU-MIMO의 초대 포트 수를 초과할 수 있다. 따라서, 도 33의 (b)의 매핑 패턴을 사용하는 경우, MU-MIMO를 적용하는 것이라고 인식될 수 있다.

[534] 이 경우, MU의 transparent한 지원을 위해서 12개의 안테나 포트를 사용하는 경우, FDM되는 RE에 대해서 레이트 매칭을 수행할 수 있다.

[535] 이때, SU-MIMO 상황에서 DMRS RE의 파워 부스팅을 위해 레이트 매칭을 수행하는 경우도 존재하므로 단말이 SU-MIMO가 아님을 가정하지는 않는다.

[536] 레이트 매칭을 수행하는 경우, 단말은 MU-MIMO가 적용됨을 인식할 수 있다. 따라서, interference 측정을 통해 단말은 MU-MIMO가 적용되는지 여부를 판단하고, 간섭 보상을 통해서 수신 성능을 향상 시킬 수 있다.

[537] 본 실시 예에서 최대 안테나 포트의 개수 12개는 하나의 실시 예로써, 다른 특정 값이 적용될 수 있다.

[538] 또한, 기지국은 단말에게 FDM되는 DMRS의 레이트 매칭 여부 및 MU-MIMO가 적용됨을 인식할 수 있는 안테나 포트의 개수를 나타내는 특정 값을 전송할 수 있다.

[539] 도 32 및 도 33에 도시된 매핑 패턴들은 포트 인덱스가 홀수끼리 CDM되고, 짝수끼리 CDM되도록 정의되어 있으나, 이는 하나의 실시 예일 뿐이고, 1/2 port가 CDM되고, 3/4 port가 CDM되고 난 뒤, 그 이후 포트들은 인덱스가 홀수/짝수인 포트들끼리 서로 CDM되는 방법 등 다양한 매핑 방법이 적용될 수 있다.

[540] 본 발명의 또 다른 실시 예로, 전송 주파수에 따라 DMRS의 매핑 패턴을 결정할 수 있다.

[541] 구체적으로, 고주파 대역에서는 위상 잡음의 영향으로 시간 영역으로의 CDM 성능의 열화가 발생할 수 있다. 따라서, 고주파 대역에서 위상 잡음으로 인한 CPE를 추정 및 보상할 수 있고, 충분한 RS 에너지를 제공하여 채널 추정 성능을 향상시킬 수 있는 반복 패턴이 우선시될 수 있다.

[542] 예를 들면, 최대 안테나 포트의 개수가 12개인 경우, DMRS는 도 33의 (b)에 도시된 바와 같이 매핑될 수 있다.

[543] 도 33의 (b)와 같은 매핑 패턴을 이용하는 경우, 주파수 영역으로 CDM의 길이가 증가될 수 있으므로 전송 주파수 대역에 따라 우선시되는 매핑 패턴이 변경될 수 있다.

[544] 따라서, 전송 주파수 대역과 해당 주파수 대역에서 선호될 수 있는 DMRS

패턴을 연관지어 결정하여 주파수 대역에 따라 채널 추정 성능을 향상시킬 수 있다.

[545] 본 발명의 또 다른 실시 예로 주파수 영역의 CDM 길이에 따라 시간 영역의 CDM의 적용여부를 결정하거나, 시간 영역의 CDM에 적용되는 OCC code의 종류를 제한할 수 있다.

[546] 예를 들면, 주파수 영역에서의 CDM 길이가 4이고, 하나의 심볼에서 최대 8포트까지 지원하며, 이러한 패턴을 시간축으로 반복하는 경우, 시간 영역의 CDM에 적용되는 OCC는 특정한 OCC로 제한될 수 있다.

[547] 주파수 영역의 CDM 길이의 값을 크게하는 경우, 하나의 OFDM 심볼에서 더 많은 DMRS 포트에 대해 다중화를 수행할 수 있다.

[548] 이 경우, DMRS의 포트 수가 4포트 보다 많으면 반복패턴을 이용하여 DMRS를 매핑하여 RS 에너지를 증가시켜 성능을 향상시킬 수 있다. 특히, 시간 영역의 CDM을 사용하는 경우, 위상 잡음으로 인한 성능의 열화를 감소시킬 수 있다.

[549] 반복 패턴을 이용하여 DMRS를 매핑하는 경우, 패턴의 반복 여부는 시간 영역의 CDM 온/오프로 나타내거나 CDM에 적용되는 OCC 코드의 제한으로 나타낼 수 있다.

[550] 예를 들면, 도 31의 (d)에서 시간 영역으로 CDM 길이 2의 OCC 코드를 사용하는 경우, OCC 코드는 [+1, +1], [+1, -1]과 같다.

[551] 이 경우, 도 31의 (d)의 DMRS 패턴에서 다중화되는 포트의 수는 총 6포트이지만, 시간 영역의 OCC 코드를 하나만 사용하는 경우, 총 3 포트에 대한 다중화가 가능하다.

[552] 이때, OCC 코드 [+1, +1]만 사용하도록 제한을 하는 경우, 반복패턴을 사용하는 것과 동일한 효과를 얻을 수 있다.

[553] 즉, 도 31의 (d)에 도시된 바와 같이 주파수 영역에서 CDM 길이가 3인 경우, 시간 영역에서 길이 2의 OCC code를 이용하여 총 12 포트를 다중화할 수 있다.

[554] 이때, 주파수 영역의 CDM 길이가 4이상인 경우, 시간 영역의 CDM을 오프하거나 OCC 코드의 종류를 한가지로 제한하여 도 33의 (a) 및 (b)와 같이 반복 패턴을 사용하는 것과 동일한 효과를 발생시킬 수 있다.

[555] 이 경우, 기지국은 시간 영역에서의 CDM 적용여부 또는 CDM에 적용되는 OCC code의 종류에 대한 제한을 상위 계층 signaling(예를 들면, RRC, MAC CE 등) 또는 DCI 중 적어도 하나를 통해서 명시적으로 단말에게 알려줄 수 있다.

[556] 또는, 기지국은 주파수 영역의 CDM 길이를 상위 계층 signaling 또는 DCI 중 적어도 하나를 통해서 알려줄 수 있으며, 단말은 기지국으로부터 전송된 CDM 길이에 기초하여 시간 영역으로 CDM의 적용 여부 또는 CDM에 적용되는 OCC code의 제한을 인식할 수 있다.

[557] 본 발명의 또 다른 실시 예로 기지국은 상위계층 signaling 또는 DCI를 통해서 시간 영역에서의 CDM 온/오프 여부 또는 시간영역에서 CDM에 적용되는 OCC 코드의 종류를 단말에게 알려줄 수 있다.

[558] 예를 들면, 기지국은 단말에게 직접적으로 phy 계층이나 DCI를 통해서 시간 영역에서의 OCC 길이를 알려줄 수 있다.

[559] 이 경우, 시간 영역 OCC code에 대한 제한이 없는 경우, 총 12포트를 지원해야 하지만, 제한이 있는 경우 총 6포트만 지원하게 되므로 나타낼 정보의 양이 줄어들 수 있다.

[560] DCI로 이러한 정보를 알려주는 경우, 단말은 DMRS 패턴의 OCC 코드의 제한 여부를 인식할 수 있기 때문에 CPE 및 CFO를 추정한 뒤, 추정된 값을 보상한 DMRS를 수신할 수 있다.

[561] 만약, 기지국이 시간 영역에서의 CDM 온/오프 여부 또는 시간영역에서 CDM에 적용되는 OCC 코드의 종류를 단말에게 직접적으로 알려주지 않는 경우, 단말은 전송 주파수, 위상 추정을 위한 PTRS 전송 여부, MCS, 또는 계층의 수에 기초하여 시간 영역으로 다른 OCC 코드를 갖는 다른 단말과의 MU pairing 되지 않았다고 가정할 수 있다.

[562] 이와 같은 경우, 단말은 가정을 기초로 각각의 DMRS에 나타나는 CPE로 인한 DMRS 심볼간의 위상 차이를 보상한 후 연접하는 DMRS 심볼의 컴바이닝(combining)을 수행하는 수신 동작을 수행할 수 있다.

[563] 예를 들면, 단말이 mmWave 대역의 전송 주파수를 사용하고, MCS가 256QAM을 사용하는 경우, 연접하는 DMRS 심볼간 위상 차이를 보상 후에 연접하는 DMRS를 컴바이닝하는 과정을 수행할 수 있다.

[564] 또는 기지국은 시간 영역으로 동일한 OCC 코드만을 사용하도록 스케줄링할 수 있다.

[565] 이 경우, 특정 환경에서 단말이 MU pairing되지 않는 상황도 가정하여 DMRS를 수신할 수 있도록 하여 위상 잡음으로 인한 열화를 방지하고 채널 추정을 수행할 수 있다.

[566] 도 34 내지 도 41은 본 명세서에서 제안하는 안테나 포트의 개수에 따른 복조 참조 신호의 매핑 패턴 및 성능의 일 예를 나타내는 도면이다.

[567] 도 34 및 도 35는 최대 포트의 수가 4포트인 경우, DMRS의 매핑 패턴 및 이에 대한 4 계층 전송의 SE의 성능을 나타내는 도면이다.

[568] 도 34의 (a)를 패턴 1, (b)를 패턴 2 및 (c)를 패턴 3이라고 하는 경우, 이에 대한 4계층 전송의 SE 성능은 도 35와 같다.

[569] 도 35에 도시된 바와 같이 매핑 패턴 간의 SE 성능에 차이가 거의 없다는 것을 확인할 수 있다. 그러나, 한개의 OFDM 심볼을 사용하여 DMRS를 매핑하는 매핑 패턴은 early decoding에 유리하고 고주파수 대역에서의 위상 잡음의 영향에 강할 수 있다.

[570] 도 36 및 도 37는 최대 포트의 수가 6포트인 경우, DMRS의 매핑 패턴 및 이에 대한 6 계층 전송의 SE의 성능을 나타내는 도면이다.

[571] 도 36의 (a)를 패턴 1, 및 (b)를 패턴 2라고 하는 경우, 이에 대한 6계층 전송의 SE 성능은 도 37과 같다.

[572] 도 37에 도시된 바와 같이, 랭크 6에 대해 2 개의 OFDM 심볼을 사용하는 패턴 1은 1 개의 OFDM 심볼을 사용하는 패턴 2보다 우수한 SE를 갖는 것을 확인할 수 있다.

[573] 2개의 OFDM 심볼을 사용하는 매핑 패턴은 1개의 OFDM 심볼을 사용하는 매핑 패턴보다 더 큰 RS 에너지를 획득할 수 있기 때문에 채널 추정 성능을 향상시킬 수 있다.

[574] 또한, 2개의 OFDM을 사용하는 매핑 패턴은 계층간 간섭을 줄일 수 있기 때문에 RS 오버헤드가 증가함에도 불구하고 1개의 OFDM 심볼을 이용하는 경우보다 SE 성능이 증가한다.

[575] 또한, 4 포트 이상인 경우 DMRS 패턴을 기반으로하는 2 개의 OFDM 심볼이 DMRS 패턴의 경우 지원될 수 있다.

[576] DMRS OFDM 심볼의 수와 관련하여 MU-MIMO 전송의 경우, UE의 랭크는 4보다 같거나 작더라도 총 전송 랭크는 MU MIMO 스케줄링을 고려하였을 때 랭크 4보다 크다.

[577] 따라서, UE가 N 개의 DMRS 포트들을 사용하여 랭크 N(N<5) PDSCH를 수신하더라도, MU-MIMO 가능성을 고려하여 2개의 OFDM 심볼들을 사용하여 DMRS가 송신되는 것을 지원해야 한다.

[578] 이 경우, early decoding, 위상 잡음 영향 및 MU 가능성과 같은 1 OFDM 심볼 DMRS의 이점을 고려하여, DMRS가 매핑되는 OFDM 심볼의 수는 UE 등급 당 5 미만일 때 1 또는 2로 구성될 수 있다.

[579] 도 38 및 도 39는 최대 포트의 수가 8포트인 경우, DMRS의 매핑 패턴 및 이에 대한 8 계층 전송의 SE의 성능을 나타내는 도면이다.

[580] 도 38의 (a)를 패턴 1, (b)를 패턴 2 및 (c)를 패턴 3이라고 하는 경우, 이에 대한 8계층 전송의 SE 성능은 도 39과 같다.

[581] 도 39에 도시된 바와 같이, 반복 패턴을 사용하는 패턴 1과 시간 도메인 CDM을 사용하는 패턴 3이 최대 8포트의 DMRS를 갖는 8 계층 전송을 위해 TDM을 사용하는 패턴 2보다 SE 성능이 우수하다는 것을 확인할 수 있다.

[582] 즉, 8포트에서 TDM을 사용하는 경우, TDM을 사용하는 포트간에 전송 전력 공유가 가능하지 않기 때문에 TDM을 사용하는 패턴 2는 DMRS의 부스팅 전력 제한을 발생시켜 채널 추정 성능을 저하시키게 되고, 결과적으로 SE 성능 손실이 발생한다.

[583] 반복 패턴을 사용하는 패턴 1 및 시간 영역 CDM을 사용하는 패턴 3은 최대 8포트 DMRS를 갖는 8 계층 전송을 위해 TDM을 사용하는 패턴 2보다 우수한 SE 성능을 갖는다.

[584] 도 38에 도시된 패턴 1 내지 패턴 3 중에서 1개의 OFDM 심볼의 DMRS 매핑 패턴을 반복해서 사용하는 패턴 1은 반복된 DMRS 시퀀스를 사용하여 위상 잡음 영향을 보상 할 수 있기 때문에 mmWave 애플리케이션에 적합할 수 있다..

[585] 4개 이상의 포트를 사용하는 경우, 적어도 고주파 대역에서 1개의 OFDM

심볼의 DMRS 매핑 패턴을 시간영역으로 반복해서 사용할 수 있다.

[586] 도 40 및 도 41은 최대 포트의 수가 12포트인 경우, DMRS의 매핑 패턴 및 이에 대한 8 계층 전송의 SE의 성능을 나타내는 도면이다.

[587] 도 40의 (a)를 패턴 1, (b)를 패턴 2 및 (c)를 패턴 3이라고 하는 경우, 이에 대한 8계층 전송의 SE 성능은 도 41과 같다.

[588] 도 41에 도시된 바와 같이 패턴 1과 패턴 3은 높은 MCS 영역을 제외하고는 패턴 2보다 SE 성능이 더 우수하다.

[589] 패턴 1은 채널의 주파수 선택성에보다 민감하기 때문에 높은 MCS 영역에서 SE 성능에 손실이 발생할 수 있다. 더 낮은 주파수 선택성을 고려하는 경우, 패턴 1은 높은 MCS 영역에서 SE 성능 손실을 발생시지 않는다.

[590] 앞에서 살펴본 바와 같이 4포트 이상에서 1개의 OFDM 심볼의 DMRS 매핑 패턴을 반복하여 사용하는 매핑 패턴은 적절한 채널 추정 성능을 제공 할 수 있으며, 특히, 고주파 대역 애플리케이션에 적합하다.

[591] 반면에, 포트 다중화를 위한 시간 영역 CDM을 사용하는 매핑 패턴은 고주파수 선택성 채널에서 사용될 수 있다.

[592] 이러한 점을 고려하면 DMRS에 대한 최적의 매핑 패턴 및 다중화 방식은 캐리어 주파수, UE의 위상 잡음 영향, 주파수 선택성 및 최대 DMRS 포트 수 등에 따라 달라질 수 있다.

[593] 따라서, 이러한 점을 고려한 다양한 DMRS의 매핑 패턴 및 다중화 방법이 사용될 수 있다.

[594] 도 42는 본 명세서에서 제안하는 복조 참조 신호를 생성하여 전송하는 방법의 일 예를 나타낸 순서도이다.

[595] 도 42를 참조하면, 기지국은 의사 랜덤 시퀀스에 기초하여 참조 신호 시퀀스를 생성한다(S42010). 이때, 복조 참조 신호는 앞에서 살펴본 front-loaded DMRS일 수 있다.

[596] 이후, 기지국은 생성된 참조 신호 시퀀스를 특정 패턴에 따라 하나 또는 두 개의 시간 축 심볼에 매핑한다(S42020). 이때, 기지국은 특정 패턴에 따라 생성된 참조 신호 시퀀스를 하나 또는 두 개의 시간 축 심볼에 매핑할 수 있으며, 특정 패턴은 도 8 내지 도 40에서 설명한 패턴 중 하나일 수 있다.

[597] 이때, 복조 참조 시퀀스는 도 10, 도 11, 도 29 및 도 30에서 설명한 방법을 통해서 하나의 심볼 단위로 생성될 수 있다.

[598] 또한, 기지국은 도 8 내지 도 40에서 살펴본 바와 같이 안테나 포트 수 등에 따라 DMRS를 한 개 또는 두 개의 시간 축 심볼에 매핑할 수 있다.

[599] 이후, 기지국은 하나 또는 두 개의 시간 축 심볼의 매핑에 기초하여 복조 참조 신호를 생성하고, 생성된 복조 참조 신호를 서로 다른 안테나 포트를 이용하여 단말로 전송한다(S42030, S42040).

[600] 이때, 복조 참조 신호 시퀀스는 동일한 시간 축 심볼 상에 매핑되어 각각 특정 안테나 포트 상에서 전송되며, 복조 참조 신호는 다른 안테나 포트 상에서

전송되는 적어도 하나의 다른 복조 참조 신호와 동일한 시간 축 심볼 상에 위치할 수 있다.

[601] 도 43은 본 명세서에서 제안하는 복조 참조 신호를 전송 받아 데이터를 디코딩하는 방법의 일 예를 나타낸 순서도이다.

[602] 도 43을 참조하면, 단말은 기지국으로부터 기지국으로부터 하향링크 데이터의 복조를 위한 복조 참조 신호의 구성과 관련된 구성 정보를 수신한다(S43010).

[603] 복조 참조 신호의 구성과 관련된 구성 정보는 도 10 내지 도 11에서 살펴본 바와 같이 DMRS의 매핑과 관련된 최대 포트 수, DMRS가 매핑된 OFDM 심볼의 수 또는 포트 다중화 방법 중 적어도 하나를 포함할 수 있다.

[604] 또한, 단말은 기지국으로부터 구성 정보를 수신한 뒤에, 기지국으로부터 코드워드의 수에 따른 안테나 포트, 및 레이어의 수 등과 같은 정보를 포함하는 하향링크 제어 정보(Downlink Control Information:DCI)를 수신할 수 있다.

[605] 이후, 단말은 수신된 구성 정보에 기초하여 기지국으로부터 복수의 안테나 포트들을 통해 전송되는 복조 참조 신호를 수신한다(S43020).

[606] 이때, 복조 참조 신호는 도 8 내지 도 40에서 설명한 바와 같이 특정 패턴에 따라 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 심볼에 매핑되고, 코드 분할 다중화(Code Division Multiplexing) 방식을 통해서 다중화될 수 있다.

[607] 또한, 특정 패턴은 도 8 내지 도 40에서 설명한 패턴 중 하나일 수 있으며, 코드 분할 다중화 방식은 도 10 및 도 11에서 살펴본 바와 같이 주파수 영역으로 순환 쉬프트 코드(Cyclic Shift Code) 및 시간 영역으로 직교 커버 코드(Orthogonal Cover Code)가 적용될 수 있다.

[608] 또한, 상기 복조 참조 신호는 특정 안테나 포트 상에서 전송되며, 다른 안테나 포트 상에서 전송되는 적어도 하나의 다른 복조 참조 신호와 동일한 하나 또는 두 개의 시간 축 심볼 상에 위치할 수 있다.

[609] 이후, 단말은 수신된 복조 참조 신호를 이용하여 하향링크 데이터 복조할 수 있다(S43030).

[610] 도 44는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 장치의 내부 블록도의 일 예를 나타낸 도이다.

[611] 여기서, 상기 무선 장치는 기지국 및 단말일 수 있으며, 기지국은 매크로 기지국 및 스몰 기지국을 모두 포함한다.

[612] 상기 도 44에 도시된 바와 같이, 기지국(4410) 및 UE(4420)는 통신부(송수신부, RF 유닛, 4413, 4423), 프로세서(4411, 4421) 및 메모리(4412, 4422)를 포함한다.

[613] 이외에도 상기 기지국 및 UE는 입력부 및 출력부를 더 포함할 수 있다.

[614] 상기 통신부(4413, 4423), 프로세서(4411, 4421), 입력부, 출력부 및 메모리(4412, 4422)는 본 명세서에서 제안하는 방법을 수행하기 위해 기능적으로 연결되어 있다.

[615] 통신부(송수신부 또는 RF유닛, 4413,4423)는 PHY 프로토콜(Physical Layer Protocol)로부터 만들어진 정보를 수신하면, 수신한 정보를 RF

스펙트럼(Radio-Frequency Spectrum)으로 옮기고, 필터링(Filtering), 증폭(Amplification) 등을 수행하여 안테나로 송신한다. 또한, 통신부는 안테나에서 수신되는 RF 신호(Radio Frequency Signal)을 PHY 프로토콜에서 처리 가능한 대역으로 옮기고, 필터링을 수행하는 기능을 한다.

[616] 그리고, 통신부는 이러한 송신과 수신 기능을 전환하기 위한 스위치(Switch) 기능도 포함할 수 있다.

[617] 프로세서(4411,4421)는 본 명세서에서 제안된 기능, 과정 및/또는 방법을 구현한다. 무선 인터페이스 프로토콜의 계층들은 프로세서에 의해 구현될 수 있다.

[618] 상기 프로세서는 제어부, controller, 제어 유닛, 컴퓨터 등으로 표현될 수도 있다.

[619] 메모리(4412,4422)는 프로세서와 연결되어, 상향링크 자원 할당 방법을 수행하기 위한 프로토콜이나 파라미터를 저장한다.

[620] 프로세서(4411,4421)는 ASIC(application-specific integrated circuit), 다른 칩셋, 논리 회로 및/또는 데이터 처리 장치를 포함할 수 있다. 메모리는 ROM(read-only memory), RAM(random access memory), 플래쉬 메모리, 메모리 카드, 저장 매체 및/또는 다른 저장 장치를 포함할 수 있다. 통신부는 무선 신호를 처리하기 위한 베이스밴드 회로를 포함할 수 있다. 실시 예가 소프트웨어로 구현될 때, 상술한 기법은 상술한 기능을 수행하는 모듈(과정, 기능 등)로 구현될 수 있다.

[621] 모듈은 메모리에 저장되고, 프로세서에 의해 실행될 수 있다. 메모리는 프로세서 내부 또는 외부에 있을 수 있고, 잘 알려진 다양한 수단으로 프로세서와 연결될 수 있다.

[622] 출력부(디스플레이부 또는 표시부)는 프로세서에 의해 제어되며, 키 입력부에서 발생되는 키 입력 신호 및 프로세서로부터의 각종 정보 신호와 함께, 상기 프로세서에서 출력되는 정보들을 출력한다.

[623]

[624] 나아가, 설명의 편의를 위하여 각 도면을 나누어 설명하였으나, 각 도면에 서술되어 있는 실시 예들을 병합하여 새로운 실시 예를 구현하도록 설계하는 것도 가능하다. 그리고, 당업자의 필요에 따라, 이전에 설명된 실시 예들을 실행하기 위한 프로그램이 기록되어 있는 컴퓨터에서 판독 가능한 기록 매체를 설계하는 것도 본 발명의 권리범위에 속한다.

[625] 본 명세서에 따른 방법은 상기한 바와 같이 설명된 실시 예들의 구성과 방법이 한정되게 적용될 수 있는 것이 아니라, 상기 실시 예들은 다양한 변형이 이루어질 수 있도록 각 실시 예들의 전부 또는 일부가 선택적으로 조합되어 구성될 수도 있다.

[626] 한편, 본 명세서의 방법은 네트워크 디바이스에 구비된 프로세서가 읽을 수 있는 기록매체에 프로세서가 읽을 수 있는 코드로서 구현하는 것이 가능하다. 프로세서가 읽을 수 있는 기록매체는 프로세서에 의해 읽혀질 수 있는 데이터가

저장되는 모든 종류의 기록장치를 포함한다. 프로세서가 읽을 수 있는 기록 매체의 예로는 ROM, RAM, CD-ROM, 자기 테이프, 플로피디스크, 광 데이터 저장장치 등이 있으며, 또한, 인터넷을 통한 전송 등과 같은 캐리어 웨이브의 형태로 구현되는 것도 포함한다. 또한, 프로세서가 읽을 수 있는 기록매체는 네트워크로 연결된 컴퓨터 시스템에 분산되어, 분산방식으로 프로세서가 읽을 수 있는 코드가 저장되고 실행될 수 있다.

[627] 또한, 이상에서는 본 명세서의 바람직한 실시 예에 대하여 도시하고 설명하였지만, 본 명세서는 상술한 특정의 실시 예에 한정되지 아니하며, 청구범위에서 청구하는 본 발명의 요지를 벗어남이 없이 당해 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에 의해 다양한 변형실시가 가능한 것은 물론이고, 이러한 변형실시들은 본 발명의 기술적 사상이나 전망으로부터 개별적으로 이해돼서는 안 될 것이다.

[628] 그리고, 당해 명세서에서는 물건 발명과 방법 발명이 모두 설명되고 있으며, 필요에 따라 양 발명의 설명은 보충적으로 적용될 수가 있다.

산업상 이용가능성

[629] 본 발명의 무선 통신 시스템에서 RRC 연결 방법은 3GPP LTE/LTE-A 시스템에 적용되는 예를 중심으로 설명하였으나, 3GPP LTE/LTE-A 시스템 이외에도 다양한 무선 통신 시스템에 적용하는 것이 가능하다.

청구범위

[청구항 1] 무선 통신 시스템에서 단말이 데이터를 복조하는 방법에 있어서,
기지국으로부터 상기 데이터의 복조를 위한 복조 참조 신호의 구성과 관련된 구성 정보를 수신하는 단계;
상기 구성 정보에 기초하여 상기 기지국으로부터 복수의 안테나 포트들을 통해 전송되는 상기 복조 참조 신호를 수신하는 단계;
상기 수신된 복조 참조 신호를 이용하여 상기 데이터를 복조하는 단계를 포함하되,
상기 복조 참조 신호는 특정 패턴에 따라 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 심볼에 매핑되고, 코드 분할 다중화(Code Division Multiplexing) 방식을 통해서 다중화 되며,
상기 코드 분할 다중화 방식은 주파수 영역으로 순환 쉬프트 코드(Cyclic Shift Code) 및 시간 영역으로 직교 커버 코드(Orthogonal Cover Code)가 적용되는 방법.

[청구항 2] 제 1 항에 있어서,
상기 특정 패턴은 1개의 OFDM 심볼에 상기 복조 참조 신호가 매핑되는 제 1 패턴 또는 2개의 OFDM 심볼에 상기 복조 참조 신호가 매핑되는 제 2 패턴 중 하나인 방법.

[청구항 3] 제 1 항에 있어서,
상기 복조 참조 신호는 상기 복수의 안테나 포트들 중 특정 안테나 포트 상에서 전송되며, 복수의 안테나 포트들 중 다른 안테나 포트 상에서 전송되는 적어도 하나의 다른 복조 참조 신호와 동일한 하나 또는 두 개의 시간 축 심볼 상에 위치하는 방법.

[청구항 4] 제 1 항에 있어서,
상기 복조 참조 신호를 생성하기 위한 복조 참조 신호 시퀀스는 상기 순환 쉬프트 코드, 상기 직교 커버 코드, 및 기본 시퀀스(Base Sequence)에 의해서 생성되는 방법.

[청구항 5] 제 4 항에 있어서,
상기 순환 쉬프트 코드가 $w_{time,p}(k', l')$, 상기 직교 커버 코드가 $w_{freq,p}(k', l')$, 상기 기본 시퀀스가 $r(k'')$인 경우, 상기 복조 참조 신호 시퀀스 $\alpha_{k,l}^{(p)}$는 아래 두 개의 수학식 중 하나에 의해서 생성되는 방법.

$$a_{k,l}^{(p)} = w_{time,p}(l') \cdot w_{freq,p}(k') \cdot r(k'')$$

$$a_{k,l}^{(p)} = w_{time,p}(l') \cdot w_{freq,p}(k') \cdot r(k'', l'')$$

[청구항 6] 제 4 항에 있어서,
상기 기본 시퀀스는 하나의 OFDM 심볼 단위로 생성되는 방법.

[청구항 7] 제 4 항에 있어서,
상기 기본 시퀀스는 OFDM 심볼의 인덱스에 의해서 초기화되는 방법.

[청구항 8] 제 1 항에 있어서,
상기 복조 참조 신호를 이용하여 상기 데이터를 수신하기 위한 채널을 추정하기 위한 채널 추정 절차를 수행하는 단계를 더 포함하되,
상기 채널 추정 절차는 상기 순환 쉬프트 코드에 의한 순환 쉬프트 특성을 이용하여 수행되는 방법.

[청구항 9] 제 1 항에 있어서,
상기 구성 정보는 사용되는 코드워드의 수에 따라 비트 수가 변경되며, 복수의 안테나 포트들의 개수, 상기 복조 참조 신호가 매핑되는 심볼의 수 또는 계층의 수 중 적어도 하나를 포함하는 방법.

[청구항 10] 제 1 항에 있어서,
상기 순환 쉬프트 코드는 DFT(Discrete Fourier Transform) 코드이고,
상기 직교 커버 코드는 왈쉬-하다마드(Walsh-Hadamard) 코드인 방법.

[청구항 11] 무선 통신 시스템에서 데이터를 복조하는 단말에 있어서,
외부와 무선 신호를 송신 및 수신하는 무선 유닛(Radio Frequency Unit); 및
상기 무선 유닛과 기능적으로 결합되어 있는 프로세서를 포함하되, 상기 프로세서는,
기지국으로부터 상기 데이터의 복조를 위한 복조 참조 신호의 구성과 관련된 구성 정보를 수신하고,
상기 구성 정보에 기초하여 상기 기지국으로부터 복수의 안테나 포트들을 통해 전송되는 상기 복조 참조 신호를 수신하며,
상기 수신된 복조 참조 신호를 이용하여 상기 데이터를 복조하되,
상기 복조 참조 신호는 특정 패턴에 따라 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 심볼에 매핑되고, 코드 분할 다중화(Code Division Multiplexing) 방식을 통해서 다중화 되며,
상기 코드 분할 다중화 방식은 주파수 영역으로 순환 쉬프트 코드(Cyclic Shift Code) 및 시간 영역으로 직교 커버 코드(Orthogonal Cover Code)가 적용되는 단말.

[청구항 12] 제 11 항에 있어서,
상기 특정 패턴은 1개의 OFDM 심볼에 상기 복조 참조 신호가 매핑되는 제 1 패턴 또는 2개의 OFDM 심볼에 상기 복조 참조 신호가 매핑되는 제 2 패턴 중 하나인 단말.

[청구항 13] 제 11 항에 있어서,
상기 복조 참조 신호는 상기 복수의 안테나 포트들 중 특정 안테나 포트 상에서 전송되며, 복수의 안테나 포트들 중 다른 안테나 포트 상에서 전송되는 적어도 하나의 다른 복조 참조 신호와 동일한 하나 또는 두 개의 시간 축 심볼 상에 위치하는 단말.

[청구항 14] 제 11 항에 있어서,
상기 복조 참조 신호를 생성하기 위한 복조 참조 신호 시퀀스는 상기 순환 쉬프트 코드, 상기 직교 커버 코드, 및 기본 시퀀스(Base Sequence)에 의해서 생성되는 단말.

[청구항 15] 제 14 항에 있어서,
상기 순환 쉬프트 코드가 $w_{time,p}(k', l')$, 상기 직교 커버 코드가 $w_{freq,p}(k', l')$, 상기 기본 시퀀스가 $r(k'')$인 경우, 상기 복조 참조 신호 시퀀스 $\alpha_{k,l}^{(p)}$는 아래 두 개의 수학식 중 하나에 의해서 생성되는 단말.

$$a_{k,l}^{(p)} = w_{time,p}(l') \cdot w_{freq,p}(k') \cdot r(k'')$$

$$a_{k,l}^{(p)} = w_{time,p}(l') \cdot w_{freq,p}(k') \cdot r(k'', l'')$$

[청구항 16] 제 14 항에 있어서,
상기 기본 시퀀스는 하나의 OFDM 심볼 단위로 생성되는 단말.

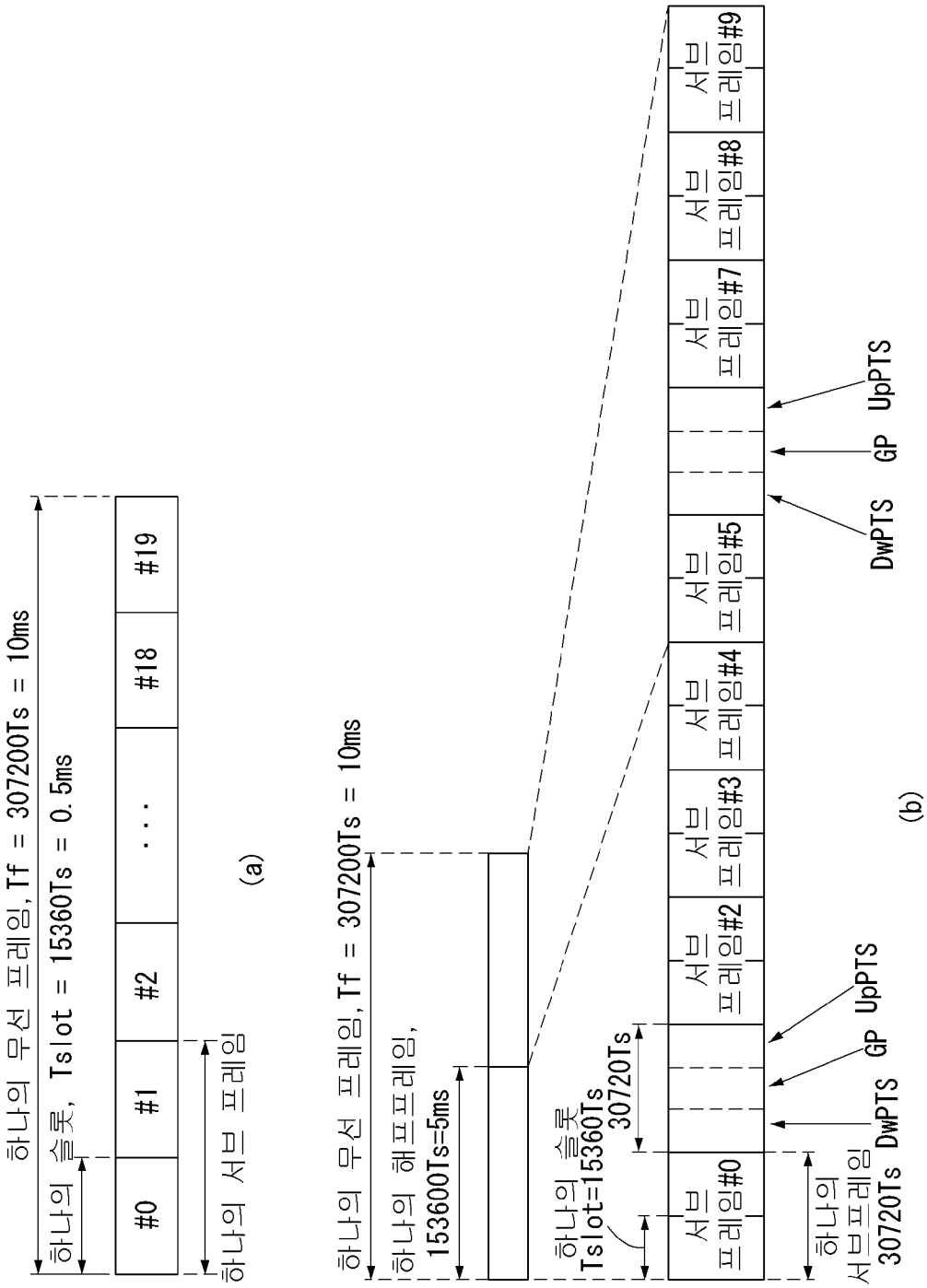
[청구항 17] 제 14 항에 있어서,
상기 기본 시퀀스는 OFDM 심볼의 인덱스에 의해서 초기화되는 단말.

[청구항 18] 제 11 항에 있어서, 상기 프로세서는,
상기 복조 참조 신호를 이용하여 상기 데이터를 수신하기 위한 채널을 추정하기 위한 채널 추정 절차를 수행하되,
상기 채널 추정 절차는 상기 순환 쉬프트 코드에 의한 순환 쉬프트 특성을 이용하여 수행되는 단말.

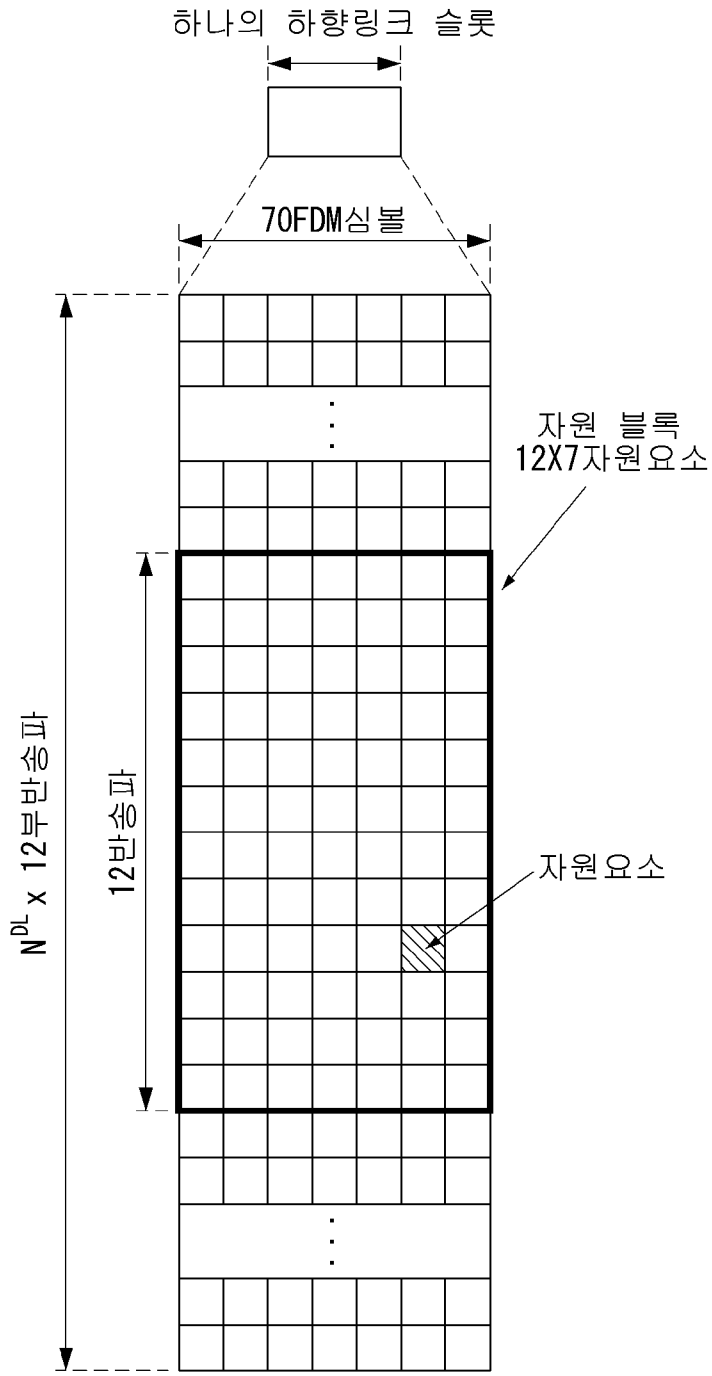
[청구항 19] 제 11 항에 있어서,
상기 구성 정보는 사용되는 코드워드의 수에 따라 비트 수가 변경되며,
복수의 안테나 포트들의 개수, 상기 복조 참조 신호가 매핑되는 심볼의 수 또는 계층의 수 중 적어도 하나를 포함하는 단말.

[청구항 20] 제 10 항에 있어서,
상기 순환 쉬프트 코드는 DFT(Discrete Fourier Transform) 코드이고,
상기 직교 커버 코드는 왈쉬-하다마드(Walsh-Hadamard) 코드인 단말.

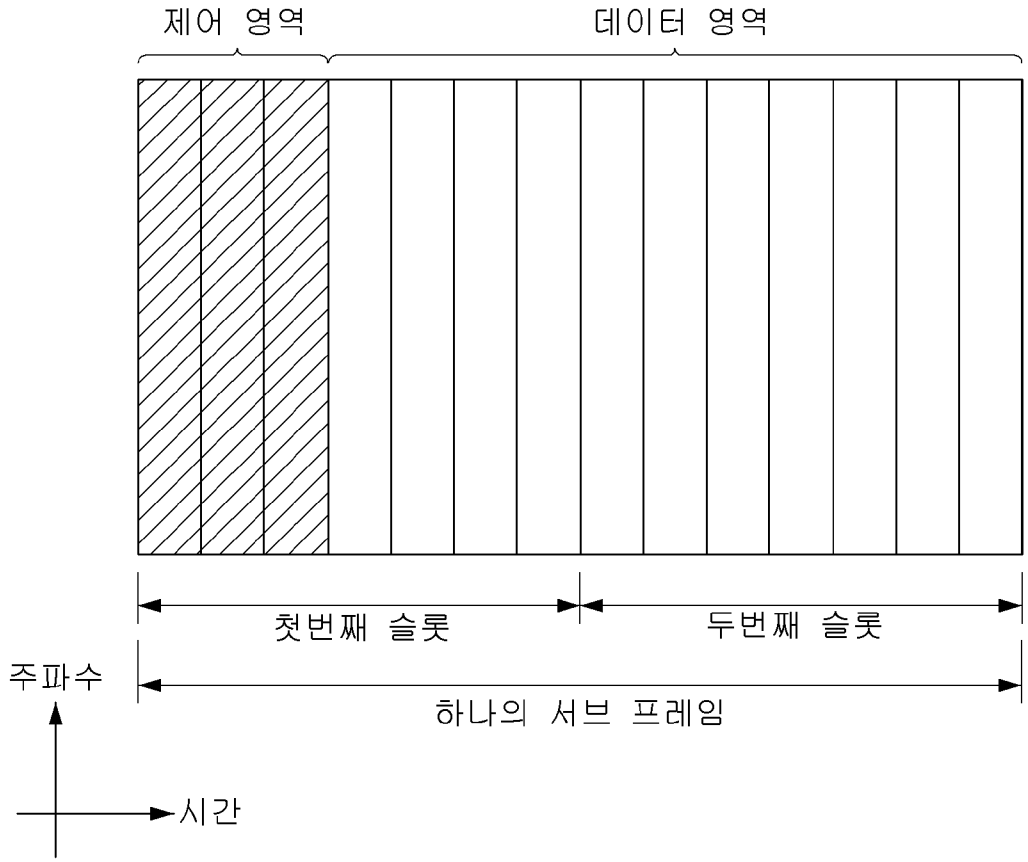
[도1]


하나의 무선 프레임, Tf = 307200Ts = 10ms
하나의 슬롯, Tslot = 15360Ts = 0.5ms
#0
#1
#2
...
#18
#19
하나의 서브 프레임
(a)
하나의 무선 프레임, Tf = 307200Ts = 10ms
하나의 해프프레임, 153600Ts=5ms
하나의 슬롯 Tslot=15360Ts
30720Ts
서브 프레임#0
서브 프레임#2
서브 프레임#3
서브 프레임#4
서브 프레임#5
서브 프레임#7
서브 프레임#8
서브 프레임#9
DwPTS
GP
UpPTS
하나의 서브프레임 30720Ts
(b)

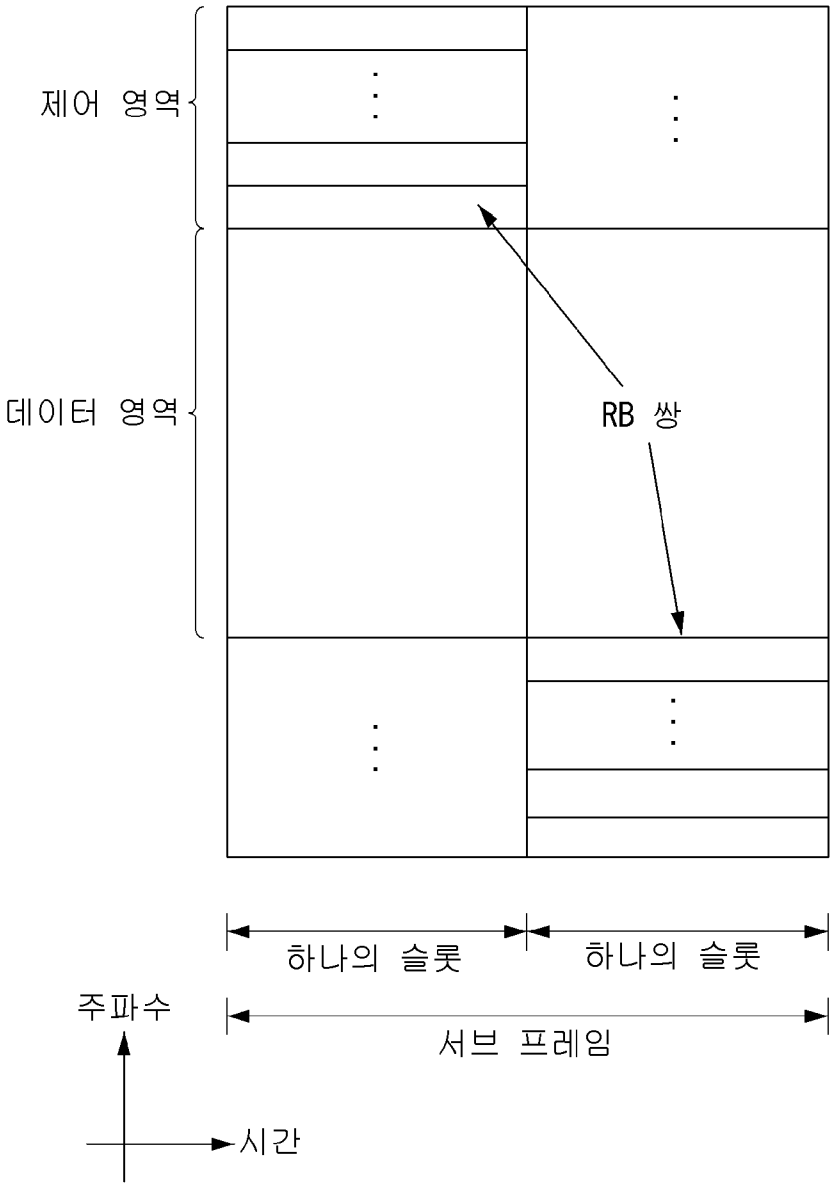
[도2]



[도3]

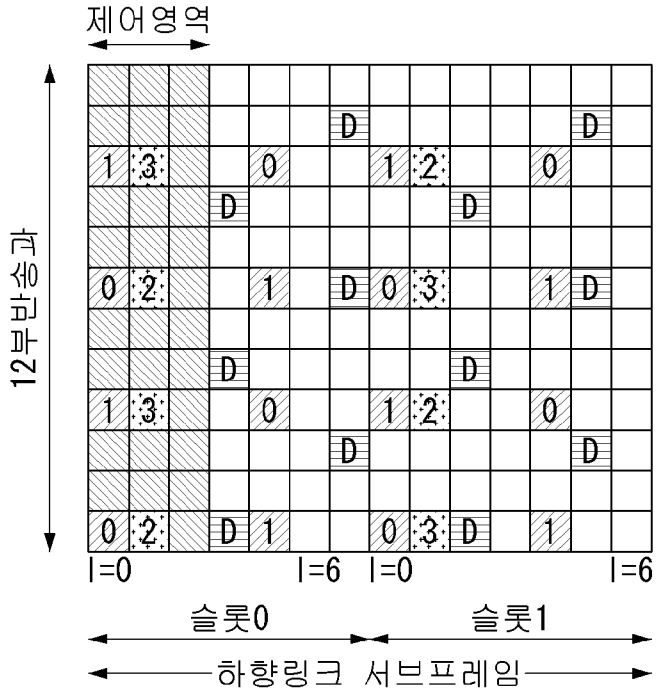


[도4]

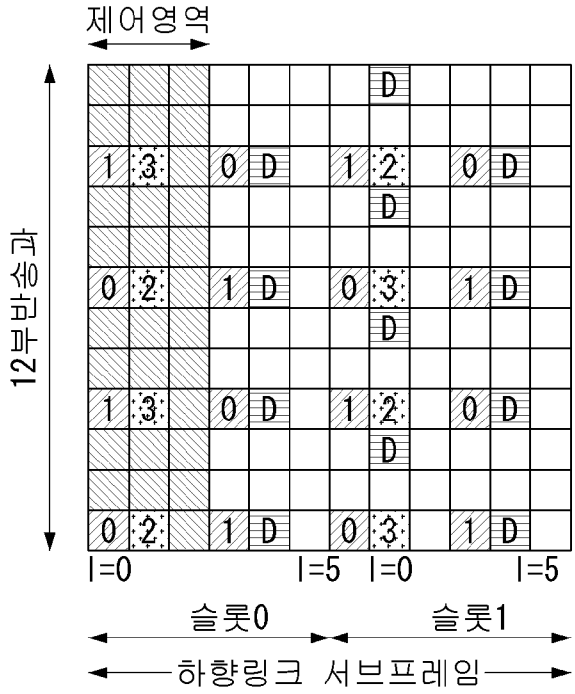


[도5]

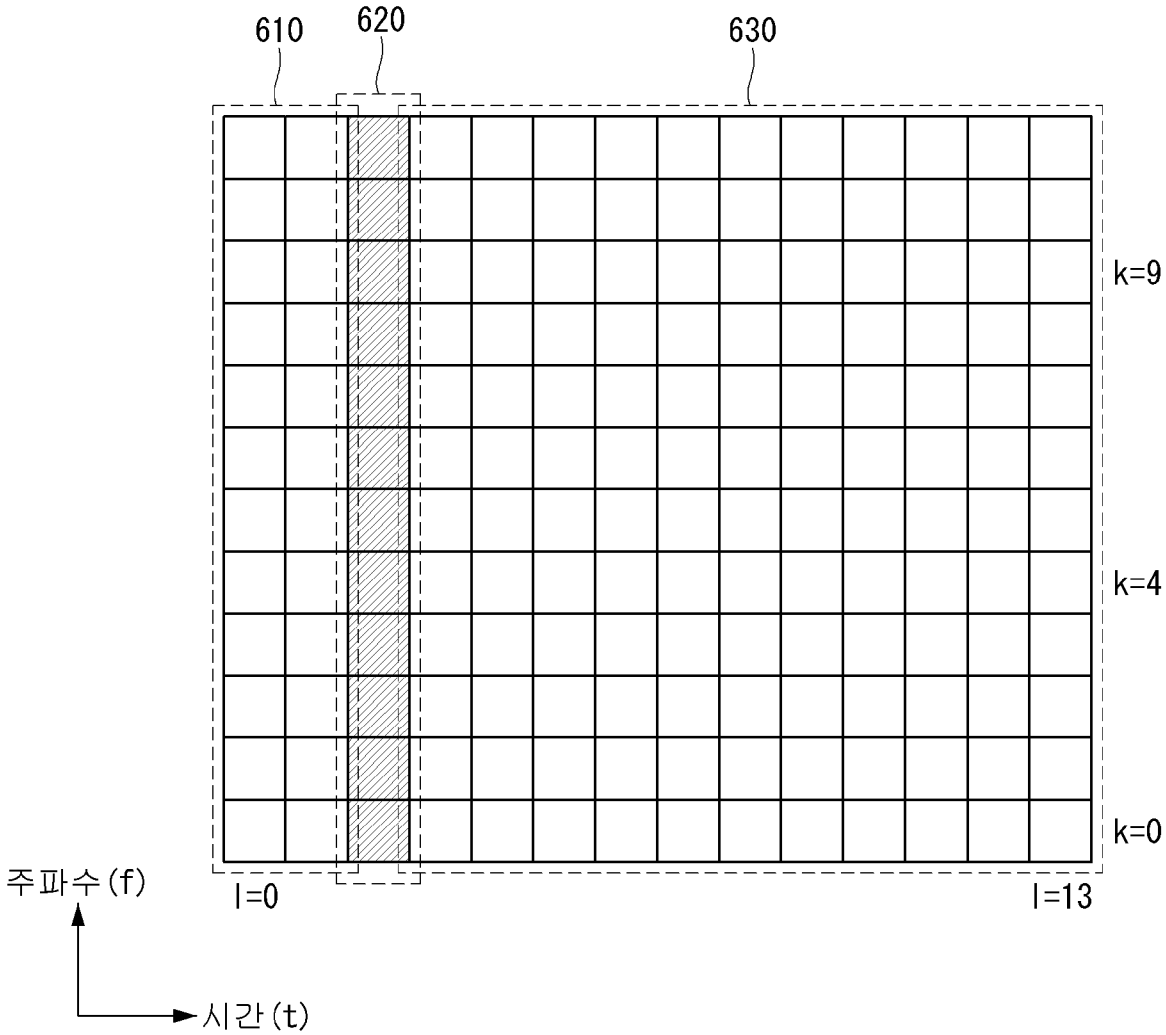
(a)


제어영역
12부반송파
l=0
l=6
l=0
l=6
슬롯0
슬롯1
하향링크 서브프레임

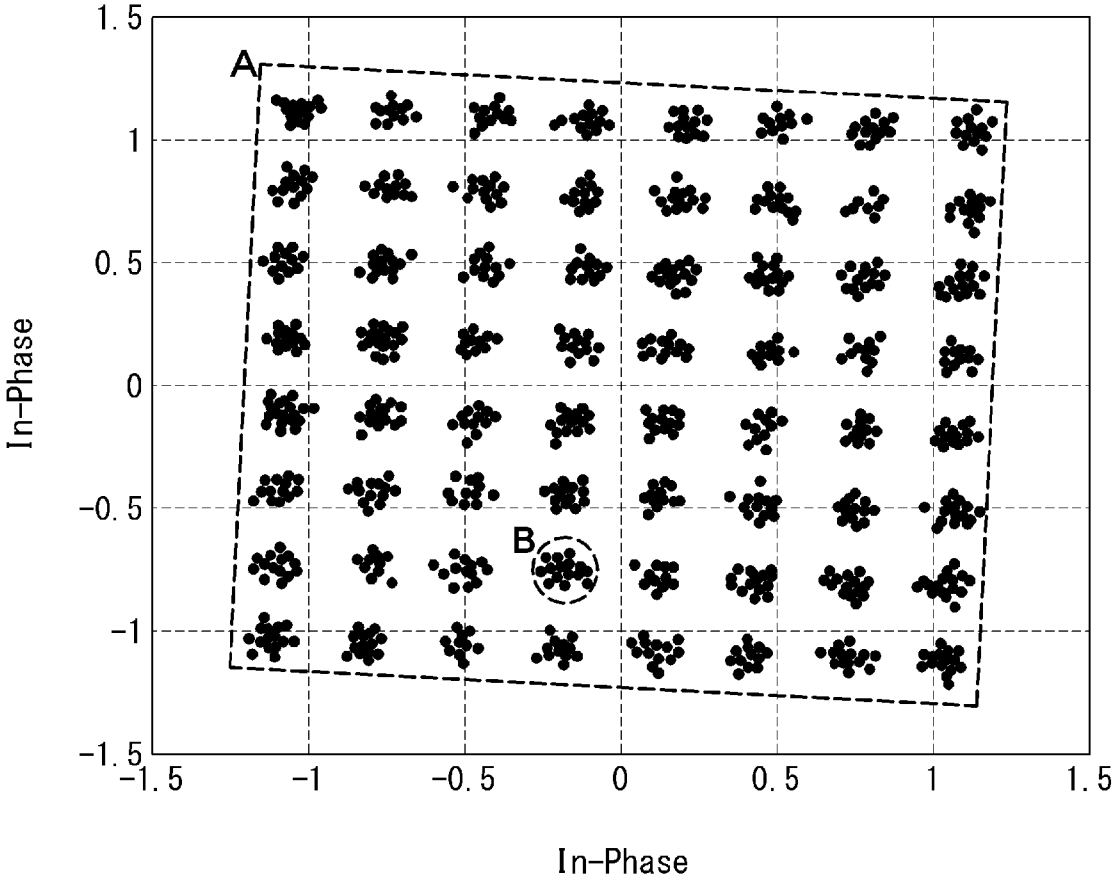
(b)


제어영역
12부반송파
l=0
l=5
l=0
l=5
슬롯0
슬롯1
하향링크 서브프레임

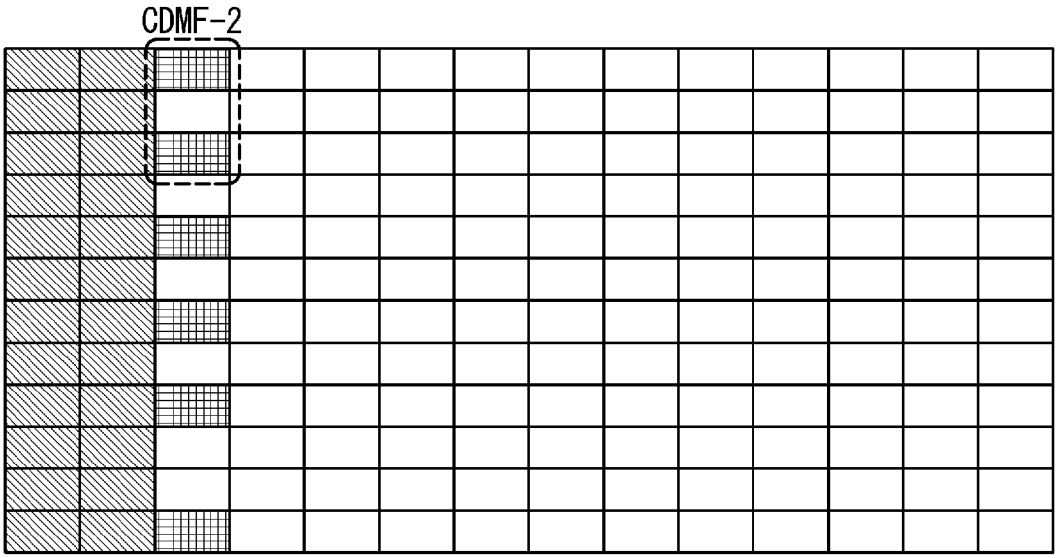
[도6]



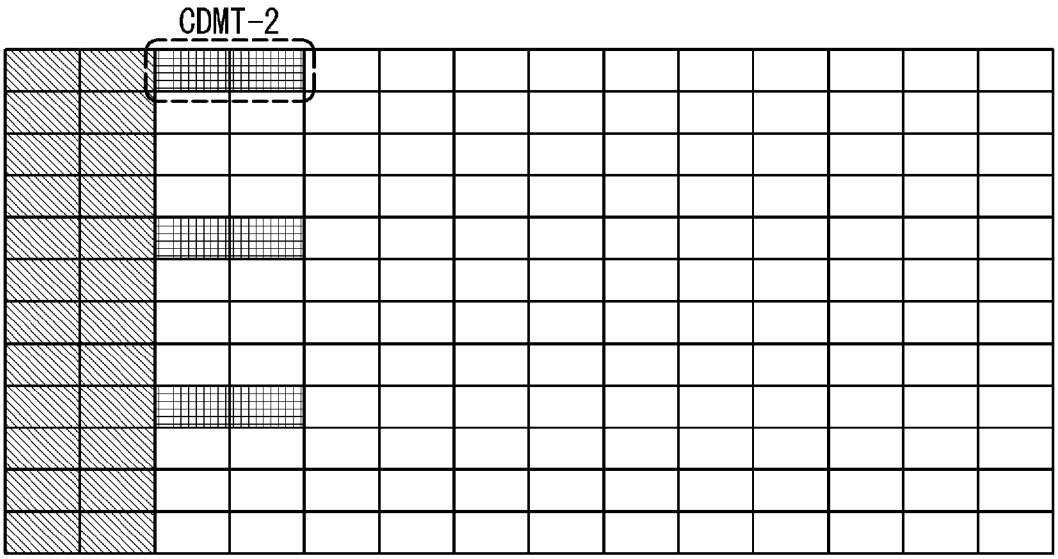
[도7]



[도8]



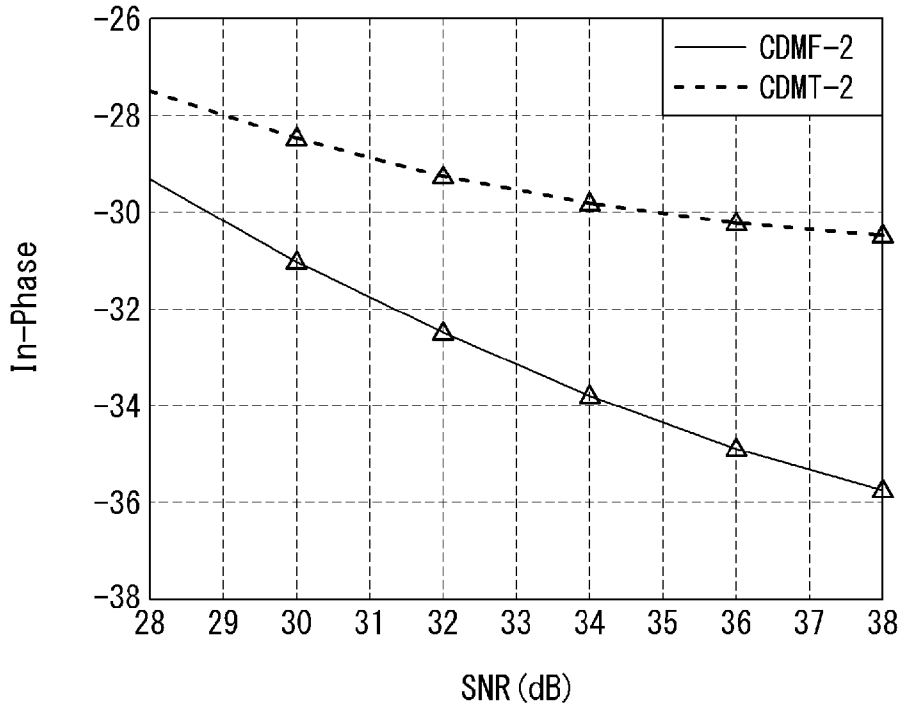
(a)



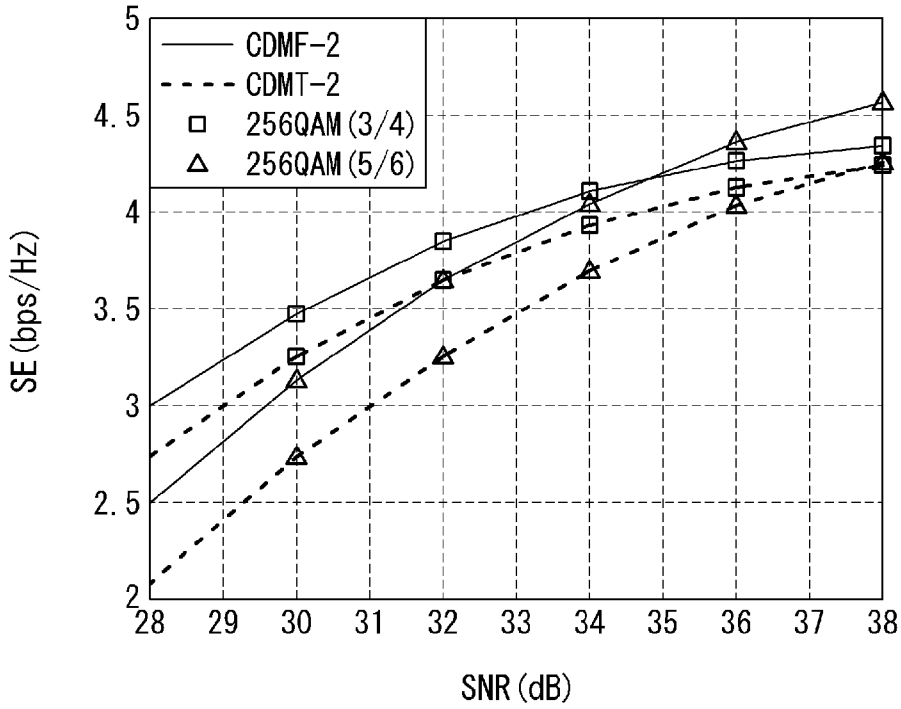
(b)

[도9]

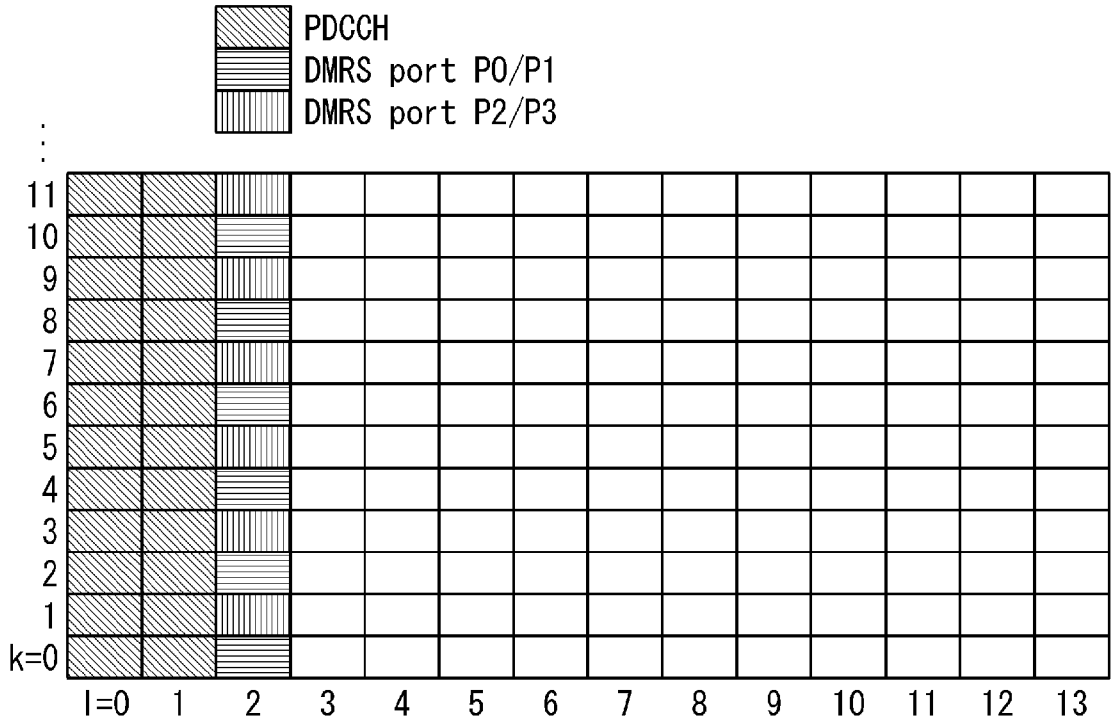
(a)


30GHz, 120kHz, 1layer with 1port DMRS, 32PRBs, MSE
CDMF-2
CDMT-2
In-Phase
-26
-28
-30
-32
-34
-36
-38
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
SNR(dB)

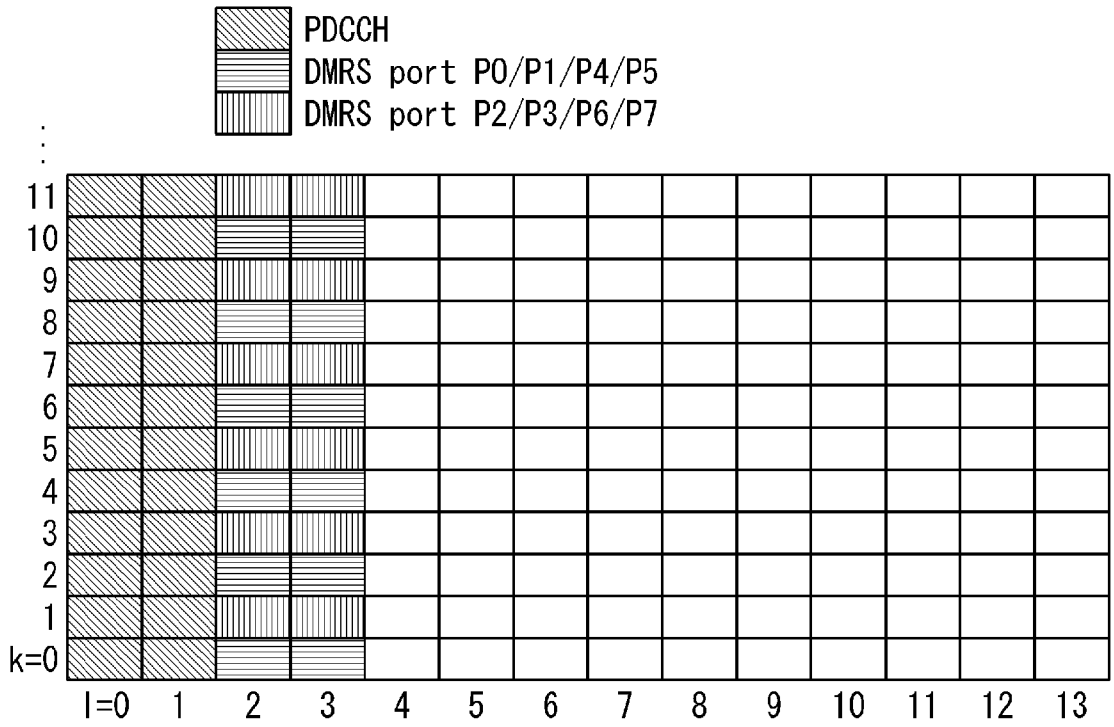
(b)


30GHz, 120kHz, 1layer with 1port DMRS, 32PRBs, SE
CDMF-2
CDMT-2
256QAM(3/4)
256QAM(5/6)
SE(bps/Hz)
5
4.5
4
3.5
3
2.5
2
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
SNR(dB)

[도10]

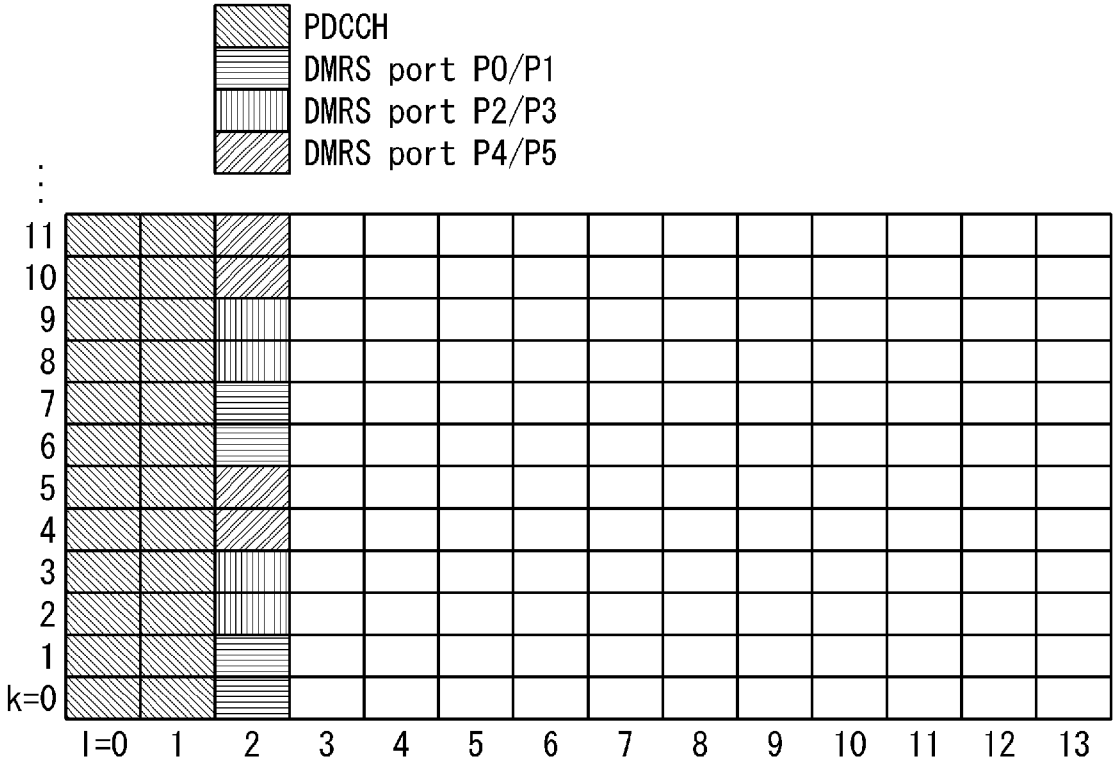

PDCCH
DMRS port P0/P1
DMRS port P2/P3
11
10
9
8
7
6
5
4
3
2
1
k=0
l=0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13

(a)

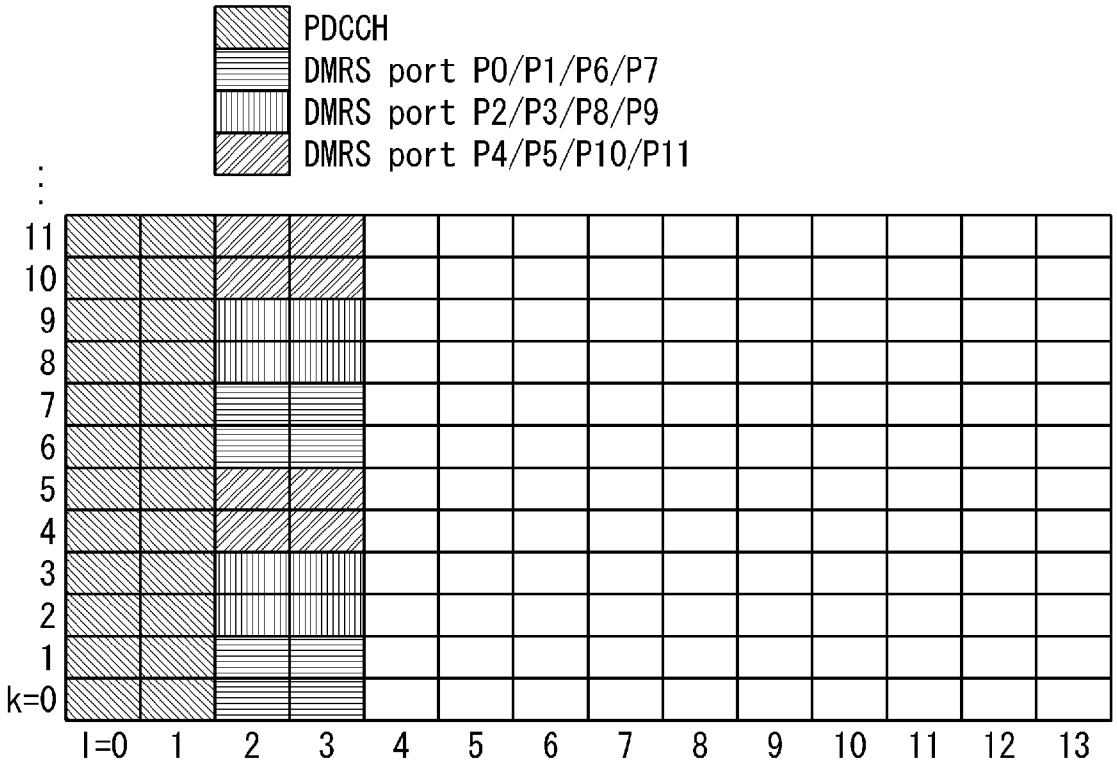

PDCCH
DMRS port P0/P1/P4/P5
DMRS port P2/P3/P6/P7
11
10
9
8
7
6
5
4
3
2
1
k=0
l=0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13

(b)

[도11]

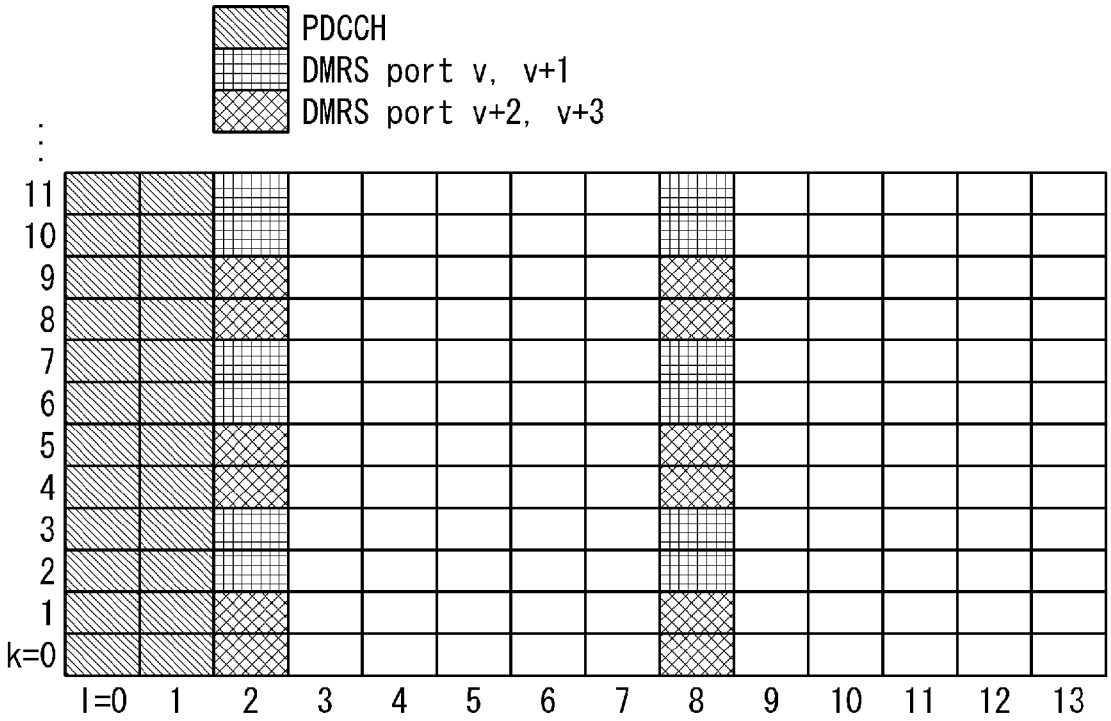

PDCCH
DMRS port P0/P1
DMRS port P2/P3
DMRS port P4/P5
11
10
9
8
7
6
5
4
3
2
1
k=0
l=0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13

(a)

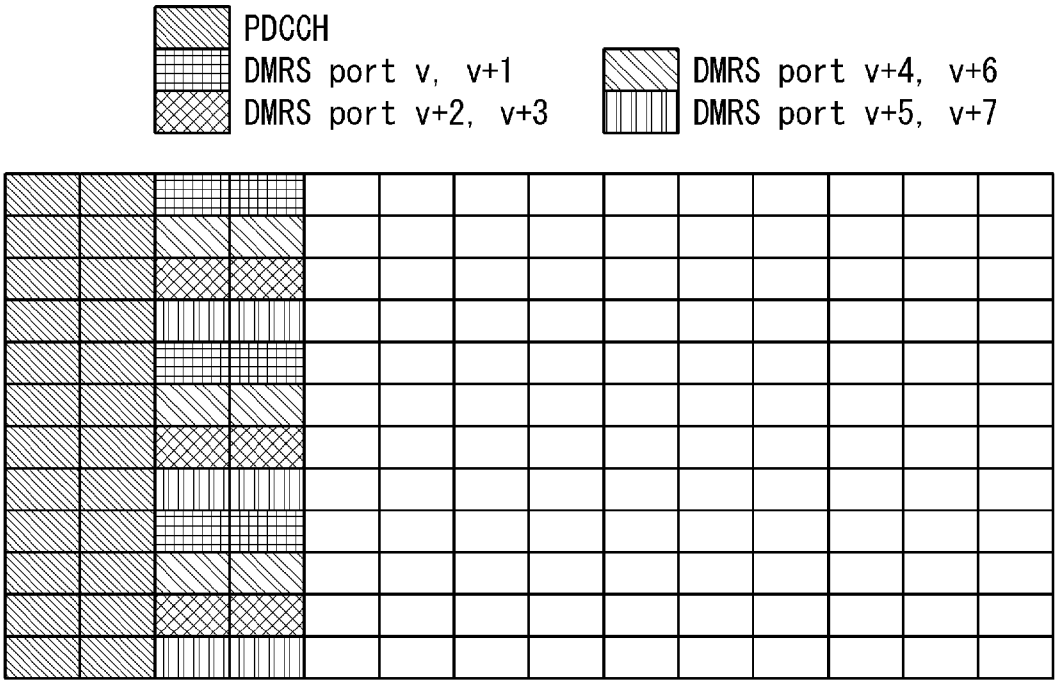

PDCCH
DMRS port P0/P1/P6/P7
DMRS port P2/P3/P8/P9
DMRS port P4/P5/P10/P11
11
10
9
8
7
6
5
4
3
2
1
k=0
l=0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13

(b)

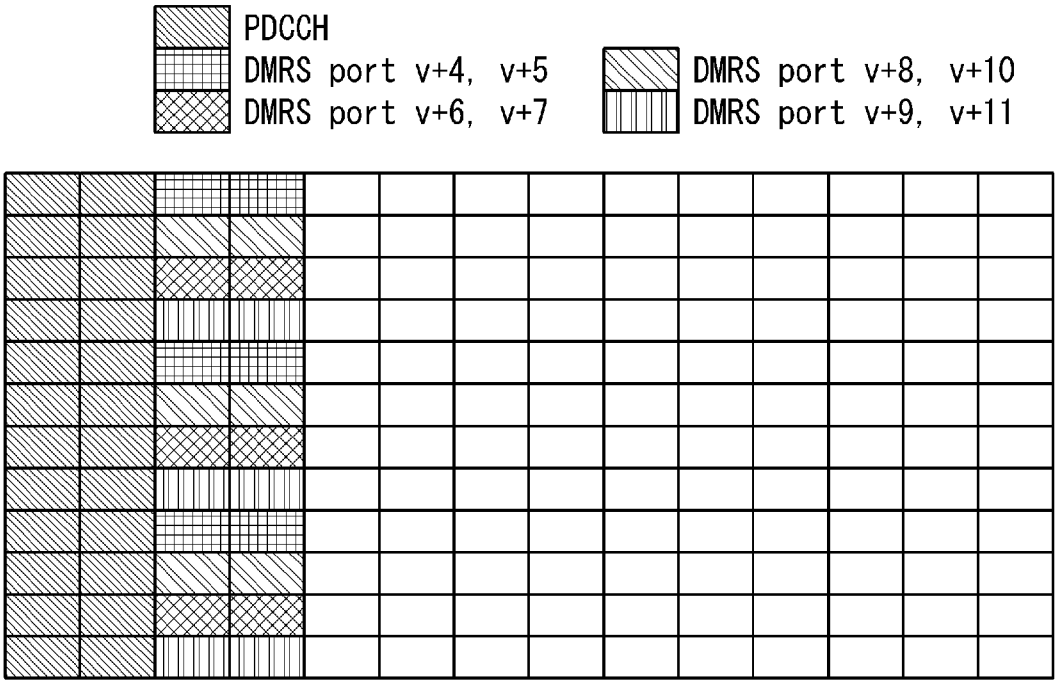
[도12]


PDCCH
DMRS port v, v+1
DMRS port v+2, v+3
11
10
9
8
7
6
5
4
3
2
1
k=0
l=0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13

[도13]

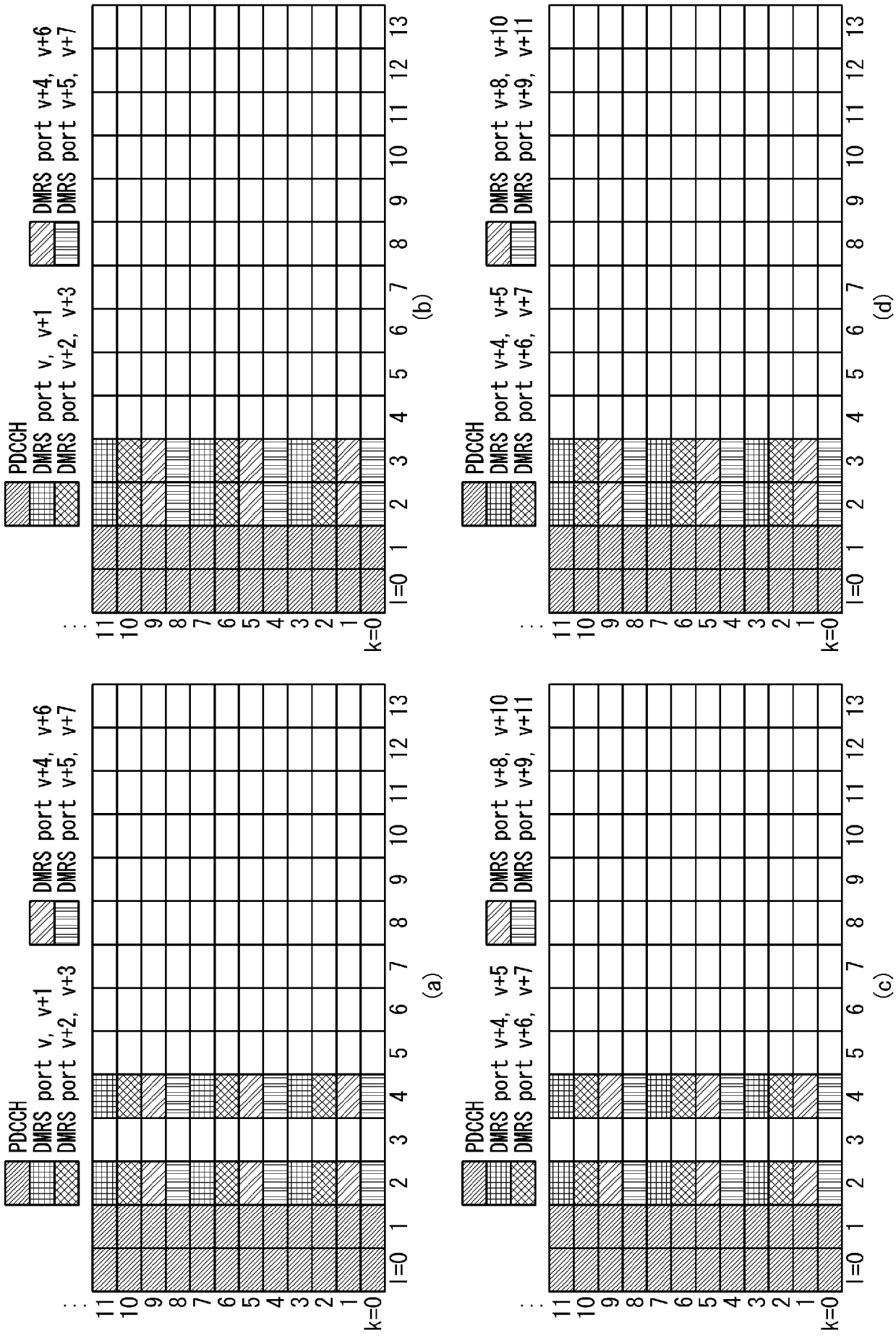

PDCCH
DMRS port v, v+1
DMRS port v+2, v+3
DMRS port v+4, v+6
DMRS port v+5, v+7

(a)

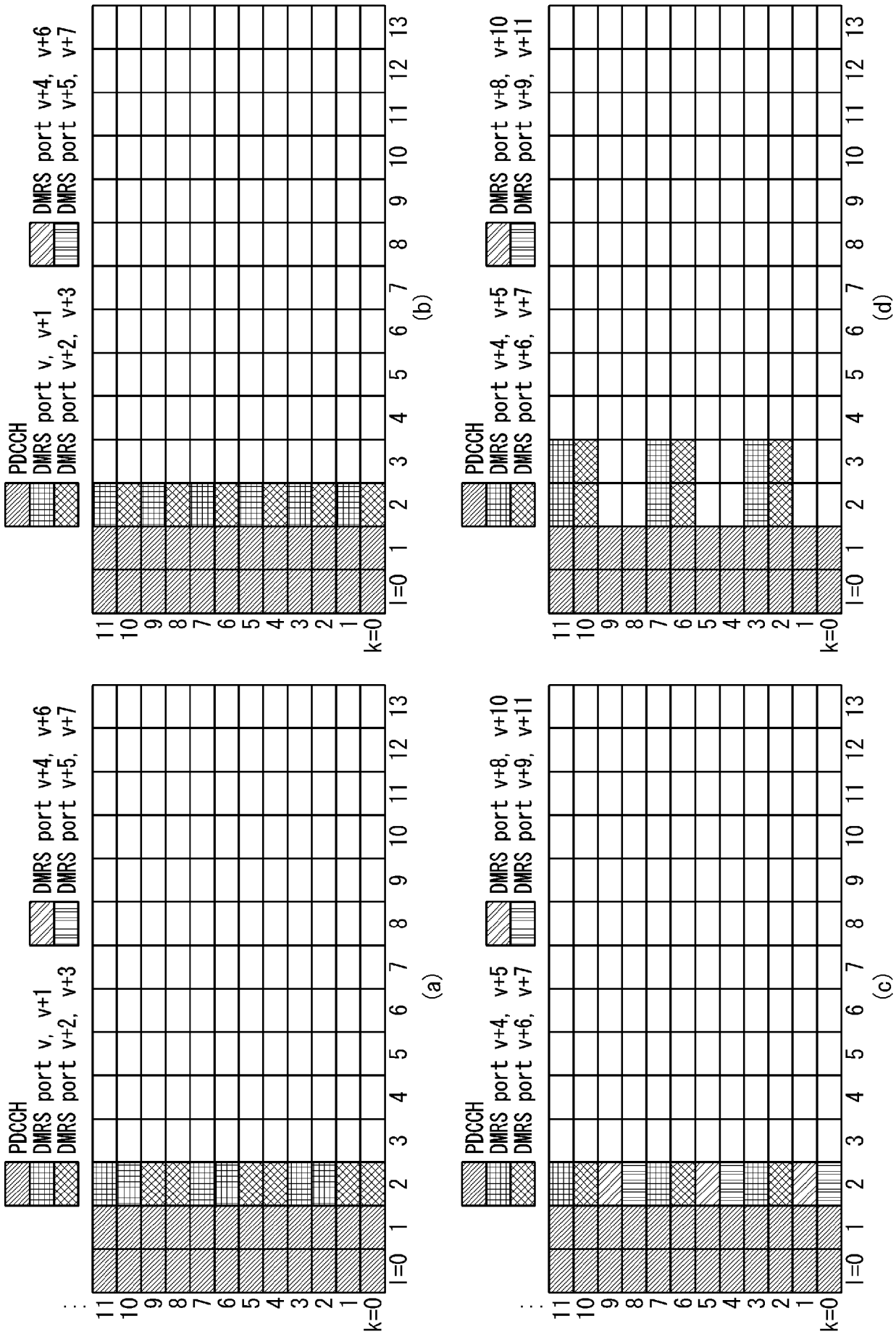

PDCCH
DMRS port v+4, v+5
DMRS port v+6, v+7
DMRS port v+8, v+10
DMRS port v+9, v+11

(b)

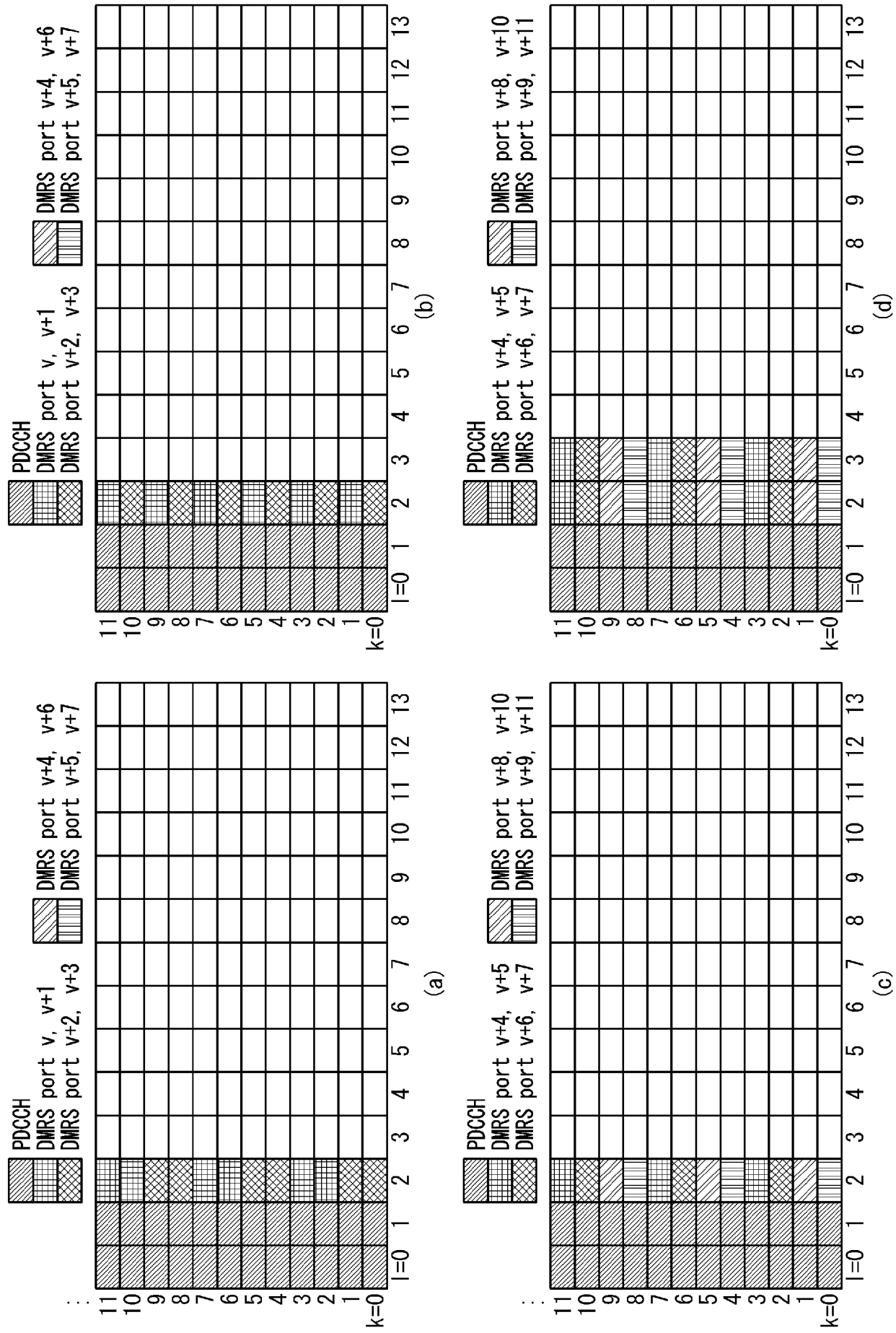
[도14]


PDCCH
DMRS port v, v+1
DMRS port v+2, v+3
DMRS port v+4, v+6
DMRS port v+5, v+7
DMRS port v+4, v+5
DMRS port v+6, v+7
DMRS port v+8, v+10
DMRS port v+9, v+11
l=0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13
k=0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
(a)
(b)
(c)
(d)

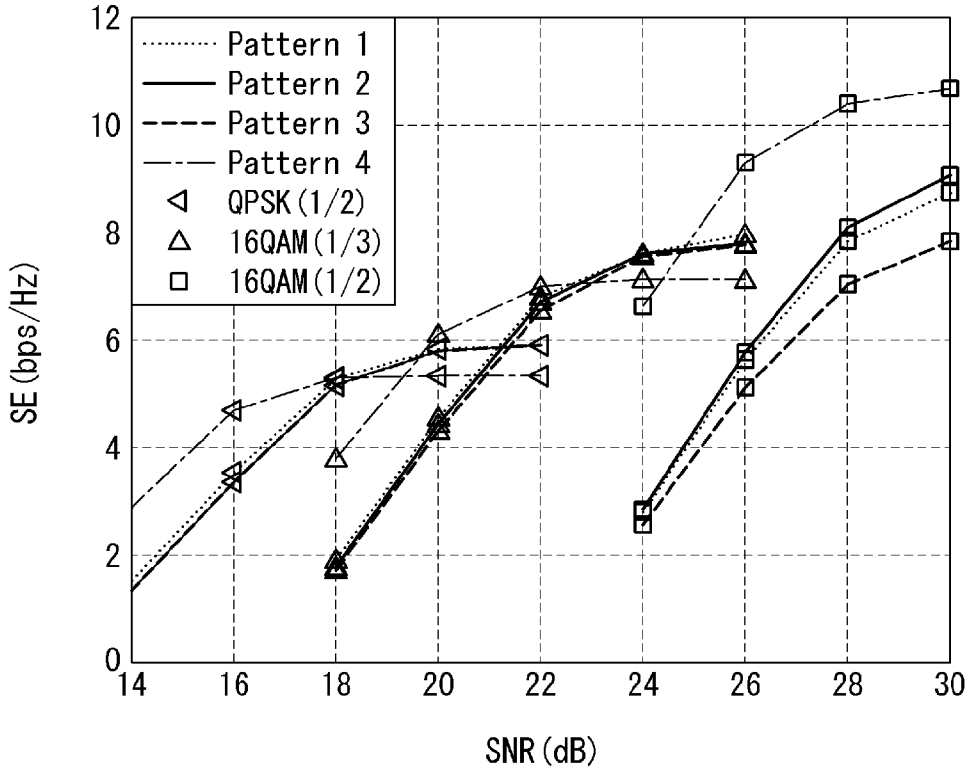
[도15]


PDCCH
DMRS port v, v+1
DMRS port v+2, v+3
DMRS port v+4, v+6
DMRS port v+5, v+7
DMRS port v+8, v+10
DMRS port v+9, v+11
l=0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13
k=0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
(a)
(b)
(c)
(d)

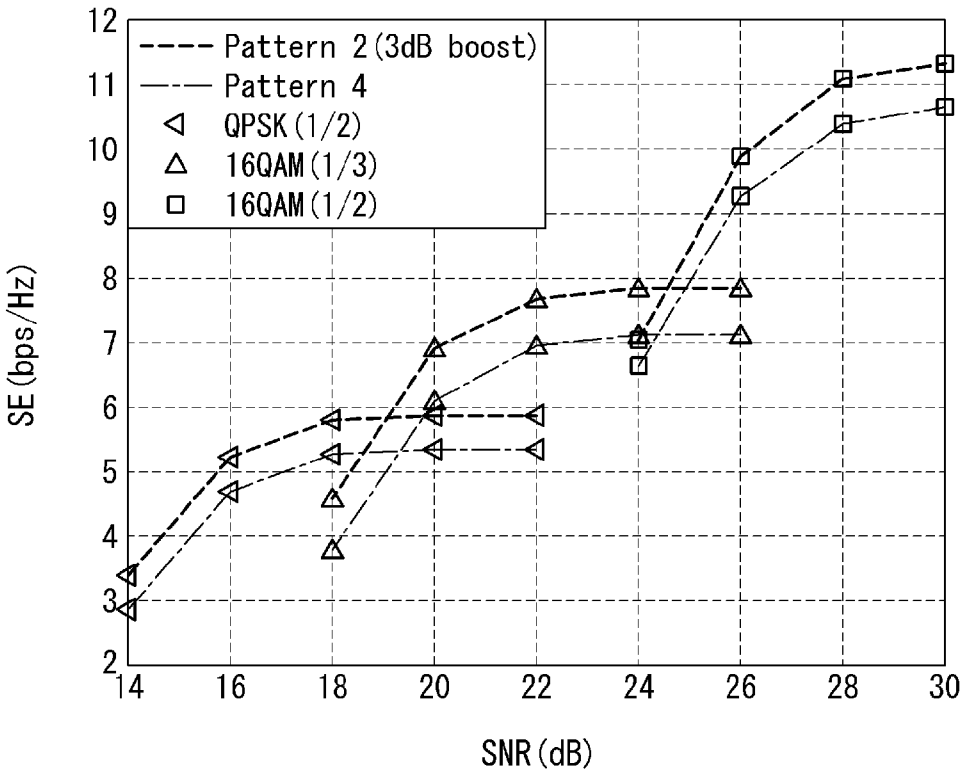
[도16]


PDCCH
DMRS port v, v+1
DMRS port v+2, v+3
DMRS port v+4, v+6
DMRS port v+5, v+7
DMRS port v+8, v+10
DMRS port v+9, v+11
k=0
l=0
(a)
(b)
(c)
(d)

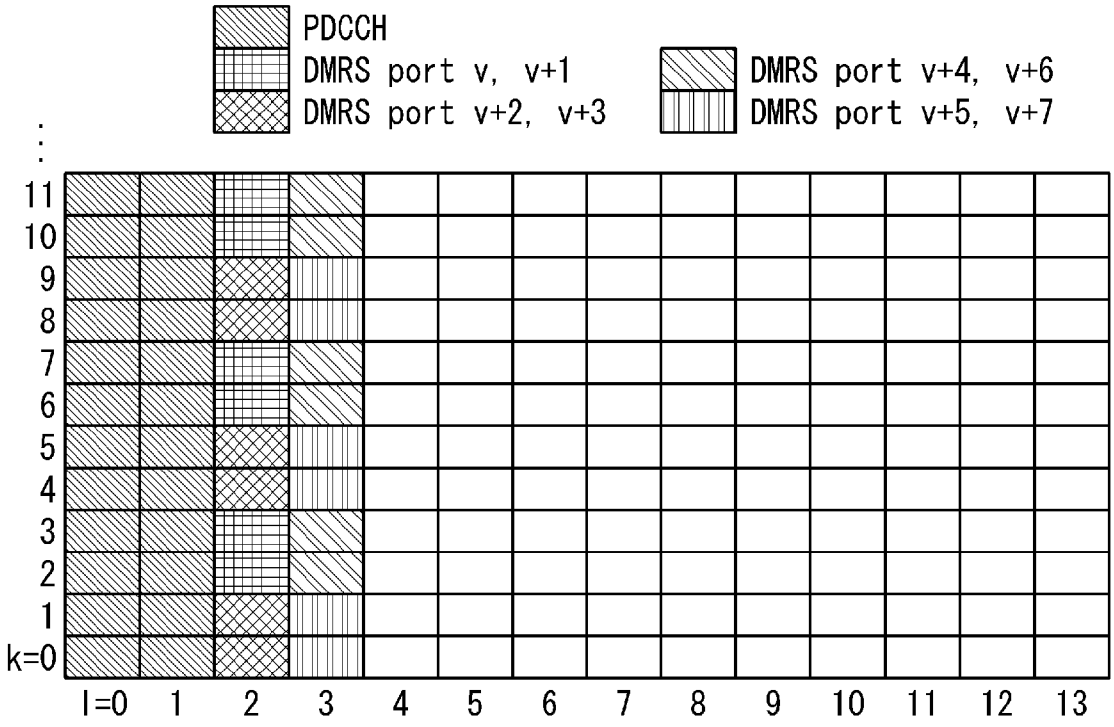
[도17]


Pattern 1
Pattern 2
Pattern 3
Pattern 4
QPSK(1/2)
16QAM(1/3)
16QAM(1/2)
SE (bps/Hz)
SNR (dB)
0
2
4
6
8
10
12
14
16
18
20
22
24
26
28
30

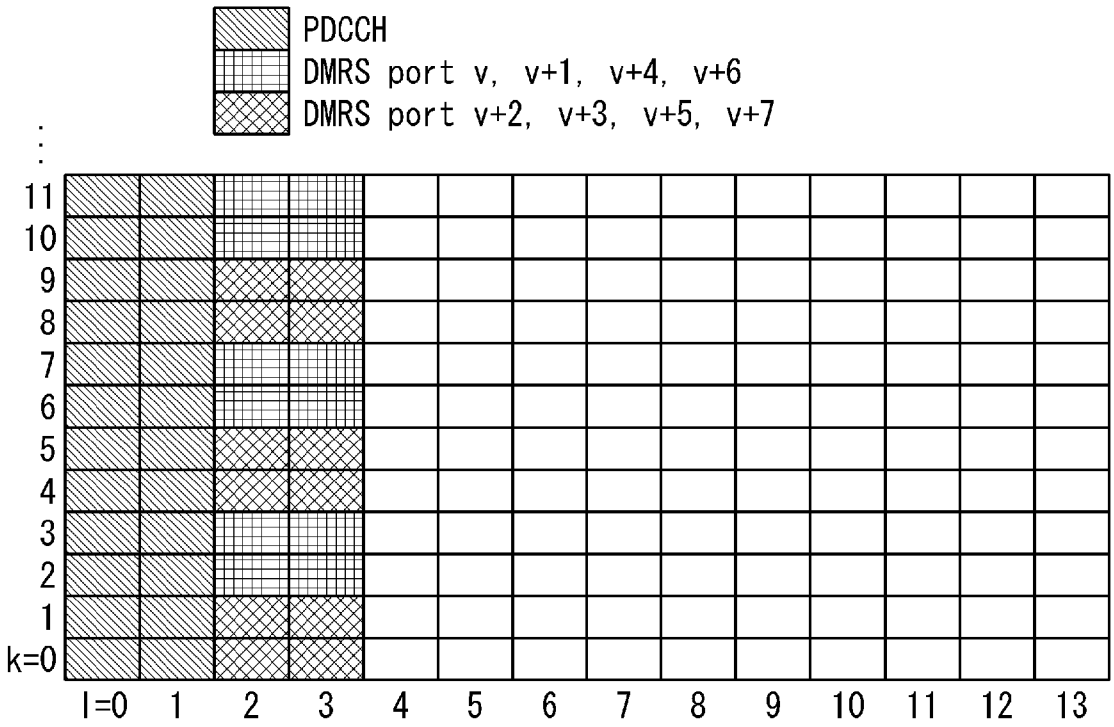
[도18]


Pattern 2(3dB boost)
Pattern 4
QPSK(1/2)
16QAM(1/3)
16QAM(1/2)
SE (bps/Hz)
SNR (dB)
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
14
16
18
20
22
24
26
28
30

[도19]

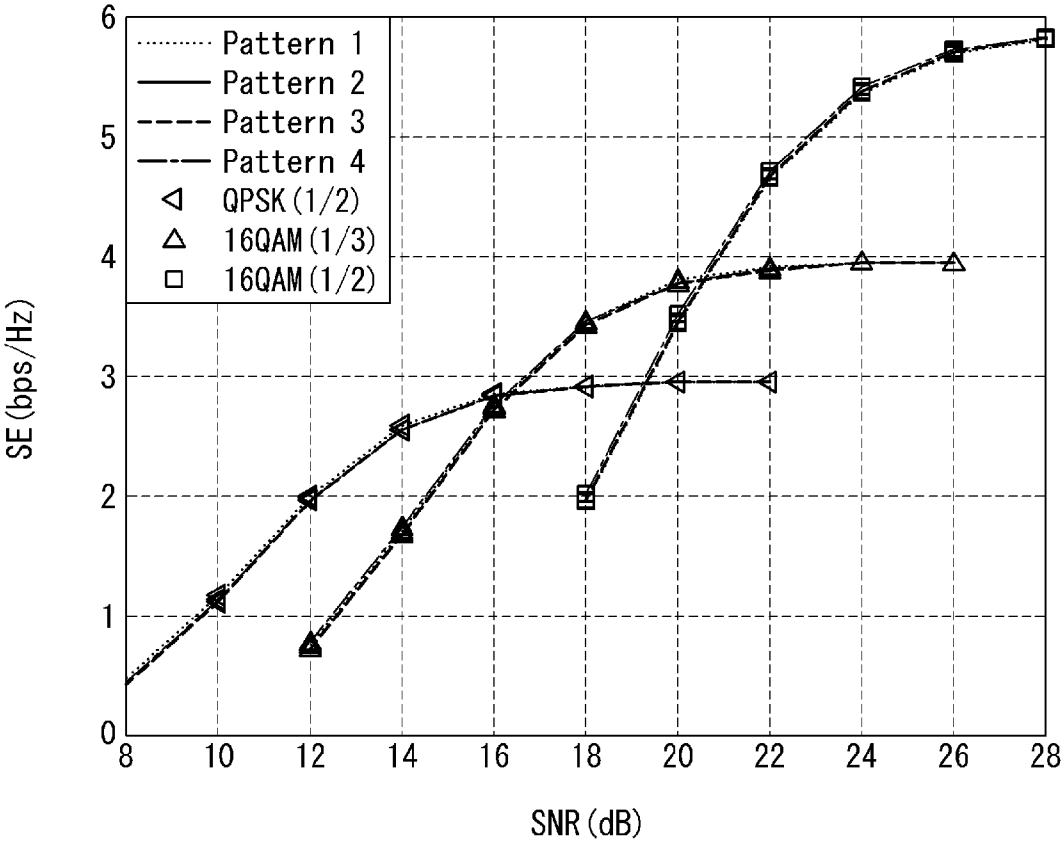

PDCCH
DMRS port v, v+1
DMRS port v+2, v+3
DMRS port v+4, v+6
DMRS port v+5, v+7
k=0
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
l=0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13

(a)

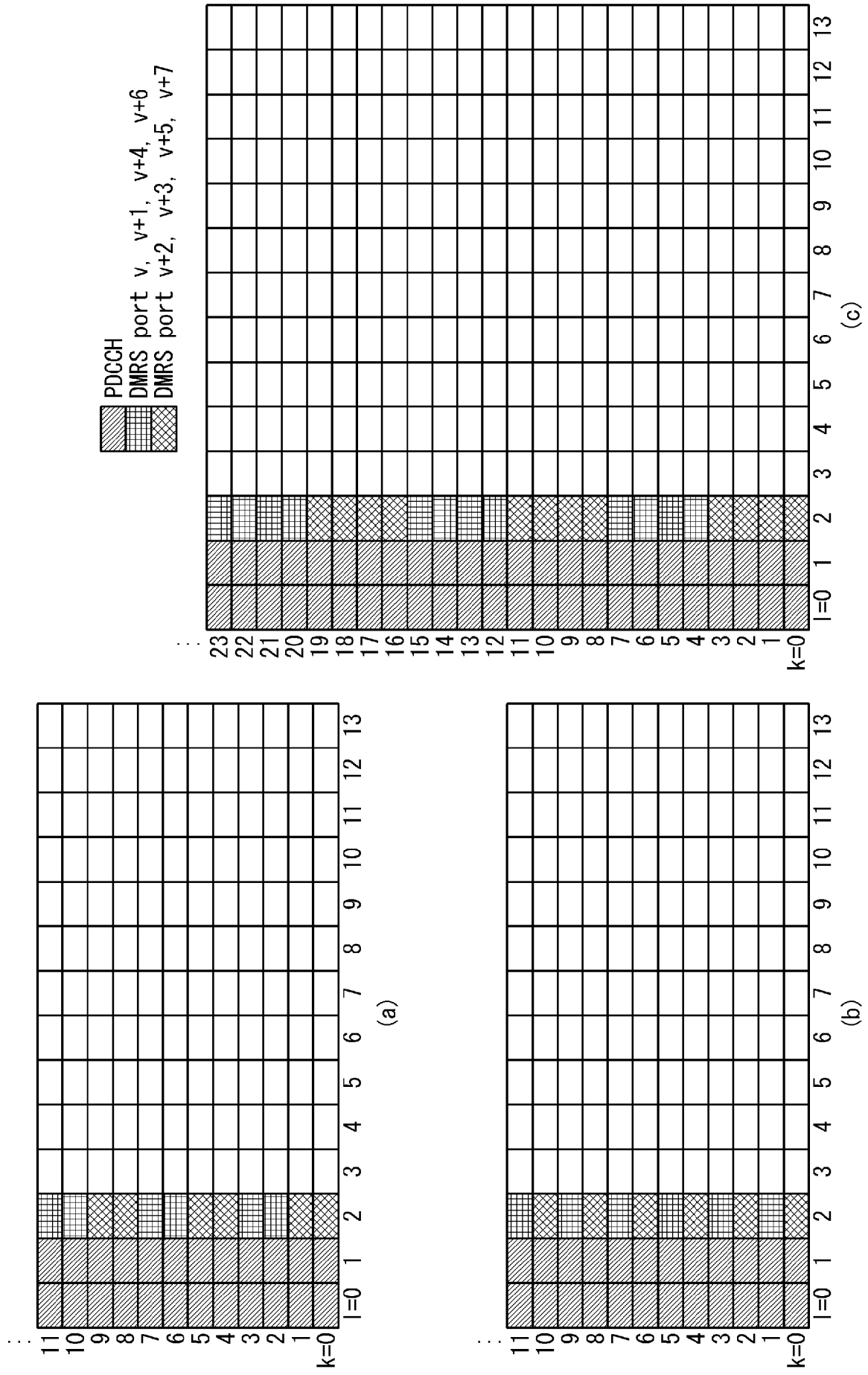

PDCCH
DMRS port v, v+1, v+4, v+6
DMRS port v+2, v+3, v+5, v+7
k=0
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
l=0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13

(b)

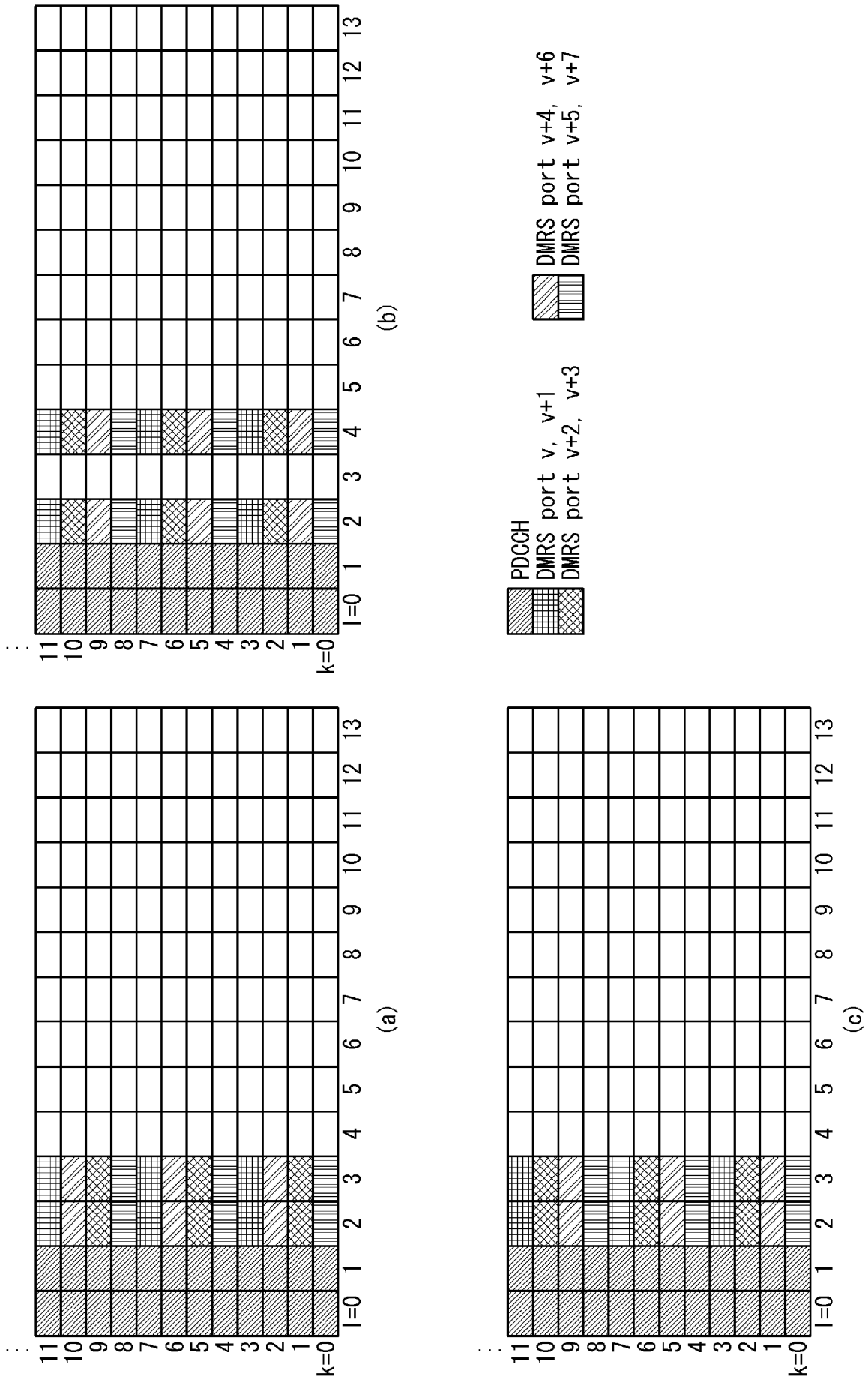
[도20]


Pattern 1
Pattern 2
Pattern 3
Pattern 4
QPSK(1/2)
16QAM(1/3)
16QAM(1/2)
SE(bps/Hz)
SNR(dB)
0
1
2
3
4
5
6
8
10
12
14
16
18
20
22
24
26
28

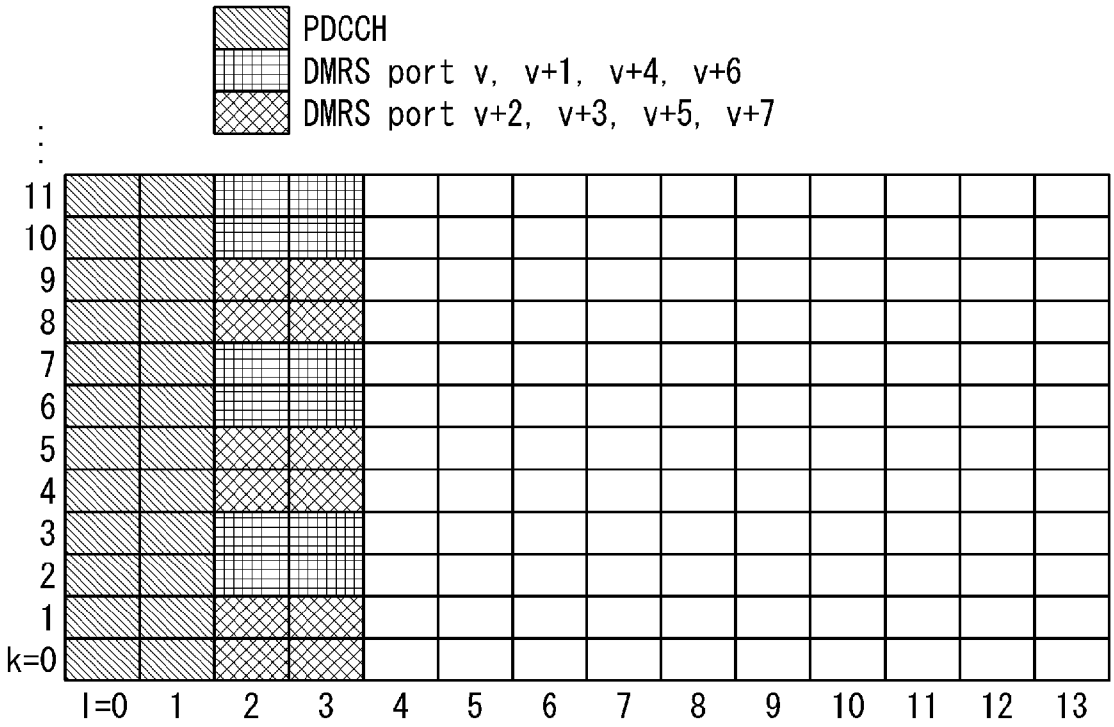
[도21]


PDCCH
DMRS port v, v+1, v+4, v+6
DMRS port v+2, v+3, v+5, v+7
(a)
(b)
(c)
l=0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13
k=0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 ...
k=0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 ...

[도22]

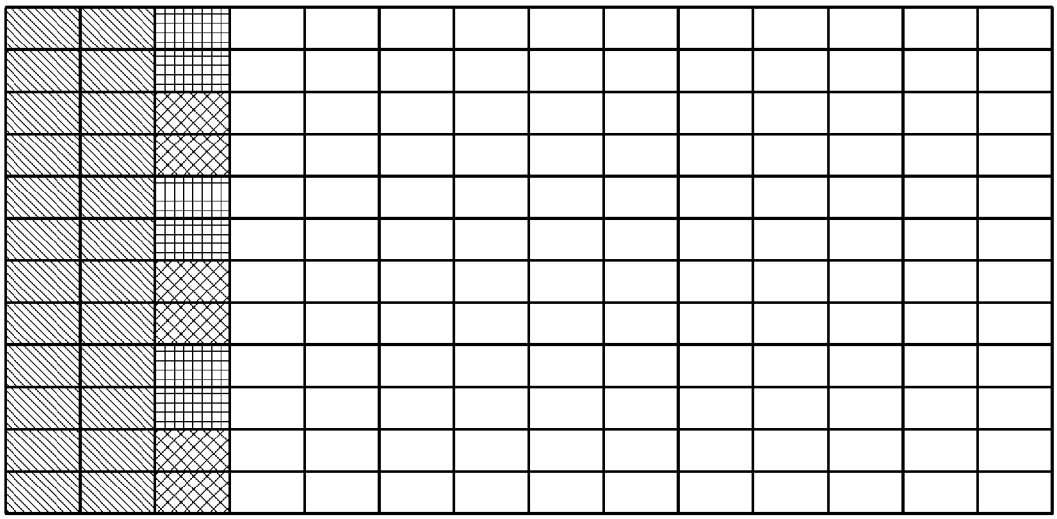

PDCCH
DMRS port v, v+1
DMRS port v+2, v+3
DMRS port v+4, v+6
DMRS port v+5, v+7
(a)
(b)
(c)
l=0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13
k=0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11

[도23]

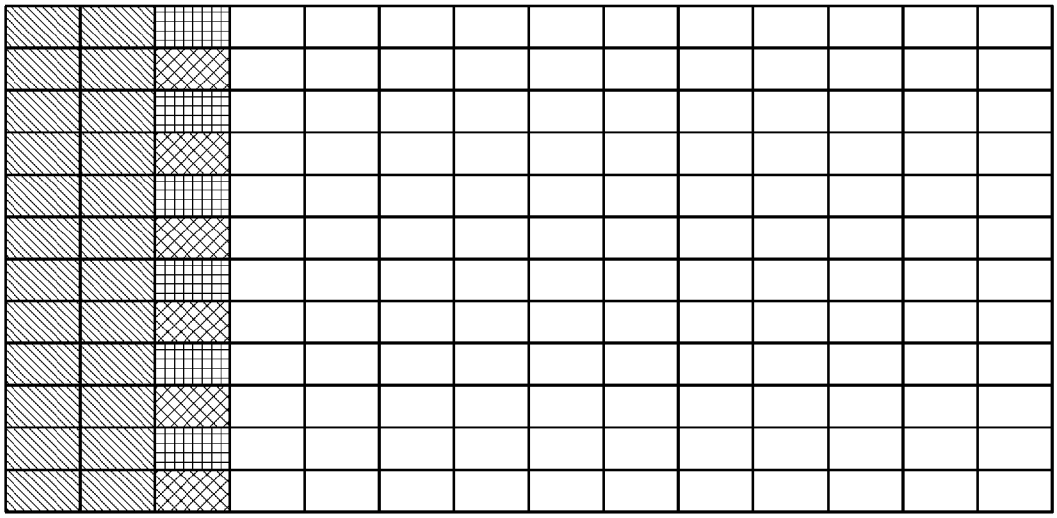

PDCCH
DMRS port v, v+1, v+4, v+6
DMRS port v+2, v+3, v+5, v+7
11
10
9
8
7
6
5
4
3
2
1
k=0
l=0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13

[도24]

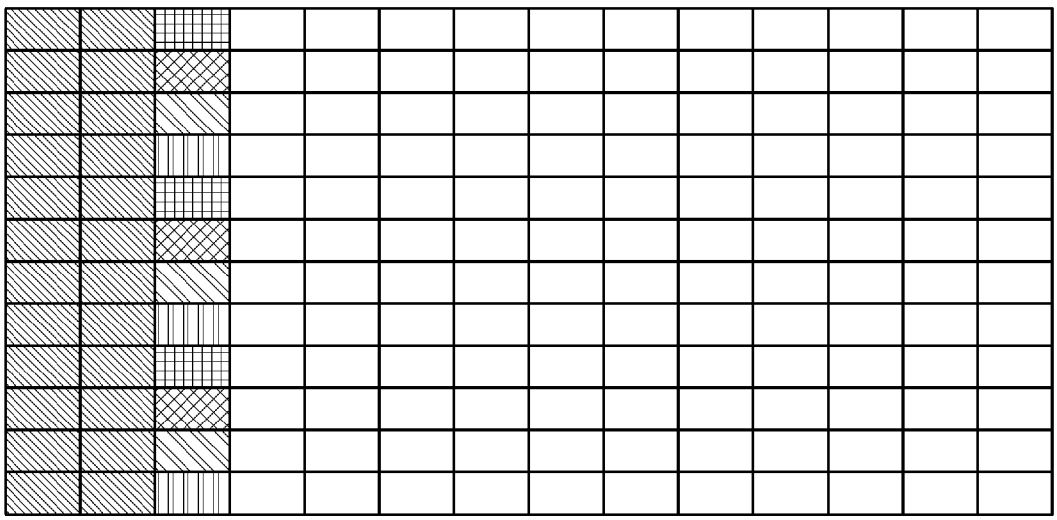
(a)



(b)

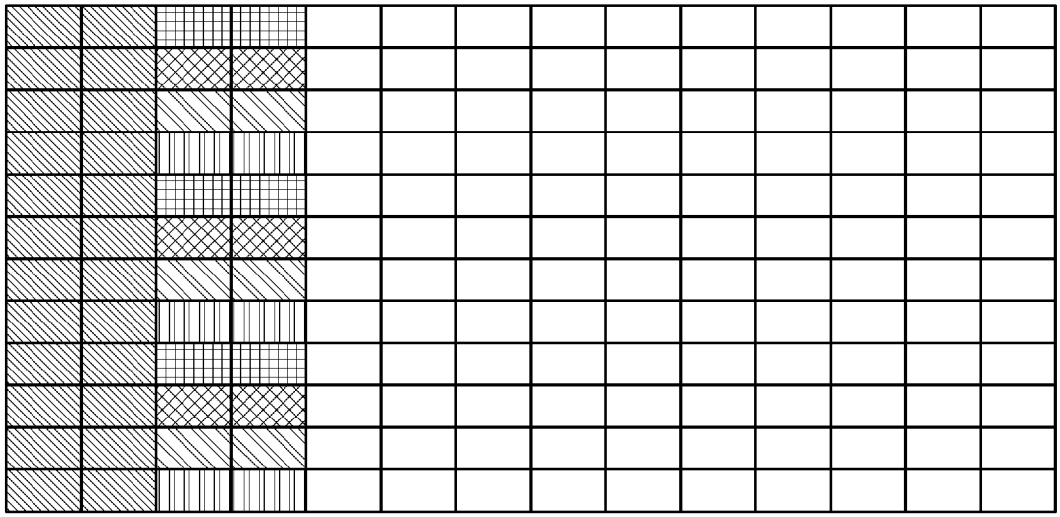


(c)

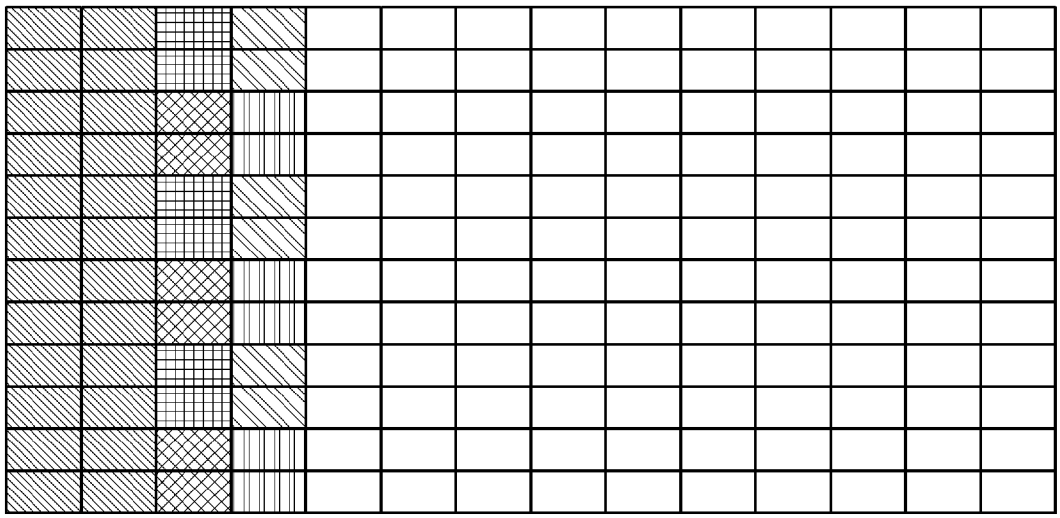


[도25]

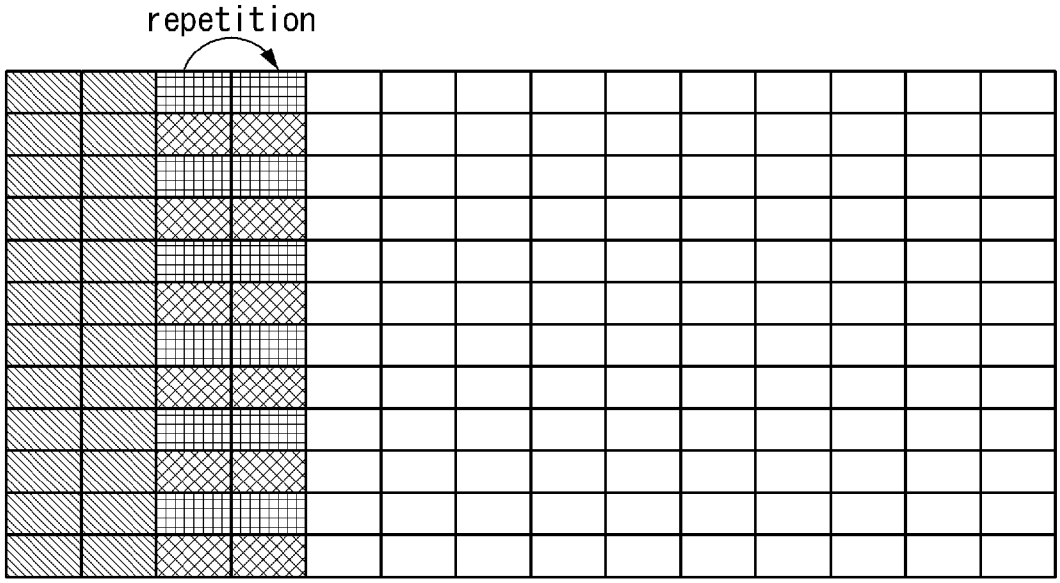
(a)



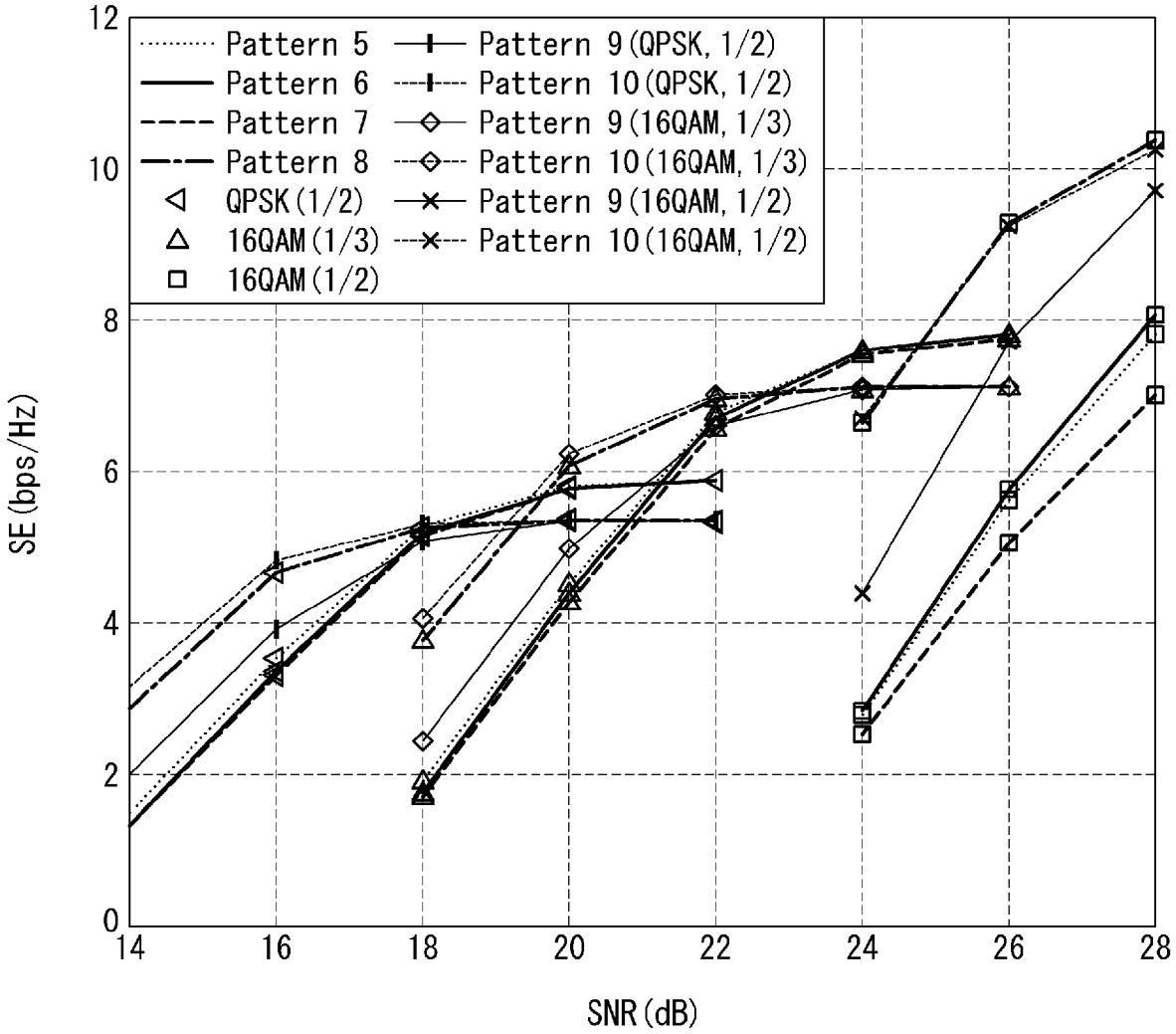
(b)



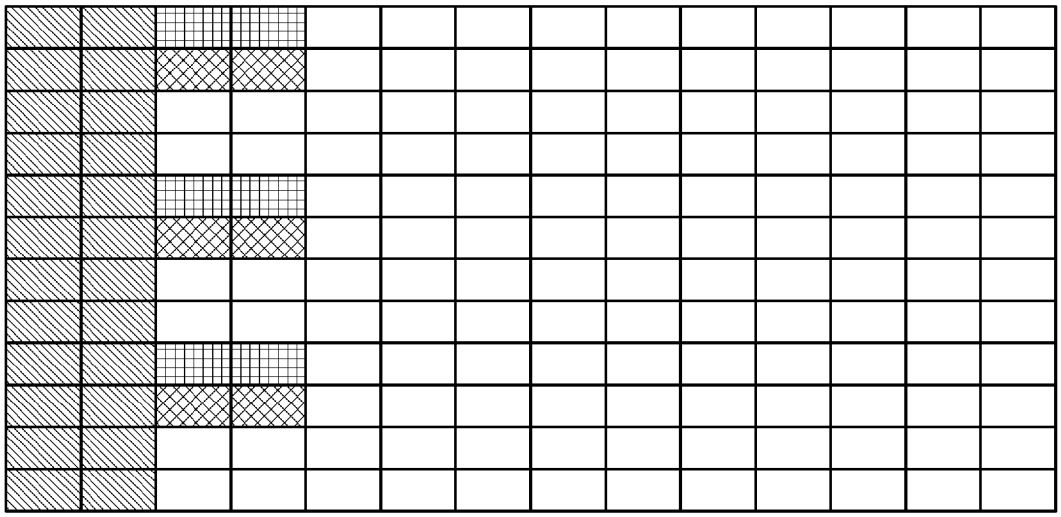
(c)



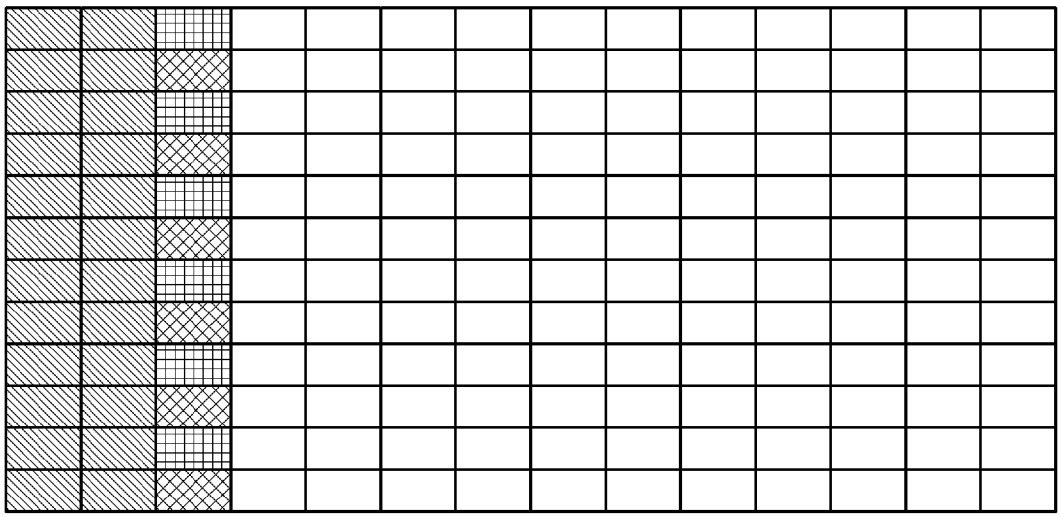
[도26]


Pattern 5
Pattern 6
Pattern 7
Pattern 8
QPSK(1/2)
16QAM(1/3)
16QAM(1/2)
Pattern 9(QPSK, 1/2)
Pattern 10(QPSK, 1/2)
Pattern 9(16QAM, 1/3)
Pattern 10(16QAM, 1/3)
Pattern 9(16QAM, 1/2)
Pattern 10(16QAM, 1/2)
SE(bps/Hz)
SNR(dB)
0
2
4
6
8
10
12
14
16
18
20
22
24
26
28

[도27]



(a)

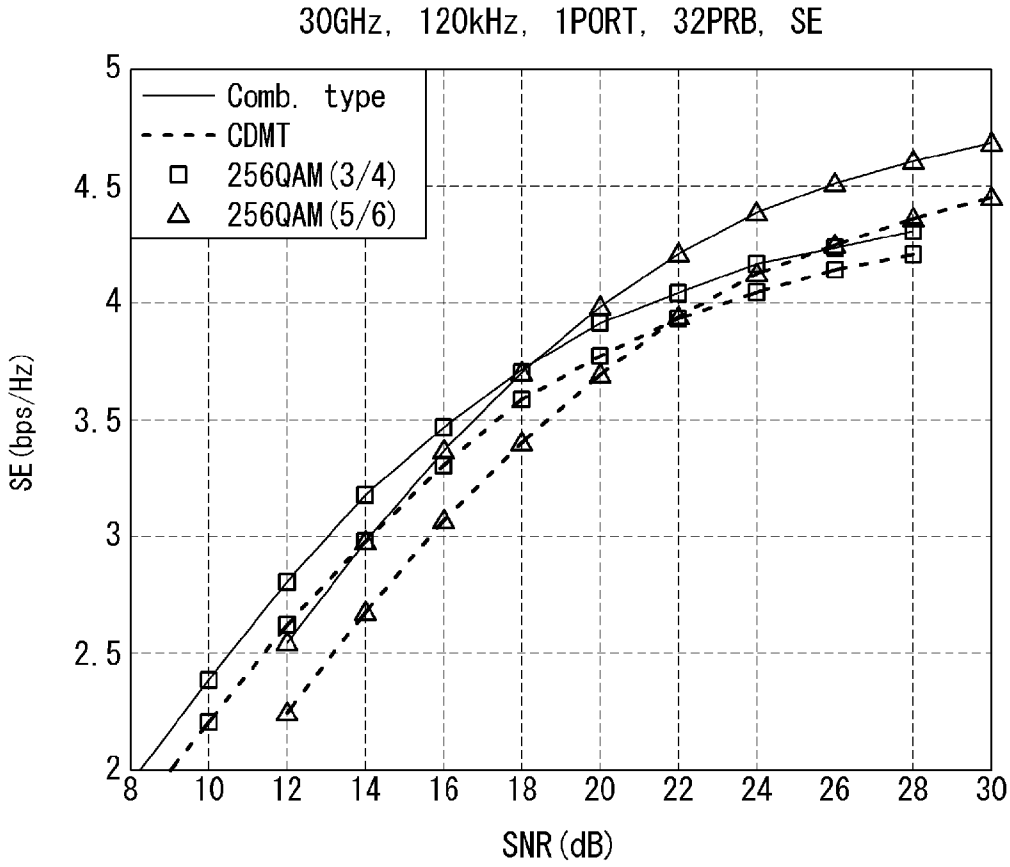


(b)

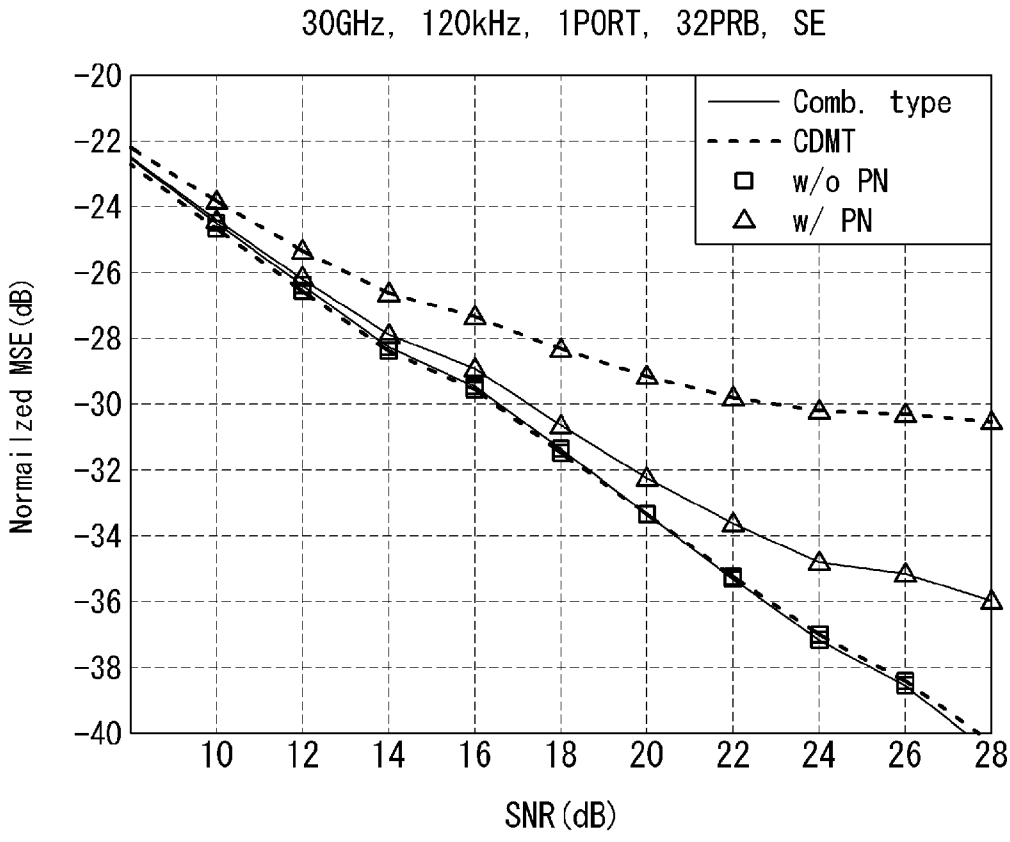
PDCCH
DMRS port v, v+2
DMRS port v+1, v+3

[도28]

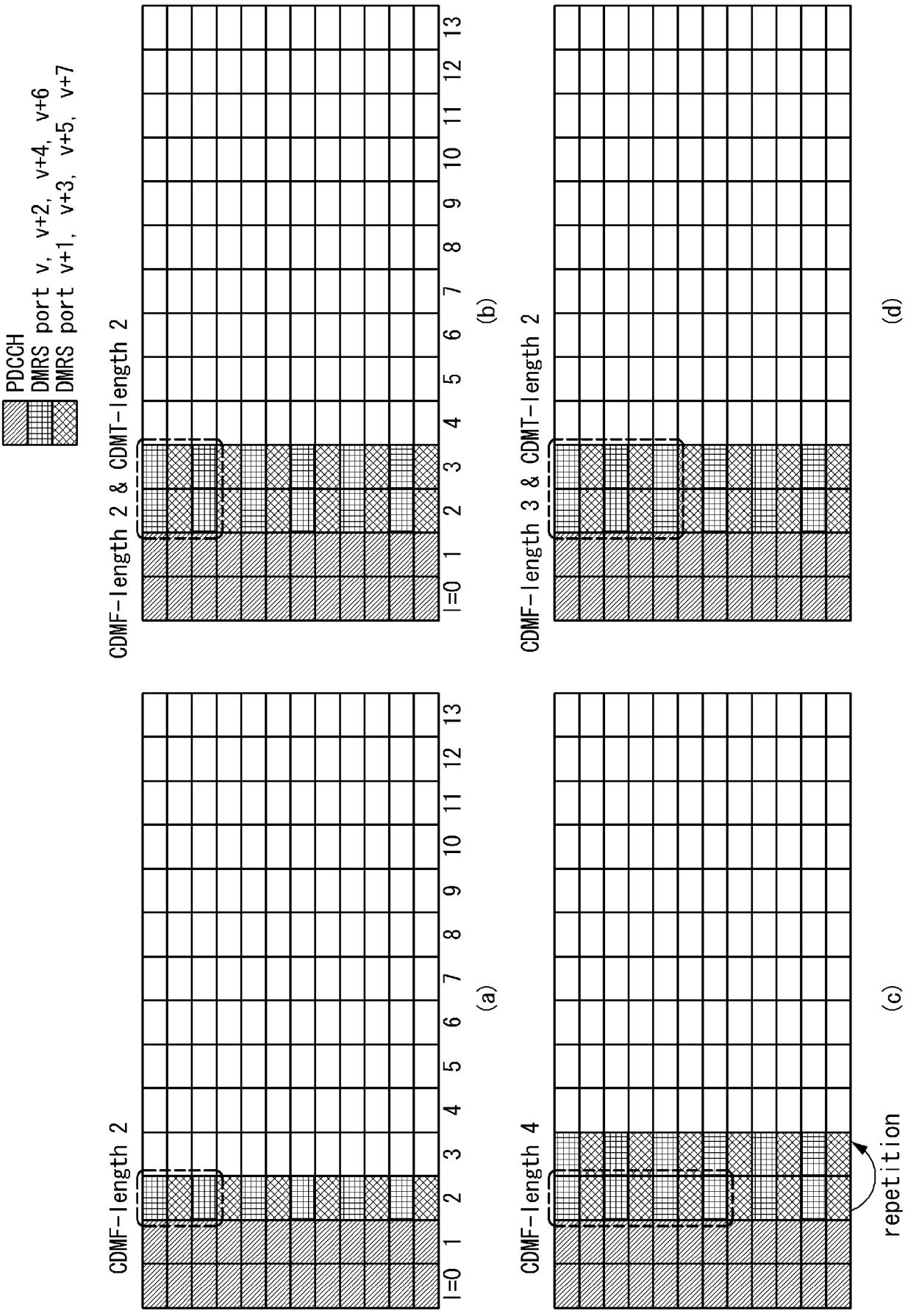
(a)


30GHz, 120kHz, 1PORT, 32PRB, SE
Comb. type
CDMT
256QAM(3/4)
256QAM(5/6)
SE(bps/Hz)
SNR(dB)
5
4.5
4
3.5
3
2.5
2
8
10
12
14
16
18
20
22
24
26
28
30

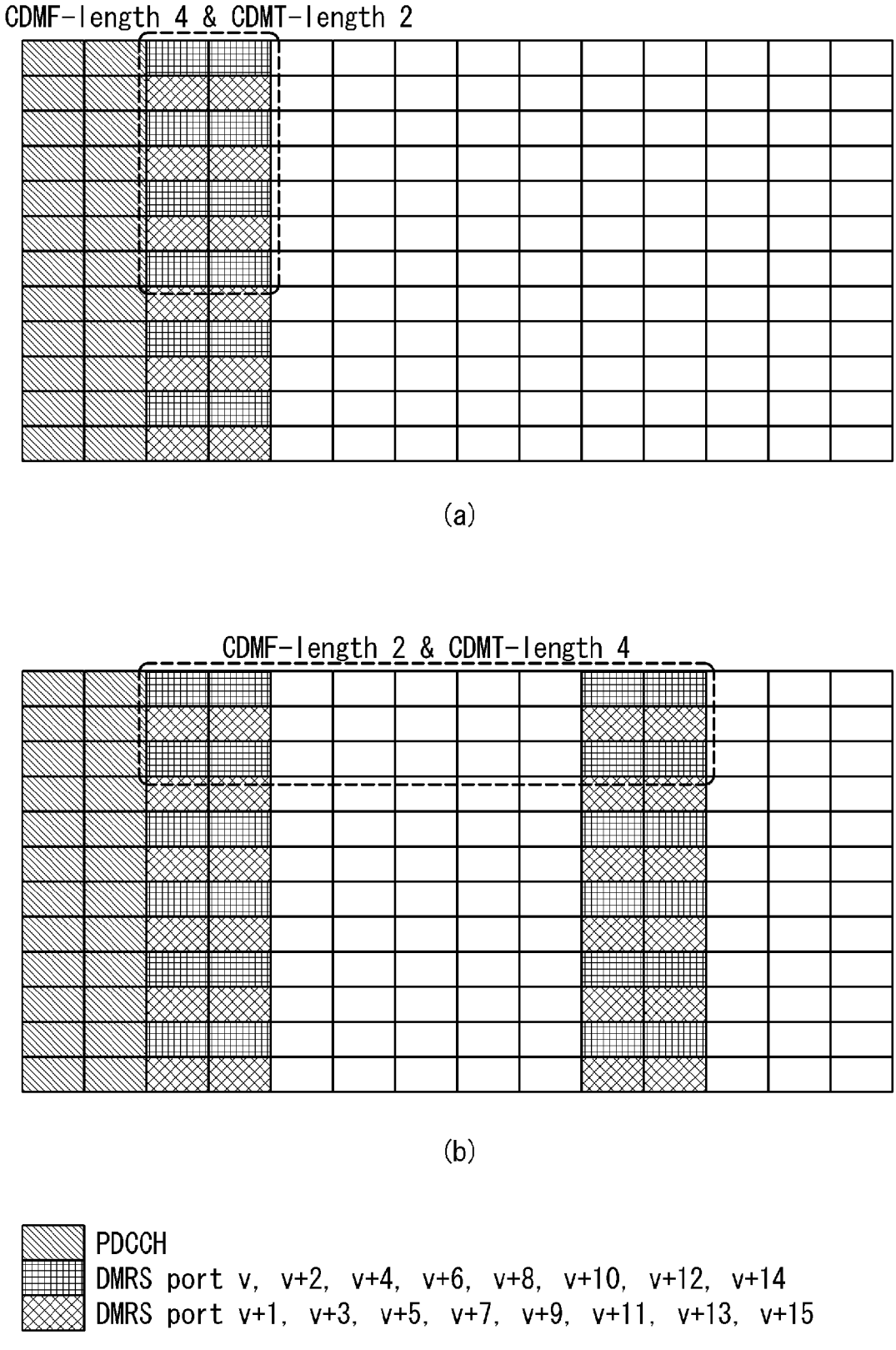
(b)


30GHz, 120kHz, 1PORT, 32PRB, SE
Comb. type
CDMT
w/o PN
w/ PN
Normailzed MSE(dB)
SNR(dB)
-20
-22
-24
-26
-28
-30
-32
-34
-36
-38
-40
10
12
14
16
18
20
22
24
26
28

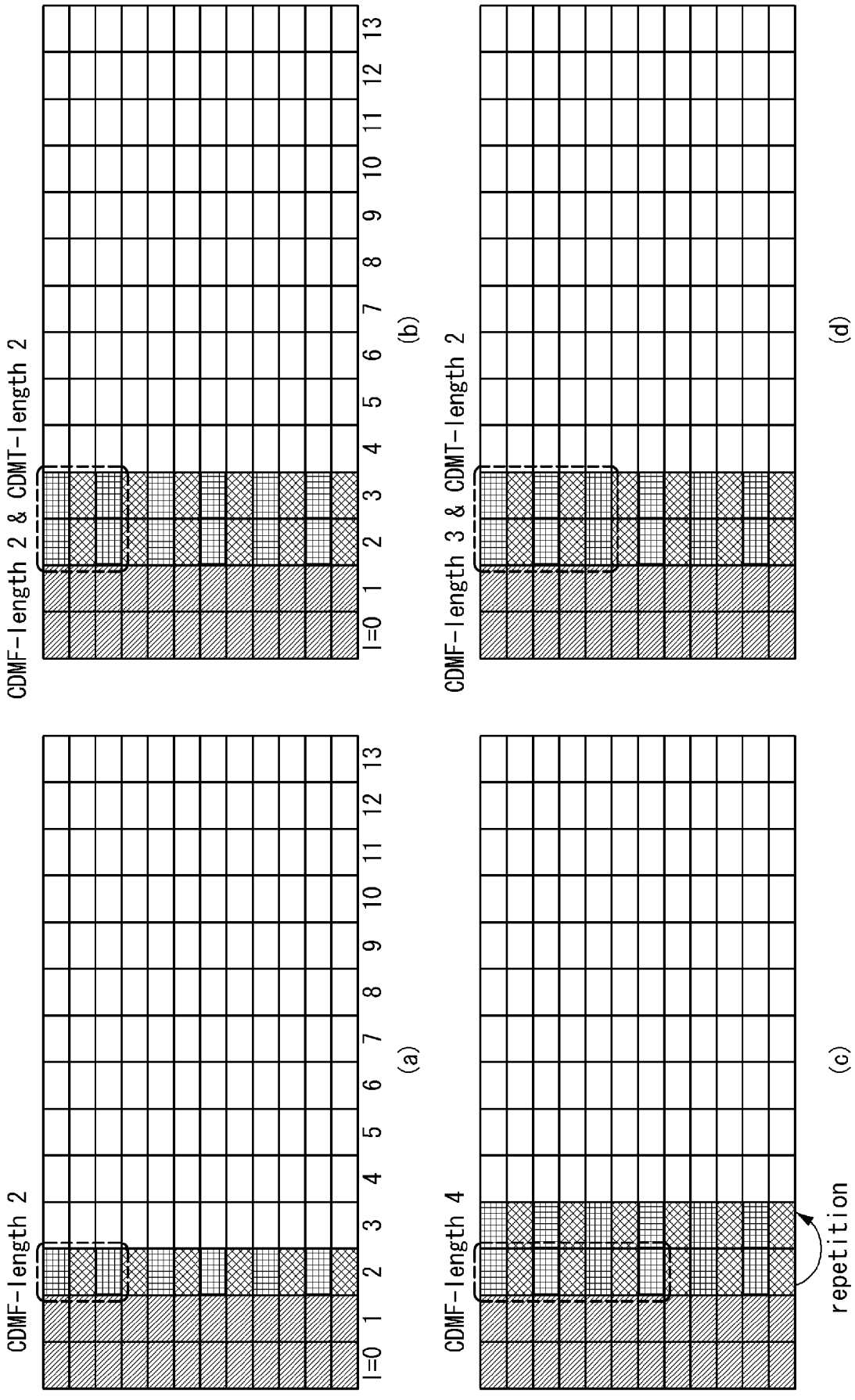
[도29]


PDCCH
DMRS port v, v+2, v+4, v+6
DMRS port v+1, v+3, v+5, v+7
CDMF-length 2
CDMF-length 2 & CDMT-length 2
CDMF-length 4
CDMF-length 3 & CDMT-length 2
repetition
l=0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13
(a)
(b)
(c)
(d)

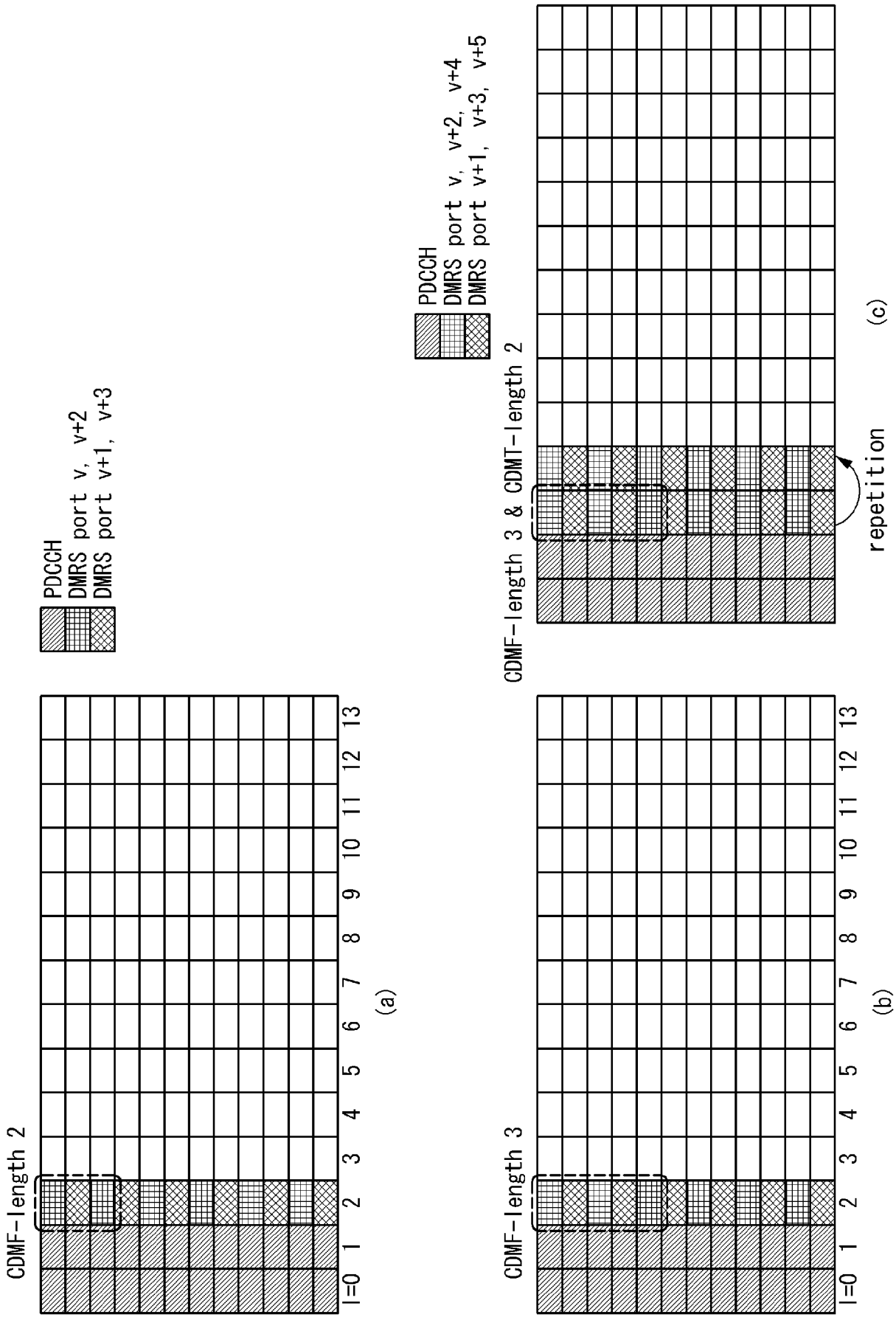
[도30]


CDMF-length 4 & CDMT-length 2
(a)
CDMF-length 2 & CDMT-length 4
(b)
PDCCH
DMRS port v, v+2, v+4, v+6, v+8, v+10, v+12, v+14
DMRS port v+1, v+3, v+5, v+7, v+9, v+11, v+13, v+15

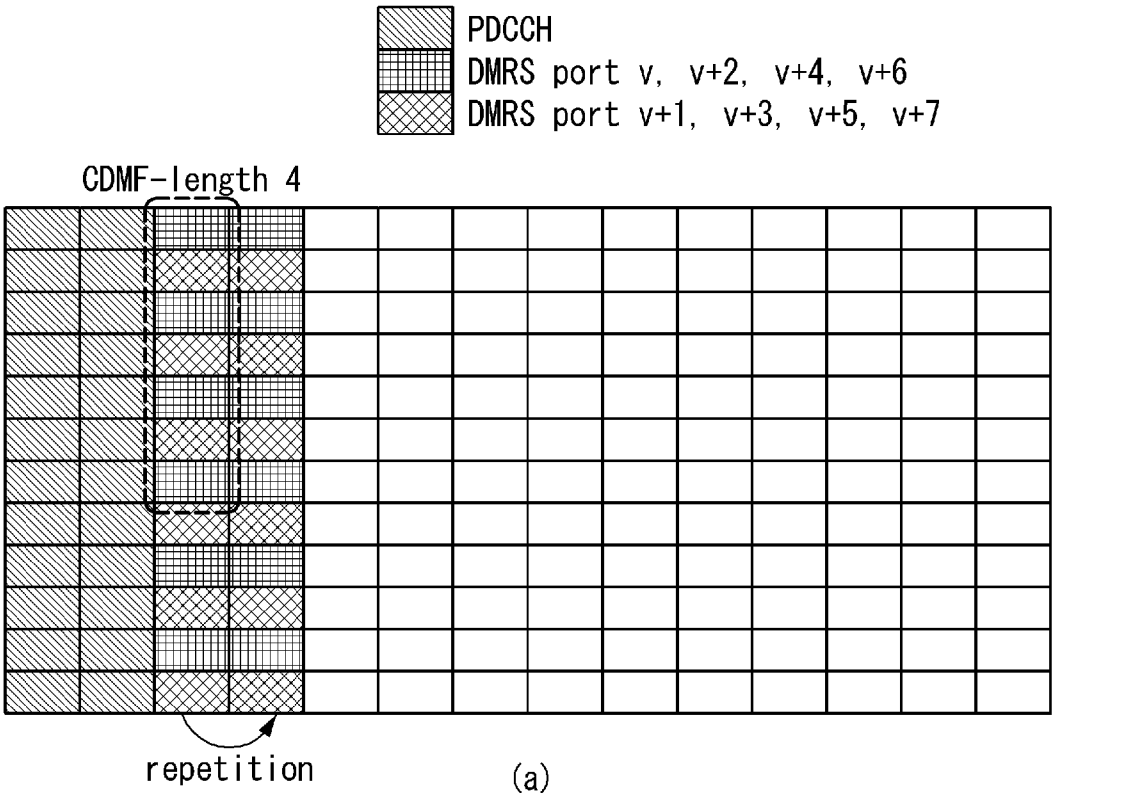
[도31]


CDMF-length 2
l=0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13
(a)
CDMF-length 2 & CDMT-length 2
l=0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13
(b)
CDMF-length 4
repetition
(c)
CDMF-length 3 & CDMT-length 2
(d)

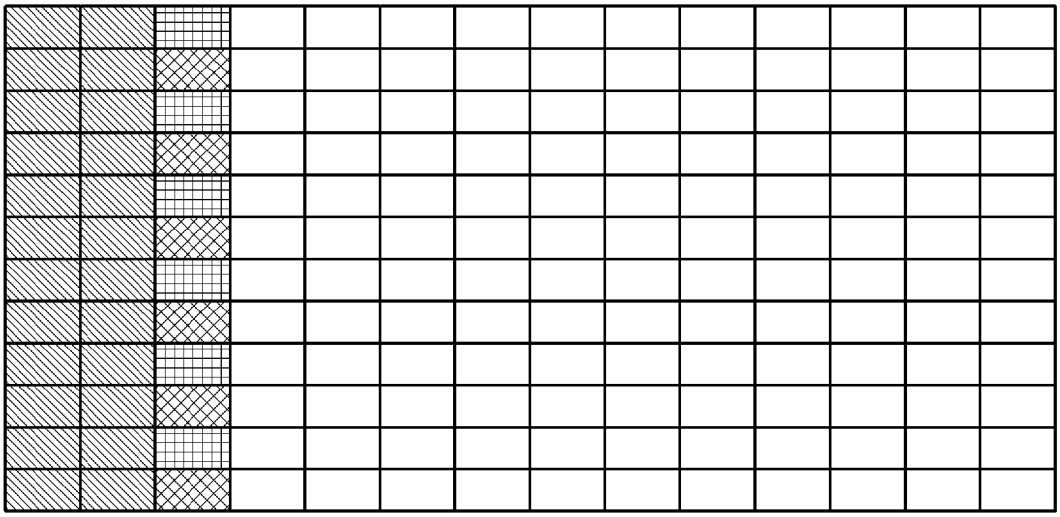
[도32]


PDCCH
DMRS port v, v+2
DMRS port v+1, v+3
CDMF-length 2
l=0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13
(a)
PDCCH
DMRS port v, v+2, v+4
DMRS port v+1, v+3, v+5
CDMF-length 3 & CDMT-length 2
repetition
(c)
CDMF-length 3
l=0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13
(b)

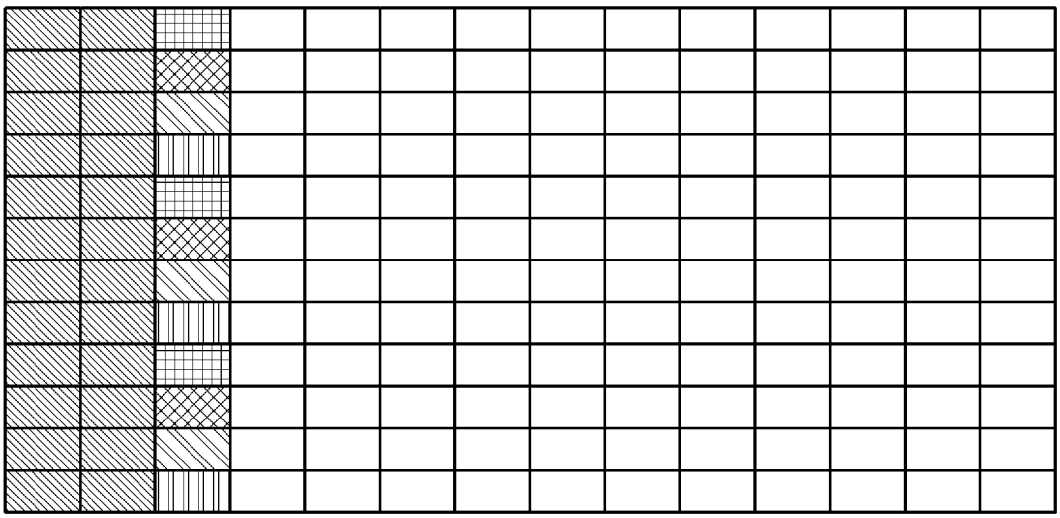
[도33]


PDCCH
DMRS port v, v+2, v+4, v+6
DMRS port v+1, v+3, v+5, v+7
CDMF-length 4
repetition
(a)
PDCCH
DMRS port v, v+2, v+4, v+6, v+8, v+10
DMRS port v+1, v+3, v+5, v+7, v+9, v+11
CDMF-length 6
repetition
(b)

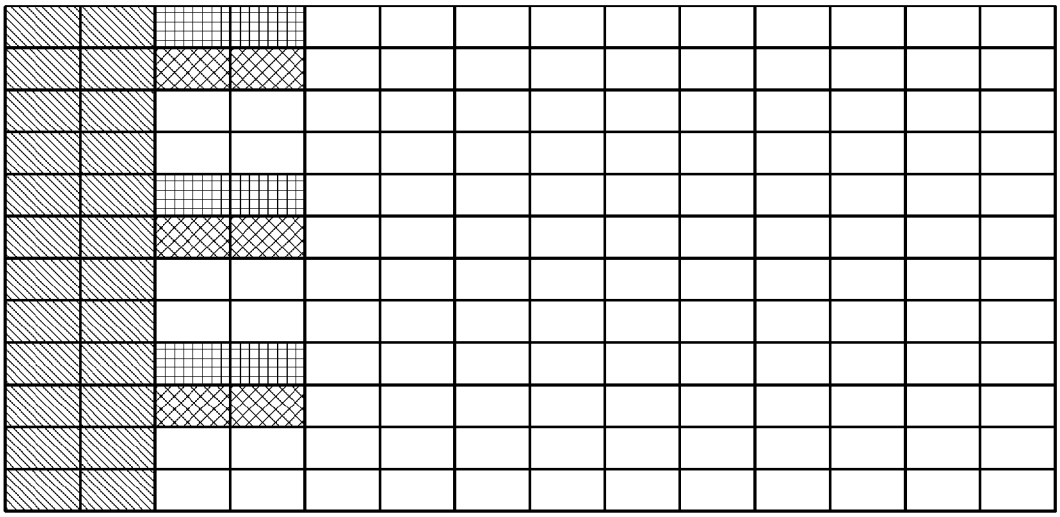
[도34]



(a) CDMF-length 2 & FDM 2

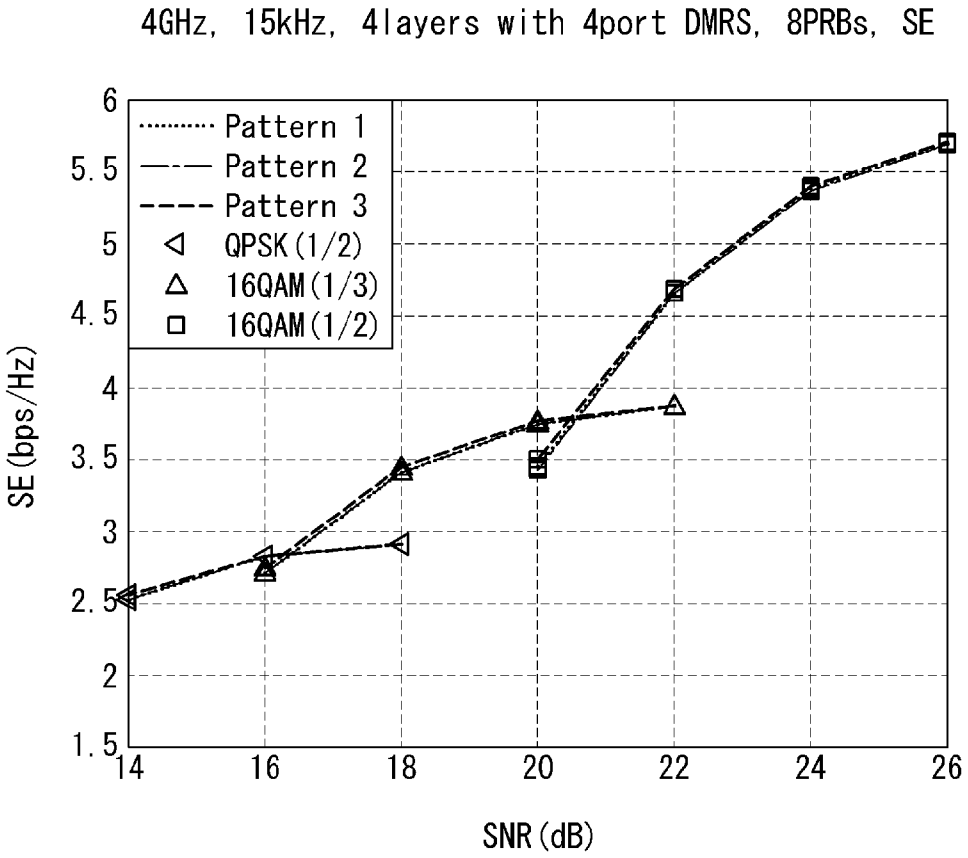


(b) FDM 4

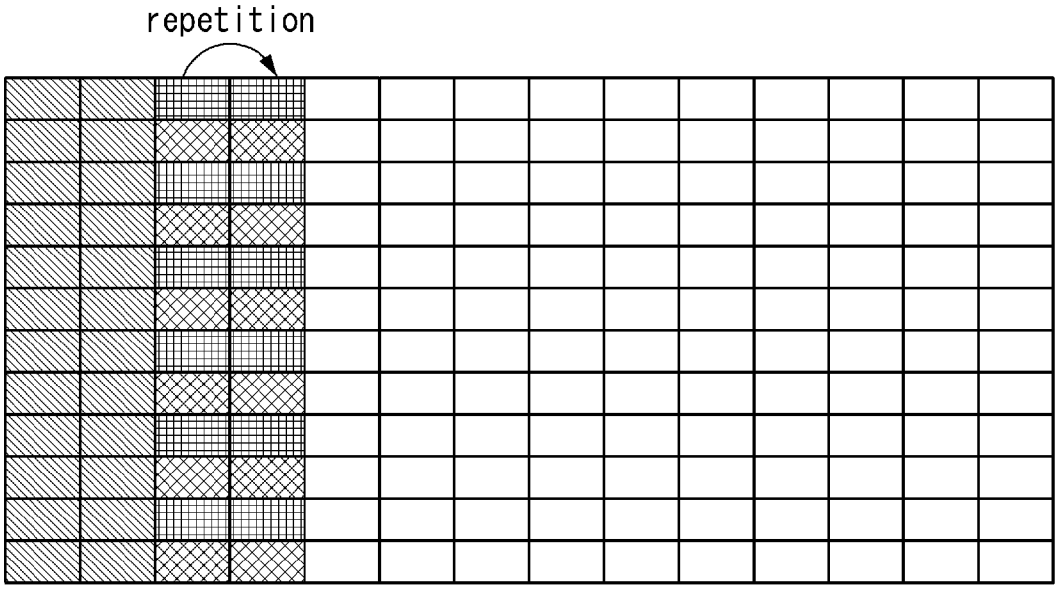


(c) CDMT-length 2 & FDM 2

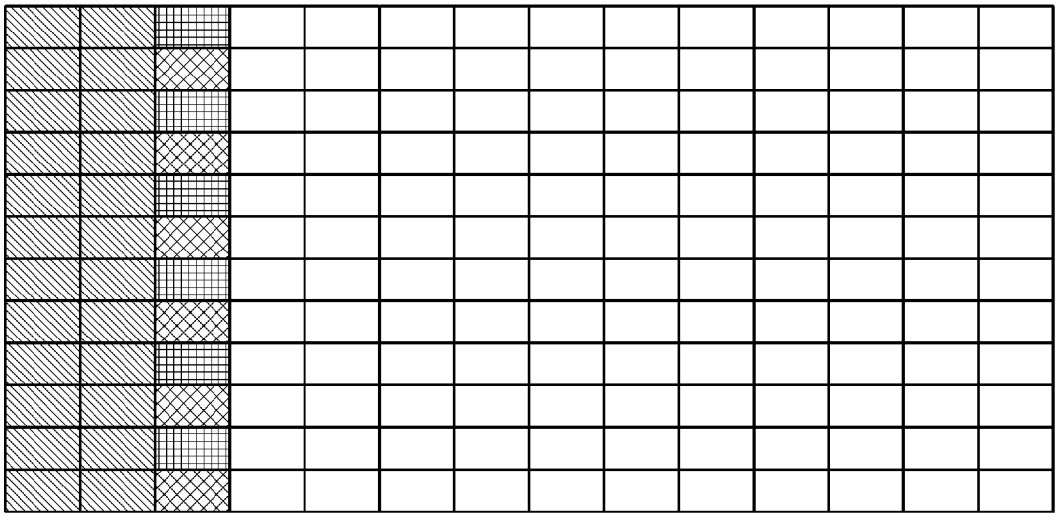
[도35]


4GHz, 15kHz, 4layers with 4port DMRS, 8PRBs, SE
Pattern 1
Pattern 2
Pattern 3
QPSK(1/2)
16QAM(1/3)
16QAM(1/2)
SE(bps/Hz)
SNR(dB)
6
5.5
5
4.5
4
3.5
3
2.5
2
1.5
14
16
18
20
22
24
26

[도36]

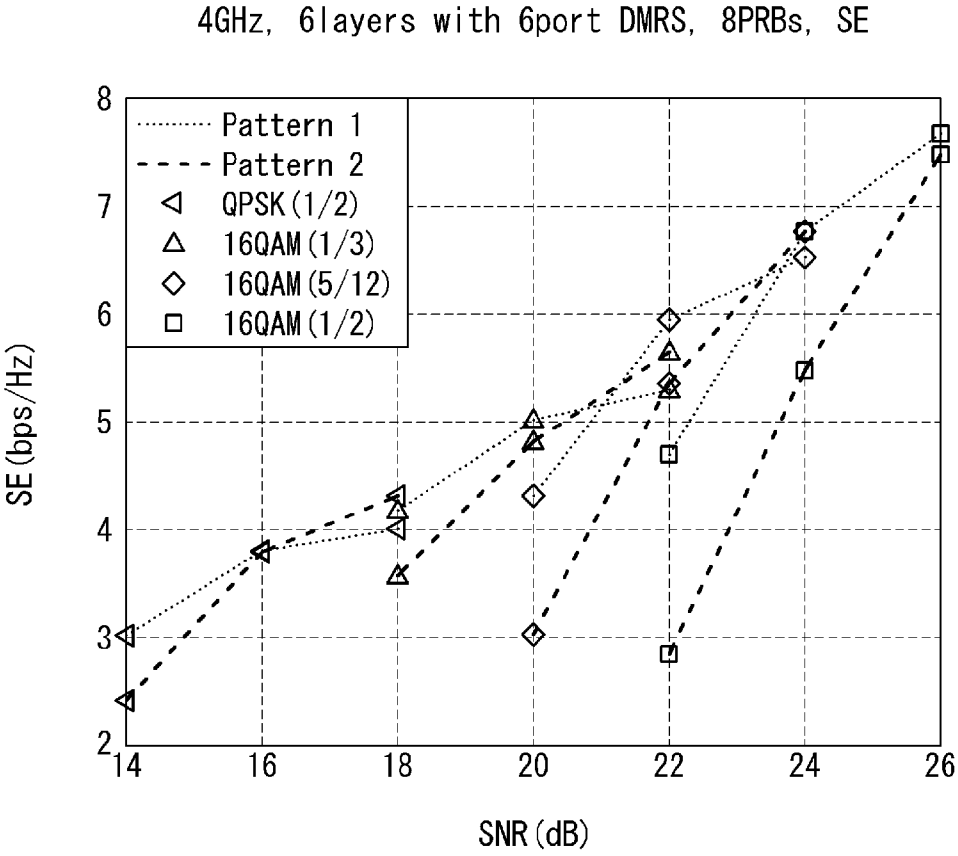


(a) 반복 패턴을 이용한 CDMF-length 3 & FDM 2

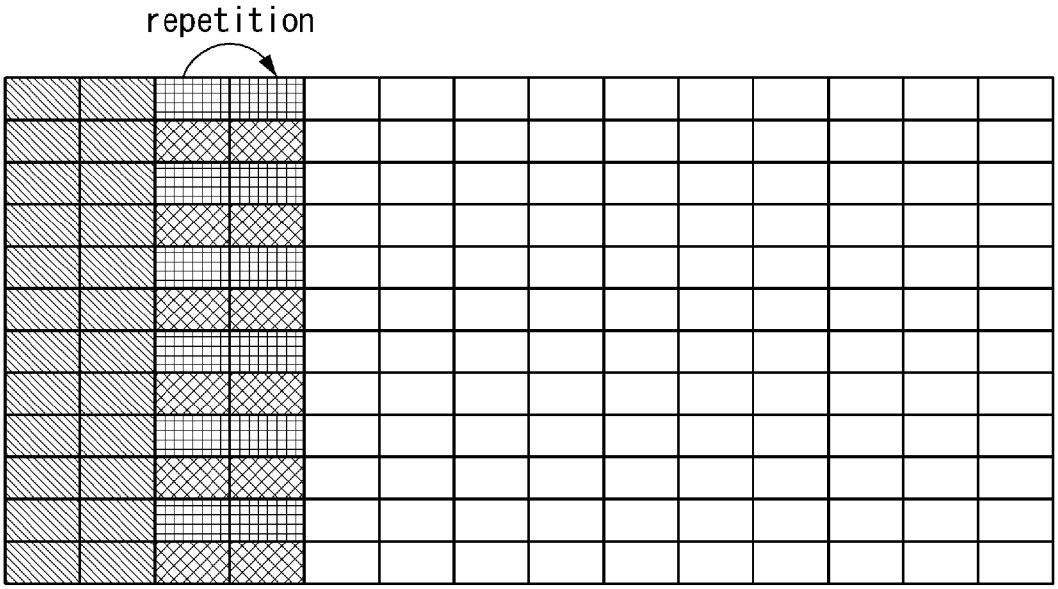


(b) CDMF-length 3 & FDM 2

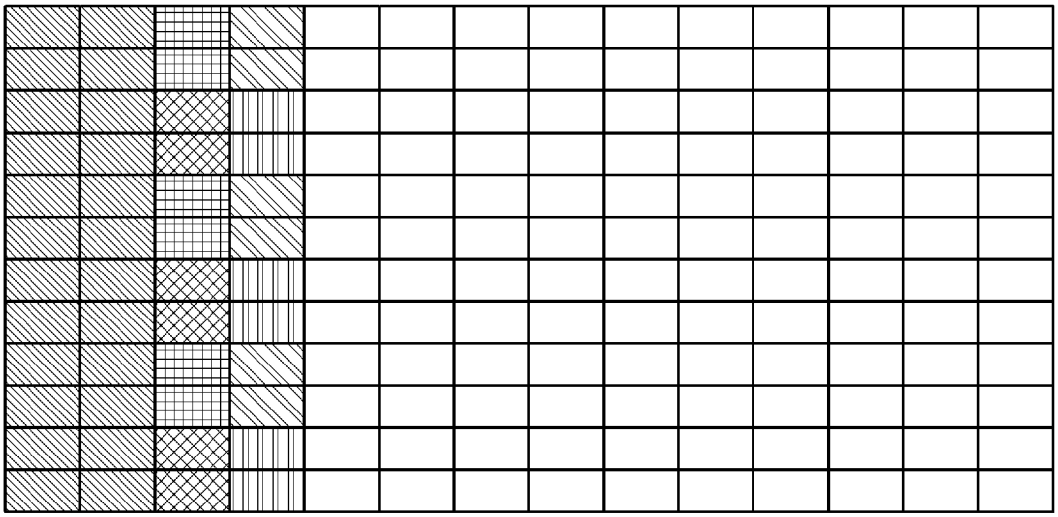
[도37]


4GHz, 6layers with 6port DMRS, 8PRBs, SE
Pattern 1
Pattern 2
QPSK(1/2)
16QAM(1/3)
16QAM(5/12)
16QAM(1/2)
SE(bps/Hz)
SNR(dB)
2
3
4
5
6
7
8
14
16
18
20
22
24
26

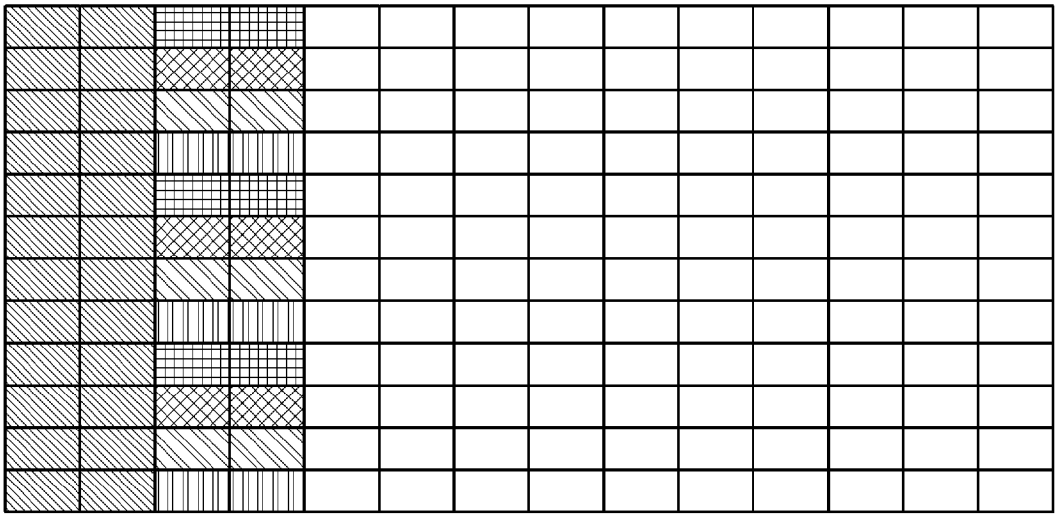
[도38]



(a) 반복 패턴을 이용한 CDMF-length 4 & FDM 2

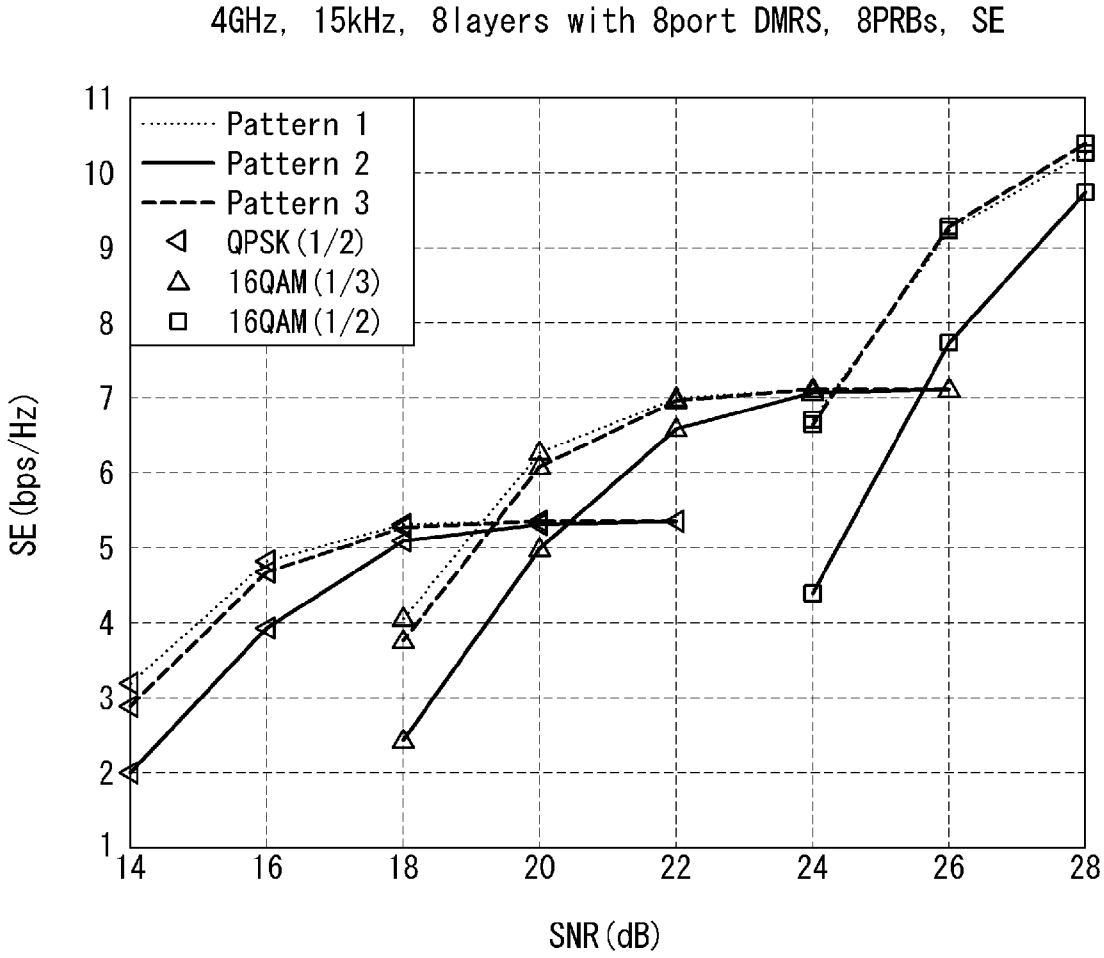


(b) CDMF-length 2 & FDM 2 & TDM2

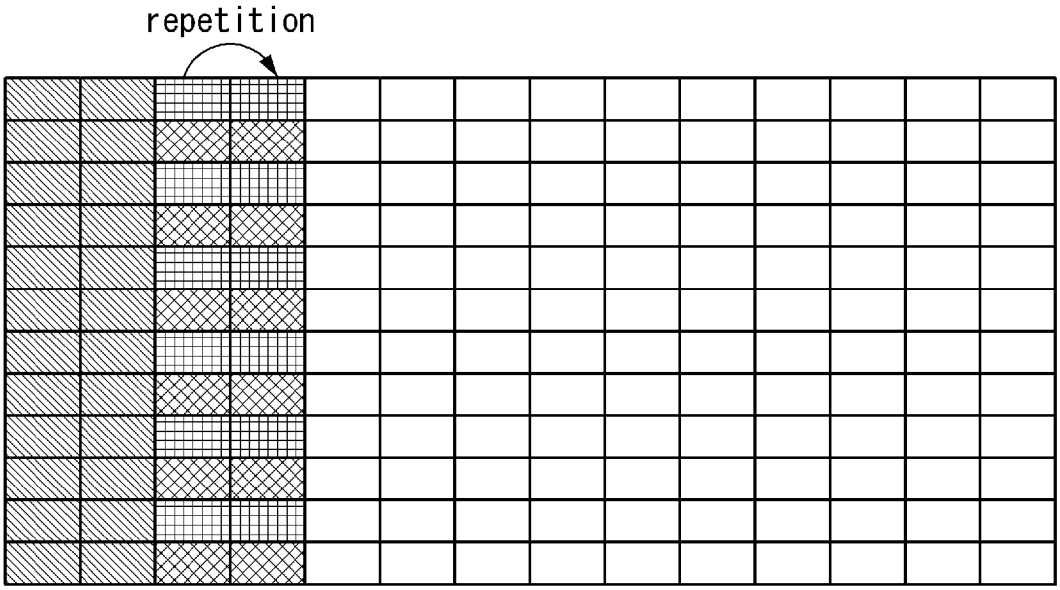


(c) CDMT-length 2 & FDM 4

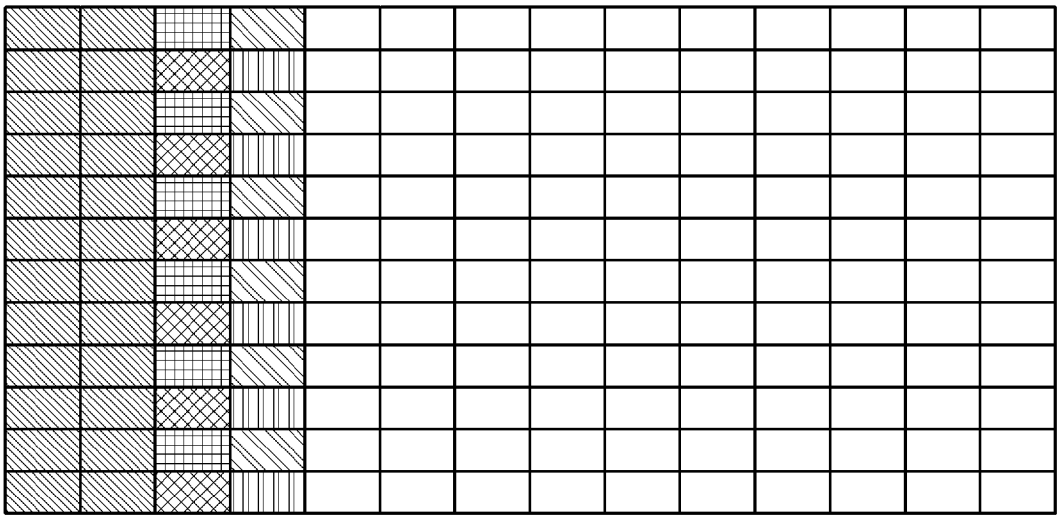
[도39]


4GHz, 15kHz, 8layers with 8port DMRS, 8PRBs, SE
Pattern 1
Pattern 2
Pattern 3
QPSK(1/2)
16QAM(1/3)
16QAM(1/2)
SE(bps/Hz)
SNR(dB)
11
10
9
8
7
6
5
4
3
2
1
14
16
18
20
22
24
26
28

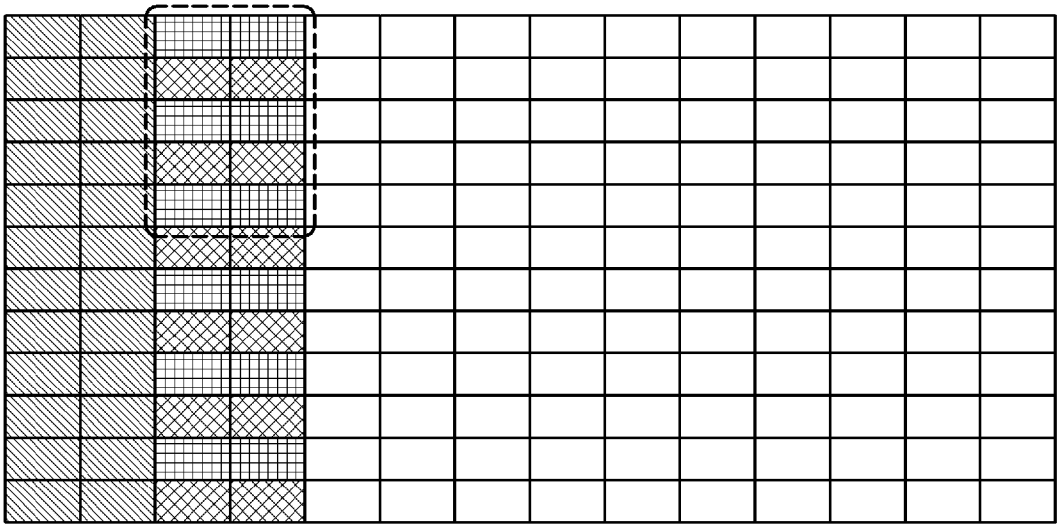
[도40]



(a) 반복 패턴을 이용한 CDMF-length 6 & FDM 2

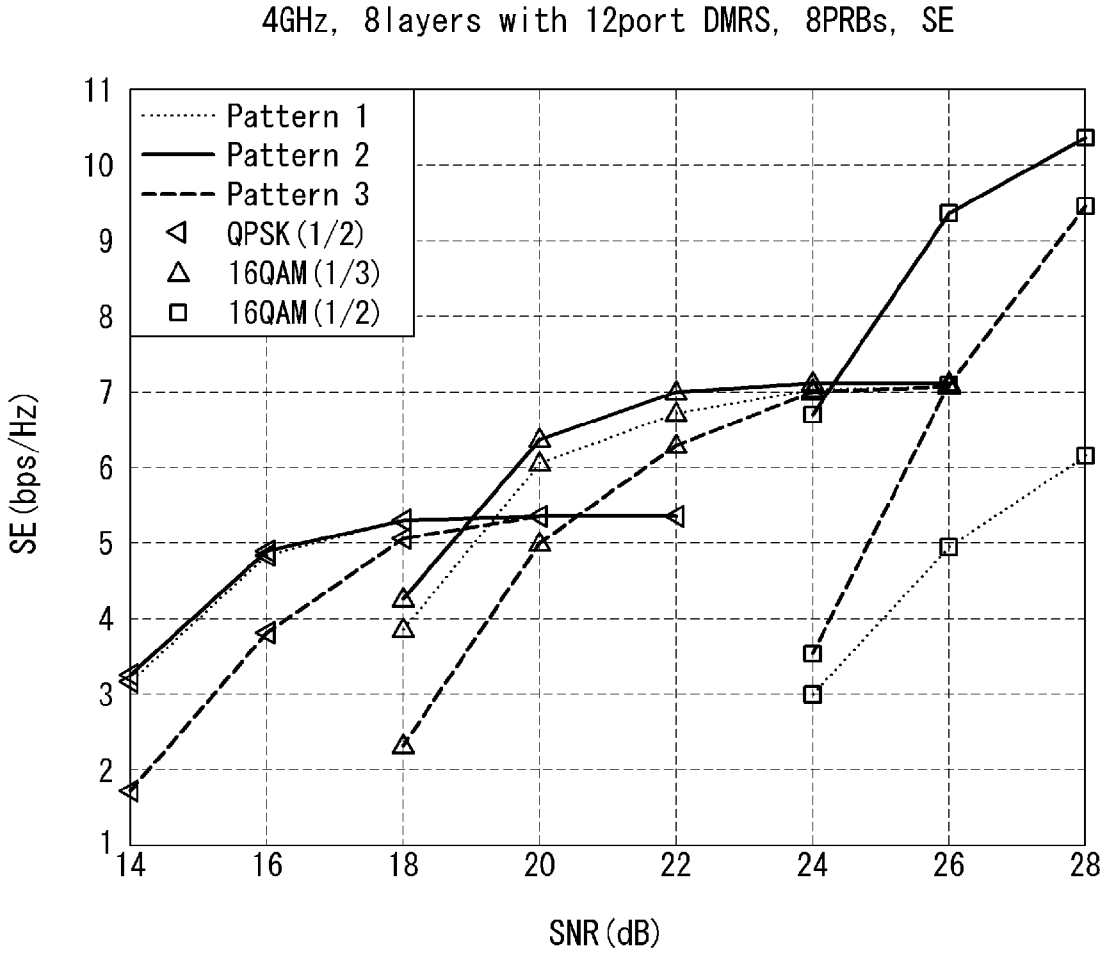


(b) CDMF-length 3 & FDM 2 & TDM 2

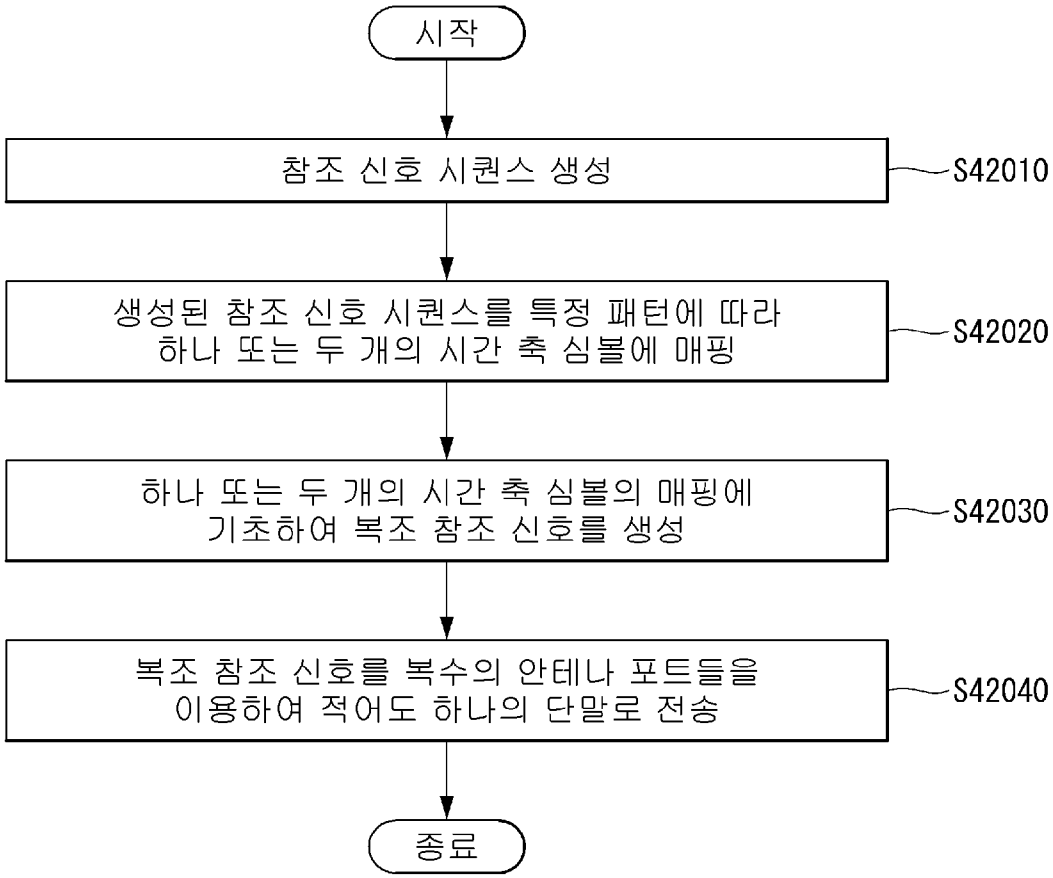


(c) CDMF-length 3 & CDMT- length 2

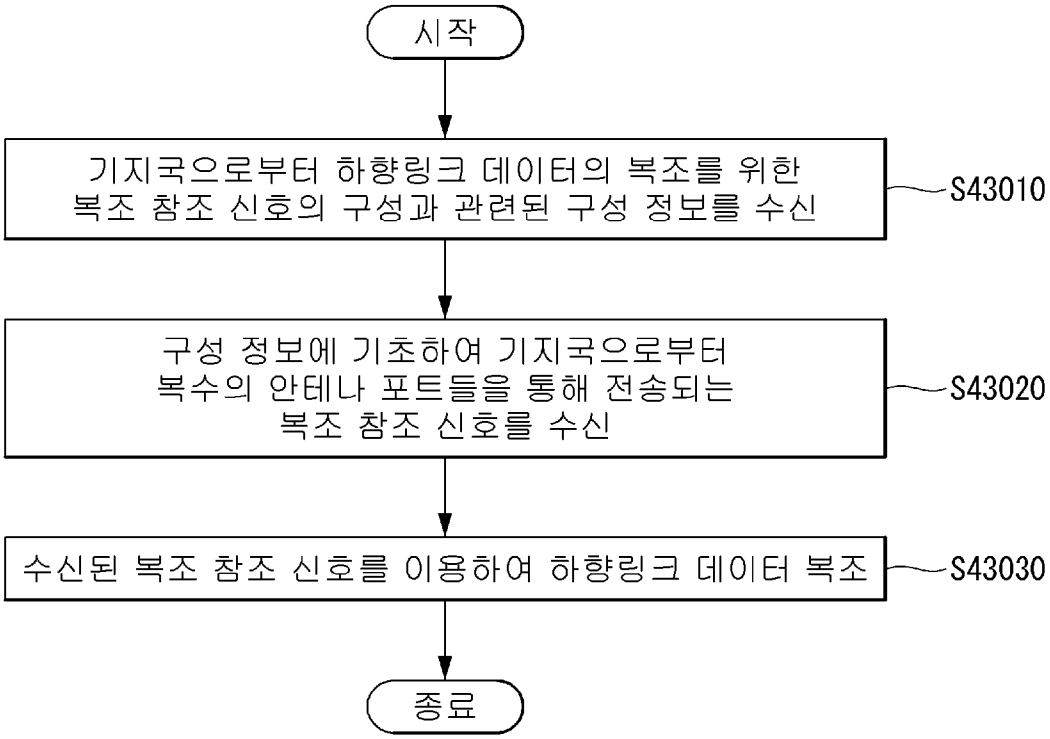
[도41]


4GHz, 8layers with 12port DMRS, 8PRBs, SE
Pattern 1
Pattern 2
Pattern 3
QPSK(1/2)
16QAM(1/3)
16QAM(1/2)
SE(bps/Hz)
SNR(dB)
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
14
16
18
20
22
24
26
28

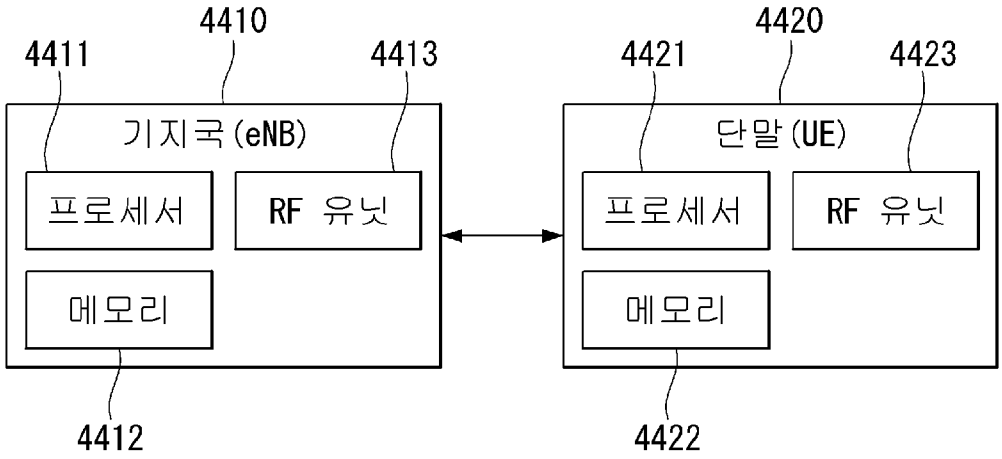
[도42]


시작
참조 신호 시퀀스 생성
S42010
생성된 참조 신호 시퀀스를 특정 패턴에 따라
하나 또는 두 개의 시간 축 심볼에 매핑
S42020
하나 또는 두 개의 시간 축 심볼의 매핑에
기초하여 복조 참조 신호를 생성
S42030
복조 참조 신호를 복수의 안테나 포트들을
이용하여 적어도 하나의 단말로 전송
S42040
종료

[도43]


시작
기지국으로부터 하향링크 데이터의 복조를 위한 복조 참조 신호의 구성과 관련된 구성 정보를 수신
S43010
구성 정보에 기초하여 기지국으로부터 복수의 안테나 포트들을 통해 전송되는 복조 참조 신호를 수신
S43020
수신된 복조 참조 신호를 이용하여 하향링크 데이터 복조
S43030
종료

[도44]


4410
4411
4413
기지국(eNB)
프로세서
RF 유닛
메모리
4412
4420
4421
4423
단말(UE)
프로세서
RF 유닛
메모리
4422

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/KR2018/001031

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04L 5/00(2006.01)i, H04L 25/02(2006.01)i, H04L 1/00(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)
H04L 5/00; H04L 25/02; H04L 27/26; H04L 1/00

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: demodulation reference signal, configuration information, data demodulation, pattern, OFDM symbol, code division multiplexing method, cyclic shift code, orthogonal cover code, time, frequency

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	WO 2016-010379 A1 (LG ELECTRONICS INC.) 21 January 2016 See paragraphs [216]-[217]; and claim 7.	1-4,6-14,16-20
A		5,15
Y	HUAWEI et al., "Design of DL DMRS for Data Transmission", R1-1704233, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #88bis, Spokane, USA, 25 March 2017 (http://www.3gpp.org/ftp/TSG_RAN/WG1_RL1/TSGR1_88b/Docs/) See sections 1, 2.2; and figures 1-2.	1-4,6-14,16-20
Y	WO 2012-177047 A2 (LG ELECTRONICS INC.) 27 December 2012 See paragraphs [0049], [0063], [0089], [0102]; and claim 1.	4,6-7,10,14,16-17 ,20
Y	WO 2015-194825 A1 (LG ELECTRONICS INC.) 23 December 2015 See paragraph [99]; and claim 1.	8-9,18-19
A	LG ELECTRONICS, "On DL DMRS Design", R1-1704887, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #88bis, Spokane, USA, 25 March 2017 (http://www.3gpp.org/ftp/TSG_RAN/WG1_RL1/TSGR1_88b/Docs/) See sections 1-2.1.	1-20

☐ 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	Date of mailing of the international search report
25 APRIL 2018 (25.04.2018)	**25 APRIL 2018 (25.04.2018)**

Name and mailing address of the ISA/KR	Authorized officer
Korean Intellectual Property Office Government Complex-Daejeon, 189 Seonsa-ro, Daejeon 302-701, Republic of Korea Facsimile No. +82-42-481-8578	Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/KR2018/001031

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member	Publication date
WO 2016-010379 A1	21/01/2016	CA 2943831 A1	21/01/2016
		CN 106256107 A	21/12/2016
		EP 3171558 A1	24/05/2017
		JP 2017-516426 A	15/06/2017
		KR 10-2017-0031647 A	21/03/2017
		US 2017-0207932 A1	20/07/2017
WO 2012-177047 A2	27/12/2012	KR 10-1577518 B1	14/12/2015
		KR 10-2014-0010981 A	27/01/2014
		US 2014-0112287 A1	24/04/2014
		WO 2012-177047 A3	25/04/2013
WO 2015-194825 A1	23/12/2015	CN 106664176 A	10/05/2017
		EP 3157188 A1	19/04/2017
		US 2017-0201967 A1	13/07/2017

국 제 조 사 보 고 서

국제출원번호
PCT/KR2018/001031

A. 발명이 속하는 기술분류(국제특허분류(IPC))

H04L 5/00(2006.01)i, H04L 25/02(2006.01)i, H04L 1/00(2006.01)i

B. 조사된 분야

조사된 최소문헌(국제특허분류를 기재)
H04L 5/00; H04L 25/02; H04L 27/26; H04L 1/00

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: 복조 참조 신호, 구성 정보, 데이터 복조, 패턴, OFDM 심볼, 코드 분할 다중화 방식, 순환 쉬프트 코드, 직교 커버 코드, 시간, 주파수

C. 관련 문헌

카테고리*	인용문헌명 및 관련 구절(해당하는 경우)의 기재	관련 청구항
Y	WO 2016-010379 A1 (LG ELECTRONICS INC.) 2016.01.21 단락 [216]-[217]; 및 청구항 7 참조.	1-4,6-14,16-20
A		5,15
Y	HUAWEI 등, `Design of DL DMRS for data transmission', R1-1704233, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #88bis, Spokane, USA, 2017.03.25 (http://www.3gpp.org/ftp/TSG_RAN/WG1_RL1/TSGR1_88b/Docs/) 섹션 1, 2.2; 및 도면 1-2 참조.	1-4,6-14,16-20
Y	WO 2012-177047 A2 (LG ELECTRONICS INC.) 2012.12.27 단락 [0049], [0063], [0089], [0102]; 및 청구항 1 참조.	4,6-7,10,14,16-17,20
Y	WO 2015-194825 A1 (LG ELECTRONICS INC.) 2015.12.23 단락 [99]; 및 청구항 1 참조.	8-9,18-19
A	LG ELECTRONICS, `On DL DMRS Design', R1-1704887, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #88bis, Spokane, USA, 2017.03.25 (http://www.3gpp.org/ftp/TSG_RAN/WG1_RL1/TSGR1_88b/Docs/) 섹션 1-2.1 참조.	1-20

☐ 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	국제조사보고서 발송일
2018년 04월 25일 (25.04.2018)	2018년 04월 25일 (25.04.2018)

ISA/KR의 명칭 및 우편주소
대한민국 특허청
(35208) 대전광역시 서구 청사로 189, 4동 (둔산동, 정부대전청사)
팩스 번호 +82-42-481-8578

심사관
강희곡
전화번호 +82-42-481-8264

국제조사보고서
대응특허에 관한 정보

국제출원번호
PCT/KR2018/001031

국제조사보고서에서 인용된 특허문헌	공개일	대응특허문헌	공개일
WO 2016-010379 A1	2016/01/21	CA 2943831 A1	2016/01/21
		CN 106256107 A	2016/12/21
		EP 3171558 A1	2017/05/24
		JP 2017-516426 A	2017/06/15
		KR 10-2017-0031647 A	2017/03/21
		US 2017-0207932 A1	2017/07/20
WO 2012-177047 A2	2012/12/27	KR 10-1577518 B1	2015/12/14
		KR 10-2014-0010981 A	2014/01/27
		US 2014-0112287 A1	2014/04/24
		WO 2012-177047 A3	2013/04/25
WO 2015-194825 A1	2015/12/23	CN 106664176 A	2017/05/10
		EP 3157188 A1	2017/04/19
		US 2017-0201967 A1	2017/07/13