

(12) 특허협력조약에 의하여 공개된 국제출원

(19) 세계지식재산권기구  
국제사무국



(10) 국제공개번호

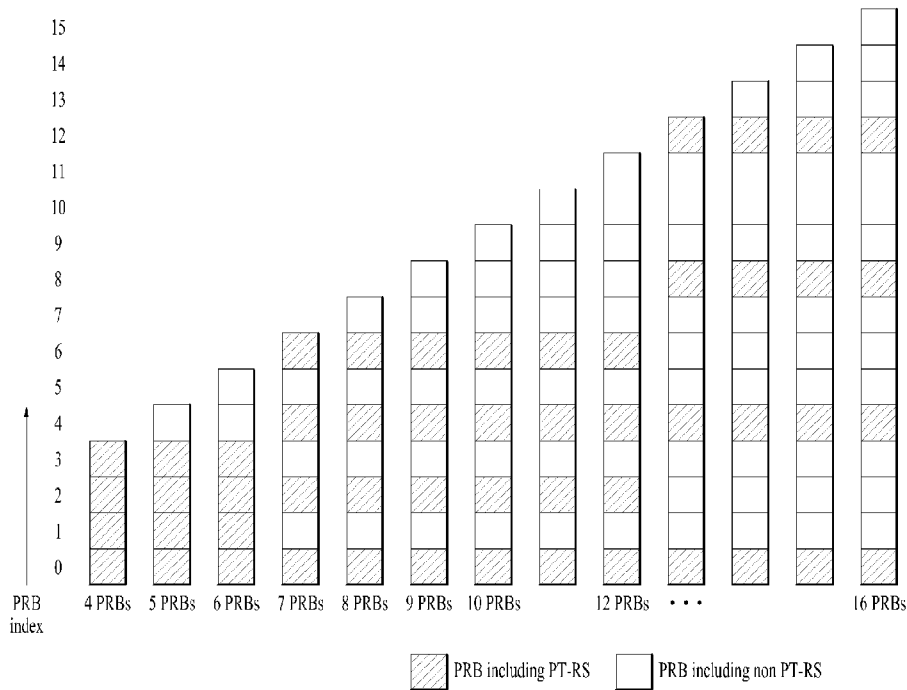
(43) 국제공개일  
2018년 11월 22일 (22.11.2018) WIPO | PCT

WO 2018/212505 A1

- (51) 국제특허분류:  
*H04L 5/00* (2006.01)
- (21) 국제출원번호: PCT/KR2018/005356
- (22) 국제출원일: 2018년 5월 10일 (10.05.2018)
- (25) 출원언어: 한국어
- (26) 공개언어: 한국어
- (30) 우선권정보:  
62/505,976 2017년 5월 14일 (14.05.2017) US  
62/520,666 2017년 6월 16일 (16.06.2017) US  
62/523,808 2017년 6월 23일 (23.06.2017) US  
62/548,348 2017년 8월 21일 (21.08.2017) US  
62/548,921 2017년 8월 22일 (22.08.2017) US  
62/549,904 2017년 8월 24일 (24.08.2017) US
- (71) 출원인: 엘지전자 주식회사 (LG ELECTRONICS INC.) [KR/KR]; 07336 서울시 영등포구 여의대로 128, Seoul (KR).
- (72) 발명자: 이길복 (LEE, Kilbom); 06772 서울시 서초구 양재대로11길 19 LG전자 특허센터, Seoul (KR). 강지원 (KANG, Jiwon); 06772 서울시 서초구 양재대로11길 19 LG전자 특허센터, Seoul (KR). 김기준 (KIM, Kijun); 06772 서울시 서초구 양재대로11길 19 LG전자 특허센터, Seoul (KR). 김규석 (KIM, Kyuseok); 06772 서울시 서초구 양재대로11길 19 LG전자 특허센터, Seoul (KR).
- (74) 대리인: 김용인 등 (KIM, Yong In et al.); 05556 서울시 송파구 올림픽로 82, 7층 KBK특허법률사무소, Seoul (KR).
- (81) 지정국 (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 국내 권리의 보호를 위하여): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD,

(54) Title: METHOD AND DEVICE FOR ALLOCATING PTRS TO RESOURCE BLOCK IN WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

(54) 발명의 명칭: 무선 통신 시스템에서 자원 블록에 PTRS를 할당하는 방법 및 그 장치



(57) Abstract: According to an embodiment of the present specification, a method for transmitting, by a base station, a signal for eliminating phase noise by a terminal in an mmWave communication system may be provided. A method for transmitting a signal for eliminating phase noise may comprise the steps of: generating a PTRS; allocating the PTRS to one or more resource blocks included in a scheduled bandwidth; and transmitting the allocated PTRS, wherein an interval between the one or more resource blocks, to which the PTRS are allocated, is determined on the basis of the scheduled bandwidth.

WO 2018/212505 A1

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

- (84) 지정국 (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 역내 권리의 보호를 위하여): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 유라시아 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 유럽 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, 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))
- 청구범위 보정 기한 만료 전의 공개이며, 보정서를 접수하는 경우 그에 관하여 별도 공개함 (규칙 48.2(h))

---

(57) 요약서: 본 명세서의 일 실시예에 따라, mmWave 통신 시스템에서 단말이 위상 잡음을 제거하기 위한 신호를 기지국이 전송하는 방법을 제공할 수 있다. 이때, 위상 잡음을 제거하기 위한 신호를 전송하는 방법은 PTRS를 생성하는 단계, 스케줄된 대역폭(Scheduled Bandwidth)에 포함되는 하나 이상의 자원 블록들(Resource Block)에 PTRS를 할당하는 단계, 및 할당된 PTRS를 전송하는 단계를 포함하되, PTRS가 할당되는 하나 이상의 자원 블록들의 간격은 스케줄된 대역폭에 기초하여 결정될 수 있다.

## 명세서

### 발명의 명칭: 무선 통신 시스템에서 자원 블록에 PTRS를 할당하는 방법 및 그 장치

#### 기술분야

- [1] 본 명세서는 무선 통신 시스템에 대한 것으로, 보다 상세하게는 시스템에서 위상 잡음 제거를 위한 PTRS(Phase Tracking Reference Signal)를 자원 블록(Resource Block)에 할당하는 방법 및 이를 위한 장치를 제공할 수 있다.

#### 배경기술

- [2] 밀리미터 웨이브(mmWave)를 이용한 초고주파 무선 통신 시스템은 중심 주파수가 수 GHz 내지 수십 GHz에서 동작하도록 구성된다. 이러한 중심 주파수의 특성으로 인하여 mmWave 통신 시스템에서는 음영 지역에서 경로 감쇄(path loss)가 두드러지게 나타날 수 있다. 동기 신호는 기지국의 커버리지 내에 위치하는 모든 단말에 안정적으로 전송되어야 한다는 점을 고려할 때, mmWave 통신 시스템에서는 상술한 초고주파 대역의 특성상 발생할 수 있는 잠재적인 deep-null 현상을 고려하여 동기 신호를 설계 및 송신해야 한다.

#### 발명의 상세한 설명

##### 기술적 과제

- [3] 본 발명은 상기한 바와 같은 문제점을 해결하기 위하여 안출된 것으로서, PTRS를 자원 블록에 할당하는 방법을 제공하는데 목적이 있다.
- [4] 본 발명에서 이루고자 하는 또 다른 기술적 과제는 무선 통신 시스템에서 단말의 위상 잡음 제거 과정을 개선함으로써 수신 신호의 정확한 디코딩이 가능하게 하는데 목적이 있다.
- [5] 본 발명에서 이루고자 하는 또 다른 기술적 과제는 자원 블록에 할당되는 PTRS의 주파수 밀도를 결정하는 방법을 제공하는데 목적이 있다.
- [6] 본 발명에서 이루고자 하는 또 다른 기술적 과제는 위상 잡음 제거를 위한 신호 전송에 대한 정보를 제공하여 수신측 동작을 개선하는데 목적이 있다.
- [7] 본 발명에서 이루고자 하는 또 다른 기술적 과제는 위상 잡음에 대한 보상 및 참조 신호의 오버헤드를 고려하여 위상 잡음 제거를 위한 신호를 전송하는 방법을 제공하는데 목적이 있다.

##### 과제 해결 수단

- [8] 본 명세서의 일 실시예에 따라, mmWave 통신 시스템에서 단말이 위상 잡음을 제거하기 위한 PTRS를 기지국이 전송하는 방법을 제공할 수 있다. 이때, PTRS를 기지국이 전송하는 방법은 PTRS를 생성하는 단계, 스케줄된 대역폭(Scheduled Bandwidth)에 포함되는 하나 이상의 자원 블록들(Resource Block)에 PTRS를 할당하는 단계, 및 할당된 PTRS를 전송하는 단계를 포함하되, PTRS가 할당되는 하나 이상의 자원 블록들의 간격은 스케줄된 대역폭에 기초하여 결정될 수 있다.

- [9] 본 명세서의 일 실시예에 따라, mmWave 통신 시스템에서 단말이 위상 잡음을 제거하기 위한 신호를 전송하는 기지국을 제공할 수 있다. 이때, 기지국은 외부 디바이스로부터 신호를 수신하는 수신부, 외부 디바이스로 신호를 송신하는 송신부 및 수신부와 송신부를 제어하는 프로세서를 포함할 수 있다. 이때, 프로세서는 PTRS(Phase Tracking Reference Signal)를 생성하고, 스케줄된 대역폭(Scheduled Bandwidth)에 포함되는 하나 이상의 자원 블록들(Resource Block)에 PTRS를 할당하며, 송신부를 제어하여 할당된 PTRS를 전송하되, PTRS가 할당되는 하나 이상의 자원 블록들의 간격은 스케줄된 대역폭에 기초하여 결정될 수 있다.
- [10] 본 명세서의 일 실시예에 따라, 스케줄된 대역폭이 제 1 임계값 미만인 경우, 상기 PTRS가 할당되는 하나 이상의 자원 블록들의 간격은 1이고 -한 개의 자원 블록 당 하나의 PTRS가 할당-, 상기 스케줄된 대역폭이 상기 제 1 임계값 이상이며 제 2 임계값 미만인 경우, 상기 PTRS가 할당되는 하나 이상의 자원 블록들의 간격은 2이며 -두 개의 자원 블록 당 하나의 PTRS가 할당-, 상기 스케줄된 대역폭이 상기 제 2 임계값 이상인 경우, 상기 PTRS가 할당되는 하나 이상의 자원 블록들의 간격은 4 -네 개의 자원 블록 당 하나의 PTRS가 할당- 일 수 있다.
- [11] 본 명세서의 일 실시예에 따라, PTRS가 할당되는 PTRS 서브캐리어의 최대 개수는 상기 스케줄된 대역폭에 기초하여 결정될 수 있다.
- [12] 본 명세서의 일 실시예에 따라, PTRS가 할당되는 하나 이상의 자원 블록들의 간격에 기초하여 PTRS가 할당될 때 PTRS가 할당되는 하나 이상의 자원 블록의 개수가 PTRS 서브캐리어의 최대 개수를 초과하는 경우, 스케줄된 대역폭에 포함되는 나머지 자원 블록에는 PTRS를 할당하지 않을 수 있다.
- [13] 본 명세서의 일 실시예에 따라, PTRS는 자원 블록의 인덱스가 낮은 자원 블록부터 상기 PTRS가 할당된 하나 이상의 자원 블록들의 간격에 기초하여 할당될 수 있다.
- [14] 본 명세서의 일 실시예에 따라, PTRS가 할당되는 상기 자원 블록의 인덱스는 단말의 아이디 및 최대 시프팅 가능한 자원 블록의 개수 중 적어도 하나에 기초하여 시프트될 수 있다.
- [15] 본 명세서의 일 실시예에 따라, 최대 시프팅 가능한 자원 블록의 개수는 상기 PTRS가 할당되는 하나 이상의 자원 블록들의 간격일 수 있다.
- [16] 본 명세서의 일 실시예에 따라, PTRS가 할당되는 상기 PTRS 서브캐리어의 개수는 상기 스케줄된 대역폭에 기초하여 결정될 수 있다.
- [17] 본 명세서의 일 실시예에 따라, PTRS가 할당되는 상기 하나 이상의 자원 블록들의 자원 블록 인덱스는 수학식 과 같이

$$i = \left\lfloor l \frac{P}{L} \right\rfloor + k, \quad l = 0, 1, \dots, L - 1$$

결정되며, 여기서, i는 PTRS가 할당되는 자원 블록 인덱스, P는 스케줄된 대역폭,

L은 PTRS가 할당되는 하나 이상의 PTRS 서브캐리어의 개수, k는 오프셋 값일 수 있다.

### 발명의 효과

- [18] 본 명세서는, 무선 통신 시스템에서 단말의 위상 잡음 제거 과정을 개선함으로써 수신 신호의 정확한 디코딩이 가능하게 할 수 있다.
- [19] 본 명세서는, 위상 잡음 제거를 위한 신호 전송의 효율을 개선하는 방법을 제공할 수 있다.
- [20] 본 발명에서 이루고자 하는 또 다른 기술적 과제는 자원 블록에 할당되는 PTRS의 주파수 밀도를 결정하는 방법을 제공하는데 목적이 있다.
- [21] 본 명세서는, 위상 잡음 제거를 위한 신호 전송에 대한 정보를 제공하여 수신측 동작을 개선할 수 있다.
- [22] 본 명세서는 위상 잡음에 대한 보상 및 참조 신호의 오버헤드를 고려하여 위상 잡음 제거를 위한 신호를 전송하는 방법을 제공할 수 있다.
- [23] 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

- [24] 도 1은 도플러 스펙트럼을 도시하는 도면이다.
- [25] 도 2는 발명과 관련된 좁은 빔포밍(narrow beamforming)을 도시하는 도면이다.
- [26] 도 3은 좁은 빔포밍이 수행될 경우의 도플러 스펙트럼을 도시하는
- [27] 도 4는 위상 잡음에 의한 위상 왜곡을 나타낸 도면이다.
- [28] 도 5는 주파수 도메인의 PTRS 밀도(density)에 기초하여 BLER(Block Error Rate) 성능(Performance)을 나타낸 도면이다.
- [29] 도 6은 시간 도메인의 PTRS 밀도에 기초하여 BLER 성능을 나타낸 도면이다.
- [30] 도 7는 서로 TRB 크기에 기초하여 PTRS 밀도에 대한 Spectral Efficiency를 나타낸 도면이다.
- [31] 도 8은 CFO(Carrier Frequency Offset)에 기초하여 BLER 성능을 나타낸 도면이다.
- [32] 도 9는 PTRS의 시간 도메인 및 주파수 도메인 매핑 순서에 기초하여 BLER 성능을 나타낸 도면이다.
- [33] 도 10은 PTRS가 할당되는 방법을 나타낸 도면이다.
- [34] 도 11은 PTRS 캐리어 수에 기초하여 성능을 나타낸 도면이다.
- [35] 도 12는 PTRS를 할당하는 방법을 나타낸 도면이다.
- [36] 도 13은 PTRS를 할당하는 방법을 나타낸 도면이다.
- [37] 도 14는 PTRS를 할당하는 방법을 나타낸 도면이다.
- [38] 도 15는 PTRS를 할당하는 방법을 나타낸 도면이다.
- [39] 도 16은 PTRS를 할당하는 방법을 나타낸 도면이다.

- [40] 도 17은 PTRS 수에 따른 성능을 나타낸 도면이다.
- [41] 도 18은 PTRS 수에 따른 성능을 나타낸 도면이다.
- [42] 도 19는 PTRS 수에 따른 성능을 나타낸 도면이다.
- [43] 도 20은 PTRS 수에 따른 성능을 나타낸 도면이다.
- [44] 도 21은 PTRS가 할당되는 방법을 나타낸 도면이다.
- [45] 도 22는 PTRS를 할당하는 방법을 나타낸 도면이다.
- [46] 도 23은 PTRS가 할당되는 방법을 나타낸 도면이다.
- [47] 도 24은 PTRS 캐리어 수에 기초하여 성능을 나타낸 도면이다.
- [48] 도 25는 PTRS 할당 방법에 대한 순서도이다.
- [49] 도 26은 본 발명의 일 실시 예와 관련된 단말 및 기지국의 구성을 도시하는 도면이다.

### 발명의 실시를 위한 형태

- [50] 본 발명에서 사용되는 용어는 본 발명에서의 기능을 고려하면서 가능한 현재 널리 사용되는 일반적인 용어들을 선택하였으나, 이는 당 분야에 종사하는 기술자의 의도 또는 관례, 새로운 기술의 출현 등에 따라 달라질 수 있다. 또한, 특정한 경우는 출원인이 임의로 선정한 용어도 있으며, 이 경우 해당되는 발명의 설명 부분에서 상세히 그 의미를 기재할 것이다. 따라서 본 발명에서 사용되는 용어는 단순한 용어의 명칭이 아닌, 그 용어가 가지는 의미와 본 발명의 전반에 걸친 내용을 토대로 정의되어야 한다.
- [51] 이하의 실시 예들은 본 발명의 구성요소들과 특징들을 소정 형태로 결합한 것들이다. 각 구성요소 또는 특징은 별도의 명시적 언급이 없는 한 선택적인 것으로 고려될 수 있다. 각 구성요소 또는 특징은 다른 구성요소나 특징과 결합되지 않은 형태로 실시될 수 있다. 또한, 일부 구성요소들 및/또는 특징들을 결합하여 본 발명의 실시 예를 구성할 수도 있다. 본 발명의 실시 예들에서 설명되는 동작들의 순서는 변경될 수 있다. 어느 실시 예의 일부 구성이나 특징은 다른 실시 예에 포함될 수 있고, 또는 다른 실시 예의 대응하는 구성 또는 특징과 교체될 수 있다.
- [52] 도면에 대한 설명에서, 본 발명의 요지를 흐릴 수 있는 절차 또는 단계 등은 기술하지 않았으며, 당업자의 수준에서 이해할 수 있을 정도의 절차 또는 단계는 또한 기술하지 아니하였다.
- [53] 명세서 전체에서, 어떤 부분이 어떤 구성요소를 "포함(comprising 또는 including)"한다고 할 때, 이는 특별히 반대되는 기재가 없는 한 다른 구성요소를 제외하는 것이 아니라 다른 구성요소를 더 포함할 수 있는 것을 의미한다. 또한, 명세서에 기재된 "편부", "편기", "모듈" 등의 용어는 적어도 하나의 기능이나 동작을 처리하는 단위를 의미하며, 이는 하드웨어나 소프트웨어 또는 하드웨어 및 소프트웨어의 결합으로 구현될 수 있다. 또한, "일(a 또는 an)", "하나(one)", "그(the)" 및 유사 관련어는 본 발명을 기술하는 문맥에 있어서(특히, 이하의

청구항의 문맥에서) 본 명세서에 달리 지시되거나 문맥에 의해 분명하게 반박되지 않는 한, 단수 및 복수 모두를 포함하는 의미로 사용될 수 있다.

- [54] 본 명세서에서 본 발명의 실시 예들은 기지국과 이동국 간의 데이터 송수신 관계를 중심으로 설명되었다. 여기서, 기지국은 이동국과 직접적으로 통신을 수행하는 네트워크의 종단 노드(**terminal node**)로서의 의미가 있다. 본 문서에서 기지국에 의해 수행되는 것으로 설명된 특정 동작은 경우에 따라서는 기지국의 상위 노드(**upper node**)에 의해 수행될 수도 있다.
- [55] 즉, 기지국을 포함하는 다수의 네트워크 노드들(**network nodes**)로 이루어지는 네트워크에서 이동국과의 통신을 위해 수행되는 다양한 동작들은 기지국 또는 기지국 이외의 다른 네트워크 노드들에 의해 수행될 수 있다. 이때, '기지국'은 고정국(**fixed station**), **Node B**, **eNode B(eNB)**, 발전된 기지국(**Advanced Base Station, ABS**) 또는 액세스 포인트(**access point**) 등의 용어에 의해 대체될 수 있다.
- [56] 또한, '이동국(**Mobile Station, MS**)'은 **UE(User Equipment)**, **SS(Subscriber Station)**, **MSS(Mobile Subscriber Station)**, 이동 단말(**Mobile Terminal**), 발전된 이동단말(**Advanced Mobile Station, AMS**), 단말(**Terminal**) 또는 스테이션(**STation, STA**) 등의 용어로 대체될 수 있다.
- [57] 또한, 송신단은 데이터 서비스 또는 음성 서비스를 제공하는 고정 및/또는 이동 노드를 말하고, 수신단은 데이터 서비스 또는 음성 서비스를 수신하는 고정 및/또는 이동 노드를 의미한다. 따라서, 상향링크에서는 이동국이 송신단이 되고, 기지국이 수신단이 될 수 있다. 마찬가지로, 하향링크에서는 이동국이 수신단이 되고, 기지국이 송신단이 될 수 있다.
- [58] 또한, 디바이스가 '셀'과 통신을 수행한다는 기재는 디바이스가 해당 셀의 기지국과 신호를 송수신하는 것을 의미할 수 있다. 즉, 디바이스가 신호를 송신하고 수신하는 실질적인 대상은 특정 기지국이 될 수 있으나, 기재의 편의상 특정 기지국에 의해 형성되는 셀과 신호를 송수신하는 것으로 기재될 수 있다. 마찬가지로, '매크로 셀' 및/또는 '스몰 셀'이라는 기재는 각각 특정한 커버리지(**coverage**)를 의미할 수 있을 뿐 아니라, '매크로 셀을 지원하는 매크로 기지국' 및/또는 '스몰 셀을 지원하는 스몰 셀 기지국'을 의미할 수도 있다.
- [59] 본 발명의 실시 예들은 무선 접속 시스템들인 **IEEE 802.xx** 시스템, **3GPP** 시스템, **3GPP LTE** 시스템 및 **3GPP2** 시스템 중 적어도 하나에 개시된 표준 문서들에 의해 뒷받침될 수 있다. 즉, 본 발명의 실시 예들 중 설명하지 않은 자명한 단계들 또는 부분들은 상기 문서들을 참조하여 설명될 수 있다.
- [60] 또한, 본 문서에서 개시하고 있는 모든 용어들은 상기 표준 문서에 의해 설명될 수 있다. 특히, 본 발명의 실시 예들은 **IEEE 802.16** 시스템의 표준 문서인 **P802.16e-2004**, **P802.16e-2005**, **P802.16.1**, **P802.16p** 및 **P802.16.1b** 표준 문서들 중 하나 이상에 의해 뒷받침될 수 있다.
- [61] 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.

[62] 또한, 본 발명의 실시 예들에서 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.

[63]

[64] **1. 초고주파 대역을 이용한 통신 시스템**

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

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

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

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

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

[70] 한편, 기지국의 종류에 따른 오실레이터 정확도는 아래의 표 1과 같다.

[71] [표1]

BS class	Accuracy
Wide Area BS	$\pm 0.05$ ppm
Local Area BS	$\pm 0.1$ ppm
Home BS	$\pm 0.25$ ppm

[72] 따라서, 기지국과 단말 간의 오실레이터의 최대 차이는  $\pm 0.1$ ppm 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.

[73] 한편, OFDM 시스템에서는 CFO 값이 서브캐리어 간격(subcarrier spacing)에 의해 다르게 나타나며, 일반적으로 큰 CFO 값이라 하더라도 서브캐리어 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 서브캐리어 간격으로 나눈 값으로 표현되며, 아래의 표 2는 각 중심 주파수와 오실레이터의 오차 값에 대한 CFO와 정규화된 CFO를 나타낸다.



[74] [표2]

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)

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

[76] 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 수학적 식 1이 주로 이용된다.

[77] [수학적 식 1]

[78] 
$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_{doppler}}} = \frac{0.423}{f_{doppler}}$$

[79] 도 1은 도플러 스펙트럼을 도시하는 도면이다.

[80] 주파수 변화에 따른 도플러 값의 변화를 나타내는 도플러 스펙트럼(Doppler spectrum, 또는 도플러 파워 스펙트럼 밀도(Doppler power spectrum density))는 통신 환경에 따라 다양한 모양을 가질 수 있다. 일반적으로, 도심지와 같이 산란(scattering)이 많이 발생하는 환경에서, 수신 신호가 모든 방향으로 동일한

파워로 수신된다면 도플러 스펙트럼은 도 1과 같은 U-형태로 나타난다. 도 1은 중심 주파수를  $F_c$ 라 하고 최대 도플러 분산 값을  $F_d$ 라 할 때의 U-형태 도플러 스펙트럼을 도시한다.

- [81] 도 2는 발명과 관련된 좁은 빔포밍을 도시하는 도면이며, 도 3은 좁은 빔포밍이 수행될 경우의 도플러 스펙트럼을 도시하는 도면이다.
- [82] 초고주파 무선 통신 시스템은 중심 주파수가 매우 높은 대역에 위치하기 때문에, 안테나의 크기가 작고 작은 공간 내에 복수의 안테나로 구성되는 안테나 어레이를 설치할 수 있는 특징이 있다. 이러한 특징으로 인해 수십 내지 수백 개의 안테나를 이용한 핀포인트 빔포밍(pin-point beamforming), 펜슬 빔포밍(pencil beamforming), 좁은 빔포밍(narrow beamforming), 또는 얇은 빔포밍(sharp beamforming)이 가능해진다. 이러한 좁은 빔포밍은 수신되는 신호가 등방향이 아닌 일정한 각도로만 수신된다는 것을 의미한다.
- [83] 도 2(a)는 등방향으로 수신되는 신호에 따라 도플러 스펙트럼이 U-형태로 나타나는 경우를 도시하며, 도 2(b)는 복수의 안테나를 이용한 좁은 빔포밍이 수행되는 경우를 도시한다.
- [84] 이와 같이, 좁은 빔포밍을 수행하면 줄어든 angular spread로 인하여 도플러 스펙트럼도 U-형태 보다 좁게 나타난다. 도 3에 도시된 바와 같이, 좁은 빔포밍이 수행되는 경우의 도플러 스펙트럼은 일정 대역에서만 도플러 분산이 나타남을 알 수 있다.
- [85] 앞서 설명한 초고주파 대역을 이용하는 무선 통신 시스템은 중심 주파수가 수 GHz 내지 수십 GHz 대역에서 동작한다. 이러한 중심주파수의 특성은 단말의 이동에 따라 발생하는 도플러 효과나 송신기/수신기 간의 오실레이터 차이로 인한 CFO의 영향을 더욱 심각하게 한다.

[86]

[87] **2. 위상 잡음(Phase Noise) 분석 및 위상 추적 참조 신호 디자인(Phase Tracking Reference Signal, PTRS) 디자인**

[88] 도 4는 위상 잡음에 의한 위상 왜곡을 나타낸 도면이다. 위상 잡음은 신호의 위상에 대해서 짧은 기간 동안 발생하는 파동(fluctuation)일 수 있다. 이때, 위상 잡음은 수신되는 신호의 시간 도메인에서 위상을 랜덤하게 변화시킬 수 있는바, 신호 수신을 방해할 수 있다. 일 예로, 도 4(a)를 참조하면, 위상 잡음은 랜덤하게 발생할 수 있다. 다만, 위상 잡음은 인접한 시간 샘플에 대한 CPE(Common Phase Error)와 주파수 도메인의 ICI(Inter Carrier Interference)와 일정한 상관 관계(Correlation)를 가질 수 있다.

[89] 이때, 도 4(b)는 수신되는 constellation point에서 CPE 및 ICI에 대한 효과를 나타낸다. 이때, 도 4(b)의 사각형 "A"에서 모든 constellation point는 CPE에 기초하여 3도만큼 회전한 상태일 수 있다. 또한, 원 "B"에는 ICI에 기초하여 constellation point들이 랜덤하게 분포될 수 있다. 즉, 위상 잡음에 기초하여 CPE에 대한 보정이 필요할 수 있으며, 이를 위해서 CPE 추정을 위한 PTRS(Phase

Tracking Reference Signal)을 이용할 수 있으며, 하기 표 3 은 위상 잡음을 위한 시뮬레이션 조건 값일 수 있다.

[90] [표3]

PN Model	PN model 2 in [2]	CFO	0kHz
Carrier Frequency	30GHz	# of Traffic RBs	4/64
Subcarrier Spacing	60kHz	# of System RBs	100
Channel	TDL-B(30ns, 0km/h)	Modulation	64QAM
Channel Estimation	Ideal	Code Rate	5/6
CPE Estimation	Real		

[91] 표 3에 기초할 때, Traffic RB의 수를 다르게 하여 PTRS가 CPE 추정에 미치는 영향을 확인할 수 있다. 이때, 도 5는 주파수 도메인의 PTRS 밀도(density)에 기초하여 BLER(Block Error Rate) 성능(Performance)을 나타낸 도면이다. 보다 상세하게는, 도 5(a) 및 도 5(b)는 OFDM 심볼의 주파수 도메인에서 PTRS 밀도를 0, 1, 4, 8, 16으로 변화시키면서 BLER 성능을 측정한 도면일 수 있다. 이때, "PTRS=0"은 CPE 보상이 없는 상태이고, "Ideal"은 CEP 보상을 수행한 상태일 수 있다. 도 5(a)를 4TRB일 때, 주파수 도메인에서 PTRS 밀도를 변화 시키면서 BLER 성능을 측정한 도면이고, 도 5(b)는 64TRB일 때, 주파수 도메인에서 PTRS 밀도를 변화 시키면서 BLER 성능을 측정한 도면이다.

[92] 도 5(a) 및 도 5(b)를 비교하면 PTRS 밀도에 따른 BLER 성능은 TBR 사이즈가 커질수록 차이가 많이 나는 것을 알 수 있다. 구체적으로, TRB 사이즈가 작은 도 5(a)에서는 CPE 보상이 없는 BLER 성능이 PTRS=8에 기초하여 CPE 보상을 수행한 BLER 성능과 1dB만 차이가 나는 것으로 차이가 작은 것을 볼 수 있다. 반면, TRB 사이즈가 큰 도 5(b)에서는 CPE 보상이 없는 BLER 성능이 PTRS=8에 기초하여 CPE 보상을 수행한 BLER 성능과 5.8dB로 차이가 큰 것을 볼 수 있다.

[93] 또한, 도 5(b)를 참조하면, PTRS 밀도가 증가할수록 CPE 보상에 기초하여 BLER 성능이 이상적으로 수렴하는 것을 볼 수 있다. 보다 구체적으로, 도 2(b)에서 PTRS가 4 이상인 경우, BLER 성능이 이성적인 상태로 수렴할 수 있는바, PTRS 밀도가 4 또는 8인 경우에 충분한 CPE 보상이 수행될 수 있다. 이때, 일 예로, 도 5(a) 및 도 5(b) 모두 PTRS 밀도가 4 또는 8인 경우에 충분한 CPE 보상이 수행되는바, TRB 사이즈와 무관하게 PTRS 밀도가 4 또는 8이면 충분한 CPE 보상이 수행될 수 있다.

[94] 또 다른 일 예로, 도 6은 시간 도메인의 PTRS 밀도에 기초하여 BLER 성능을 나타낸 도면이다.

[95] 도 6은 시간 도메인에서 PTRS 인터벌(Interval)을 다르게 하여 BLER 성능을 측정한 결과일 수 있으며, 도 6에서 하나의 OFDM 내의 PTRS의 수는 4일 수

있다. 도 6을 참조하면, 도 5와 유사한 결과가 나타나는 것을 볼 수 있다. 보다 상세하게는, TRB 크기가 커질수록 시간 도메인에서 PTRS 밀도에 의한 차이가 커지는 것을 볼 수 있다. 즉, TRB 크기가 작은 경우(도 6에서 4TRBs)에는 시간 도메인에서 PTRS 밀도에 큰 영향을 받지 않고, 유사한 BLER 성능을 나타낼 수 있다. 반면, TRB 크기가 큰 경우(도 6에서 64TRBs)에는 시간 도메인에서 PTRS 밀도에 따라 BLER 성능이 크게 변동되는 것을 볼 수 있다. 즉, PTRS 밀도에 의한 BLER 성능 차이는 TRB 크기가 커짐에 따라 민감하게 변화할 수 있다.

- [96] 도 7은 서로 TRB 크기에 기초하여 PTRS 밀도에 대한 Spectral Efficiency를 나타낸 도면이다.
- [97] 도 7(a)는 TRB 크기가 4인 경우에 PTRS 수에 따른 Spectral Efficiency를 나타낸 도면이다. 이때, 도 7(a)를 참조하면, TRB 크기가 4인 경우, CPE 보상을 수행하지 않은 경우가 일정한 수의 PTRS에 기초하여 CPE 보상을 수행한 경우보다 더 효율적인 Spectral Efficiency를 가지는 것을 볼 수 있다. 이때, TRB 크기가 4인 경우에는 코드워드에서 하나의 코드 블록만이 정의되어 사용될 수 있고, 코드 블록이 서브 프레임에서 스프레딩되는 바, 위상 잡음에 영향을 줄일 수 있다. 이는 상술한 도 4(a)에서 유사하게, TRB 크기가 작은 경우에는 CPE 보상에 영향을 크게 주지 않는 것과 유사할 수 있다. 반면, PTRS 수가 증가하는 경우에는 정보 크기가 증가하게 되는바, PTRS 할당 부분에 기초하여 스루풋(throughput)에 손실이 발생할 수 있다. 이때, 작은 TRB 크기에서는 스루풋 로스가 CPE 보상보다 커질 수 있는바, PTRS가 불필요할 수 있다.
- [98] 반면, 도 7(b)를 참조하면, TRB 크기가 64인 경우에는 PTRS 수가 증가할수록 이상적인 spectral efficiency를 가지는 것을 볼 수 있다. 이는, TRB 크기가 큰 경우에는 하나의 코드워드에 복수 개의 코드 블록들이 정의될 수 있고, 각각의 코드 블록들이 하나 또는 두 개의 OFDM 심볼에 스프레딩되는 바, 위상 잡음에 대한 영향이 클 수 있다. 즉, 특정 OFDM 심볼에서 높은 위상 잡음이 발생하는 경우, 특정 OFDM 심볼에 위치하는 코드 블록에 대한 디코딩 실패율을 높아질 수 있다. 이는 도 4(b)와 유사할 수 있다. 즉, TRB 크기가 커지면 위상 잡음의 영향이 커지고, PTRS에 대한 오버헤드에 대한 상대적으로 작아지는바, PTRS 수가 증가할수록 스루풋이 좋아질 수 있다.
- [99] 도 7(c)는 시간 도메인에 기초하여 PTRS 밀도 변화의 영향을 나타낸 도면으로 도 6가 유사할 수 있다. 즉, TRB 크기가 작으면 PTRS 시간 밀도가 영향을 스루풋에 영향을 크게 미치지 못하지만, TRB 크기가 커지면 PTRS 시간 밀도에 따라 스루풋이 크게 변경될 수 있으며, 이는 상술한 바와 유사할 수 있다.
- [100] 도 8은 CFO(Carrier Frequency Offset)에 기초하여 BLER 성능을 나타낸 도면이다.
- [101] 상술한 바와 같이, TRB 크기가 작으면 PTRS가 불필요할 수 있다. 다만, TRB 크기가 작더라도 오실레이터 오차 및 도플러에 의한 CFO에 기초하여 PTRS가 필요할 수 있다. 이때, 도 8을 참조하면 TRB 크기가 4로 작은 경우에도

CFO=1.4kHz인 경우에는 BLER 성능이 줄어드는 것을 볼 수 있다. 이때, 기지국 및 단말 간의 CFO는  $\pm 0.1$ ppm일 수 있는바, 30GHz에서는 최대 CFO는 3kHz일 수 있다. 즉, 고주파를 사용하는 경우에 있어서 CFO는 BLER 성능에 큰 영향을 미칠 수 있다. 따라서, 트레이드 오프(trade-off) 관계인 CPE 보상 및 PTRS 오버헤드를 고려하여 PTRS 수를 결정할 필요성이 있으며, 이에 대해서는 후술한다.

- [102] 도 9는 PTRS의 시간 도메인 및 주파수 도메인 매핑 순서에 기초하여 BLER 성능을 나타낸 도면이다.
- [103] 도 9는 PTRS를 시간 도메인에서 먼저 매핑한 경우와 주파수 도메인에서 먼저 매핑한 경우를 나타낸 도면이다. 이때, 도 9를 참조하면, 시간 도메인에서 PTRS를 먼저 매핑한 경우가 PTRS를 주파수 도메인에서 먼저 매핑한 경우보다 더 좋은 BLER 성능을 가지는 것을 볼 수 있다. 이는 상술한 ICI에 기반한 것으로 시간 도메인에서 코드 블록이 스프레딩되는 경우에는 위상 잡음에 대한 영향이 줄어드는바, 도 9과 같은 그래프가 나타날 수 있다. 이는 시간 도메인에서 코드 블록 스프레딩이 위상 잡음을 줄이는데 효과적일 수 있다.
- [104]
- [105] 제안 1(PTRS간 주파수 수 개수 고정 간격)
- [106] 상술한 도 4 내지 도 9를 참고할 때, PTRS 주파수 축 개수는 일정 개수로 제한하는 것이 가능할 수 있다. 상술한 도면들을 참고하면, PTRS 주파수 축 개수가 4 또는 8인 경우에 BLER 성능에 대한 곡선은 이상적인 케이스(idea case) 곡선에 근접함을 알 수 있다. 즉, PTRS의 주파수 축 개수가 TRB 수(또는 크기)와 무관하게 결정될 수 있다. 따라서, PTRS의 주파수 축 개수를 TRB 수와 무관하게 특정 값으로 고정하여 사용할 수 있다.
- [107] 보다 상세하게는, PTRS의 주파수 축 개수를 N이라고 정의하는 경우, N은 하기의 방법에 기초하여 결정될 수 있다.
- [108] 1. TRB 수와 무관하게 4 혹은 8로 결정(N은 spec에 rule로써 정의될 수 있다)
- [109] 2. RRC 및/또는 DCI을 통해 N의 개수를 알려 줄 수 있다.
- [110]
- [111] 즉, PTRS의 주파수 축 개수는 기정의된 특정값으로써, 4 또는 8로 결정하여 사용할 수 있다. 또 다른 일 예로는 RRC나 DCI를 통해 PTRS 주파수 축 개수를 사전에 알려줄 수 있다. 이때, 참조 신호로서 PTRS의 오버헤드를 고려하여 상술한 방법들이 사용될 수 있다.
- [112] 일 예로, PTRS의 주파수 축 개수는 4일 수 있다. 이때, PTRS는 분산(Distributed) 또는 지역화(Localized)를 통해 배치될 수 있다. 일 예로, 분산은 주어진 TRB에서 PTRS간의 주파수 간격을 일정(Uniform)하게 설계할 수 있다. 또한, 지역화는 주어진 TRB의 중심(Center) 또는 특정 위치에 PTRS를 인접하게 배치하는 것을 의미할 수 있다.
- [113] 이때, 일 예로, 상술한 배치에 대해서는 기지국이 단말로 RRC 및/또는 RRC로 시그널링해줄 수 있다. 또한, 일 예로, 기정의된 배치 방법으로서 한가지 형태가

정의될 수 있다(spec에 rule로 한가지 형태가 정의될 수 있다). 또한, 상향 링크 전송의 경우에도 제어 정보에 포함되어 시그널링 될 수 있거나, 기정의된 배치 방법이 사용될 수 있으며, 상술한 실시예로 한정되지 않는다.

- [114] 또한, 일 예로, 상술한 값은 주파수 축에서 단말에게 설정될 수 있는 PTRS의 최대 수일 수 있다. 이때, 최대 PTRS 수가 8개인 경우, 8PRBs을 할당 받은 단말은 대역폭 내에서 8개만 정의한다. 이때, 균등한(Uniform) 분포를 따르는 경우, 각 RB당 한 개의 PTRS가 정의될 수 있다.
- [115] 반면, 32PRBs을 할당 받은 단말은 4개의 RB당 한 개의 PTRS를 정의할 수 있다. 또한, 16PRBs을 할당 받은 단말은, 2개의 RB당 한 개의 PTRS를 정의할 수 있다. 즉, 최대 PTRS 수가 8개인 경우, 8개의 PTRS가 PRB의 수에 따라 균등하게 분포될 수 있다.
- [116] 또한, 일 예로, 할당 받은 대역폭에 따라 최대 PTRS 수가 다를 수 있다. 이는 대역폭이 작을수록 위상 잡음(phase Noise)에 따른 민감도가 작을 수 있기 때문이다. 즉,  $BW(\text{Bandwidth}) \leq 8\text{PRB}$ 인 경우, 최대 PTRS 수는 4로 설정할 수 있다. 반대로,  $BW > 8\text{PRB}$ 인 경우, 최대 PTRS 수는 8로 될 수 있다.
- [117] 결과적으로, 단말은 할당된 대역폭 및 해당 대역폭에서 허용된 최대 PTRS 수 중 적어도 어느 하나에 기초하여 PTRS의 주파수 축 위치(또는 패턴)를 결정할 수 있다.
- [118] 또한, 일 예로, 각각의 PTRS의 시작 위치는 주어진 RB들 중에서 가장 인덱스 번호가 작은 RB로부터 시작할 수 있다. 반대로, 기지국이 미리 위치를 RRC, MAC-CE 중 적어도 어느 하나 이상을 통해 단말 특정(UE specific)하게 설정할 수 있다. 다만, 기지국에서 설정한 PTRS 위치에서 단말은 서브캐리어 스페이싱, MCS 및 대역폭 중 적어도 어느 하나 이상에 기초하여 PTRS 또는 데이터 전송 중 어떤 것을 전송할지 결정할 수 있다. 또한, 해당 영역이 ZP(Zero Power)-PTRS로 설정된 경우, 단말은 해당 영역에서 데이터를 전송을 수행하지 않을 수 있다.
- [119] 또 다른 일 예로, TRB 수(또는 크기)를 고려하여 PTRS의 주파수 축 개수를 다르게 설정할 수 있다. 이는, CFO에 의해 발생된 ICI가 CFO 및 CPE 추정 성능을 감소 시킬 수 있다. 이때, 상술한 도면에서와 같이, TRB 수가 증가할수록 추정 성능 감소는 BLER 성능이 크게 감소할 수 있다. 다만, TRB 수가 증가하면 참조 신호에 대한 오버헤드가 감소할 수 있는바, 주파수 축으로 더 많은 PTRS를 할당하여 추정 성능을 향상 시킬 수 있다. 즉, BLER 성능 감소 및 PTRS의 참조 신호 오버헤드를 고려하여 PTRS의 주파수 축 개수를 TRB 수에 기초하여 결정할 수 있다. 일 예로, PTRS의 수는 하기의 표 4와 같이 정의될 수 있다. 이때, 표 4에 의하면 TRB 수(또는 크기)가 N보다 작거나 같은 경우에는 주파수 축의 PTRS 수를 M1값으로 설정할 수 있다. 반면, TRB 수가 N보다 큰 경우에는 주파수 축의 PTRS를 M2값으로 설정할 수 있다. 이때, 일 예로, 기준이 되는 TRB 수는 8일 수 있다. 또한, 일 예로, M1은 4이고, M2는 8일 수 있으나, 상술한 실시예로 한정되지 않고, 특정 값으로 정해질 수 있다.

[120] 또한, 일 예로, 상술한 N, M1, M2는 RRC 및/또는 DCI를 통해 설정될 수 있다. 또한, 일 예로, 상술한 N, M1, M2는 기설정된 값으로 설정되어 사용될 수 있다(spec에 rule로 결정될 수 있다).

[121] [표4]

If TRB size  $\leq$  N (e.g. 8), # of PTRS in the frequency domain = M1 (e.g.4); Else, # of PTRS in the frequency domain = M2 (e.g.8)

[122] 한편, 단말은 상기 값에 대하여 offset 값을 기지국으로 reporting 할 수 있다. 즉, 단말마다 PN상태가 다르므로, 상기 transition point는 맞지 않을 수 있다. 따라서, 이를 보정할 수 있도록 offset 형태의 reporting이 필요하다. 일례로, 상기 실시 예에 설정된 TRB size 8에서 4 혹은 16으로 변경가능하도록 1bit offset을 정의할 수 있다. 한편, 이하 내용에서 Subcarrier spacing / MCS/ BW에 따라 PTRS time/frequency pattern (+전송 여부)가 변경되며, 이 때 상기 세가지 조건들 각각이 변경 가능하도록 하는 reporting 모드가 정의될 수 있다. 이 때, 상기 reporting 모드는 원하는 값을 직접 찍어주도록 하거나 혹은 기존 값의 offset 형태로 전달될 수 있다. 전자는 후자보다 많은 bit가 필요한 대신, 다양한 값을 나타낼 수 있다.

[123] 제안 2(PTRS의 주파수 밀도 결정)

[124] PTRS에 대한 주파수 밀도(Frequency-Density, FD)에 대해서는 하기 표 5와 같을 수 있다. 일 예로, 4RB 이하에서는 PTRS가 할당되지 않을 수 있다. 또한, 5RB부터 8RB까지는 하나의 RB 내에서 하나의 서브캐리어에 PTRS가 할당될 수 있다. 즉, FD가 1일 수 있다. 또한, 9RB부터 16RB까지는 2개의 RB 내에서 하나의 서브캐리어에 PTRS가 할당될 수 있다. 즉, FD가 1/2일 수 있다. 또한, 17RB부터 32RB까지는 4개의 RB 내에서 하나의 서브캐리어에 PTRS가 할당될 수 있다. 즉, FD가 1/4일 수 있다.

[125] [표5]

Scheduled BW	Frequency density
$0 < N_{RB} \leq 4$	No PT-RS
$5 < N_{RB} \leq 8$	1
$9 < N_{RB} \leq 16$	1/2
$17 < N_{RB} \leq 32$	1/4

[126] 다만, 상술한 표 5에 의하면 PTRS 서브캐리어 수는 FD의 경계에서 감소할 수 있다. 일 예로, scheduled BW가 8인 경우와 9인 경우를 비교하면, RB수가 8인 경우에는 RB당 하나의 서브캐리어에 PTRS가 할당될 수 있다. 반면, RB 수가 9인 경우에는 2RB당 하나의 서브캐리어에 PTRS가 할당될 수 있다. 즉, 8RB에서는 PTRS 서브캐리어 수는 8이고, 9RB에서는 PTRS 서브캐리어 수가 4일 수

있다.이때, 도 10을 참조하면, 상술한 표 5와 유사한 경우를 나타낼 수 있다. 이때, 일 예로, 각각의 RB 수 구간의 경계를 기준으로 PTRS 서브캐리어 수가 변경되는 경우라면 도 10의 "Table B"와 같이 특정 PRB에서 PTRS 서브캐리어 수가 급격히 달라질 수 있다. 또한, 도 11은 64PRB에서의 Spectral efficiency를 나타낸 도면일 수 있다. 이때, 특정 PN 모델에서는 PTRS 개수에 따라 성능 차이가 크게 나타나는 것을 볼 수 있고, PTRS가 16개인 경우에는 성능이 가장 좋은 것으로 나타남을 확인할 수 있다. 따라서, 64PRB에서는 16개의 PTRS가 필요할 수 있으며, 이와 관련해서는 하기 FD를 결정하는 경우를 고려하여 후술한다.

[127] 다만, 상술한 바에 기초할 때, 더 큰 대역폭(Bandwidth, BE)를 가지는 경우에 PTRS에 밀도가 작아질 수 있다. 이때, 상술한 BLER 성능은 BW의 크기가 커질수록 PTRS 캐리어 수에 민감하게 영향을 받을 수 있다. 따라서, BW 수가 증가하는 경우를 고려하여 PTRS 캐리어 수에 대한 조정이 필요할 수 있다. 일 예로, FD가 1 미만인 경우에는 하기 수학적 식 2에 기초하여 PTRS를 할당할 수 있다. 일 예로,  $i$ 는 PTRS를 포함하는 PRB의 인덱스이고,  $L$ 은 PTRS 서브캐리어 수일 수 있다. 또한,  $P$ 는 할당된 PRB의 수이고,  $k$ 는 이에 대한 오프셋 값일 수 있다. 이때, 상술한 수학적 식 2를 통해 PRB가 9RB부터 16RB의 경우에 PTRS 캐리어 수가 증가하도록 할 수 있으며, 이는 도 12와 같을 수 있다. 도 12를 살펴보면, 9PRB 에서  $L$ 은 8일 수 있다. 이때, 9RB부터 16RB까지 하기 수학적 식 2에 기초하여 PTRS를 포함하는 RB의 수는 8개로 유지될 수 있으며, 주파수 밀도는 RB가 커질수록 작아질 수 있다. 이를 통해, 상술한 표 5에 기초한 경계에서도 FD(frequency density)가 감소하는 것을 막을 수 있다.

[128] [수학적 식 2]

[129]

$$i = \left\lfloor l \frac{P}{L} \right\rfloor + k, \quad l = 0, 1, \dots, L - 1$$

[130] 상술한 방식을 통해, 표 5를 수정하면 하기 표 6과 같을 수 있다. 이때,  $P$ 가 8보다 큰 경우라면,  $L=8$ 로 설정할 수 있다. 다만, 이는 하나의 일 예일 뿐, 하기 실시예로 한정되지 않는다. 또한, 일 예로, 상술한 도 10에서 "table A"는 하기 표6과 유사한 형태로 PTRS 수가 증가하는 것을 나타낼 수 있다.

[131] [표6]

Scheduled BW	Frequency density
$0 < N_{RB} \leq 4$	No PT-RS
$5 < N_{RB} \leq 8$	1
$9 < N_{RB}$	$L/N_{RB}$

[132] 또한, 일 예로, 상술한 수학적 식 2에 기초할 때, FD가 감소하는 것을 막을 수 있을 뿐만 아니라, PTRS 서브캐리어가 균등하게 분배되도록 할 수 있으며, 상술한



실시예로 한정되지 않는다.또 다른 일 예로, PTRS를 포함하는 PRB 인덱스에 대한 상술한 수학적 식 2에서 하기와 같이 변경할 수 있다. 일 예로, 수학적 식 2는 내림을 가정하고 있지만, 내림 대신에 올림 또는 반올림으로 정의되는 수학적 식을 고려할 수 있으며, 이는 하기 수학적 식 3과 같을 수 있다.

[133] [수학적 식 3]

[134] 
$$i = \left\lceil l \frac{P}{L} \right\rceil + k, \quad l = 0, 1, \dots, L - 1$$

[135] 또한, 일 예로, 상술한 수학적 식 2나 수학적 식 3에서 L은 대역폭별로 다를 수 있다. 이때, 대역폭이 커질수록 필요한 PTRS 수(e.g. L)는 커질 수 있다. 따라서, 이를 고려하여 L의 수를 하기 표 7과 같이 정의할 수 있다.

[136] [표7]

Scheduled BW	Frequency density
$0 < N_{RB} \leq BW_1$	No PT-RS
$BW_1 < N_{RB} \leq BW_2$	1 or $L_1 / N_{RB}$
$BW_2 < N_{RB} \leq BW_3$	$L_2 / N_{RB}$
...	...
$BW_{N-1} < N_{RB} \leq BW_N$	$L_{N-1} / N_{RB}$

[137] 또한, 일 예로, 상술한 표 7를 표 8과 같이 변경할 수 있다. 표 8을 참조하면, 각각의 L 값은 단말 및/또는 기지국(e.g. gNB)에 의해 RRC, MAC-CE 및 DCI 중 적어도 어느 하나 이상을 통해 설정 가능할 수 있다. 이는, 단말에 따라 위상 잡음 스펙트럼(phase noise spectrum)이 다를 수 있기 때문이다. 일 예로, 위상 잡음이 상대적으로 작은 단말은 L값을 기존값보다 작게 설정할 수 있다. 반면, 위상 잡음이 상대적으로 큰 단말은 L 값을 기존값보다 크게 설정할 수 있다. 기지국은 전체적으로 단말들의 성능이 향상 되는 경우, forward compatibility을 위해 상술한 값들을 조절할 수 있으며, 상술한 실시예로 한정되지 않는다.

[138] [표8]

Scheduled BW	# of PTRS subcarriers
$N_{RB} < BW_1$	No PT-RS
$BW_1 \leq N_{RB} < BW_2$	1 or $L_1$
$BW_2 \leq N_{RB} < BW_3$	$L_2$
...	...
$BW_N \leq N_{RB}$	$L_N$

[139] 이때, 일 예로, 상술한 값을 조절하는 경우에 있어서, 변화시키는 방법은 기존에

비해 상대적인 위치로 알려줄 수 있다. 이때, 설정 비트(configuration bit)가 1비트이며 L2인 경우, 상기 비트 값이 0인 경우 L2를 유지할 수 있다. 반면, 1인 경우, L3(density 감소)로 바꿀 수 있으며, 상술한 실시예로 한정되지 않는다. 또한, 일 예로, 상술한 비트를 이용하여 전체 대역폭에 대한 상술한 표 8를 하기 표 9와 같이 변경할 수 있다. 즉, 표 9와 같이 일률적으로 L 값을 시프팅시킬 수 있으며, 이를 통해 밀도(density)를 감소시킬 수 있다.

[140] [표9]

$BW_1 \leq N_{RB} < BW_2$	1 or $L_0$
$BW_2 \leq N_{RB} < BW_3$	$L_1$
...	...
$BW_N \leq N_{RB}$	$L_{N-1}$

[141] 또한, 일 예로, 일정 수 이상의 PTRS가 주파수 축으로 정의되면, 그 숫자를 늘려도 성능이 향상되지 않고, 오버헤드만 증가하여 spectral efficiency 관점에서 손실이 발생할 수 있다. 따라서, 하기의 수학적 식 4와 같은 관계를 가질 수 있다.

[142] [수학적 식 4]

[143] 
$$L_1 \leq L_2 \dots \leq L_{N-1}$$

[144] 또한, 상술한 수학적 식들에서 가상 PRB 인덱스(virtual PRB index)를 적용하는 것도 가능할 수 있다. 즉, 실제 PRB가 연속하지 않더라도 가상 PRB 인덱스를 사용하여 상술한 수학적 식을 적용하여 PTRS의 주파수 위치를 결정할 수 있다.

[145] 이때, 실제 PRB 위치를 가상 PRB 위치로 변경하여 PRB 인덱스를 결정할 수 있으며, 상술한 실시예로 한정되지 않는다. 일 예로, 할당된 물리 PRB 인덱스가 PRB #10 ~ #15 및 PRB #30 ~ #39인 경우를 고려하면, vPRB #0 ~ #15로 변경하여 인덱스를 계산할 수 있다. 즉, vPRB를 기준으로 계산할 수 있다. 이때, PTRS가 전송되는 물리 PRB 인덱스는 vPRB #0 내지 #5에서는 더하기 10을 해주고, vPRB #6 내지 #15에서는 더하기 24를 해줄 수 있다. 다만, 이는 하나의 일 실시예일 수 있다.

[146] 또한, 일 예로, 상술한 수학적 식들에서 k=0으로 정의될 수 있다. 이때, PRB 내에서 PTRS 위치를 찾을 수 없는 경우, 주파수 축으로 다음 PTRS가 포함된 PRB 이전 PRB까지 확장하여 PTRS 위치를 찾을 수 있다. 일 예로, 상술한 표들에 기초하여 16PRBs에 대해서 0PRB에서 PTRS를 찾을 수 없는 경우를 고려하면, 1PRB에서 PTRS 위치를 찾아 볼 수 있다. 또한, 일 예로, PTRS의 기본 위치를 특정 PRB의 가장 낮은 주파수 인덱스를 갖는 연관된 DMRS 위치로 설정할 수 있다. 이때, PTRS의 기본 위치를 특정 PRB의 가장 높은 주파수 인덱스를 갖는 연관된 DMRS 위치로 설정하는 경우라면 상술한 k=1이 될 수 있다. 이때, 상술한 경우를 고려하면 수학적 식 2는 하기 수학적 식 5와 같이 변경될 수 있다.

[147] [수학식 5]

[148] 
$$i = \left\lfloor l \frac{P}{L} \right\rfloor + k + p_0, \quad l = 0, 1, \dots, L - 1$$

[149] 이 때,  $P_0$ 은 실제 할당된 물리 PRB의 가장 작은 인덱스(lowest index)일 수 있다. 또한, 수학식 5는 할당된 물리 PRB가 모두 연속적일 때 유용할 수 있다.

[150] 또한, 일 예로, 상술한 수학식 2는 하기 수학식 6과 같이 변경될 수 있다. 이때, 수학식 6에서  $\left\lfloor \frac{P}{L} \right\rfloor$ 가 됨으로 주파수 축으로 인접한 PTRS 간격이 고정될 수

있다. 일 예로, PTRS 밀도는 하기 표 10과 같을 수 있다. 이때, 표 8에서  $8 < P \leq 16$  경우는  $L=4$ 일 수 있다. 따라서, PTRS 위치는 도 13과 같이 될 수 있다. 즉, 주파수 축의 위치는 고정될 수 있다. 이를 통해, 구현을 간단하게 할 수 있다. 일 예로, 9PRB 내지 11PRB들에서 PTRS 간격은 2PRB이고, 12PRB 내지 15PRB들에서 PTRS 간격은 3PRB로 주어질 수 있다. 즉, 주파수 축 위치가 고정됨으로서, 일정 PRB에서 간격이 고정될 수 있다. 다만, 상술한 수학식 2와 비교하여 수학식 6은 특정 대역폭에서 PTRS를 최대한 균등하게 배치하지 못할 수 있을 수 있다. 따라서, 수학식 2 또는 6의 경우를 고려하여 경우에 따라 배치하는 것이 필요할 수 있다.

[151] [수학식 6]

[152] 
$$i = l \left\lfloor \frac{P}{L} \right\rfloor + k, \quad l = 0, 1, \dots, L - 1$$

[153] [표10]

Scheduled BW	Frequency density
$N_{RB} < 4$	1
$4 \leq N_{RB} < 16$	$4/N_{RB}$
$16 \leq N_{RB} < 48$	$8/N_{RB}$
$48 \leq N_{RB} < 64$	$12/N_{RB}$
$64 \leq N_{RB}$	$16/N_{RB}$

[154] 또 다른 일 예로, 상술한 수학식은 하기 수학식 7과 같이 변경될 수 있다. 이때, 수학식 7은 상술한 수학식들과 다르게 PTRS의 주파수 간격이 T로 표현될 수 있다. 이때,  $8 < P \leq 16$  이고,  $L=4$ 인 경우, PTRS 위치는 도 14와 같이 할당될 수 있다. 일 예로, 도 14에 의하면, PTRS간의 간격은 2PRB 또는 4PRB로 결정될 수 있다. 또한, 일 예로, 15PRB 이하에서, RBG(Resource Block Group)가 2인 경우,

RBG 하나당 PTRS 하나를 정의할 수 있다. 또한, 16PRBs에서, RBG가 4인 경우 역시 RBG 하나당 PTRS 하나를 정의할 수 있다. 또한, 상술한 경우에도 PRG가 2인 경우, PRG 2개당 하나의 PTRS를 정의할 수 있다. 즉, PRG 단위로 PTRS를 정의할 수 있는바, 구현을 용이하게 할 수 있다. 반면, 상술한 방식은 주어진 대역폭에서 최대한 균등하게 PTRS를 분포하지 못할 수 있다. 이때, 일 예로, 도 15와 같이 2PRB 또는 4PRB 당 하나로 PTRS를 결정하도록 할 수 있으며, 이를 통해 PTRS를 보다 균등하게 분포시킬 수 있다.

[155] [수학식 7]

[156] 
$$i = lT + k, \quad l = 0, 1, \dots, L - 1$$

$$\text{where } T = \arg \min_{t \in C, t \geq \lfloor \frac{P}{L} \rfloor} \left( t - \left\lfloor \frac{P}{L} \right\rfloor \right)$$

$$\text{where } C = \{1, 2, 4, 8, 16, 32\}$$

[157] 또 다른 일 예로, PTRS 포트 번호에 따라 상술한 수학식들에서 k 값을 다르게 할당할 수 있다. 일 예로, PTRS 포트 #0에 k=0을 할당하고, PTRS 포트 #1에 k=1을 할당하는 경우를 고려할 수 있다. 이때, 서로 다른 PTRS 포트는 서로 다른 PRB에 위치하게 할 수 있다. 다만, 주파수 밀도(frequency density)가 1/2 이하인 경우에만 상술한 경우에만 효과적일 수 있다. 그렇지 않은 경우, 동일한 PRB에 동일한 PTRS 포트가 존재할 수 있다. 따라서, 일 예로, 주파수 밀도가 1/2이하인 경우에만 상술한 바와 같이 PTRS 포트 번호에 따라 k값을 다르게 설정할 수 있으며, 상술한 실시예로 한정되지 않는다.

[158] 또한, 일 예로, DFT-s-OFDM에서 하나의 OFDM 심볼에 복수 개의 PTRS를 할당하는 경우, 대역폭에 따라 PTRS 개수는 상술한 수학식에 기초하여 결정될 수 있다. 또한, PTRS의 주파수 또는 시간 축 위치도 상술한 테이블에 기초하여 결정될 수 있다.

[159] 이때, 일 예로, DFT-s-OFDM에서도 하나의 OFDM 심볼에서 정의되는 PTRS 수는 대역폭에 따라 달라질 수 있다. 즉, 대역폭이 커질수록 CPE 추정 성능에 더욱 민감해질 수 있는바, 대역폭이 커질수록 PTRS 수는 증가할 필요성이 있다.

[160] 또한, 일 예로, DFT-s-OFDM이 post-DFT 방식의 PTRS를 정의하는 경우라면 CP-OFDM과 동일하게 주파수 축에 PTRS를 정의할 수 있다. 이때, 기존 CP-OFDM과 동일한 상술한 표 및 수학식을 재활용할 수 있다.

[161] 또한, 일 예로, DFT-s-OFDM이 pre-DFT 방식의 PTRS를 정의하는 경우, 도 16과 같이 시간 축 PTRS를 정의할 수 있다. 일 예로, 도 16에서 "chunk"는 시간축으로 인접한 PTRS 그룹을 나타낼 수 있다. 즉, 도 16의 "Alt-3"에서는 4개의 chunk가 있으며, 각 chunk의 사이즈는 2일 수 있다.

[162] 또한, 일 예로, 도 16의 "Alt-1" 또는 "Alt-3"이 적용되는 경우, PTRS 시간 축

위치에서 균등하게 분포할 수 있다. 따라서, CP-OFDM에서 상술한 수학적식들이 동일하게 적용될 수 있다. 이때, 도 16의 "Alt-1"의 경우, 상술한 수학적식들에서 L은 PTRS의 전체 개수(per OFDM)를 의미할 수 있다. 반면, 도 16의 "Alt-3"의 경우, L은 PTRS의 전체 개수 (per OFDM)/chunk size일 수 있다. 결과적으로, Alt 1에서는 L=8이며, 반면 Alt 3에서는 L=4이다. 결과적으로, 도 16의 "Alt 3" 방식에서는 상기 수학적식들은 PTRS의 위치가 아닌 각 chunk의 위치를 나타낼 수 있으며, 상술한 실시예로 한정되지 않는다.

[163] 또한, 일 예로, 도 17 내지 도 20은 PRB 크기 및 PTRS 수에 따른 실험 데이터일 수 있다. 이때, 도 17 내지 도 20에서 PRB 크기 및 PTRS 수에 기초한 성능 정보에 따라 상술한 표 7을 하기 표 11과 같이 표현할 수 있다. 또한, 일 예로, 표 11은 표 12와 같이 기재될 수 있으며, 상술한 실시예로 한정되지 않는다.

[164] [표11]

Scheduled BW	# of PTRS subcarriers
$N_{RB} < 8$	Frequency density:1
$8 \leq N_{RB} < 32$	8
$32 \leq N_{RB} < 48$	12
$48 \leq N_{RB} < 64$	16
$64 \leq N_{RB} < 80$	20
$80 \leq N_{RB}$	24

[165] [표12]

Scheduled BW	Frequency density
$N_{RB} < 8$	1
$8 \leq N_{RB} < 32$	$8 / N_{RB}$
$32 \leq N_{RB}$	1/4

[166] 또한, 일 예로, 상술한 바와 같이, 주파수 축에서 인접한 PTRS들의 간격은 1, 2, 4 또는 8 PRBs 중 하나로 결정 될 수 있다. 이때, 상술한 바와 같이, RBG와 연계하여, 하나의 RBG 당 하나의 PTRS만을 정의할 수 있다. 즉, 스케줄링 유닛(scheduling unit)의 최소 단위가 RBG로 결정되는 경우라면 비연속적인 스케줄링(Non-consecutive scheduling)을 하더라도, PTRS 배치에 대한 모호성(ambiguity)이 사라질 수 있으며, 이는 상술한 바와 같다.이때, 일 예로, RBG 단위로 PTRS 분배를 수행하는 경우라면 하기 표 13과 같이 주파수 밀도를 구성할 수 있다. 일 예로, RB수가 4보다 작으면 주파수 밀도는 1로 할 수 있다. 또한, 4RB이상이고, 16RB이하인 경우라면 주파수 밀도를  $4/N_{RB}$ 로 할 수 있다. 또한, 16RB이상인 경우라면 RB 수와 무관하게 주파수 밀도를 1/4로 유지할 수

있다. 이때, 일 예로, RBG과 연계하여 하나의 RBG 또는 그 이상의 RBG가 증가하면 하나의 PTRS를 추가로 할당하여 주파수 밀도를 유지하면서 PTRS를 할당할 수 있다.

[167] 표 13에서 scheduled BW가 커질수록 점점 더 많은 PTRS 수를 정의하게 될 수 있다. 다만, 상술한 실험 결과 등을 고려하면 일정 수 이상의 PTRS가 확보되는 경우, 추가적인 PTRS는 spectral efficiency 관점에서 손실로서 나타날 수 있다. 따라서, 하기 표 13을 표 14와 같이 재정의할 수 있다.

[168] [표13]

Scheduled BW	Frequency density
$N_{RB} < 4$	1
$4 \leq N_{RB} < 16$	$4 / N_{RB}$
$16 \leq N_{RB}$	1/4

[169] [표14]

Scheduled BW	Frequency density
$N_{RB} < 4$	1
$4 \leq N_{RB} < 16$	$4 / N_{RB}$
$16 \leq N_{RB} < 64$	1/4
$64 \leq N_{RB}$	16

[170] 즉, 표 13에서 16RB 이상이고, 64RB이하인 경우라면 주파수 밀도를 1/4로유지할 수 있다. 다만, 64RB이상인 경우라면, PTRS 수가 16개 이상인 경우에는 상술한 바와 같이 손실일 수 있는바, PTRS 수를 16개로 유지할 수 있다.이때, 도 21은 상술한 표 14에 기초하여 대역폭에 따른 PTRS 수를 나타낼 수 있다. 이때, 도 21의 "Table D"는 상술한 표 14에 대응될 수 있다. 즉, RB 수의 경계에서 PTRS 수가 급격히 줄어들지 않을 수 있으며, 순차적으로 증가할 수 있다. 또한, RBG를 고려하여 대역폭이 4RB이상 16RB미만인 경우에는 PTRS의 수는 4개로 유지될 수 있다. 이때, 일 예로, 4RB이상 16RB미만인 경우의 PTRS를 갖는 PRB의 주파수 위치는 도 22와 같을 수 있다. 이때, 일 예로, 도 22에서 PTRS 간격은 1RB, 2RB, 4RB로 결정될 수 있으나, 상술한 실시예로 한정되지 않는다.

[171] 또한, 상술한 표 14 또는 도 21의 "Table D"에서 64RB이상의 BW에서 PTRS을 갖는 PRB 위치는 위 예와 동일한 방법이 적용하여 확장할 수 있다. 보다 상세하게는, BW=64PRBs는 4개의 PRBs 간격으로 PTRS을 정의할 수 있다. 그 후, 그 이상의 대역폭(BW<=100PRBs)에서도 BW=64PRBs와 동일한 위치의 PRB에 PTRS를 정의할 수 있다. 이는 BW<=100PRBs인 경우에는 8PRB 간격으로 PTRS를 정의할 수 없기 때문이다. 반면, 101PRBs이상의 BW에서는 8개의

PRBs간격으로 PTRS를 정의할 수 있는바, 상술한 바와 동일하게 할당할 수 있다.

[172] 또 다른 일 예로, 상술한 바와 같이 RS 오버헤드를 고려하여 최대 PTRS 수를 제한할 수 있다. 보다 상세하게는, 하기 표 15와 같이 대역폭에 따라 주파수 밀도를 정하고, 그에 기초하여 최대 PTRS 수를 한정할 수 있다. 또한, 유사할 수 있으나, 표 15를 표 16과 같이 변경할 수 있다. 즉, RB수가 3이하인 경우에 주파수 밀도는 1로 설정하더라도 최대 PTRS 수를 0으로 하여 PTRS 오프를 지시할 수 있다.

[173] [표15]

Scheduled BW	Frequency density	The maximum possible number of PT-RS subcarriers
$N_{RB} < 3$	No PT-RS	0
$3 \leq N_{RB} < 16$	1	4
$16 \leq N_{RB}$	1/4	25

[174] [표16]

Scheduled BW	Frequency density	The maximum possible number of PT-RS subcarriers
$N_{RB} < 3$	1	0
$3 \leq N_{RB} < 16$	1	4
$16 \leq N_{RB}$	1/4	25

[175] 또한, 일 예로, 대역폭이 64RB 이상인 경우에는 PTRS 수는 16개면 충분할 수 있으며, 이는 상술한 실험 값 등에 의해 확인할 수 있다. 따라서, 최대 PTRS 수를 하기 표 17과 같이 구성할 수 있다. 즉, 16RB 이상인 경우에 최대 PTRS 수를 16개까지로 제한할 수 있다. 또한, 표 17은 표 18과 동일한 경우를 나타낼 수 있으며, 상술한 실시예로 한정되지 않는다.

[176] [표17]

Scheduled BW	Frequency density	The maximum possible number of PT-RS subcarriers
$N_{RB} < 4$	1	4
$4 \leq N_{RB} < 16$	1	4
$16 \leq N_{RB}$	1/4	16

[177] [표18]

Scheduled BW	Frequency density
$N_{RB} < 4$	1
$4 \leq N_{RB} < 16$	$4 / N_{RB}$
$16 \leq N_{RB} < 64$	1/4
$64 \leq N_{RB}$	16

[178] 또한, 실시예로서, 표 19나 표 20과 같이 나타낼 수 있으며, 이는 상술한 바와 유사할 수 있다.

[179] [표19]

Scheduled BW	Frequency density	The maximum possible number of PT-RS subcarriers
<b><math>NRB &lt; 8</math></b>	<b>1</b>	<b>4</b>
<b><math>8 \leq NRB &lt; 16</math></b>	<b>1/2</b>	<b>4</b>
<b><math>16 \leq NRB</math></b>	<b>1/4</b>	<b>16</b>

[180] [표20]

Scheduled BW	Frequency density	The maximum possible number of PT-RS subcarriers
$N_{RB} < 3$	1	0
$3 \leq N_{RB} < 8$	1	4
$8 \leq N_{RB} < 16$	1/2	4
$16 \leq N_{RB}$	1/4	16

[181] 도 14는 표 19 및 표 20을 기반으로 PTRS를 자원 블록에 맵핑 하는 것을 나타낸다. 일례로, 9PRBs의 경우, 자원 블록의 간격은 2이며, 4개의 PTRS만을 배치한다. 이 때, 8번째 RB에는 PTRS를 배치하지 않는다. 또 다른 예로, 15RB의 경우, 8, 10, 12, 14번째 RB에는 PTRS를 배치하지 않는다. 결과적으로, PTRS 서브캐리어의 최대 개수를 제한함으로써, RS 오버헤드를 감소시킬 수 있다.

[182] 한편, 하기 표 21은 1/2 density의 구간을 8부터 16이 아닌, 8부터 12로 감소시킨 예를 나타내고 있다. 그리고, 도 15는 표 21을 기반으로 PTRS를 자원 블록에 맵핑 방법을 예시하고 있다. 도 14와 비교하는 경우, 도 15에서는 PTRS가 주파수 도메인에서 더 uniform하게 분포할 수 있다.



[183] [표21]

Scheduled BW	Frequency density	The maximum possible number of PT-RS subcarriers
$N_{RB} < 3$	1	0
$3 \leq N_{RB} < 8$	1	4
$8 \leq N_{RB} < 12$	1/2	4
$12 \leq N_{RB}$	1/4	16

[184] 또한, 일 예로, 표 20에 기초하여 PTRS 오프는 대역폭과 함께 모듈레이션 또는 MCS에 따라 결정될 수 있다. 일 예로, 도 24는 대역폭이 2RB인 경우, 64QAM에서 PTRS는 전송하지 않음이 더 높은 성능을 나타냄을 보여준다. 반면, 256QAM에서는 PTRS를 전송하는 것이 더 높은 성능을 얻을 수 있다. 즉, 작은 수의 RB를 사용하는 경우, 모듈레이션 값에 기초하여 PTRS 온/오프 여부가 결정될 수 있으며, 이에 대한 정보도 단말 또는 기지국으로 시그널링될 수 있으며, 상술한 실시예로 한정되지 않는다. 이때, 도 24에 기초하여 표 22과 같이 구성될 수 있다.

[185] [표22]

Scheduled BW	Frequency density	The maximum possible number of PT-RS subcarriers	
$N_{RB} < 3$	1	64QAM	0
		256QAM	4
$3 \leq N_{RB} < 8$	1	4	
$8 \leq N_{RB} < 16$	1/2	4	
$16 \leq N_{RB}$	1/4	16	

[186] 즉, 64QAM인 경우, 최대 전송 가능 PTRS 수는 0으로서, 사실상 PTRS를 오프시킬 수 있다. 반면, 256QAM인 경우, 최대 전송 가능 PTRS 수를 4로 정함으로써, PT-RS를 전송할 수 있다. 또한, 일 예로, 서로 다른 단말들간에 PTRS를 포함한 PRB가 겹치지 않도록, PTRS를 전송하는 전체 RB가 주파수 축으로 시프팅될 수 있다.

[187] 일 예로, 10PRBs에서의 PTRS를 전송하는 RB는 {#0, #2, #4, #6}일 수 있다. 이때, 이를 회피하기 위해 다른 단말들에서 PTRS 전송을 수행하는 RB는 {#1, #3, #5, #6} 또는 {#2, #4, #6, #7}가 될 수 있다. 이때, 시프팅 값은 단말의 아이디 및 최대 시프팅 가능한 RB 수(e.g 10RB의 경우, 3임)로 결정할 수 있다.

[188] 도 25는 PTRS를 할당하는 방법을 나타낸 순서도이다.

[189] 이때, 기지국은 PTRS를 생성할 수 있다.(S2510) 다음으로, 복수의 자원 블록에

할당되는 PTRS 서브캐리어 수를 결정할 수 있다.(S2520) 이때, 도 1 내지 도 24에서 상술한 바와 같이, PTRS 서브캐리어 수는 자원 블록당 설정될 수 있다. 또한, 일 예로, 두 개의 자원 블록당 하나의 PTRS 서브 캐리어가 할당될 수 있다. 또한, 일 예로, 4 개의 자원 블록당 하나의 PTRS 서브 캐리어가 할당될 수 있다. 즉, 상술한 바와같이, 대역폭이 증가하는 경우에는 PTRS 서브 캐리어가 할당되는 자원 블록이 증가할 수 있으며, 이는 상술한 바와 같다. 이때, 일 예로, PTRS 서브 캐리어가 할당되는 자원 블록의 수는 주파수 밀도일 수 있으며, 이는 상술한 바와 같다.

- [190] 다음으로, PTRS 서브 캐리어 수에 기초하여 복수의 자원 블록에 PTRS를 할당할 수 있다.(S2530) 또한, 할당된 PTRS를 전송할 수 있다.(S2540) 이때, 도 1 내지 도 24에서 상술한 바와 같이, PTRS 서브 캐리어 수는 스케줄된 대역폭이 포함된 구간에 대응하여 결정될 수 있다. 즉, 상술한 표들에 기초하여 대응하는 구간에 따라 PTRS 서브 캐리어 수 또는 주파수 밀도가 결정될 수 있다. 이때, 일 예로, 상술한 바와 같이, 구간 경계에서 PTRS 서브캐리어 수가 급격히 감소하는 것을 막도록 각각의 구간들에 할당되는 PTRS 서브캐리어 수를 조절할 수 있으며, 이는 상술한 수학적식들에 기초하여 결정될 수 있다. 이때, PTRS 서브캐리어 수는 구간에 기초하여 스케줄된 대역폭이 커질수록 증가하거나 일정한 수로 유지할 수 있으며, 이는 상술한 바와 같다. 또한, 일 예로, 대역폭이 작은 경우, PTRS는 필요하지 않을 수 있다. 따라서, 상술한 표들에서처럼 대역폭이 작은 특정 구간에서는 PTRS가 할당되지 않을 수 있다. 또한, 다른 특정 구간에서는 PTRS는 각각의 자원 블록마다 할당될 수 있다. 또한, 또 다른 특정 구간에서는 PTRS 캐리어 수가 일정한 수로 유지될 수 있다. 다만, 상술한 바와 같이, PTRS 캐리어 수는 구간 경계에 따라 급격히 줄어들지 않고, 일정한 수를 유지하거나 증가할 수 있다. 또한, 일 예로, PTRS 캐리어 수에 대해서 스케줄된 대역폭에 기초하여 주파수 밀도 및 최대 PTRS 캐리어 수에 기초하여 결정될 수 있다. 이때, 주파수 밀도는 스케줄된 대역폭이 커질수록 줄어들 수 있다. 또한, 스케줄된 대역폭이 커지더라도 PTRS 캐리어 수는 일정한 수 이상으로 증가할 수 없으며, 이는 상술한 바와 같다.

[191]

[192] 장치 구성

- [193] 도 26은 본 발명의 일 실시 예와 관련된 단말 및 기지국의 구성을 도시하는 도면이다. 도 26에서 단말(100) 및 기지국(200)은 각각 무선 주파수(RF) 유닛(110, 210), 프로세서(120, 220) 및 메모리(130, 230)를 포함할 수 있다. 도 26에서는 단말(100)와 기지국(200) 간의 1:1 통신 환경만을 도시하였으나, 다수의 단말과 다수의 기지국 간에도 통신 환경이 구축될 수 있다. 또한, 도 26에 도시된 기지국(200)은 매크로 셀 기지국과 스몰 셀 기지국에 모두 적용될 수 있다.

- [194] 각 RF 유닛(110, 210)은 각각 송신부(112, 212) 및 수신부(114, 214)를 포함할 수 있다. 단말(100)의 송신부(112) 및 수신부(114)는 기지국(200) 및 다른 단말들과

- 신호를 송신 및 수신하도록 구성되며, 프로세서(120)는 송신부(112) 및 수신부(114)와 기능적으로 연결되어 송신부(112) 및 수신부(114)가 다른 기기들과 신호를 송수신하는 과정을 제어하도록 구성될 수 있다. 또한, 프로세서(120)는 전송할 신호에 대한 각종 처리를 수행한 후 송신부(112)로 전송하며, 수신부(114)가 수신한 신호에 대한 처리를 수행한다.
- [195] 필요한 경우 프로세서(120)는 교환된 메시지에 포함된 정보를 메모리(130)에 저장할 수 있다. 이와 같은 구조를 가지고 단말(100)은 이상에서 설명한 본 발명의 다양한 실시 형태의 방법을 수행할 수 있다.
- [196] 기지국(200)의 송신부(212) 및 수신부(214)는 다른 기지국 및 단말들과 신호를 송신 및 수신하도록 구성되며, 프로세서(220)는 송신부(212) 및 수신부(214)와 기능적으로 연결되어 송신부(212) 및 수신부(214)가 다른 기기들과 신호를 송수신하는 과정을 제어하도록 구성될 수 있다. 또한, 프로세서(220)는 전송할 신호에 대한 각종 처리를 수행한 후 송신부(212)로 전송하며 수신부(214)가 수신한 신호에 대한 처리를 수행할 수 있다. 필요한 경우 프로세서(220)는 교환된 메시지에 포함된 정보를 메모리(230)에 저장할 수 있다. 이와 같은 구조를 가지고 기지국(200)은 앞서 설명한 다양한 실시 형태의 방법을 수행할 수 있다.
- [197] 단말(100) 및 기지국(200) 각각의 프로세서(120, 220)는 각각 단말(100) 및 기지국(200)에서의 동작을 지시(예를 들어, 제어, 조정, 관리 등)한다. 각각의 프로세서들(120, 220)은 프로그램 코드들 및 데이터를 저장하는 메모리(130, 230)들과 연결될 수 있다. 메모리(130, 230)는 프로세서(120, 220)에 연결되어 오퍼레이팅 시스템, 어플리케이션, 및 일반 파일(general files)들을 저장한다.
- [198] 본 발명의 프로세서(120, 220)는 컨트롤러(controller), 마이크로 컨트롤러(microcontroller), 마이크로 프로세서(microprocessor), 마이크로 컴퓨터(microcomputer) 등으로도 호칭될 수 있다. 한편, 프로세서(120, 220)는 하드웨어(hardware) 또는 펌웨어(firmware), 소프트웨어, 또는 이들의 결합에 의해 구현될 수 있다.
- [199] 하드웨어를 이용하여 본 발명의 실시 예를 구현하는 경우에는, 본 발명을 수행하도록 구성된 ASICs(application specific integrated circuits) 또는 DSPs(digital signal processors), DSPDs(digital signal processing devices), PLDs(programmable logic devices), FPGAs(field programmable gate arrays) 등이 프로세서(120, 220)에 구비될 수 있다.
- [200] 펌웨어나 소프트웨어에 의한 구현의 경우, 본 발명의 실시예들에 따른 방법은 이상에서 설명된 기능 또는 동작들을 수행하는 모듈, 절차 또는 함수 등의 형태로 구현될 수 있다. 소프트웨어 코드는 메모리 유닛에 저장되어 프로세서에 의해 구동될 수 있다. 상기 메모리 유닛은 상기 프로세서 내부 또는 외부에 위치하여, 이미 공지된 다양한 수단에 의해 상기 프로세서와 데이터를 주고 받을 수 있다.
- [201] 상술한 바와 같이 개시된 본 발명의 바람직한 실시형태에 대한 상세한 설명은

당업자가 본 발명을 구현하고 실시할 수 있도록 제공되었다. 상기에서는 본 발명의 바람직한 실시 형태를 참조하여 설명하였지만, 해당 기술 분야의 숙련된 당업자는 하기의 특허 청구의 범위에 기재된 본 발명의 사상 및 영역으로부터 벗어나지 않는 범위 내에서 본 발명을 다양하게 수정 및 변경시킬 수 있음을 이해할 수 있을 것이다. 따라서, 본 발명은 여기에 나타난 실시형태들에 제한되려는 것이 아니라, 여기서 개시된 원리들 및 신규한 특징들과 일치하는 최광의 범위를 부여하려는 것이다. 또한, 이상에서는 본 명세서의 바람직한 실시예에 대하여 도시하고 설명하였지만, 본 명세서는 상술한 특징의 실시예에 한정되지 아니하며, 청구범위에서 청구하는 본 명세서의 요지를 벗어남이 없이 당해 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에 의해 다양한 변형실시가 가능한 것은 물론이고, 이러한 변형 실시들은 본 명세서의 기술적 사상이나 전망으로부터 개별적으로 이해되어서는 안될 것이다.

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

### 산업상 이용가능성

- [203] 상술한 내용은 3GPP LTE, LTE-A 시스템뿐 아니라, 그 외에도 IEEE 802.16x, 802.11x 시스템을 포함하는 다양한 무선 통신 시스템에 적용하는 것이 가능하다. 나아가, 제안한 방법은 초고주파 대역을 이용하는 mmWave 통신 시스템에도 적용될 수 있다.

## 청구범위

- [청구항 1] mmWave 통신 시스템에서 단말이 위상 잡음을 제거하기 위한 신호를 기지국이 전송하는 방법에 있어서,  
PTRS(Phase Tracking Reference Signal)를 생성하는 단계;  
스케줄된 대역폭(Scheduled Bandwidth)에 포함되는 하나 이상의 자원 블록들(Resource Block)에 상기 PTRS를 할당하는 단계; 및  
상기 할당된 PTRS를 전송하는 단계를 포함하되,  
상기 PTRS가 할당되는 하나 이상의 자원 블록들의 간격은 상기 스케줄된 대역폭에 기초하여 결정되는, 신호 전송 방법.
- [청구항 2] 제 1 항에 있어서,  
상기 스케줄된 대역폭이 제 1 임계값 미만인 경우, 상기 PTRS가 할당되는 하나 이상의 자원 블록들의 간격은 1이고 -한 개의 자원 블록 당 하나의 PTRS가 할당-,  
상기 스케줄된 대역폭이 상기 제 1 임계값 이상이며 제 2 임계값 미만인 경우, 상기 PTRS가 할당되는 하나 이상의 자원 블록들의 간격은 2이며 -두 개의 자원 블록 당 하나의 PTRS가 할당-,  
상기 스케줄된 대역폭이 상기 제 2 임계값 이상인 경우, 상기 PTRS가 할당되는 하나 이상의 자원 블록들의 간격은 4인 -네 개의 자원 블록 당 하나의 PTRS가 할당-, 신호 전송 방법.
- [청구항 3] 제 1 항에 있어서,  
상기 PTRS가 할당되는 PTRS 서브캐리어의 최대 개수는 상기 스케줄된 대역폭에 기초하여 결정되는, 신호 전송 방법.
- [청구항 4] 제 3 항에 있어서,  
상기 PTRS가 할당되는 하나 이상의 자원 블록들의 간격에 기초하여 상기 PTRS가 할당될 때 상기 PTRS가 할당되는 하나 이상의 자원 블록의 개수가 상기 PTRS 서브캐리어의 최대 개수를 초과하는 경우, 상기 스케줄된 대역폭에 포함되는 나머지 자원 블록에는 상기 PTRS를 할당하지 않는, 신호 전송 방법.
- [청구항 5] 제 1 항에 있어서,  
상기 PTRS는 자원 블록의 인덱스가 낮은 자원 블록부터 상기 PTRS가 할당된 하나 이상의 자원 블록들의 간격에 기초하여 할당되는, 신호 전송 방법.
- [청구항 6] 제 1 항에 있어서,  
상기 PTRS가 할당되는 상기 자원 블록의 인덱스는 단말의 아이디 및 최대 시프팅 가능한 자원 블록의 개수 중 적어도 하나에 기초하여 시프팅되는, 신호 전송 방법.
- [청구항 7] 제 6 항에 있어서,

상기 최대 시프팅 가능한 자원 블록의 개수는 상기 PTRS가 할당되는 하나 이상의 자원 블록들의 간격인, 신호 전송 방법.

[청구항 8] 제 1 항에 있어서,  
상기 PTRS가 할당되는 상기 하나 이상의 PTRS 서브캐리어의 개수는 상기 스케줄된 대역폭에 기초하여 결정되는, 신호 전송 방법.

[청구항 9] 제 8 항에 있어서,  
상기 PTRS가 할당되는 상기 하나 이상의 자원 블록들의 자원 블록 인덱스는 아래의 수학적 식 A과 같이 결정되며,  
[수학적 식 A]

$$i = \left\lfloor l \frac{P}{L} \right\rfloor + k, \quad l = 0, 1, \dots, L - 1$$

여기서, i는 PTRS가 할당되는 자원 블록 인덱스, P는 스케줄된 대역폭, L은 PTRS가 할당되는 하나 이상의 PTRS 서브캐리어의 개수, k는 오프셋 값인, 신호 전송 방법.

[청구항 10] mmWave 통신 시스템에서 단말이 위상 잡음을 제거하기 위한 신호를 전송하는 기지국에 있어서,  
외부 디바이스로부터 신호를 수신하는 수신부;  
외부 디바이스로 신호를 송신하는 송신부; 및  
상기 수신부 및 송신부를 제어하는 프로세서를 포함하며,  
상기 프로세서는,  
PTRS(Phase Tracking Reference Signal)를 생성하고,  
스케줄된 대역폭(Scheduled Bandwidth)에 포함되는 하나 이상의 자원 블록들(Resource Block)에 상기 PTRS를 할당하며,  
상기 송신부를 제어하여 상기 할당된 PTRS를 전송하되,  
상기 PTRS가 할당되는 하나 이상의 자원 블록들의 간격은 상기 스케줄된 대역폭에 기초하여 결정되는, 기지국.

[청구항 11] 제 10 항에 있어서,  
상기 스케줄된 대역폭이 제 1 임계값 미만인 경우, 상기 PTRS가 할당되는 하나 이상의 자원 블록들의 간격은 1이고 -한 개의 자원 블록 당 하나의 PTRS가 할당-,  
상기 스케줄된 대역폭이 상기 제 1 임계값 이상이며 제 2 임계값 미만인 경우, 상기 PTRS가 할당되는 하나 이상의 자원 블록들의 간격은 2이며 -두 개의 자원 블록 당 하나의 PTRS가 할당-,  
상기 스케줄된 대역폭이 상기 제 2 임계값 이상인 경우, 상기 PTRS가 할당되는 하나 이상의 자원 블록들의 간격은 4인 -네 개의 자원 블록 당 하나의 PTRS가 할당-, 기지국.

[청구항 12] 제 10 항에 있어서,

상기 PTRS가 할당되는 PTRS 서브캐리어의 최대 개수는 상기 스케줄된 대역폭에 기초하여 결정되는, 기지국.

[청구항 13] 제 12 항에 있어서, 상기 PTRS가 할당되는 하나 이상의 자원 블록들의 간격에 기초하여 상기 PTRS가 할당될 때 상기 PTRS가 할당되는 하나 이상의 자원 블록의 개수가 상기 PTRS 서브캐리어의 최대 개수를 초과하는 경우, 상기 스케줄된 대역폭에 포함되는 나머지 자원 블록에는 상기 PTRS를 할당하지 않는, 기지국.

[청구항 14] 제 10 항에 있어서,  
상기 PTRS는 자원 블록의 인덱스가 낮은 자원 블록부터 상기 PTRS가 할당된 하나 이상의 자원 블록들의 간격에 기초하여 할당되는, 기지국.

[청구항 15] 제 10 항에 있어서,  
상기 PTRS가 할당되는 상기 자원 블록의 인덱스는 단말의 아이디 및 최대 시프팅 가능한 자원 블록의 개수 중 적어도 하나에 기초하여 시프트되는, 기지국.

[청구항 16] 제 15 항에 있어서,  
상기 최대 시프팅 가능한 자원 블록의 개수는 상기 PTRS가 할당되는 하나 이상의 자원 블록들의 간격인, 기지국.

[청구항 17] 제 10 항에 있어서,  
상기 PTRS가 할당되는 상기 하나 이상의 PTRS 서브캐리어의 개수는 상기 스케줄된 대역폭에 기초하여 결정되는, 기지국.

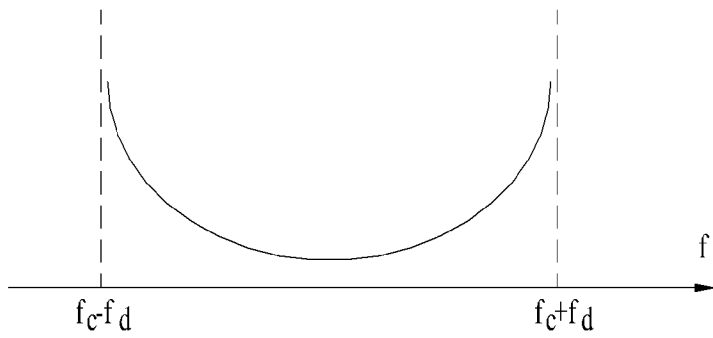
[청구항 18] 제 17 항에 있어서,  
상기 PTRS가 할당되는 상기 하나 이상의 자원 블록들의 자원 블록 인덱스는 아래의 수학적 식 A와 같이 결정되며, 기지국.

[수학적 식 A]

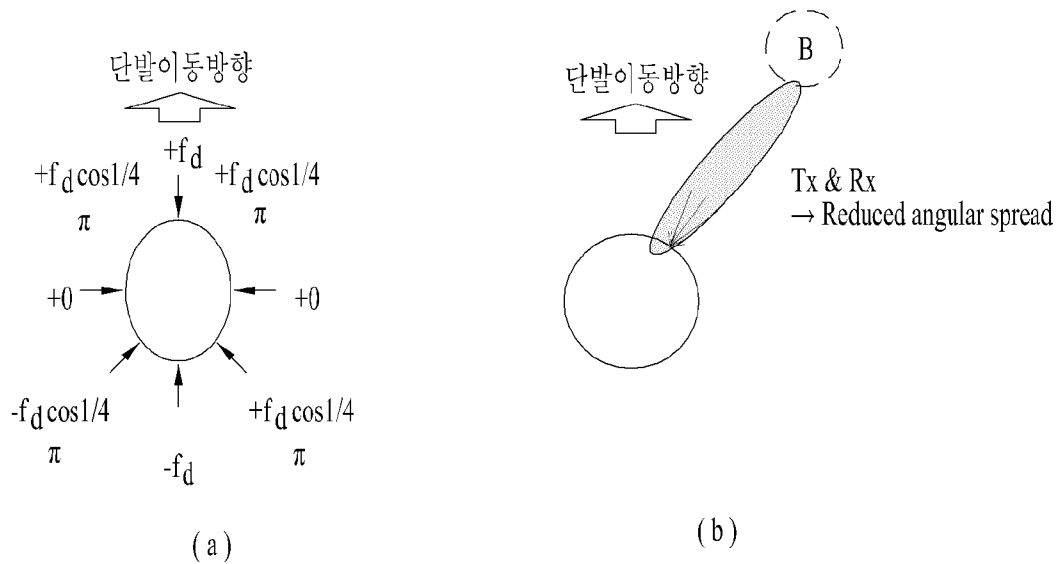
$$i = \left\lfloor l \frac{P}{L} \right\rfloor + k, \quad l = 0, 1, \dots, L - 1$$

여기서,  $i$ 는 PTRS가 할당되는 자원 블록 인덱스,  $P$ 는 스케줄된 대역폭,  $L$ 은 PTRS가 할당되는 하나 이상의 PTRS 서브캐리어의 개수,  $k$ 는 오프셋 값인, 기지국.

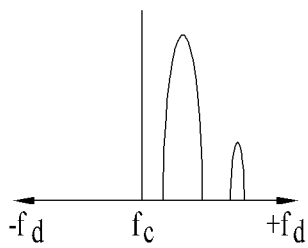
[도1]



[도2]

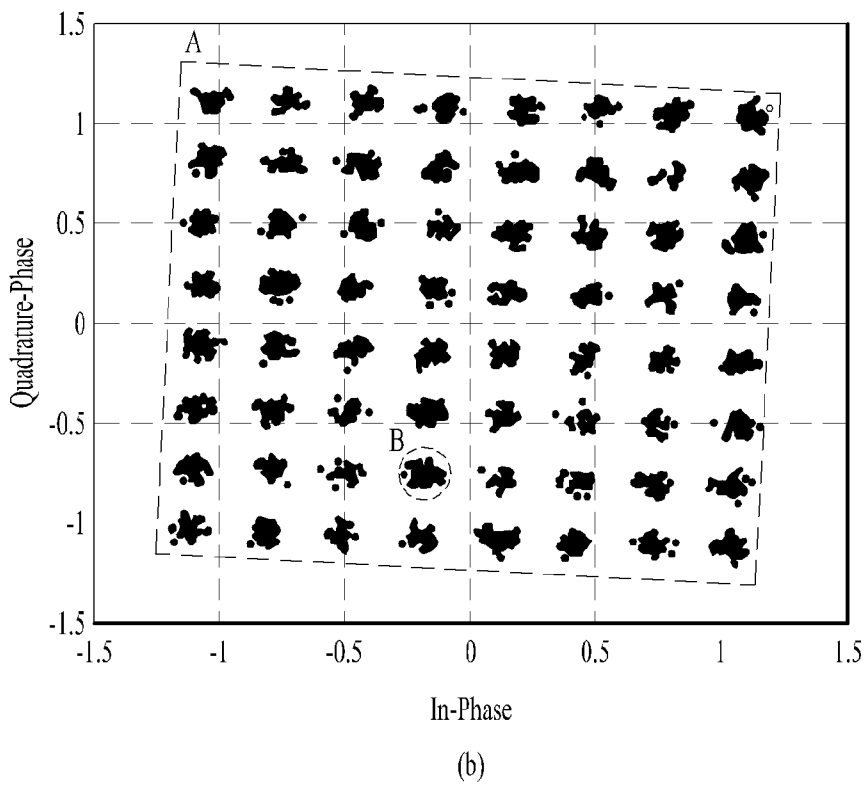
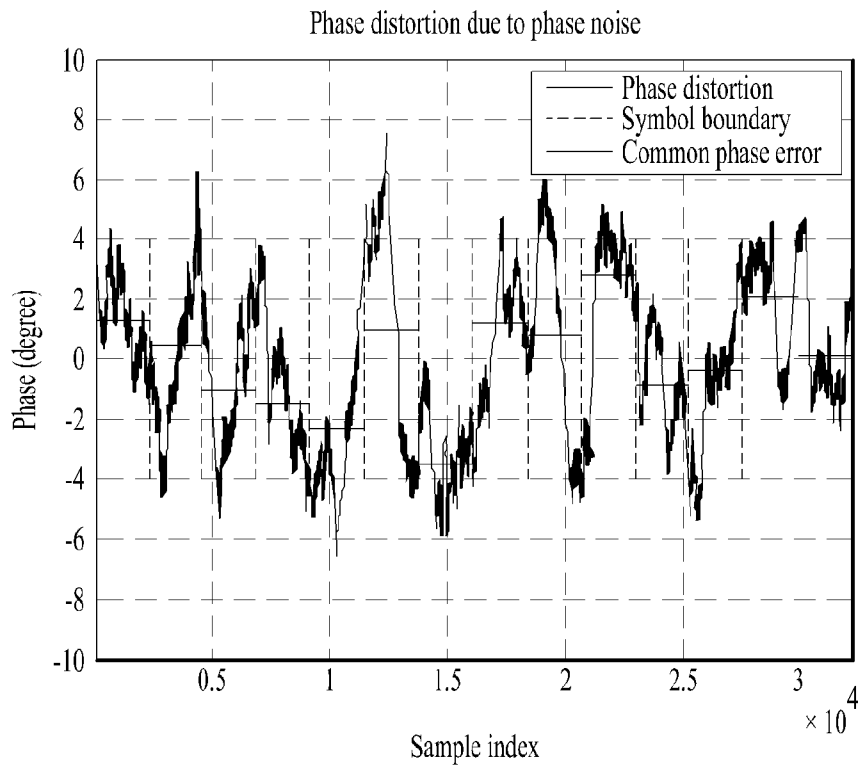


[도3]

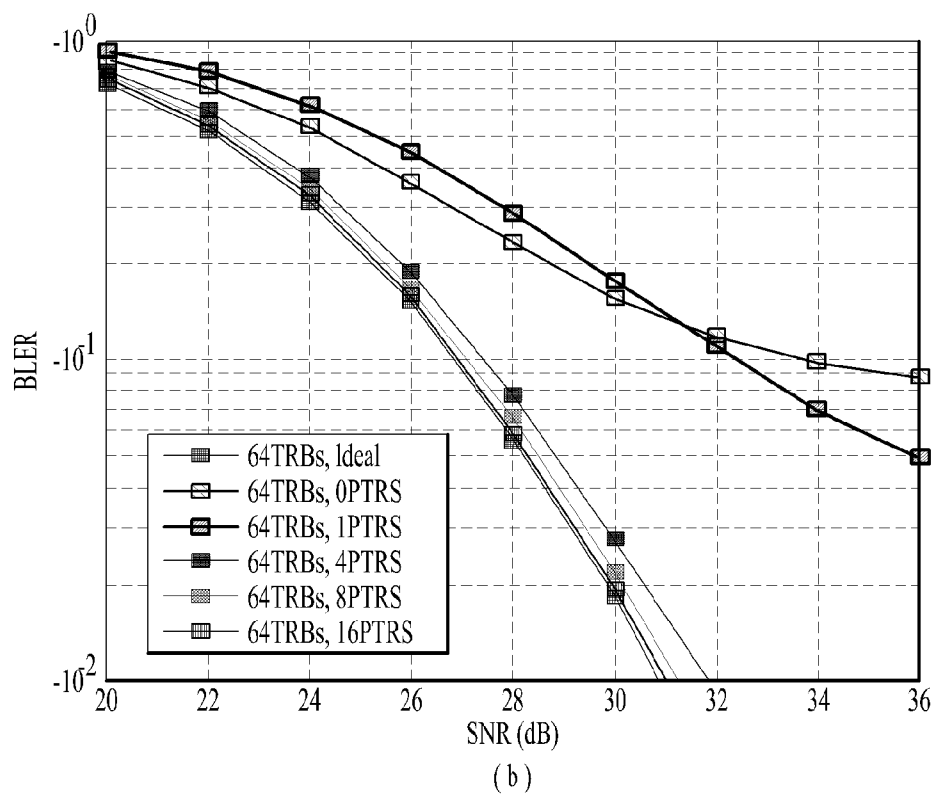
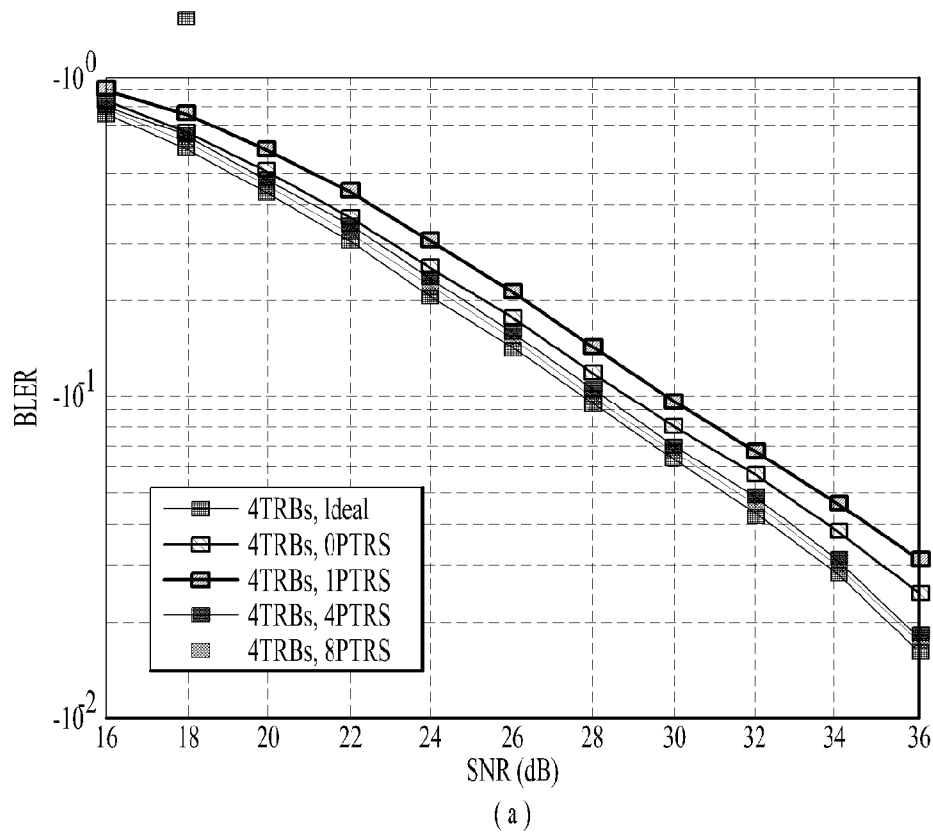




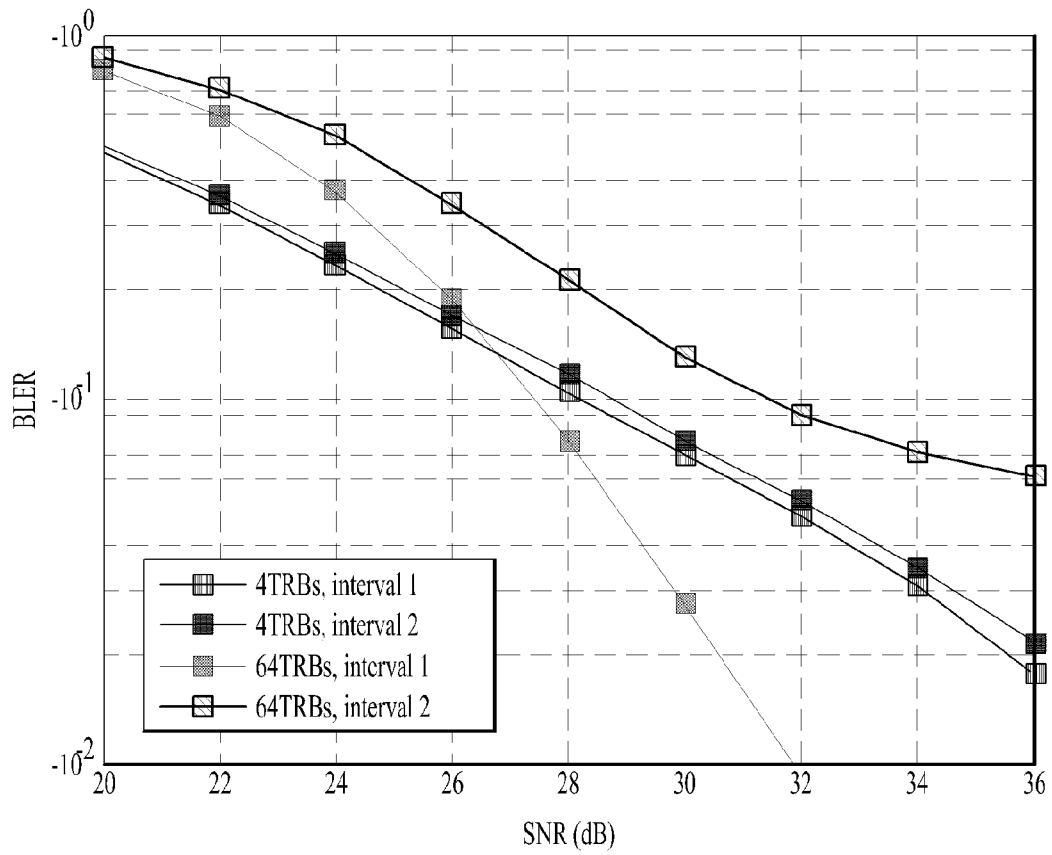
[도4]



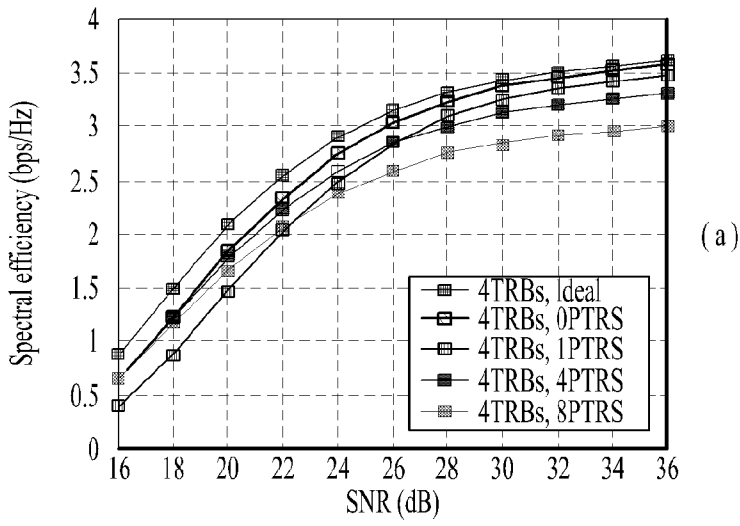
[도5]



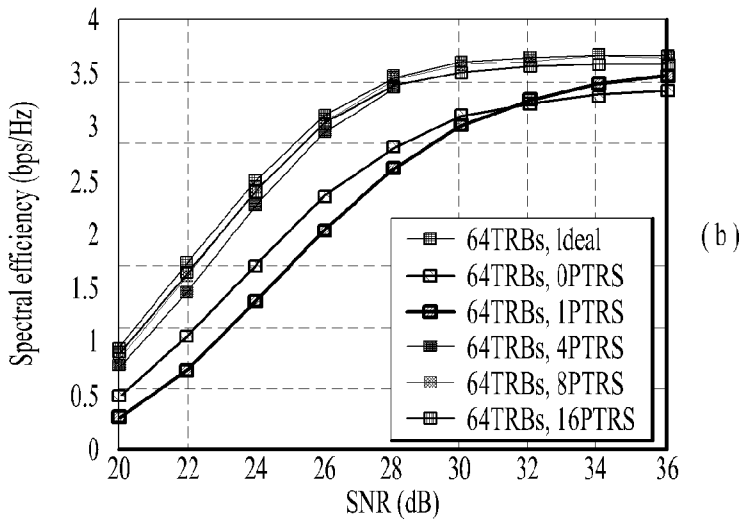
[도6]



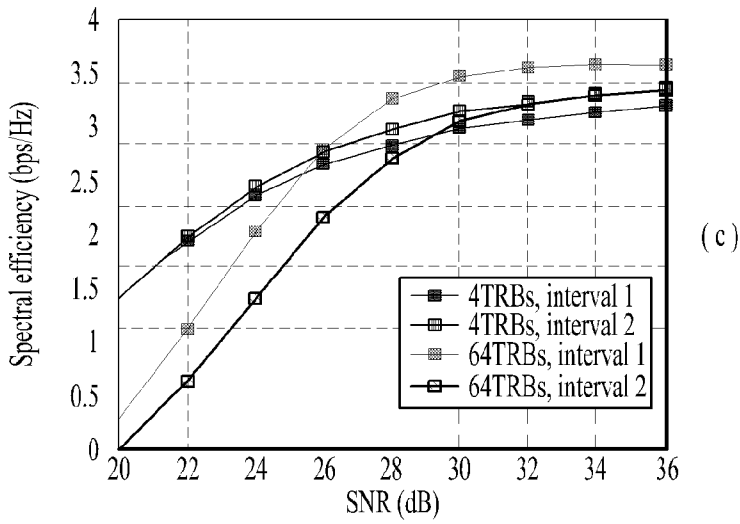
[도7]



(a)

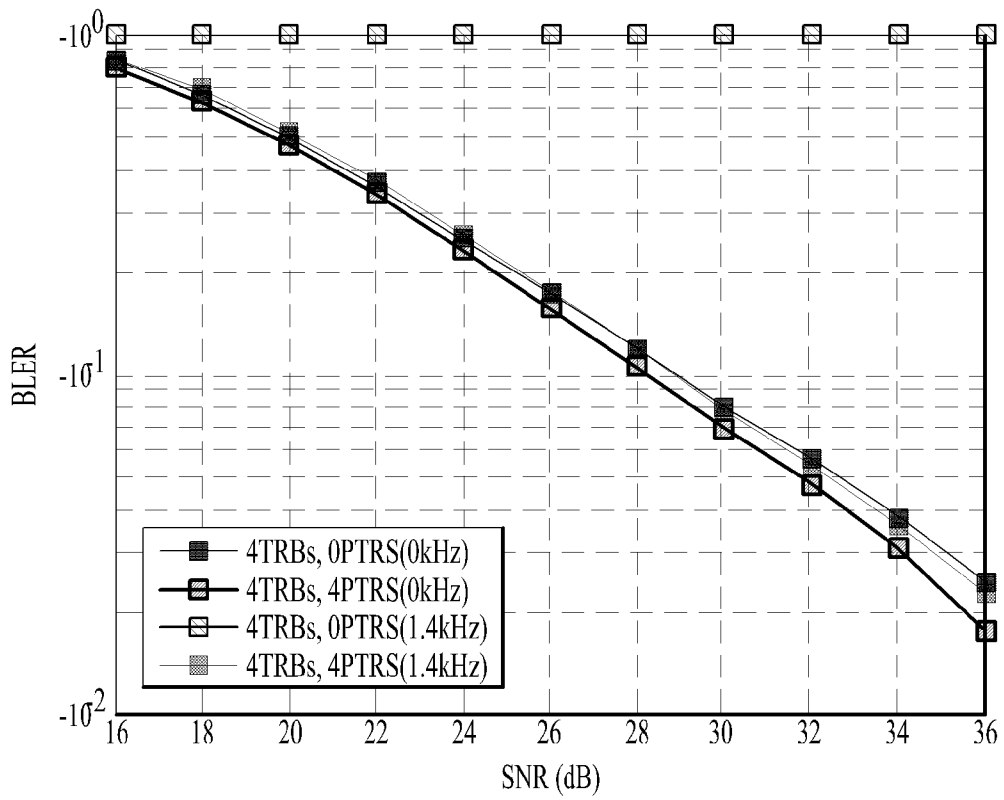


(b)

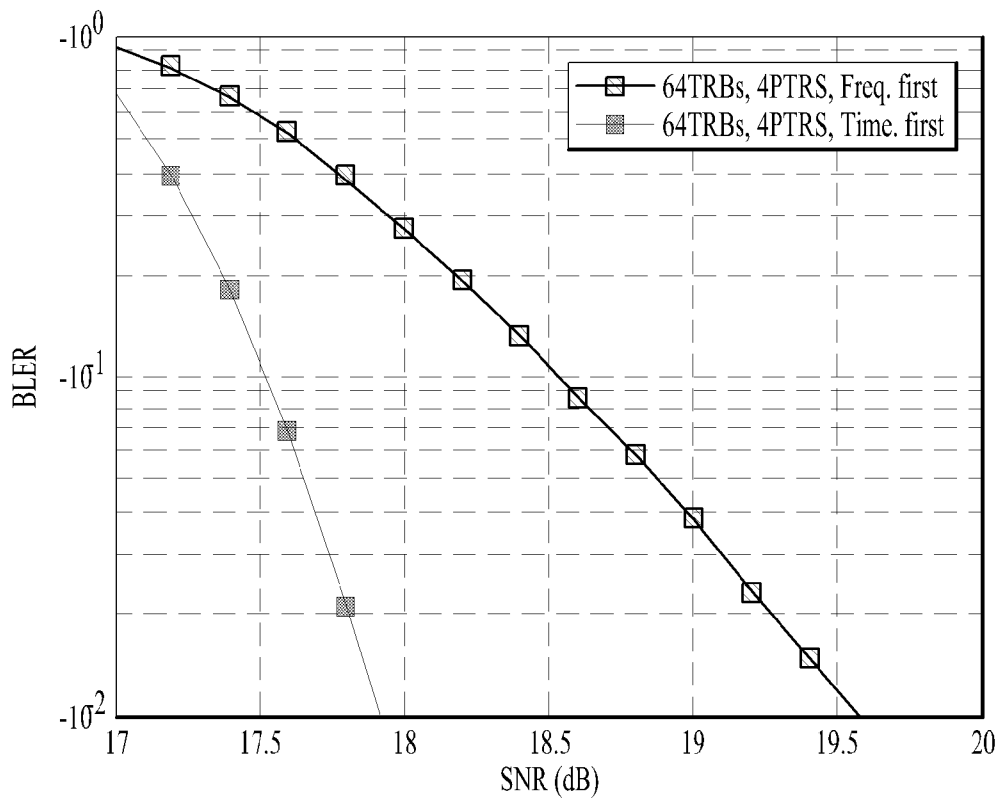


(c)

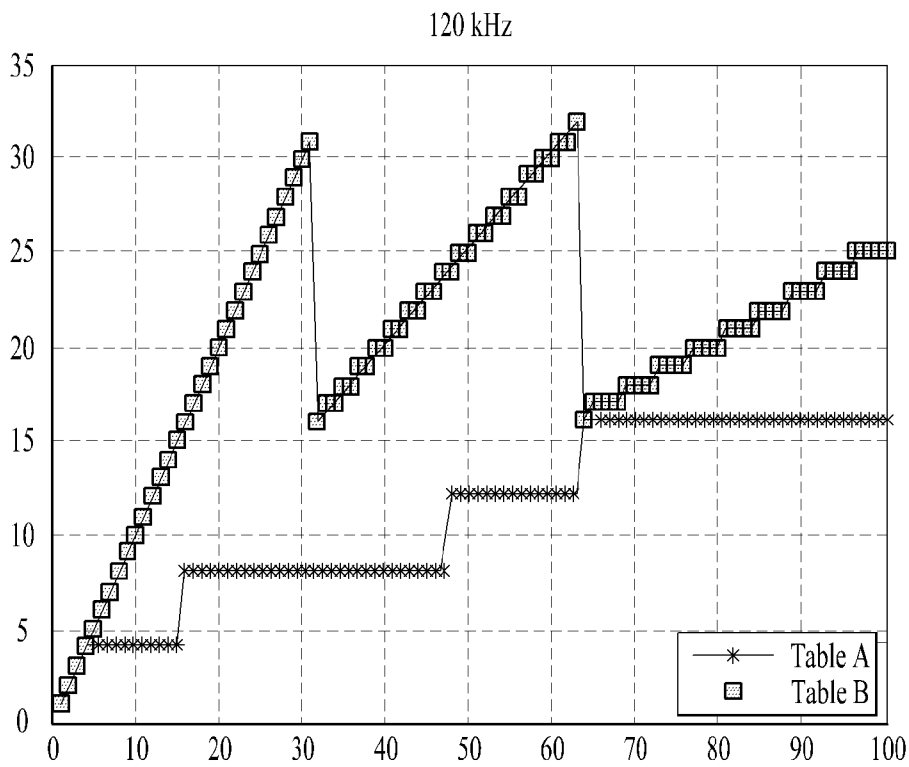
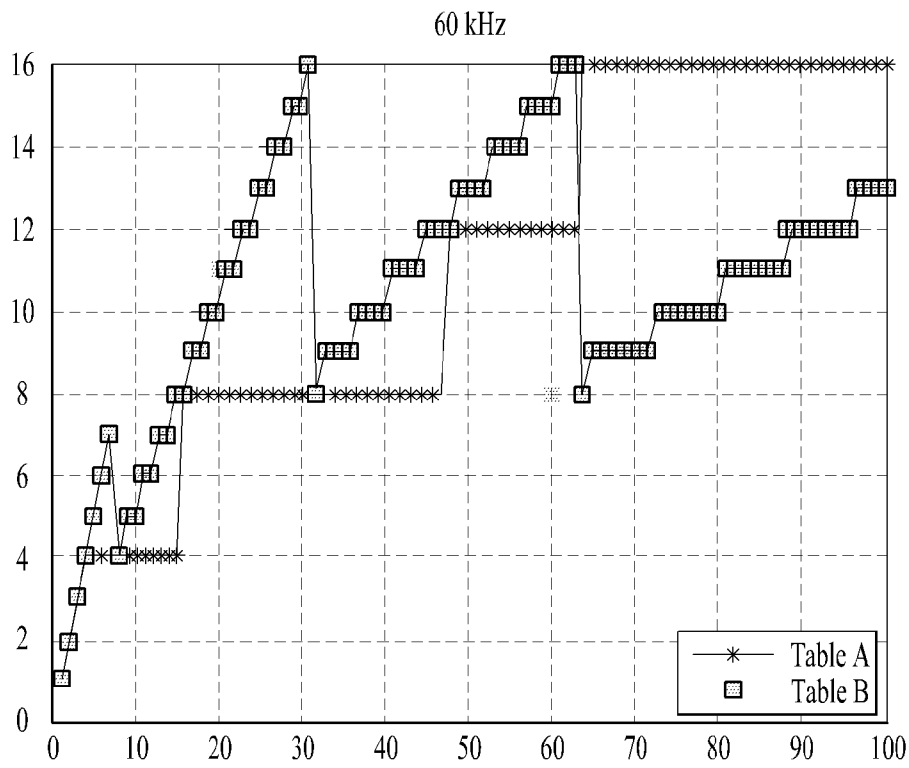
[도8]



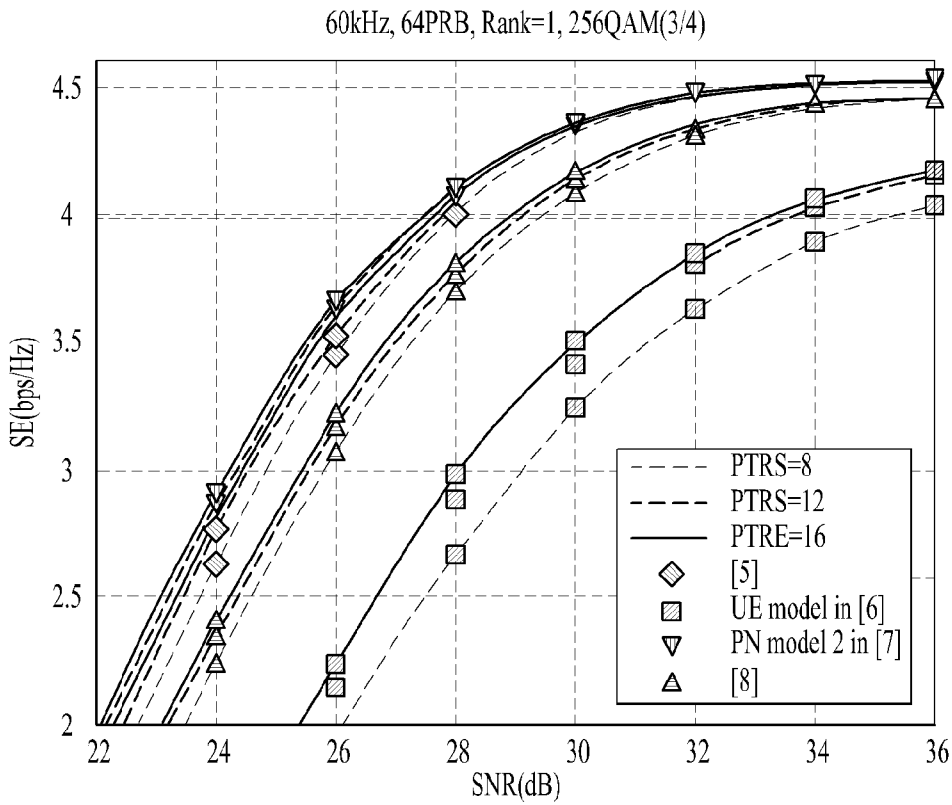
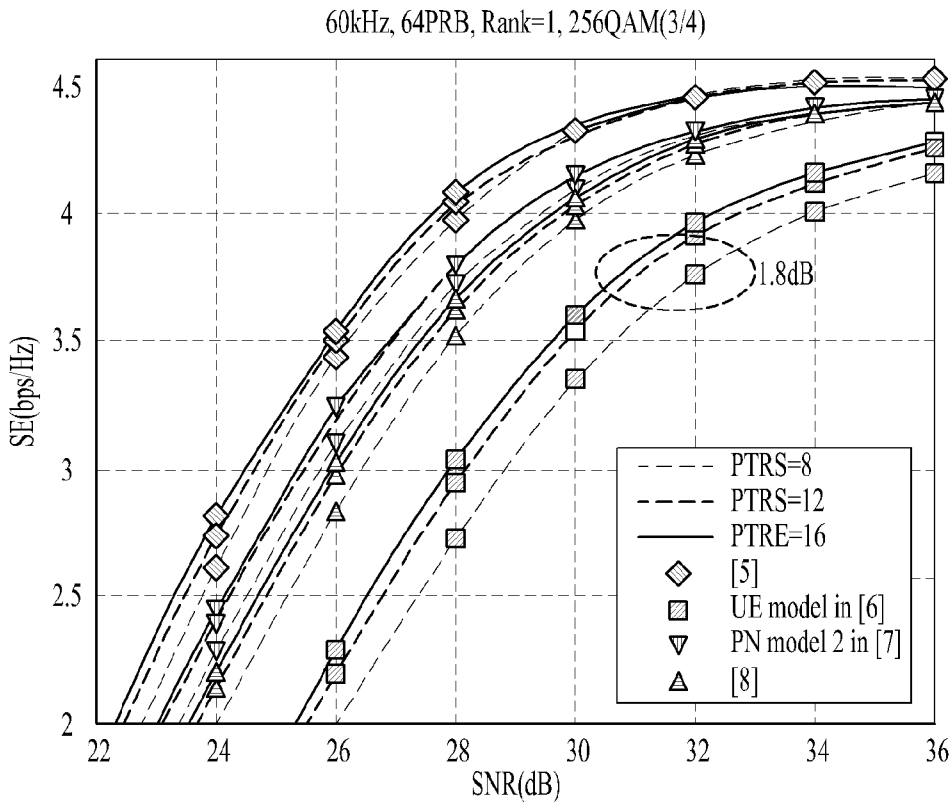
[도9]



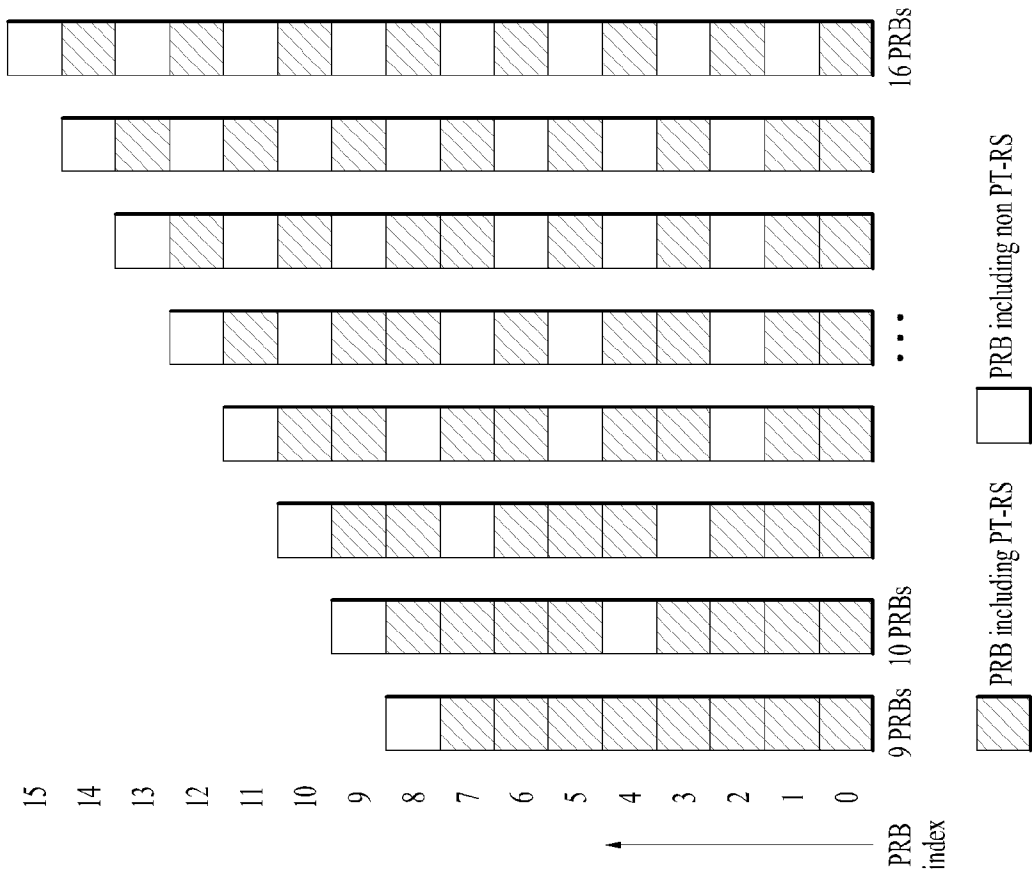
[도 10]



[도 11]

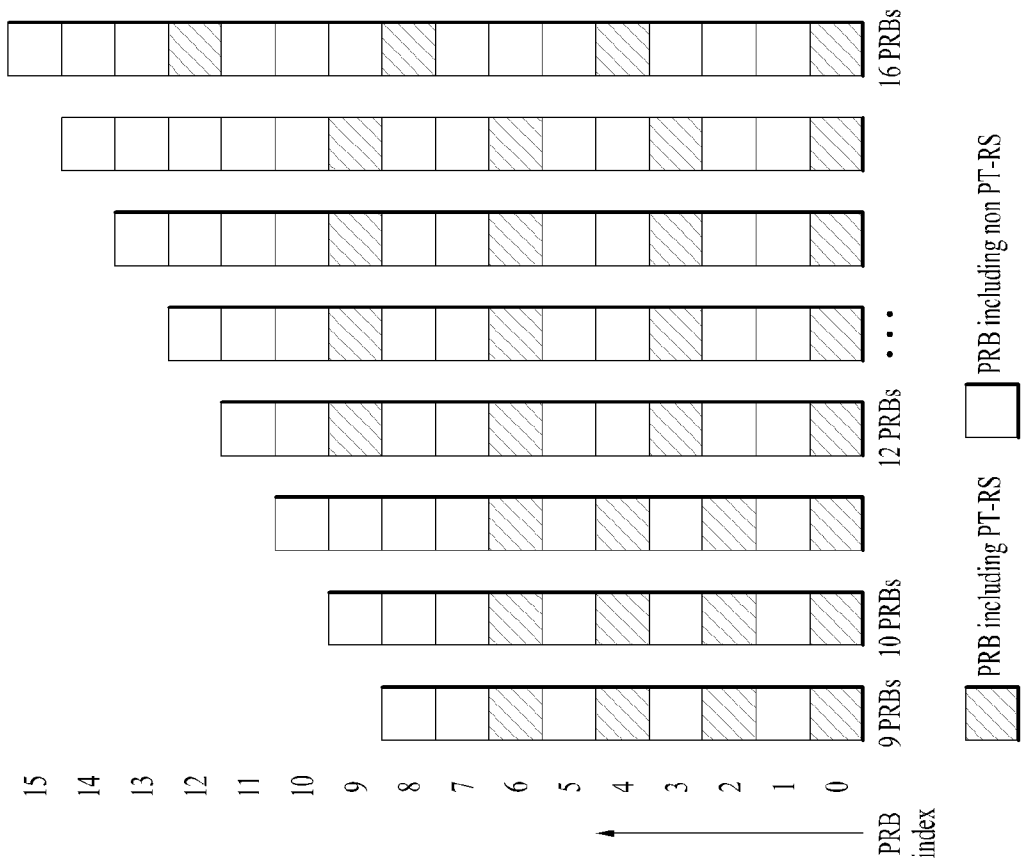


[도 12]

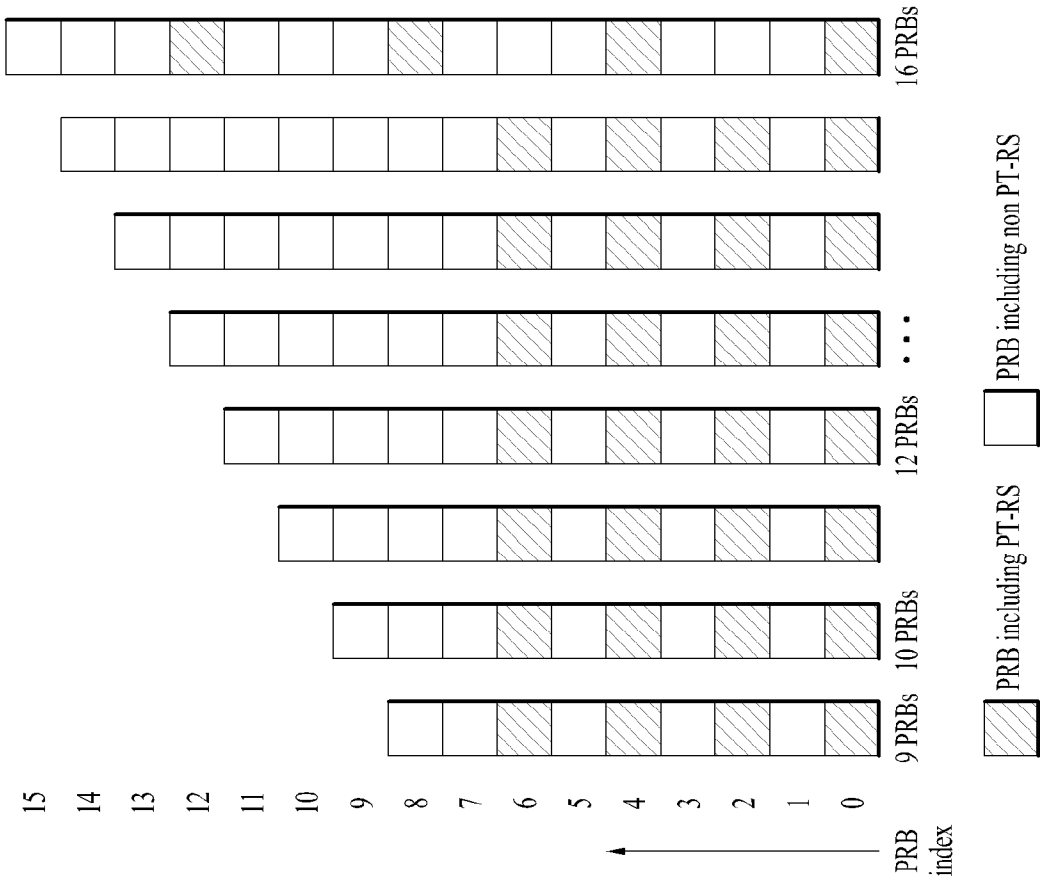




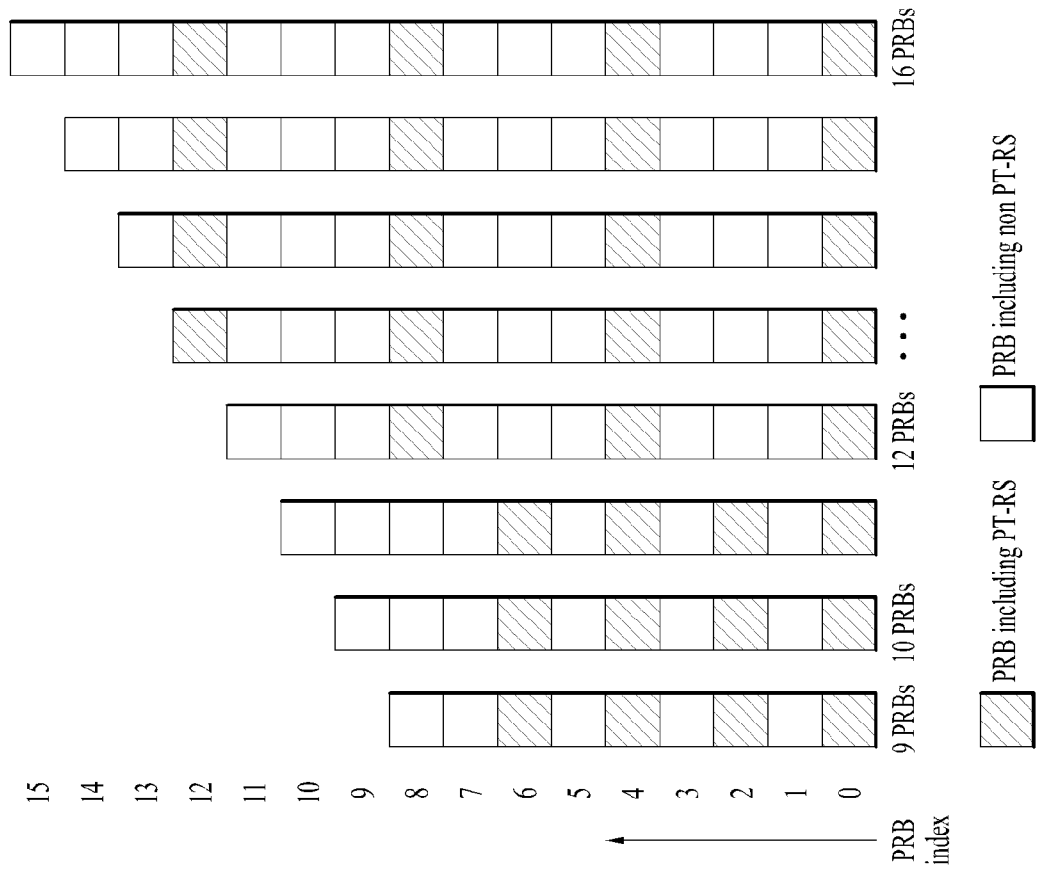
[도13]



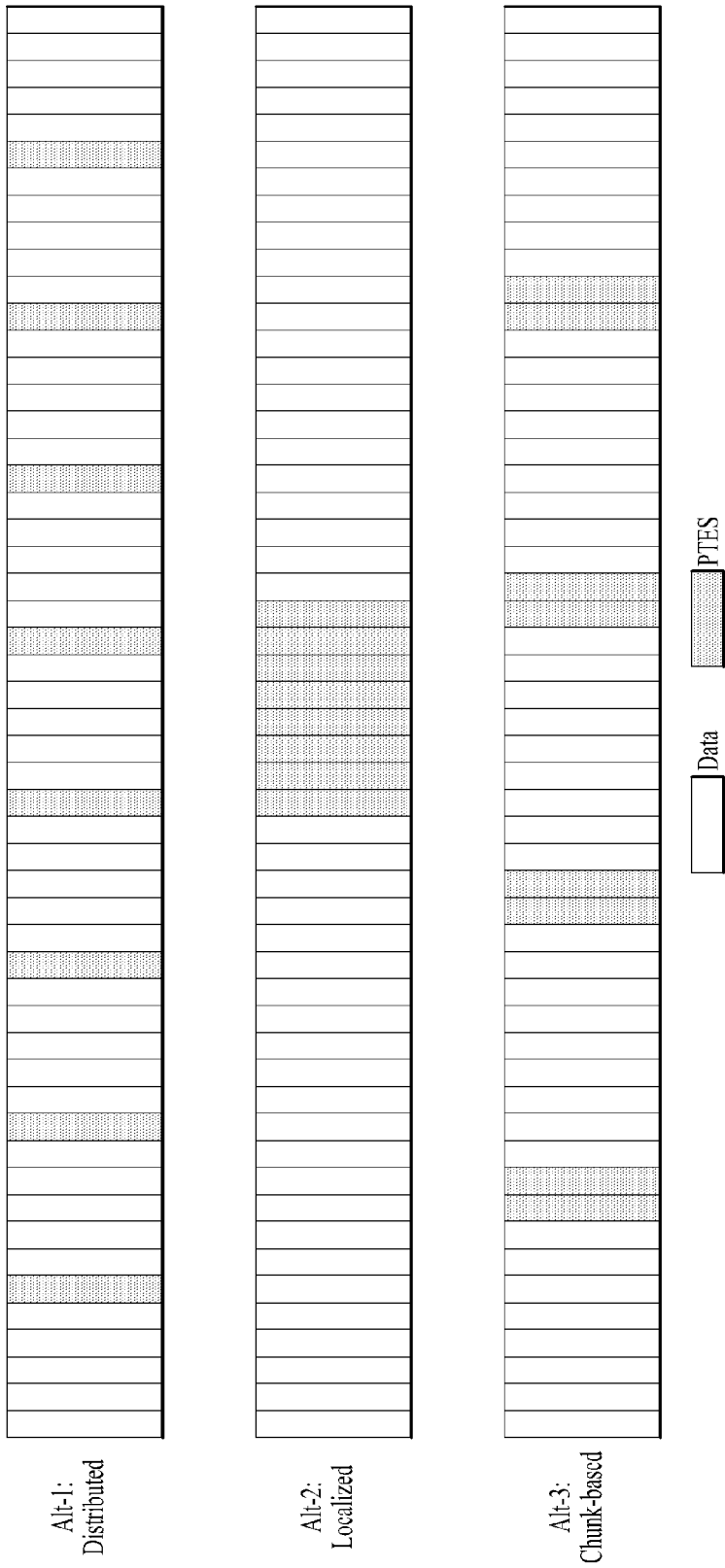
[도14]



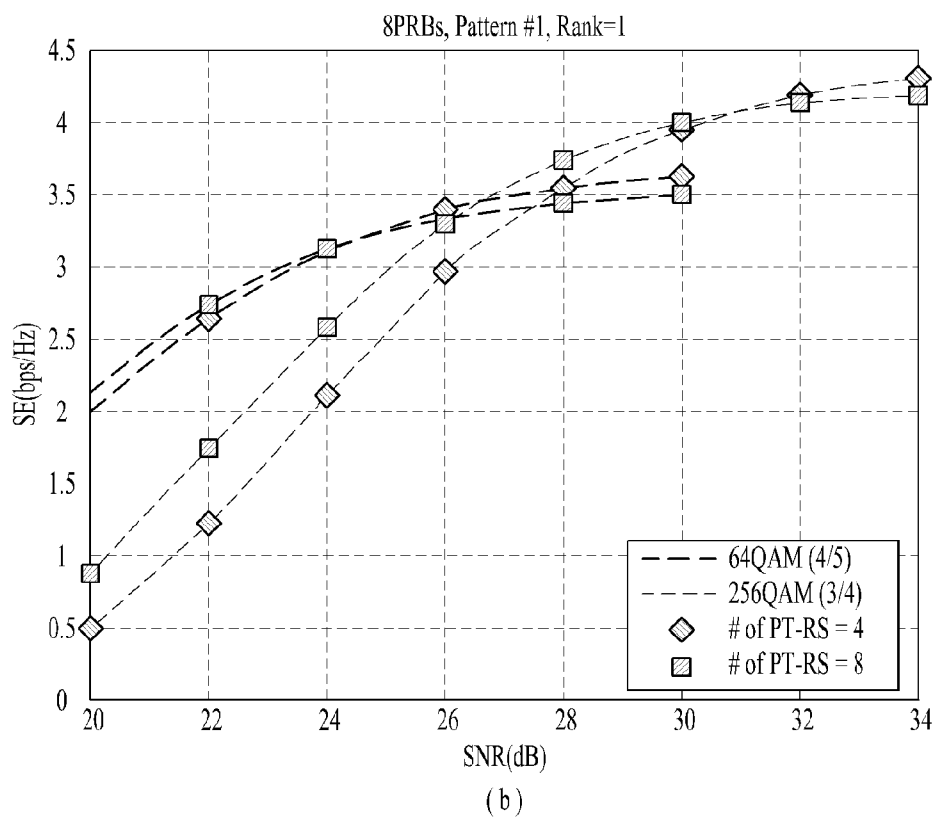
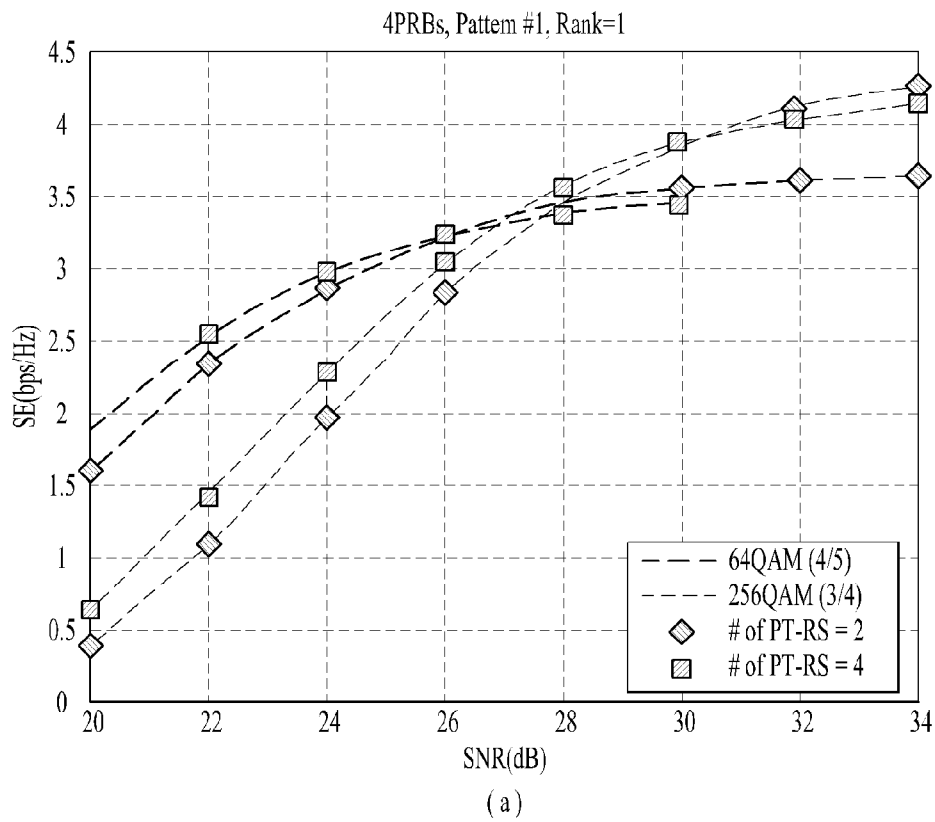
[도15]



[도 16]

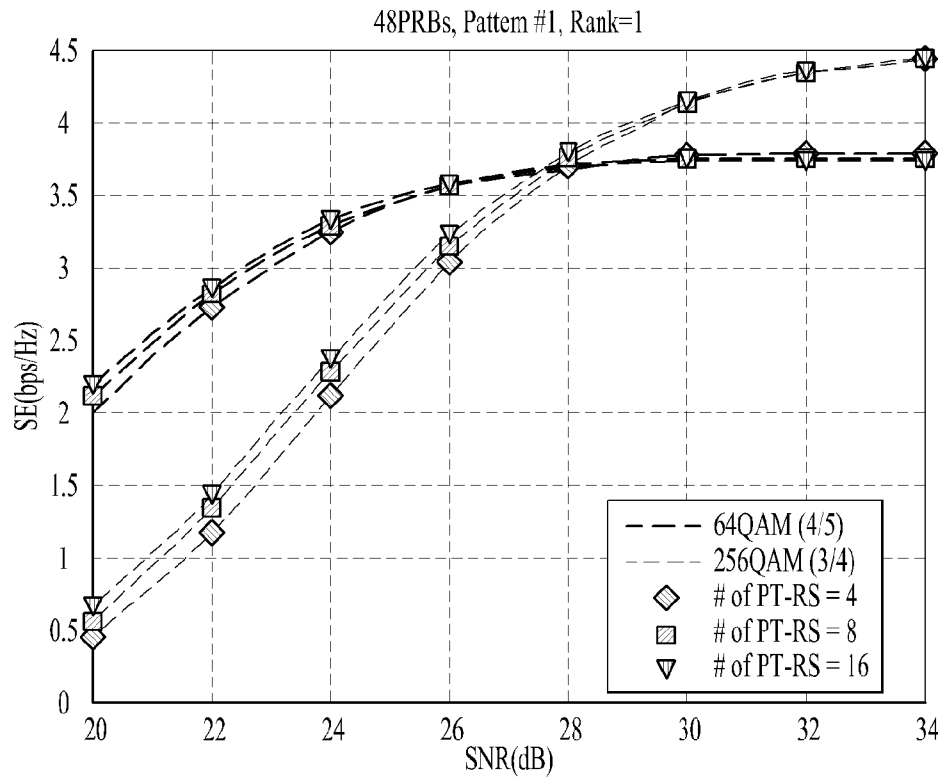


[도 17]

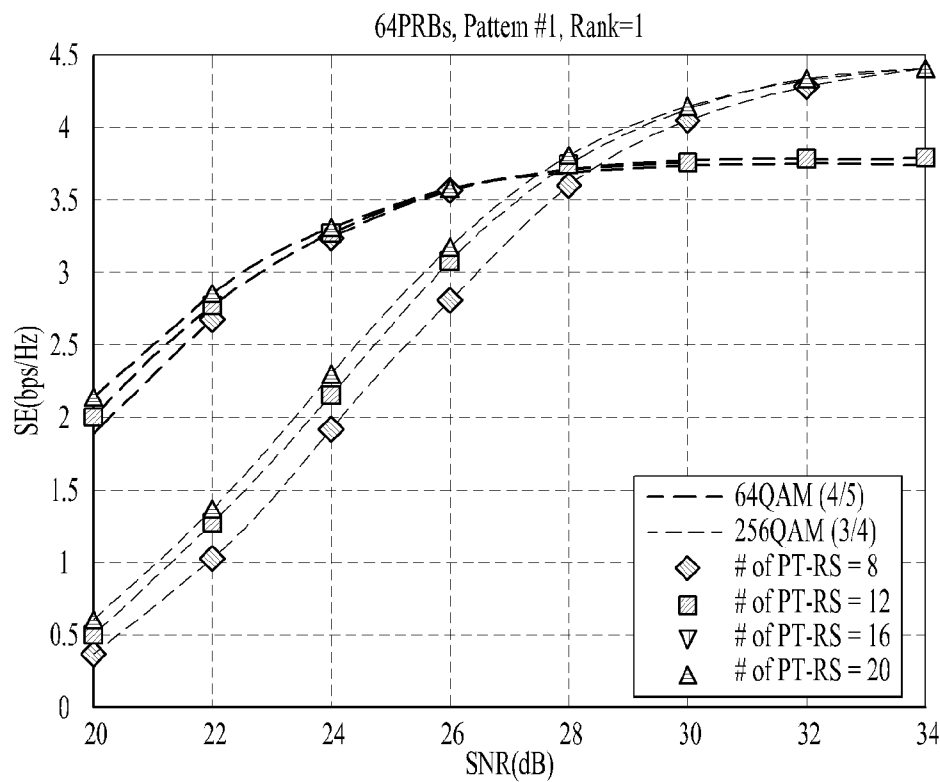




[도 19]



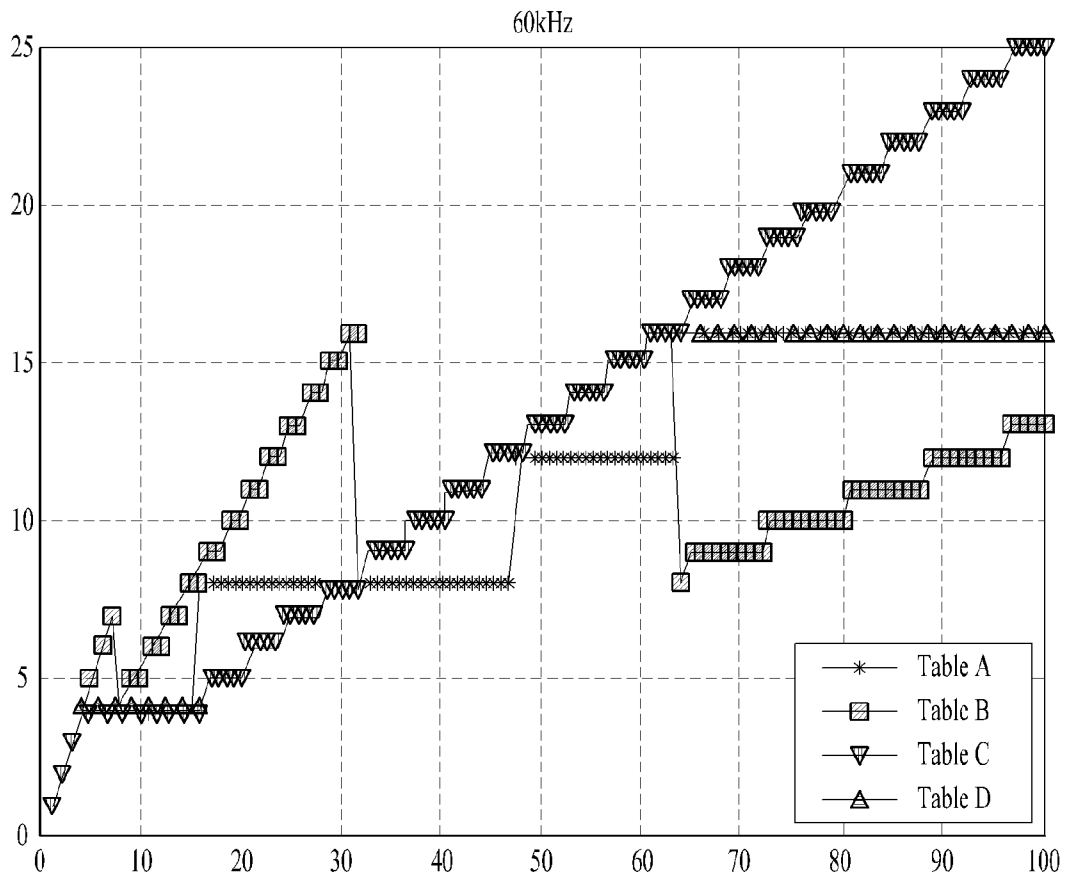
(a)



(b)

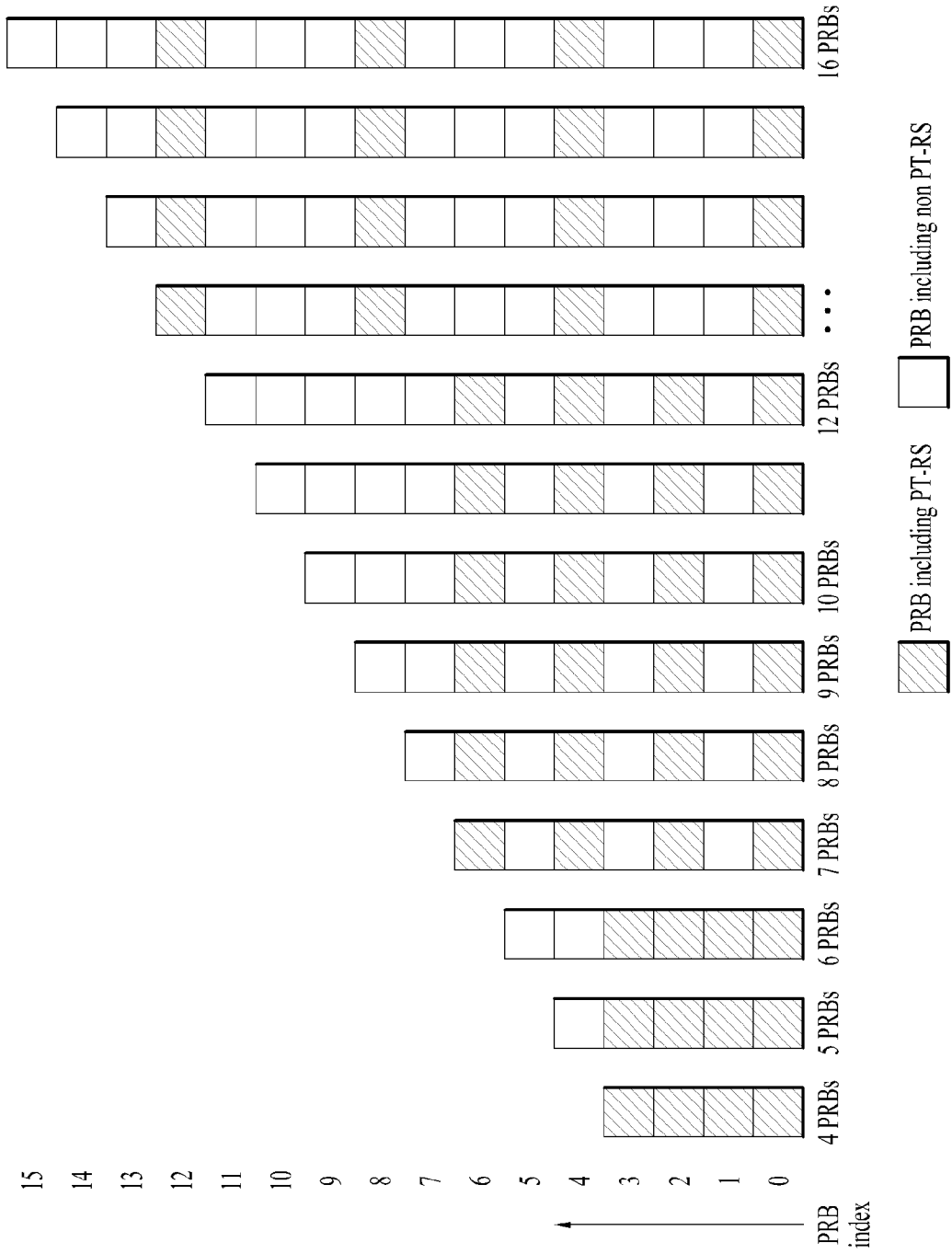


[도21]

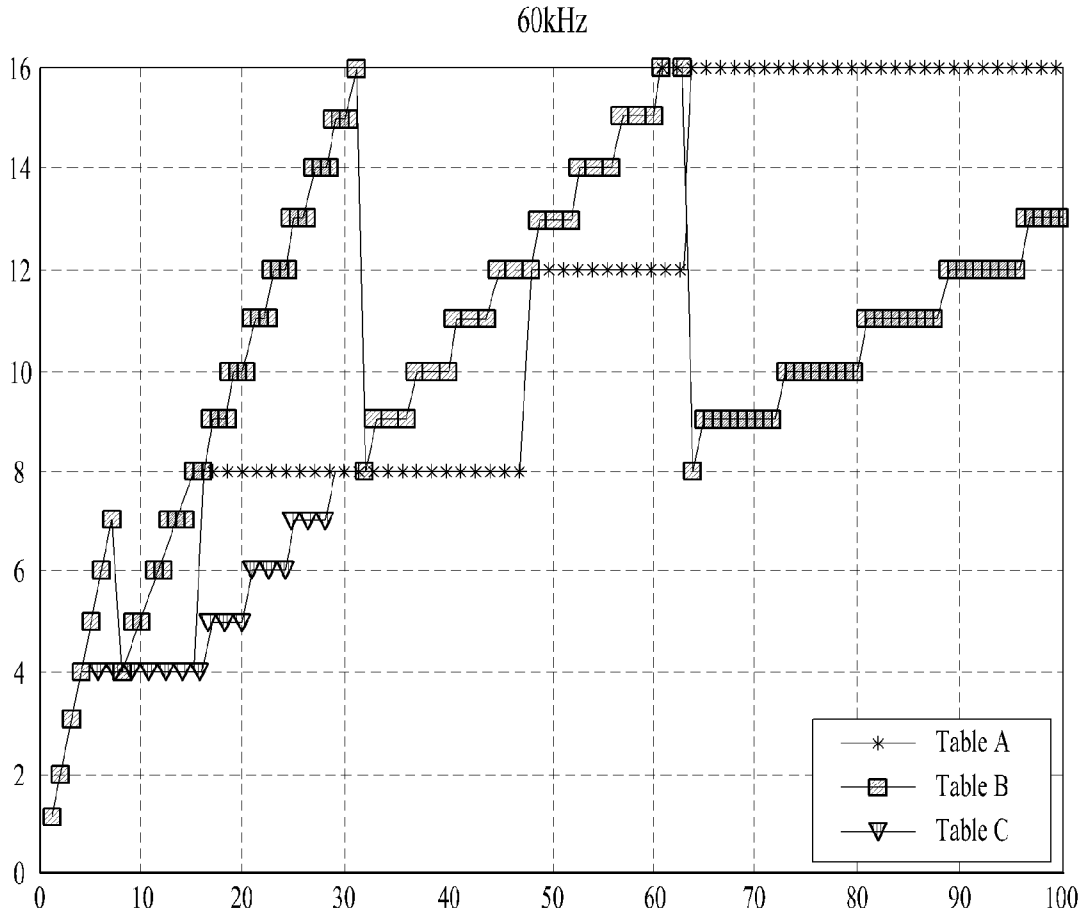




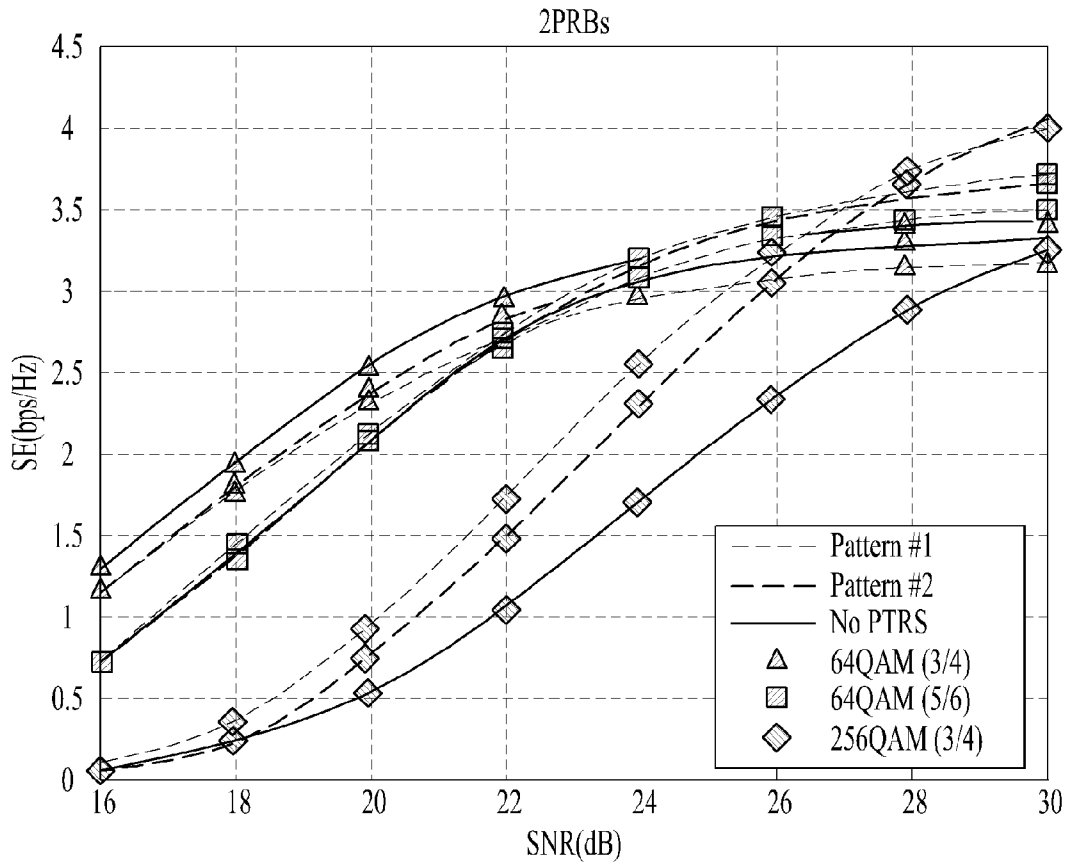
[도22]



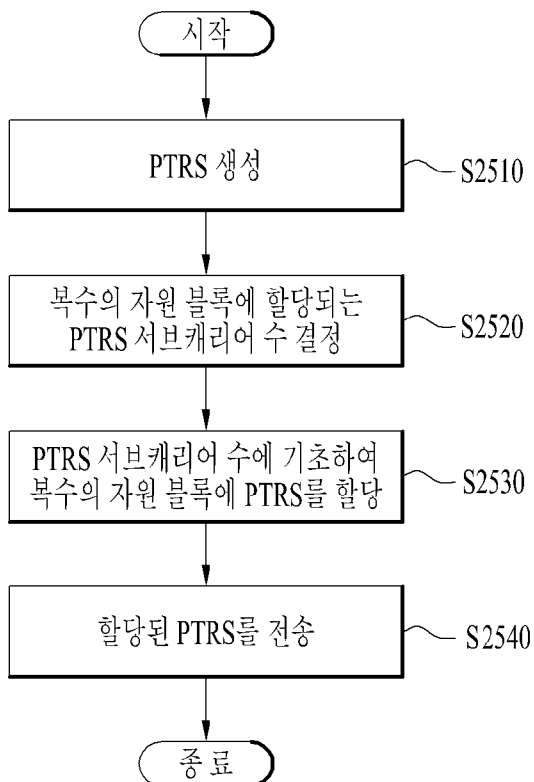
[도23]



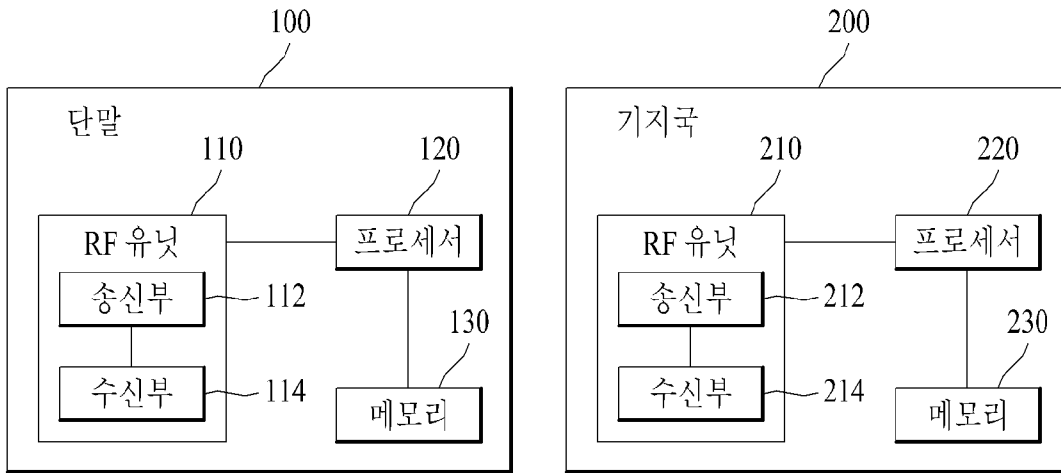
[도24]



[도25]



[도26]



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/KR2018/005356

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

*H04L 5/00(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; H04B 7/26; H04J 11/00; H04L 27/26

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 aboveElectronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)  
eKOMPASS (KIPO internal) & Keywords: phase noise, Phase Tracking Reference Signal, scheduled bandwidth, resource block, critical value, mmWave communication system

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	LG ELECTRONICS, "On UL PT-RS Design", R1-1707617, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #89, Hangzhou, P.R. China, 06 May 2017 See pages 2, 6; and figure 1.	1-5,8,10-14,17
A		6-7,9,15-16,18
Y	LG ELECTRONICS, "On DL PT-RS Design", R1-1707616, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #89, Hangzhou, P.R. China, 06 May 2017 See page 5.	1-5,8,10-14,17
Y	HUAWEI et al., "Further Details for PT-RS Design", R1-1704240, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #88b, Spokane, USA, 25 March 2017 See section 4.1.	4,13
A	KR 10-2014-0065392 A (LG ELECTRONICS INC.) 29 May 2014 See paragraphs [0068]-[0096]; and figure 4.	1-18
A	KR 10-2015-0090586 A (INNOVATIVE TECHNOLOGY LAB CO., LTD.) 06 August 2015 See paragraphs [0020]-[0036]; and figures 2-3.	1-18



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

"&amp;" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

10 SEPTEMBER 2018 (10.09.2018)

Date of mailing of the international search report

10 SEPTEMBER 2018 (10.09.2018)

Name and mailing address of the ISA/KR

Korean Intellectual Property Office  
Government Complex Daejeon Building 4, 189, Cheongsa-ro, Seo-gu,  
Daejeon, 35208, Republic of Korea

Facsimile No. +82-42-481-8578

Authorized officer

Telephone No.

**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**  
Information on patent family members

International application No.

**PCT/KR2018/005356**

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member	Publication date
KR 10-2014-0065392 A	29/05/2014	US 2015-0003346 A1 US 9344247 B2 WO 2013-036090 A1	01/01/2015 17/05/2016 14/03/2013
KR 10-2015-0090586 A	06/08/2015	KR 10-2015-0090425 A KR 10-2015-0090585 A WO 2015-115819 A1	06/08/2015 06/08/2015 06/08/2015

<b>A. 발명이 속하는 기술분류(국제특허분류(IPC))</b> H04L 5/00(2006.01)i		
<b>B. 조사된 분야</b> 조사된 최소문헌(국제특허분류를 기재) H04L 5/00; H04B 7/26; H04J 11/00; H04L 27/26 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: 위상 잡음, Phase Tracking Reference Signal, 스케줄된 대역폭, 자원 블록, 임계값, mmWave 통신 시스템		
<b>C. 관련 문헌</b>		
카테고리*	인용문헌명 및 관련 구절(해당하는 경우)의 기재	관련 청구항
Y	LG ELECTRONICS, 'On UL PT-RS design', R1-1707617, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #89, Hangzhou, P.R. China, 2017.05.06 페이지 2, 6; 및 도면 1 참조.	1-5, 8, 10-14, 17
A		6-7, 9, 15-16, 18
Y	LG ELECTRONICS, 'On DL PT-RS design', R1-1707616, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #89, Hangzhou, P.R. China, 2017.05.06 페이지 5 참조.	1-5, 8, 10-14, 17
Y	HUAWEI et al., 'Further details for PT-RS design', R1-1704240, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #88b, Spokane, USA, 2017.03.25 섹션 4.1 참조.	4, 13
A	KR 10-2014-0065392 A (엘지전자 주식회사) 2014.05.29 단락 [0068]-[0096]; 및 도면 4 참조.	1-18
A	KR 10-2015-0090586 A (주식회사 아이티엘) 2015.08.06 단락 [0020]-[0036]; 및 도면 2-3 참조.	1-18
<input type="checkbox"/> 추가 문헌이 C(계속)에 기재되어 있습니다. <input checked="" type="checkbox"/> 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 2018년 09월 10일 (10.09.2018)	국제조사보고서 발송일 2018년 09월 10일 (10.09.2018)	
ISA/KR의 명칭 및 우편주소  대한민국 특허청 (35208) 대전광역시 서구 청사로 189, 4동 (둔산동, 정부대전청사) 팩스 번호 +82-42-481-8578	심사관 강희국 전화번호 +82-42-481-8264	

국제조사보고서에서 인용된 특허문헌	공개일	대응특허문헌	공개일
KR 10-2014-0065392 A	2014/05/29	US 2015-0003346 A1 US 9344247 B2 WO 2013-036090 A1	2015/01/01 2016/05/17 2013/03/14
KR 10-2015-0090586 A	2015/08/06	KR 10-2015-0090425 A KR 10-2015-0090585 A WO 2015-115819 A1	2015/08/06 2015/08/06 2015/08/06