

(12) 특허협력조약에 의하여 공개된 국제출원

(19) 세계지식재산권기구
국제사무국

(43) 국제공개일
2016년 9월 15일 (15.09.2016)



(10) 국제공개번호
WO 2016/144100 A1

- (51) 국제특허분류:
H04L 27/34 (2006.01) H04L 27/26 (2006.01)
H04L 27/38 (2006.01)
- (21) 국제출원번호: PCT/KR2016/002360
- (22) 국제출원일: 2016년 3월 9일 (09.03.2016)
- (25) 출원언어: 한국어
- (26) 공개언어: 한국어
- (30) 우선권정보:
62/130,573 2015년 3월 9일 (09.03.2015) US
62/204,423 2015년 8월 12일 (12.08.2015) US
62/213,599 2015년 9월 2일 (02.09.2015) US
- (71) 출원인: 엘지전자 주식회사 (LG ELECTRONICS INC.) [KR/KR]; 07336 서울시 영등포구 여의대로 128, Seoul (KR).
- (72) 발명자: 서인권 (SEO, Inkwon); 06772 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG 전자 특허센터, Seoul (KR). 김기준 (KIM, Kijun); 06772 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG 전자 특허센터, Seoul (KR). 김형태 (KIM, Hyungtae); 06772 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG 전자 특허센터, Seoul (KR).
- (74) 대리인: 김용인 (KIM, Yong In) 등; 05556 서울시 송파구 올림픽로 82, 7층 KBK 특허법률사무소, Seoul (KR).

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

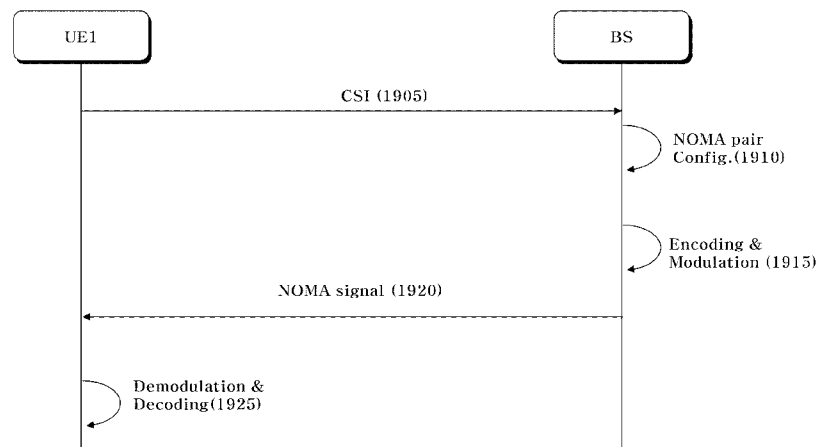
(84) 지정국 (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 역내 권리의 보호를 위하여): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 유라시아 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 유럽 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, 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 제 21 조(3))
- 청구범위 보정 기한 만료 전의 공개이며, 보정서를 접수하는 경우 그에 관하여 별도 공개함 (규칙 48.2(h))

(54) Title: METHOD FOR TRANSMITTING AND RECEIVING SIGNAL IN WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM AND APPARATUS FOR PERFORMING SAME

(54) 발명의 명칭: 무선 통신 시스템에서 신호를 송수신하는 방법 및 이를 수행하는 장치



(57) Abstract: A method for receiving a signal by a first terminal in a wireless communication system supporting non-orthogonal multiple access (NOMA) according to an embodiment of the present invention comprises the steps of: receiving a NOMA signal in which signals for each of the first terminal and a second terminal belonging to the same NOMA pair are superposed; and demodulating the signal for the first terminal from the NOMA signal, using at least a part of a NOMA constellation which is configured by considering downlink transmission power and a modulation order for the second terminal, wherein only a bit corresponding to one digit is differently configured between the bit sequences of NOMA constellation points adjacent to each other in the NOMA constellation, and the complex coordinates (I, Q) of the NOMA constellation points are determined on the basis of a combination of downlink transmission power for the first terminal and the downlink transmission power for the second terminal.

(57) 요약서:

[다음 쪽 계속]

WO 2016/144100 A1



본 발명의 일 실시예에 따라 NOMA(Non-Orthogonal Multiple Access)를 지원하는 무선 통신 시스템에서 제 1 단말이 신호를 수신하는 방법은, 동일한 NOMA 쌍(pair)에 속하는 상기 제 1 단말과 제 2 단말 각각에 대한 신호들이 중첩된(superposed) NOMA 신호를 수신하는 단계; 및 상기 제 2 단말에 대한 하향링크 전송 전력 및 변조 차수를 고려하여 설정되는 NOMA 성상(constellation)의 적어도 일부를 이용하여, 상기 NOMA 신호로부터 상기 제 1 단말에 대한 신호를 복조(demodulation)하는 단계를 포함하되, 상기 NOMA 성상 내에서 서로 이웃하는 NOMA 성상점들의 비트 시퀀스들 간에는 오직 한자리 비트만 상이하게 설정되고, 상기 NOMA 성상점들의 복소 좌표(I, Q)는, 상기 제 1 단말에 대한 하향링크 전송 전력 및 상기 제 2 단말에 대한 하향링크 전송 전력의 조합에 기초하여 결정된다.

명세서

발명의 명칭: 무선 통신 시스템에서 신호를 송수신하는 방법 및 이를 수행하는 장치

기술분야

- [1] 본 발명은 무선 통신 시스템에 대한 것으로, 보다 상세하게는 비-직교 다중 접속을 지원하는 무선 통신 시스템에서 신호를 변조 또는 복조하는 방법 및 이를 수행하는 장치에 대한 것이다.

배경기술

- [2] 무선 통신 시스템이 음성이나 데이터 등과 같은 다양한 종류의 통신 서비스를 제공하기 위해 광범위하게 전개되고 있다. 일반적으로 무선 통신 시스템은 가용한 시스템 자원(대역폭, 송신 파워 등)을 공유하여 다중 사용자와의 통신을 지원할 수 있는 다중 접속(multiple access) 시스템이다. 다중 접속 시스템은 직교성(orthogonality)이 보장되는지 여부에 따라서 직교 다중 접속(Orthogonal Multiple Access, OMA)과 비-직교 다중 접속(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)로 구분될 수 있다.
- [3] OMA의 예들로는 직교 자원의 종류에 따라 FDMA(frequency division multiple access), TDMA(time division multiple access), CDMA(code division multiple access), SDMA(spatial division multiple access)등으로 구분할 수 있으며, 각각에 대하여 주파수 도메인, 시간 도메인, 코드 도메인 및 공간 도메인 상에서 다중 접속이 수행된다.
- [4] 반면에 NOMA는 파워 도메인(power domain)에서의 다중 접속 기법으로서, OMA와 연동하여 사용될 경우, 스펙트럴 효율성(spectral efficiency)이 증가될 수 있다.

발명의 상세한 설명

기술적 과제

- [5] 본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는 비-직교 다중 접속(NOMA)가 지원되는 무선 통신 시스템에서, NOMA 성상을 이용하는 송신기와 수신기 측면에서 변조 또는 복조를 효율적이고 정확하게 수행할 수 있다.
- [6] 본 발명에서 이루고자 하는 기술적 과제들은 이상에서 언급한 기술적 과제들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 기술적 과제들은 아래의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

과제 해결 수단

- [7] 상술된 기술적 과제를 이루기 위한 본 발명의 일 측면에 따른 NOMA(Non-Orthogonal Multiple Access)를 지원하는 무선 통신 시스템에서 제1 단말이 신호를 수신하는 방법은, 동일한 NOMA 쌍(pair)에 속하는 상기 제1

단말과 제2 단말 각각에 대한 신호들이 중첩된(superposed) NOMA 신호를 수신하는 단계; 및 상기 제2 단말에 대한 하향링크 전송 전력 및 변조 차수를 고려하여 설정되는 NOMA 성상(constellation)의 적어도 일부를 이용하여, 상기 NOMA 신호로부터 상기 제1 단말에 대한 신호를 복조(demodulation)하는 단계를 포함하되, 상기 NOMA 성상 내에서 서로 이웃하는 NOMA 성상점들의 비트 시퀀스들 간에는 오직 한자리 비트만 상이하게 설정되고, 상기 NOMA 성상점들의 복소 좌표(I, Q)는, 상기 제1 단말에 대한 하향링크 전송 전력 및 상기 제2 단말에 대한 하향링크 전송 전력의 조합에 기초하여 결정된다.

- [8] 상술된 기술적 과제를 이루기 위한 본 발명의 다른 일 측면에 따른 NOMA(Non-Orthogonal Multiple Access)를 지원하는 무선 통신 시스템에서 신호를 수신하는 제1 단말에 있어서, 동일한 NOMA 쌍(pair)에 속하는 상기 제1 단말과 제2 단말 각각에 대한 신호들이 중첩된(superposed) NOMA 신호를 수신하는 수신기; 및 상기 제2 단말에 대한 하향링크 전송 전력 및 변조 차수를 고려하여 설정되는 NOMA 성상(constellation)의 적어도 일부를 이용하여, 상기 NOMA 신호로부터 상기 제1 단말에 대한 신호를 복조(demodulation)하는 프로세서를 포함하되, 상기 NOMA 성상 내에서 서로 이웃하는 NOMA 성상점들의 비트 시퀀스들 간에는 오직 한자리 비트만 상이하게 설정되고, 상기 NOMA 성상점들의 복소 좌표(I, Q)는, 상기 제1 단말에 대한 하향링크 전송 전력 및 상기 제2 단말에 대한 하향링크 전송 전력의 조합에 기초하여 결정된다.
- [9] 상술된 기술적 과제를 이루기 위한 본 발명의 또 다른 일 측면에 따른 NOMA(Non-Orthogonal Multiple Access)를 지원하는 무선 통신 시스템에서 기지국이 신호를 송신하는 방법은, 동일한 NOMA 쌍(pair)에 속하는 제1 단말과 제2 단말 각각에 대한 하향링크 전송 전력 및 변조 차수를 고려하여 NOMA 성상(constellation)을 결정하는 단계; NOMA 성상(constellation)을 이용하여, 상기 제1 단말과 상기 제2 단말 각각에 대한 신호들이 중첩된 NOMA 신호를 변조하는 단계; 및 상기 NOMA 신호를 송신하는 단계를 포함하고, 상기 NOMA 성상 내에서 서로 이웃하는 NOMA 성상점들의 비트 시퀀스들 간에는 오직 한자리 비트만 상이하게 설정되고, 상기 NOMA 성상점들의 복소 좌표(I, Q)는, 상기 제1 단말에 대한 하향링크 전송 전력 및 상기 제2 단말에 대한 하향링크 전송 전력의 조합에 기초하여 결정된다.
- [10] 바람직하게는, 상기 제1 단말은, 상기 NOMA 성상(constellation) 전체를 구성하여 ML(maximum likelihood) 방식으로 복조하거나, 또는 상기 NOMA 성상의 일부분에 해당하는 성상점들을 재구성하여 SIC(successive interference cancellation) 방식으로 복조할 수 있다.
- [11] 바람직하게는, 상기 NOMA 성상점들 각각에 맵핑되는 $M+N$ 길이의 비트 시퀀스 중 상위 또는 하위 N 비트들($c_1c_2...c_N$)은 아래 수학적식과 같이 정의되고, $c_1 = (((a_1 \otimes a_3) \otimes a_5) \dots \otimes a_{M-1}) \oplus b_1$, $c_2 = (((a_2 \otimes a_4) \otimes a_6) \dots \otimes a_M) \oplus b_2$, $c_i = b_i$ ($3 \leq i \leq N$), ' $\otimes$ ' 및 ' $\oplus$ '는 서로 동일하거나 상이한 소정의 비트-단위 연산(bit-wise operation), ' $b_1b_2...b$

N '은 상기 제1 단말에 대한 비트 시퀀스, ' $a_1a_2...a_M$ '은 상기 제2 단말에 대한 비트 시퀀스, ' M '은 상기 제2 단말의 변조 차수, ' N '은 상기 제1 단말의 변조 차수를 나타낼 수 있다. 보다 바람직하게는, 상기 $M+N$ 길이의 비트 시퀀스 중 나머지 M 비트들은, 상기 제2 단말에 대한 비트 시퀀스 ' $a_1a_2...a_M$ '로 설정되고, 상기 소정의 비트-단위 연산은 XOR(exclusive OR) 또는 XNOR(Not exclusive OR) 연산 중 적어도 하나를 포함할 수 있다.

- [12] 바람직하게는, 상기 제1 단말은, 상기 제2 단말에 대한 변조 차수에 대응하는 제1 성상을 이용하여, 상기 제2 단말에 대한 신호를 복조하고, 상기 제2 단말에 대한 신호를 복조한 결과를 이용하여 상기 NOMA 신호로부터 상기 제2 단말에 대한 신호를 캔슬링(cancellation)하고, 상기 캔슬링 이후 잔여의 신호 및 상기 제1 단말에 대한 변조 차수에 대응하는 제2 성상을 이용하여 상기 제1 단말에 대한 신호를 복조 및 디코딩할 수 있다.
- [13] 보다 바람직하게는, 상기 제1 단말은, 상기 제2 단말의 비트 시퀀스의 홀수 번째 비트들에 대한 XNOR 연산 결과와 상기 제1 단말의 변조 차수에 대응하는 기준 성상의 비트 시퀀스들에서의 각 제1 비트에 대하여 XNOR 연산을 수행하고, 상기 제2 단말의 비트 시퀀스의 짝수 번째 비트들에 대한 XNOR 연산 결과와 상기 기준 성상의 비트 시퀀스들에서의 각 제2 비트에 대하여 XNOR 연산을 수행하고, 상기 각 제1 비트에 대한 XNOR 연산 결과와 상기 각 제2 비트에 대한 XNOR 연산 결과를 상기 기준 성상에 대입함으로써, 상기 제2 성상을 생성할 수 있다.
- [14] 바람직하게는, 상기 NOMA 성상은 각각이 N^2 개의 성상점들을 포함하는 M^2 개의 성상점 그룹들을 포함하되, ' N '은 상기 제1 단말에 대한 변조 차수, ' M '은 상기 제2 단말에 대한 변조 차수이고, 동일한 성상점 그룹에 속하는 N^2 개의 성상점들 간의 간격은 상기 제1 단말에 대한 하향링크 전송 전력에 기초하여 설정되고, 상기 M^2 개 성상점 그룹들의 중심 간의 간격은 상기 제2 단말에 대한 하향링크 전송 전력에 기초하여 설정될 수 있다.
- [15] 바람직하게는, 상기 동일한 NOMA 쌍에 속하는 상기 제1 단말과 상기 제2 단말에는 동일한 빔 패턴이 적용되고, 상기 제1 단말과 상기 제2 단말 간의 하향링크 전송 전력의 차이가 소정의 임계치 이상일 수 있다.
- [16] 바람직하게는, 상기 기지국은, 상기 제1 단말과 상기 제2 단말 중 하향링크 전송 전력의 작은 단말에는 하향링크 전송 전력의 큰 단말에 대한 변조 차수 및 하향링크 전송 전력 정보를 시그널링할 수 있다.
- [17] 바람직하게는, 상기 제1 단말은, 상기 제1 단말에서 사용되는 수신기의 타입에 대한 정보를 기지국에 전송할 수 있으며, 상기 수신기의 타입은 ML(maximum likelihood) 타입 및 SIC(successive interference cancellation) 타입 중 적어도 하나를 포함할 수 있다.

발명의 효과

- [18] 본 발명의 일 실시예에 따르면 이웃 NOMA 성상점들 간의 비트 차이를 1자리로 유지함으로써 비트 에러율을 저감할 수 있을 뿐 아니라, NOMA 성상의 구성을 위한 송신기 또는 수신기의 프로세싱 오버헤드를 최소화 할 수 있다.
- [19] 본 발명에서 얻을 수 있는 효과는 이상에서 언급한 효과들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 효과들은 아래의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

도면의 간단한 설명

- [20] 본 명세서에 첨부되는 도면은 본 발명에 대한 이해를 제공하기 위한 것으로서 본 발명의 다양한 실시형태들을 나타내고 명세서의 기재와 함께 본 발명의 원리를 설명하기 위한 것이다.
- [21] 도 1은 무선 프레임의 구조를 나타내는 도면이다.
- [22] 도 2는 하향링크 슬롯에서의 자원 그리드(resource grid)를 나타내는 도면이다.
- [23] 도 3은 하향링크 서브프레임의 구조를 나타내는 도면이다.
- [24] 도 4는 상향링크 서브프레임의 구조를 나타내는 도면이다.
- [25] 도 5는 다중안테나를 갖는 무선 통신 시스템의 구성도이다.
- [26] 도 6은 3GPP 시스템에 이용되는 초기접속 절차 및 물리 채널들을 이용한 신호 송수신 방법을 설명하기 위한 도면이다.
- [27] 도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 NOMA 환경의 일례를 나타낸다.
- [28] 도 8은 NOMA 전송을 위한 동작의 일례를 나타낸다.
- [29] 도 9는 단순조합된 성상에서의 최종적인 변조 심볼의 위치 및 각 심볼에 맵핑된 비트 시퀀스를 나타낸다.
- [30] 도 10은 본 발명의 일 실시예에 의한 NOMA 성상을 도시한다.
- [31] 도 11은 본 발명의 일 실시예에 따른 NOMA 성상 심볼의 비트 시퀀스를 설명하는 도면이다.
- [32] 도 12는 도 11의 방식에 의해 QPSK의 성상과 16QAM의 성상을 조합한 결과를 도시한다.
- [33] 도 13은 본 발명의 일 실시예에 따라 중첩된 변조 심볼(superposed modulation symbol) 및 그레이 맵핑을 위한 비트 시퀀스를 설명한다.
- [34] 도 14는 본 발명의 일 실시예에 따라서 NOMA 쌍의 QPSK 심볼과 QPSK 심볼의 합(superposition)을 설명한다.
- [35] 도 15는 본 발명의 일 실시예에 따라 성상이 변경되는 패턴을 도시한다.
- [36] 도 16은 본 발명의 일 실시예에 따른 비트 레벨 그레이 컨버터를 도시한다.
- [37] 도 17은 본 발명의 일 실시예에 따른 비트 레벨 그레이 컨버터의 동작의 흐름을 설명한다.
- [38] 도 18은 본 발명의 실시예에 따른 NOMA 성상을 나타낸다.
- [39] 도 19는 본 발명의 일 실시예에 따라 신호를 송신 또는 수신하는 방법을 설명한다.

- [40] 도 20은 본 발명의 실시 형태에 따른 전송 포인트 장치 및 수신 포인트 장치의 구성을 도시한 도면이다.

발명의 실시를 위한 형태

- [41] 이하의 실시예들은 본 발명의 구성요소들과 특징들을 소정 형태로 결합한 것들이다. 각 구성요소 또는 특징은 별도의 명시적 언급이 없는 한 선택적인 것으로 고려될 수 있다. 각 구성요소 또는 특징은 다른 구성요소나 특징과 결합되지 않은 형태로 실시될 수 있다. 또한, 일부 구성요소들 및/또는 특징들을 결합하여 본 발명의 실시예를 구성할 수도 있다. 본 발명의 실시예들에서 설명되는 동작들의 순서는 변경될 수 있다. 어느 실시예의 일부 구성이나 특징은 다른 실시예에 포함될 수 있고, 또는 다른 실시예의 대응하는 구성 또는 특징과 교체될 수 있다.
- [42] 본 명세서에서 본 발명의 실시예들을 기지국과 단말 간의 데이터 송신 및 수신에의 관계를 중심으로 설명한다. 여기서, 기지국은 단말과 직접적으로 통신을 수행하는 네트워크의 종단 노드(**terminal node**)로서의 의미를 갖는다. 본 문서에서 기지국에 의해 수행되는 것으로 설명된 특정 동작은 경우에 따라서는 기지국의 상위 노드(**upper node**)에 의해 수행될 수도 있다.
- [43] 즉, 기지국을 포함하는 다수의 네트워크 노드들(**network nodes**)로 이루어지는 네트워크에서 단말과의 통신을 위해 수행되는 다양한 동작들은 기지국 또는 기지국 이외의 다른 네트워크 노드들에 의해 수행될 수 있음은 자명하다. '기지국(**BS: Base Station**)'은 고정국(**fixed station**), **Node B**, **eNode B(eNB)**, 액세스 포인트(**AP: Access Point**) 등의 용어에 의해 대체될 수 있다. 중계기는 **Relay Node(RN)**, **Relay Station(RS)** 등의 용어에 의해 대체될 수 있다. 또한, '단말(**Terminal**)'은 **UE(User Equipment)**, **MS(Mobile Station)**, **MSS(Mobile Subscriber Station)**, **SS(Subscriber Station)** 등의 용어로 대체될 수 있다. 또한, 이하의 설명에서 기지국이라 함은 스케줄링 수행 노드, 클러스터 헤더(**cluster header**) 등을 장치를 지칭하는 의미로써도 사용될 수 있다. 만약 기지국이나 릴레이도 단말이 전송하는 신호를 전송한다면, 일종의 단말로 간주할 수 있다.
- [44] 이하에서 기술되는 셀의 명칭은 기지국(**base station, eNB**), 섹터(**sector**), 리모트라디오헤드(**remote radio head, RRH**), 릴레이(**relay**)등의 송수신 포인트에 적용되며, 또한 특정 송수신 포인트에서 구성 반송파(**component carrier**)를 구분하기 위한 포괄적인 용어로 사용되는 것일 수 있다.
- [45] 이하의 설명에서 사용되는 특정 용어들은 본 발명의 이해를 돕기 위해서 제공된 것이며, 이러한 특정 용어의 사용은 본 발명의 기술적 사상을 벗어나지 않는 범위에서 다른 형태로 변경될 수 있다.
- [46] 몇몇 경우, 본 발명의 개념이 모호해지는 것을 피하기 위하여 공지의 구조 및 장치는 생략되거나, 각 구조 및 장치의 핵심기능을 중심으로 한 블록도 형식으로 도시될 수 있다. 또한, 본 명세서 전체에서 동일한 구성요소에 대해서는 동일한

도면 부호를 사용하여 설명한다.

- [47] 본 발명의 실시예들은 무선 접속 시스템들인 IEEE 802 시스템, 3GPP 시스템, 3GPP LTE 및 LTE-A(LTE-Advanced)시스템 및 3GPP2 시스템 중 적어도 하나에 개시된 표준 문서들에 의해 뒷받침될 수 있다. 즉, 본 발명의 실시예들 중 본 발명의 기술적 사상을 명확히 드러내기 위해 설명하지 않은 단계들 또는 부분들은 상기 문서들에 의해 뒷받침될 수 있다. 또한, 본 문서에서 개시하고 있는 모든 용어들은 상기 표준 문서에 의해 설명될 수 있다.
- [48] 이하의 NOMA 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) 등과 같은 다양한 OMA 기술과 함께 사용될 수 있다. CDMA는 UTRA(Universal Terrestrial Radio Access)나 CDMA2000과 같은 무선 기술(radio technology)로 구현될 수 있다. TDMA는 GSM(Global System for Mobile communications)/GPRS(General Packet Radio Service)/EDGE(Enhanced Data Rates for GSM Evolution)와 같은 무선 기술로 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)는 E-UTRA를 사용하는 E-UMTS(Evolved UMTS)의 일부로써, 하향링크에서 OFDMA를 채용하고 상향링크에서 SC-FDMA를 채용한다. LTE-A(Advanced)는 3GPP LTE의 진화이다. WiMAX는 IEEE 802.16e 규격(WirelessMAN-OFDMA Reference System) 및 발전된 IEEE 802.16m 규격(WirelessMAN-OFDMA Advanced system)에 의하여 설명될 수 있다. 명확성을 위하여 이하에서는 3GPP 기반의 무선 통신 시스템을 위주로 설명하지만 본 발명의 기술적 사상이 이에 제한되는 것은 아니다.
- [49] **LTE/LTE-A 자원 구조/채널**
- [50] 도 1을 참조하여 무선 프레임의 구조에 대하여 설명한다.
- [51] 셀룰라 OFDM 무선 패킷 통신 시스템에서, 상/하향링크 데이터 패킷 전송은 서브프레임(subframe) 단위로 이루어지며, 한 서브프레임은 다수의 OFDM 심볼을 포함하는 일정 시간 구간으로 정의된다. 3GPP LTE 표준에서는 FDD(Frequency Division Duplex)에 적용 가능한 타입 1 무선 프레임(radio frame) 구조와 TDD(Time Division Duplex)에 적용 가능한 타입 2의 무선 프레임 구조를 지원한다.
- [52] 도 1(a)는 타입 1 무선 프레임의 구조를 나타내는 도면이다. 하향링크 무선 프레임(radio frame)은 10개의 서브프레임(subframe)으로 구성되고, 하나의 서브프레임은 시간 영역(time domain)에서 2개의 슬롯(slot)으로 구성된다. 하나의 서브프레임이 전송되는 데 걸리는 시간을 TTI(transmission time interval)이라 하고, 예를 들어 하나의 서브프레임의 길이는 1ms이고, 하나의

슬롯의 길이는 0.5ms 일 수 있다. 하나의 슬롯은 시간 영역에서 복수의 OFDM 심볼을 포함하고, 주파수 영역에서 다수의 자원블록(Resource Block; RB)을 포함한다. 3GPP LTE/LTE-A 시스템에서는 하향링크에서 OFDMA 를 사용하므로, OFDM 심볼이 하나의 심볼 구간을 나타낸다. OFDM 심볼은 또한 SC-FDMA 심볼 또는 심볼 구간으로 칭하여질 수도 있다. 자원 블록(Resource Block; RB)은 자원 할당 단위이고, 하나의 블록에서 복수개의 연속적인 부반송파(subcarrier)를 포함할 수 있다.

- [53] 하나의 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 CP(Cyclic Prefix)의 구성(configuration)에 따라 달라질 수 있다. CP에는 확장된 CP(extended CP)와 일반 CP(normal CP)가 있다. 예를 들어, OFDM 심볼이 일반 CP에 의해 구성된 경우, 하나의 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 7개일 수 있다. OFDM 심볼이 확장된 CP에 의해 구성된 경우, 한 OFDM 심볼의 길이가 늘어나므로, 한 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 일반 CP인 경우보다 적다. 확장된 CP의 경우에, 예를 들어, 하나의 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 6개일 수 있다. 단말이 빠른 속도로 이동하는 등의 경우와 같이 채널상태가 불안정한 경우, 심볼간 간섭을 더욱 줄이기 위해 확장된 CP가 사용될 수 있다.
- [54] 일반 CP가 사용되는 경우 하나의 슬롯은 7개의 OFDM 심볼을 포함하므로, 하나의 서브프레임은 14개의 OFDM 심볼을 포함한다. 이때, 각 서브프레임의 처음 2개 또는 3개의 OFDM 심볼은 PDCCH(physical downlink control channel)에 할당되고, 나머지 OFDM 심볼은 PDSCH(physical downlink shared channel)에 할당될 수 있다.
- [55] 도 1(b)는 타입 2 무선 프레임의 구조를 나타내는 도면이다. 타입 2 무선 프레임은 2개의 해프 프레임(half frame)으로 구성되며, 각 해프 프레임은 5개의 서브프레임과 DwPTS(Downlink Pilot Time Slot), 보호구간(Guard Period; GP), UpPTS(Uplink Pilot Time Slot)로 구성되며, 이 중 1개의 서브프레임은 2개의 슬롯으로 구성된다. DwPTS는 단말에서의 초기 셀 탐색, 동기화 또는 채널 추정에 사용된다. UpPTS는 기지국에서의 채널 추정과 단말의 상향 전송 동기를 맞추는 데 사용된다. 보호구간은 상향링크와 하향링크 사이에 하향링크 신호의 다중경로 지연으로 인해 상향링크에서 생기는 간섭을 제거하기 위한 구간이다. 한편, 무선 프레임의 타입에 관계 없이 1개의 서브프레임은 2개의 슬롯으로 구성된다.
- [56] 무선 프레임의 구조는 예시에 불과하고, 무선 프레임에 포함되는 서브프레임의 수 또는 서브프레임에 포함되는 슬롯의 수, 슬롯에 포함되는 심볼의 수는 다양하게 변경될 수 있다.
- [57] 도 2는 하향링크 슬롯에서의 자원 그리드(resource grid)를 나타내는 도면이다. 하나의 하향링크 슬롯은 시간 영역에서 7 개의 OFDM 심볼을 포함하고, 하나의 자원블록(RB)은 주파수 영역에서 12 개의 부반송파를 포함하는 것으로 도시되어 있지만, 본 발명이 이에 제한되는 것은 아니다. 예를 들어, 일반

CP(Cyclic Prefix)의 경우에는 하나의 슬롯이 7 OFDM 심볼을 포함하지만, 확장된 CP(extended-CP)의 경우에는 하나의 슬롯이 6 OFDM 심볼을 포함할 수 있다. 자원 그리드 상의 각각의 요소는 자원 요소(resource element)라 한다. 하나의 자원블록은 12×7 자원 요소를 포함한다. 하향링크 슬롯에 포함되는 자원블록들의 개수(N_{DL})는 하향링크 전송 대역폭에 따른다. 상향링크 슬롯의 구조는 하향링크 슬롯의 구조와 동일할 수 있다.

- [58] 도 3은 하향링크 서브프레임의 구조를 나타내는 도면이다. 하나의 서브프레임 내에서 첫 번째 슬롯의 앞 부분의 최대 3 개의 OFDM 심볼은 제어 채널이 할당되는 제어 영역에 해당한다. 나머지 OFDM 심볼들은 물리하향링크공유채널(Physical Downlink Shared Channel; PDSCH)이 할당되는 데이터 영역에 해당한다. 3GPP LTE/LTE-A 시스템에서 사용되는 하향링크 제어 채널들에는, 예를 들어, 물리제어포맷지시자채널(Physical Control Format Indicator Channel; PCFICH), 물리하향링크제어채널(Physical Downlink Control Channel; PDCCH), 물리HARQ지시자채널(Physical Hybrid automatic repeat request Indicator Channel; PHICH) 등이 있다. PCFICH는 서브프레임의 첫 번째 OFDM 심볼에서 전송되고 서브프레임 내의 제어 채널 전송에 사용되는 OFDM 심볼의 개수에 대한 정보를 포함한다. PHICH는 상향링크 전송의 응답으로서 HARQ ACK/NACK 신호를 포함한다. PDCCH를 통하여 전송되는 제어 정보를 하향링크제어정보(Downlink Control Information; DCI)라 한다. DCI는 상향링크 또는 하향링크 스케줄링 정보를 포함하거나 임의의 단말 그룹에 대한 상향링크 전송 전력 제어 명령을 포함한다. PDCCH는 하향링크공유채널(DL-SCH)의 자원 할당 및 전송 포맷, 상향링크공유채널(UL-SCH)의 자원 할당 정보, 페이징 채널(PCH)의 페이징 정보, DL-SCH 상의 시스템 정보, PDSCH 상으로 전송되는 임의접속응답(Random Access Response)과 같은 상위계층 제어 메시지의 자원 할당, 임의의 단말 그룹 내의 개별 단말에 대한 전송 전력 제어 명령의 세트, 전송 전력 제어 정보, VoIP(Voice over IP)의 활성화 등을 포함할 수 있다. 복수의 PDCCH가 제어 영역 내에서 전송될 수 있다. 단말은 복수의 PDCCH를 모니터링할 수 있다. PDCCH는 하나 이상의 연속하는 제어채널요소(Control Channel Element; CCE)의 조합(aggregation)으로 전송된다. CCE는 무선 채널의 상태에 기초한 코딩 레이트로 PDCCH를 제공하기 위해 사용되는 논리 할당 단위이다. CCE는 복수개의 자원 요소 그룹에 대응한다. PDCCH를 위해 필요한 CCE의 개수는 DCI의 크기와 코딩 레이트 등에 따라 달라질 수 있다. 예를 들어, PDCCH 전송에는 CCE 개수 1, 2, 4, 8(각각 PDCCH 포맷 0, 1, 2, 3에 대응)개 중 어느 하나가 사용될 수 있으며, DCI의 크기가 큰 경우 및/또는 채널 상태가 좋지 않아 낮은 코딩 레이트가 필요한 경우 상대적으로 많은 개수의 CCE가 하나의 PDCCH 전송을 위해 사용될 수 있다. 기지국은 단말에게 전송되는 DCI의 크기, 셀 대역폭, 하향링크 안테나 포트의 개수, PHICH 자원 양 등을 고려하여 PDCCH 포맷을 결정하고, 제어 정보에

순환잉여검사(Cyclic Redundancy Check; CRC)를 부가한다. CRC는 PDCCH의 소유자 또는 용도에 따라 무선 네트워크 임시 식별자(Radio Network Temporary Identifier; RNTI)라 하는 식별자로 마스킹된다. PDCCH가 특정 단말에 대한 것이라면, 단말의 cell-RNTI(C-RNTI) 식별자가 CRC에 마스킹될 수 있다. 또는, PDCCH가 페이징 메시지에 대한 것이라면, 페이징 지시자 식별자(Paging Indicator Identifier; P-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다. PDCCH가 시스템 정보(보다 구체적으로, 시스템 정보 블록(SIB))에 대한 것이라면, 시스템 정보 식별자 및 시스템 정보 RNTI(SI-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다. 단말의 임의 접속 프리앰블의 전송에 대한 응답인 임의접속응답을 나타내기 위해, 임의접속-RNTI(RA-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다.

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

[60] **참조 신호 (Reference Signal; RS)**

- [61] 무선 통신 시스템에서 패킷을 전송할 때, 전송되는 패킷은 무선 채널을 통해서 전송되기 때문에 전송과정에서 신호의 왜곡이 발생할 수 있다. 왜곡된 신호를 수신측에서 올바르게 수신하기 위해서는 채널 정보를 이용하여 수신 신호에서 왜곡을 보정하여야 한다. 채널 정보를 알아내기 위해서, 송신측과 수신측에서 모두 알고 있는 신호를 전송하여, 상기 신호가 채널을 통해 수신될 때의 왜곡 정도를 가지고 채널 정보를 알아내는 방법을 주로 사용한다. 상기 신호를 파일럿 신호(Pilot Signal) 또는 참조신호(Reference Signal)라고 한다.

- [62] 다중안테나를 사용하여 데이터를 송수신하는 경우에는 각 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 채널 상황을 알아야 올바른 신호를 수신할 수 있다. 따라서, 각 송신 안테나 별로, 좀더 자세하게는 안테나 포트(port)별로 별도의 참조신호가 존재하여야 한다.

- [63] 참조신호는 상향링크 참조신호와 하향링크 참조신호로 구분될 수 있다. 현재 LTE 시스템에는 상향링크 참조신호로써,

- [64] i) PUSCH 및 PUCCH를 통해 전송된 정보의 코히런트(coherent)한 복조를 위한 채널 추정을 위한 복조 참조신호(DeModulation-Reference Signal, DM-RS)

- [65] ii) 기지국이, 네트워크가 다른 주파수에서의 상향링크 채널 품질을 측정하기

위한 사운딩 참조신호(Sounding Reference Signal, SRS)가 있다.

[66] 한편, 하향링크 참조신호에는,

[67] i) 셀 내의 모든 단말이 공유하는 셀-특정 참조신호(Cell-specific Reference Signal, CRS)

[68] ii) 특정 단말만을 위한 단말-특정 참조신호(UE-specific Reference Signal)

[69] iii) PDSCH가 전송되는 경우 코히런트한 복조를 위해 전송되는 (DeModulation-Reference Signal, DM-RS)

[70] iv) 하향링크 DMRS가 전송되는 경우 채널 상태 정보(Channel State Information; CSI)를 전달하기 위한 채널상태정보 참조신호(Channel State Information-Reference Signal, CSI-RS)

[71] v) MBSFN(Multimedia Broadcast Single Frequency Network) 모드로 전송되는 신호에 대한 코히런트한 복조를 위해 전송되는 MBSFN 참조신호(MBSFN Reference Signal)

[72] vi) 단말의 지리적 위치 정보를 추정하는데 사용되는 위치 참조신호(Positioning Reference Signal)가 있다.

[73] 참조신호는 그 목적에 따라 크게 두 가지로 구분될 수 있다. 채널 정보 획득을 위한 목적의 참조신호와 데이터 복조를 위해 사용되는 참조신호가 있다. 전자는 UE가 하향 링크로의 채널 정보를 획득하는데 그 목적이 있으므로 광대역으로 전송되어야 하고, 특정 서브 프레임에서 하향 링크 데이터를 수신하지 않는 단말이라도 그 참조신호를 수신하여야 한다. 또한 이는 핸드오버 등의 상황에서도 사용된다. 후자는 기지국이 하향링크를 보낼 때 해당 리소스에 함께 보내는 참조신호로서, 단말은 해당 참조신호를 수신함으로써 채널 측정을 하여 데이터를 복조할 수 있게 된다. 이 참조신호는 데이터가 전송되는 영역에 전송되어야 한다.

[74] 다중안테나(MIMO) 시스템의 모델링

[75] 도 5는 다중안테나를 갖는 무선 통신 시스템의 구성도이다.

[76] 도 5(a)에 도시된 바와 같이 송신 안테나의 수를 N_T 개로, 수신 안테나의 수를 N_R 개로 늘리면, 송신기나 수신기에서만 다수의 안테나를 사용하게 되는 경우와 달리 안테나 수에 비례하여 이론적인 채널 전송 용량이 증가한다. 따라서, 전송 레이트를 향상시키고 주파수 효율을 획기적으로 향상시킬 수 있다. 채널 전송 용량이 증가함에 따라, 전송 레이트는 이론적으로 단일 안테나 이용시의 최대 전송 레이트(R_0)에 레이트 증가율(R_i)이 곱해진 만큼 증가할 수 있다.

[77] [수학식 1]

[78]
$$R_i = \min(N_T, N_R)$$

[79] 예를 들어, 4개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나를 이용하는 MIMO 통신 시스템에서는 단일 안테나 시스템에 비해 이론상 4배의 전송 레이트를 획득할 수 있다. 다중안테나 시스템의 이론적 용량 증가가 90년대 중반에 증명된 이후

이를 실질적인 데이터 전송률 향상으로 이끌어 내기 위한 다양한 기술들이 현재까지 활발히 연구되고 있다. 또한, 몇몇 기술들은 이미 3 세대 이동 통신과 차세대 무선랜 등의 다양한 무선 통신의 표준에 반영되고 있다.

[80] 현재까지의 다중안테나 관련 연구 동향을 살펴보면 다양한 채널 환경 및 다중접속 환경에서의 다중안테나 통신 용량 계산 등과 관련된 정보 이론 측면 연구, 다중안테나 시스템의 무선 채널 측정 및 모형 도출 연구, 전송 신뢰도 향상 및 전송률 향상을 위한 시공간 신호 처리 기술 연구 등 다양한 관점에서 활발히 연구가 진행되고 있다.

[81] 다중안테나 시스템에서의 통신 방법을 수학적 모델링을 이용하여 보다 구체적으로 설명한다. 상기 시스템에는 N_T 개의 송신 안테나와 N_R 개의 수신 안테나가 존재한다고 가정한다.

[82] 송신 신호를 살펴보면, N_T 개의 송신 안테나가 있는 경우 전송 가능한 최대 정보는 N_T 개이다. 전송 정보는 다음과 같이 표현될 수 있다.

[83] [수학식 2]

$$[84] \quad \mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{N_T}]^T$$

[85] 각각의 전송 정보 $s_1, s_2, \dots, s_{N_T}$ 는 전송 전력이 다를 수 있다. 각각의 전송 전력을 $P_1, P_2, \dots, P_{N_T}$ 라고 하면, 전송 전력이 조정된 전송 정보는 다음과 같이 표현될 수 있다.

[86] [수학식 3]

$$[87] \quad \hat{\mathbf{s}} = [\hat{s}_1, \hat{s}_2, \dots, \hat{s}_{N_T}]^T = [P_1 s_1, P_2 s_2, \dots, P_{N_T} s_{N_T}]^T$$

[88] 또한, $\hat{\mathbf{s}}$ 는 전송 전력의 대각행렬 $\mathbf{P}$ 를 이용해 다음과 같이 표현될 수 있다.

[89] [수학식 4]

$$[90] \quad \hat{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} P_1 & & 0 \\ & P_2 & \\ & & \ddots \\ 0 & & & P_{N_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_{N_T} \end{bmatrix} = \mathbf{P} \mathbf{s}$$

[91] 전송전력이 조정된 정보 벡터 $\hat{\mathbf{s}}$ 에 가중치 행렬 $\mathbf{W}$ 가 적용되어 실제 전송되는 N_T 개의 송신신호 $x_1, x_2, \dots, x_{N_T}$ 가 구성되는 경우를 고려해 보자. 가중치 행렬 $\mathbf{W}$ 는 전송 정보를 전송 채널 상황 등에 따라 각 안테나에 적절히 분배해 주는 역할을 한다. $x_1, x_2, \dots, x_{N_T}$ 는 벡터 $\mathbf{X}$ 를 이용하여 다음과 같이 표현될 수 있다.

[92] [수학식 5]

$$[93] \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_i \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} & \cdots & w_{1N_T} \\ w_{21} & w_{22} & \cdots & w_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{i1} & w_{i2} & \cdots & w_{iN_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{N_T1} & w_{N_T2} & \cdots & w_{N_TN_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ \vdots \\ \hat{s}_j \\ \vdots \\ \hat{s}_{N_T} \end{bmatrix} = \mathbf{W}\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{W}\mathbf{P}\mathbf{s}$$

[94] 여기서, w_{ij} 는 i 번째 송신 안테나와 j 번째 정보간의 가중치를 의미한다. $\mathbf{W}$ 는 프리코딩 행렬이라고도 불린다.

[95] 수신신호는 N_R 개의 수신 안테나가 있는 경우 각 안테나의 수신신호 $y_1, y_2, \dots, y_{N_R}$ 은 벡터로 다음과 같이 표현될 수 있다.

[96] [수학식 6]

$$[97] \quad \mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{N_R}]^T$$

[98] 다중안테나 무선 통신 시스템에서 채널을 모델링하는 경우, 채널은 송수신 안테나 인덱스에 따라 구분될 수 있다. 송신 안테나 j 로부터 수신 안테나 i 를 거치는 채널을 h_{ij} 로 표시하기로 한다. h_{ij} 에서, 인덱스의 순서가 수신 안테나 인덱스가 먼저, 송신 안테나의 인덱스가 나중에 유의한다.

[99] 한편, 도 5(b)은 N_T 개의 송신 안테나에서 수신 안테나 i 로의 채널을 도시한 도면이다. 상기 채널을 묶어서 벡터 및 행렬 형태로 표시할 수 있다. 도 5(b)에서, 총 N_T 개의 송신 안테나로부터 수신 안테나 i 로 도착하는 채널은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

[100] [수학식 7]

$$[101] \quad \mathbf{h}_i^T = [h_{i1}, h_{i2}, \dots, h_{iN_T}]$$

[102] 따라서, N_T 개의 송신 안테나로부터 N_R 개의 수신 안테나로 도착하는 모든 채널은 다음과 같이 표현될 수 있다.

[103] [수학식 8]

$$[104] \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^T \\ \mathbf{h}_2^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}_i^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{N_R}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{i1} & h_{i2} & \cdots & h_{iN_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \cdots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix}$$

[105] 실제 채널에는 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 를 거친 후에 백색잡음(AWGN; Additive White Gaussian Noise)이 더해진다. N_R 개의 수신 안테나 각각에 더해지는 백색잡음

$n_1, n_2, \dots, n_{N_R}$ 은 다음과 같이 표현될 수 있다.

[106] [수학식 9]

$$[107] \quad \mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_{N_R}]^T$$

[108] 상술한 수식 모델링을 통해 수신신호는 다음과 같이 표현될 수 있다.

[109] [수학식 10]

$$[110] \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_i \\ \vdots \\ y_{N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{i1} & h_{i2} & \cdots & h_{iN_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \cdots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_j \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_i \\ \vdots \\ n_{N_R} \end{bmatrix} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$$

[111] 한편, 채널 상태를 나타내는 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 의 행과 열의 수는 송수신 안테나의 수에 의해 결정된다. 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 에서 행의 수는 수신 안테나의 수 N_R 과 같고, 열의 수는 송신 안테나의 수 N_T 와 같다. 즉, 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 는 행렬이 $N_R \times N_T$ 된다.

[112] 행렬의 랭크(rank)는 서로 독립인(independent) 행 또는 열의 개수 중에서 최소 개수로 정의된다. 따라서, 행렬의 랭크는 행 또는 열의 개수 보다 클 수 없다. 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 의 랭크($\text{rank}(\mathbf{H})$)는 다음과 같이 제한된다.

[113] [수학식 11]

$$[114] \quad \text{rank}(\mathbf{H}) \leq \min(N_T, N_R)$$

[115] 랭크의 다른 정의는 행렬을 고유치 분해(Eigen value decomposition) 하였을 때, 0이 아닌 고유치들의 개수로 정의할 수 있다. 유사하게, 랭크의 또 다른 정의는 특이치 분해(singular value decomposition) 하였을 때, 0이 아닌 특이치들의 개수로 정의할 수 있다. 따라서, 채널 행렬에서 랭크의 물리적인 의미는 주어진 채널에서 서로 다른 정보를 보낼 수 있는 최대 수라고 할 수 있다.

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

[117] 초기 접속 절차(Initial Access)

[118] 도 6은 3GPP 시스템에 이용되는 초기접속 절차 및 물리 채널들을 이용한 신호 송수신 방법을 설명하기 위한 도면이다.

[119] UE는 전원이 켜지거나 새로이 셀에 진입한 경우 기지국과 동기를 맞추는 등의 초기 셀 탐색(Initial cell search) 작업을 수행한다(S301). 이를 위해, UE는 기지국으로부터 PSS 및 SSS를 수신하여 기지국과 동기를 맞추고, 셀 ID 등의

정보를 획득할 수 있다. 그 후, UE는 기지국으로부터 PBCH(Physical Broadcast Channel)를 수신하여 셀 내 방송 정보를 획득할 수 있다. 한편, UE는 초기 셀 탐색 단계에서 하향링크 참조 신호(Downlink Reference Signal; DL RS)를 수신하여 하향링크 채널 상태를 확인할 수 있다.

[120] 초기 셀 탐색을 마친 UE는 물리 하향링크 제어 채널(Physical Downlink Control Channel; PDCCH) 및 상기 PDCCH에 실린 정보에 따라 물리 하향링크 공유 채널(Physical Downlink Control Channel; PDSCH)을 수신함으로써 좀더 구체적인 시스템 정보를 획득할 수 있다(S302).

[121] 한편, 기지국에 최초로 접속하거나 신호 전송을 위한 무선 자원이 없는 경우 UE는 기지국에 대해 임의의 접속 과정(Random Access Procedure; RACH)을 수행할 수 있다(단계 S303 내지 단계 S306). 이를 위해, UE는 물리 임의의 접속 채널(Physical Random Access Channel; PRACH)을 통해 특정 시퀀스를 프리앰블로 전송하고(S303 및 S305), PDCCH 및 대응하는 PDSCH를 통해 프리앰블에 대한 응답 메시지를 수신할 수 있다(S304 및 S306). 경쟁 기반 RACH의 경우, 추가적으로 충돌 해결 절차(Contention Resolution Procedure)를 수행할 수 있다.

[122] 상술한 바와 같은 절차를 수행한 UE는 이후 일반적인 상/하향링크 신호 전송 절차로서 PDCCH/PDSCH 수신(S307) 및 물리 상향링크 공유 채널(Physical Uplink Shared Channel; PUSCH)/물리 상향링크 제어 채널(Physical Uplink Control Channel; PUCCH) 전송(S308)을 수행할 수 있다. 특히 UE는 PDCCH를 통하여 하향링크 제어 정보(Downlink Control Information; DCI)를 수신한다. 여기서 DCI는 UE에 대한 자원 할당 정보와 같은 제어 정보를 포함하며, 그 사용 목적에 따라 포맷이 서로 다르다.

[123] 한편, UE가 상향링크를 통해 기지국에 전송하는 또는 UE가 기지국으로부터 수신하는 제어 정보는 하향링크/상향링크 ACK/NACK 신호, CQI(Channel Quality Indicator), PMI(Precoding Matrix Index), RI(Rank Indicator) 등을 포함한다. 3GPP LTE 시스템의 경우, UE는 상술한 CQI/PMI/RI 등의 제어 정보를 PUSCH 및/또는 PUCCH를 통해 전송할 수 있다.

[124] **● NOMA(non-Orthogonal Multiple Access)**

[125] 이하에서 사용되는 용어들 중, NOMA 성상(constellation)은 조합된 성상(combined constellation), 중첩된 성상(superposed constellation), 또는 복합 성상(composite constellation)으로 명칭될 수도 있다. 성상(constellation)은 성상맵(constellation map) 형식으로 표현될 수도 있고, IQ value와 비트 시퀀스가 맵핑된 테이블 형식(e.g., 변조 맵핑 테이블)으로 표현될 수도 있다. 성상점은 변조 심볼, 복소 심볼, 또는 IQ value (i.e., $I + jQ$)로 명칭될 수도 있다.

[126] 도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 NOMA 환경의 일례를 나타낸다.

[127] eNB는 동일한 빔 패턴이 적용되는 UE들을 NOMA 쌍(pair)으로 구성할 수 있다. 도 7에서, 2개의 UE들(UE1, UE2)이 하나의 NOMA 쌍을 구성한다고 가정하지만,

이는 설명의 편의를 위함일 뿐이며 더 많은 개수의 UE들이 하나의 NOMA 쌍 또는 NOMA 그룹을 구성하는 것을 배제하지 않는다.

- [128] eNB는 각 UE들이 보고하는 피드백 정보에 기초하여 NOMA 쌍을 구성할 수 있다. 예를 들어, UE1과 UE2로부터 각각 수신된 CSI 보고에 기초할 때 UE1과 UE2에 동일한 빔 패턴(e.g., precoding matrix)이 적용된다고 판단되면, UE1과 UE2를 NOMA 쌍으로 구성하여, 데이터 전송을 수행할 수 있다.
- [129] 한편, 본 발명의 다른 실시예에 따르면 랜덤 빔포밍이 사용될 수도 있으며, 랜덤 빔포밍에 기초하여 NOMA 쌍이 구성될 수도 있다. 또한 서로 다른 빔 패턴이 적용된 UE간 NOMA도 본 발명의 범주에 속한다.
- [130] eNB는 UE 별로 Tx 전력을 다르게 설정하고, 각 UE들의 변조 심볼들을 더해서(superpose) 전송하는 방식을 사용할 수 있다. 도 1에서, UE1에는 상대적으로 작은 전송 전력, UE2에는 상대적으로 큰 전송 전력이 설정된다.
- [131] 도 8은 NOMA 전송을 위한 동작의 일례를 나타낸다. 도 8에서, UE1과 UE2에는 각각 QPSK 변조 방식이 사용된다고 가정한다.
- [132] 도 8을 참조하면, eNB는 UE1 및 UE2에 대한 정보 시퀀스(information sequence)에 대하여 각각 QPSK 변조를 수행한다. eNB는 각 UE에 대응되는 전송 전력을 설정한 후($b > a$), 각 UE의 신호를 더하여(superpose) 전송한다.
- [133] 도 8과 같은 과정을 통해 생성된 신호를 수신한 UE2는 UE1의 신호를 노이즈(noise)로 간주하고 수신 동작을 수행할 수 있다. 즉, UE1에 대한 신호의 파워와 UE2에 대한 신호의 파워 차이가 매우 큰 경우, UE1에 대한 신호는 잡음으로 간주할 수 있기 때문에, UE2는 기존과 동일한 방식으로 자신의 신호를 수신할 수 있다.
- [134] 또는, UE2가 NOMA 동작이 가능한 경우, eNB로부터 수신된 정보를 통해 UE1신호를 상쇄(cancellation)하는 등의 간섭 저감(interference mitigation) 기법을 사용할 수도 있다.
- [135] 반면, UE1의 입장에서 UE2 신호의 전력이 상대적으로 크기 때문에, UE1이 기존과 동일한 방식으로 수신 동작을 수행하면, 복조(demodulation) 성능이 크게 감소할 수 있다. 따라서, UE2 신호에 대한 상쇄(cancellation) 또는 그에 준하는 수신 알고리즘이 수행되어야 한다.
- [136] UE2 신호의 소거 또는 상쇄를 위해서 eNB는 UE1에 UE2 신호에 대한 정보를 전송할 수 있다. UE2 신호에 대한 정보에 포함되는 컨텐츠는, UE1의 수신기의 타입(e.g., ML(maximum likelihood) 수신기, SIC(successive interference cancellation) 수신기), UE1의 NOMA 수신 알고리즘)에 따라서 결정될 수 있다. 예컨대, UE1에게 전달되는 UE2 신호에 대한 정보는, UE ID, 파워 (또는 파워 오프셋), 변조 차수, 전송 블록 크기(transport block size), 레이어 수(the number of layers), RS, PDSCH 등의 신호 설정, 전송 모드 등을 포함할 수 있으며, 이에 한정되지 않는다.
- [137] 보다 정확한 복조를 위해 UE2에게도 UE1 신호에 대한 정보가 전달될 수

있으며, UE1과 UE2로 전달되는 상대방 UE에 대한 정보의 종류 등은 서로 다르게 설정될 수도 있다. 예컨대, UE 복잡도(complexity), 시그널링 오버헤드(signaling overhead) 등을 고려하여 eNB로부터 전달되는 정보가 결정될 수 있다.

- [138] UE1은 동일 자원(e.g., time, frequency, space)을 사용하면서 상대적으로 큰 파워를 갖는 UE2의 신호를 고려하여 복조를 수행해야 한다. UE1이, UE2의 신호를 고려하는데 있어서 다음과 같은 기법이 사용될 수 있다.
- [139] 1. Joint ML(maximum likelihood) receiver
- [140] Joint ML 수신기의 일례는 각 UE의 성상(constellation)이 더해진(superposed) 조합된 성상(combined constellation)의 각 점과 수신 신호 간의 거리를 계산하여, 가장 거리가 가까운 성상점(constellation point)이 송신 신호라고 추정하는 방법이다. Joint ML 수신기는 변조 심볼 단위로 또는 비트 단위로 구현될 수 있다.
- [141] ML 수신기의 경우, 비트 단위 에러를 최소화하기 위해서는 인접 변조 심볼의 비트 시퀀스와 하나의 비트만 다르게 성상(constellation)을 구성하는 것이 중요하다. (이하, 그레이-라벨 성상(gray-labeled constellation))
- [142] ML 수신기의 경우, 간섭에 대한 캔슬링을 수행하지 않기 때문에, NOMA 동작에서 eNB에 의해 시그널링되는 간섭 정보의 오버헤드가 SIC 수신기에 비해 작다는 장점이 있다.
- [143] 2. SIC(successive interference cancellation) receiver
- [144] SIC 수신기는 간섭에 대한 구체적인 정보를 기반으로 간섭 신호를 생성하여, 수신된 신호에서 간섭 신호를 제거한 후, 자신의 신호를 복조하는 방식을 사용한다.
- [145] SIC 수신기는 심볼 레벨(symbol-level), 또는 코드워드 레벨(codeword-level) 등으로 구현될 수 있다.
- [146] 심볼 레벨 SIC는, 간섭 신호를 변조 심볼 레벨까지만 프로세싱하여, 수신 심볼에서 간섭 신호의 변조 심볼을 제거하는 방식을 의미한다. 따라서, 심볼 레벨 SIC에서는 간섭 신호의 디코딩은 수행되지 않고, 자신의 신호에만 디코딩 수행될 수 있다.
- [147] 코드워드 레벨 SIC는 간섭 신호에 대한 복조 뿐 아니라 디코딩을 수행하여 정보 비트 시퀀스(e.g., 코드워드)를 획득한다. 이후 코드워드 레벨 SIC는, 정보 비트 시퀀스를 다시 인코딩 및 변조한다(e.g., 송신기와 같이 코드워드를 인코딩 및 변조). 코드워드 레벨 SIC는 변조 결과에 의해 생성된 변조 심볼과 추정된 채널 성분을 곱한 신호를 수신 신호에서 제거함으로써, 자신의 신호를 획득한다.
- [148] SIC 수신기가 사용되면, 간섭을 제거한 후 수신 동작을 수행하기 때문에 수신기 측에서는 조합된 성상(combined constellation)을 사용하지 않을 수도 있다. 단, 보다 정확한 간섭 상쇄(interference cancellation)를 수행하기 위해 eNB로부터 전달되어야 하는 간섭 정보의 오버헤드가 Joint ML 수신기에 비해 증가할 수 있다.

- [149] 추가적으로 NOMA 동작에서는 NOMA 쌍의 두 UE들이 동일한 RS를 이용하여 채널 추정(channel estimation)을 수행할 수 있으므로, 두 UE들에 전송되는 신호의 전력 차이(power difference)에 따라 SIC 수신기의 성능이 결정될 수도 있다. 예를 들어, NOMA 쌍의 두 UE들에 대한 전력이 비슷할 경우, 간섭 추정의 정확도가 감소하여 전력차이가 큰 경우와 비교하여 SIC 수신기의 성능이 저하될 수 있다.
- [150] 이하에서는, 상술된 설명을 기반으로 NOMA 동작에서의 수신기 동작 방법 및 성상(constellation) 구성 방법 등을 살펴본다.
- [151] **● Receiver type selection for NOMA**
- [152] 앞서 살펴본 바와 같이, SIC 수신기의 성능은 NOMA 쌍의 UE들간의 파워 오프셋(power offset)에 의해 결정될 수 있으므로, 동일한 NOMA 쌍에 속하는 UE들에 대한 송신 파워 차이에 기초하여 수신기 타입 (e.g. joint ML vs. SIC)이 결정될 수 있다. 예를 들어, 도 7에서 UE1과 UE2에 대한 송신 파워 차이가 임계치 X dB (e.g. 3dB) 이상일 경우 UE1은 SIC 수신기로 동작하고, 임계치 X dB보다 작을 경우 UE1은 (joint) ML 수신기로 동작할 수 있다. UE1의 수신기 타입 선택을 위해 eNB는 UE1에게 eNB가 전송하는 UE1에 대한 신호와 UE2에 대한 신호의 전력 차이를 시그널링할 수 있다.
- [153] 본 발명의 실시예는 eNB가 전달하는 파워 오프셋이 수신기 측면에서 활용되는 것에 한정되지 않는다. 본 발명의 일 실시예에 따르면 송신기(i.e. eNB)의 시그널링 오버헤드를 줄이기 위해 수신기 타입에 따라서 시그널링 콘텐츠가 변경될 수도 있다.
- [154] 예를 들어, (codeword-level) SIC 수신기는 간섭 신호를 디코딩, 인코딩하는 과정 및 CRC 체크 등을 수행하여야 하므로, 간섭 신호에 대한 DCI 정보의 대부분이 시그널링 될 필요가 있다. 따라서, 시그널링 오버헤드가 크게 증가하거나, 간섭 신호에 대한 DCI를 오버 히어링(overhearing)하기 위해 수신기의 복잡도가 증가할 수 있다. 반면에 ML 수신기는 간섭 신호에 대한 디코딩, CRC 체크가 필요 없기 때문에 파워 오프셋, 변조 차수 등의 간단한 정보만이 시그널링될 수도 있다.
- [155] 따라서 NOMA 쌍의 파워 오프셋에 따라서 수신기 타입이 변경되고, 수신기의 타입에 따라서 eNB로부터 전달되는 정보의 오버헤드가 달라지므로, 수신기의 성능 향상 및 시그널링 오버헤드의 감소 효과가 있다.
- [156] **● NOMA constellation**
- [157] 현재 3GPP 표준에서 정의된 성상(constellation)을 이용하고, 각각 UE 신호에 파워를 할당한 후 이들을 단순 결합하는 형태로 NOMA 동작이 수행될 경우 인접한 변조 심볼들간의 비트 시퀀스들이 서로 두 자리(2 bits) 이상 다른 경우가 발생할 수 있다.
- [158] 도 9는 도 8에서 UE1,2가 3GPP 표준의 QPSK를 사용한다고 가정할 경우, 단순조합된 성상에서의 최종적인 변조 심볼의 위치 및 각 심볼에 맵핑된 비트 시퀀스를 나타낸다.

- [159] 도 9의 조합된 성상에서 "X"로 표기된 인접 성상점들 간에는 서로 다른 비트가 2자리씩 존재할 수 있다. 인접 성상점들이란, I 값이 동일하거나 또는 Q 값이 동일한 성상점들을 의미하며, (I, Q)가 모두 상이한 성상점은 제외된다. 혹은 인접 성상점이란 성상에서 해당 성상점과 직선거리가 가장 가까운 성상점(들)을 의미할 수 있다. 예컨대, X(1000)과 X(0010)은, 최상위로부터 1번째 비트 및 3번째 비트가 서로 상이하다. X(1001)과 X(0011)은, 최상위로부터 1번째 비트 및 3번째 비트가 서로 상이하다. X(1001)과 X(1100)은, 최상위로부터 2번째 비트 및 4번째 비트가 서로 상이하다.
- [160] 이처럼 서로 다른 값을 갖는 비트들이 2개씩 존재하는 경우에 인접 변조 심볼이 수신 신호로 인식되면, (QPSK의 경우)비트 레벨에서는 50%의 에러가 발생된다.
- [161] 이와 같은 문제점을 해결하기 위해 본 발명의 일 실시예에서는 조합된 성상의 각 성상점들에 맵핑될 비트 시퀀스를 결정하는데 있어서, NOMA 쌍을 구성하는 두 UE들의 (표준 상의)성상들 간의 연관 관계가 고려된다.
- [162] 실시예 1
- [163] 본 실시예는 high power 신호의 변조 차수(modulation order)가 2(QPSK)인 경우에 한하여 적용되는 것으로 해석될 수도 있다. 일례로, NOMA 쌍의 두 UE들이 모두 QPSK를 사용하고, 조합된 성상의 각 성상점을 구성하는 비트 시퀀스가 $x_1 x_2 x_3 x_4$ 라고 가정한다(x_1 은 MSB). DL 송신 전력이 상대적으로 큰 high power UE (e.g., 도 7의 UE2)의 QPSK 성상점의 비트 시퀀스는 $m_1 m_2$ 로 표기하고, DL 송신 전력이 상대적으로 작은 low power UE (e.g., 도 7의 UE1)의 QPSK 성상점의 비트 시퀀스를 $n_1 n_2$ 로 표기하기로 한다.
- [164] 이와 같은 경우, 본 발명의 일 실시예에 따르면, 조합된 성상(combined constellation)의 각 성상점의 비트 시퀀스는 수학적 식 12와 같이 표현될 수 있다.
- [165] [수학적 식 12]
- [166] $x_1 = m_1$
- [167] $x_2 = m_2$
- [168] $x_3 = \text{XNOR}(m_1, n_1)$
- [169] $x_4 = \text{XNOR}(m_1, n_1)$
- [170] 수학적 식 12에서 $\text{XNOR}(i,j)$ 는 i와 j간의 'not' exclusive OR 연산(the logical compliment of the exclusive OR (XOR))을 의미하며, XNOR는 비교되는 두 bits이 같을 경우에는 1, 다를 경우에는 0의 연산 결과를 갖는다. 다만, 상술된 XNOR 연산은 예시적인 것으로서, 다른 논리 연산(e.g., XOR)으로 대체될 수 있다.
- [171] 수학적 식 12에 의해 조합된 성상이 설정되는 경우, 각 성상점의 비트 시퀀스 중 최상위 2 비트들은 high power UE 성상에서의 비트 시퀀스에 의해 결정된다. 최상위 2 비트들은 조합 성상의 사분면을 결정한다.
- [172] 하위 2 비트들은 high power UE의 비트들과 low power UE의 비트들 간의 비트 단위 논리 연산(bit-wise logical operation)에 의해 결정될 수 있다. 비트 단위 논리 연산은 예컨대, XNOR 연산일 수 있다.

- [173] 도 10은 수학식 12에 의한 NOMA 성상을 도시한다. 도 10에서는, high power UE의 평균 전력이 $2a^2$ 이고, low power UE의 평균 전력이 $2b^2$ 이며, $a > b$ 라고 가정한다(도 8과는 반대).
- [174] 예컨대, 도 10에 도시된 성상점 1011은, high power UE의 QPSK 2사분면 성상점 10과 low power UE의 QPSK 2사분면 성상점 10이 조합되는 경우 생성되는 성상점을 나타낸다.
- [175] 도 10에서 도시된 바와 같이, 본 발명의 실시예에 의해 구성되는 NOMA 성상에서는 인접 변조 심볼들의 비트 시퀀스들 간의 차이가 1 bit로 유지된다.
- [176] 또한, 본 예시에서는 XNOR 연산을 이용했으나, exclusive OR (XOR) 연산이 이용될 수도 있다. XNOR과 XOR 모두 인접 변조 심볼들 간의 비트 시퀀스들 간의 차이를 1 bit으로 유지할 수 있다. 다만, 동일한 위치의 성상점에 맵핑되는 비트 시퀀스는 XNOR이 사용되는 경우와 XOR 이 사용되는 경우 각각에 대해 상이하게 설정된다.
- [177] 상술된 실시예에서는 UE1과 UE2에 대해 동일한 변조 QPSK 방식이 사용됨을 가정하였지만, 이는 설명의 편의를 위함일 뿐이며 본 발명은 이에 한정되지 않는다. 예를 들어, QPSK, 16QAM, 64QAM 등의 다양한 변조 방식들에 대한 임의의 조합으로 NOMA 성상이 구성될 수도 있다. 예컨대 (QPSK, 16QAM)의 조합에 의해 총 64개의 성상점들을 갖는 NOMA 성상이 구성되거나, (QPSK, 64QAM)의 조합에 의해 총 256개의 성상점들을 갖는 NOMA 성상이 구성될 수 있다.
- [178] 도 11은 본 발명의 일 실시예에 따른 NOMA 성상 심볼의 비트 시퀀스를 설명하는 도면이다.
- [179] 도 11의 실시예는 이전에 설명된 예시들을 보다 일반화한 것으로서, 도 11에서 각 UE 성상점의 비트 시퀀스는 실제 UE에게 전송되는 비트 시퀀스가 아니라, 변조 차수 별로 표준 상에 정의된 성상점의 비트 시퀀스를 의미한다. 설명의 편의상 NOMA 성상의 비트 시퀀스가 high power UE, low power UE 순으로 배열된다고 가정하지만, 반대의 경우에도 같은 원리가 적용될 수 있다.
- [180] 도 11에서는 high power UE의 변조 차수는 m 이고, low power UE의 변조 차수는 n 이라고 가정한다. 변조 차수는, QPSK일 때 2, 16QAM일 때 4, 64QAM일 때 6의 값을 갖는다.
- [181] 먼저, High power UE 성상점의 비트 시퀀스($a_1 \dots a_m$)와 Low power UE 성상점의 비트 시퀀스($b_1 \dots b_n$)가 입력된다(1100).
- [182] high power UE의 변조 차수 m 이 low power UE의 변조 차수 n 보다 작은 경우, 최종 조합된 성상 심볼의 비트 시퀀스($x_1 \dots x_m \ x_{m+1} \dots x_{m+n}$)는 $[x_1=a_1, \dots, x_m=a_m, x_{m+1}=XNOR(a_1, b_1), \dots, x_{2m}=XNOR(a_m, b_m), x_{2m+1}=b_{m+1}, \dots, x_{m+n}=b_n]$ 의 값을 갖는다(1110).
- [183] high power UE의 변조 차수 m 이 low power UE의 변조 차수 n 보다 큰 경우, 최종 조합된 성상 심볼의 비트 시퀀스($x_1 \dots x_m \ x_{m+1} \dots x_{m+n}$)는 $[x_1=a_1, \dots, x_m=a_m, x_{m+1}=XNOR(a_{m-n+1}, b_1), \dots, x_{m+n}=XNOR(a_m, b_n)]$ 의 값을 갖는다(1115).

- [184] 한편, $m=n$ 인 경우에는 1110과 1115 중 어느 방식에 따르더라도 동일한 결과가 나타난다.
- [185] 도 12는 도 11의 방식에 의해 QPSK (high power UE)의 성상과 16QAM (low power UE)의 성상을 조합한 결과를 도시한다(i.e., $m < n$ 인 경우).
- [186] 상술된 방식으로 구성된 NOMA 성상에 기초하여 NOMA 쌍으로 전송이 수행될 경우, UE1은 다음과 같이 동작할 수 있다.
- [187] 1. ML 수신기의 경우: UE 1은 조합된 성상에 대한 정보에 기초하여 심볼 별 (또는 비트 별로) 수신 심볼과 가장 가까운 심볼을 송신 심볼로 추정할 수 있다.
- [188] 2. SIC 수신기의 경우:
- [189] (1) low power UE는 High power UE의 신호를 추정하여 수신 신호에서 High power UE의 신호를 캔슬링(cancel)할 수 있다.
- [190] (2) High power UE 심볼의 성상(constellation) 상 위치에 따라 low power UE의 성상이 결정될 수 있다. 예컨대, low power UE는 추정된 심볼의 비트 시퀀스(High power UE)와 low power UE가 사용하는 성상(e.g., 표준상 성상) 상의 비트 시퀀스를 본 발명의 실시예에 따라 조합하여 동일한 변조 차수에 해당하는 새로운 성상을 생성하고, 자신의 신호를 획득할 수 있다. (i) 일례로 도 10과 같은 조합된 성상이 형성되고, 추정된 high power UE의 심볼이 1사분면에 위치한다고 가정한다. low power UE는 자신의 QPSK 성상점의 비트 시퀀스가 1사분면부터 4사분면까지 11,01,00,10의 순으로 정의되었다고 가정하고(i.g., 조합된 성상 1사분면의 하위 2비트), low power UE 신호에 대한 복조를 수행할 수 있다. (ii) 같은 방법으로 high power UE 신호를 추정한 결과 2사분면에 심볼이 위치한다면 low power UE의 비트 시퀀스는 1사분면부터 4사분면까지 01,11,10,00 순으로 정의되었다고 가정할 수 있다.
- [191] (3) 한편, 수신기 타입이 UE 카테고리 등으로 정의될 수도 있다. 예를 들어, UE가 지원하는 수신기 타입에 따른 UE 카테고리는 ML only, SIC only 또는 ML+SIC 등으로 구분될 수 있다. 이와 같이 수신기 타입에 따른 UE 카테고리가 정의되고 eNB에 보고된다면, eNB는 UE 카테고리에 따라 성상 타입을 결정할 수도 있다. 예를 들어, (i) UE 카테고리가 ML only일 경우, eNB는 해당 UE가 속한 NOMA 쌍에 대한 성상을 그레이-타입 성상(gray type constellation)으로 제한하여 신호를 생성할 수 있으며, UE 역시 그레이-타입 성상에 대한 수신 동작만을 수행하는 것으로 설정될 수 있다. (ii) SIC only 인 UE를 포함하는 NOMA 쌍의 경우, 도 9와 같은 논-그레이 타입 성상(non-gray type constellation)을 사용하여 복잡도를 줄일 수도 있다. (iii) ML과 SIC를 모두 지원하는 UE의 경우 위에서 제안된 파워 오프셋에 따른 수신기 타입과 함께 파워 오프셋에 따른 성상이 적용될 수도 있다. SIC 등의 수신 동작은 low power UE에게 큰 영향을 미치므로, UE 카테고리에 의한 성상 타입의 결정은 low power UE의 UE 카테고리에 기반하여 결정될 수도 있다.

[192] 실시예 2

- [193] 위에서 언급했듯이, 독립된 두 개의 정보 비트 시퀀스 각각을 변조한 결과로 생성되는 두 개의 변조 심볼들을 조합하는 경우, 도 9와 같이 인접 변조 심볼들 간에 둘 이상의 비트들이 상이한 경우가 발생한다. 이를 해결하기 위해 두 개의 비트 시퀀스들 간의 연산 (e.g. XNOR)을 통해 하나의 비트 시퀀스를 스캔블하여 그레이 맵핑(gray mapping)을 유지하는 방법을 살펴보았다. 이와 같은 방법은 성상의 생성에만 적용되는 것이 아니라, 성상에 맵핑되는 비트 시퀀스를 변경하여 그레이 맵핑을 유지하는데에도 적용될 수 있다.
- [194] 도 13은 본 발명의 일 실시예에 따라 중첩된 변조 심볼(superposed modulation symbol) 및 그레이 맵핑을 위한 비트 시퀀스를 설명한다.
- [195] 도 13을 참조하면, low power UE의 비트 시퀀스는 high power UE의 비트 시퀀스에 의해 컨버팅 될 수 있다(e.g., 수학적식 12). 비트-레벨 그레이 컨버터로부터 출력된 비트 시퀀스는 각 UE의 변조 차수에 대응되는 변조 맵퍼(modulation mapper)(e.g., 3GPP 표준에 정의된 변조 맵퍼)에 의해서 심볼 레벨로 맵핑될 수 있다. 이후 각 UE의 변조 심볼이 더해져 최종적인 변조 심볼이 생성될 수 있다.
- [196] 도 14는 본 발명의 일 실시예에 따라서 NOMA 쌍의 QPSK 심볼과 QPSK 심볼의 합(superposition)을 설명한다.
- [197] 도 14에서 도시된 바와 같이, 단순 중첩(superposition)에 의해 생성된 심볼들은 비-그레이 맵핑 성상(non-gray mapped constellation) (a)에 맵핑된다. 본 실시예에서 제안되는 비트 레벨 그레이 컨버터를 적용하여 생성된 심볼들은, 그레이 맵핑 성상(b)에 맵핑된다.
- [198] 수신기에서 성상점 별 비트 시퀀스를 파악할 수 있도록 비트 레벨 그레이 컨버터의 동작 방식이 사전에 표준 등에 정의 될 수 있다.
- [199] 또는 도 14에서와 같이 QPSK+QPSK 조합에서 XNOR 연산이 이용될 경우, 최종 16개의 성상점 별 비트 시퀀스는 표준에서 정의된 16QAM의 성상점 별 비트 시퀀스와 일치하므로, 표준의 16QAM 성상점 별 비트 시퀀스가 중첩된 성상(superposed constellation)의 성상점 별 비트 시퀀스와 같다고 가정될 수도 있다.
- [200] 본 실시예에서의 비트 레벨 그레이 컨버터는 high power UE의 변조 차수(modulation order) 및 성상점에 따라 다르게 설정될 수도 있다.
- [201] 중첩(superposition)되는 두 개의 신호들 중 높은 파워 신호의 변조 차수가 2 (QPSK)이고, 낮은 파워 신호의 변조차수가 m일 경우, 도 14의 비트 레벨 그레이 컨버터의 출력은 아래와 같이 일반화 될 수 있다.
- [202] 높은 파워 신호의 비트 시퀀스는 a_1a_2 이고, 낮은 파워 신호의 비트 시퀀스는 $b_1b_2 \dots b_m$ 이라 가정할 때, 비트 레벨 그레이 컨버터의 출력 시퀀스 $c_1c_2 \dots c_m$ 는 수학적식 13과 같다.
- [203] [수학적식 13]
- [204] $c_1 = \text{XNOR}(a_1, b_1)$

[205] $c_2 = \text{XNOR}(a_2, b_2)$

[206] $c_3 = b_3$

[207] ...

[208] $c_m = b_m$

[209] 상술된 비트 레벨 그레이 컨버터의 출력 시퀀스 $c_1 c_2 \dots c_m$ 는 높은 파워 신호의 비트 시퀀스 $a_1 a_2$ 와 결합되어, $m+2$ 길이의 비트 시퀀스(e.g., NOMA 정상점에 맵핑되는 비트 시퀀스)를 구성할 수 있다. 예컨대, $m+2$ 길이의 비트 시퀀스는, $a_1 a_2 c_1 c_2 \dots c_m$ 와 같이 설정될 수 있다. 본 실시예에서는 비트 레벨 그레이 컨버터의 출력 시퀀스가 하위 m 비트인 것을 가정하여 설명하였으나, 상술된 바와 같이 상위 m 비트로 설정될 수도 있다(e.g., $c_1 c_2 \dots c_m a_1 a_2$).

[210] 그레이 맵핑 정상(Gray mapped constellation)을 구성하는 또 다른 방법으로서, high power UE의 비트 시퀀스에 따라 low power UE의 성상의 구성을 변경할 수도 있다. 예를 들어, 도 15는 low power UE의 성상이 QPSK일 경우, low power UE의 성상이 변경되는 패턴을 도시한다.

[211] 도 15를 참조하면, 패턴0은 표준에 정의된 QPSK 성상이며, 패턴1은 패턴0를 상하반전한 것이고, 패턴2는 패턴0를 좌우반전한 것이고, 패턴3는 패턴0를 상하반전+좌우반전한 것이다. 본 실시예에서는 low power UE의 변조 차수가 2인 경우를 예시하지만, 보다 높은 변조 차수에 대해서도 패턴 0 내지 패턴 3이 동일한 방식으로 획득될 수 있다.

[212] High power UE의 변조 차수가 2일 경우 low power UE의 성상을 변경하는 위 방법은, 결국 상술된 비트 레벨 그레이 컨버터 대신 low power UE의 신호에 대한 변조 매퍼(modulation mapper)의 패턴을 변경하는 것으로 해석될 수 있다. 다만, 비트 레벨 그레이 컨버터를 사용한 결과와 low power UE의 성상을 변경한 결과는 서로 동일하다. (도 15는 그레이 컨버터에서 XNOR 연산을 사용한 경우의 패턴을 나타내며, 그레이 컨버터에서 XNOR 이외의 연산자를 사용할 경우, 패턴은 다르게 정의될 수 있다.)

[213] 송신기는 high power UE의 비트 시퀀스에 따라서 low power UE의 패턴을 결정하여 low power UE의 심볼을 생성할 수 있다. High power UE의 비트 시퀀스 별 low power UE의 패턴은 다음의 표 1 및 표 2와 같이 결정될 수 있다.

[214] 표 1은 High power UE의 변조 차수가 2(QPSK)인 경우를 나타낸다.

[215] [표 1]

[216]

Bit sequence of high power UE	Pattern of low power UE
00	Pattern3
01	Pattern1
10	Pattern2
11	Pattern0

[217] 표 2는 High power UE의 변조 차수가 4(16QAM)인 경우를 나타낸다.

[218] [표 2]

Bit sequence of high power UE	Pattern of low power UE
0000	Pattern0
0001	Pattern1
0010	Pattern2
0011	Pattern3
0100	Pattern1
0101	Pattern0
0110	Pattern3
0111	Pattern2
1000	Pattern2
1001	Pattern3
1010	Pattern0
1011	Pattern1
1100	Pattern3
1101	Pattern2
1110	Pattern1
1111	Pattern0

[220] 이와 같이 송신기는 high power UE의 비트 시퀀스에 따라 low power UE의 성상 패턴을 결정한 후, 각 UE의 심볼을 생성하고 더해서 전송할 수 있다. 이때, 최종 조합된 성상(combined constellation)은 그레이 맵핑 성상의 형태(gray mapped constellation) 형태를 가질 수 있다.

[221] 실시예 3

[222] 이상에서는 중첩된 두 신호들에 대한 최종 성상을 그레이 타입으로 형성하는 방법을 살펴보았다. 또한, high power 신호의 변조 차수가 2 (i.e., QPSK)일 경우 XNOR 연산을 이용하여 비트 레벨 그레이 컨버팅을 수행할 것을 제안했다.

[223] 이하에서는 상술된 실시예들을 보다 일반화하여 비트 레벨 그레이 컨버팅을 수행하는 방법을 살펴본다.

[224] 설명의 편의를 위해 아래와 같은 표기(notation)가 사용된다.

[225] (i) M,N: high power 신호 및 low power 신호 각각의 변조 차수들

[226] (ii) $a_1, a_2, \dots, a_M$: high power 신호의 변조 심볼에 대응하는 비트 시퀀스

[227] (iii) $b_1, b_2, \dots, b_N$: low power 신호의 변조 심볼에 대응하는 비트 시퀀스

[228] (iv) $c_1, c_2, \dots, c_N$: low power 신호로부터 변환된 신호의 변조 심볼에 대응하는 비트 시퀀스 (즉, 그레이 컨버터의 출력 시퀀스)

[229] NOMA 성상점에 맵핑되는 비트 시퀀스는 " $a_1, a_2, \dots, a_M c_1, c_2, \dots, c_N$ " 또는 " $c_1, c_2, \dots, c_N a_1, a_2, \dots, a_M$ " 일 수 있다.

[230] 본 실시예에서 제안하는 비트 레벨 그레이 컨버터는, (low power 신호의 비트

배열을 변형하여) high power 신호와 low power 신호 각각에 대하여 기존의 변조 맵퍼(modulation mapper)를 재사용(reuse)하면서도, 각 신호들에 대해 변조된 심볼들을 중첩하여 최종적으로 조합된 성상에서는 인접 심볼들 간의 비트 차이를 1bit으로 유지할 수 있다. 이를 위해 비트 레벨 그레이 컨버터는 변조 심볼 단위로 high power 신호와 low power 신호의 비트 시퀀스를 입력받고, low power 신호의 비트 시퀀스를 변환하여 출력한다.

[231] 도 16은 본 발명의 일 실시예에 따른 비트 레벨 그레이 컨버터를 도시한다.

[232] 일례로, high power 신호와 low power 신호의 변조 차수가 모두 4 (i.e., 16QAM)일 경우 비트 레벨 그레이 컨버터의 동작을 설명한다.

[233] $M=4$ 이므로, High power 신호의 각 변조 심볼을 구성하는 비트 시퀀스는 a_1, a_2, a_3, a_4 이다(a_1 이 MSB). $N=4$ 이므로, low power 신호의 각 변조 심볼을 구성하는 비트 시퀀스 b_1, b_2, b_3, b_4 이다(b_1 이 MSB).

[234] 각 신호의 비트 시퀀스가 비트 레벨 그레이 컨버터에 입력되면, 비트 레벨 그레이 컨버터는 아래 순서와 같이 동작할 수 있다.

[235] (i) High power 신호의 비트 시퀀스를 홀수 인덱스 비트들과 짝수 인덱스 비트들로 분류한다(MSB의 인덱스를 1이라 가정).

[236] (ii) 홀수 인덱스 그룹 내에서 인덱스가 낮은 순으로 2개의 비트들에 대해서 XNOR 연산을 수행한다. XNOR 수행 결과를 홀수 인덱스 그룹 내에서 다음번 비트와 XNOR 연산을 반복하는 방법으로, 홀수 인덱스 그룹의 마지막 비트까지 XNOR 연산을 수행한다. 짝수 인덱스 그룹에 대해서도 동일한 방식으로 XNOR 연산이 반복 수행된다. 예컨대, 16QAM-16QAM의 실시예에서는 홀수 및 짝수 인덱스 그룹에 대하여 각각 $XNOR(a_1, a_3)$, $XNOR(a_2, a_4)$ 연산이 수행된다. 다른 일례로, high power 신호의 변조차수 $M=6$ 일 경우 각 인덱스 그룹에 대한 최종 연산 결과는 $XNOR\{XNOR(a_1, a_3), a_5\}$ 와 $XNOR\{XNOR(a_2, a_4), a_6\}$ 로 나타난다.

[237] (iii) High power 신호에 대한 XNOR 연산 결과들(홀수 그룹, 짝수 그룹)과 low power 신호의 b_1, b_2 를 각각 XNOR 연산한다. XNOR 연산의 결과들은 비트 레벨 그레이 컨버터 출력의 c_1, c_2 를 구성한다. low power 신호의 변조 차수 N 이 2보다 클 경우, $c_3, \dots, c_N$ 은 $b_3, \dots, b_N$ 의 비트가 그대로 유지된다.

[238] (iv) 결과적으로 high power 신호와 low power 신호의 변조 차수가 모두 4(i.e., 16QAM)일 경우, 비트 레벨 그레이 컨버터의 최종 출력 c_1, c_2, c_3, c_4 는 수학식 14와 같다.

[239] [수학식 14]

[240] $c_1 = XNOR(XNOR(a_1, a_3), b_1)$

[241] $c_2 = XNOR(XNOR(a_2, a_4), b_2)$

[242] $c_3 = b_3$

[243] $c_4 = b_4$

[244] (v) NOMA 송신기는 $a_1, \dots, a_4$ 에 대하여 기존의 16QAM 변조를 수행하여 제1 변조 심볼을 획득하고, $c_1, \dots, c_4$ 에 대하여 기존의 16QAM 변조를 수행하여 제2

변조 심볼을 획득한다. 제1 변조 심볼에 High power를 적용하고, 제2 변조 심볼에 Low power를 적용한다. 이후, 제1 변조 심볼과 제2 변조 심볼을 더하여(superpose)하여 송신할 수 있다. 프리코딩은 각 변조 심볼 별로 적용되거나, 중첩 심볼(superposed symbol)에 적용될 수 있다.

- [245] 위의 방식에 따라 송신된 신호를 수신한 UE는 복합 변조 차수(composite modulation order)에 해당하는 기존의 변조 맵핑 방식에 따라서 비트-심볼 맵핑되었다고 가정할 수 있다. 복합 변조 차수는, High power 신호의 변조 차수와 low power 신호의 변조 차수 곱일 수 있다.
- [246] 도 17은 본 발명의 일 실시예에 따른 비트 레벨 그레이 컨버터의 동작의 흐름을 설명한다. 도 17은 도 16의 비트 레벨 그레이 컨버터 동작의 이해를 돕기 위한 일 예시일 뿐이며, 비트 레벨 그레이 컨버터의 동작은 다양한 방식으로 구현될 수 있다.
- [247] 먼저, 비트 레벨 그레이 컨버터는 $m=1$ 로 설정하고, 홀수 인덱스 그룹에 대한 파라미터 Odd를 a_3 로, 짝수 인덱스 그룹에 대한 파라미터 Even을 a_4 로 초기화한다(1700).
- [248] 비트 레벨 그레이 컨버터는 $XNOR(a_m, \text{Odd})$ 연산결과 값을 Odd로 설정하고, $XNOR(a_{m+1}, \text{Even})$ 연산 결과 값을 Even으로 설정한다(1705).
- [249] 비트 레벨 그레이 컨버터는 현재의 m 값이 High power 신호의 변조 차수 M 에서 1을 뺀 값과 동일한지 여부를 판단한다(1710).
- [250] 만약, m 이 $M-1$ 과 동일하지 않다면, 비트 레벨 그레이 컨버터는 m 의 값을 2 증가시키고(1715), $XNOR$ 연산을 반복한다(1705).
- [251] 만약, m 이 $M-1$ 과 동일하다면, 비트 레벨 그레이 컨버터는 $c_i = XNOR(\text{Odd}, b_i)$, $c_2 = XNOR(\text{Even}, b_2)$ 으로 설정한다(1720). 나머지 c_i 비트들은 b_i 와 동일하게 설정된다($2 < i < N+1$ 인 양의 정수).
- [252] 코드워드 레벨 SIC 수신기는, high power 신호를 채널링한 후, low power 신호에 대한 디코딩을 수행할 수 있다. 이 때, 복합 성상(composite constellation)에 그레이 맵핑이 적용된 경우, high power 신호를 채널링 한 이후 획득되는 low power 신호의 성상은 high power 신호의 비트 시퀀스에 따라 서로 다른 배열(또는 패턴)을 갖는다.
- [253] 이 경우, 코드워드 레벨 SIC 수신기는 다음과 같은 동작을 통해, high power 신호를 채널링 한 이후 획득되는 low power 신호의 비트-심볼 간 맵핑을 파악할 수 있다.
- [254] (i) High power 신호의 디코딩이 성공하고, High power 신호의 변조 심볼의 비트 시퀀스가 $a_1, a_2, \dots, a_M$ 일 경우, 상술된 비트 레벨 그레이 컨버터의 동작과 같이 홀수 그룹과 짝수 그룹에 대하여 $XNOR$ 연산을 반복 수행한다.
- [255] (ii) (i)에서 도출된 2 bits(e.g., $d_{\text{odd}}, d_{\text{even}}$)과 low power 신호의 변조 차수에 해당하는 성상의 각 성상점의 최상위 2bits에 대하여 각각 $XNOR$ 연산을 수행하고, 그 결과를 해당 성상 상의 첫 2bits에 대입하여 변형된 성상을

획득한다.

- [256] 도 18은 본 발명의 실시예에 따른 NOMA 성상을 나타낸다. 도 18에서는 high power 신호와 low power 신호의 변조 방식이 각각 16QAM이고, 상술한 비트 레벨 그레이 컨버터를 이용한 NOMA 동작이 수행되었다고 가정했다.
- [257] UE는 CWIC(Codeword level-IC)를 수행하여 high power 신호의 비트 시퀀스가 0011임을 파악한다(도 18의 (a) 영역). UE는 파악된 비트 시퀀스 0011을 이용하여 $(XNOR(0,1), XNOR(0,1)) = (0,0)$ 의 XNOR 연산 결과를 획득한다. UE는 (0,0)과 기준 16QAM 성상(e.g., 표준상)의 상위 2bit에 대하여 각각 XNOR 연산을 수행하고, 그 결과를 16QAM 성상의 상위 2bit에 대입함으로써, low power 신호에 대하여 변형된 16QAM 성상(1801)을 획득할 수 있다.
- [258] high power 신호가 0101일 경우(도 18(b) 영역)에도, 위와 동일한 방식으로 low power 신호에 대하여 변형된 16QAM 성상(1802)을 획득할 수 있다.
- [259] 도 18에서 알 수 있듯이, high power 신호의 비트 시퀀스가 (a) 영역에 위치하는지 아니면 (b) 영역에 위치하는지 여부에 따라서, 기준 16QAM 성상이 16QAM 성상(1801) 또는 16QAM 성상(1802)으로 변형될 수 있다.
- [260] 상술된 실시예들은 다양한 방식으로 표현될 수 있다. 예컨대, 등가적으로는 다음과 같이 해석될 수도 있다. High power UE에 대한 변조 차수가 M이고, Low Power UE에 대한 변조 차수가 N이 이라고 가정할 때, NOMA 성상은 $(M*N)^2$ 개의 성상점들을 갖는 변조 차수 $M*N$ 의 성상에 대응할 수 있다. 특히, NOMA 성상을 구성함에 있어서, 상술된 비트 레벨 그레이 컨버터가 사용되는 경우, 인접한 성상점들 간에는 비트 한자리만 상이할 수 있다.
- [261] 또한, 비트 레벨 그레이 컨버터가 XNOR 방식으로 구현되는 경우, NOMA 성상은 표준상에 정의된 변조 차수 $M*N$ 의 성상과 동일한 비트 시퀀스 맵핑 결과를 나타낸다. 단, High power UE와 Low power UE에 대한 평균 전력값이 각각 상이하기 때문에, 표준 성상점들 간의 간격은 NOMA 성상점들 간의 간격과 상이할 수 있다.
- [262] NOMA 성상은 M^2 개의 성상점 그룹들을 포함하고, 하나의 성상점 그룹이 N^2 개의 성상점들을 포함하는 것으로 볼 수 있다. 각 성상점에는 $(M+N)$ 길이의 비트 시퀀스가 맵핑된다. 동일한 성상점 그룹에 속하는 N^2 개의 성상점들의 상위 M비트들은 동일하고, 하위 N비트들이 상이하다.
- [263] 이 때, M^2 개의 성상점 그룹들의 간격은, High power UE의 평균 파워 $2b^2$ 를 고려하여 조정될 수 있다(e.g., 그룹간 간격= $d1*b$, $d1$ 은 변조 차수 M 성상의 성상점들 간 간격). 또한, 동일 그룹 내 N^2 개의 성상점 간의 간격은, Low power UE의 평균 파워 $2a^2$ 를 고려하여 조정될 수 있다(e.g., 성상점들 간 간격= $d2*a$, $d1$ 은 변조 차수 N 성상의 성상점들 간 간격).
- [264] 한편, NOMA 성상점들에 대한 비트 시퀀스 맵핑이 표준에 정의된 변조 맵핑 방식과 동일하게 유지되는 경우(e.g., 비트 레벨 그레이 컨버터에 XNOR 사용되는 경우), 표준에 정의된 변조 맵핑 테이블로부터 I, Q 값을 획득하되,

최종적인 NOMA 변조 심볼 x 는 수학식 15와 같이 표현될 수 있다.

[265] [수학식 15]

[266] $x = I*f1 + jQ*f2$

[267] $f1, f2$ 는 I, Q, High power UE의 전력관련 파라미터(또는 기지국에 의해 시그널링된 파라미터1) 및 Low power UE의 전력관련 파라미터(또는 기지국에 의해 시그널링된 파라미터2) 중 적어도 하나에 기초하여 결정된 값들 또는 함수들이다.

[268] 한편, 수신기 측의 관점에서 살펴보면, NOMA 성상점들에 대한 비트 시퀀스 맵핑이 표준의 변조 맵핑 방식과 동일한 경우, Low power UE는 NOMA 성상(또는 표준의 $M*N$ 변조 차수에 대한 성상)에서 N^2 개의 성상점들(또는 성상점 그룹)을 샘플링하는 것으로 볼 수도 있다. 예컨대, $(M*N)^2$ 개의 NOMA 성상점들 중에서 N^2 개의 성상점들을 샘플링할 수 있다. 이 때, 샘플링될 N^2 개의 성상점들은, High power UE에 대한 신호에 기초하여 결정될 수 있다. 예를 들어, M^2 개의 성상점들 그룹들 중 High power UE에 대한 신호가 검출된 그룹에 속하는 N^2 개의 성상점들이 샘플링될 수 있다. UE는 샘플링된 N^2 개의 성상점들의 비트 시퀀스들 중에서 하위 N 비트만을 사용함으로써(또는 상위 M 비트들을 폐기), Low Power UE의 신호를 복조 및 디코딩할 수도 있다.

[269] 도 19는 본 발명의 일 실시예에 따라 신호를 송신 또는 수신하는 방법을 설명한다. 상술된 설명과 중복되는 설명은 생략한다. 도 19에서는 설명의 편의상 제2 단말의 도시는 생략된다.

[270] 도 19를 참조하면, 제1 단말은 기지국에 채널 상태 정보(CSI)를 전송한다(1905). 제2 단말 또한 기지국에 채널 상태 정보를 전송할 수 있다.

[271] 기지국은 제1 단말과 제2 단말을 NOMA 쌍으로 설정할 수 있다. 이 때, NOMA 쌍은 제1 단말 및 제2 단말로부터 수신한 채널 상태 정보에 기초하여 설정될 수 있다. 예컨대, 제1 단말과 제2 단말에 동일한 빔포밍이 적용되는지 여부에 따라서 제1 단말과 제2 단말이 NOMA 쌍으로 설정될 수 있다. 동일한 NOMA 쌍에 속하는 제1 단말과 제2 단말에는 동일한 빔 패턴이 적용되고, 제1 단말과 제2 단말 간의 하향링크 전송 전력의 차이가 소정의 임계치 이상일 수 있다.

[272] 기지국은 동일한 NOMA 쌍(pair)에 속하는 제1 단말과 제2 단말 각각에 대한 하향링크 전송 전력 및 변조 차수를 고려하여 NOMA 성상(constellation)을 결정할 수 있다. NOMA 성상 내에서 서로 이웃하는 NOMA 성상점들의 비트 시퀀스들 간에는 오직 한자리 비트만 상이하게 설정된다. NOMA 성상점들의 복소 좌표(I, Q)는, 제1 단말에 대한 하향링크 전송 전력 및 제2 단말에 대한 하향링크 전송 전력의 조합에 기초하여 결정된다.

[273] NOMA 성상점들 각각에 맵핑되는 $M+N$ 길이의 비트 시퀀스 중 하위 N 비트($c_1c_2 \dots c_N$) (e.g., 제1 단말의 비트 시퀀스를 변형한 결과)는 수학식 16과 같이 정의될 수 있다. 단, 본 발명의 다른 실시예에 따르면 비트 시퀀스 ($c_1c_2 \dots c_N$)가 $M+N$ 길이의 비트 시퀀스에서 상위 N 비트로 설정될 수도 있다.

- [274] [수학식 16]
- [275] $c_1 = (((a_1 \otimes a_3) \otimes a_5) \dots \otimes a_{M-1}) \otimes b_1$
- [276] $c_2 = (((a_2 \otimes a_4) \otimes a_6) \dots \otimes a_M) \otimes b_2$
- [277] $c_i = b_i \quad (3 \leq i \leq N)$
- [278] ' $\otimes$ ' 및 ' $\otimes$ ' 각각은 소정의 비트-단위 연산(bit-wise operation), ' $b_1 b_2 \dots b_N$ '은 제1 단말에 대한 비트 시퀀스, ' $a_1 a_2 \dots a_M$ '은 제2 단말에 대한 비트 시퀀스, ' M '은 제2 단말의 변조 차수, ' N '은 제1 단말의 변조 차수를 나타낼 수 있다. ' $\otimes$ '는 XOR(exclusive OR) 또는 XNOR(Not exclusive OR) 연산일 수 있다. ' $\otimes$ '는 XOR(exclusive OR) 또는 XNOR(Not exclusive OR) 연산일 수 있다. ' $\otimes$ '와 ' $\otimes$ '는 동일한 비트-단위 연산이거나, 또는 서로 다른 비트-단위 연산일 수 있다. $M+N$ 길이의 비트 시퀀스 중 나머지 M 비트는 제2 단말에 대한 비트 시퀀스 ' $a_1 a_2 \dots a_M$ '와 동일하게 설정될 수 있다.
- [279] NOMA 성상은 각각이 N^2 개의 성상점들을 포함하는 M^2 개의 성상점 그룹들을 포함하되, ' N '은 제1 단말에 대한 변조 차수, ' M '은 제2 단말에 대한 변조 차수일 수 있다. 동일한 성상점 그룹에 속하는 N^2 개의 성상점들 간의 간격은 제1 단말에 대한 하향링크 전송 전력에 기초하여 설정되고, M^2 개 성상점 그룹들의 중심 간의 간격은 제2 단말에 대한 하향링크 전송 전력에 기초하여 설정될 수 있다.
- [280] 기지국은 NOMA 성상(constellation)을 이용하여, 제1 단말과 제2 단말 각각에 대한 신호들이 중첩된 NOMA 신호를 인코딩 및 변조한다(1915).
- [281] 기지국은 NOMA 신호를 송신한다(1920).
- [282] 한편 기지국은 제1 단말과 제2 단말 중 하향링크 전송 전력이 작은 단말에는 하향링크 전송 전력이 큰 단말에 대한 변조 차수 및 하향링크 전송 전력 정보를 시그널링할 수 있다.
- [283] 제1 단말은 NOMA 신호를 복조 및 디코딩한다(1925). 예컨대, 제1 단말은 제2 단말에 대한 하향링크 전송 전력 및 변조 차수를 고려하여 설정되는 NOMA 성상(constellation)의 적어도 일부를 이용하여, NOMA 신호로부터 제1 단말에 대한 신호를 복조(demodulation)한다.
- [284] 제1 단말은 NOMA 성상(constellation) 전체를 구성하여 ML(maximum likelihood) 방식으로 복조하거나, 또는 NOMA 성상의 일부분에 해당하는 성상점들을 재구성하여 SIC(successive interference cancellation) 방식으로 복조할 수 있다.
- [285] 한편, 제1 단말은 자신이 사용하는 수신기 타입에 대한 정보를 기지국에 전송할 수 있다. 마찬가지로, 제2 단말 또한 자신이 사용하는 수신기 타입에 대한 정보를 기지국에 전송할 수 있다. 수신기 타입은 ML(maximum likelihood) 타입 및 SIC(successive interference cancellation) 타입 중 적어도 하나를 포함할 수 있다. 또한 상술된 바와 같이 기지국은 제1 단말 및/또는 제2 단말로부터 수신한 수신기 타입에 대한 정보를 통해서 제1 단말 및/또는 제2 단말에 시그널링 할 정보(e.g., 동일한 NOMA 쌍에 속하는 상대방 단말)를 결정할 수도 있다.

- [286] 제1 단말은, 제2 단말에 대한 변조 차수에 대응하는 제1 성상을 이용하여, 제2 단말에 대한 신호를 복조할 수 있다. 제1 단말은, 제2 단말에 대한 신호를 복조한 결과를 이용하여, NOMA 신호로부터 제2 단말에 대한 신호를 캔슬링(cancelation)할 수 있다. 제1 단말은, 캔슬링 이후 잔여의 신호 및 제1 단말에 대한 변조 차수에 대응하는 제2 성상을 이용하여 제1 단말에 대한 신호를 복조 및 디코딩할 수 있다.
- [287] 제1 단말은, 제2 단말의 비트 시퀀스의 홀수 번째 비트들에 대한 XNOR 연산 결과와 제1 단말의 변조 차수에 대응하는 기준 성상의 비트 시퀀스들에서의 각 제1 비트에 대하여 XNOR 연산을 수행할 수 있다. 제1 단말은, 제2 단말의 비트 시퀀스의 짝수 번째 비트들에 대한 XNOR 연산 결과와 기준 성상의 비트 시퀀스들에서의 각 제2 비트에 대하여 XNOR 연산을 수행할 수 있다. 제1 단말은 각 제1 비트에 대한 XNOR 연산 결과와 각 제2 비트에 대한 XNOR 연산 결과를 기준 성상에 대입함으로써, 제2 성상을 생성할 수 있다.
- [288] 본 발명의 실시예들에 의한 장치 구성
- [289] 도 20은 본 발명의 실시 형태에 따른 전송 포인트 장치 및 수신 포인트 장치의 구성을 도시한 도면이다. 도시된 전송 포인트 장치 및 수신 포인트 장치는 전술한 실시예들의 방법들을 수행할 수 있으며, 상술된 내용과 중복되는 설명은 생략될 수 있다.
- [290] 도 20을 참조하여 본 발명의 일 실시예에 따른 전송포인트 장치(10)는, 수신기(11), 송신기(12), 프로세서(13), 메모리(14) 및 복수개의 안테나(15)를 포함할 수 있다. 복수개의 안테나(15)는 MIMO 송수신을 지원하는 전송포인트 장치를 의미한다. 수신기(11)는 단말로부터의 상향링크 상의 각종 신호, 데이터 및 정보를 수신할 수 있다. 송신기(12)는 단말로의 하향링크 상의 각종 신호, 데이터 및 정보를 전송할 수 있다. 프로세서(13)는 전송포인트 장치(10) 전반의 동작을 제어할 수 있다.
- [291] 본 발명의 일 실시예에 따른 전송포인트 장치(10)의 프로세서(13)는, 앞서 설명된 각 실시예들에서 필요한 사항들을 처리할 수 있다.
- [292] 전송포인트 장치(10)의 프로세서(13)는 그 외에도 전송포인트 장치(10)가 수신한 정보, 외부로 전송할 정보 등을 연산 처리하는 기능을 수행하며, 메모리(14)는 연산 처리된 정보 등을 소정시간 동안 저장할 수 있으며, 버퍼(미도시) 등의 구성요소로 대체될 수 있다.
- [293] 계속해서 도 20을 참조하면 본 발명에 따른 수신 포인트 장치(20)는, 수신기(21), 송신기(22), 프로세서(23), 메모리(24) 및 복수개의 안테나(25)를 포함할 수 있다. 복수개의 안테나(25)는 MIMO 송수신을 지원하는 단말 장치를 의미한다. 수신기(21)는 전송 포인트 장치로부터의 하향링크 상의 각종 신호, 데이터 및 정보를 수신할 수 있다. 송신기(22)는 전송 포인트 장치로의 상향링크 상의 각종 신호, 데이터 및 정보를 전송할 수 있다. 프로세서(23)는 수신 포인트 장치(20) 전반의 동작을 제어할 수 있다.

- [294] 본 발명의 일 실시예에 따른 수신 포인트 장치(20)의 프로세서(23)는 앞서 설명된 각 실시예들에서 필요한 사항들을 처리할 수 있다.
- [295] 수신 포인트 장치(20)의 프로세서(23)는 그 외에도 수신 포인트 장치(20)가 수신한 정보, 외부로 전송할 정보 등을 연산 처리하는 기능을 수행하며, 메모리(24)는 연산 처리된 정보 등을 소정시간 동안 저장할 수 있으며, 버퍼(미도시) 등의 구성요소로 대체될 수 있다.
- [296] 위와 같은 전송포인트 장치 및 수신 포인트 장치의 구체적인 구성은, 전술한 본 발명의 다양한 실시예에서 설명한 사항들이 독립적으로 적용되거나 또는 2 이상의 실시예가 동시에 적용되도록 구현될 수 있으며, 중복되는 내용은 명확성을 위하여 설명을 생략한다.
- [297] 또한, 도 20에 대한 설명에 있어서 전송포인트 장치(10)에 대한 설명은 하향링크 전송 주체 또는 상향링크 수신 주체로서의 중계기 장치에 대해서도 동일하게 적용될 수 있고, 수신 포인트 장치(20)에 대한 설명은 하향링크 수신 주체 또는 상향링크 전송 주체로서의 중계기 장치에 대해서도 동일하게 적용될 수 있다.
- [298] 상술한 본 발명의 실시예들은 다양한 수단을 통해 구현될 수 있다. 예를 들어, 본 발명의 실시예들은 하드웨어, 펌웨어(firmware), 소프트웨어 또는 그것들의 결합 등에 의해 구현될 수 있다.
- [299] 하드웨어에 의한 구현의 경우, 본 발명의 실시예들에 따른 방법은 하나 또는 그 이상의 ASICs(Application Specific Integrated Circuits), DSPs(Digital Signal Processors), DSPDs(Digital Signal Processing Devices), PLDs(Programmable Logic Devices), FPGAs(Field Programmable Gate Arrays), 프로세서, 컨트롤러, 마이크로 컨트롤러, 마이크로 프로세서 등에 의해 구현될 수 있다.
- [300] 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.
- [301] 상술한 바와 같이 개시된 본 발명의 바람직한 실시예들에 대한 상세한 설명은 당업자가 본 발명을 구현하고 실시할 수 있도록 제공되었다. 상기에서는 본 발명의 바람직한 실시예들을 참조하여 설명하였지만, 해당 기술 분야의 숙련된 당업자는 본 발명의 영역으로부터 벗어나지 않는 범위 내에서 본 발명을 다양하게 수정 및 변경시킬 수 있음을 이해할 수 있을 것이다. 예를 들어, 당업자는 상술한 실시예들에 기재된 각 구성을 서로 조합하는 방식으로 이용할 수 있다. 따라서, 본 발명은 여기에 나타난 실시형태들에 제한되려는 것이 아니라, 여기서 개시된 원리들 및 신규한 특징들과 일치하는 최광의 범위를 부여하려는 것이다.

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

산업상 이용가능성

- [303] 상술한 바와 같은 본 발명의 실시형태들은 다양한 이동통신 시스템에 적용될 수 있다.

청구범위

- [청구항 1] NOMA(Non-Orthogonal Multiple Access)를 지원하는 무선 통신 시스템에서 제1 단말이 신호를 수신하는 방법에 있어서, 동일한 NOMA 쌍(pair)에 속하는 상기 제1 단말과 제2 단말 각각에 대한 신호들이 중첩된(superposed) NOMA 신호를 수신하는 단계; 및 상기 제2 단말에 대한 하향링크 전송 전력 및 변조 차수를 고려하여 설정되는 NOMA 성상(constellation)의 적어도 일부를 이용하여, 상기 NOMA 신호로부터 상기 제1 단말에 대한 신호를 복조(demodulation)하는 단계를 포함하되, 상기 NOMA 성상 내에서 서로 이웃하는 NOMA 성상점들의 비트 시퀀스들 간에는 오직 한자리 비트만 상이하게 설정되고, 상기 NOMA 성상점들의 복소 좌표(I, Q)는, 상기 제1 단말에 대한 하향링크 전송 전력 및 상기 제2 단말에 대한 하향링크 전송 전력의 조합에 기초하여 결정되는, 신호 수신 방법.
- [청구항 2] 제 1 항에 있어서, 상기 제1 단말에 대한 신호를 복조(demodulation)하는 단계는, 상기 NOMA 성상(constellation) 전체를 구성하여 ML(maximum likelihood) 방식으로 복조하거나, 또는 상기 NOMA 성상의 일부분에 해당하는 성상점들을 재구성하여 SIC(successive interference cancellation) 방식으로 복조하는, 신호 수신 방법.
- [청구항 3] 제 1 항에 있어서, 상기 NOMA 성상점들 각각에 맵핑되는 $M+N$ 길이의 비트 시퀀스 중 상위 또는 하위 N 비트들($c_1c_2...c_N$)은 아래 수학적식과 같이 정의되고,
[수학적식]

$$c_1 = (((a_1 \otimes a_3) \otimes a_5) \dots \otimes a_{M-1}) \otimes b_1$$

$$c_2 = (((a_2 \otimes a_4) \otimes a_6) \dots \otimes a_M) \otimes b_2$$

$$c_i = b_i \quad (3 \leq i \leq N)$$
'⊗'와 '⊙'는 서로 동일하거나 상이한 소정의 비트-단위 연산(bit-wise operation), ' $b_1b_2...b_N$ '은 상기 제1 단말에 대한 비트 시퀀스, ' $a_1a_2...a_M$ '은 상기 제2 단말에 대한 비트 시퀀스, ' M '은 상기 제2 단말의 변조 차수, ' N '은 상기 제1 단말의 변조 차수를 나타내는, 신호 수신 방법.
- [청구항 4] 제 3 항에 있어서, 상기 $M+N$ 길이의 비트 시퀀스 중 나머지 M 비트들은, 상기 제2 단말에 대한 비트 시퀀스 ' $a_1a_2...a_M$ '로 설정되고, 상기 소정의 비트-단위 연산은 XOR(exclusive OR) 또는 XNOR(Not exclusive OR) 연산 중 적어도 하나를 포함하는, 신호 수신 방법.
- [청구항 5] 제 1 항에 있어서,

상기 제2 단말에 대한 변조 차수에 대응하는 제1 성상을 이용하여, 상기 제2 단말에 대한 신호를 복조하는 단계;

상기 제2 단말에 대한 신호를 복조한 결과를 이용하여, 상기 NOMA 신호로부터 상기 제2 단말에 대한 신호를 캔슬링(cancellation)하는 단계; 및

상기 캔슬링 이후 잔여의 신호 및 상기 제1 단말에 대한 변조 차수에 대응하는 제2 성상을 이용하여 상기 제1 단말에 대한 신호를 복조 및 디코딩하는 단계를 포함하는, 신호 수신 방법.

[청구항 6] 제 5 항에 있어서,
상기 제2 단말의 비트 시퀀스의 홀수 번째 비트들에 대한 XNOR 연산 결과와 상기 제1 단말의 변조 차수에 대응하는 기준 성상의 비트 시퀀스들에서의 각 제1 비트에 대하여 XNOR 연산을 수행하는 단계;
상기 제2 단말의 비트 시퀀스의 짝수 번째 비트들에 대한 XNOR 연산 결과와 상기 기준 성상의 비트 시퀀스들에서의 각 제2 비트에 대하여 XNOR 연산을 수행하는 단계; 및
상기 각 제1 비트에 대한 XNOR 연산 결과와 상기 각 제2 비트에 대한 XNOR 연산 결과를 상기 기준 성상에 대입함으로써, 상기 제2 성상을 생성하는 단계를 포함하는, 신호 수신 방법.

[청구항 7] 제 1 항에 있어서,
상기 NOMA 성상은 각각이 N^2 개의 성상점들을 포함하는 M^2 개의 성상점 그룹들을 포함하되, 'N'은 상기 제1 단말에 대한 변조 차수, 'M'은 상기 제2 단말에 대한 변조 차수이고,
동일한 성상점 그룹에 속하는 N^2 개의 성상점들 간의 간격은 상기 제1 단말에 대한 하향링크 전송 전력에 기초하여 설정되고, 상기 M^2 개 성상점 그룹들의 중심 간의 간격은 상기 제2 단말에 대한 하향링크 전송 전력에 기초하여 설정되는, 신호 수신 방법.

[청구항 8] 제 1 항에 있어서,
상기 제1 단말에서 사용되는 수신기의 타입에 대한 정보를 기지국에 전송하는 단계를 더 포함하되,
상기 수신기의 타입은 ML(maximum likelihood) 타입 및 SIC(successive interference cancellation) 타입 중 적어도 하나를 포함하는, 신호 수신 방법.

[청구항 9] NOMA(Non-Orthogonal Multiple Access)를 지원하는 무선 통신 시스템에서 신호를 수신하는 제1 단말에 있어서,
동일한 NOMA 쌍(pair)에 속하는 상기 제1 단말과 제2 단말 각각에 대한 신호들이 중첩된(superposed) NOMA 신호를 수신하는 수신기; 및
상기 제2 단말에 대한 하향링크 전송 전력 및 변조 차수를 고려하여 설정되는 NOMA 성상(constellation)의 적어도 일부를 이용하여, 상기 NOMA 신호로부터 상기 제1 단말에 대한 신호를 복조(demodulation)하는

프로세서를 포함하되,

상기 NOMA 성상 내에서 서로 이웃하는 NOMA 성상점들의 비트

시퀀스들 간에는 오직 한자리 비트만 상이하게 설정되고,

상기 NOMA 성상점들의 복소 좌표(I, Q)는, 상기 제1 단말에 대한 하향링크 전송 전력 및 상기 제2 단말에 대한 하향링크 전송 전력의 조합에 기초하여 결정되는, 제1 단말.

[청구항 10] NOMA(Non-Orthogonal Multiple Access)를 지원하는 무선 통신 시스템에서 기지국이 신호를 송신하는 방법에 있어서, 동일한 NOMA 쌍(pair)에 속하는 제1 단말과 제2 단말 각각에 대한 하향링크 전송 전력 및 변조 차수를 고려하여 NOMA 성상(constellation)을 결정하는 단계;

NOMA 성상(constellation)을 이용하여, 상기 제1 단말과 상기 제2 단말 각각에 대한 신호들이 중첩된 NOMA 신호를 변조하는 단계; 및

상기 NOMA 신호를 송신하는 단계를 포함하고,

상기 NOMA 성상 내에서 서로 이웃하는 NOMA 성상점들의 비트 시퀀스들 간에는 오직 한자리 비트만 상이하게 설정되고,

상기 NOMA 성상점들의 복소 좌표(I, Q)는, 상기 제1 단말에 대한 하향링크 전송 전력 및 상기 제2 단말에 대한 하향링크 전송 전력의 조합에 기초하여 결정되는, 신호 송신 방법.

[청구항 11] 제 10 항에 있어서, 상기 NOMA 성상점들 각각에 맵핑되는 $M+N$ 길이의 비트 시퀀스 중 상위 또는 하위 N 비트들($c_1c_2...c_N$)은 아래 수학적식과 같이 정의되고,

[수학적식]

$$c_1 = (((a_1 \otimes a_3) \otimes a_5) \dots \otimes a_{M-1}) \otimes b_1$$

$$c_2 = (((a_2 \otimes a_4) \otimes a_6) \dots \otimes a_M) \otimes b_2$$

$$c_i = b_i \quad (3 \leq i \leq N)$$

' $\otimes$ '와 ' $\otimes$ '는 서로 동일하거나 상이한 소정의 비트-단위 연산(bit-wise operation), ' $b_1b_2...b_N$ '은 상기 제1 단말에 대한 비트 시퀀스, ' $a_1a_2...a_M$ '은 상기 제2 단말에 대한 비트 시퀀스, ' M '은 상기 제2 단말의 변조 차수, ' N '은 상기 제1 단말의 변조 차수를 나타내는, 신호 송신 방법.

[청구항 12] 제 11 항에 있어서, 상기 $M+N$ 길이의 비트 시퀀스 중 나머지 M 비트들은, 상기 제2 단말에 대한 비트 시퀀스 ' $a_1a_2...a_M$ '로 설정되고, 상기 소정의 비트-단위 연산은 XOR(exclusive OR) 또는 XNOR(Not exclusive OR) 연산 중 적어도 하나를 포함하는, 신호 송신 방법.

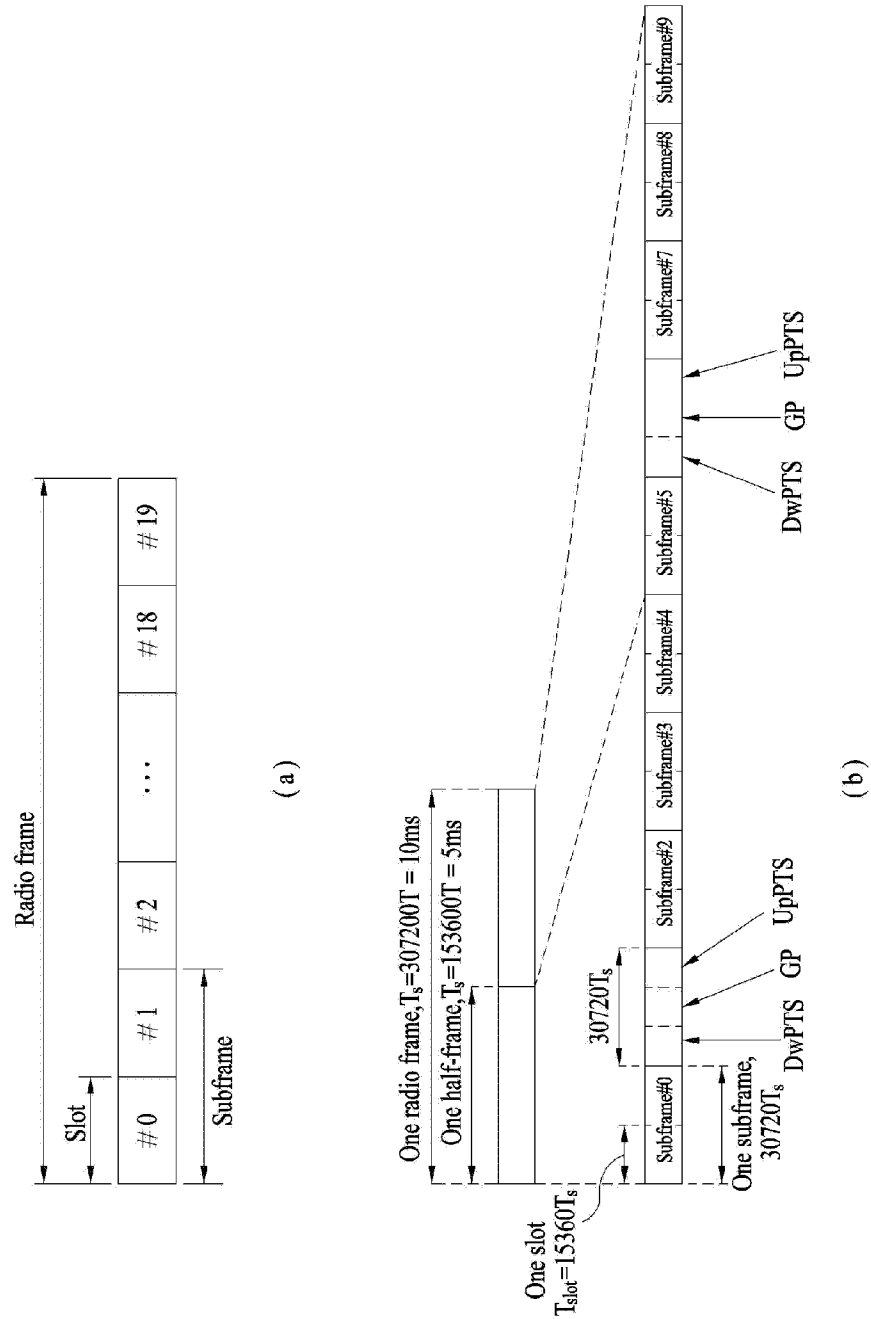
[청구항 13] 제 10 항에 있어서, 상기 NOMA 성상은 각각이 N^2 개의 성상점들을 포함하는 M^2 개의 성상점 그룹들을 포함하되, ' N '은 상기 제1 단말에 대한 변조 차수, ' M '은 상기 제2

단말에 대한 변조 차수이고,
 동일한 성상점 그룹에 속하는 N^2 개의 성상점들 간의 간격은 상기 제1
 단말에 대한 하향링크 전송 전력에 기초하여 설정되고, 상기 M^2 개 성상점
 그룹들의 중심 간의 간격은 상기 제2 단말에 대한 하향링크 전송 전력에
 기초하여 설정되는, 신호 송신 방법.

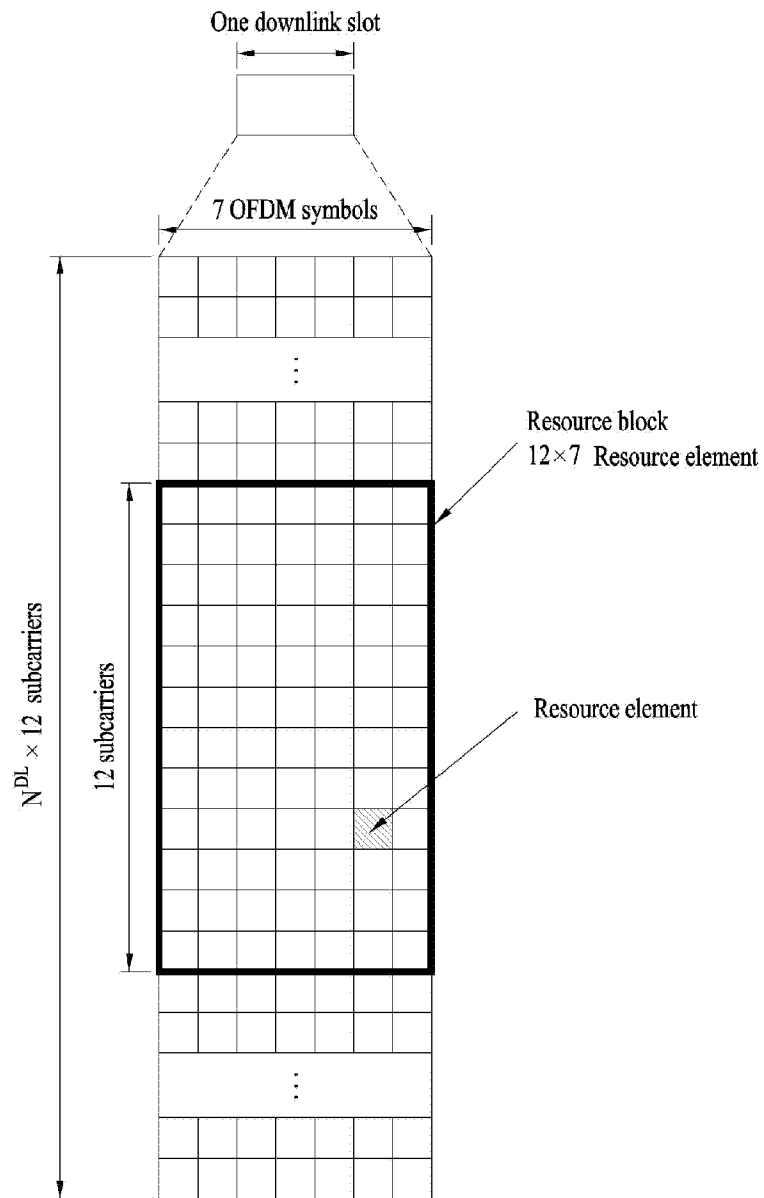
[청구항 14] 제 10 항에 있어서,
 상기 동일한 NOMA 쌍에 속하는 상기 제1 단말과 상기 제2 단말에는
 동일한 빔 패턴이 적용되고, 상기 제1 단말과 상기 제2 단말 간의
 하향링크 전송 전력의 차이가 소정의 임계치 이상인, 신호 송신 방법.

[청구항 15] 제 10 항에 있어서,
 상기 제1 단말과 상기 제2 단말 중 하향링크 전송 전력이 작은 단말에는
 하향링크 전송 전력이 큰 단말에 대한 변조 차수 및 하향링크 전송 전력
 정보를 시그널링하는, 신호 송신 방법.

[도 1]

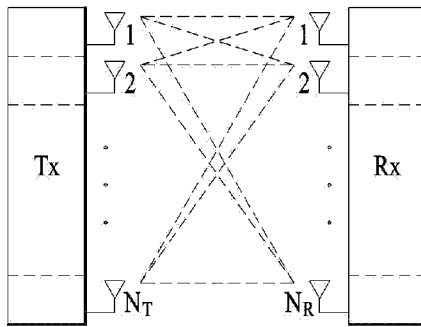


[도2]

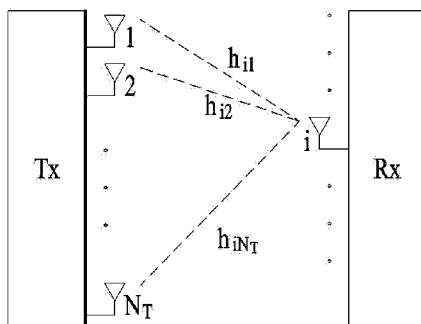


The diagram illustrates the structure of a subframe in a TDMA system. It is divided into two main regions: a **Control region** (hatched area) and a **Data region** (white area). The **Control region** contains three slots. The **Data region** contains two slots, labeled **First slot** and **Second slot**. The entire subframe is labeled **One subframe**. The diagram is oriented with **Frequency** on the vertical axis and **Time** on the horizontal axis.

[도5]

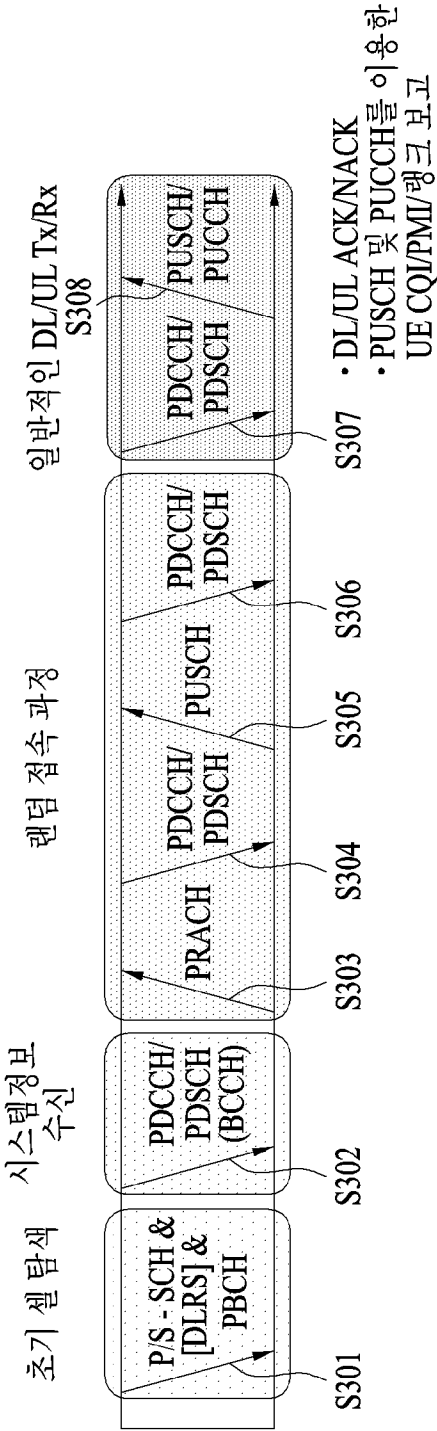


(a)

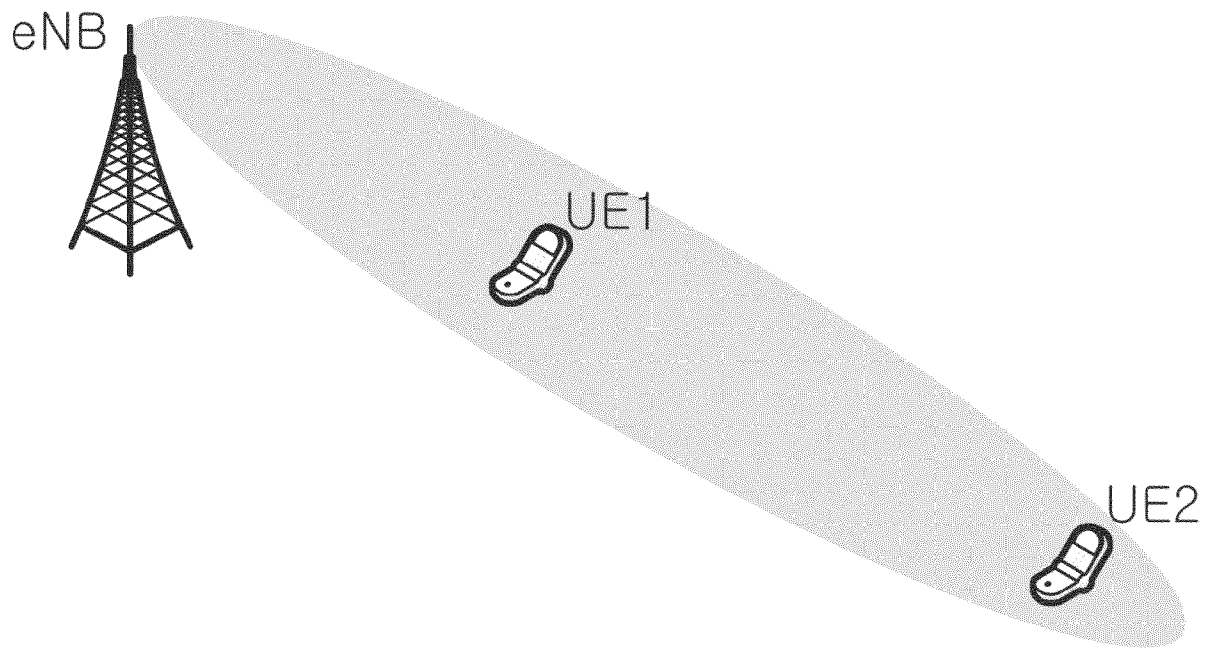


(b)

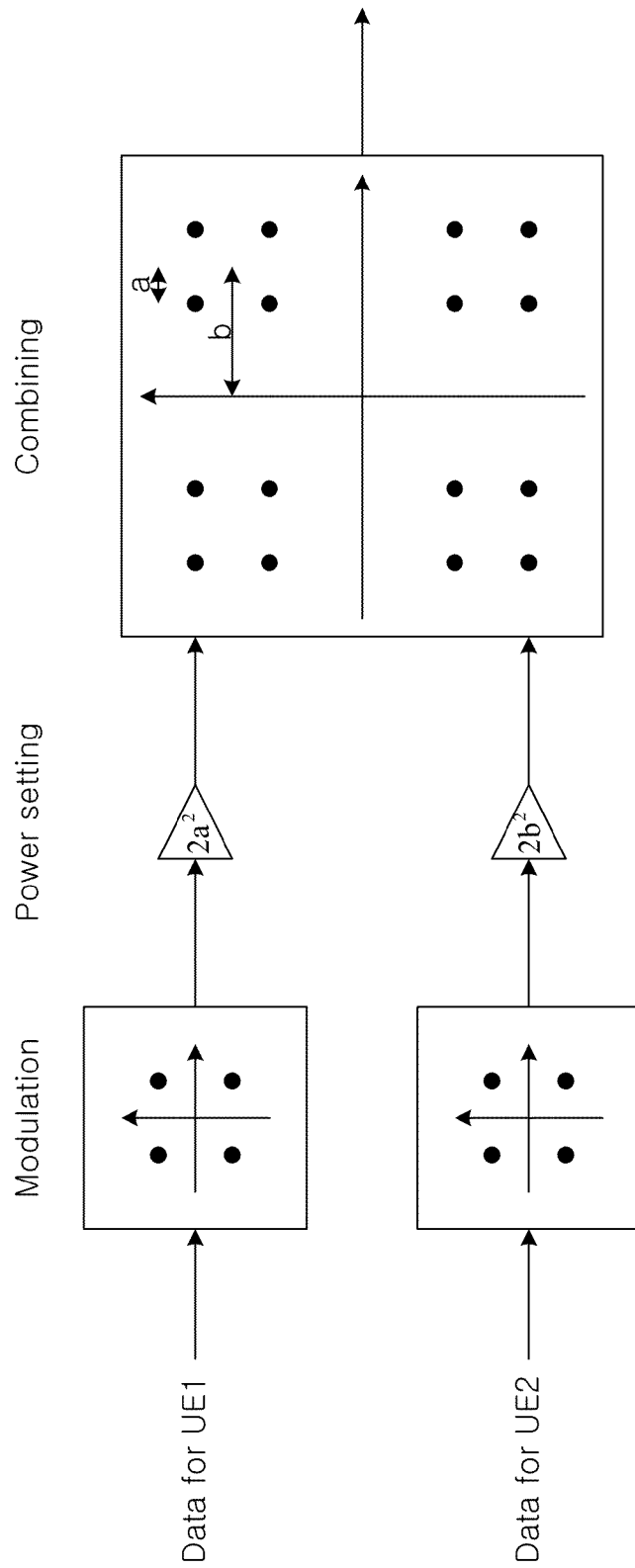
[도6]



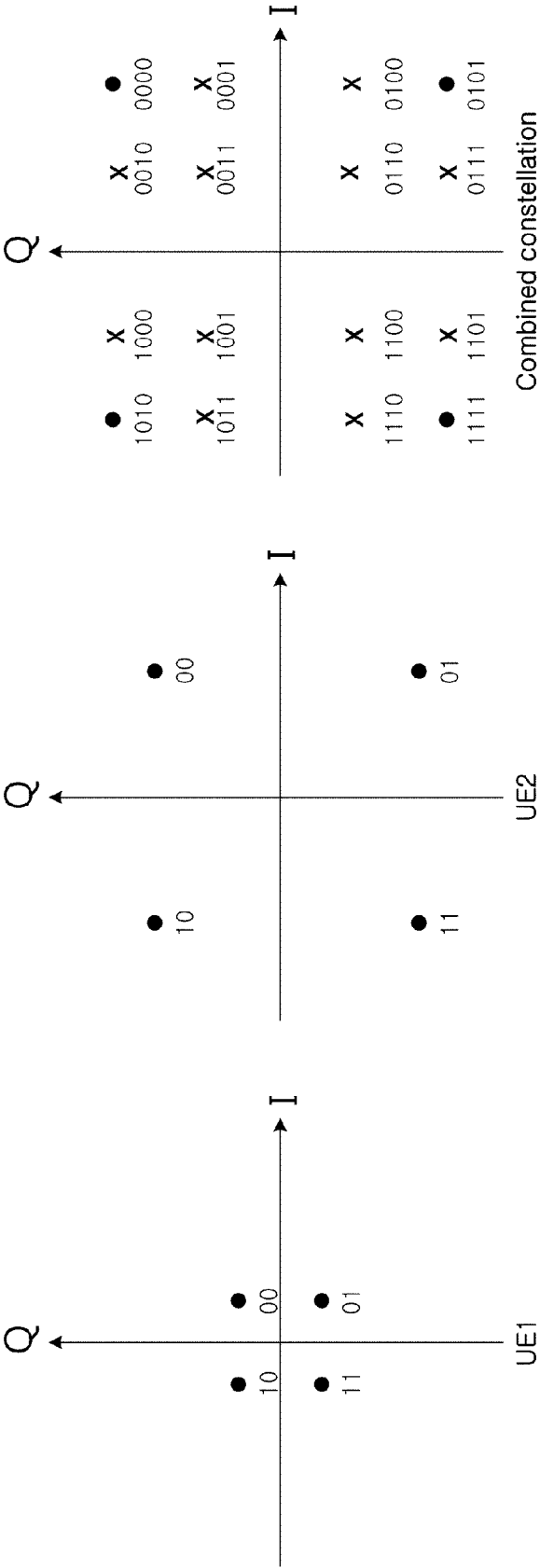
[도7]



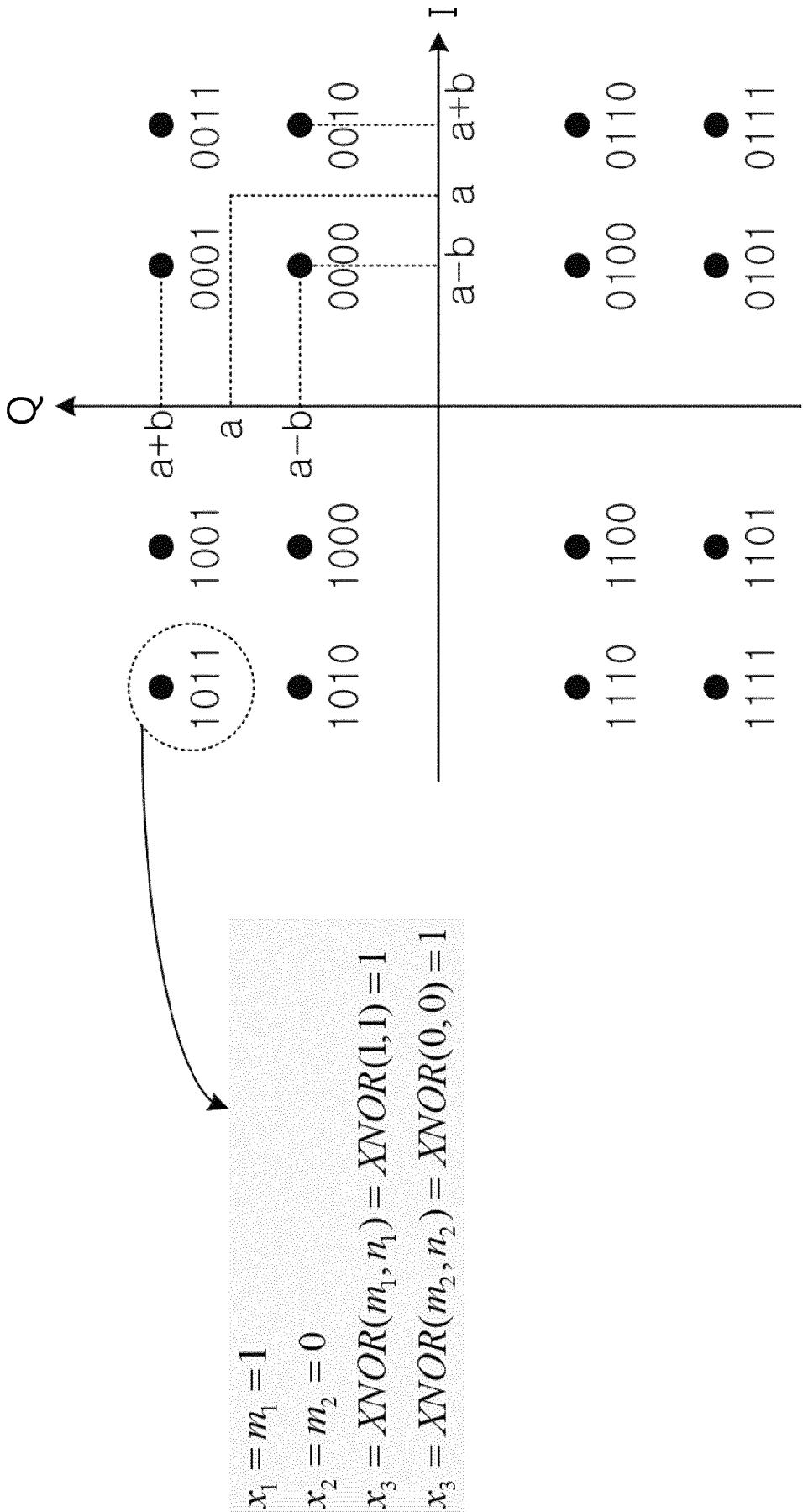
[도8]



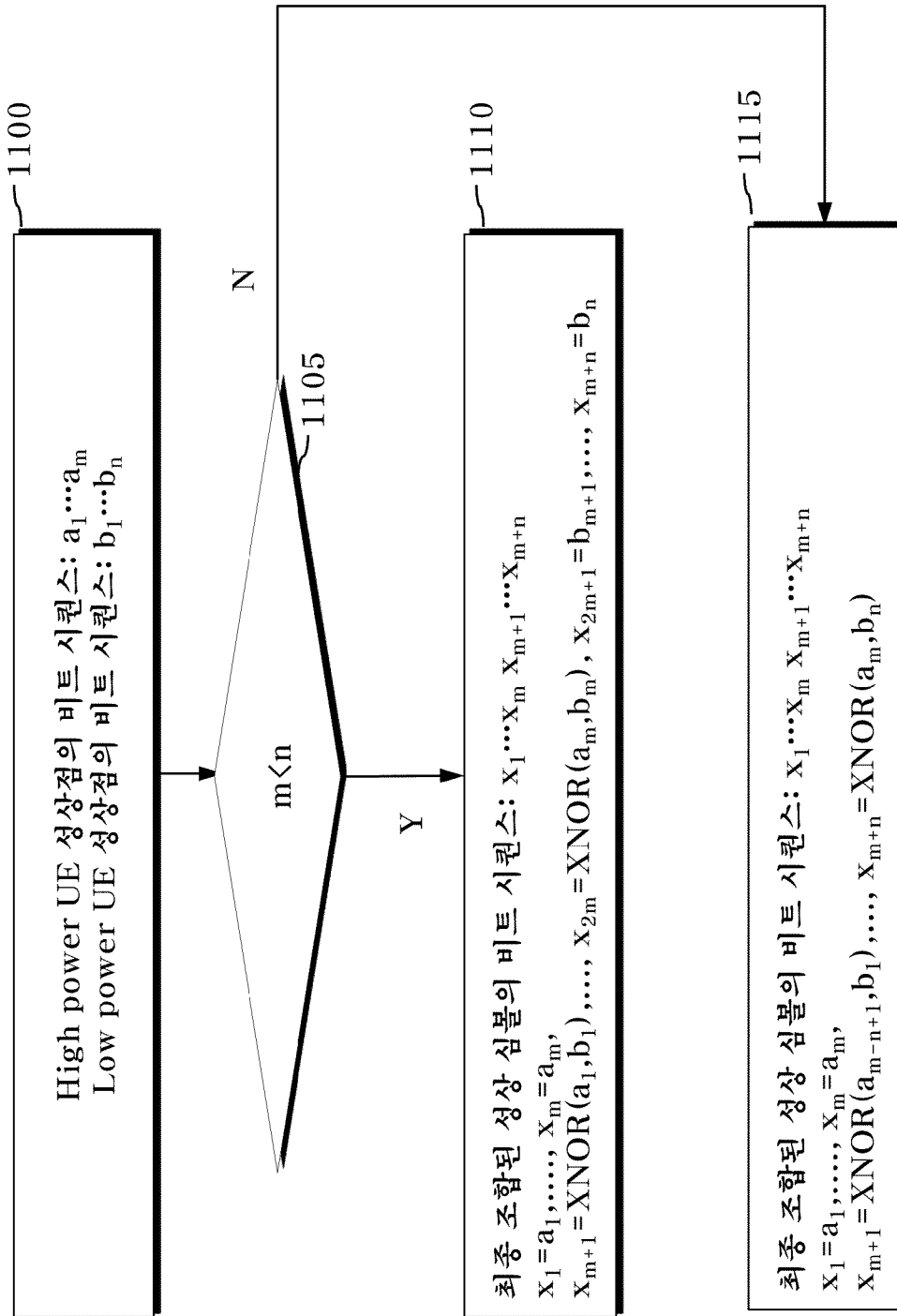
[도9]



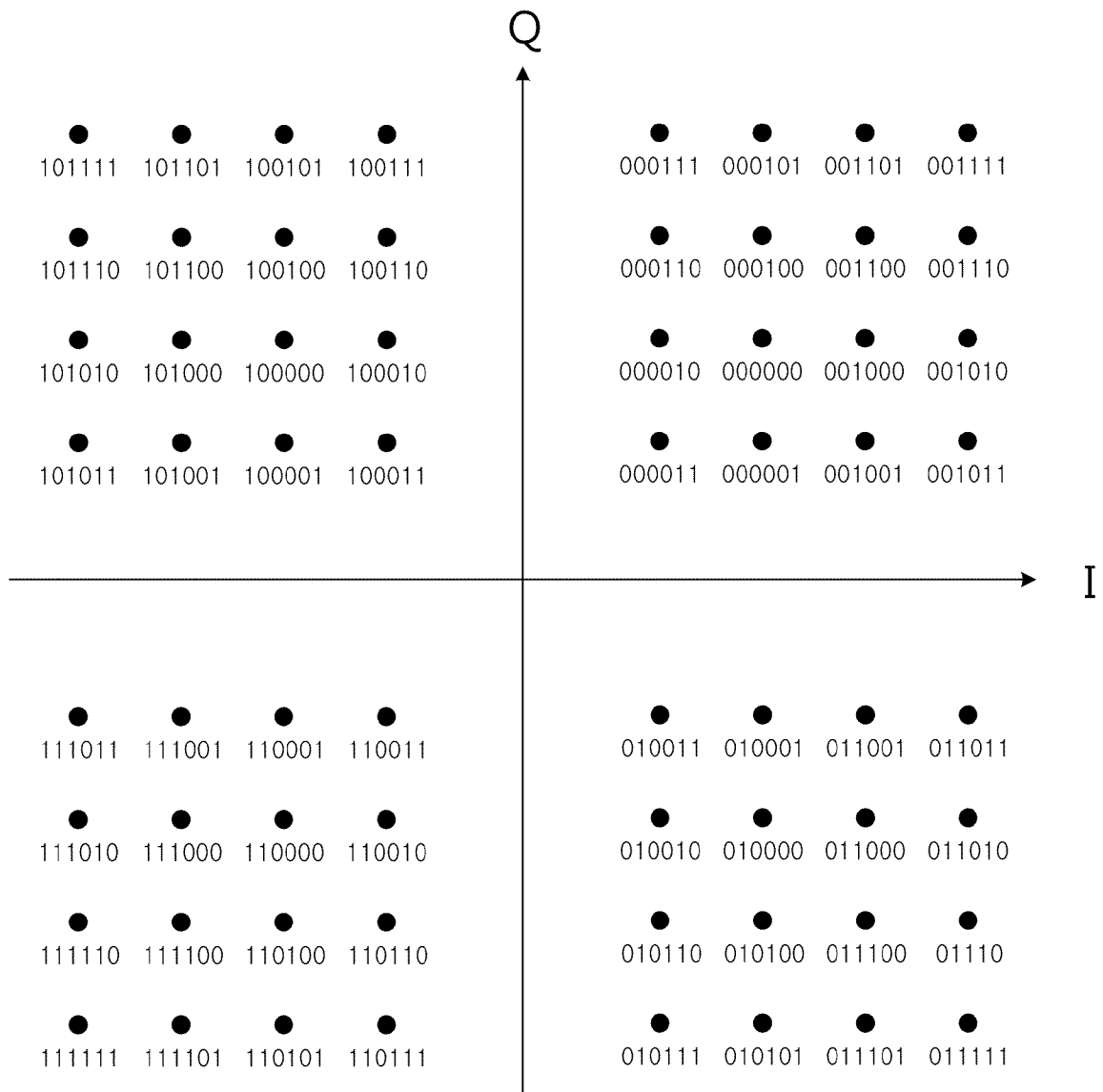
[도10]



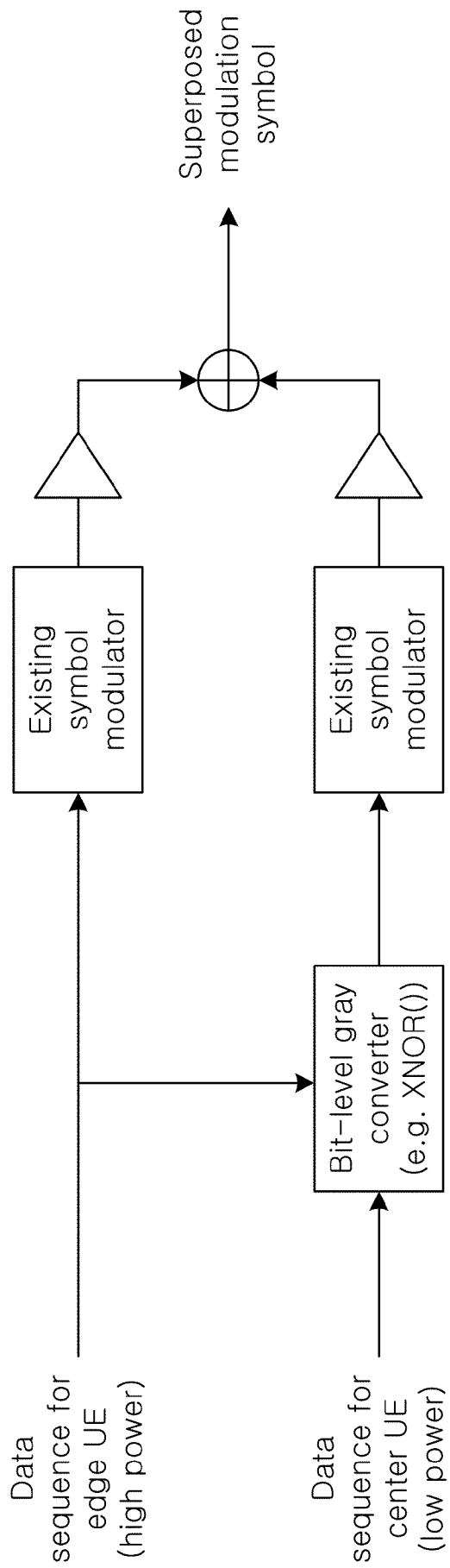
[도 11]



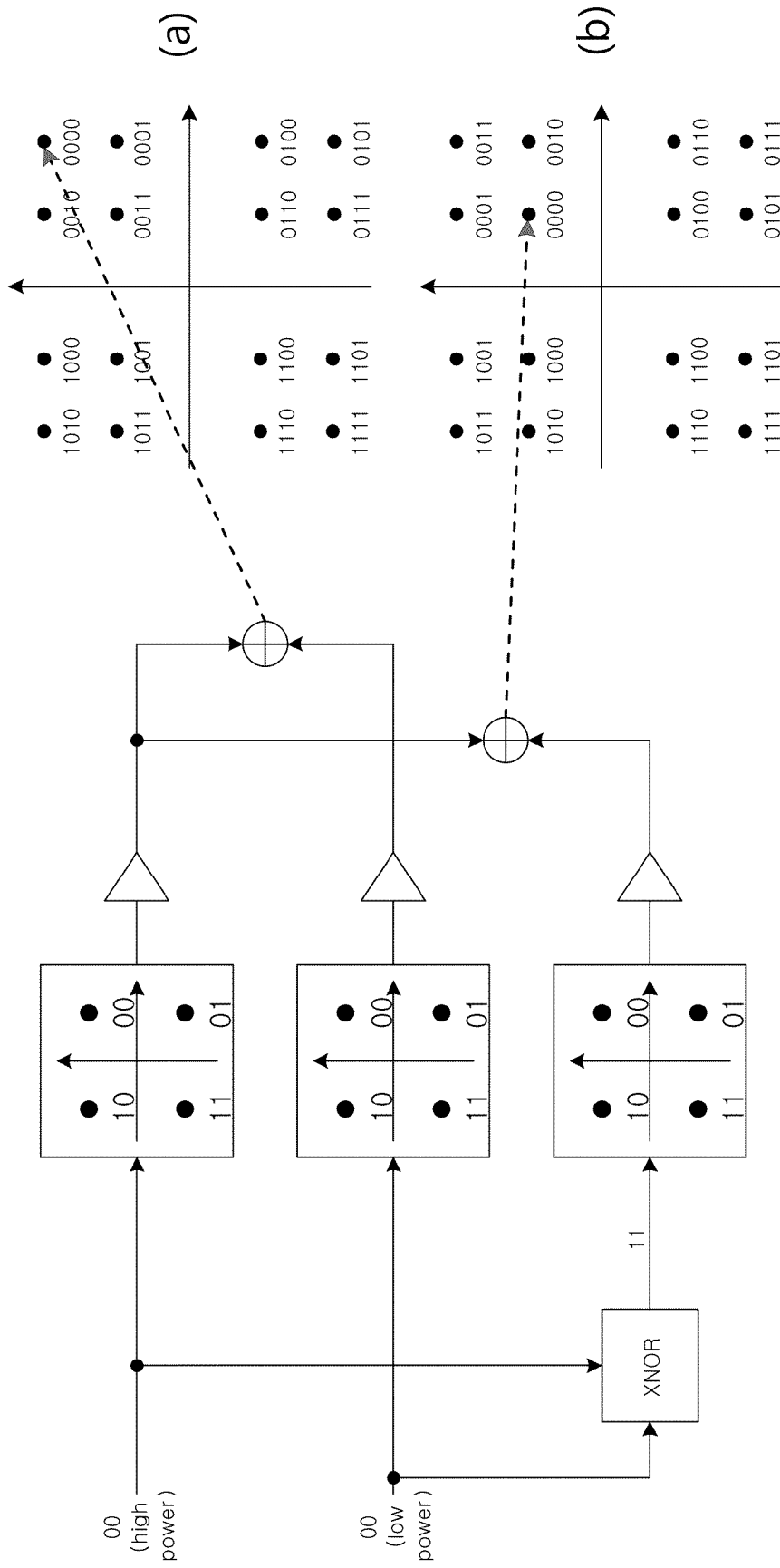
[도12]



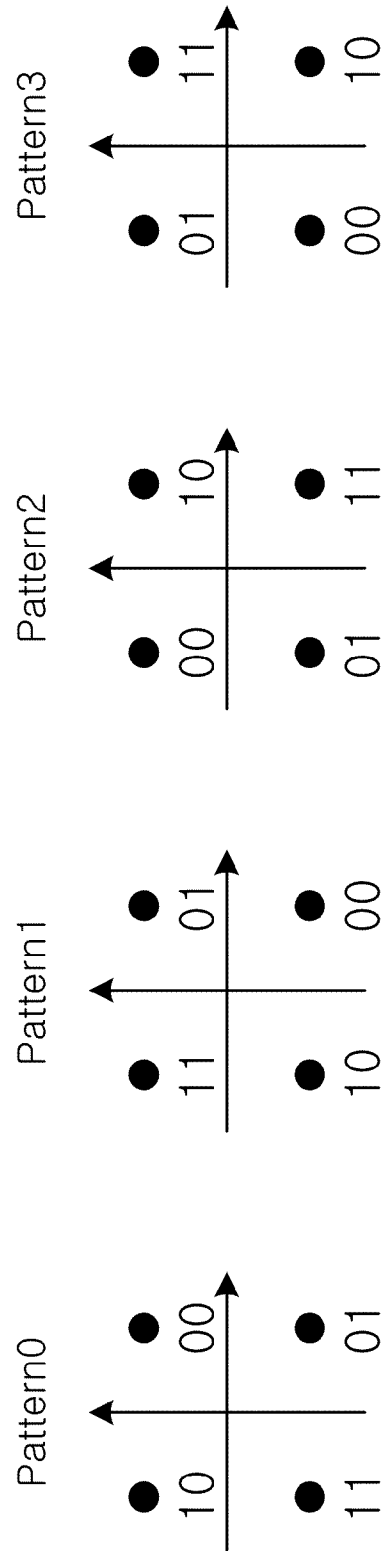
[도13]



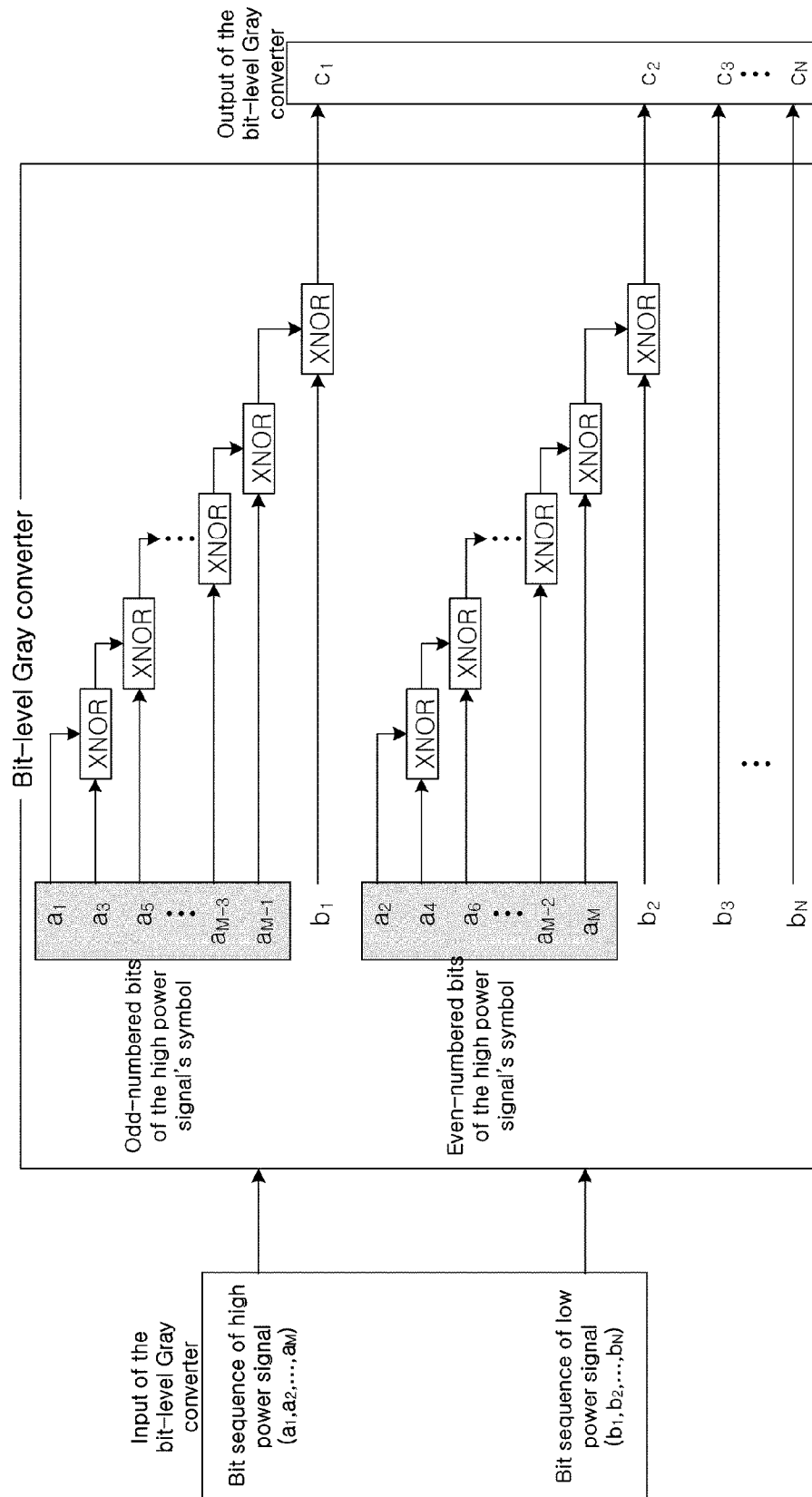
[도14]



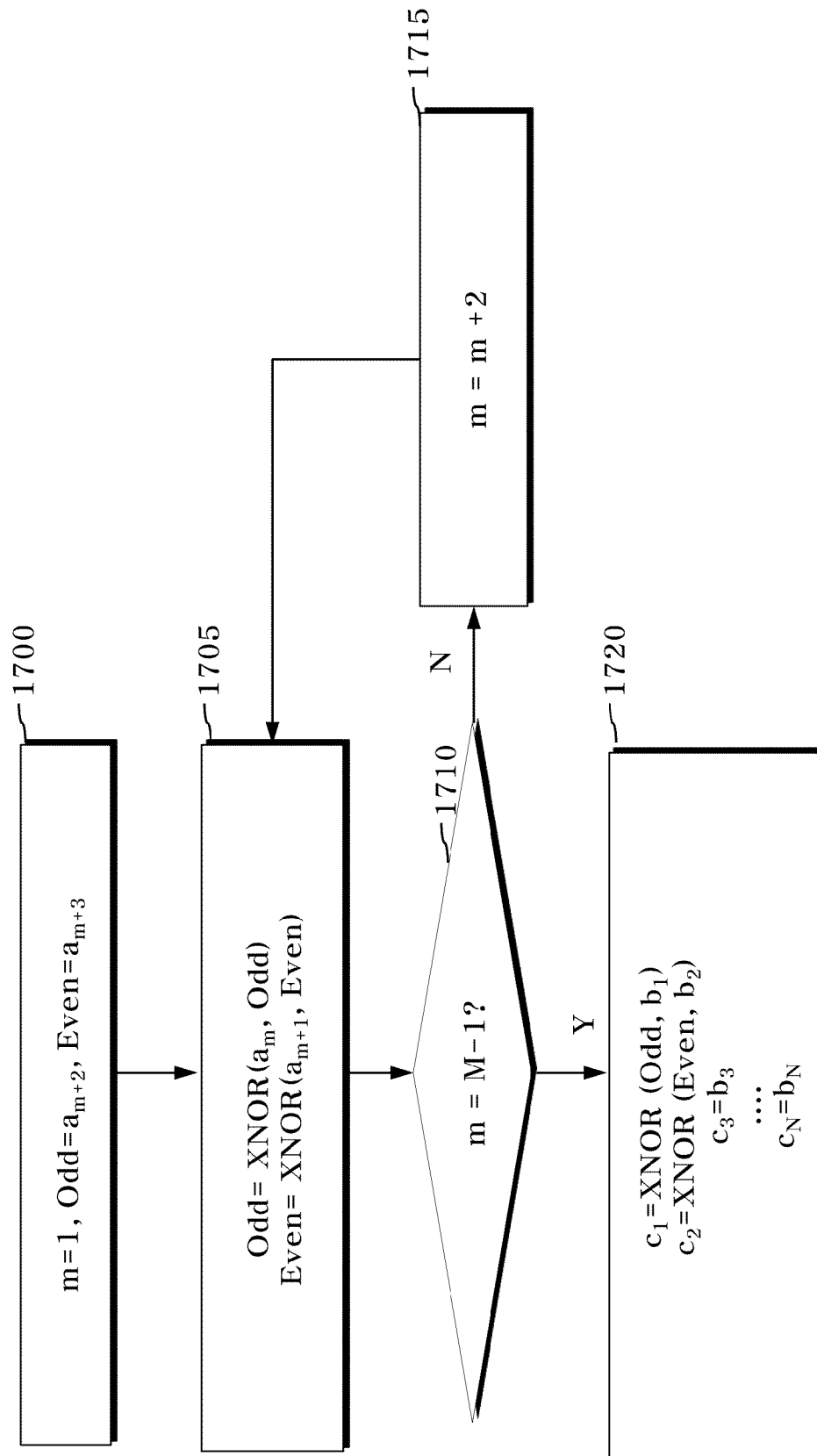
[도15]



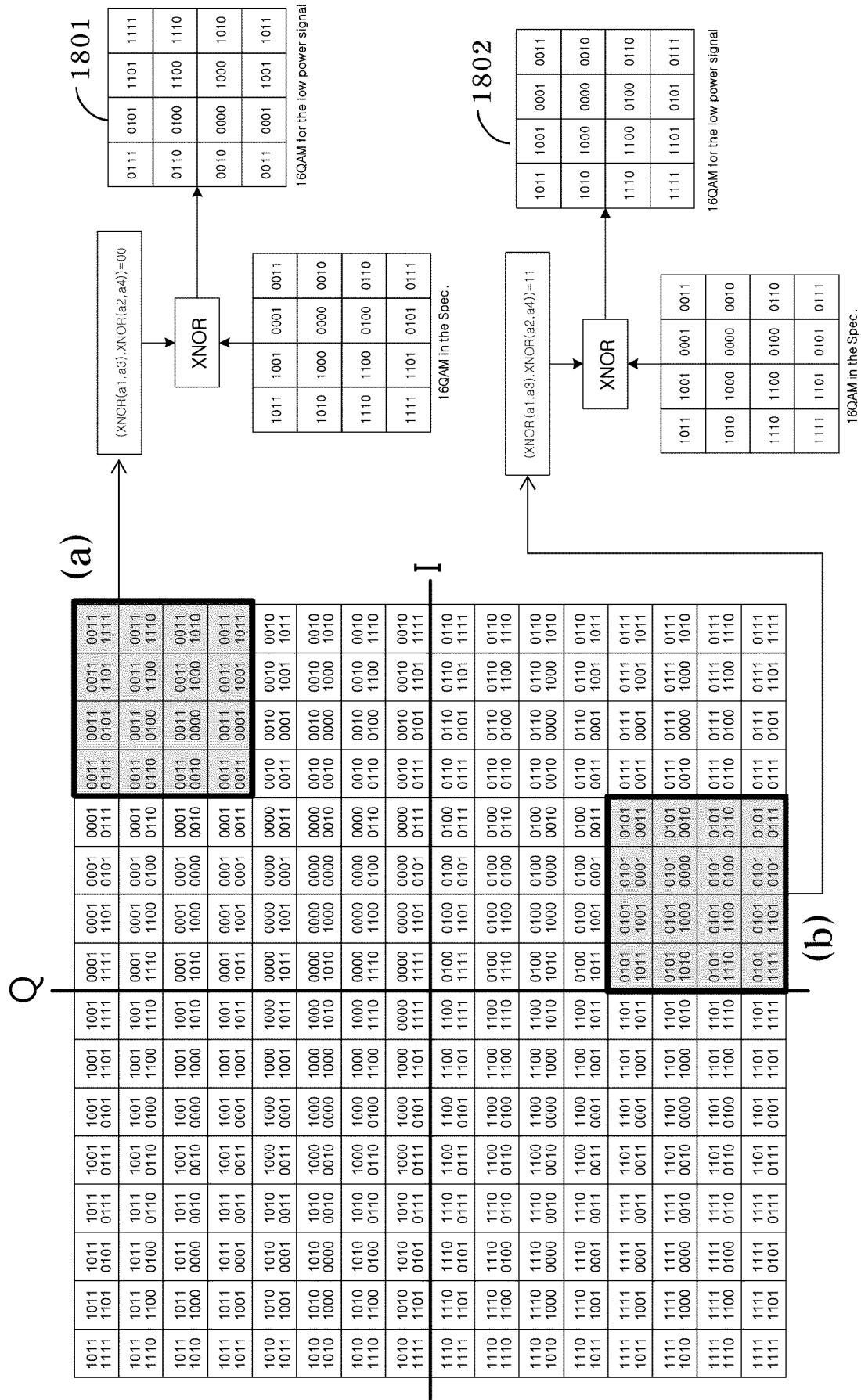
[도16]



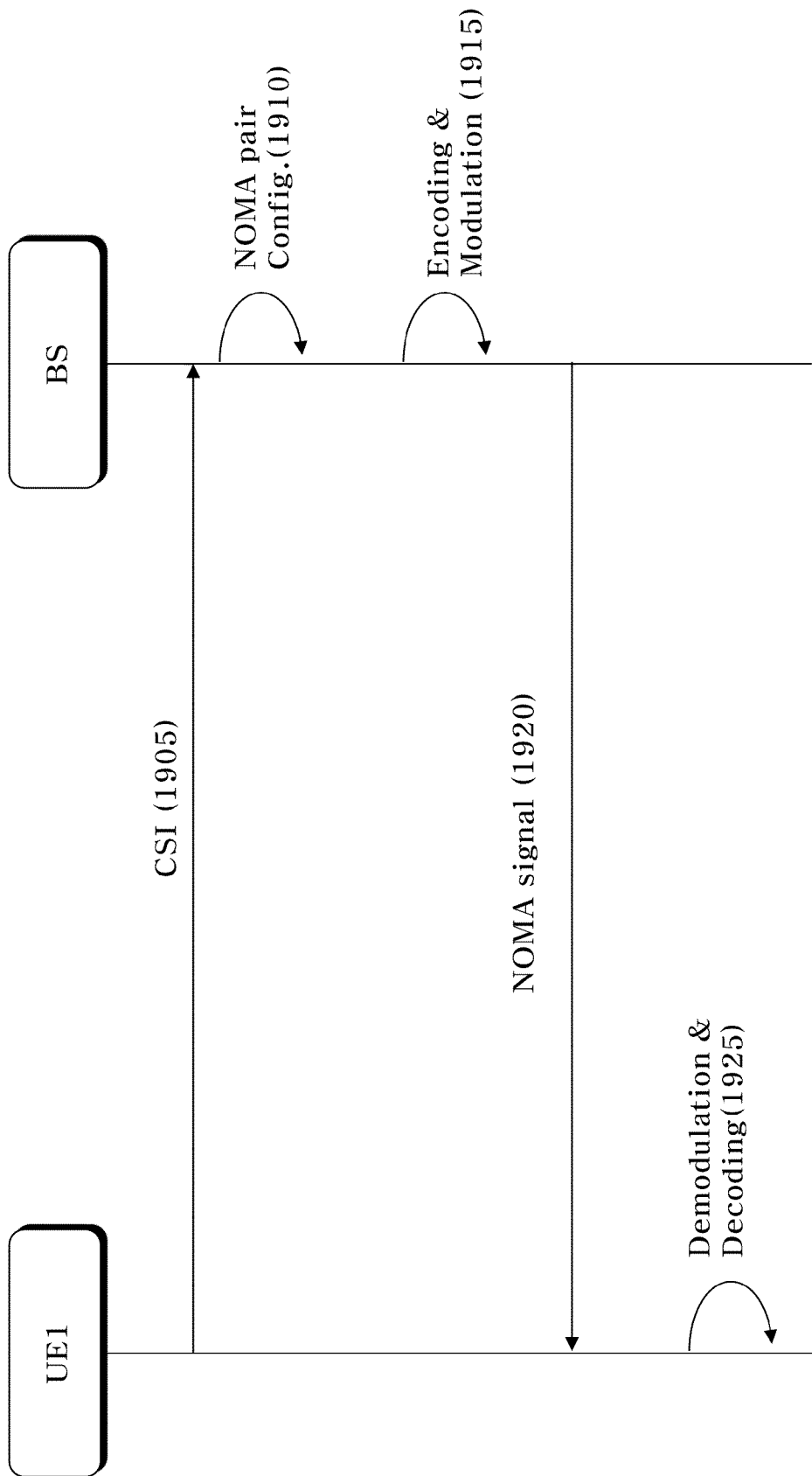
[도17]



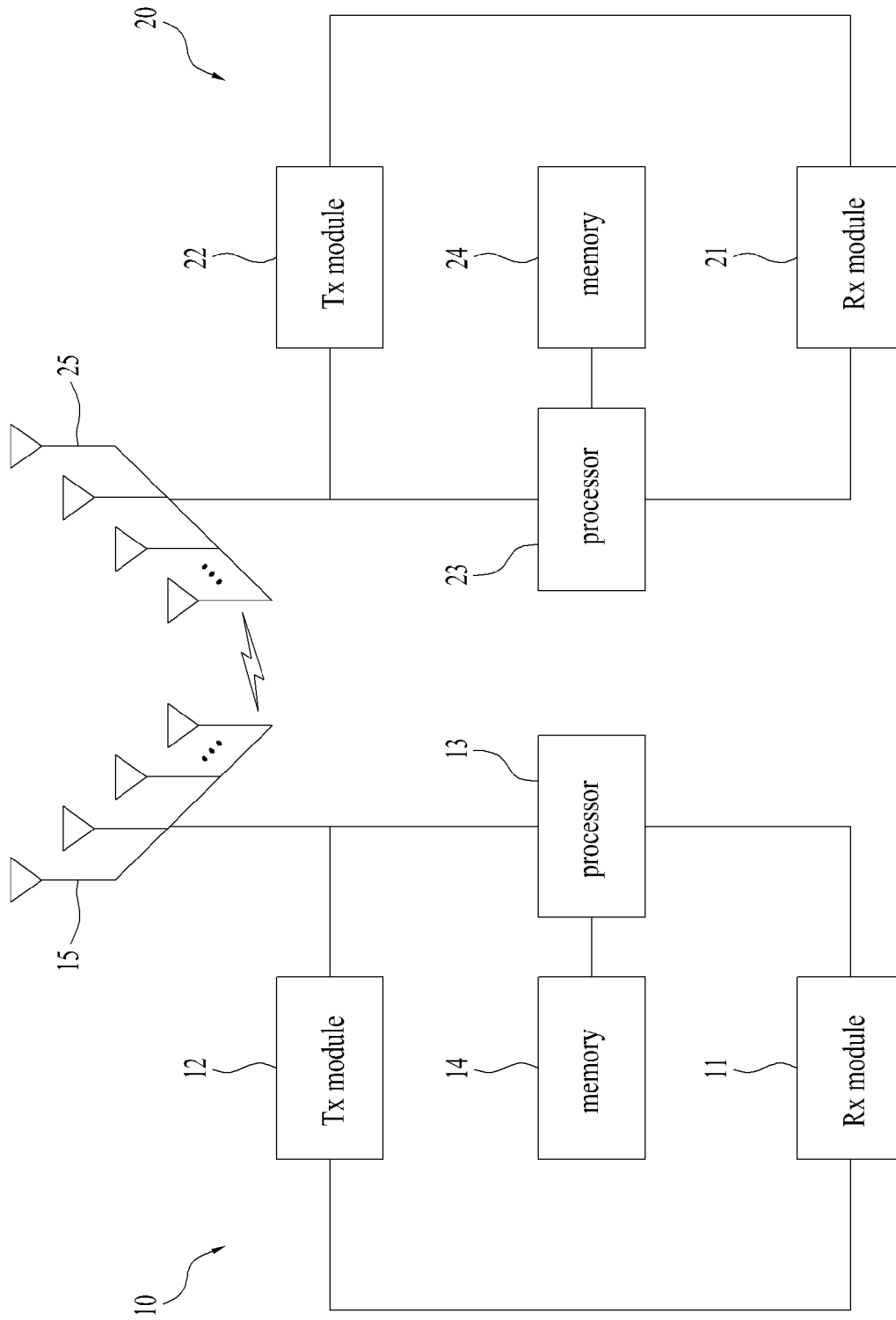
[도 18]



[도19]



[도20]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/KR2016/002360**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER****H04L 27/34(2006.01)i, H04L 27/38(2006.01)i, H04L 27/26(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 27/34; H03M 13/27; H04L 1/00; H04W 88/02; H04L 27/00; H04B 7/02; H04L 27/26; H04L 27/38

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: NOMA(Non-Orthogonal Multiple Access), overlapped(superposed), NOMA, NOMA constellation(constellation), demodulation

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	KR 10-2013-0014502 A (SONY CORPORATION) 07 February 2013 See paragraphs [0010]-[0014], claims 1, 9 and figure 2.	1-15
A	KR 10-1443600 B1 (LG ELECTRONICS INC.) 23 September 2014 See paragraphs [0084]-[0087], claims 1, 2 and figure 2.	1-15
A	US 7269223 B2 (LEARNED, Rachel E. et al.) 11 September 2007 See column 3, line 65-column 4, line 25, column 8, lines 60-67 and figure 7.	1-15
A	KR 10-2009-0015299 A (SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD.) 12 February 2009 See paragraphs [0072]-[0078], claims 1, 7, 8 and figure 7.	1-15
A	AL-IMARI, Mohammed et al., "Uplink Non-orthogonal Multiple Access for 5G Wireless Networks", In: 2014 11th International Symposium on Wireless Communications Systems (ISWCS), 26-29 August 2014 See pages 2-5.	1-15

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"I" 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
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"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
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"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
"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)	"&" document member of the same patent family
"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	

Date of the actual completion of the international search

21 JULY 2016 (21.07.2016)

Date of mailing of the international search report

21 JULY 2016 (21.07.2016)

Name and mailing address of the ISA/KR



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

Facsimile No. 82-42-472-7140

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/KR2016/002360

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member	Publication date
KR 10-2013-0014502 A	07/02/2013	AR 080362 A1	04/04/2012
		CN 102792596 A	21/11/2012
		CN 102792596 B	25/11/2015
		EP 2545651 A1	16/01/2013
		EP 2545651 B1	23/07/2014
		TW 201210273 A	01/03/2012
		TW 1501596 B	21/09/2015
		US 2013-0039397 A1	14/02/2013
		US 9154280 B2	06/10/2015
		WO 2011-110320 A1	15/09/2011
KR 10-1443600 B1	23/09/2014	KR 10-2013-0073935 A	03/07/2013
		US 2013-0163521 A1	27/06/2013
		US 9166758 B2	20/10/2015
		WO 2012-039571 A2	29/03/2012
		WO 2012-039571 A3	31/05/2012
US 7269223 B2	11/09/2007	EP 1469612 A1	20/10/2004
		US 2004-0208251 A1	21/10/2004
KR 10-2009-0015299 A	12/02/2009	KR 10-1048442 B1	11/07/2011
		US 2009-0041152 A1	12/02/2009
		US 8189706 B2	29/05/2012

A. 발명이 속하는 기술분류(국제특허분류(IPC))

H04L 27/34(2006.01)i, H04L 27/38(2006.01)i, H04L 27/26(2006.01)i

B. 조사된 분야

조사된 최소문헌(국제특허분류를 기재)

H04L 27/34; H03M 13/27; H04L 1/00; H04W 88/02; H04L 27/00; H04B 7/02; H04L 27/26; H04L 27/38

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: NOMA(Non-Orthogonal Multiple Access), 중첩된(superposed) NOMA, NOMA
성상(constellation), 복조**C. 관련 문헌**

카테고리*	인용문헌명 및 관련 구절(해당하는 경우)의 기재	관련 청구항
A	KR 10-2013-0014502 A (소니 주식회사) 2013.02.07 단락 [0010]-[0014], 청구항 1, 9 및 도면 2 참조.	1-15
A	KR 10-1443600 B1 (엘지전자 주식회사) 2014.09.23 단락 [0084]-[0087], 청구항 1, 2 및 도면 2 참조.	1-15
A	US 7269223 B2 (RACHEL E. LEARNED 등) 2007.09.11 칼럼 3, 라인 65 - 칼럼 4, 라인 25, 칼럼 8, 라인 60-67 및 도면 7 참조.	1-15
A	KR 10-2009-0015299 A (삼성전자주식회사) 2009.02.12 단락 [0072]-[0078], 청구항 1, 7, 8 및 도면 7 참조.	1-15
A	MOHAMMED AL-IMARI 등, 'Uplink non-orthogonal multiple access for 5G wireless networks', In: 2014 11th International Symposium on Wireless Communications Systems (ISWCS), 2014.08.26-29 페이지 2-5 참조.	1-15

☐ 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

“T” 국제출원일 또는 우선일 후에 공개된 문헌으로, 출원과 상충하지
않으며 발명의 기초가 되는 원리나 이론을 이해하기 위해 인용된
문헌“E” 국제출원일보다 빠른 출원일 또는 우선일을 가지나 국제출원일 이후
에 공개된 선출원 또는 특허 문헌“X” 특별한 관련이 있는 문헌. 해당 문헌 하나만으로 청구된 발명의 신
규성 또는 진보성이 없는 것으로 본다.“L” 우선권 주장에 의문을 제기하는 문헌 또는 다른 인용문헌의 공개일
또는 다른 특별한 이유(이유를 명시)를 밝히기 위하여 인용된 문헌“Y” 특별한 관련이 있는 문헌. 해당 문헌이 하나 이상의 다른 문헌과
조합하는 경우로 그 조합이 당업자에게 자명한 경우 청구된 발명
은 진보성이 없는 것으로 본다.

“O” 구두 개시, 사용, 전시 또는 기타 수단을 언급하고 있는 문헌

“&” 동일한 대응특허문헌에 속하는 문헌

“P” 우선일 이후에 공개되었으나 국제출원일 이전에 공개된 문헌

국제조사의 실제 완료일

2016년 07월 21일 (21.07.2016)

국제조사보고서 발송일

2016년 07월 21일 (21.07.2016)

ISA/KR의 명칭 및 우편주소

대한민국 특허청
(35208) 대전광역시 서구 청사로 189,
4동 (둔산동, 정부대전청사)

팩스 번호 +82-42-481-8578

심사관

김기호

전화번호 +82-42-481-8691



국제조사보고서에서
인용된 특허문헌

공개일

대응특허문헌

공개일

KR 10-2013-0014502 A	2013/02/07	AR 080362 A1	2012/04/04
		CN 102792596 A	2012/11/21
		CN 102792596 B	2015/11/25
		EP 2545651 A1	2013/01/16
		EP 2545651 B1	2014/07/23
		TW 201210273 A	2012/03/01
		TW I501596 B	2015/09/21
		US 2013-0039397 A1	2013/02/14
		US 9154280 B2	2015/10/06
		WO 2011-110320 A1	2011/09/15
KR 10-1443600 B1	2014/09/23	KR 10-2013-0073935 A	2013/07/03
		US 2013-0163521 A1	2013/06/27
		US 9166758 B2	2015/10/20
		WO 2012-039571 A2	2012/03/29
		WO 2012-039571 A3	2012/05/31
US 7269223 B2	2007/09/11	EP 1469612 A1	2004/10/20
		US 2004-0208251 A1	2004/10/21
KR 10-2009-0015299 A	2009/02/12	KR 10-1048442 B1	2011/07/11
		US 2009-0041152 A1	2009/02/12
		US 8189706 B2	2012/05/29