

(12) 특허협력조약에 의하여 공개된 국제출원

(19) 세계지식재산권기구  
국제사무국



(43) 국제공개일  
2011년 9월 9일 (09.09.2011)

PCT

(10) 국제공개번호  
WO 2011/108822 A2

- (51) 국제특허분류: 미분류
- (21) 국제출원번호: PCT/KR2011/001281
- (22) 국제출원일: 2011년 2월 24일 (24.02.2011)
- (25) 출원언어: 한국어
- (26) 공개언어: 한국어
- (30) 우선권정보:
  - 61/309,867 2010년 3월 3일 (03.03.2010) US
  - 61/310,278 2010년 3월 4일 (04.03.2010) US
  - 61/316,818 2010년 3월 23일 (23.03.2010) US
  - 61/317,284 2010년 3월 25일 (25.03.2010) US
  - 61/318,365 2010년 3월 28일 (28.03.2010) US
  - 10-2011-0015653 2011년 2월 22일 (22.02.2011) KR
- (71) 출원인 (US 을(를) 제외한 모든 지정국에 대하여): 엘지전자 주식회사 (LG ELECTRONICS INC.) [KR/KR]; 서울 영등포구 여의도동 20, 150-721 Seoul (KR).

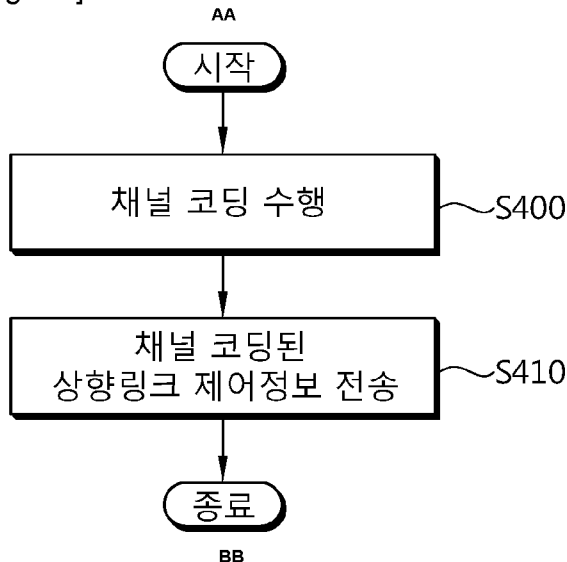
- (72) 발명자: 겸
- (75) 발명자/출원인 (US 에 한하여): 한승희 (HAN, Seung Hee) [KR/KR]; 경기도 안양시 동안구 호계 1동 533 엘지연구개발연구소, 431-749 Gyeonggi-do (KR). 장지웅 (JANG, Ji Woong) [KR/KR]; 경기도 안양시 동안구 호계 1동 533 엘지연구개발연구소, 431-749 Gyeonggi-do (KR). 정재훈 (CHUNG, Jae Hoon) [KR/KR]; 경기도 안양시 동안구 호계 1동 533 엘지연구개발연구소, 431-749 Gyeonggi-do (KR). 조한규 (CHO, Han Gyu) [KR/KR]; 경기도 안양시 동안구 호계 1동 533 엘지연구개발연구소, 431-749 Gyeonggi-do (KR). 권영현 (KWON, Yeong Hyeon) [KR/KR]; 경기도 안양시 동안구 호계 1동 533 엘지연구개발연구소, 431-749 Gyeonggi-do (KR). 강승현 (KANG, Seung Hyun) [KR/KR]; 경기도 안양시 동안구 호계 1동 533 엘지연구개발연구소, 431-749 Gyeonggi-do (KR).
- (74) 대리인: 양문옥 (YANG, Moon Ock); 서울 강남구 역삼동 735-10 삼흥역삼빌딩 2층 에센특허법률사무소, 135-080 Seoul (KR).

[다음 쪽 계속]

(54) Title: METHOD AND DEVICE FOR TRANSMITTING UPLINK CONTROL INFORMATION IN WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

(54) 발명의 명칭 : 무선 통신 시스템에서 상향링크 제어 정보 전송 방법 및 장치

[Fig. 28]



AA ... Start  
 BB ... End  
 S400 ... Channel coding is performed  
 S410 ... Channel-coded uplink control information is transmitted

(57) Abstract: Disclosed are a method and a device for transmitting uplink control information (UCI) by a terminal in a wireless communication system. The UCI transmission method comprises the steps of: generating an encoding information bit stream by performing channel coding for a UCI bit stream; generating complex modulation symbols by performing modulation for the generated encoding information bit stream; spreading the complex modulation symbols in block-wise on the basis of an orthogonal sequence; and transmitting the spread complex modulation symbols to a base station. The encoding information bit stream is generated by a channel coding for circularly repeating the UCI bit stream.

(57) 요약서: 무선 통신 시스템에서 단말에 의한 상향링크 제어 정보(UCI; Uplink Control Information) 전송 방법 및 장치가 제공된다. 상기 UCI 전송 방법은 UCI 비트열에 대하여 채널 코딩(channel coding)을 수행하여 인코딩 정보 비트열을 생성하고, 상기 생성된 인코딩 정보 비트열에 대해 변조(modulation)를 수행하여 복소 변조 심벌(complex modulation symbol)들을 생성하고, 상기 복소 변조 심벌들을 직교 시퀀스(orthogonal sequence)를 기반으로 블록 단위로(block-wise) 스프레딩(spreading)하고, 상기 스프레딩된 복소 변조 심벌들을 기지국으로 전송하는 것을 포함한다. 상기 인코딩 정보 비트열은 상기 UCI 비트열을 순환하여 반복하는(circular repetition) 채널 코딩에 의하여 생성된다.



(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, 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, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, 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, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 유라시아 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, 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, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

**공개:**

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

## 명세서

### 발명의 명칭: 무선 통신 시스템에서 상향링크 제어 정보 전송 방법 및 장치

#### 기술분야

[0001] 본 발명은 무선 통신에 관한 것으로, 보다 상세하게는 무선 통신 시스템에서 상향링크 제어 정보 전송 방법 및 장치에 관한 것이다.

#### 배경기술

[0002] 광대역 무선 통신 시스템의 경우 한정된 무선 자원의 효율성을 극대화하기 위하여 효과적인 송수신 기법 및 활용 방안들이 제안되어 왔다. 차세대 무선통신 시스템에서 고려되고 있는 시스템 중 하나가 낮은 복잡도로 심벌간 간섭(ISI; Inter-Symbol Interference) 효과를 감쇄시킬 수 있는 직교 주파수 분할 다중(OFDM; Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템이다. OFDM은 직렬로 입력되는 데이터 심벌을 N개의 병렬 데이터 심벌로 변환하여 각각 분리된 N개의 부반송파(subcarrier)에 실어 전송한다. 부반송파는 주파수 차원에서 직교성을 유지하도록 한다. 각각의 직교 채널은 상호 독립적인 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading)을 경험하게 되고, 이에 따라 수신단에서의 복잡도가 감소하고 전송되는 심벌의 간격이 길어져 심벌간 간섭이 최소화될 수 있다.

[0003] 직교 주파수 분할 다중 접속(Orthogonal Frequency Division Multiple Access; 이하 OFDMA)은 OFDM을 변조 방식으로 사용하는 시스템에 있어서 이용 가능한 부반송파의 일부를 각 사용자에게 독립적으로 제공하여 다중 접속을 실현하는 다중 접속 방법을 말한다. OFDMA는 부반송파라는 주파수 자원을 각 사용자에게 제공하며, 각각의 주파수 자원은 다수의 사용자에게 독립적으로 제공되어 서로 중첩되지 않는 것이 일반적이다. 결국 주파수 자원은 사용자마다 상호 배타적으로 할당된다. OFDMA 시스템에서 주파수 선택적 스케줄링(frequency selective scheduling)을 통하여 다중 사용자에게 대한 주파수 다이버시티(frequency diversity)를 얻을 수 있으며, 부반송파에 대한 순열(permutation) 방식에 따라 부반송파를 다양한 형태로 할당할 수 있다. 그리고 다중 안테나(multiple antenna)를 이용한 공간 다중화 기법으로 공간 영역의 효율성을 높일 수 있다.

[0004] 상향링크 제어 채널(PUCCH: Physical Uplink Control Channel)을 통해 상향링크 제어 정보(UCI; Uplink Control Information)가 전송될 수 있다. 상향링크 제어 정보는 스케줄링 요청(SR; Scheduling Request), HARQ(Hybrid ARQ)를 위한 ACK/NACK(Acknowledgement/Non-Acknowledgement) 신호, CQI(Channel Quality Indicator), PMI(Precoding Matrix Indicator), RI(Rank Indicator) 등의 다양한 종류의 정보를 포함할 수 있다. PUCCH는 포맷(format)에 따라서 다양한 종류의 제어

정보를 나른다.

[0005] 상향링크 제어 정보는 채널 코딩되어 전송될 수 있다. 채널 코딩 방식으로 단순 반복(repetition), 심플렉스 코딩(simplex coding), RM 코딩, 평치렁(puncturing)된 RM 코딩, TBCC(Tail-Biting Convolutional Coding), LDPC(Low Density Parity Check) 코딩 또는 터보 코딩 등의 다양한 종류의 코딩 방식 중 어느 하나가 사용될 수 있다. 각 채널 코딩 방식은 채널 환경 또는 시스템에 따라 각각 장단점이 있으며, 일부 채널 코딩 방식은 정보의 길이에 따라서 채널 코딩 성능이 달라질 수도 있다. 또한, 채널 코딩 방식에 따라서 제한 길이(constraint length) 이하의 길이를 가지는 정보에 대해서는 채널 코딩을 수행하지 못할 수도 있다.

[0006] 따라서, 제한 길이 이하의 길이를 가지는 정보를 효율적으로 채널 코딩하기 위한 방법이 요구된다.

### 발명의 요약

#### 기술적 과제

[0007] 본 발명의 기술적 과제는 무선 통신 시스템에서 상향링크 제어 정보 전송 방법 및 장치를 제공하는 데에 있다.

#### 과제 해결 수단

[0008] 일 양태에 있어서, 무선 통신 시스템에서 단말에 의한 상향링크 제어 정보(UCI; Uplink Control Information) 전송 방법이 제공된다. 상기 UCI 전송 방법은 UCI 비트열에 대하여 채널 코딩(channel coding)을 수행하여 인코딩 정보 비트열을 생성하고, 상기 생성된 인코딩 정보 비트열에 대해 변조(modulation)를 수행하여 복소 변조 심벌(complex modulation symbol)들을 생성하고, 상기 복소 변조 심벌들을 직교 시퀀스(orthogonal sequence)를 기반으로 블록 단위로(block-wise) 스프레딩(spreading)하고, 상기 스프레딩 된 복소 변조 심벌들을 기지국으로 전송하는 것을 포함하되, 상기 인코딩 정보 비트열은 상기 UCI 비트열을 순환하여 반복하는(circular repetition) 채널 코딩에 의하여 생성되는 것을 특징으로 한다.

[0009] 상기 UCI 비트열의 길이는 제한 길이(constraint length)  $K$ 로부터 결정되는 기준값  $M$ 보다 작을 수 있다.

[0010]  $M=K-1$ 일 수 있다.

[0011] 상기 인코딩 정보 비트열은 레이트 매칭(rate-matching) 될 수 있다.

[0012] 상기 레이트 매칭은 임의의 비트들을 생략하여 수행될 수 있다.

[0013] 상기 레이트 매칭은 순환 버퍼(circular buffer)를 이용하여 수행될 수 있다.

[0014] 상기 레이트 매칭은 상기 UCI 비트열을 순차적으로 읽어 수행될 수 있다.

[0015] 상기 인코딩 정보 비트열에 대하여 셀 특정 스크램블링(cell-specific scrambling) 또는 단말 특정 스크램블링(UE-specific scrambling)이 적용될 수 있다.

[0016] 상기 복소 변조 심벌들은 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 변조에 의해

생성되는 QPSK 심벌들일 수 있다.

[0017] 상기 복소 변조 심벌들은 복수의 SC-FDMA(Single Carrier-Frequency Division Multiple Access) 심벌로 블록 단위로 스프레딩 될 수 있다.

[0018] 상기 직교 시퀀스는 Walsh 코드일 수 있다.

[0019] 상기 직교 시퀀스는 슬롯 레벨(slot level)에서 홉핑(hopping)될 수 있다.

[0020] 다른 양태에 있어서, 무선 통신 시스템에서 단말이 제공된다. 상기 단말은 무선 신호를 전송 또는 수신하는 RF(Radio Frequency)부, 및 상기 RF부와 연결되는 프로세서를 포함하되, 상기 프로세서는 UCI 비트열에 대하여 채널 코딩을 수행하여 인코딩 정보 비트열을 생성하고, 상기 생성된 인코딩 정보 비트열에 대해 변조를 수행하여 복소 변조 심벌들을 생성하고, 상기 복소 변조 심벌들을 직교 시퀀스를 기반으로 블록 단위로 스프레딩하도록 구성되며, 상기 인코딩 정보 비트열은 상기 UCI 비트열을 순환하여 반복하는 채널 코딩에 의하여 생성되는 것을 특징으로 한다.

### 발명의 효과

[0021] 상향링크 제어 정보의 길이가 제한 길이(constraint length) 이하일 때 효율적인 채널 코딩 방법을 제안한다.

### 도면의 간단한 설명

[0022] 도 1은 무선 통신 시스템이다.

[0023] 도 2는 3GPP LTE에서 무선 프레임(radio frame)의 구조를 나타낸다.

[0024] 도 3은 하나의 하향링크 슬롯에 대한 자원 그리드(resource grid)의 일 예를 나타낸다.

[0025] 도 4는 하향링크 서브프레임의 구조를 나타낸다.

[0026] 도 5는 상향링크 서브프레임의 구조를 나타낸다.

[0027] 도 6은 노멀 CP 구조에서의 PUCCH 포맷 1a/1b를 나타낸다.

[0028] 도 7은 확장 CP 구조에서의 PUCCH 포맷 1a/1b를 나타낸다.

[0029] 도 8은 PUCCH 포맷 2/2a/2b를 나타낸다.

[0030] 도 9는 SC-FDMA 시스템에서 전송기 구조의 일 예를 나타낸다.

[0031] 도 10은 반송파 맵퍼가 복소수 심벌들을 주파수 영역의 각 반송파에 맵핑하는 방식의 일 예를 나타낸다.

[0032] 도 11은 클러스터된 DFT-s OFDM 전송 방식을 적용한 전송기의 일 예이다.

[0033] 도 12는 클러스터된 DFT-s OFDM 전송 방식을 적용한 전송기의 또 다른 예이다.

[0034] 도 13은 클러스터된 DFT-s OFDM 전송 방식을 적용한 전송기의 또 다른 예이다.

[0035] 도 14는 반송파 집합 시스템을 구성하는 송신기와 수신기의 일 예이다.

[0036] 도 15 및 도 16은 반송파 집합 시스템을 구성하는 송신기와 수신기의 또 다른 예이다.

- [0037] 도 17은 UL-SCH(Uplink Shared Channel) 전송 채널(transport channel)의 처리 과정의 일 예이다.
- [0038] 도 18은 3GPP LTE에서 데이터 채널 및 제어 채널이 맵핑되는 물리적 자원 요소의 일 예이다.
- [0039] 도 19는 확장된 PUCCH 포맷의 일 예이다.
- [0040] 도 20은 확장된 PUCCH 포맷의 또 다른 예이다.
- [0041] 도 21은 확장된 PUCCH 포맷에서 변조된 QPSK 심벌에 대한 시간 스프레딩의 일 예이다.
- [0042] 도 22는 확장된 PUCCH 포맷에서 변조된 QPSK 심벌에 대한 시간 스프레딩의 일 예이다.
- [0043] 도 23은 확장된 PUCCH 포맷의 또 다른 예이다.
- [0044] 도 24는 확장된 PUCCH 포맷의 또 다른 예이다.
- [0045] 도 25는 채널 코딩에 사용될 수 있는 반복 코딩(repetition coding) 방식을 나타낸다.
- [0046] 도 26은 제안된 상향링크 제어 정보 전송 방법의 일 실시예이다.
- [0047] 도 27은 제안된 상향링크 제어 정보 전송 방법에 따른 채널 코딩의 일 실시예이다.
- [0048] 도 28은 제안된 상향링크 제어 정보 전송 방법의 또 다른 실시예이다.
- [0049] 도 29는 제안된 상향링크 제어 정보 전송 방법에 따른 채널 코딩의 일 실시예이다.
- [0050] 도 30은 제안된 상향링크 제어 정보 전송 방법에 따른 채널 코딩의 일 실시예이다.
- [0051] 도 31은 향상된 반복 코딩 기법의 일 예이다.
- [0052] 도 32는 제안된 상향링크 제어 정보 전송 방법의 또 다른 실시예이다.
- [0053] 도 33은 본 발명의 실시예가 구현되는 기지국 및 단말의 블록도이다.

#### 발명의 실시를 위한 형태

- [0054] 이하의 기술은 CDMA(Code Division Multiple Access), FDMA(Frequency Division Multiple Access), TDMA(Time Division Multiple Access), OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access), SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access) 등과 같은 다양한 무선 통신 시스템에 사용될 수 있다. CDMA는 UTRA(Universal Terrestrial Radio Access)나 CDMA2000과 같은 무선 기술(radio technology)로 구현될 수 있다. TDMA는 GSM(Global System for Mobile communications)/GPRS(General Packet Radio Service)/EDGE(Enhanced Data Rates for GSM Evolution)와 같은 무선 기술로 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. IEEE 802.16m은 IEEE 802.16e의 진화로, IEEE 802.16e에 기반한 시스템과의 하위 호환성(backward compatibility)를 제공한다.

UTRA는 UMTS(Universal Mobile Telecommunications System)의 일부이다. 3GPP(3rd Generation Partnership Project) LTE(Long Term Evolution)은 E-UTRA(Evolved-UMTS Terrestrial Radio Access)를 사용하는 E-UMTS(Evolved UMTS)의 일부로써, 하향링크에서 OFDMA를 채용하고 상향링크에서 SC-FDMA를 채용한다. LTE-A(Advanced)는 3GPP LTE의 진화이다.

[0055] 설명을 명확하게 하기 위해, LTE-A을 위주로 기술하지만 본 발명의 기술적 사상이 이에 제한되는 것은 아니다.

[0056] 도 1은 무선 통신 시스템이다.

[0057] 무선 통신 시스템(10)은 적어도 하나의 기지국(11; Base Station, BS)을 포함한다. 각 기지국(11)은 특정한 지리적 영역(일반적으로 셀이라고 함)(15a, 15b, 15c)에 대해 통신 서비스를 제공한다. 셀은 다시 다수의 영역(섹터라고 함)으로 나누어질 수 있다. 단말(12; User Equipment, UE)은 고정되거나 이동성을 가질 수 있으며, MS(Mobile Station), MT(Mobile Terminal), UT(User Terminal), SS(Subscriber Station), 무선기기(wireless device), PDA(Personal Digital Assistant), 무선 모뎀(wireless modem), 휴대기기(handheld device) 등 다른 용어로 불릴 수 있다. 기지국(11)은 일반적으로 단말(12)과 통신하는 고정된 지점(fixed station)을 말하며, eNB(evolved-NodeB), BTS(Base Transceiver System), 액세스 포인트(Access Point) 등 다른 용어로 불릴 수 있다.

[0058] 단말은 통상적으로 하나의 셀에 속하는데, 단말이 속한 셀을 서빙 셀(serving cell)이라 한다. 서빙 셀에 대해 통신 서비스를 제공하는 기지국을 서빙 기지국(serving BS)이라 한다. 무선통신 시스템은 셀룰러 시스템(cellular system)이므로, 서빙 셀에 인접하는 다른 셀이 존재한다. 서빙 셀에 인접하는 다른 셀을 인접 셀(neighbor cell)이라 한다. 인접 셀에 대해 통신 서비스를 제공하는 기지국을 인접 기지국(neighbor BS)이라 한다. 서빙 셀 및 인접 셀은 단말을 기준으로 상대적으로 결정된다.

[0059] 이 기술은 하향링크(downlink) 또는 상향링크(uplink)에 사용될 수 있다. 일반적으로 하향링크는 기지국(11)에서 단말(12)로의 통신을 의미하며, 상향링크는 단말(12)에서 기지국(11)으로의 통신을 의미한다. 하향링크에서 송신기는 기지국(11)의 일부이고, 수신기는 단말(12)의 일부일 수 있다. 상향링크에서 송신기는 단말(12)의 일부이고, 수신기는 기지국(11)의 일부일 수 있다.

[0060] 무선 통신 시스템은 MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) 시스템, MISO(Multiple-Input Single-Output) 시스템, SISO(Single-Input Single-Output) 시스템 및 SIMO(Single-Input Multiple-Output) 시스템 중 어느 하나일 수 있다. MIMO 시스템은 다수의 전송 안테나(transmit antenna)와 다수의 수신 안테나(receive antenna)를 사용한다. MISO 시스템은 다수의 전송 안테나와 하나의 수신 안테나를 사용한다. SISO 시스템은 하나의 전송 안테나와 하나의 수신 안테나를 사용한다. SIMO 시스템은 하나의 전송 안테나와 다수의 수신

안테나를 사용한다. 이하에서, 전송 안테나는 하나의 신호 또는 스트림을 전송하는 데 사용되는 물리적 또는 논리적 안테나를 의미하고, 수신 안테나는 하나의 신호 또는 스트림을 수신하는 데 사용되는 물리적 또는 논리적 안테나를 의미한다.

[0061] 도 2는 3GPP LTE에서 무선 프레임(radio frame)의 구조를 나타낸다.

[0062] 이는 3GPP(3rd Generation Partnership Project) TS 36.211 V8.2.0 (2008-03) "Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 8)"의 5절을 참조할 수 있다. 도 2를 참조하면, 무선 프레임은 10개의 서브프레임(subframe)으로 구성되고, 하나의 서브프레임은 2개의 슬롯(slot)으로 구성된다. 무선 프레임 내 슬롯은 #0부터 #19까지 슬롯 번호가 매겨진다. 하나의 서브프레임이 전송되는 데 걸리는 시간을 TTI(Transmission Time Interval)라 한다. TTI는 데이터 전송을 위한 스케줄링 단위라 할 수 있다. 예를 들어, 하나의 무선 프레임의 길이는 10ms이고, 하나의 서브프레임의 길이는 1ms이고, 하나의 슬롯의 길이는 0.5ms 일 수 있다.

[0063] 하나의 슬롯은 시간 영역(time domain)에서 복수의 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 심벌을 포함하고, 주파수 영역에서 복수의 부반송파를 포함한다. OFDM 심벌은 3GPP LTE가 하향링크에서 OFDMA를 사용하므로 하나의 심벌 구간(symbol period)을 표현하기 위한 것으로, 다중 접속 방식에 따라 다른 명칭으로 불리울 수 있다. 예를 들어, 상향링크 다중 접속 방식으로 SC-FDMA가 사용될 경우 SC-FDMA 심벌이라고 할 수 있다. 자원블록(RB; Resource Block)는 자원 할당 단위로 하나의 슬롯에서 복수의 연속하는 부반송파를 포함한다. 상기 무선 프레임의 구조는 일 예에 불과한 것이다. 따라서 무선 프레임에 포함되는 서브프레임의 개수나 서브프레임에 포함되는 슬롯의 개수, 또는 슬롯에 포함되는 OFDM 심벌의 개수는 다양하게 변경될 수 있다.

[0064] 3GPP LTE는 노멀(normal) 사이클릭 프리픽스(CP; Cyclic Prefix)에서 하나의 슬롯은 7개의 OFDM 심벌을 포함하고, 확장(extended) CP에서 하나의 슬롯은 6개의 OFDM 심벌을 포함하는 것으로 정의하고 있다.

[0065] 무선 통신 시스템은 크게 FDD(Frequency Division Duplex) 방식과 TDD(Time Division Duplex) 방식으로 나눌 수 있다. FDD 방식에 의하면 상향링크 전송과 하향링크 전송이 서로 다른 주파수 대역을 차지하면서 이루어진다. TDD 방식에 의하면 상향링크 전송과 하향링크 전송이 같은 주파수 대역을 차지하면서 서로 다른 시간에 이루어진다. TDD 방식의 채널 응답은 실질적으로 상호적(reciprocal)이다. 이는 주어진 주파수 영역에서 하향링크 채널 응답과 상향링크 채널 응답이 거의 동일하다는 것이다. 따라서, TDD에 기반한 무선통신 시스템에서 하향링크 채널 응답은 상향링크 채널 응답으로부터 얻어질 수 있는 장점이 있다. TDD 방식은 전체 주파수 대역을 상향링크 전송과 하향링크 전송이

시분할되므로 기지국에 의한 하향링크 전송과 단말에 의한 상향링크 전송이 동시에 수행될 수 없다. 상향링크 전송과 하향링크 전송이 서브프레임 단위로 구분되는 TDD 시스템에서, 상향링크 전송과 하향링크 전송은 서로 다른 서브프레임에서 수행된다.

- [0066] 도 3은 하나의 하향링크 슬롯에 대한 자원 그리드(resource grid)의 일 예를 나타낸다.
- [0067] 하향링크 슬롯은 시간 영역에서 복수의 OFDM 심벌을 포함하고, 주파수 영역에서  $N_{RB}$ 개의 자원 블록을 포함한다. 하향링크 슬롯에 포함되는 자원 블록의 수  $N_{RB}$ 은 셀에서 설정되는 하향링크 전송 대역폭(bandwidth)에 종속한다. 예를 들어, LTE 시스템에서  $N_{RB}$ 은 60 내지 110 중 어느 하나일 수 있다. 하나의 자원 블록은 주파수 영역에서 복수의 부반송파를 포함한다. 상향링크 슬롯의 구조도 상기 하향링크 슬롯의 구조와 동일할 수 있다.
- [0068] 자원 그리드 상의 각 요소(element)를 자원 요소(resource element)라 한다. 자원 그리드 상의 자원 요소는 슬롯 내 인덱스 쌍(pair)  $(k,l)$ 에 의해 식별될 수 있다. 여기서,  $k(k=0, \dots, N_{RB} \times 12 - 1)$ 는 주파수 영역 내 부반송파 인덱스이고,  $l(l=0, \dots, 6)$ 은 시간 영역 내 OFDM 심벌 인덱스이다.
- [0069] 여기서, 하나의 자원 블록은 시간 영역에서 7 OFDM 심벌, 주파수 영역에서 12 부반송파로 구성되는  $7 \times 12$  자원 요소를 포함하는 것을 예시적으로 기술하나, 자원 블록 내 OFDM 심벌의 수와 부반송파의 수는 이에 제한되는 것은 아니다. OFDM 심벌의 수와 부반송파의 수는 CP의 길이, 주파수 간격(frequency spacing) 등에 따라 다양하게 변경될 수 있다. 예를 들어, 노멀 CP의 경우 OFDM 심벌의 수는 7이고, 확장된 CP의 경우 OFDM 심벌의 수는 6이다. 하나의 OFDM 심벌에서 부반송파의 수는 128, 256, 512, 1024, 1536 및 2048 중 하나를 선정하여 사용할 수 있다.
- [0070] 도 4는 하향링크 서브프레임의 구조를 나타낸다.
- [0071] 하향링크 서브프레임은 시간 영역에서 2개의 슬롯을 포함하고, 각 슬롯은 노멀 CP에서 7개의 OFDM 심벌을 포함한다. 서브프레임 내의 첫 번째 슬롯의 앞선 최대 3 OFDM 심벌들(1.4Mhz 대역폭에 대해서는 최대 4 OFDM 심벌들)이 제어 채널들이 할당되는 제어 영역(control region)이고, 나머지 OFDM 심벌들은 PDSCH(Physical Downlink Shared Channel)가 할당되는 데이터 영역이 된다.
- [0072] PDCCH는 DL-SCH(Downlink-Shared Channel)의 자원 할당 및 전송 포맷, UL-SCH(Uplink Shared Channel)의 자원 할당 정보, PCH 상의 페이징 정보, DL-SCH 상의 시스템 정보, PDSCH 상으로 전송되는 랜덤 액세스 응답과 같은 상위 계층 제어 메시지의 자원 할당, 임의의 UE 그룹 내 개별 UE들에 대한 전송 파워 제어 명령의 집합 및 VoIP(Voice over Internet Protocol)의 활성화 등을 나눌 수 있다. 복수의 PDCCH가 제어 영역 내에서 전송될 수 있으며, 단말은 복수의 PDCCH를 모니터링 할 수 있다. PDCCH는 하나 또는 몇몇 연속적인 CCE(Control Channel Elements)의 집합(aggregation) 상으로 전송된다. CCE는 무선채널의

상태에 따른 부호화율을 PDCCH에게 제공하기 위해 사용되는 논리적 할당 단위이다. CCE는 복수의 자원 요소 그룹(resource element group)에 대응된다. CCE의 수와 CCE들에 의해 제공되는 부호화율의 연관 관계에 따라 PDCCH의 포맷 및 가능한 PDCCH의 비트수가 결정된다.

- [0073] 기지국은 단말에게 보내려는 DCI에 따라 PDCCH 포맷을 결정하고, 제어 정보에 CRC(Cyclic Redundancy Check)를 붙인다. CRC에는 PDCCH의 소유자(owner)나 용도에 따라 고유한 식별자(RNTI; Radio Network Temporary Identifier)가 마스킹된다. 특정 단말을 위한 PDCCH라면 단말의 고유 식별자, 예를 들어 C-RNTI(Cell-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다. 또는, 페이징 메시지를 위한 PDCCH라면 페이징 지시 식별자, 예를 들어 P-RNTI(Paging-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다. 시스템 정보(SIB; System Information Block)를 위한 PDCCH라면 시스템 정보 식별자, SI-RNTI(System Information-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다. 단말의 랜덤 액세스 프리앰블의 전송에 대한 응답인 랜덤 액세스 응답을 지시하기 위해 RA-RNTI(Random Access-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다.
- [0074] 도 5는 상향링크 서브프레임의 구조를 나타낸다.
- [0075] 상향링크 서브프레임은 주파수 영역에서 제어 영역과 데이터 영역으로 나뉠 수 있다. 상기 제어 영역은 상향링크 제어 정보가 전송되기 위한 PUCCH(Physical Uplink Control Channel)이 할당된다. 상기 데이터 영역은 데이터가 전송되기 위한 PUSCH(Physical Uplink Shared Channel)이 할당된다.
- [0076] PUSCH는 전송 채널(transport channel)인 UL-SCH(Uplink Shared Channel)에 맵핑된다. PUSCH 상으로 전송되는 상향링크 데이터는 TTI 동안 전송되는 UL-SCH를 위한 데이터 블록인 전송 블록(transport block)일 수 있다. 상기 전송 블록은 사용자 정보일 수 있다. 또는, 상향링크 데이터는 다중화된(multiplexed) 데이터일 수 있다. 다중화된 데이터는 UL-SCH를 위한 전송 블록과 제어정보가 다중화된 것일 수 있다. 예를 들어, 데이터에 다중화되는 제어정보에는 CQI, PMI(Precoding Matrix Indicator), HARQ, RI(Rank Indicator) 등이 있을 수 있다. 또는 상향링크 데이터는 제어정보만으로 구성될 수도 있다.
- [0077] 이하 PUCCH에 대해서 설명한다.
- [0078] 하나의 단말에 대한 PUCCH는 서브프레임에서 자원 블록 쌍(RB pair)으로 할당된다. 자원 블록 쌍에 속하는 자원 블록들은 제1 슬롯과 제2 슬롯 각각에서 서로 다른 부반송파를 차지한다. PUCCH에 할당되는 자원 블록 쌍에 속하는 자원 블록이 차지하는 주파수는 슬롯 경계(slot boundary)를 기준으로 변경된다. 이를 PUCCH에 할당되는 RB 쌍이 슬롯 경계에서 주파수가 홉핑(frequency-hopped)되었다고 한다. 단말이 상향링크 제어 정보를 시간에 따라 서로 다른 부반송파를 통해 전송함으로써, 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.  $m$ 은 서브프레임 내에서 PUCCH에 할당된 자원블록 쌍의 논리적인 주파수 영역 위치를 나타내는 위치 인덱스이다.

[0079] PUCCH는 포맷(format)에 따라서 다양한 종류의 제어 정보를 나른다. PUCCH 포맷 1은 스케줄링 요청(SR; Scheduling Request)을 나른다. 이때 OOK(On-Off Keying) 방식이 적용될 수 있다. PUCCH 포맷 1a는 하나의 부호어(codeword)에 대하여 BPSK(Bit Phase Shift Keying) 방식으로 변조된 ACK/NACK(Acknowledgement/Non-Acknowledgement)을 나른다. PUCCH 포맷 1b는 2개의 부호어에 대하여 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 방식으로 변조된 ACK/NACK을 나른다. PUCCH 포맷 2는 QPSK 방식으로 변조된 CQI(Channel Quality Indicator)를 나른다. PUCCH 포맷 2a와 2b는 CQI와 ACK/NACK을 나른다.

[0080] 표 1은 PUCCH 포맷에 따른 변조 방식과 서브프레임 내의 비트의 개수를 나타낸다.

PUCCH format	Modulation scheme	Number of bits per subframe, M bit
1	N/A	N/A
1a	BPSK	1
1b	QPSK	2
2	QPSK	20
2a	QPSK+BPSK	21
2b	QPSK+QPSK	22

[0082] 표 2는 슬롯당 PUCCH 복조 참조 신호로 사용되는 OFDM 심벌의 개수를 나타낸다.

PUCCH format	Normal cyclic prefix	Extended cyclic prefix
1, 1a, 1b	3	2
2	2	1
2a, 2b	2	N/A

[0084] 표 3은 PUCCH 포맷에 따른 복조 참조 신호가 맵핑되는 OFDM 심벌의 위치를 나타낸다.

PUCCH format	set of values for $\ell$	
	Normal cyclic prefix	Extended cyclic prefix
1, 1a, 1b	2, 3, 4	2, 3
2, 2a, 2b	1, 5	3

[0086] ACK/NACK 신호는 각 단말 별로 CG-CAZAC(Computer Generated Constant Amplitude Zero Auto Correlation) 시퀀스를 기본 시퀀스로 하여 서로 다른 순환

쉬프트(cyclic shift) 값과 서로 다른 Walsh/DFT(Discrete Fourier Transform) 직교(orthogonal) 코드를 포함하는 서로 다른 자원을 이용하여 전송될 수 있다. 사용 가능한 순환 쉬프트 값과 Walsh/DFT 코드의 개수가 각각 6과 3일 때, 단일 안테나 포트를 가지는 총 18개의 단말이 하나의 PRB 내에서 다중화(multiplex) 될 수 있다.

[0087] 도 6은 노멀 CP 구조에서의 PUCCH 포맷 1a/1b를 나타낸다. 3번째 내지 5번째 SC-FDMA 심벌에서 상향링크 참조 신호가 전송된다. 도 6에서  $w_0, w_1, w_2$  및  $w_3$ 는 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform) 변조 이후에 시간 영역에서 변조되거나 또는 IFFT 변조 이전에 주파수 영역에서 변조될 수 있다.

[0088] 도 7은 확장 CP 구조에서의 PUCCH 포맷 1a/1b를 나타낸다. 3번째 및 4번째 SC-FDMA 심벌에서 상향링크 참조 신호가 전송된다. 도 7에서  $w_0, w_1, w_2$  및  $w_3$ 는 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform) 변조 이후에 시간 영역에서 변조되거나 또는 IFFT 변조 이전에 주파수 영역에서 변조될 수 있다.

[0089] SR과 영구적인 스케줄링을 위하여 단말에 할당되는 순환 쉬프트, Walsh/DFT 코드 및 PRB 등을 포함하는 ACK/NACK 자원은 RRC(Radio Resource Control) 시그널링을 통해 주어질 수 있다. 동적 ACK/NACK을 위한 비영구적 스케줄링을 위해서, 할당된 자원은 ACK/NACK을 위한 PDSCH에 대응되는 PDCCH의 가장 작은 CCE 인덱스에 의해서 주어질 수 있다.

[0090] 표 4는 PUCCH 포맷 1/1a/1b를 위한 길이 4의 직교 시퀀스의 일 예이다.

[0091]

Sequence index $n_{oc}(n_s)$	Orthogonal sequences $[w(0) \dots w(N_{SF}^{PUCCH-1})]$
0	[+1 +1 +1 +1]
1	[+1 -1 +1 -1]
2	[+1 -1 -1 +1]

[0092] 표 5는 PUCCH 포맷 1/1a/1b를 위한 길이 3의 직교 시퀀스의 일 예이다.

[0093]

Sequence index $n_{oc}(n_s)$	Orthogonal sequences $[w(0) \dots w(N_{SF}^{PUCCH-1})]$
0	[1 1 1]
1	[1 $e^{j2\pi/3}$ $e^{j4\pi/3}$ ]
2	[1 $e^{j4\pi/3}$ $e^{j2\pi/3}$ ]

[0094] 표 6은 PUCCH 포맷 1/1a/1b 내의 참조 신호 전송을 위한 직교 시퀀스의 일 예이다.

[0095]

Sequence index $n_{oc2}(n_s)$	Normal cyclic prefix	Extended cyclic prefix
0	[1 1 1]	[1 1]
1	[1 $e^{j2\pi/3}$ $e^{j4\pi/3}$ ]	[1 -1]
2	[1 $e^{j4\pi/3}$ $e^{j2\pi/3}$ ]	N/A

[0096] 표 7은 노멀 CP 구조에서  $\Delta_{shift}^{PUCCH}=2$ 일 때의 ACK/NACK 채널화(channelization)의 일 예이다.

[0097]

Cell specific cyclic shift offset		RS orthogonal cover			ACK/NACK orthogonal cover		
$\delta_{offset}^{PUCCH}=1$	$\delta_{offset}^{PUCCH}=0$	$n_{oc}'=0$	$n_{oc}'=1$	$n_{oc}'=2$	$n_{oc}=0$	$n_{oc}=1$	$n_{oc}=2$
$n_{CS}=1$	$n_{CS}=0$	$n'=0$		12	$n'=0$		12
2	1		6			6	
3	2	1		13	1		13
4	3		7			7	
5	4	2		14	2		14
6	5		8			8	
7	6	3		15	3		15
8	7		9			9	
9	8	4		16	4		16
10	9		10			10	
11	10	5		17	5		17
0	11		11			11	

[0098] 표 7에서  $\Delta_{shift}^{PUCCH}$ 는 CAZAC 시퀀스의 셀 특정 순환 쉬프트 값이며, 노멀 CP 구조나 확장 CP 구조에서 1 내지 3 중 어느 하나의 값을 가질 수 있다.  $\delta_{offset}^{PUCCH}$ 는 셀 특정 순환 쉬프트 오프셋으로 0 내지  $\Delta_{shift}^{PUCCH}-1$  중 어느 하나의 값을 가질 수 있다. 한편,  $n_{oc}$ 는 ACK/NACK을 위한 직교 시퀀스의 인덱스이며,  $n_{oc}'$ 는 참조 신호를 위한 직교 시퀀스의 인덱스이다.  $n_{CS}$ 는 CAZAC 시퀀스의 순환 쉬프트 값이며,  $n'$ 는 RB 내에서 채널화에 사용되는 ACK/NACK 자원 인덱스이다.

[0099] 표 8은 PRB 내에 PUCCH 포맷 1/1a/1b와 PUCCH 포맷 2/2a/2b가 혼합된 구조의 채널화의 일 예이다.

[0100]

	Orthogonal cover		
Cyclic Shift	$OC_{index=0}$	$OC_{index=1}$	$OC_{index=2}$
0	ACK/NACK		
1	ACK/NACK		
2	ACK/NACK		
3	ACK/NACK		
4	Guard shifts		
5	CQI		
6	CQI		
7	CQI		
8	CQI		
9	CQI		
10	CQI		
11	Guard shifts		

- [0101] 표 8을 참조하면 PUCCH 포맷 1/1a/1b를 위한 0 내지 3의 순환 쉬프트 값이 할당되고, PUCCH 포맷 2/2a/2b를 위한 5 내지 10의 순환 쉬프트 값이 할당된다. PUCCH 포맷 1/1a/1b 및 PUCCH 포맷 2/2a/2b 사이의 순환 쉬프트 값인 4와 11은 가드 쉬프트(guard shift)로 할당된다.
- [0102] 한편, ICI(Inter-Cell Interference) 임의화(randomization)를 위하여 심벌 기반으로 순환 쉬프트 홉핑(hopping)이 수행될 수 있다. 또한, ICI 임의화를 위하여 슬롯 수준에서 ACK/NACK 채널과 자원 사이에 CS/OC(Orthogonal Covering) 재매핑(remapping)이 수행될 수 있다.
- [0103] PUCCH 포맷 1/1a/1b를 위한 자원은 심벌 레벨에서의 순환 쉬프트를 지시하는  $n_{cs}$ , 슬롯 레벨에서의 직교 커버링을 지시하는  $n_{oc}$  및 주파수 영역에서의 자원 블록을 지시하는  $n_{RB}$ 로 구성될 수 있다. PUCCH 포맷 1/1a/1b 자원  $n_{cs}$ ,  $n_{oc}$ ,  $n_{RB}$ 를 대표하는 인덱스로  $n_r$ 이 정의될 수 있다. 즉,  $n_r=(n_{cs}, n_{oc}, n_{RB})$ 이다.
- [0104] PUCCH 포맷 2/2a/2b는 CQI, PMI(Precoding Matrix Indicator), RI(Rank Indicator) 및 CQI+ACK/NACK 등의 제어 정보를 나눌 수 있다. PUCCH 포맷 2/2a/2b에 RM(Reed-Muller) 채널 코딩 방식이 적용될 수 있다.
- [0105] 표 9는 3GPP LTE의 UCI(Uplink Control Information)의 채널 코딩에 사용되는 (20,A) RM 코드의 일 예이다.  $a_0, a_1, a_2, \dots, a_{A-1}$ 의 비트열(bit stream)이 표 10의 (20,A)의 RM 코드를 이용하여 채널 코딩 블록의 입력으로 사용된다.
- [0106]

i	M <sub>i,0</sub>	M <sub>i,1</sub>	M <sub>i,2</sub>	M <sub>i,3</sub>	M <sub>i,4</sub>	M <sub>i,5</sub>	M <sub>i,6</sub>	M <sub>i,7</sub>	M <sub>i,8</sub>	M <sub>i,9</sub>	M <sub>i,10</sub>	M <sub>i,11</sub>	M <sub>i,12</sub>
0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0
2	1	0	0	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1
3	1	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1
4	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	1	1
5	1	1	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1
6	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1
7	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	1
8	1	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1
9	1	0	1	1	1	0	1	0	0	1	1	1	1
10	1	0	1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1
11	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1
12	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1
13	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1
14	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1
15	1	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0	1
16	1	1	1	0	1	1	1	0	0	1	0	1	1
17	1	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	1	1
18	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
19	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0

[0107] 채널 인코딩 비트인  $b_0, b_1, b_2, \dots, b_{B-1}$ 은 수학식 1에 의해서 생성될 수 있다.

[0108] <수학식 1>

[0109] 
$$b_i = \sum_{n=0}^{A-1} (a_n \cdot M_{i,n}) \bmod 2$$

[0110] 수학식 1에서  $i=0,1,2,\dots,B-1$ 이다.

[0111] 표 10은 광대역(wideband) 보고를 위한 CQI 피드백 UCI 필드의 크기의 일 예이다. 표 10은 단일 안테나 포트를 가정하고, 전송 다이버시티 또는 개루프(open-loop) 공간 다중화 PDSCH 전송을 가정한 경우이다.

[0112]

Field	Bitwidth
Wide-band CQI	4

[0113] 표 11은 광대역 보고를 위한 CQI 및 PMI 피드백 UCI 필드의 크기의 일 예이다. 표 11은 페루프 공간 다중화 PDSCH 전송의 경우이다.

[0114]

	Bitwidths			
Field	2 ports (Rank = 1)	2 ports (Rank = 2)	4 ports (Rank = 1)	4 ports (Rank > 1)
Wide-band CQI	4	4	4	4
Spatial differential CQI	0	3	0	3
Precoding matrix indication	2	1	4	4

[0115] 표 12는 광대역 보고를 위한 RI 피드백 UCI 필드의 크기의 일 예이다.

[0116]

	Bitwidths		
Field	2 antenna ports	4 antenna ports (Max 2 layers)	4 antenna ports (Max 4 layers)
Rank indication	1	1	2

[0117] 이때  $a_0$ 와  $a_{A-1}$ 은 각각 MSB(Most Significant Bit)과 LSB(Least Significant Bit)을 나타낸다. 확장 CP 구조에서 CQI와 ACK/NACK이 동시에 전송되는 경우를 제외하고 A는 최대 11이 될 수 있다. RM 코드를 이용하여 20비트로 인코딩된 제어 정보에 QPSK 변조가 적용될 수 있다. 또한 인코딩된 제어 정보는 QPSK 변조 이전에 스크램블링(scrambling)될 수 있다.

[0118] 도 8은 PUCCH 포맷 2/2a/2b를 나타낸다. 도 8-(a)는 노멀 CP 구조, 도 8-(b)는 확장 CP 구조를 나타낸다. 도 8-(a)에서 참조 신호가 슬롯의 2번째 및 6번째 SC-FDMA 심벌에서 전송되고, 도 8-(b)에서 참조 신호가 슬롯의 4번째 SC-FDMA 심벌에서 전송된다.

[0119] 노멀 CP 구조에서, 하나의 서브프레임은 참조 신호 전송을 위한 SC-FDMA 심벌을 제외하고 10개의 QPSK 데이터 심벌을 포함한다. 즉, 각 QPSK 심벌은 20비트의 인코딩된 CQI를 이용하여 SC-FDMA 심벌 레벨에서 순환 쉬프트에 의해 스프레드될 수 있다.

[0120] 또한, SC-FDMA 심벌 레벨 순환 쉬프트 홉핑이 ICI를 임의화하기 위하여 적용될 수 있다. 참조 신호는 순환 쉬프트를 이용하여 CDM(Code Division Multiplexing) 방식에 의해 다중화될 수 있다. 예를 들어 사용할 수 있는 순환 쉬프트 값의 개수가 12개인 경우, 12개의 단말이 하나의 PRB 내에서 다중화될 수 있다. 즉, PUCCH 포맷 1/1a/1b 및 PUCCH 포맷 2/2a/2b 내의 복수인 단말이 각각 순환 쉬프트/직교 커버/자원 블록 및 순환 쉬프트/자원 블록에 의해서 다중화될

수 있다.

[0121] 슬롯  $n_s$ 에서 PUCCH 전송에 사용되는 PRB는 수학식 2에 의해서 결정될 수 있다.

[0122] <수학식 2>

$$[0123] \quad n_{PRB} = \begin{cases} \left\lfloor \frac{m}{2} \right\rfloor & \text{if } (m + n_s \bmod 2) \bmod 2 = 0 \\ N_{RB}^{UL} - 1 - \left\lfloor \frac{m}{2} \right\rfloor & \text{if } (m + n_s \bmod 2) \bmod 2 = 1 \end{cases}$$

[0124] 수학식 2에서  $n_{PRB}$ 는 PRB 인덱스를 나타낸다.  $N_{RB}^{UL}$ 은  $N_{sc}^{RB}$ 의 배수로 표현된 상향링크 대역폭 구성(configuration)이다.  $N_{sc}^{RB}$ 는 부반송파의 개수로 표시한 주파수 영역에서의 자원 블록의 크기이다. PUCCH는 PRB에 맵핑될 때 바깥쪽의 PRB에서 안쪽의 PRB의 순서로 맵핑될 수 있다. 또한 PUCCH 포맷 2/2a/2b, ACK/NACK의 혼합 포맷, PUCCH 포맷 1/1a/1b의 순서로 맵핑될 수 있다.

[0125] PUCCH 포맷 1/1a/1b에서  $m$ 은 수학식 3에 의해서 결정될 수 있다.

[0126] <수학식 3>

$$[0127] \quad m = \begin{cases} N_{RB}^{(2)} & \text{if } n_{PUCCH}^{(1)} < c \cdot N_{cs}^{(1)} / \Delta_{shift}^{PUCCH} \\ \left\lfloor \frac{n_{PUCCH}^{(1)} - c \cdot N_{cs}^{(1)} / \Delta_{shift}^{PUCCH}}{c \cdot N_{sc}^{RB} / \Delta_{shift}^{PUCCH}} \right\rfloor + N_{RB}^{(2)} + \left\lfloor \frac{N_{cs}^{(1)}}{8} \right\rfloor & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$c = \begin{cases} 3 & \text{normal cyclic prefix} \\ 2 & \text{extended cyclic prefix} \end{cases}$$

[0128] 수학식 3에서  $N_{RB}^{(2)}$ 는 각 슬롯에서 PUCCH 포맷 2/2a/2b로 사용 가능한 자원 블록으로 나타낸 대역폭을 나타낸다.  $n_{PUCCH}^{(1)}$ 은 PUCCH 포맷 1/1a/1b 전송에 사용되는 자원의 인덱스를 나타낸다.  $N_{cs}^{(1)}$ 은 PUCCH 포맷 1/1a/1b와 포맷 2/2a/2b의 혼합 구조로 사용되는 자원 블록 내에서 PUCCH 포맷 1/1a/1b의 용도로 사용되는 순환 쉬프트 값의 개수를 나타낸다.

[0129] PUCCH 포맷 2/2a/2a에서  $m$ 은 수학식 4에 의해서 결정될 수 있다.

[0130] <수학식 4>

$$[0131] \quad m = \left\lfloor n_{PUCCH}^{(2)} / N_{sc}^{RB} \right\rfloor$$

[0132] LTE-A 시스템에서 상향링크는 SC-FDMA 전송 방식을 적용한다. DFT 확산(spreading) 후 IFFT가 수행되는 전송 방식을 SC-FDMA라 한다. SC-FDMA는 DFT-s OFDM(DFT-spread OFDM)이라고도 할 수 있다. SC-FDMA에서는 PAPR(peak-to-average power ratio) 또는 CM(cubic metric)이 낮아질 수 있다. SC-FDMA 전송 방식을 이용하는 경우, 전력 증폭기(power amplifier)의 비선형(non-linear) 왜곡 구간을 피할 수 있으므로 전력 소모가 제한된 단말에서 전송 전력 효율이 높아질 수 있다. 이에 따라, 사용자 수율(user throughput)이

높아질 수 있다.

[0133] 도 9는 SC-FDMA 시스템에서 전송기 구조의 일 예를 나타낸다.

[0134] 도 9를 참조하면, 전송기(50)는 DFT(Discrete Fourier Transform)부(51), 부반송파 매퍼(52), IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)부(53) 및 CP 삽입부(54)를 포함한다. 전송기(50)는 스크램블 유닛(미도시; scramble unit), 모듈레이션 매퍼(미도시; modulation mapper), 레이어 매퍼(미도시; layer mapper) 및 레이어 퍼뮤테이터(미도시; layer permutator)를 포함할 수 있으며, 이는 DFT부(51)에 앞서 배치될 수 있다.

[0135] DFT부(51)는 입력되는 심벌들에 DFT를 수행하여 복소수 심벌들(complex-valued symbol)을 출력한다. 예를 들어,  $N_{\text{tx}}$  심벌들이 입력되면(단,  $N_{\text{tx}}$ 는 자연수), DFT 크기(size)는  $N_{\text{tx}}$ 이다. DFT부(51)는 변환 프리코더(transform precoder)라 불릴 수 있다. 부반송파 매퍼(52)는 상기 복소수 심벌들을 주파수 영역의 각 부반송파에 맵핑시킨다. 상기 복소수 심벌들은 데이터 전송을 위해 할당된 자원 블록에 대응하는 자원 요소들에 맵핑될 수 있다. 부반송파 매퍼(52)는 자원 매퍼(resource element mapper)라 불릴 수 있다. IFFT부(53)는 입력되는 심벌에 대해 IFFT를 수행하여 시간 영역 신호인 데이터를 위한 기본 대역(baseband) 신호를 출력한다. CP 삽입부(54)는 데이터를 위한 기본 대역 신호의 뒷부분 일부를 복사하여 데이터를 위한 기본 대역 신호의 앞부분에 삽입한다. CP 삽입을 통해 ISI(Inter-Symbol Interference), ICI(Inter-Carrier Interference)가 방지되어 다중 경로 채널에서도 직교성이 유지될 수 있다.

[0136] 도 10은 부반송파 매퍼가 복소수 심벌들을 주파수 영역의 각 부반송파에 맵핑하는 방식의 일 예를 나타낸다.

[0137] 도 10-(a)를 참조하면, 부반송파 매퍼는 DFT부로부터 출력된 복소수 심벌들을 주파수 영역에서 연속된 부반송파들에 맵핑한다. 복소수 심벌들이 맵핑되지 않는 부반송파에는 '0'이 삽입된다. 이를 집중된 맵핑(localized mapping)이라 한다. 3GPP LTE 시스템에서는 집중된 맵핑 방식이 사용된다. 도 10-(b)를 참조하면, 부반송파 매퍼는 DFT부로부터 출력된 연속된 2개의 복소수 심벌들 사이마다 L-1개의 '0'을 삽입한다(L은 자연수). 즉, DFT부로부터 출력된 복소수 심벌들은 주파수 영역에서 등간격으로 분산된 부반송파들에 맵핑된다. 이를 분산된 맵핑(distributed mapping)이라 한다. 부반송파 매퍼가 도 10-(a)와 같이 집중된 맵핑 방식 또는 도 10-(b)와 같이 분산된 맵핑 방식을 사용하는 경우, 단일 반송파 특성이 유지된다.

[0138] 클러스터된(clustered) DFT-s OFDM 전송 방식은 기존의 SC-FDMA 전송 방식의 변형으로, 프리코더를 거친 데이터 심벌들을 복수의 서브 블록으로 나누고 이를 주파수 영역에서 서로 분리시켜 맵핑하는 방법이다.

[0139] 도 11은 클러스터된 DFT-s OFDM 전송 방식을 적용한 전송기의 일 예이다.

[0140] 도 11을 참조하면, 전송기(70)는 DFT부(71), 부반송파 매퍼(72), IFFT부(73) 및

CP 삽입부(74)를 포함한다. 전송기(70)는 스크램블 유닛(미도시), 모듈레이션 맵퍼(미도시), 레이어 맵퍼(미도시) 및 레이어 퍼뮤테이터(미도시)를 더 포함할 수 있으며, 이는 DFT부(71)에 앞서 배치될 수 있다.

- [0141] DFT부(71)로부터 출력되는 복소수 심벌들은 N개의 서브 블록으로 나뉜다(N은 자연수). N개의 서브 블록은 서브 블록 #1, 서브 블록 #2,..., 서브 블록 #N으로 나타낼 수 있다. 부반송파 맵퍼(72)는 N개의 서브 블록들을 주파수 영역에서 분산시켜 부반송파들에 맵핑한다. 연속된 2개의 서브블록들 사이마다 NULL이 삽입될 수 있다. 하나의 서브 블록 내 복소수 심벌들은 주파수 영역에서 연속된 부반송파에 맵핑될 수 있다. 즉, 하나의 서브 블록 내에서는 집중된 맵핑 방식이 사용될 수 있다.
- [0142] 도 11의 전송기(70)는 단일 반송파(single carrier) 전송기 또는 다중 반송파(multi-carrier) 전송기에 모두 사용될 수 있다. 단일 반송파 전송기에 사용되는 경우, N개의 서브 블록들이 모두 하나의 반송파에 대응된다. 다중 반송파 전송기에 사용되는 경우, N개의 서브 블록들 중 각각의 서브 블록마다 하나의 반송파에 대응될 수 있다. 또는, 다중 반송파 전송기에 사용되는 경우에도, N개의 서브 블록들 중 복수의 서브 블록들은 하나의 반송파에 대응될 수도 있다. 한편, 도 11의 전송기(70)에서 하나의 IFFT부(73)를 통해 시간 영역 신호가 생성된다. 따라서, 도 11의 전송기(70)가 다중 반송파 전송기에 사용되기 위해서는 연속된 반송파 할당(contiguous carrier allocation) 상황에서 인접한 반송파 간 부반송파 간격이 정렬(alignment)되어야 한다.
- [0143] 도 12는 클러스터된 DFT-s OFDM 전송 방식을 적용한 전송기의 또 다른 예이다.
- [0144] 도 12를 참조하면, 전송기(80)는 DFT부(81), 부반송파 맵퍼(82), 복수의 IFFT부(83-1, 83-2,...,83-N)(N은 자연수) 및 CP 삽입부(84)를 포함한다. 전송기(80)는 스크램블 유닛(미도시), 모듈레이션 맵퍼(미도시), 레이어 맵퍼(미도시) 및 레이어 퍼뮤테이터(미도시)를 더 포함할 수 있으며, 이는 DFT부(71)에 앞서 배치될 수 있다.
- [0145] N개의 서브 블록들 중 각각의 서브 블록에 대해 개별적으로 IFFT가 수행된다. 제n IFFT부(83-N)는 서브 블록 #n에 IFFT를 수행하여 제n 기본 대역 신호를 출력한다(n=1,2,...,N). 제n 기본 대역 신호에 제n 반송파 신호가 곱해져 제n 무선 신호가 생성된다. N개의 서브 블록들로부터 생성된 N개의 무선 신호들은 더해진 후, CP 삽입부(84)에 의해 CP가 삽입된다. 도 12의 전송기(80)는 전송기가 할당 받은 반송파들이 인접하지 않는 불연속된 반송파 할당(non-contiguous carrier allocation) 상황에서 사용될 수 있다.
- [0146] 도 13은 클러스터된 DFT-s OFDM 전송 방식을 적용한 전송기의 또 다른 예이다.
- [0147] 도 13은 청크(chunk) 단위로 DFT 프리코딩을 수행하는 청크 특정 DFT-s OFDM 시스템이다. 이는 Nx SC-FDMA로 불릴 수 있다. 도 13을 참조하면, 전송기(90)는

코드 블록 분할부(91), 청크(chunk) 분할부(92), 복수의 채널 코딩부(93-1,...,93-N), 복수의 변조기(94-1,...,94-N), 복수의 DFT부(95-1,...,95-N), 복수의 반송파 매퍼(96-1,...,96-N), 복수의 IFFT부(97-1,...,97-N) 및 CP 삽입부(98)를 포함한다. 여기서, N은 다중 반송파 전송기가 사용하는 다중 반송파의 개수일 수 있다. 채널 코딩부(93-1,...,93-N) 각각은 스크램블 유닛(미도시)을 포함할 수 있다. 변조기(94-1,...,94-N)는 모듈레이션 매퍼라 칭할 수도 있다. 전송기(90)는 레이어 매퍼(미도시) 및 레이어 퍼뮤테이터(미도시)를 더 포함할 수 있으며, 이는 DFT부(95-1,...,95-N)에 앞서 배치될 수 있다.

- [0148] 코드 블록 분할부(91)는 전송 블록을 복수의 코드 블록으로 분할한다. 청크 분할부(92)는 코드 블록을 복수의 청크로 분할한다. 여기서, 코드 블록은 다중 반송파 전송기로부터 전송되는 데이터라 할 수 있고, 청크는 다중 반송파 중 하나의 반송파를 통해 전송되는 데이터 조각이라 할 수 있다. 전송기(90)는 청크 단위로 DFT를 수행한다. 전송기(90)는 불연속된 반송파 할당 상황 또는 연속된 반송파 할당 상황에서 모두 사용될 수 있다.
- [0149] 3GPP LTE-A 시스템은 반송파 집합(carrier aggregation) 시스템을 지원한다. 반송파 집합 시스템은 3GPP TR 36.815 V9.0.0 (2010-3)을 참조할 수 있다.
- [0150] 반송파 집합 시스템은 무선 통신 시스템이 광대역을 지원하려고 할 때 목표로 하는 광대역보다 작은 대역폭을 가지는 1개 이상의 반송파를 모아서 광대역을 구성하는 시스템을 의미한다. 반송파 집합 시스템은 대역폭 집합(bandwidth aggregation) 시스템 등의 다른 명칭으로 불릴 수 있다. 반송파 집합 시스템은 각 반송파가 연속한 연속(contiguous) 반송파 집합 시스템과 각 반송파가 서로 떨어져 있는 불연속(non-contiguous) 반송파 집합 시스템으로 구분될 수 있다. 연속 반송파 집합 시스템에서 각 반송파 사이에 주파수 간격(frequency spacing)이 존재할 수 있다. 1개 이상의 반송파를 모을 때 대상이 되는 반송파는 기존 시스템과의 하위 호환성(backward compatibility)을 위하여 기존 시스템에서 사용하는 대역폭을 그대로 사용할 수 있다. 예를 들어 3GPP LTE 시스템에서는 1.4MHz, 3MHz, 5MHz, 10MHz, 15MHz 및 20MHz의 대역폭을 지원하며, 3GPP LTE-A 시스템에서는 상기 3GPP LTE 시스템의 대역폭만을 이용하여 20MHz 이상의 광대역을 구성할 수 있다. 또는 기존 시스템의 대역폭을 그대로 사용하지 않고 새로운 대역폭을 정의하여 광대역을 구성할 수도 있다.
- [0151] 반송파 집합 시스템에서 단말은 용량에 따라서 하나 또는 복수의 반송파를 동시에 전송 또는 수신할 수 있다. LTE-A 단말은 복수의 반송파를 동시에 전송 또는 수신할 수 있다. LTE Rel-8 단말은 반송파 집합 시스템을 구성하는 각 반송파가 LTE Rel-8 시스템과 호환될 때 하나의 반송파만을 송신 또는 수신할 수 있다. 따라서 적어도 상향링크와 하향링크에서 사용되는 반송파의 개수가 같은 경우, 모든 구성 반송파가 LTE Rel-8 시스템과 호환되도록 구성될 필요가 있다.
- [0152] 복수의 반송파를 효율적으로 사용하기 위하여 복수의 반송파를 MAC(Media Access Control)에서 관리할 수 있다. 복수의 반송파를 송/수신하기 위해서

송신기 및 수신기가 모두 복수의 반송파를 송/수신할 수 있어야 한다.

[0153] 도 14는 반송파 집합 시스템을 구성하는 송신기와 수신기의 일 예이다.

[0154] 도 14-(a)의 송신기에서는 하나의 MAC이 n개의 반송파를 모두 관리 및 운영하여 데이터를 송수신한다. 이는 도 14-(b)의 수신기에서도 마찬가지이다. 수신기의 입장에서 구성 반송파 당 하나의 전송 블록(transport block)과 하나의 HARQ 엔티티(entity)가 존재할 수 있다. 단말은 복수의 반송파에 대하여 동시에 스케줄링 될 수 있다. 도 14의 반송파 집합 시스템은 연속 반송파 집합 시스템 또는 불연속 반송파 집합 시스템에 모두 적용될 수 있다. 하나의 MAC에서 관리하는 각각의 반송파는 서로 인접할 필요가 없으며, 따라서 자원 관리 측면에서 유연하다는 장점이 있다.

[0155] 도 15 및 도 16은 반송파 집합 시스템을 구성하는 송신기와 수신기의 또 다른 예이다.

[0156] 도 15-(a)의 송신기 및 도 15-(b)의 수신기에서는 하나의 MAC이 하나의 반송파만을 관리한다. 즉, MAC와 반송파가 1대1로 대응된다. 도 16-(a)의 송신기 및 도 16-(b)의 수신기에서는 일부 반송파에 대해서는 MAC과 반송파가 1대1로 대응되고, 나머지 반송파에 대해서는 하나의 MAC이 복수의 반송파를 제어한다. 즉, MAC과 반송파의 대응 관계로 다양한 조합이 가능하다.

[0157] 도 14 내지 도 16의 반송파 집합 시스템은 n개의 반송파를 포함하며, 각 반송파는 서로 인접할 수도 있고 떨어져 있을 수도 있다. 반송파 집합 시스템은 상향링크 또는 하향링크에 모두 적용될 수 있다. TDD 시스템에서는 각각의 반송파가 상향링크 전송과 하향링크 전송을 수행할 수 있도록 구성되며, FDD 시스템에서는 복수의 반송파를 상향링크 용과 하향링크 용으로 구분하여 사용할 수 있다. 일반적인 TDD 시스템에서 상향링크와 하향링크에서 사용되는 구성 반송파의 개수와 각 반송파의 대역폭은 동일하다. FDD 시스템에서는 상향링크와 하향링크에서 사용하는 반송파의 수와 대역폭을 각각 달리 함으로써 비대칭(asymmetric) 반송파 집합 시스템을 구성하는 것도 가능하다.

[0158] 한편, 단말의 입장에서 스케줄링 된 구성 반송파 별로 하나의 전송 블록(transport block)과 하나의 HARQ(Hybrid Automatic Repeat request) 엔티티(entity)가 존재한다. 각 전송 블록은 하나의 구성 반송파에만 맵핑된다. 단말은 복수의 구성 반송파에 동시에 맵핑될 수 있다.

[0159] 도 17은 UL-SCH(Uplink Shared Channel) 전송 채널(transport channel)의 처리 과정의 일 예이다. 데이터는 매 전송 시간 구간(TTI; Transmit Time Interval)마다 최대 하나의 전송 블록(transport block)의 형태로 코딩 유닛(coding unit)에 도달한다. 도 17의 UL-SCH 전송 채널의 처리 과정은 각 상향링크 셀의 각 UL-SCH 전송 채널에 대해서 적용될 수 있다.

[0160] 도 17을 참조하면, 단계 S100에서 전송 블록에 CRC(Cyclic Redundancy Check)가 추가된다. CRC가 추가됨으로서 에러 검출(error detection)을 지원할 수 있다. 전송 블록의 크기를 A, 패리티 비트(parity bit)의 크기를 L,  $B=A+L$ 이라 할

수 있다.

- [0161] 단계 S110에서 CRC가 추가된 전송 블록이 복수의 코드 블록으로 분할(segmentation)되고, 각 코드 블록에 CRC가 추가된다. 각 코드 블록의 크기는  $Kr$ 로 표현할 수 있으며,  $r$ 은 코드 블록 번호이다.
- [0162] 단계 S120에서 각 코드 블록에 대하여 채널 코딩이 수행된다. 이때 터보 코딩(turbo coding) 방식으로 채널 코딩이 수행될 수 있다. 터보 코딩의 코딩률(coding rate)은  $1/3$ 이므로 3개의 코딩된 스트림이 생성되며, 코드 블록 번호가  $r$ 인 각 코딩된 스트림은  $Dr$ 의 크기를 가진다.
- [0163] 단계 S130에서 채널 코딩이 수행된 각 코드 블록에 대하여 레이트 매칭(rate matching)이 수행된다. 코드 블록 번호가  $r$ 일 때, 레이트 매칭된 비트의 수는  $Er$ 로 표현할 수 있다.
- [0164] 단계 S140에서 레이트 매칭이 수행된 각 코드 블록들이 연결(concatenation)된다.  $G$ 는 각 코드 블록들이 연결된 총 비트의 수이며, 이는  $N_L$ 개의 전송 레이어 상의 주어진 전송 블록에서 제어 정보의 전송에 사용되는 비트를 제외한 것이다. 이때 제어 정보는 UL-SCH 전송과 다중화(multiplexing)될 수 있다.
- [0165] 단계 S141 내지 단계 S143에서 제어 정보에 대하여 채널 코딩이 수행된다. 제어 정보는 CQI(Channel Quality Information) 및/또는 PMI(Precoding Matrix Indicator)를 포함하는 채널 품질 정보, HARQ(Hybrid Automatic Repeat request)-ACK(Acknowledgement) 및 RI(Rank Indicator) 등을 포함할 수 있다. 이하에서 CQI는 PMI를 포함하는 것으로 가정한다. 각 제어 정보에 대하여 서로 다른 코딩 심벌의 개수에 따라 서로 다른 코딩률이 적용된다. 제어 정보가 PUSCH로 전송될 때, CQI, RI 및 HARQ-ACK에 대한 채널 코딩은 독립적으로 수행된다. 본 실시예에서는 단계 S141에서 CQI, 단계 S142에서 RI, 단계 S143에서 HARQ-ACK이 채널 코딩되는 것을 가정하나, 이에 제한되는 것은 아니다.
- [0166] 단계 S150에서 데이터와 제어 정보에 대한 다중화가 수행된다. 이때 HARQ-ACK 정보는 서브프레임의 2개의 슬롯에 모두 존재하며, DMRS(Demodulation Reference Signal) 주위의 자원에 맵핑될 수 있다. 데이터와 제어 정보를 다중화함으로써, 데이터와 제어 정보는 서로 다른 변조 심벌에 맵핑될 수 있다. 한편, 상향링크 셀의 서브프레임에서 하나 이상의 UL-SCH 전송 블록이 전송되는 경우, CQI 정보는 가장 높은 MCS(Modulation and Coding Scheme)를 가지는 UL-SCH 전송 블록 상의 데이터와 다중화될 수 있다.
- [0167] 단계 S160에서 채널 인터리빙(channel interleaving)이 수행된다. 채널 인터리빙은 PUSCH 자원 맵핑과 연결되어 수행될 수 있으며, 채널 인터리빙에 의해서 변조 심벌(modulation symbol)이 전송 파형(transmit waveform)으로 시간 우선 맵핑(time first mapping)될 수 있다. HARQ-ACK 정보는 상향링크 DRMS 주위의 자원에 맵핑될 수 있고, RI 정보는 HARQ-ACK 정보에 의해 사용되는

자원 주위에 맵핑될 수 있다.

- [0168] 도 18은 3GPP LTE에서 데이터 채널 및 제어 채널이 맵핑되는 물리적 자원 요소의 일 예이다. 가로축은 DFT(Discrete Fourier Transform)의 입력인 가상 부반송파(virtual subcarrier), 세로축은 SC-FDMA 심벌을 나타낸다. 각 슬롯의 4번째 SC-FDMA 심벌에 참조 신호가 맵핑된다. 데이터와 CQI는 시간 우선의 방식으로 맵핑된다. 데이터와 CQI는 직렬(serial) 연결 방식으로 다중화될 수 있다. 인코딩된 HARQ-ACK는 참조 신호가 맵핑된 SC-FDMA 심벌 옆의 SC-FDMA 심벌에 맵핑된다. HARQ-ACK을 위하여 사용되는 자원은 가상 부반송파의 마지막 부분에 위치할 수 있다. RI는 HARQ-ACK이 전송되는지 여부에 관계 없이 HARQ-ACK이 맵핑된 자원 요소의 옆에서 레이트 매칭될 수 있다. HARQ-ACK 및 RI가 맵핑되는 SC-FDMA 심벌의 개수는 최대 4개일 수 있다.
- [0169] 이하, 확장된(extended) PUCCH 포맷에 대해서 설명한다. LTE rel-8의 FDD(Frequency Division Duplex) 전송 방식에서 하나의 구성 반송파는 최대 2비트의 ACK/NACK 정보가 BPSK(Binary Phase Shift Keying) 또는 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 변조 방식에 따라 PUCCH 또는 PUCCH를 통해 전송된다. 확장된 PUCCH 포맷은 반송파 집합 시스템 등에서 보다 많은 페이로드(payload)의 전송을 위하여 LTE Rel-8의 PUCCH 포맷 1/1a/1b 또는 2/2a/2b 등을 대체하여 사용될 수 있다.
- [0170] 도 19는 확장된 PUCCH 포맷의 일 예이다. 도 19의 확장된 PUCCH 포맷은 DFT-s OFDM 전송 방식을 적용한 PUCCH 포맷이라 할 수 있다. 도 19의 확장된 PUCCH 포맷은 특정한 PUCCH 포맷에 제한되지 않으나, 설명의 용이함을 위해 ACK/NACK을 나르기 위한 PUCCH 포맷 1의 노멀 CP 구조를 기반으로 설명한다. 확장된 PUCCH 포맷은 CQI/PMI/RI 등의 상향링크 제어 정보(UCI; Uplink Control Information)의 전송을 위한 PUCCH 포맷 2/2a/2b에 대해서도 적용이 가능하다. 즉, 확장된 PUCCH 포맷은 임의의 제어 정보에 대해서 적용이 가능하다. 예를 들어 최대 13비트의 페이로드를 지원하는 PUCCH 포맷 2에서 그 이상의 페이로드를 지원하기 위하여 제안되는 확장된 PUCCH 포맷을 사용할 수 있다.
- [0171] 도 19를 참조하면, 먼저 각 구성 반송파에 대한 ACK/NACK 등의 정보 비트에 대해 채널 코딩이 수행된다(200). 채널 코딩 방식으로 단순 반복(repetition), 심플렉스 코딩(simplex coding), RM 코딩, 펀처링(puncturing)된 RM 코딩, TBCC(Tail-Biting Convolutional Coding), LDPC(Low Density Parity Check) 코딩 또는 터보 코딩 등의 다양한 종류의 코딩 방식 중 어느 하나가 사용될 수 있다. 채널 코딩에 결과 생성되는 인코딩 정보 비트는 적용될 변조 심벌 순서(modulation symbol order)와 맵핑되는 자원을 고려하여 레이트 매칭될 수 있다. 생성되는 인코딩 정보 비트에 대하여 셀간 간섭(ICI; Inter-Cell Interference) 임의화(randomization)을 위하여, 셀 ID에 대응되는 스크램블링 코드(scrambling

code)를 이용한 셀 특정 스크램블링(cell-specific scrambling) 또는 단말 ID(예를 들어, RNTI(Radio Network Temporary Identifier))에 대응되는 스크램블링 코드를 이용한 단말 특정 스크램블링이 적용될 수 있다.

[0172] 인코딩 정보 비트는 분주기(divider)를 통해 각 슬롯으로 분산된다(201). 일코딩 정보 비트는 다양한 방식으로 2개의 슬롯으로 분산될 수 있다. 예를 들어 인코딩 정보 비트의 앞부분은 제1 슬롯으로, 뒷부분은 제2 슬롯으로 분산될 수 있다. 또는 인터리빙 방식을 적용하여 짝수 번째 인코딩 정보 비트는 제1 슬롯으로, 홀수 번째 인코딩 정보 비트는 제2 슬롯으로 분산될 수 있다. 각 슬롯으로 분산된 인코딩 정보 비트는 변조기(modulator)를 통해 변조된다(202). 인코딩 정보 비트가 변조되어 QPSK 심벌이 생성될 수 있다. 한편, 변조기와 분주기의 순서는 바뀔 수 있다.

[0173] 각 슬롯 내의 QPSK 심벌들에 대하여 각각의 슬롯에서 단일 반송파 파형(single carrier waveform)을 생성하기 위한 DFT 프리코딩이 수행된다(203). DFT 프리코딩 이외에 이에 상응하는 Walsh 프리코딩 등의 동작이 수행될 수도 있으나, 이후의 설명에서 특별한 언급이 없는 한 DFT 프리코딩이 수행되는 것으로 가정한다.

[0174] DFT 프리코딩이 수행된 QPSK 심벌들에 대하여, 미리 지정되거나 동적 시그널링(dynamic signaling) 또는 RRC(Radio Resource Control) 시그널링 등을 통해 결정된 인덱스  $m$ 의 직교 코드(orthogonal code)를 통해 SC-FDMA 심벌 레벨로 시간 스프레딩(time spreading)이 수행된다(204). 인덱스  $m$ 의 직교 코드는 스프레딩 인자(SF; Spreading Factor)가 4인 경우,  $w_m=[w_0 w_1 w_2 w_3]$ 로 표현될 수 있다. 상기 직교 코드가 Walsh 코드이고 SF가 4인 경우,  $w_0=[1 1 1 1]$ ,  $w_1=[1 -1 1 -1]$ ,  $w_2=[1 1 -1 -1]$ ,  $w_3=[1 -1 -1 1]$ 일 수 있다. 상기 직교 코드가 DFT 코드인 경우,  $w_m=[w_0 w_1 \dots w_{k-1}]$ 일 수 있고, 이때  $w_k=\exp(j2\pi km/SF)$ 일 수 있다. 또한 상기 직교 코드로 Walsh 코드, DFT 코드 또는 이외의 직교 코드가 사용될 수도 있다. 스프레딩 인자는 데이터가 스프레딩 되는 인자를 의미하며, 다중화되는 단말의 개수 또는 안테나의 개수와 관련될 수 있다. 스프레딩 인자는 시스템에 따라 가변될 수 있으며, 미리 지정되거나 DCI 또는 RRC 시그널링 등을 통해 단말에 알려질 수 있다. 또한, SC-FDMA 심벌 레벨로 적용되는 직교 코드는 슬롯 레벨에서 인덱스가 서로 바뀌어서 적용될 수 있다. 즉, 직교 코드는 슬롯 레벨에서 홉핑(hopping)될 수 있다.

[0175] 상기와 같이 생성된 신호는 PRB 내의 부반송파에 맵핑된 후 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)에 의해 시간 영역의 신호로 변환되고, CP가 붙어서 RF(Radio Frequency)부를 통해 전송된다.

[0176] 도 20은 확장된 PUCCH 포맷의 또 다른 예이다. 도 20을 참조하면, 먼저 각 구성 반송파에 대한 ACK/NACK 등의 정보 비트에 대해 채널 코딩이 수행되고(210), 인코딩 정보 비트는 분주기를 통해 각 슬롯으로 분산된다(211). 각 슬롯으로 분산된 인코딩 정보 비트는 변조기를 통해 변조되며, 변조 결과 생성된 QPSK

심벌은 인덱스  $m$ 의 직교 코드에 의해 시간 스프레딩 된다(212). 인덱스  $m$ 의 직교 코드는  $SF=4$ 인 경우,  $w_m=[w_0 w_1 w_2 w_3]$ 로 표현될 수 있다. 시간 스프레딩 된 QPSK 심벌들에 대하여 SC-FDMA 레벨로 DFT 프리코딩이 수행되며(213), 이에 따라 생성된 신호는 PRB 내의 부반송파에 맵핑된다. 즉, 도 20의 확장된 PUCCH 포맷은 도 19의 확장된 PUCCH 포맷과 비교하여, 시간 스프레딩이 DFT 프리코딩 이전에 수행된다.

- [0177] 도 21은 확장된 PUCCH 포맷에서 변조된 QPSK 심벌에 대한 시간 스프레딩의 일 예이다. 도 21은 노멀 CP 구조에서 QPSK 심벌이 시간 스프레딩 되는 경우이다. 도 21을 참조하면, QPSK 심벌은 하나의 슬롯에서 각각 5개의 SC-FDMA 심벌에 걸쳐 시간 스프레딩 된다. 참조 신호는 각 슬롯에서 2번째 및 6번째 SC-FDMA 심벌에 맵핑된다. 이는 LTE rel-8에서 PUCCH 포맷 2/2a/2b에서 참조 신호가 맵핑되는 위치와 동일하다. QPSK 심벌이 시간 스프레딩 될 때, 미리 지정되거나 동적 시그널링 또는 RRC 시그널링 등을 통해 결정된 인덱스  $m$ 의 직교 코드가 사용될 수 있다. 인덱스  $m$ 의 직교 코드는  $SF=5$ 인 경우,  $w_m=[w_0 w_1 w_2 w_3 w_4]$ 로 표현될 수 있다. 또한, 직교 코드는 슬롯 레벨에서 흠뻑될 수 있다.
- [0178] 도 22는 확장된 PUCCH 포맷에서 변조된 QPSK 심벌에 대한 시간 스프레딩의 일 예이다. 도 22는 확장 CP 구조에서 QPSK 심벌이 시간 스프레딩 되는 경우이다. 도 21을 참조하면, QPSK 심벌은 하나의 슬롯에서 각각 5개의 SC-FDMA 심벌에 걸쳐 시간 스프레딩 된다. 참조 신호는 각 슬롯에서 4번째 SC-FDMA 심벌에 맵핑된다. 이는 LTE rel-8에서 PUCCH 포맷 2/2a/2b에서 참조 신호가 맵핑되는 위치와 동일하다. QPSK 심벌이 시간 스프레딩 될 때, 미리 지정되거나 동적 시그널링 또는 RRC 시그널링 등을 통해 결정된 인덱스  $m$ 의 직교 코드가 사용될 수 있다. 인덱스  $m$ 의 직교 코드는  $SF=5$ 인 경우,  $w_m=[w_0 w_1 w_2 w_3 w_4]$ 로 표현될 수 있다. 또한, 직교 코드는 슬롯 레벨에서 흠뻑될 수 있다.
- [0179] 도 23은 확장된 PUCCH 포맷의 또 다른 예이다. 도 23의 확장된 PUCCH 포맷은 서브프레임 내의 2개의 슬롯에 대해서 결합 코딩(joint coding)이 수행되며, FDM(Frequency Division Multiplexing) 방식의 다중화가 적용되지 않는 경우이다. 도 23을 참조하면, 먼저 각 구성 반송파에 대한 ACK/NACK 등의 정보 비트에 대해 채널 코딩이 수행된다(220). 본 실시예에서는 QPSK 변조 방식이 적용되고, 12개의 부반송파로 구성된 1개의 PRB를 통해 2개의 슬롯으로 맵핑되므로, 48개의 인코딩 비트가 생성될 수 있다. 인코딩 정보 비트는 변조기를 통해 변조된다(221). 본 실시예에서는 QPSK 변조 방식이 적용되므로 24개의 QPSK 심벌이 생성된다. QPSK 심벌은 분주기를 통해 각 슬롯으로 분산된다(222). QPSK 심벌은 다양한 방식으로 2개의 슬롯으로 분산될 수 있다. 분주기와 분주기의 순서는 바뀔 수 있다. 분주기를 통해 각 슬롯으로 분산된 QPSK 심벌들에 대하여 DFT 프리코딩이 수행된다(223). 본 실시예에서는 각 슬롯으로 12개의 QPSK 심벌이 분산되므로, 12-point DFT 프리코딩이 수행된다. DFT 프리코딩이 수행된 QPSK 심벌들에 대하여 인덱스  $m$ 의 직교 코드를 통해

SC-FDMA 심벌 레벨로 시간 스프레딩이 수행된다(104). 직교 코드는 슬롯 레벨에서 곱셈될 수 있다.

[0180] 도 24는 확장된 PUCCH 포맷의 또 다른 예이다. 도 24의 확장된 PUCCH 포맷은 서브프레임 내의 2개의 슬롯에 대해서 결합 코딩이 수행되며, FDM 방식의 다중화가 적용되는 경우이다.

[0181] 도 24를 참조하면, 먼저 각 구성 반송파에 대한 ACK/NACK 등의 정보 비트에 대해 채널 코딩이 수행된다(230). 본 실시예에서는 QPSK 변조 방식이 적용되고, 12개의 부반송파로 구성된 1개의 PRB 내의 6개의 부반송파를 통해 각각 2개의 슬롯으로 맵핑되므로, 24개의 인코딩 비트가 생성될 수 있다. 인코딩 정보 비트는 변조기를 통해 변조된다(231). 본 실시예에서는 QPSK 변조 방식이 적용되므로 24개의 QPSK 심벌이 생성된다. QPSK 심벌은 분주기를 통해 각 슬롯으로 분산된다(232). QPSK 심벌은 다양한 방식으로 2개의 슬롯으로 분산될 수 있다. 변조기와 분주기의 순서는 바뀔 수 있다. 분주기를 통해 각 슬롯으로 분산된 QPSK 심벌들에 대하여 DFT 프리코딩이 수행된다(233). 본 실시예에서는 각 슬롯으로 6개의 QPSK 심벌이 분산되므로, 6-point DFT 프리코딩이 수행된다. DFT 프리코딩이 수행된 QPSK 심벌들에 대하여 인덱스  $m$ 의 직교 코드를 통해 SC-FDMA 심벌 레벨로 시간 스프레딩이 수행된다(234). 직교 코드는 슬롯 레벨에서 곱셈될 수 있다.

[0182] 상기와 같이 생성된 신호는 PRB 내의 부반송파에 맵핑된다. 도 24에서는 SC-FDMA 신호가 인터리빙 방식으로 부반송파에 맵핑된다. 즉, SC-FDMA 신호가 부반송파에 맵핑될 때 일정한 간격을 두고 맵핑된다. 도 24에서는 2 부반송파 간격으로 맵핑되는 것을 예시로 하고 있으나, 3/4/6 부반송파 등 다양한 간격으로 SC-FDMA 신호를 맵핑할 수 있다.

[0183] 도 25는 채널 코딩에 사용될 수 있는 반복 코딩(repetition coding) 방식을 나타낸다. 반복 코딩은 주어진 데이터를 시스템에서 요구하는 데이터 크기에 맞게 여러 번 반복하는 것으로, 일반적인 채널 코딩 방식에 비해서 성능은 떨어지나, 인코딩 및 디코딩 과정이 매우 간단하고 하드웨어로 구현하기가 쉬우므로 짧은 길이의 데이터 크기가 요구되는 시스템에서 널리 사용되고 있다. 이때 시스템에서 요구하는 데이터의 크기가 주어진 데이터 크기의 배수가 아닌 경우, 인코딩 된 데이터의 마지막 반복 데이터 블록(repetition data block)의 데이터의 일부는 생략될 수 있다. 이때 마지막 반복 데이터 블록에서 생략되는 데이터는 데이터의 처음 또는 마지막 부분이거나, 특정한 규칙에 의해서 연속적이지 않은 비트일 수 있다.

[0184] 한편, 확장된 PUCCH 포맷에 기존에 정의된 채널 코딩 방식들이 적용되는지를 검토할 필요가 있다. LTE rel-8에서 정의된 채널 코딩 방식은 3GPP TS 36.212 V8.8.0 (2009-12) “3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding (release 8)”의 5절을 참조할 수 있다.

- [0185] 1) PUCCH를 위한 RM 코딩: PUCCH를 위한 RM 코딩은 CQI의 인코딩을 위하여 (20,A)로 정의되어 있다. 이때 A는 1부터 13 사이의 정수 중 하나이며, 정보 비트의 크기를 나타낸다. 채널 코딩의 결과 20비트가 출력되므로, 확장된 PUCCH 포맷에 그대로 적용할 수 없다.
- [0186] 2) PUSCH를 위한 RM 코딩: PUSCH를 위한 RM 코딩은 CQI의 인코딩을 위하여 (32,O)로 정의되어 있다. 이때 O는 1부터 11 사이의 정수 중 하나이며, 정보 비트의 크기를 나타낸다. 채널 코딩의 결과 32비트가 출력되므로, 확장된 PUCCH 포맷에 그대로 적용할 수 없다.
- [0187] 3) TBCC: TBCC 코딩은 BCH(Broadcasting Channel), DCI 및 11비트 이상의 UCI의 채널 코딩을 위하여 사용될 수 있다. TBCC 코딩은 레이트 매칭을 통해 인코딩된 정보 비트의 길이를 유연하게 조절할 수 있으며, 일반적으로 작은 길이의 정보 비트에 대해 터보 코딩보다 성능이 우수한 것으로 알려져 있다. 그러나, 제한 길이(constraint length)가 7이므로, 6비트 미만의 정보 비트에 대해서는 적용할 수 없다는 단점이 있다.
- [0188] 4) 터보 코딩: PDSCH 또는 PUSCH의 채널 코딩을 위하여 사용될 수 있다. TBCC와 마찬가지로 레이트 매칭을 통해 인코딩된 정보 비트의 길이를 유연하게 조절할 수 있으며, 일반적으로 100비트 미만의 정보 비트에 대해서는 TBCC에 비해 성능이 좋지 못한 것으로 알려져 있다. 또한, 터보 코딩은 제한 길이가 3인 2개의 컨벌루셔널 코딩(convolutional coding)을 연결(concatenation)하여 구성되므로 정보 비트의 길이가 3 미만인 경우에는 적용할 수 없다.
- [0189] 이에 따라 제안된 발명은 확장된 PUCCH 포맷에 적용이 가능한 채널 코딩 방법을 제안한다. 본 발명은 컨벌루셔널 코딩, TBCC 또는 터보 코딩과 함께 사용됨으로써, 인코딩 되는 정보 비트의 길이를 유연하게 조절할 수 있다. 일반적으로 컨벌루셔널 코딩, TBCC 또는 터보 코딩 등의 코딩 방식은 제한 길이 이상의 정보 비트에 대해서 적용이 가능하므로, 본 발명은 제한 길이 이하의 정보 비트에 대하여 채널 코딩을 수행하는 방법을 제안한다. 제안된 발명에 따라 효율적으로 상향링크 제어 정보를 전송할 수 있다.
- [0190] 이하, TBCC를 기준으로 설명한다. TBCC 방식의 채널 코딩은 제한 길이가 K일 때, K-1 이상의 길이를 가지는 정보 비트열에 대해서 적용이 가능하다. 이는 인코딩 된 정보 비트열을 디코딩 할 때 레지스터(register)의 초기값으로 정보 비트의 처음 K-1개의 비트를 사용하기 때문이다. LTE rel-8에서 정의된 TBCC는 제한 길이가 7이므로, 6비트 이상의 정보 비트열에 대해서 적용이 가능하다. 본 발명은 정보 비트의 길이가 K-1보다 작은 경우에 정보 비트열에 대하여 채널 코딩을 수행하여 이를 전송하는 방법을 제공한다. 이하에서 정보 비트열에 대하여 채널 코딩을 수행한 결과 생성된 비트열을 인코딩 정보 비트열이라 한다.
- [0191] 도 26은 제안된 상향링크 제어 정보 전송 방법의 일 실시예이다.
- [0192] 단계 S300에서 단말은 정보 비트열에 (M-N)비트를 임의로 패딩(padding)한다. N은 정보 비트의 길이이다.

- [0193]  $M$ 은 제한 길이로부터 결정되는 임의의 값이다.  $M$ 은 다양한 방법에 의해서 결정될 수 있다. 예를 들어,  $M$ 은  $K$ 와 같을 수 있다. 또는,  $M$ 은  $K$ 보다 큰 정수 중 가장 작은 정수일 수 있다( $M=K+1$ ). 또는,  $M$ 은  $K$ 보다 작은 정수 중 가장 큰 정수일 수 있다( $M=K-1$ ). 또는,  $M$ 은  $K-1$ 보다 작은 정수 중 가장 큰 정수일 수 있다( $M=K-2$ ). 또는,  $M$ 은 지원할 수 있는 정보 비트의 크기의 최소값일 수 있다. 이하에서  $M=K-1$ 로 가정한다.
- [0194] 패딩되는  $(M-N)$ 비트도 다양한 방법에 의해서 결정될 수 있다. 예를 들어 패딩되는  $(M-N)$ 비트는 0으로 구성된 0 비트열일 수 있다. 이 경우 수신단은 해당 0 비트열의 값들이 모두 0인지를 검사하여  $N$  정보 비트열이 에러 없이 수신되었는지를 확인할 수 있다. 즉, 0 비트열은 가상(virtual) CRC의 용도로 사용될 수 있다.
- [0195] 또는 패딩되는  $(M-N)$ 비트는  $N$  정보 비트열을 CRC 인코딩한 CRC값일 수 있다.
- [0196] 또는 패딩되는  $(M-N)$ 비트는 미리 지정된 패턴일 수 있다. 상기 미리 지정된 패턴은 채널 코딩의 성능을 개선시키기 위하여 미리 지정된 임의화된(randomized) 패턴일 수 있다. 예를 들어 패딩되는  $(M-N)$ 비트는 1과 0이 번갈아 있는 형태인 [1 0 1 0 ...]일 수 있다. 또는, 패딩되는  $(M-N)$ 비트는 정보 비트열의 보수(complementary) 형태일 수 있다. 즉, 정보 비트열이 [1 0 0]일 때, 패딩되는  $(M-N)$ 비트는 [0 1 1]일 수 있다. 또는, 인코딩 정보 비트열의 길이가  $M$ 인 또 다른 채널 코딩 방식이 적용될 수 있다. 이때 사용되는 채널 코딩의 방식은 특히 RM 코드, 골레이(Golay) 기반 코드 등의 블록 코드(block code)일 수 있다. TBCC를 지원할 수 없는 짧은 길이의 정보 비트열에 대해서만 지원을 하면 되므로, 디코더 대신 코드표(code table)를 이용하여 디코딩 할 수 있다.
- [0197] 또는 패딩되는  $(M-N)$ 비트는 정보 비트열의 단순 반복일 수 있다. 예를 들어 정보 비트열이 [0 1 0]이고 인코딩 정보 비트열이 6비트여야 하는 경우, 인코딩 정보 비트열은 정보 비트열을 단순 반복한 [0 1 0 0 1 0]일 수 있다.
- [0198] 다시 도 26에서, 단계 S310에서 단말은  $(M-N)$ 비트가 패딩된 정보 비트열에 대하여 채널 코딩을 수행하여 인코딩 정보 비트열을 생성한다. 단계 S320에서 단말은 인코딩 정보 비트열을 전송한다.
- [0199] 도 27은 제안된 상향링크 제어 정보 전송 방법에 따른 채널 코딩의 일 실시예이다.
- [0200] 제한 길이  $K=7$ 인 TBCC를 예시로 하여 도 26의 제안된 상향링크 제어 정보 전송 방법을 설명하도록 한다.  $K=7$ 이므로 TBCC의 경우 6비트 이상의 정보 비트열에 대해서만 채널 코딩이 가능하다. 본 실시예에서는 2비트의 정보 비트열을 가정한다.  $M=K-1=6$ 이라 가정하면, 4(6-2)비트가 0 비트열로 패딩된다.
- [0201] 2비트의 정보 비트열이 [ $a_0 a_1$ ]이라 가정하면 4비트의 0 비트열을 패딩한 6비트의 [ $a_0 a_1 0 0 0 0$ ]이 TBCC의 입력이 된다. 이때 서브 블록 인터리버(sub-block interleaver)는 채널 코딩 단 또는 레이트 매칭 단에 포함될 수 있다. 6비트의 정보 비트열에 대하여 1/3의 코딩률로 TBCC가 수행되어 18비트의

인코딩 정보 비트열인  $[b_0 b_1 b_2 b_3 b_4 b_5 b_6 b_7 b_8 b_9 b_{10} b_{11} b_{12} b_{13} b_{14} b_{15} b_{16} b_{17}]$ 가 생성된다. 레이트 매칭을 통해 원하는 길이의 비트가 생성된다. 이때 레이트 매칭을 통해 생성되는 비트열의 길이는 확장된 PUCCH 포맷에 맞는 48비트일 수 있다. 레이트 매칭은 순환 버퍼(circular buffer)를 기반으로 수행될 수 있다. 인코딩 정보 비트열은 레이트 매칭 이후 변조되고 SC-FDMA 심벌로 스프레딩되며, 물리 신호로 변환된 후에 RF부를 통해 전송된다.

- [0202] 수신단에서는 도 27의 채널 코딩의 역순으로 디코딩이 수행될 수 있으며, 최종적으로  $[a_0' a_1' a_2' a_3' a_4' a_5']$ 을 얻을 수 있다. 여기서  $[a_0' a_1']$ 은 정보 비트열이며,  $[a_2' a_3' a_4' a_5']$ 는 수신단이 이미 알고 있는 0 비트열이므로,  $[a_0' a_1']$ 에 대해서 디코딩할 수 있다.  $[a_2' a_3' a_4' a_5']$ 는 송신단 및 수신단에서 미리 알고 있는 값이므로, 수신단에서 정보 비트를 정확하게 디코딩했는지 여부를 확인하기 위하여 사용될 수 있다. 즉, 가상 CRC의 용도로 사용될 수 있다.
- [0203] 지금까지 TBCC를 기준으로 설명하였으나, 본 발명은 터보 코딩에 대해서도 적용될 수 있다. 터보 코딩은  $K=3$ 인 컨벌루션 코드 2개가 연결되어서 채널 코딩을 수행한다. 정보 비트가 1비트일 때, 본 발명에 의해 2비트가 패딩되어 터보 코딩이 수행될 수 있다.
- [0204] 도 28은 제안된 상향링크 제어 정보 전송 방법의 또 다른 실시예이다.
- [0205] 단계 S400에서 단말은  $M$ 을 기준으로 정보 비트열의 길이에 따라 정보 비트열에 대하여 채널 코딩을 수행하여 인코딩 정보 비트열을 생성한다.
- [0206]  $M$ 은 제한 길이로부터 결정되는 임의의 값이다.  $M$ 은 다양한 방법에 의해서 결정될 수 있다. 예를 들어,  $M$ 은  $K$ 와 같을 수 있다. 또는,  $M$ 은  $K$ 보다 큰 정수 중 가장 작은 정수일 수 있다( $M=K+1$ ). 또는,  $M$ 은  $K$ 보다 작은 정수 중 가장 큰 정수일 수 있다( $M=K-1$ ). 또는,  $M$ 은  $K-1$ 보다 작은 정수 중 가장 큰 정수일 수 있다( $M=K-2$ ). 또는,  $M$ 은 지원할 수 있는 정보 비트의 크기의 최소값일 수 있다. 이하에서  $M=K-1$ 로 가정한다.
- [0207] 길이가  $M$  이상인 정보 비트열에 대해서는 TBCC 또는 터보 코딩이 수행될 수 있다.
- [0208] 길이가  $M$  미만인 정보 비트열에 대해서는 이하에서 설명하는 다양한 채널 코딩 방식이 적용될 수 있다.
- [0209] 1) 길이가  $M$  미만인 정보 비트열에 대해서 RM 코딩, 평치링 된 RM 코딩 또는 TCIF 코딩 등의 블록 코딩이 수행될 수 있다.
- [0210] 2) 길이가  $M$  미만인 정보 비트열에 대해서 길이가  $M$  이상인 정보 비트열에 대해 적용되는 채널 코딩과 다른 방식의 채널 코딩이 수행될 수 있다. 예를 들어 길이가  $M$  이상인 정보 비트열에 대해서 TBCC가 수행되는 경우, 길이가  $M$  미만인 정보 비트열에 대해서는 평치링 된 RM 코딩이 수행될 수 있다. 또는, 같은 종류의 채널 코딩 방식이라 하더라도 적용되는 다항식(polynomial)이 다른 경우 서로 다른 방식의 채널 코딩이 적용된다고 할 수 있다. 예를 들어 길이가  $M$  이상인 정보 비트열에 대해서 133, 171, 165 (Octal)의 TBCC가 수행된다고 하면,

길이가  $M$  미만인 정보 비트열에 대해서는  $a_0a_1a_2, b_0b_1b_2, c_0c_1c_2$  (Octal)의 TBCC가 수행될 수 있다.

[0211] 3) 길이가  $M$  미만인 정보 비트열에 대해서 반복 코딩이 수행될 수 있다. 예를 들어 정보 비트열이  $[a_0]$ 이고 코딩률이  $1/3$ 일 때, 반복 코딩에 의해  $[a_0 a_0 a_0]$ 이 인코딩 정보 비트열로 생성될 수 있다. 또한, 정보 비트열이  $[a_0 a_1]$ 이고 코딩률이  $1/3$ 일 때, 반복 코딩에 의해  $[a_0 a_0 a_0 a_1 a_1 a_1]$ 이 인코딩 정보 비트열로 생성되거나, 반복 코딩에 인터리빙이 적용되어  $[a_0 a_1 a_0 a_1 a_0 a_1]$ 이 인코딩 정보 비트열로 생성될 수 있다.

[0212] 이때 레이트 매칭은 다음과 같이 수행될 수 있다. 즉, 정보 비트열의 길이가  $N$ 이고 반복 코딩의 결과 생성되는 인코딩 정보 비트열의 길이가  $N_{\text{encoded}}$ 일 때,

$$\left\lceil \frac{N_{\text{encoded}}}{N} \right\rceil$$

번 반복 코딩을 수행한 후 레이트 매칭을 수행할 수 있다. 예를 들어  $N=5, N_{\text{encoded}}=48$ 인 경우,

$$\left\lceil \frac{48}{5} \right\rceil = 10$$

번의 반복 코딩을 수행하고, 50비트의 인코딩 정보 비트열을 48비트로 레이트 매칭을 수행한다. 이때 레이트 매칭은 인코딩 정보 비트열  $[b_0 b_1 \dots b_{49}]$ 에서 임의의 2개의 비트 요소를 생략하여 수행할 수 있다. 또는 인코딩 정보 비트열로  $[b_0 b_1 \dots b_{47}]$  또는  $[b_2 b_3 \dots b_{49}]$ 를 사용할 수 있다. 또는, 인코딩 정보 비트열로 역순으로  $[b_{47} b_{46} \dots b_0]$  또는  $[b_{49} b_{48} \dots b_2]$ 를 사용할 수 있다.

[0213] 또는, 레이트 매칭은 반복 코딩된 인코딩 정보 비트열에 대하여 순환 버퍼를 이용하여 수행될 수 있다. 이때 반복 코딩은  $1/3$ 의 코딩률로 수행되며, 반복 코딩에 인터리빙이 적용될 수 있다. 예를 들어 정보 비트열이  $[a_0 a_1]$ 인 경우, 이에 대하여  $1/3$ 의 코딩률로 인터리빙을 적용하여 반복 코딩을 수행하면  $[a_0 a_1 a_0 a_1 a_0 a_1]$ 이 생성되고, 이에 대하여 원하는 인코딩 정보 비트열의 길이만큼 레이트 매칭을 수행할 수 있다. 48비트의 인코딩 정보 비트열로 레이트 매칭을 수행한다고 가정하면, 상기  $[a_0 a_1 a_0 a_1 a_0 a_1]$ 는 48비트가 될 때까지 앞의 비트 요소부터 순차적으로 순환되어 레이트 매칭된다. 본 예에서는 6비트의 비트열이 8번 반복되어 48비트의 인코딩 정보 비트열이 생성된다.

[0214] 또는, 원하는 인코딩 정보 비트열의 길이를 만족할 때까지 순차적으로 순환하여 정보 비트열을 읽어 인코딩 정보 비트열을 생성할 수 있다. 예를 들어 정보 비트열이  $[a_0 a_1 a_2 a_3 a_4]$ 일 때, 인코딩 정보 비트열은 48비트를 만족할 때까지 정보 비트열을 읽어  $[a_0 a_1 a_2 a_3 a_4 a_0 a_1 a_2 a_3 a_4 \dots a_0 a_1 a_2]$ 일 수 있다.

[0215] 4) 길이가  $M$  미만인 정보 비트열에 대해서 반복 코딩을 수행하되, 정보 비트열에 패리티(parity) 비트를 추가하는 프리코딩을 먼저 수행하고, 패리티 비트가 추가된 정보 비트열에 대하여 반복 코딩을 수행할 수 있다.

[0216] 도 29는 제안된 상향링크 제어 정보 전송 방법에 따른 채널 코딩의 일 실시예이다. 정보 비트열의 길이  $N$ 이 원하는 인코딩 정보 비트열의 길이  $N_{\text{encoded}}$ 의 약수가 아닌 경우  $N+a$ 가  $N_{\text{encoded}}$ 의 약수가 되게 하는 최소의  $a$  비트만큼 패리티 비트를 생성하는 프리코딩을 수행하고, 길이  $N$ 의 정보 비트열과  $a$ 비트의 패리티 비트에 대하여  $N_{\text{encoded}}/(N+a)$ 번 반복 코딩을 수행할 수 있다. 예를 들어 정보 비트열의 길이가 5비트이고 원하는 인코딩 정보 비트열의 길이가 24비트일 때,  $5+a(N+a)$ 가  $24(N_{\text{encoded}})$ 의 약수가 되게 하는 최소의  $a$ 는 1이며, 이에 따라 1비트의 패리티 비트  $p$ 를 생성한다. 1비트의 패리티 비트는 다양한 방법으로 생성될 수 있다. 예를 들어 정보 비트열의 모든 요소에 XOR 연산을 수행하는 심플렉스 코딩을 수행하여 1비트의 패리티 비트  $p$ 를 생성할 수 있다. 패리티 비트의 생성 방법은 이에 제한되지 않는다. 5비트의 정보 비트열  $[a_0 a_1 a_2 a_3 a_4]$ 과 1비트의 패리티 비트  $p$ 를 합친 길이 6의 비트열을 4번 반복하여 24비트의 인코딩 정보 비트열이 생성될 수 있다.

[0217] 또는 패리티 비트의 길이는 미리 결정될 수 있다. 정보 비트열의 길이가  $N$ , 프리코딩에 의해 패리티 비트를 추가한 정보 비트열의 길이가  $N_{\text{pre}}$ , 원하는 인코딩 정보 비트열의 길이가  $N_{\text{encoded}}$ 일 때,

$$\left\lceil \frac{N_{\text{encoded}}}{N_{\text{pre}}} \right\rceil$$

번 반복 코딩을 수행한 후 레이트 매칭을 수행할 수 있다. 패리티 비트는 다양한 방법으로 생성될 수 있다. 예를 들어  $N=4$ ,  $N_{\text{pre}}=5$ ,  $N_{\text{encoded}}=48$ 인 경우,

$$\left\lceil \frac{48}{5} \right\rceil = 10$$

번의 반복 코딩을 수행하고, 50비트의 인코딩 정보 비트열을 48비트로 레이트 매칭을 수행한다. 이때 레이트 매칭은 인코딩 정보 비트열  $[b_0 b_1 \dots b_{49}]$ 에서 임의의 2개의 비트 요소를 생략하여 수행할 수 있다. 또는 인코딩 정보 비트열로  $[b_0 b_1 \dots b_{47}]$  또는  $[b_2 b_3 \dots b_{49}]$ 를 사용할 수 있다. 또는, 인코딩 정보 비트열로 역순으로  $[b_{47} b_{46} \dots b_0]$  또는  $[b_{49} b_{48} \dots b_2]$ 를 사용할 수 있다.

[0218] 5) 길이가  $M$  미만인 정보 비트열에 대해서 반복 코딩을 수행하되, 원하는 정보 비트열의 길이의 절반에 해당하는 비트열을 생성하는 프리코딩을 먼저 수행하고, 생성된 비트열을 2번 반복하는 반복 코딩을 수행할 수 있다.

[0219] 도 30은 제안된 상향링크 제어 정보 전송 방법에 따른 채널 코딩의 일 실시예이다. 정보 비트열의 길이가  $N$ , 원하는 인코딩 정보 비트열의 길이가  $N_{\text{encoded}}$ 일 때, 정보 비트열을  $N_{\text{encoded}}/2$  비트로 프리코딩하여 프리코딩 정보 비트열을 생성하고, 이를 2번 반복하여  $N_{\text{encoded}}$  비트의 인코딩 정보 비트열을 생성한다. 예를 들어  $N_{\text{encoded}}=48$ 일 때, 정보 비트열에 대하여 프리코딩을 수행하여  $48/2=24$ 인 프리코딩 정보 비트열을 생성하고, 이를 반복하여 길이 48의 인코딩 정보 비트열을 생성할 수 있다. 이때, 인터리빙을 적용하여 프리코딩 정보

비트열을 반복할 수 있다. 인터리빙이 적용된 프리코딩 정보 비트열은 프리코딩 정보 비트열 내의 비트 요소의 순서를 변경한 것일 수 있다. 도 29-(b)는 인터리빙을 적용하여 프리코딩 정보 비트열을 반복하여 인코딩 정보 비트열을 생성하는 경우의 일 예이다. 인터리빙이 적용된 프리코딩 정보 비트열은 첫 번째 블록 또는 두 번째 블록 어디에도 위치할 수 있다.

[0220] 다시 도 28에서, 단계 S410에서 단말은 생성된 인코딩 정보 비트열을 전송한다.

[0221] 한편, 종래의 반복 코딩은 인코딩 된 데이터의 부호어 간 최소 거리가 매우 작다. 예를 들어 정보 비트열의 길이가  $N$ , 원하는 인코딩 정보 비트열의 길이가  $N_{\text{encoded}}$  일 때, 반복 코딩을 수행하여 인코딩 정보 비트열을 생성하면 인코딩 된 데이터의 부호어 간 최소거리  $d_{\text{min}}$ 은 수학적 식 5에 의해서 주어질 수 있다.

[0222] <수학적 식 5>

$$[0223] \quad d_{\text{min}} = \left\lfloor \frac{N_{\text{encoded}}}{N} \right\rfloor$$

[0224] 이는 전체 인코딩 된 데이터의 길이에 비하여 매우 작은 값이고, 반복 코딩의 성능은 다른 채널 코딩 기법에 비해서 떨어진다.

[0225] 이에 따라 변조(modulation)와 결합하여 채널 코딩 성능을 향상시킨 새로운 반복 코딩 기법이 제안될 수 있다. 새롭게 제안되는 반복 코딩 기법은 기존의 반복 코딩 기법과 동일한 복잡도를 가지나, 부호어 간의 최소거리가 증가하여 채널 코딩 성능을 향상시킬 수 있다.

[0226] 도 31은 향상된 반복 코딩 기법의 일 예이다.

[0227] 향상된 반복 코딩 기법은 주어진 정보 비트열의 1의 개수에 따라 인코딩 정보 비트열 중 홀수 번째 반복 블록이 결정된다. 보다 구체적으로 정보 비트열에서 1의 개수를 확인하여, 1의 개수가 홀수이면 반복 코딩시 홀수 번째 반복 블록은 주어진 정보 비트열의 각 비트 요소의 역(inverse)을 취하여(bit inverse) 반복한다. 짝수 번째 반복 블록은 주어진 정보 비트열을 그대로 반복한다. 1의 개수가 짝수이면 홀수 번째 반복 블록은 짝수 번째 반복 블록과 마찬가지로 주어진 정보 비트열을 그대로 반복한다. 각 비트 요소의 역을 취하는 것은 XOR 연산 또는  $(b_0 + 1) \bmod 2$ 의 모듈러(modular) 연산 등으로 표현될 수 있다. 예를 들어 데이터가  $d_0 = 1100$ ,  $d_1 = 1110$ 으로 주어지고 인코딩 정보 비트열의 길이  $N_{\text{encoded}} = 8$ 인 경우, 향상된 반복 코딩 기법을 적용하면 반복 코딩의 수행 결과  $c_0 = 11001100$ ,  $c_1 = 00011110$ 으로 인코딩 된다.  $d_0 = 1100$ 은 1의 개수가 2개이므로 인코딩 정보 비트열의 1번째 반복 블록과 2번째 반복 블록이  $d_0$ 를 그대로 반복한 형태가 된다.  $d_1 = 1110$ 은 1의 개수가 3개이므로 인코딩 정보 비트열의 홀수 번째 반복 블록인 1번째 반복 블록은  $d_1 = 1110$ 을 비트 단위로 역을 취한 0001이 되며, 짝수 번째 반복 블록인 2번째 반복 블록은  $d_1 = 1110$ 을 그대로 반복한다. 이에 따라 부호어 간의 최소 거리는 4가 되어, 기존의 반복 코딩 기법에 비해서 부호어 간의 최소 거리가 2배가 된다.

- [0228] 수학식 6에 의해서 향상된 반복 코딩 기법에 따른 부호어 간의 최소 거리가 결정될 수 있다.
- [0229] <수학식 6>
- [0230] 
$$d_{\min} = \min \left( 2 \times \left\lfloor \frac{N_{\text{encoded}}}{N} \right\rfloor, N \times \left\lfloor \frac{N_{\text{encoded}}}{2N} \right\rfloor + \left\lfloor \frac{\text{mod}(N_{\text{encoded}}, 2N)}{N} \right\rfloor \right)$$
- [0231] 즉, 반복 코딩 기법의 수행 과정에서 간단한 변조를 수행함으로써 인코딩 및 디코딩 시의 복잡도를 그대로 유지하면서 반복 코딩의 성능을 향상시킬 수 있다.
- [0232] 한편, 향상된 반복 코딩 기법은 위의 실시예에 제한되지 않고 주어진 정보 비트열의 1의 개수가 홀수 개가 아닌 짝수 개일 때 적용될 수도 있다. 또한, 각 비트 요소의 역을 취하여 반복되는 반복 블록이 홀수 번째 반복 블록이 아닌 짝수 번째 반복 블록일 수도 있다. 또한, 향상된 반복 코딩 기법을 적용한 후 각 반복 블록 단위로 위치를 변경하는 인터리빙이 적용될 수도 있으며, 반복 블록 내에서 정보 비트의 위치를 변경하는 비트 단위의 인터리빙이 적용될 수도 있다.
- [0233] 지금까지 설명된 향상된 반복 코딩 기법을 적용한 상향링크 제어 정보 전송 방법에 제안될 수 있다. 본 발명은 컨벌루션 코딩, TBCC 또는 터보 코딩과 함께 사용됨으로써, 인코딩 되는 정보 비트의 길이를 유연하게 조절할 수 있다. 일반적으로 컨벌루션 코딩, TBCC 또는 터보 코딩 등의 코딩 방식은 제한 길이 이상의 정보 비트에 대해서 적용이 가능하므로, 본 발명은 제한 길이 이하의 정보 비트에 대하여 채널 코딩을 수행하는 방법을 제안한다. 제안된 발명에 따라 효율적으로 상향링크 제어 정보를 전송할 수 있다.
- [0234] 이하, TBCC를 기준으로 설명한다. TBCC 방식의 채널 코딩은 제한 길이가 K일 때, K-1 이상의 길이를 가지는 정보 비트열에 대해서 적용이 가능하다. LTE rel-8에서 정의된 TBCC는 제한 길이가 7이므로, 6비트 이상의 정보 비트열에 대해서 적용이 가능하다. 본 발명은 정보 비트의 길이가 K-1보다 작은 경우에 정보 비트열에 대하여 채널 코딩을 수행하여 이를 전송하는 방법을 제공한다.
- [0235] 도 32는 제안된 상향링크 제어 정보 전송 방법의 또 다른 실시예이다.
- [0236] 단계 S500에서 단말은 상향링크 제어 정보에 대하여 반복 코딩 기법을 적용한 채널 코딩을 수행하여 인코딩 정보 비트열을 생성한다.
- [0237] 먼저, 주어진 정보 비트열의 길이와 제한 길이 K로부터 기준값 M이 결정될 수 있다. M은 다양한 방법에 의해서 결정될 수 있다. 예를 들어, M은 K와 같을 수 있다. 또는, M은 K보다 큰 정수 중 가장 작은 정수일 수 있다(M=K+1). 또는, M은 K보다 작은 정수 중 가장 큰 정수일 수 있다(M=K-1). 또는, M은 K-1보다 작은 정수 중 가장 큰 정수일 수 있다(M=K-2). 또는, M은 지원할 수 있는 정보 비트의 크기의 최소값일 수 있다. 시스템에 따라서 M은 K보다 커지거나 작아질 수 있다. 이하에서 M=K-1로 가정한다.
- [0238] 길이가 M 이상인 정보 비트열에 대해서는 TBCC가 수행될 수 있다.
- [0239] 길이가 M 미만인 정보 비트열에 대해서는 향상된 반복 코딩 기법이 수행될 수

있다.

[0240] 정보 비트열에서 1의 개수가 홀수이면 반복 블록 중 홀수 번째 반복 블록은 정보 비트열의 역을 취하여 반복한다. 예를 들어,  $K=7$ 이면  $M=6$ 으로 설정되고,  $N=4$ ,  $N_{\text{encoded}}=24$ 이면,  $N=4 < M=6$ 이므로 향상된 반복 코딩 기법이 적용될 수 있다. 정보 비트열을  $[a_0 a_1 a_2 a_3]$ 이라 하고 정보 비트열에서 1의 개수가 홀수이면 인코딩 정보 비트열은 수학식 7로 결정될 수 있다.

[0241] <수학식 7>

[0242]  $a_0 a_1 a_2 a_3 a_0 a_1 a_2 a_3 a_0 a_1 a_2 a_3 a_0 a_1 a_2 a_3 a_0 a_1 a_2 a_3 a_0 a_1 a_2 a_3$

[0243] 수학식 7의 인코딩 정보 비트열은 반복 블록 단위 또는 비트 단위로 인터리빙 될 수 있다.

[0244] 정보 비트열에서 1의 개수가 짝수이면 인코딩 정보 비트열은 수학식 8로 결정될 수 있다.

[0245] <수학식 8>

[0246]  $a_0 a_1 a_2 a_3 a_0 a_1 a_2 a_3 a_0 a_1 a_2 a_3 a_0 a_1 a_2 a_3 a_0 a_1 a_2 a_3$

[0247] 즉, 정보 비트열이 그대로 6번 반복된 형태이다. 수학식 8의 인코딩 정보 비트열은 반복 블록 단위 또는 비트 단위로 인터리빙 될 수 있다.

[0248] 또한,  $N_{\text{encoded}}=48$ 인 경우 정보 비트열에서 1의 개수가 홀수이면 인코딩 정보 비트열은 수학식 9로 결정될 수 있다.

[0249] <수학식 9>

[0250]  $a_0 a_1 a_2 a_3 a_0 a_1 a_2 a_3 a_0 a_1 a_2 a_3 a_0 a_1 a_2 a_3 a_0 a_1 a_2 a_3 a_0 a_1 a_2 a_3 a_0 a_1 a_2 a_3 a_0 a_1 a_2 a_3$

[0251] 수학식 9의 인코딩 정보 비트열은 반복 블록 단위 또는 비트 단위로 인터리빙 될 수 있다.

[0252] 정보 비트열에서 1의 개수가 짝수이면 인코딩 정보 비트열은 수학식 10으로 결정될 수 있다.

[0253] <수학식 10>

[0254]  $a_0 a_1 a_2 a_3 a_0 a_1 a_2 a_3 a_0 a_1 a_2 a_3 a_0 a_1 a_2 a_3 a_0 a_1 a_2 a_3 a_0 a_1 a_2 a_3 a_0 a_1 a_2 a_3 a_0 a_1 a_2 a_3$

[0255] 즉, 정보 비트열이 그대로 12번 반복된 형태이다. 수학식 10의 인코딩 정보 비트열은 반복 블록 단위 또는 비트 단위로 인터리빙 될 수 있다.

[0256] 또한, 정보 비트열의 1의 개수가 홀수 개가 아닌 짝수 개일 때 반복 블록 중 홀수 번째 반복 블록을 bit inverse 연산하여 반복할 수 있다. 또는 각 비트 요소의 역을 취하여 반복되는 반복 블록이 홀수 번째 반복 블록이 아닌 짝수 번째 반복 블록일 수도 있으며, 홀수 번째 반복 블록 또는 짝수 번째 반복 블록이 아닌 전체 인코딩 정보 비트열 중에서 임의의 절반의 반복 블록에 대하여 bit inverse 연산을 취할 수 있다. 또한, 반복 블록 단위로 반복 블록의 위치를 변경하는 블록

인터리빙이 적용될 수도 있으며, 반복 블록 내에서 정보 비트의 위치를 변경하는 비트 인터리빙이 적용될 수도 있다.

[0257] 한편, 정보 비트열의 길이  $N$ 과 인코딩 정보 비트열의 길이  $N_{\text{encoded}}$ 에 따라 마지막 반복 블록은 다른 반복 블록과 다르게 설정될 수 있다.  $N$ 과  $N_{\text{encoded}}$ 는 수학적 식 11의 관계일 수 있다.

[0258] <수학적 식 11>

[0259]  $2kN < N < (2k+1)N$

[0260] 수학적 식 11에서  $k$ 는 정수이다.  $N$ 과  $N_{\text{encoded}}$ 가 수학적 식 11을 만족하는 경우, 예를 들어  $N=5$ ,  $N_{\text{encoded}}=24$ 인 경우, 마지막 반복 블록은 주어진 정보 비트열의 일부를 전체 인코딩 정보 비트열의 길이에 맞추어 평처리된 비트열일 수 있다. 또는 마지막 반복 블록은 주어진 정보 비트열에 bit inverse 연산을 취하고 그의 일부를 전체 인코딩 정보 비트열의 길이에 맞추어 평처리된 비트열일 수 있다. 이때 평처리되는 비트열의 일부는 비트열의 처음 또는 마지막 부분일 수 있으며, 또는 비트열의 임의의 위치에서 연속적 또는 불연속적으로 필요한 길이만큼 비트열의 일부를 평처리할 수 있다.

[0261] 또는,  $N$ 과  $N_{\text{encoded}}$ 는 수학적 식 12의 관계일 수 있다.

[0262] <수학적 식 12>

[0263]  $(2k+1)N < N < (2k+2)N$

[0264] 수학적 식 12에서  $k$ 는 정수이다.  $N$ 과  $N_{\text{encoded}}$ 가 수학적 식 12를 만족하는 경우, 예를 들어  $N=5$ ,  $N_{\text{encoded}}=48$ 인 경우,  $(2k+1)$ 번째 반복 블록은 정보 비트열의 단순 반복,  $(2k+2)$ 번째 반복 블록은 주어진 정보 비트열에 bit inverse 연산을 취하고 그의 일부를 전체 인코딩 정보 비트열의 길이에 맞추어 평처리된 비트열일 수 있다. 또는  $(2k+1)$ 번째 반복 블록은 정보 비트열에 bit inverse 연산을 취한 비트열,  $(2k+2)$ 번째 반복 블록은 주어진 정보 비트열의 일부를 전체 인코딩 정보 비트열의 길이에 맞추어 평처리된 비트열일 수 있다.  $(2k+2)$ 번째 반복 블록까지 bit inverse 연산을 취한 반복 블록의 개수와 bit inverse 연산을 취하지 않은 반복 블록의 개수의 차이가 2개 이상일 경우,  $(2k+1)$ 번째 반복 블록과  $(2k+2)$ 번째 반복 블록은 모두 bit inverse 연산을 취할 수 있다. 이때 마지막 반복 블록은 비트열의 일부를 전체 인코딩 정보 비트열의 길이에 맞추어 평처리된 비트열일 수 있다. 이때 평처리되는 비트열의 일부는 비트열의 처음 또는 마지막 부분일 수 있으며, 또는 비트열의 임의의 위치에서 연속적 또는 불연속적으로 필요한 길이만큼 비트열의 일부를 평처리할 수 있다.

[0265] 다시 도 32에서, 단계 S510에서 단말은 인코딩 정보 비트열을 전송한다.

[0266] 도 32의 상향링크 제어 정보 전송 방법에서 적용된 향상된 반복 코딩 기법에 따라 부호어 간의 최소 거리 성능이 향상된다. 표 13은 인코딩 정보 비트열의 길이가 24일 때 정보 비트열의 길이에 따른 최소 거리 성능을 나타낸다.

[0267]

Information size	1	2	3	4	5
Minimum distance	12	12	12	12	8

[0268] 표 14는 인코딩 정보 비트열의 길이가 48일 때 정보 비트열의 길이에 따른 최소 거리 성능을 나타낸다.

Information size	1	2	3	4	5
Minimum distance	24	24	24	24	18

[0270] 또한, 정보 비트열의 길이에 따라 2개 이상의 채널 코딩 기법을 조합할 수 있다. 예를 들어 정보 비트열의 길이가 1인 경우에는 기존의 단순 반복 코딩 기법을 적용하고, 정보 비트열의 길이가 2 이상인 경우에는 향상된 반복 코딩 기법을 적용할 수 있다. 표 15는 이와 같이 조합 채널 코딩 방식을 적용하는 경우, 인코딩 정보 비트열의 길이가 24일 때 정보 비트열의 길이에 따른 최소 거리 성능을 나타낸다.

Information size	1	2	3	4	5
Minimum distance	24	12	12	12	8

[0272] 표 16은 조합 채널 코딩 방식을 적용하는 경우, 인코딩 정보 비트열의 길이가 48일 때 정보 비트열의 길이에 따른 최소 거리 성능을 나타낸다.

Information size	1	2	3	4	5
Minimum distance	48	24	24	24	18

[0274] 또한, 2개가 아닌 3개 이상의 채널 코딩 방식을 조합하여 적용할 수도 있다.

[0275] 도 33은 본 발명의 실시예가 구현되는 기지국 및 단말의 블록도이다.

[0276] 기지국(800)은 프로세서(810; processor), 메모리(820; memory) 및 RF부(830; Radio Frequency unit)을 포함한다. 프로세서(810)는 제안된 기능, 과정 및/또는 방법을 구현한다. 무선 인터페이스 프로토콜의 계층들은 프로세서(810)에 의해 구현될 수 있다. 메모리(820)는 프로세서(810)와 연결되어, 프로세서(810)를 구동하기 위한 다양한 정보를 저장한다. RF부(830)는 프로세서(810)와 연결되어, 무선 신호를 전송 및/또는 수신한다.

[0277] 단말(900)은 프로세서(910), 메모리(920) 및 RF부(930)를 포함한다.

프로세서(910)는 제안된 기능, 과정 및/또는 방법을 구현한다. 무선 인터페이스 프로토콜의 계층들은 프로세서(910)에 의해 구현될 수 있다. 프로세서(910)는 UCI 비트열에 대하여 채널 코딩을 수행하여 인코딩 정보 비트열을 생성하고, 상기 생성된 인코딩 정보 비트열에 대해 변조를 수행하여 복소 변조 심벌들을 생성하고, 상기 복소 변조 심벌들을 직교 시퀀스를 기반으로 블록 단위로 스프레딩한다. 상기 인코딩 정보 비트열은 상기 UCI 비트열을 순환하여 반복하는 채널 코딩에 의하여 생성된다. 메모리(920)는 프로세서(910)와

연결되어, 프로세서(910)를 구동하기 위한 다양한 정보를 저장한다. RF부(930)는 프로세서(910)와 연결되어, 상기 스프레딩 된 복소 변조 심벌들을 기지국으로 전송한다.

[0278] 프로세서(810, 910)은 ASIC(application-specific integrated circuit), 다른 칩셋, 논리 회로 및/또는 데이터 처리 장치를 포함할 수 있다. 메모리(820, 920)는 ROM(read-only memory), RAM(random access memory), 플래쉬 메모리, 메모리 카드, 저장 매체 및/또는 다른 저장 장치를 포함할 수 있다. RF부(830, 930)은 무선 신호를 처리하기 위한 베이스밴드 회로를 포함할 수 있다. 실시예가 소프트웨어로 구현될 때, 상술한 기법은 상술한 기능을 수행하는 모듈(과정, 기능 등)로 구현될 수 있다. 모듈은 메모리(820, 920)에 저장되고, 프로세서(810, 910)에 의해 실행될 수 있다. 메모리(820, 920)는 프로세서(810, 910) 내부 또는 외부에 있을 수 있고, 잘 알려진 다양한 수단으로 프로세서(810, 910)와 연결될 수 있다. 상술한 예시적인 시스템에서, 방법들은 일련의 단계 또는 블록으로써 순서도를 기초로 설명되고 있지만, 본 발명은 단계들의 순서에 한정되는 것은 아니며, 어떤 단계는 상술한 바와 다른 단계와 다른 순서로 또는 동시에 발생할 수 있다. 또한, 당업자라면 순서도에 나타난 단계들이 배타적이지 않고, 다른 단계가 포함되거나 순서도의 하나 또는 그 이상의 단계가 본 발명의 범위에 영향을 미치지 않고 삭제될 수 있음을 이해할 수 있을 것이다.

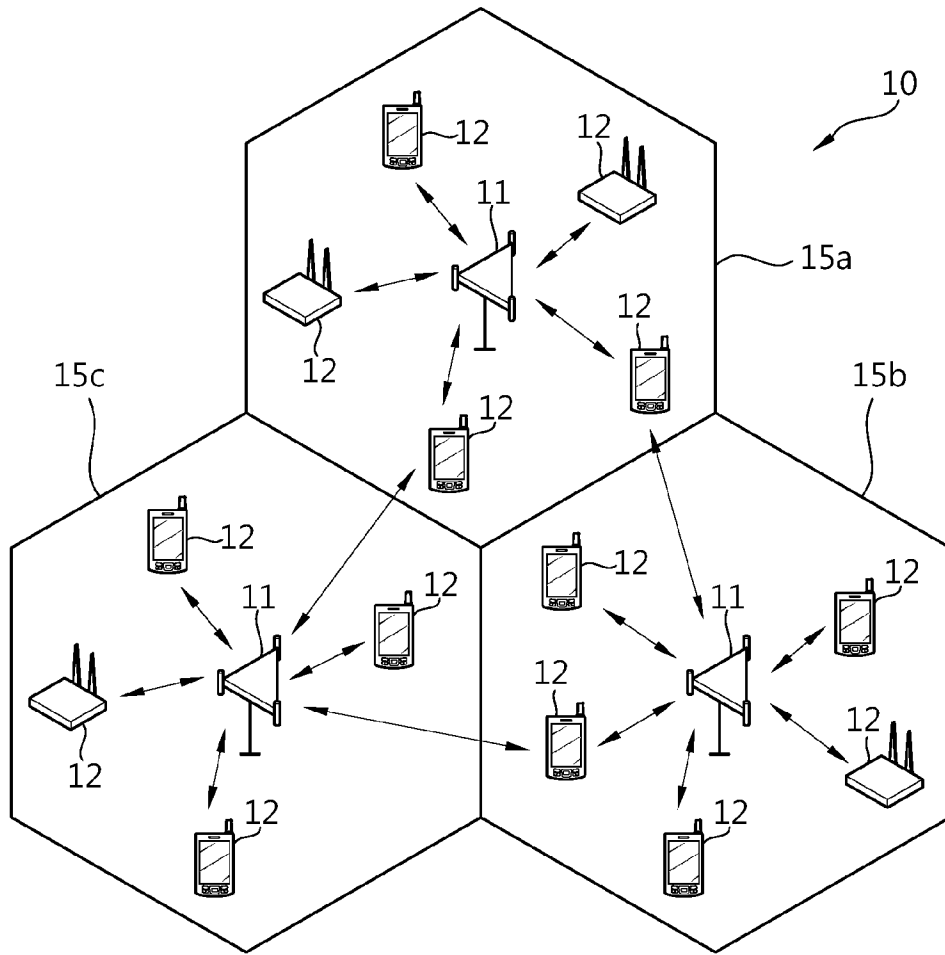
[0279] 상술한 실시예들은 다양한 양태의 예시들을 포함한다. 다양한 양태들을 나타내기 위한 모든 가능한 조합을 기술할 수는 없지만, 해당 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자는 다른 조합이 가능함을 인식할 수 있을 것이다. 따라서, 본 발명은 이하의 특허청구범위 내에 속하는 모든 다른 교체, 수정 및 변경을 포함한다고 할 것이다.

## 청구범위

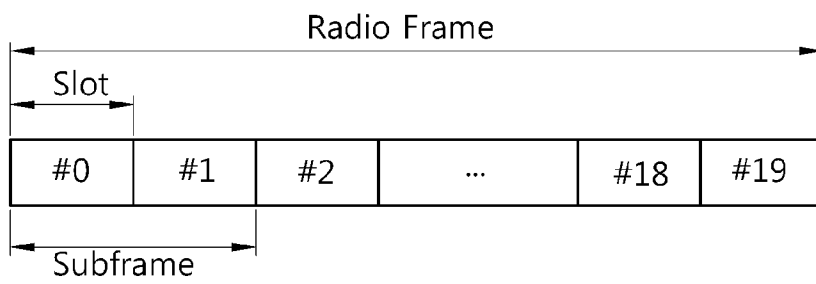
- [청구항 1] 무선 통신 시스템에서 단말에 의한 상향링크 제어 정보(UCI; Uplink Control Information) 전송 방법에 있어서, UCI 비트열에 대하여 채널 코딩(channel coding)을 수행하여 인코딩 정보 비트열을 생성하고, 상기 생성된 인코딩 정보 비트열에 대해 변조(modulation)를 수행하여 복소 변조 심벌(complex modulation symbol)들을 생성하고, 상기 복소 변조 심벌들을 직교 시퀀스(orthogonal sequence)를 기반으로 블록 단위로(block-wise) 스프레딩(spreading)하고, 상기 스프레딩 된 복소 변조 심벌들을 기지국으로 전송하는 것을 포함하되, 상기 인코딩 정보 비트열은 상기 UCI 비트열을 순환하여 반복하는(circular repetition) 채널 코딩에 의하여 생성되는 것을 특징으로 하는 상향링크 제어 정보 전송 방법.
- [청구항 2] 제 1 항에 있어서, 상기 UCI 비트열의 길이는 제한 길이(constraint length)  $K$ 로부터 결정되는 기준값  $M$ 보다 작은 것을 특징으로 하는 상향링크 제어 정보 전송 방법.
- [청구항 3] 제 2 항에 있어서,  $M=K-1$ 인 것을 특징으로 하는 상향링크 제어 정보 전송 방법.
- [청구항 4] 제 1 항에 있어서, 상기 인코딩 정보 비트열은 레이트 매칭(rate-matching) 되는 것을 특징으로 하는 상향링크 제어 정보 전송 방법.
- [청구항 5] 제 4 항에 있어서, 상기 레이트 매칭은 임의의 비트들을 생략하여 수행되는 것을 특징으로 하는 상향링크 제어 정보 전송 방법.
- [청구항 6] 제 4 항에 있어서, 상기 레이트 매칭은 순환 버퍼(circular buffer)를 이용하여 수행되는 것을 특징으로 하는 상향링크 제어 정보 전송 방법.
- [청구항 7] 제 4 항에 있어서, 상기 레이트 매칭은 상기 UCI 비트열을 순차적으로 읽어 수행되는 것을 특징으로 하는 상향링크 제어 정보 전송 방법.
- [청구항 8] 제 1 항에 있어서, 상기 인코딩 정보 비트열에 대하여 셀 특정 스크램블링(cell-specific scrambling) 또는 단말 특정 스크램블링(UE-specific scrambling)이 적용되는 것을 특징으로

- 하는 상향링크 제어 정보 전송 방법.
- [청구항 9] 제 1 항에 있어서,  
상기 복소 변조 심벌들은 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 변조에 의해 생성되는 QPSK 심벌들인 것을 특징으로 하는 상향링크 제어 정보 전송 방법.
- [청구항 10] 제 1 항에 있어서,  
상기 복소 변조 심벌들은 복수의 SC-FDMA(Single Carrier-Frequency Division Multiple Access) 심벌로 블록 단위로 스프레딩 되는 것을 특징으로 하는 상향링크 제어 정보 전송 방법.
- [청구항 11] 제 1 항에 있어서,  
상기 직교 시퀀스는 Walsh 코드인 것을 특징으로 하는 상향링크 제어 정보 전송 방법.
- [청구항 12] 제 1 항에 있어서,  
상기 직교 시퀀스는 슬롯 레벨(slot level)에서 홉핑(hopping)되는 것을 특징으로 하는 상향링크 제어 정보 전송 방법.
- [청구항 13] 무선 통신 시스템에서,  
무선 신호를 전송 또는 수신하는 RF(Radio Frequency)부; 및  
상기 RF부와 연결되는 프로세서를 포함하되,  
상기 프로세서는,  
UCI(Uplink Control Information) 비트열에 대하여 채널 코딩(channel coding)을 수행하여 인코딩 정보 비트열을 생성하고,  
상기 생성된 인코딩 정보 비트열에 대해 변조(modulation)를 수행하여 복소 변조 심벌(complex modulation symbol)들을 생성하고,  
상기 복소 변조 심벌들을 직교 시퀀스(orthogonal sequence)를 기반으로 블록 단위로(block-wise) 스프레딩(spreading)하도록 구성되며,  
상기 인코딩 정보 비트열은 상기 UCI 비트열을 순환하여 반복하는(circular repetition) 채널 코딩에 의하여 생성되는 것을 특징으로 하는 것을 특징으로 하는 단말.
- [청구항 14] 제 13 항에 있어서,  
상기 인코딩 정보 비트열은 레이트 매칭(rate-matching) 되는 것을 특징으로 하는 단말.

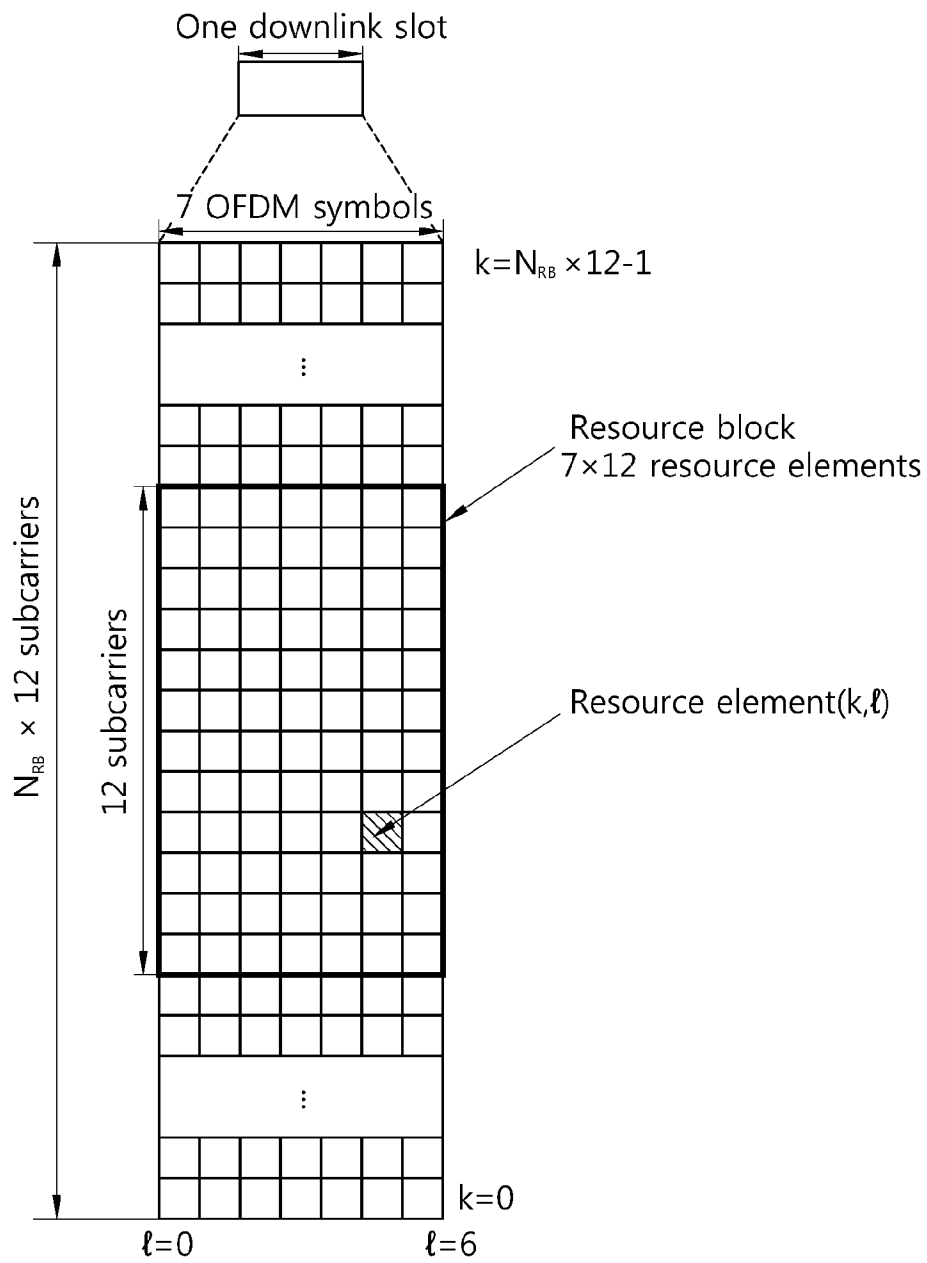
[Fig. 1]



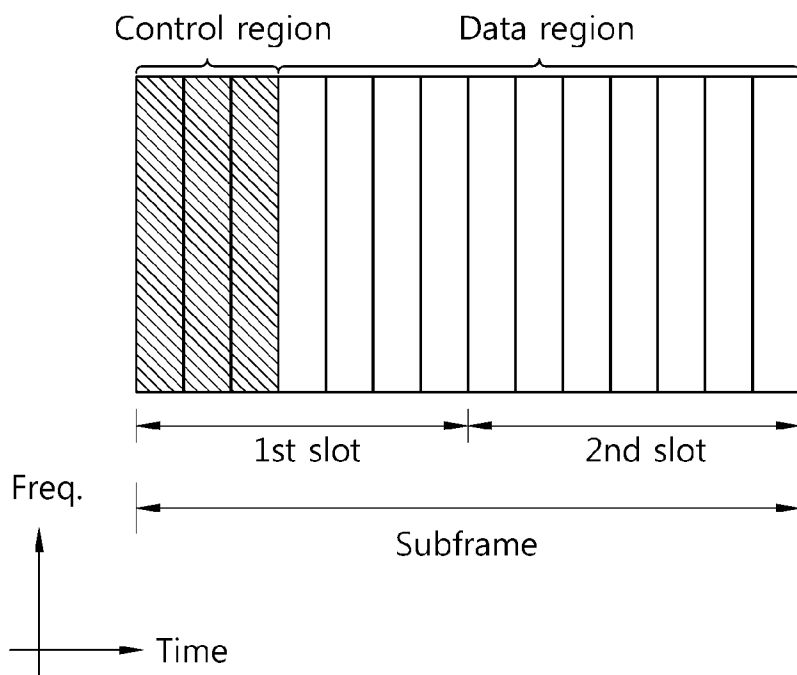
[Fig. 2]



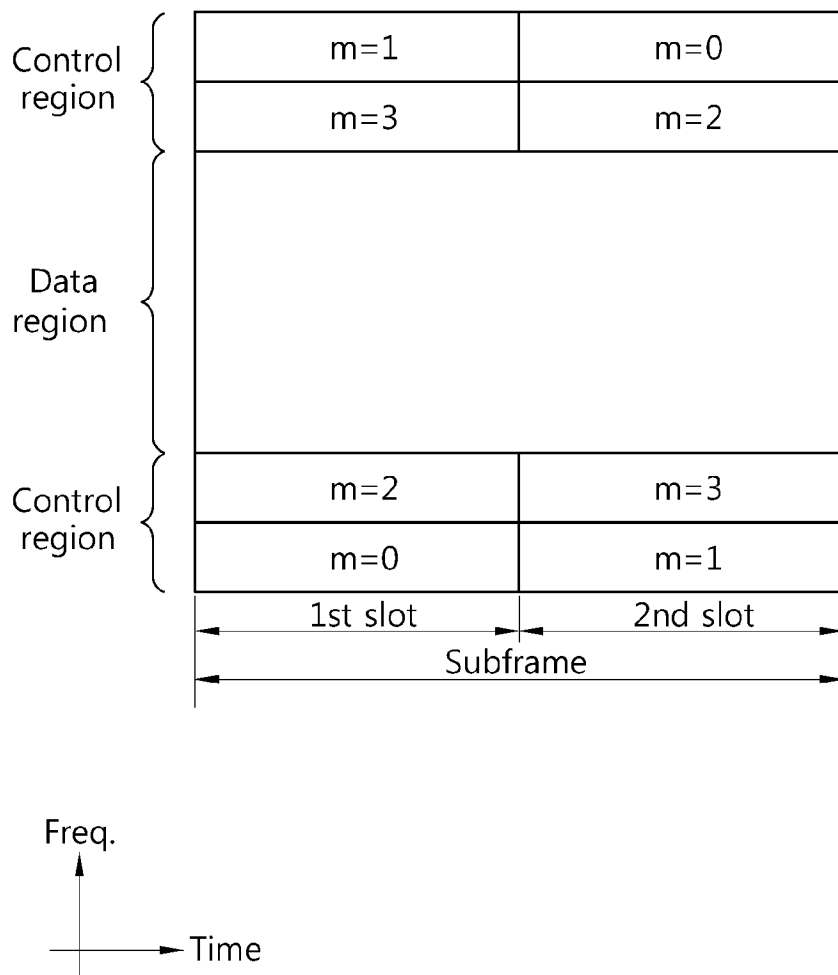
[Fig. 3]



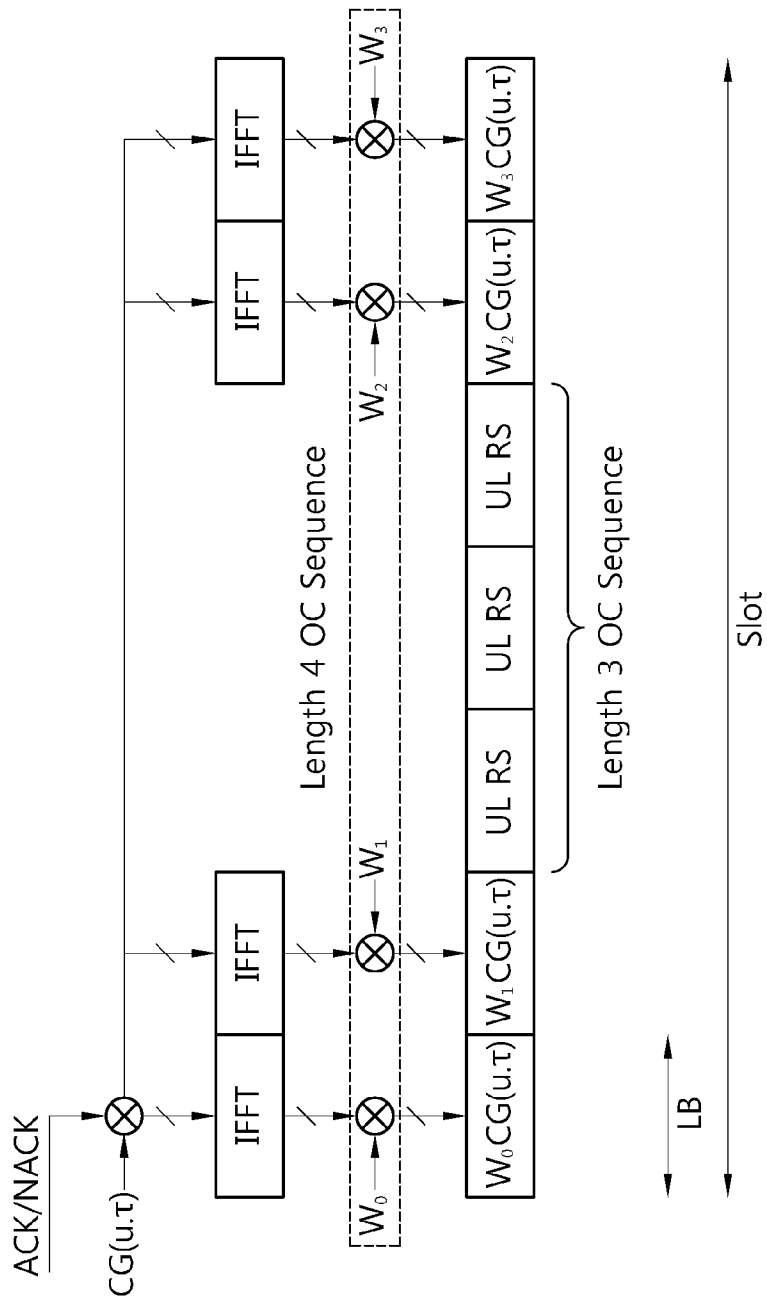
[Fig. 4]



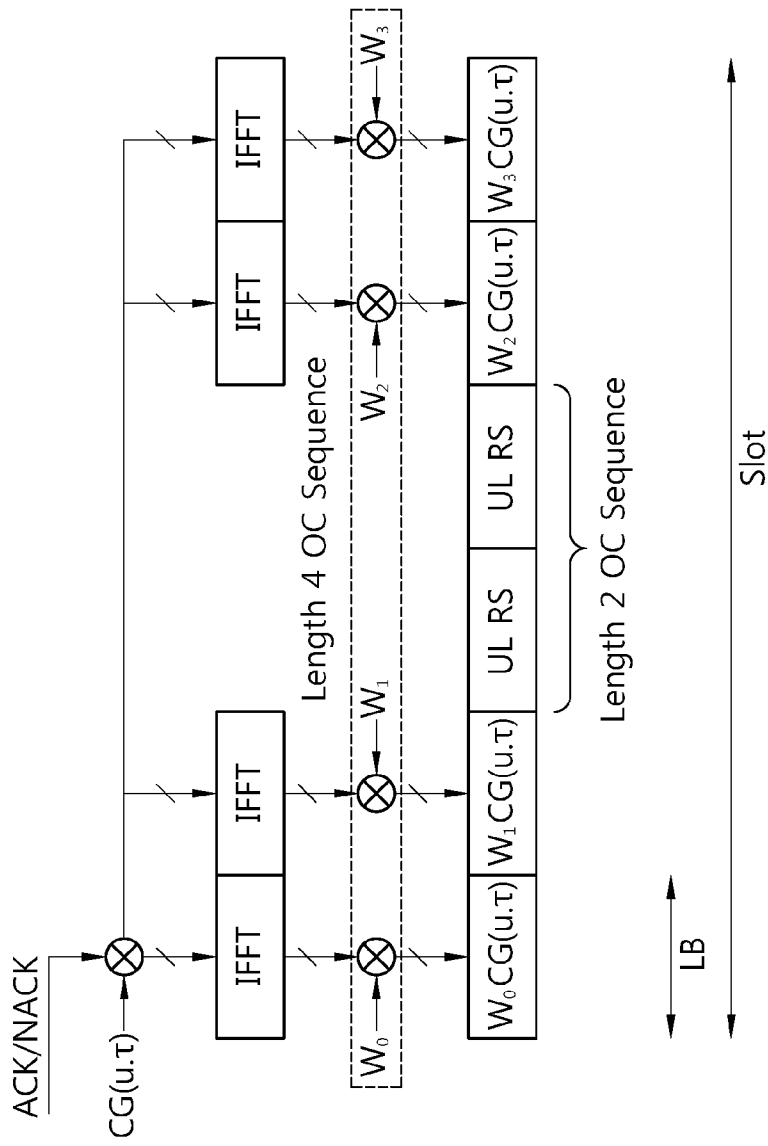
[Fig. 5]



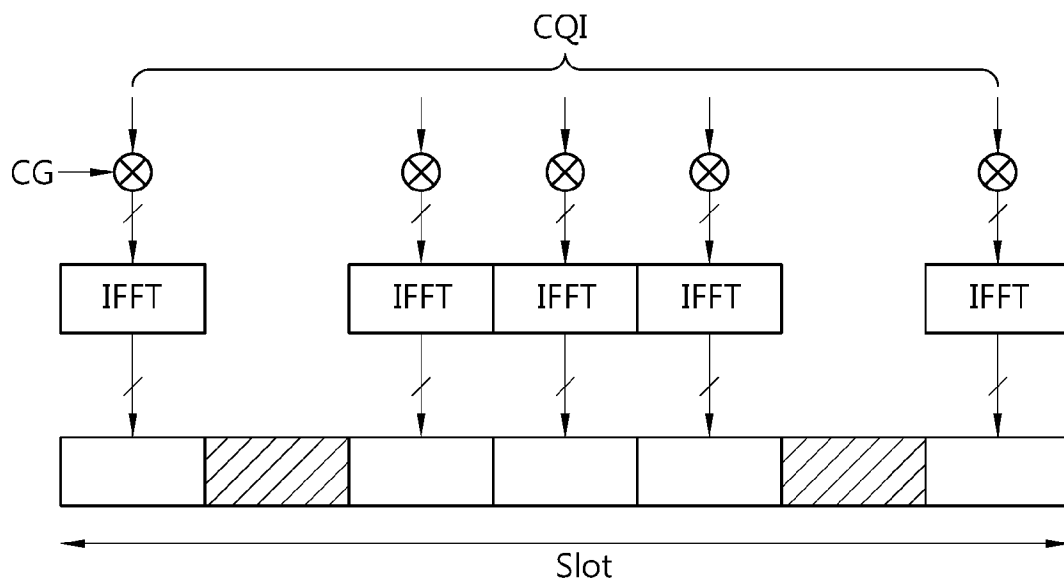
[Fig. 6]



[Fig. 7]

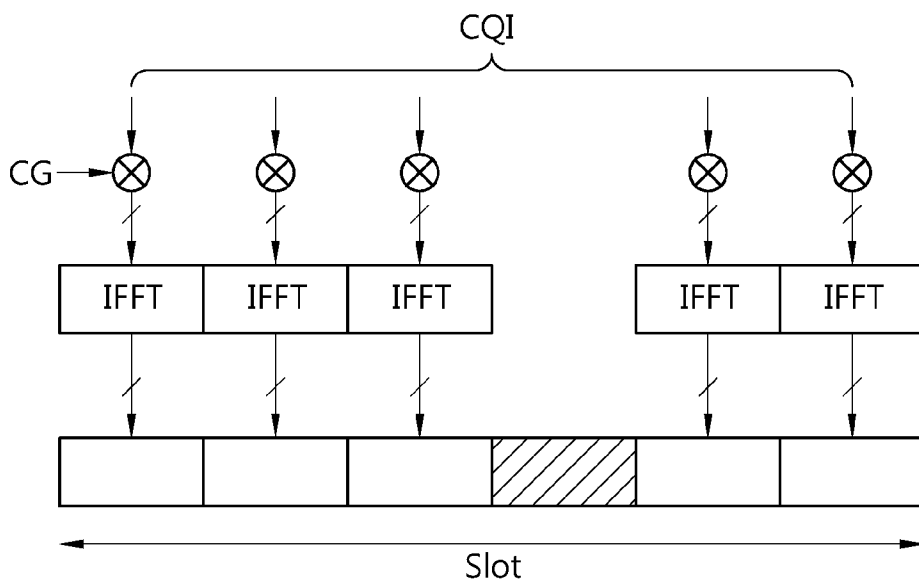


[Fig. 8]



Normal CP case

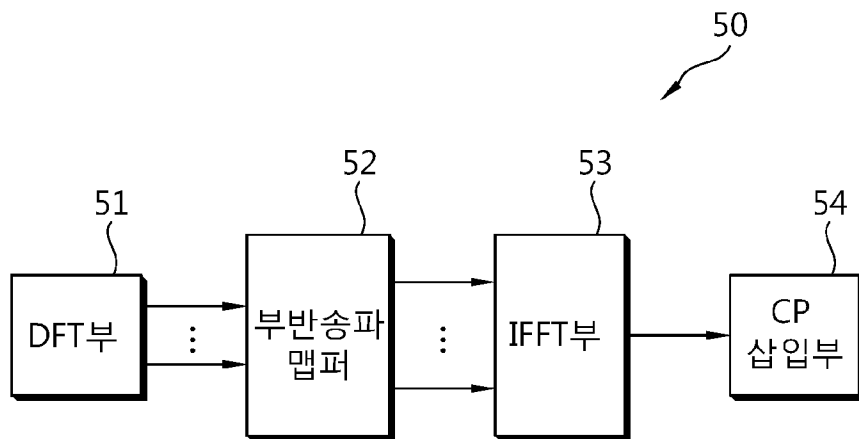
(a)



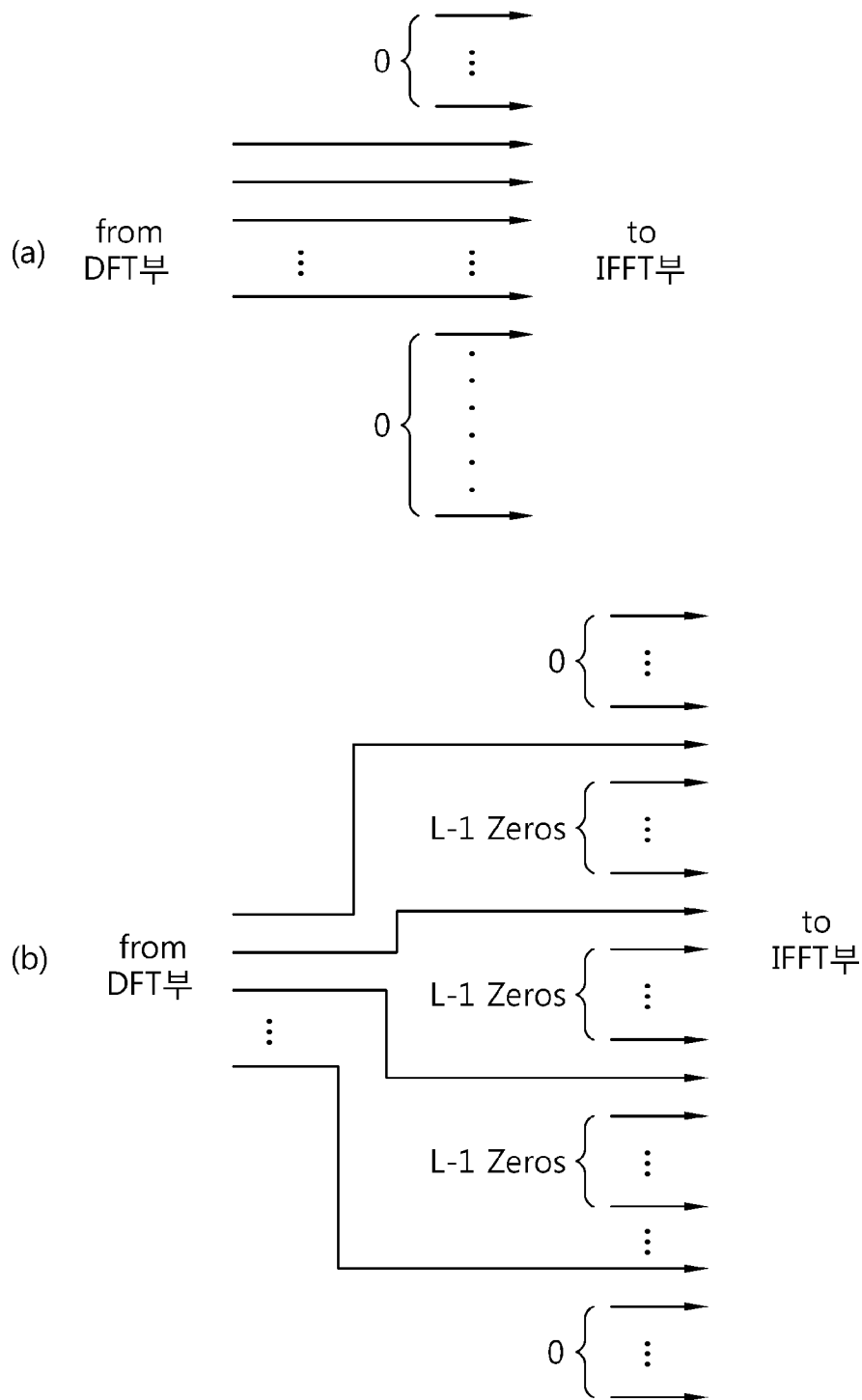
Extended CP case

(b)

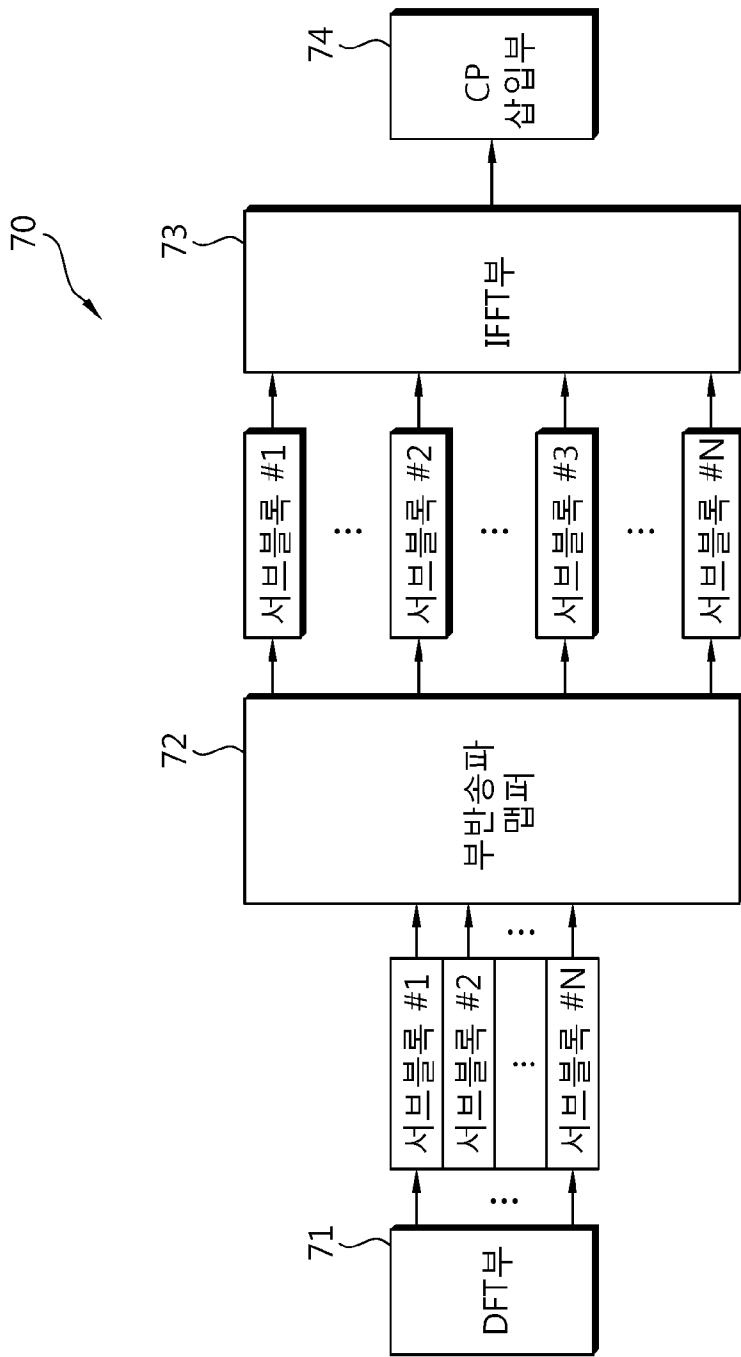
[Fig. 9]



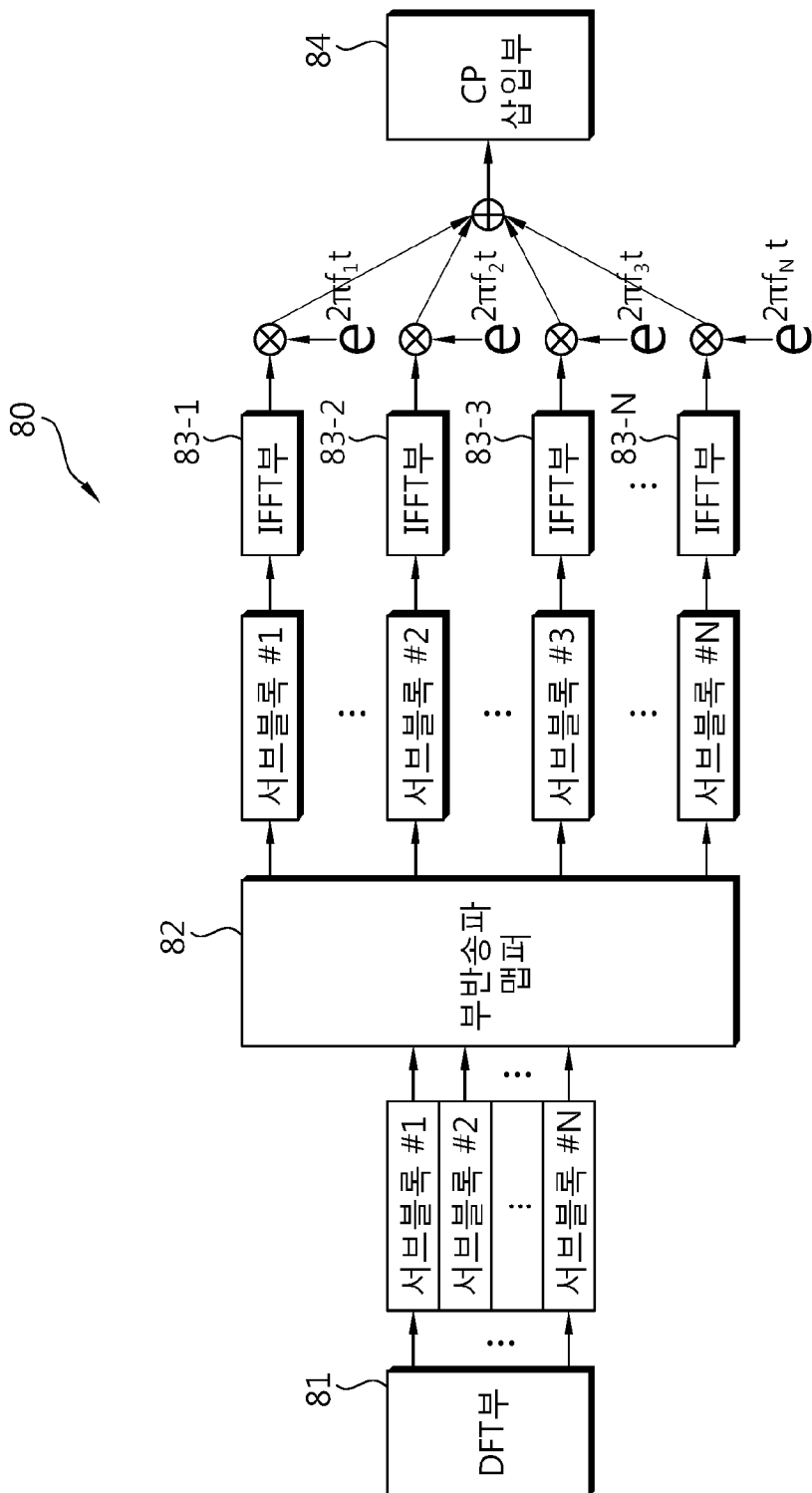
[Fig. 10]



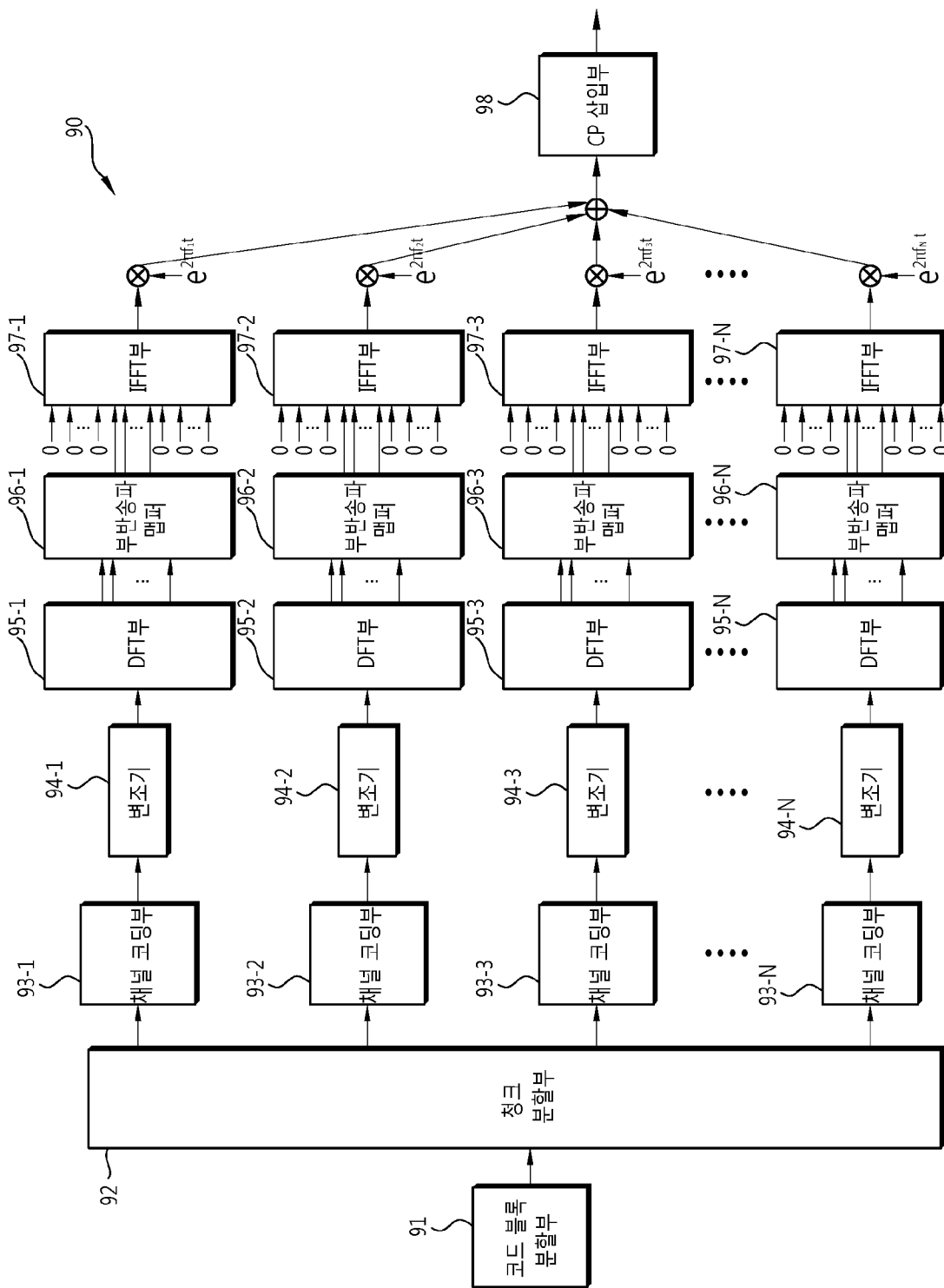
[Fig. 11]



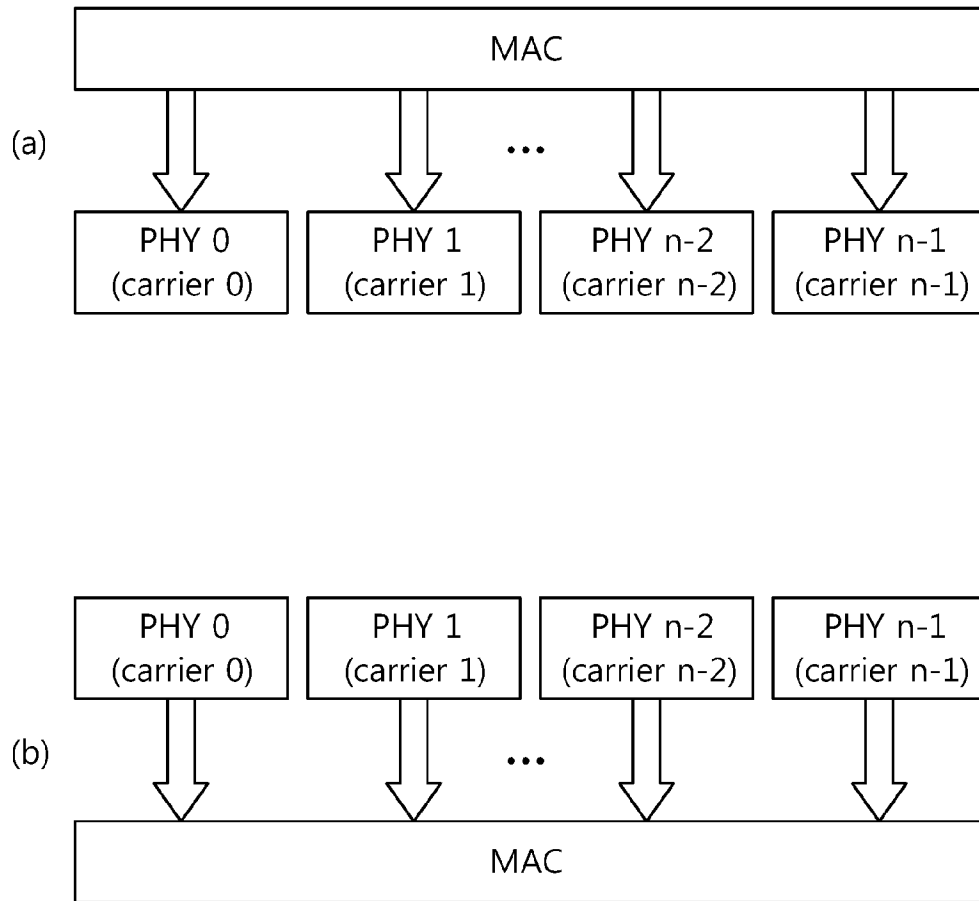
[Fig. 12]



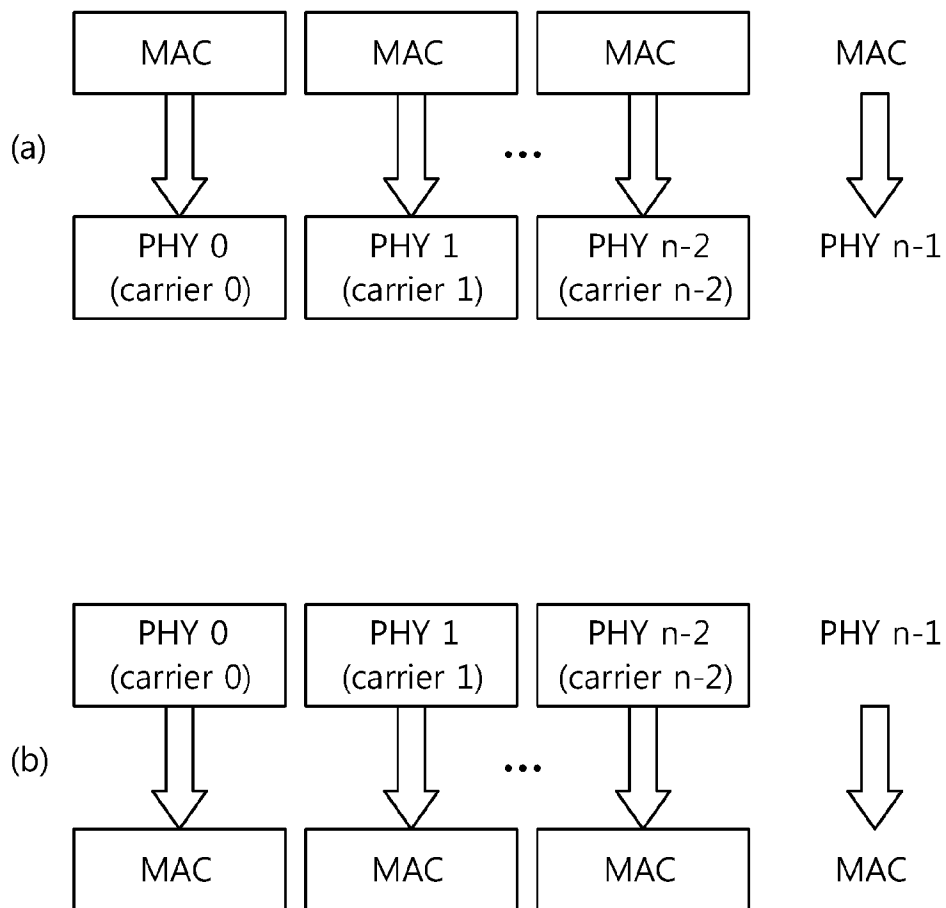
[Fig. 13]



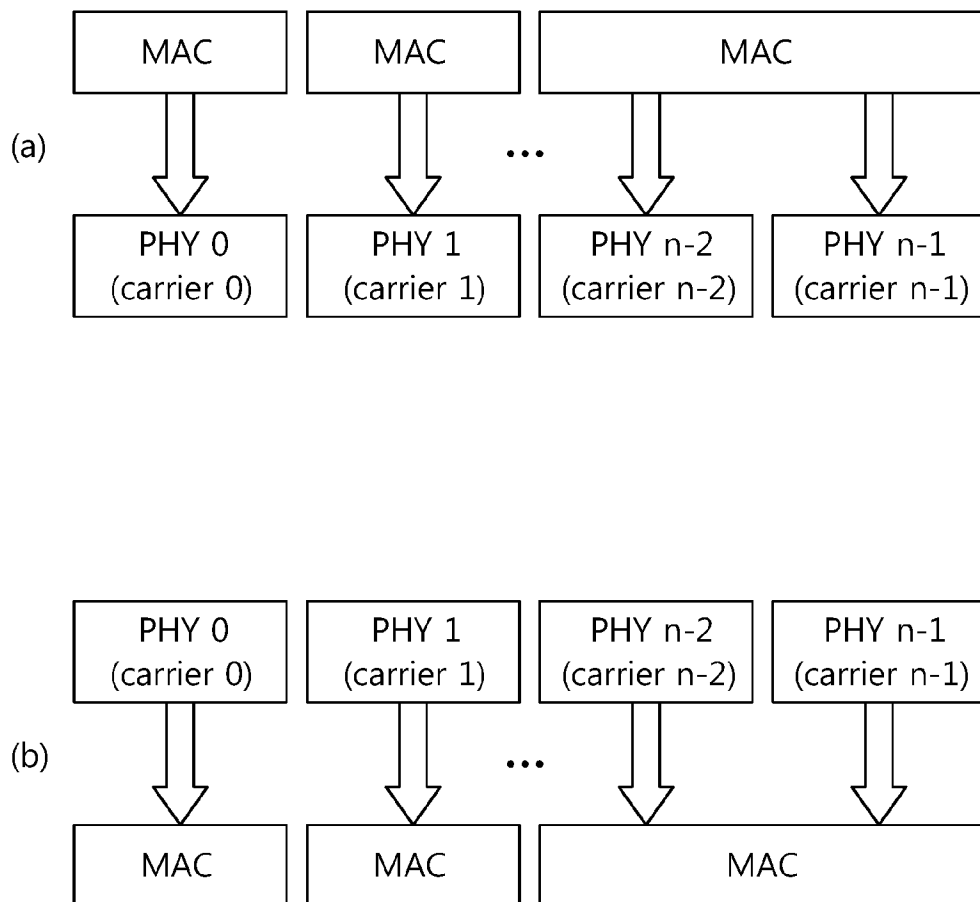
[Fig. 14]



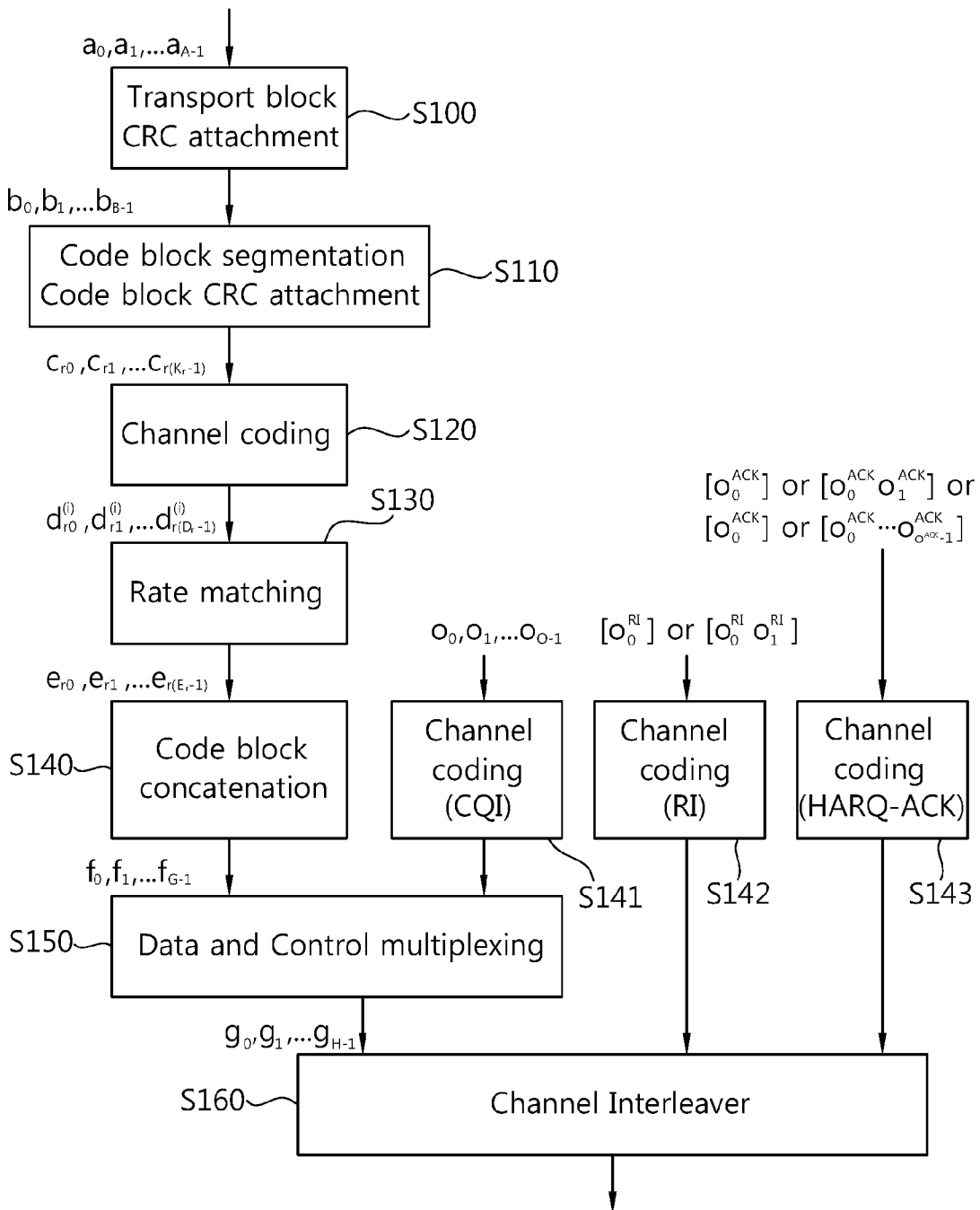
[Fig. 15]



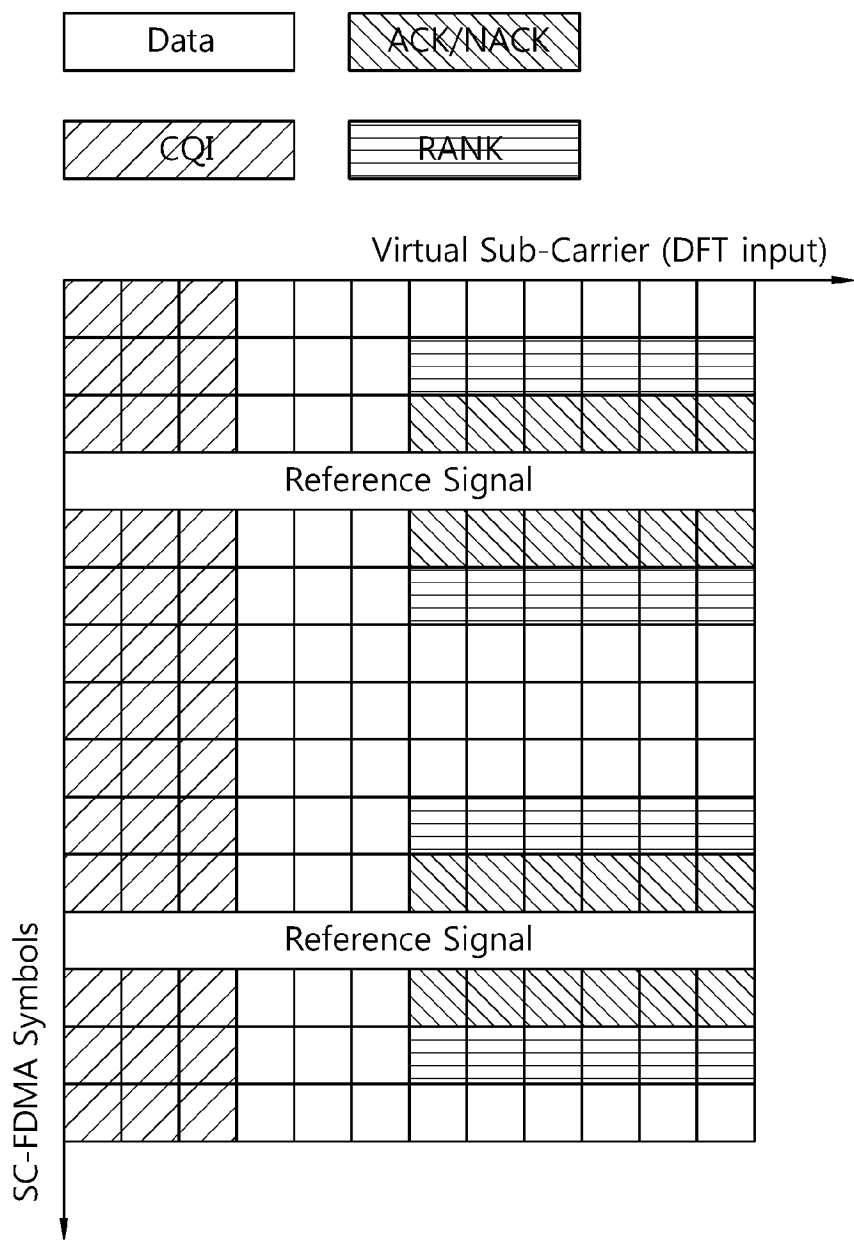
[Fig. 16]



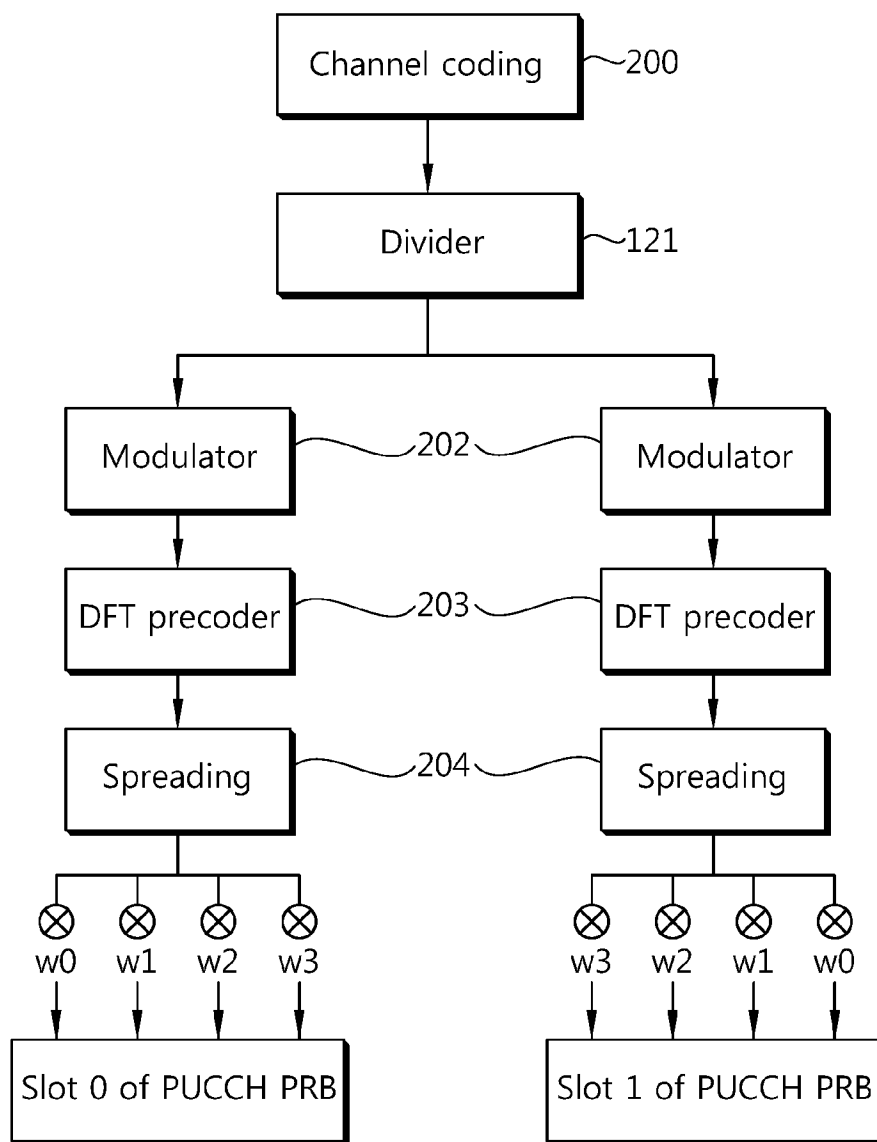
[Fig. 17]



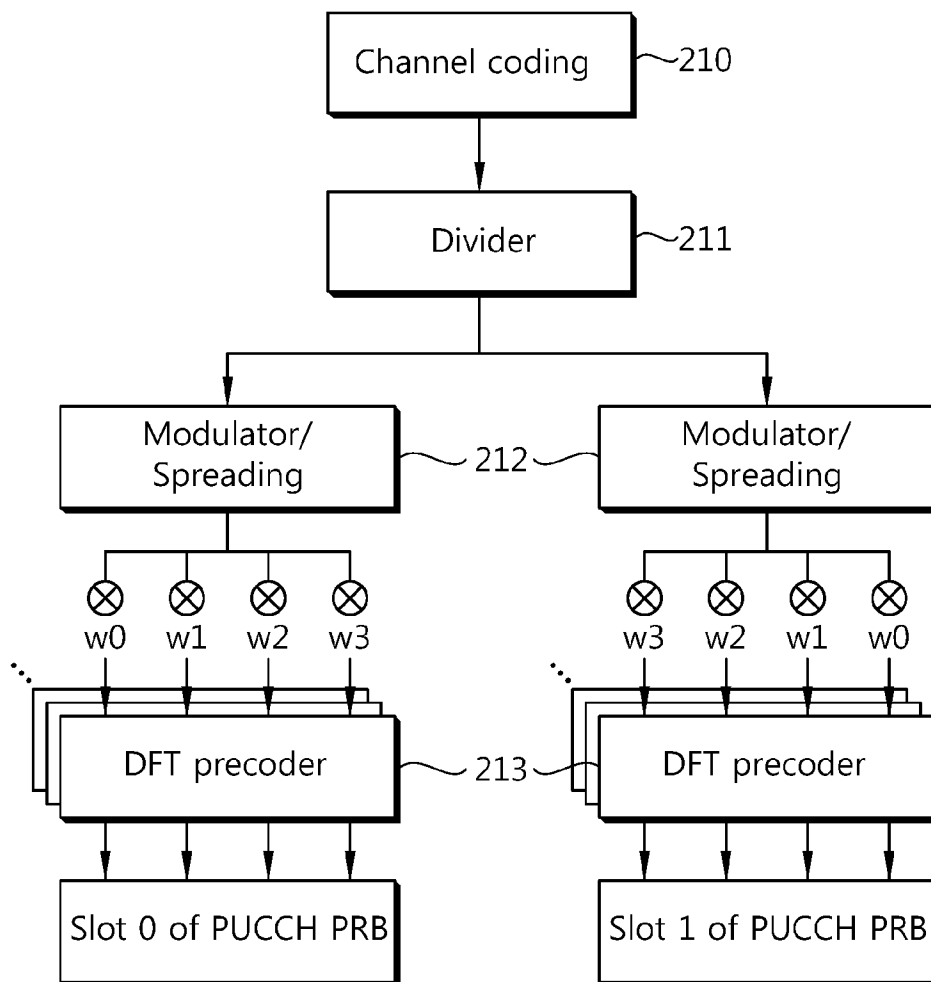
[Fig. 18]



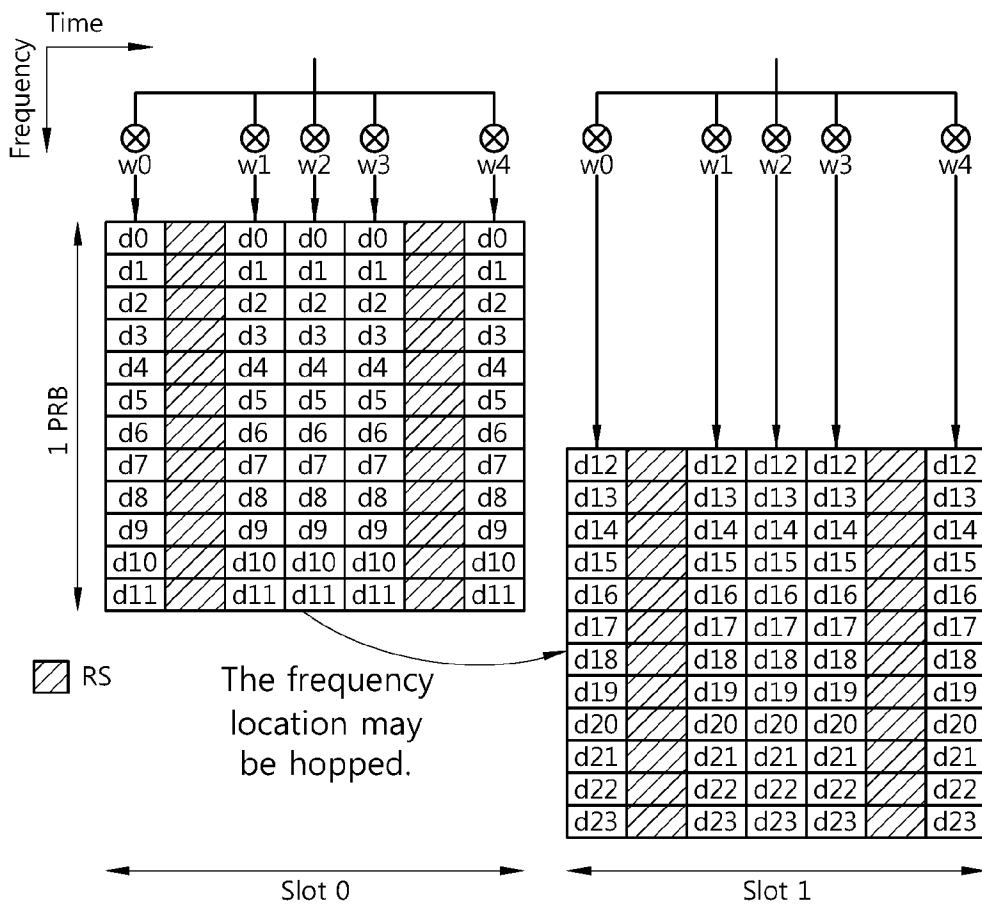
[Fig. 19]



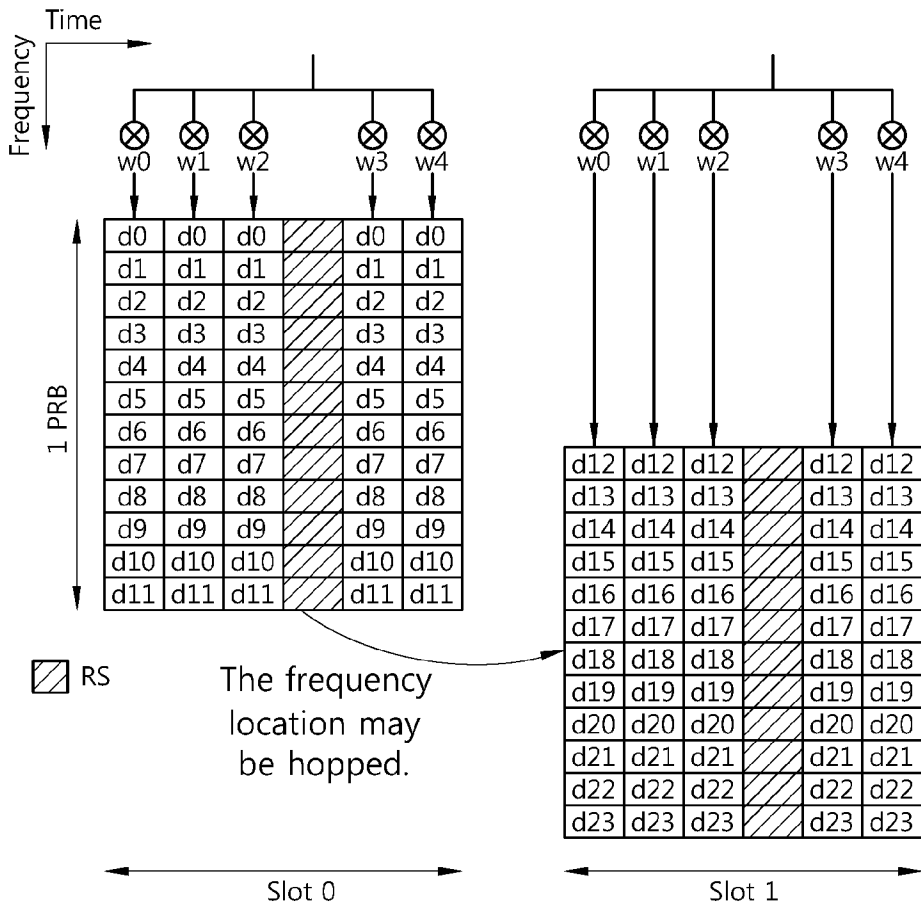
[Fig. 20]



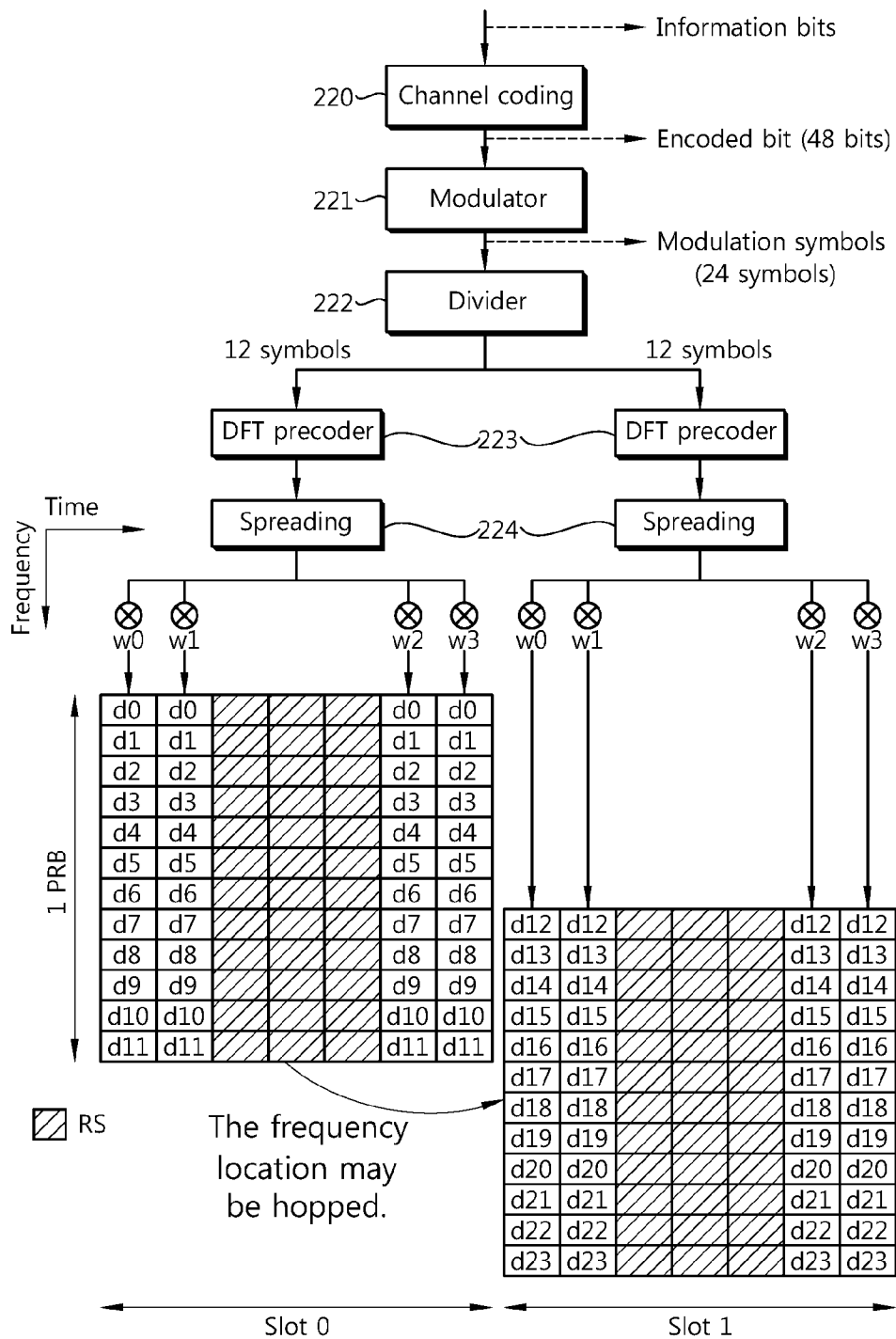
[Fig. 21]



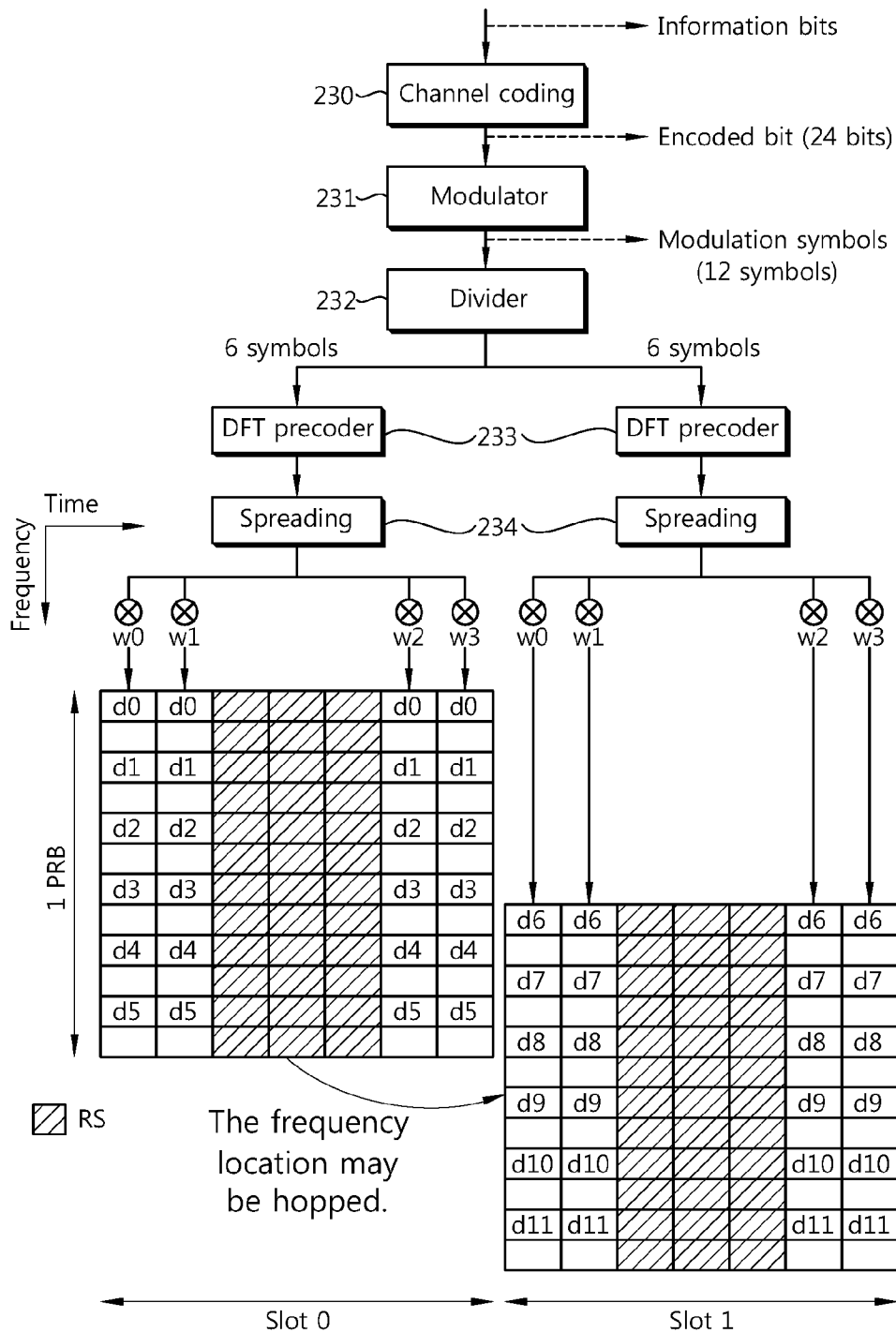
[Fig. 22]



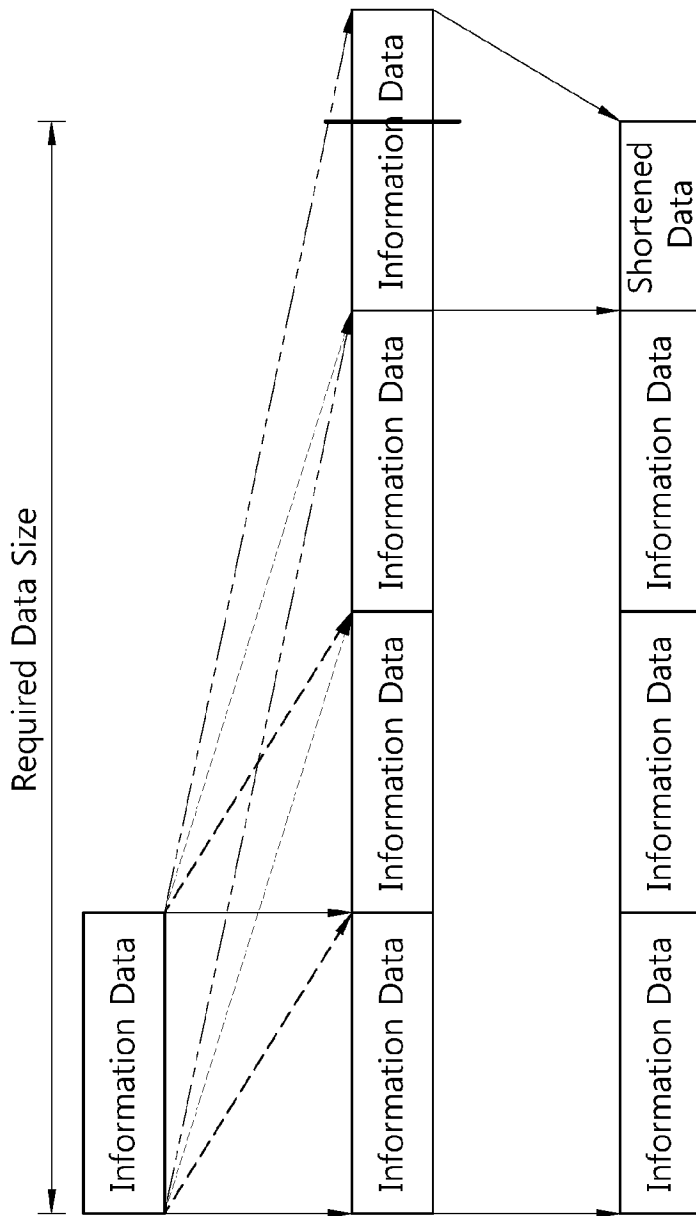
[Fig. 23]



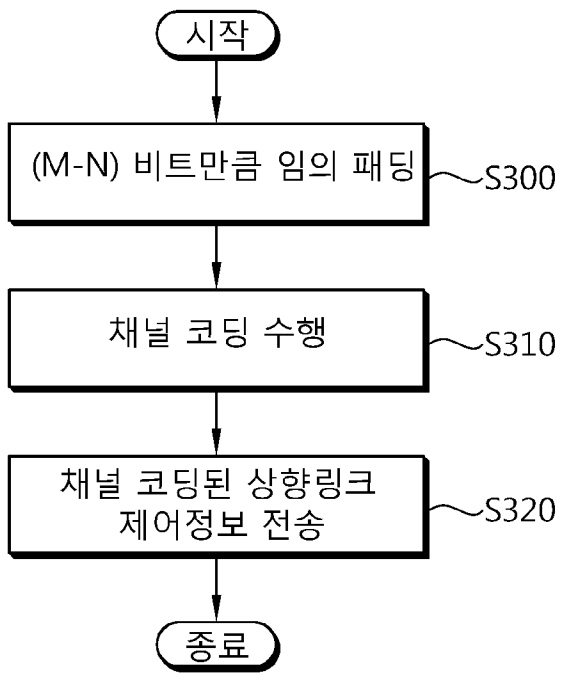
[Fig. 24]



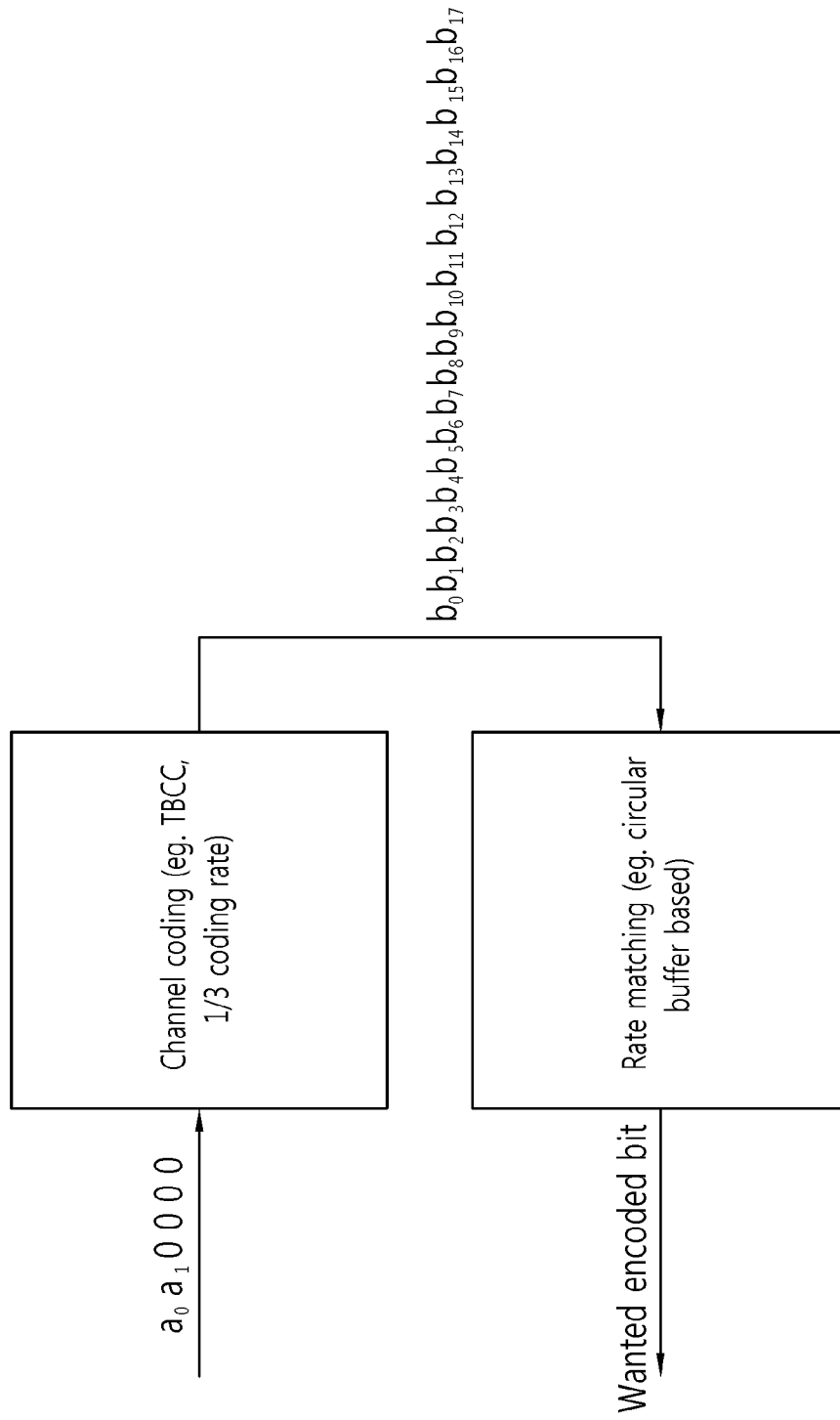
[Fig. 25]



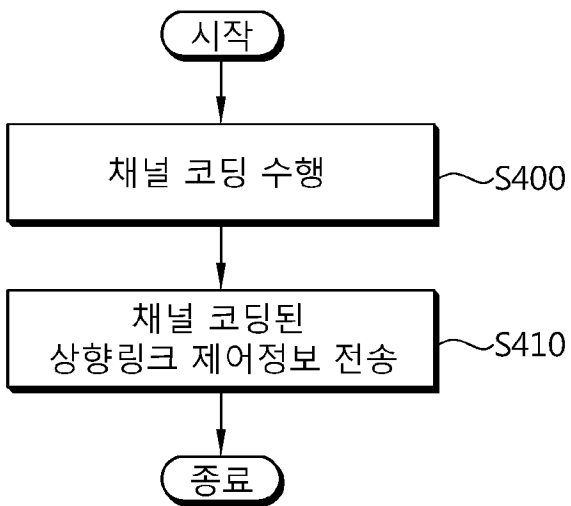
[Fig. 26]



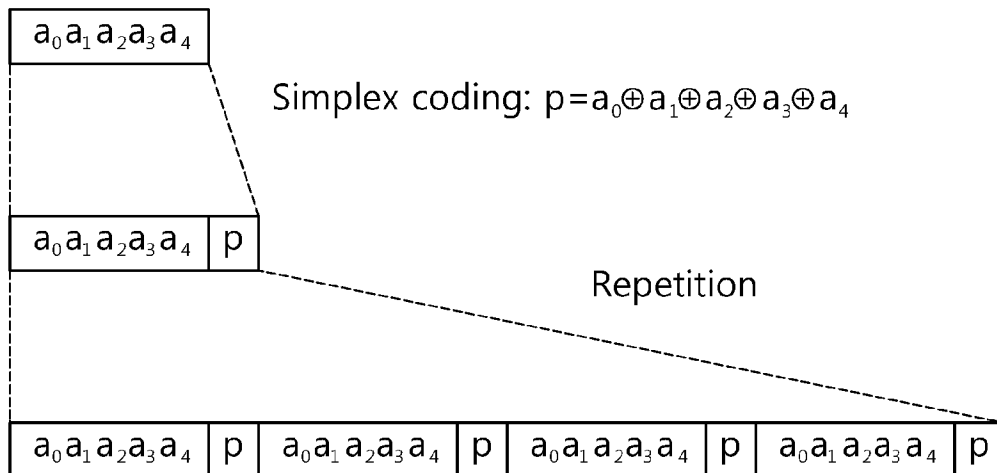
[Fig. 27]



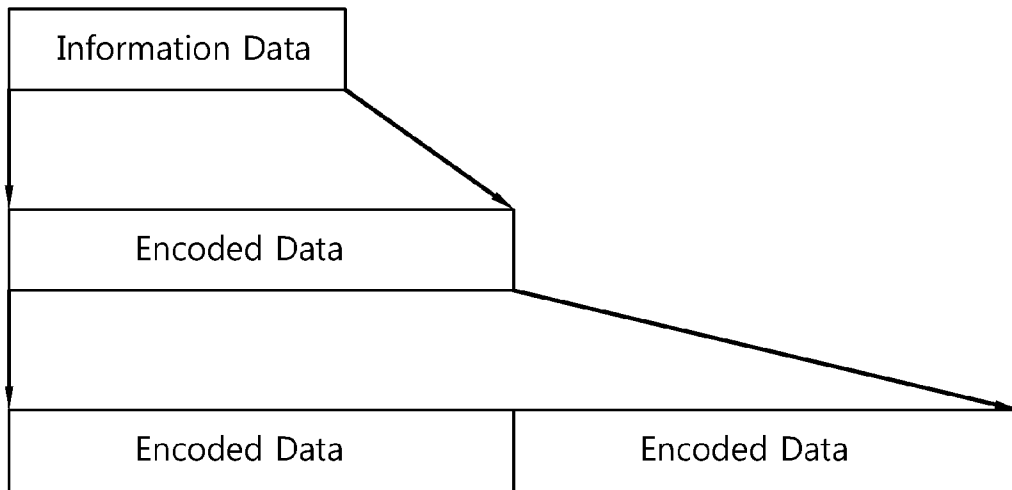
[Fig. 28]



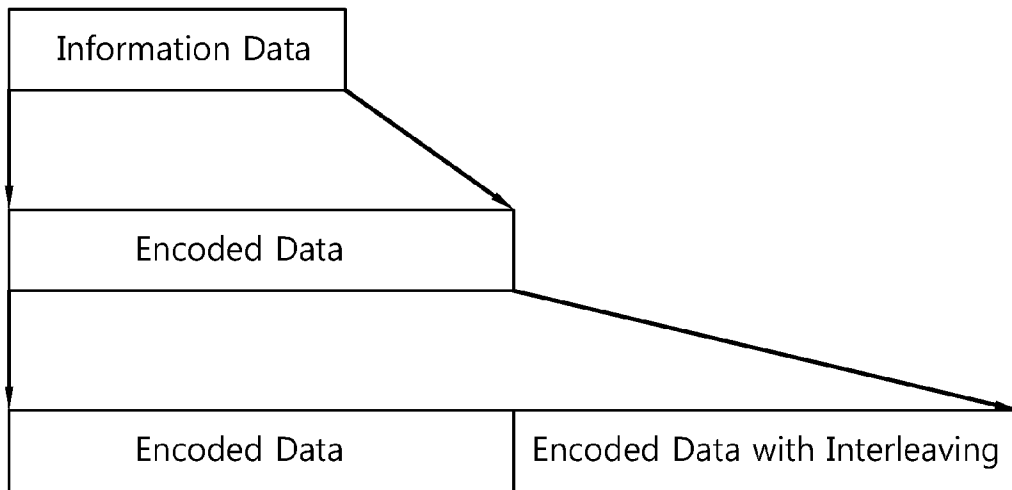
[Fig. 29]



[Fig. 30]

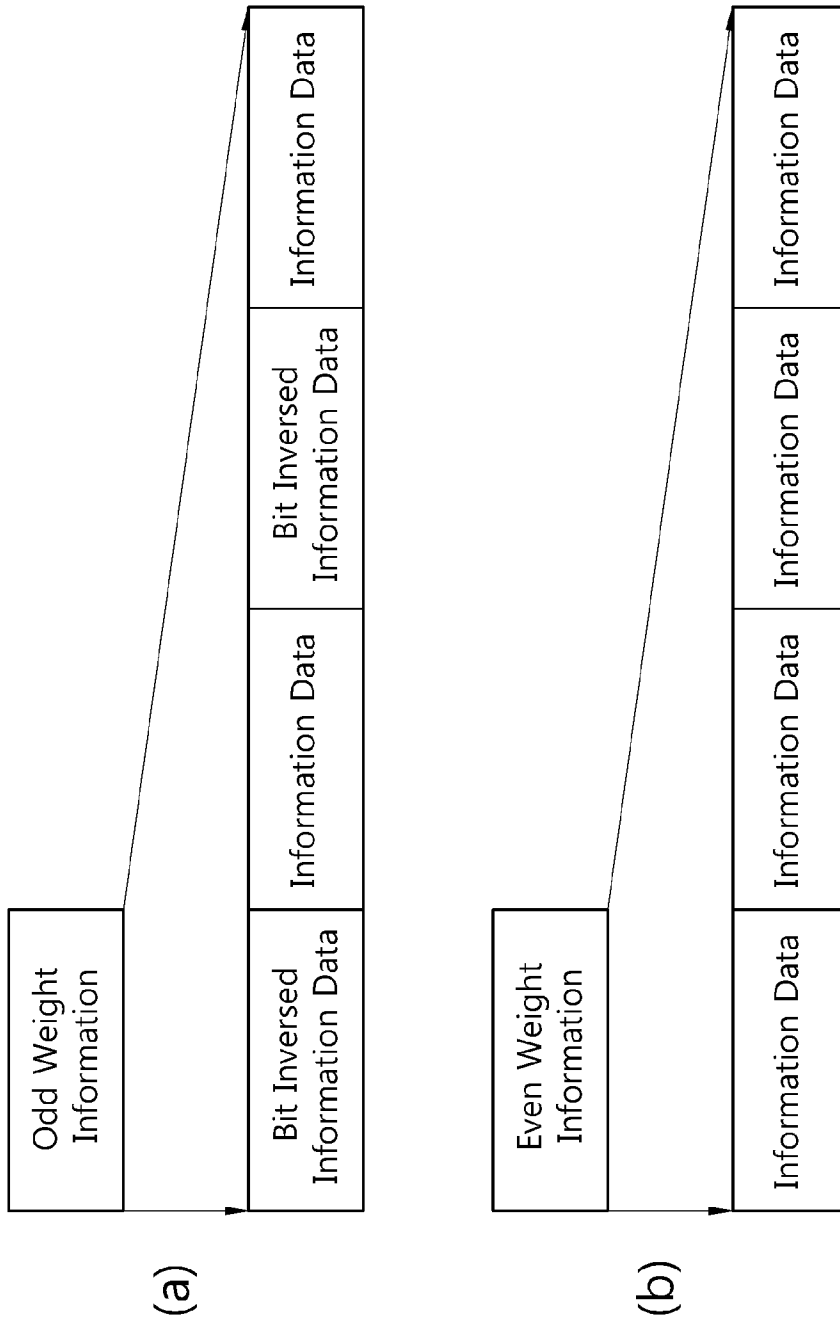


(a)

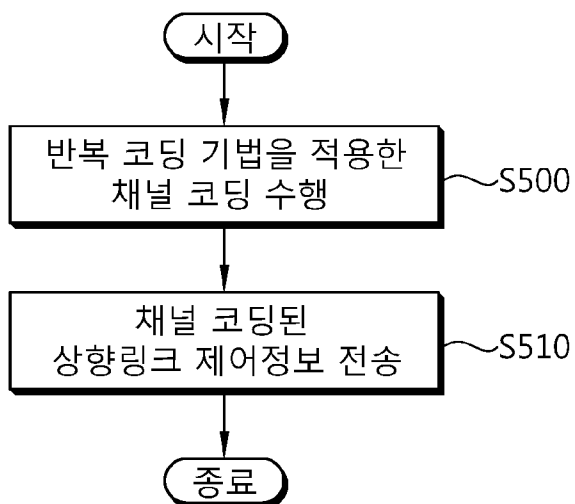


(b)

[Fig. 31]



[Fig. 32]



[Fig. 33]

