

(12) 특허협력조약에 의하여 공개된 국제출원

(19) 세계지식재산권기구
국제사무국

(43) 국제공개일
2016년 9월 15일 (15.09.2016)



(10) 국제공개번호
WO 2016/144061 A1

- (51) 국제특허분류:
H04L 1/00 (2006.01) *H04L 27/26* (2006.01)
- (21) 국제출원번호: PCT/KR2016/002214
- (22) 국제출원일: 2016년 3월 4일 (04.03.2016)
- (25) 출원언어: 한국어
- (26) 공개언어: 한국어
- (30) 우선권정보:
10-2015-0031746 2015년 3월 6일 (06.03.2015) KR
10-2015-0032353 2015년 3월 9일 (09.03.2015) KR
10-2015-0046942 2015년 4월 2일 (02.04.2015) KR
10-2016-0025829 2016년 3월 3일 (03.03.2016) KR
- (71) 출원인: 한국전자통신연구원 (ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS RESEARCH INSTITUTE) [KR/KR]; 34129 대전광역시 유성구 가정로 218 (가정동), Daejeon (KR).
- (72) 발명자: 박성익 (PARK, Sung-Ik); 34118 대전광역시 유성구 가정로 43, 110 동 1203 호, Daejeon (KR). 이재영 (LEE, Jae-Young); 34094 대전광역시 유성구 노은로 416, 501 동 1304 호, Daejeon (KR). 권선형 (KWON, Sun-Hyoung); 35214 대전광역시 서구 대덕대로 319, 510 호, Daejeon (KR). 김홍묵 (KIM, Heung-Mook); 34069 대전광역시 유성구 반석동로 33, 503 동 202 호, Daejeon (KR).
- (74) 대리인: 한양특허법인 (HANYANG PATENT FIRM); 06296 서울시 강남구 논현로 38 길 12, 한양빌딩, 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, 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).

규칙 4.17 에 의한 선언서:

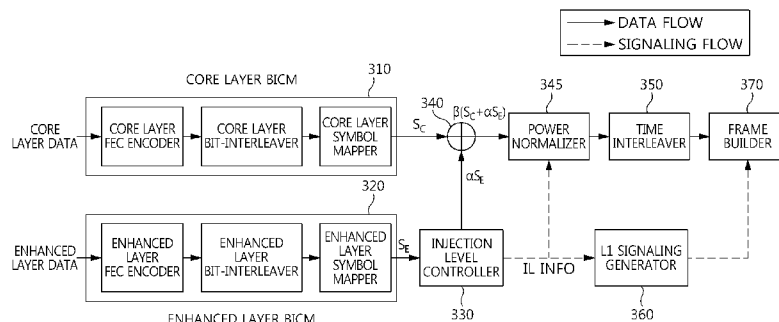
- 특허출원 및 특허를 받을 수 있는 출원인의 자격에 관한 선언 (규칙 4.17(ii))

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: BROADCAST SIGNAL FRAME GENERATING APPARATUS AND BROADCAST SIGNAL FRAME GENERATING METHOD USING BOOTSTRAP AND PREAMBLE

(54) 발명의 명칭 : 부트스트랩 및 프리앰블을 이용한 방송 신호 프레임 생성 장치 및 방송 신호 프레임 생성 방법



(57) Abstract: Disclosed are a broadcast signal frame generating apparatus and a broadcast signal frame generating method using a bootstrap and a preamble. A broadcast signal frame generating apparatus according to one embodiment of the present invention comprises: a time interleaver for conducting interleaving on a BICM output signal to thereby generate a time interleaved signal; and a frame builder for generating a broadcast signal frame containing a bootstrap and a preamble using the time interleaved signal.

(57) 요약서: 부트스트랩 및 프리앰블을 이용한 방송 신호 프레임 생성 장치 및 방법이 개시된다. 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 프레임 생성 장치는 BICM 출력 신호에 인터리빙을 수행하여 타임 인터리빙된 신호를 생성하는 타임 인터리버; 및 상기 타임 인터리빙된 신호를 이용하여, 부트스트랩 및 프리앰블을 포함하는 방송 신호 프레임을 생성하는 프레임 빌더를 포함한다.



WO 2016/144061 A1

명세서

발명의 명칭: 부트스트랩 및 프리앰블을 이용한 방송 신호 프레임 생성 장치 및 방송 신호 프레임 생성 방법

기술분야

- [1] 본 발명은 방송 시스템에서 사용되는 방송 신호 송/수신 기술에 관한 것으로, 특히 부트스트랩이나 프리앰블과 같은 시그널링 필드를 포함하는 프레임을 이용하여 방송 신호를 송/수신하는 방송 신호 송/수신 시스템에 관한 것이다.

배경기술

- [2] BICM(Bit-Interleaved Coded Modulation)은 대역-효율적인(bandwidth-efficient) 전송기술로 오류정정 부호화기(error-correction coder), 비트단위 인터리버(bit-by-bit interleaver) 및 높은 차수의 변조기(modulator)가 결합된 형태이다.
- [3] BICM은 오류정정 부호화기로 LDPC(Low-Density Parity Check) 부호기 또는 터보 부호기를 이용함으로써, 간단한 구조로 뛰어난 성능을 제공할 수 있다. 또한, BICM은 변조 차수(modulation order)와 오류정정 부호의 길이 및 부호율 등을 다양하게 선택할 수 있기 때문에, 높은 수준의 플렉서빌리티(flexibility)를 제공한다. 이와 같은 장점 때문에, BICM은 DVB-T2나 DVB-NGH 와 같은 방송표준에서 사용되고 있을 뿐만 아니라 다른 차세대 방송시스템에서도 사용될 가능성이 높다.
- [4] 이와 같은 BICM은 데이터 전송뿐만 아니라 시그널링 정보 전송을 위해서도 사용될 수 있다. 특히, 시그널링 정보 전송을 위한 채널부호화 및 변조기법은 데이터 전송을 위한 채널부호화 및 변조기법에 비해 더욱 강인할 필요가 있다.
- [5] 또한, 방송 통신 시스템에서 시그널링 정보 전송을 위한 프리앰블의 구조나 OFDM 파라미터를, 효과적으로 시그널링하는 것은 방송 통신 시스템의 효율성을 결정하는 매우 중요한 요소이다.

발명의 상세한 설명

기술적 과제

- [6] 본 발명의 목적은 방송 시스템 채널에서 시그널링 정보 전송에 사용되는 시그널링 필드의 BICM 모드나 OFDM 파라미터를 효율적으로 시그널링할 수 있는 새로운 방송 신호 프레임 구조를 제공하는 것이다.
- [7] 또한, 본 발명의 목적은 다양한 SNR을 제공하는 시그널링 BICM 모드들을 이용하여 효율적으로 원하는 서비스에 적합한 시그널링 BICM 모드를 사용할 수 있도록 하는 것이다.
- [8] 또한, 본 발명의 목적은 컨스텔레이션이나 부호율 같은 BICM 모드와 FFT 사이즈, 가드 인터벌이나 파일럿 패턴과 같은 OFDM 파라미터를 동시에 효율적으로 시그널링하는 것이다.

과제 해결 수단

- [9] 상기한 목적을 달성하기 위한 본 발명에 따른 방송 신호 프레임 생성 장치는 BICM 출력 신호에 인터리빙을 수행하여 타임 인터리빙된 신호를 생성하는 타임 인터리버; 및 상기 타임 인터리빙된 신호를 이용하여, 부트스트랩 및 프리앰블을 포함하는 방송 신호 프레임을 생성하는 프레임 빌더를 포함한다.
- [10] 이 때, 부트스트랩은 상기 프리앰블보다 짧고, 고정된 길이를 가질 수 있다.
- [11] 이 때, 프리앰블은 L1-Basic 및 L1-Detail을 포함하고, 상기 부트스트랩은 상기 L1-Basic의 구조(structure)를 나타내는 심볼을 포함할 수 있다.
- [12] 이 때, 심볼은 상기 L1-Basic의 BICM 모드 및 OFDM 파라미터를 함께 시그널링하는 고정-길이(fixed-length) 비트열(bit string)에 상응할 수 있다.
- [13] 이 때, BICM 모드는 각각, QPSK 및 부효율 3/15를 식별하기 위한 제1 모드, 제2 모드 및 제3 모드, 16-NUC(Non Uniform Constellation) 및 부효율 3/15를 식별하기 위한 제4 모드, 64-NUC(Non Uniform Constellation) 및 부효율 3/15를 식별하기 위한 제5 모드를 포함할 수 있다.
- [14] 이 때, 제1 모드, 제2 모드 및 제3 모드는 동일한 컨스텔레이션(constellation) 및 부효율(code rate)을 사용하면서, 패리티 리피티션(parity repetition) 수행 여부 및 패리티 펄칭 사이즈(parity puncturing size)를 서로 달리 하여, 로버스트니스(robustness)가 상이한 모드들일 수 있다.
- [15] 이 때, 제1 모드는 패리티 리피티션(parity repetition)을 수행하고, 상기 제2 및 제3 모드들은 패리티 리피티션을 수행하지 않는 것일 수 있다.
- [16] 이 때, 제2 모드의 패리티 펄칭 사이즈는, 상기 제1 모드의 패리티 펄칭 사이즈보다 크고 상기 제3 모드의 패리티 펄칭 사이즈보다 작을 수 있다.
- [17] 이 때, 심볼은 상기 OFDM 파라미터에 상응하는 FFT 사이즈가 동일한 경우, 제1 가드 인터벌 길이에 상응하는 프리앰블 구조보다, 상기 제1 가드 인터벌 길이보다 짧은 제2 가드 인터벌 길이에 상응하는 프리앰블 구조가 우선적으로 할당되는 룩업 테이블에 상응하는 것일 수 있다.
- [18] 이 때, 심볼은 동일한 FFT 사이즈(FFT size), 가드 인터벌 길이(Guard Interval length) 및 파일럿 패턴(pilot pattern)의 조합에 대하여 상기 제1 모드, 제2 모드, 제3 모드, 제4 모드 및 제5 모드가 로버스트니스(robustness) 순서대로 할당되는 룩업 테이블에 상응하는 것일 수 있다.
- [19] 또한, 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 프레임 생성 방법은, BICM 출력 신호에 인터리빙을 수행하여 타임 인터리빙된 신호를 생성하는 단계; 및 상기 타임 인터리빙된 신호를 이용하여, 부트스트랩 및 프리앰블을 포함하는 방송 신호 프레임을 생성하는 단계를 포함한다.
- [20] 이 때, 부트스트랩은 상기 프리앰블보다 짧고, 고정된 길이를 가질 수 있다.
- [21] 이 때, 프리앰블은 L1-Basic 및 L1-Detail을 포함하고, 상기 부트스트랩은 상기 L1-Basic의 구조(structure)를 나타내는 심볼을 포함할 수 있다.

- [22] 이 때, 심볼은 상기 L1-Basic의 BICM 모드 및 OFDM 파라미터를 함께 시그널링하는 고정-길이(fixed-length) 비트열(bit string)에 상응하는 것일 수 있다.
- [23] 이 때, BICM 모드는 각각, QPSK 및 부효율 3/15를 식별하기 위한 제1 모드, 제2 모드 및 제3 모드, 16-NUC(Non Uniform Constellation) 및 부효율 3/15를 식별하기 위한 제4 모드, 64-NUC(Non Uniform Constellation) 및 부효율 3/15를 식별하기 위한 제5 모드를 포함할 수 있다.
- [24] 이 때, 제1 모드, 제2 모드 및 제3 모드는 동일한 컨스텔레이션(constellation) 및 부효율(code rate)을 사용하면서, 패리티 리피티션(parity repetition) 수행 여부 및 패리티 평처링 사이즈(parity puncturing size)를 서로 달리 하여, 로버스트니스(robustness)가 상이한 모드들일 수 있다.
- [25] 이 때, 제1 모드는 패리티 리피티션(parity repetition)을 수행하고, 상기 제2 및 제3 모드들은 패리티 리피티션을 수행하지 않을 수 있다.
- [26] 이 때, 제2 모드의 패리티 평처링 사이즈는, 상기 제1 모드의 패리티 평처링 사이즈보다 크고 상기 제3 모드의 패리티 평처링 사이즈보다 작을 수 있다.
- [27] 이 때, 심볼은 상기 OFDM 파라미터에 상응하는 FFT 사이즈가 동일한 경우, 제1 가드 인터벌 길이에 상응하는 프리앰블 구조보다, 상기 제1 가드 인터벌 길이보다 짧은 제2 가드 인터벌 길이에 상응하는 프리앰블 구조가 우선적으로 할당되는 룩업 테이블에 상응하는 것일 수 있다.
- [28] 이 때, 심볼은 동일한 FFT 사이즈, 가드 인터벌 길이 및 파일럿 패턴의 조합에 대하여 상기 제1 모드, 제2 모드, 제3 모드, 제4 모드 및 제5 모드가 로버스트니스(robustness) 순서대로 할당되는 룩업 테이블에 상응하는 것일 수 있다.

발명의 효과

- [29] 본 발명에 따르면, 방송 시스템 채널에서 시그널링 정보 전송에 사용되는 시그널링 필드의 BICM 모드나 OFDM 파라미터를 효율적으로 시그널링할 수 있는 새로운 방송 신호 프레임 구조가 제공된다.
- [30] 또한, 본 발명은 다양한 SNR을 제공하는 시그널링 BICM 모드들을 이용하여 효율적으로 원하는 서비스에 적합한 시그널링 BICM 모드를 사용할 수 있도록 할 수 있다.
- [31] 또한, 본 발명은 컨스텔레이션이나 부효율 같은 BICM 모드와 FFT 사이즈, 가드 인터벌이나 파일럿 패턴과 같은 OFDM 파라미터를 동시에 효율적으로 시그널링할 수 있다.

도면의 간단한 설명

- [32] 도 1은 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 송/수신 시스템을 나타낸 블록도이다.
- [33] 도 2는 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 송/수신 방법을 나타낸 동작 흐름도이다.

- [34] 도 3은 도 1에 도시된 방송 신호 프레임 생성 장치의 일 예를 나타낸 블록도이다.
- [35] 도 4는 방송 신호 프레임 구조의 일 예를 나타낸 도면이다.
- [36] 도 5는 도 1에 도시된 방송 신호 프레임 생성 장치의 다른 예를 나타낸 블록도이다.
- [37] 도 6는 도 1에 도시된 신호 디멀티플렉싱 장치의 일 예를 나타낸 블록도이다.
- [38] 도 7은 도 6에 도시된 코어 레이어 BICM 디코더 및 인헨스드 레이어 심볼 추출기의 일 예를 나타낸 블록도이다.
- [39] 도 8은 도 6에 도시된 코어 레이어 BICM 디코더 및 인헨스드 레이어 심볼 추출기의 다른 예를 나타낸 블록도이다.
- [40] 도 9는 도 6에 도시된 코어 레이어 BICM 디코더 및 인헨스드 레이어 심볼 추출기의 또 다른 예를 나타낸 블록도이다.
- [41] 도 10은 도 1에 도시된 신호 디멀티플렉싱 장치의 다른 예를 나타낸 블록도이다.
- [42] 도 11은 코어 레이어 신호 및 인헨스드 레이어 신호의 결합으로 인한 파워 상승을 나타낸 도면이다.
- [43] 도 12는 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 프레임 생성 방법을 나타낸 동작 흐름도이다.
- [44] 도 13은 본 발명의 일실시예에 따른 시그널링 정보 부호화/복호화 시스템을 나타낸 블록도이다.
- [45] 도 14는 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 프레임을 나타낸 도면이다.
- [46] 도 15은 도 13에 도시된 제로 패딩부의 동작의 일 예를 나타낸 도면이다.
- [47] 도 16은 도 13에 도시된 패리티 퍼뮤테이션부의 동작의 일 예를 나타낸 도면이다.
- [48] 도 17은 도 13에 도시된 제로 리무빙부의 동작의 일 예를 나타낸 도면이다.

발명의 실시를 위한 형태

- [49] 본 발명을 첨부된 도면을 참조하여 상세히 설명하면 다음과 같다. 여기서, 반복되는 설명, 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있는 공지 기능, 및 구성에 대한 상세한 설명은 생략한다. 본 발명의 실시형태는 당 업계에서 평균적인 지식을 가진 자에게 본 발명을 보다 완전하게 설명하기 위해서 제공되는 것이다. 따라서, 도면에서의 요소들의 형상 및 크기 등은 보다 명확한 설명을 위해 과장될 수 있다.
- [50] 이하, 본 발명에 따른 바람직한 실시예를 첨부된 도면을 참조하여 상세하게 설명한다.
- [51] 도 1은 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 송/수신 시스템을 나타낸 블록도이다.
- [52] 도 1을 참조하면, 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 송/수신 시스템은 방송

- 신호 송신 장치(110), 무선 채널(120) 및 방송 신호 수신 장치(130)를 포함한다.
- [53] 방송 신호 송신 장치(110)는 코어 레이어 데이터 및 인헨스드 레이어 데이터를 멀티플렉싱하여 방송 신호 프레임을 생성하는 방송 신호 프레임 생성 장치(111) 및 OFDM 송신기(113)를 포함한다.
- [54] 방송 신호 프레임 생성 장치(111)는 코어 레이어 데이터에 상응하는 코어 레이어 신호 및 인헨스드 레이어 데이터에 상응하는 인헨스드 레이어 신호를 서로 다른 파워 레벨로 결합(combine)하고, 코어 레이어 신호 및 인헨스드 레이어 신호에 함께 적용되는 인터리빙을 수행하여 멀티플렉싱된 신호를 생성한다. 이 때, 방송 신호 프레임 생성 장치(111)는 타임 인터리빙된 신호를 이용하여 부트스트랩 및 프리앰블이 포함된 방송 신호 프레임을 생성할 수 있다. 이 때, 방송 신호 프레임은 ATSC 3.0 프레임일 수 있다.
- [55] 실시예에 따라, 방송 신호 프레임 생성 장치(111)는 두 개의 레이어 신호들을 결합하지 않고, 하나의 레이어 신호를 인터리빙하고, 방송 신호 프레임을 생성할 수도 있다.
- [56] OFDM 송신기(113)는 생성된 방송 신호 프레임을 OFDM 통신 방식을 이용하여 안테나(117)를 통해 송신하여 송신된 OFDM 신호가 무선 채널(120)을 통해 방송 신호 수신 장치(130)의 안테나(137)를 통해 수신되도록 한다.
- [57] 방송 신호 수신 장치(130)는 OFDM 수신기(133) 및 신호 디멀티플렉싱 장치(131)를 포함한다. 무선 채널(120)을 통해 전송된 신호가 안테나(137)를 통해 수신되면, OFDM 수신기(133)는 동기(synchronization), 채널 추정(channel estimation) 및 등화(equalization) 과정 등을 통해 OFDM 신호를 수신한다.
- [58] 이 때, OFDM 수신기(133)는 상기 OFDM 신호로부터 부트스트랩을 검출하여 복조하고, 부트스트랩에 포함된 정보를 이용하여 프리앰블을 복조하고, 프리앰블에 포함된 정보를 이용하여 데이터 페이로드를 복조할 수도 있다. 이 때, 데이터 페이로드는 두 개 이상의 계층 데이터가 결합된 슈퍼 임포우즈드 페이로드일 수 있다.
- [59] 신호 디멀티플렉싱 장치(131)는 OFDM 수신기(133)를 통해 수신된 신호(수퍼 임포우즈드 페이로드)로부터 먼저 코어 레이어 데이터를 복원하고, 복원된 코어 레이어 데이터에 상응하는 캔슬레이션(cancellation)을 통해 인헨스드 레이어 데이터를 복원한다. 이 때, 신호 디멀티플렉싱 장치(131)는 먼저 방송 신호 프레임을 생성하고, 방송 신호 프레임으로부터 부트스트랩을 복원하고, 부트스트랩에 포함된 정보를 이용하여 프리앰블을 복원한 후 프리앰블에 포함된 시그널링 정보 데이터 신호의 복원에 활용할 수 있다. 이 때, 시그널링 정보는 L1 시그널링 정보일 수 있고, 인젝션 레벨 정보, 노멀라이징 팩터 정보 등을 포함할 수 있다.
- [60] 후술하겠지만, 도 1에 도시된 방송 신호 프레임 생성 장치(111)는 코어 레이어 신호 및 인헨스드 레이어 신호를 서로 다른 파워 레벨로 결합(combine)하여 멀티플렉싱된 신호를 생성하는 결합기; 상기 멀티플렉싱된 신호의 파워를, 상기

코어 레이어 신호에 상응하는 파워로 낮추는 파워 노멀라이저; 상기 코어 레이어 신호 및 상기 인헨스드 레이어 신호에 함께 적용되는 인터리빙을 수행하여 타임 인터리빙된 신호를 생성하는 타임 인터리버; 및 상기 타임 인터리빙된 신호를 이용하여 부트스트랩 및 프리앰블을 포함하는 방송 신호 프레임을 생성하는 프레임 빌더를 포함할 수 있다. 이 때, 도 1에 도시된 방송 신호 송신 장치(110)는 코어 레이어 신호 및 인헨스드 레이어 신호를 서로 다른 파워 레벨로 결합(combine)하여 멀티플렉싱된 신호를 생성하는 결합기; 상기 멀티플렉싱된 신호의 파워를, 상기 코어 레이어 신호에 상응하는 파워로 낮추는 파워 노멀라이저; 상기 코어 레이어 신호 및 상기 인헨스드 레이어 신호에 함께 적용되는 인터리빙을 수행하여 타임 인터리빙된 신호를 생성하는 타임 인터리버; 상기 타임 인터리빙된 신호를 이용하여 부트스트랩 및 프리앰블을 포함하는 방송 신호 프레임을 생성하는 프레임 빌더; 및 상기 방송 신호 프레임을 OFDM 통신 방식을 이용하여 안테나를 통해 송신하는 OFDM 송신기를 포함하는 것으로 볼 수 있다.

[61] 실시예에 따라, 도 1에 도시된 방송 신호 프레임 생성 장치(111)는 싱글 레이어의 경우에 BICM 출력 신호에 인터리빙을 수행하여 타임 인터리빙된 신호를 생성하는 타임 인터리버; 및 상기 타임 인터리빙된 신호를 이용하여 부트스트랩 및 프리앰블을 포함하는 방송 신호 프레임을 생성하는 프레임 빌더를 포함할 수 있다. 이 때, BICM 출력 신호는 후술할 BICM 장치의 출력 신호일 수 있다. 이 때, 도 1에 도시된 방송 신호 송신 장치(110)는 BICM 출력 신호에 인터리빙을 수행하여 타임 인터리빙된 신호를 생성하는 타임 인터리버; 상기 타임 인터리빙된 신호를 이용하여 부트스트랩 및 프리앰블을 포함하는 방송 신호 프레임을 생성하는 프레임 빌더; 및 상기 방송 신호 프레임을 OFDM 통신 방식을 이용하여 안테나를 통해 송신하는 OFDM 송신기를 포함하는 것으로 볼 수 있다.

[62] 후술하겠지만, 도 1에 도시된 신호 디멀티플렉싱 장치는 방송 신호 프레임에 상응하는 수신 신호에 타임 디인터리빙을 적용하여 타임 디인터리빙 신호를 생성하는 타임 디인터리버; 상기 수신 신호 또는 상기 타임 디인터리빙 신호의 파워를 송신기의 파워 노멀라이저에 의한 파워 감소만큼 높이는 디-노멀라이저; 상기 디-노멀라이저에 의해 파워 조절된 신호로부터 코어 레이어 데이터를 복원하는 코어 레이어 BICM 디코더; 상기 코어 레이어 BICM 디코더의 코어 레이어 FEC 디코더의 출력 신호를 이용하여, 상기 디-노멀라이저에 의해 파워 조절된 신호에 대한 상기 코어 레이어 데이터에 상응하는 채널레이션을 수행하여 인헨스드 레이어 신호를 추출하는 인헨스드 레이어 심볼 추출기; 상기 인헨스드 레이어 신호의 파워를 송신기의 인젝션 레벨 컨트롤러의 파워 감소만큼 높이는 디-인젝션 레벨 컨트롤러; 및 상기 디-인젝션 레벨 컨트롤러의 출력 신호를 이용하여 인헨스드 레이어 데이터를 복원하는 인헨스드 레이어 BICM 디코더를 포함할 수 있다. 이 때, 도 1에 도시된 방송 신호 수신

장치(130)는 방송 신호 프레임에 상응하는 전송된 신호에 대한 동기, 채널추정 및 등화 중 어느 하나 이상을 수행하여 수신 신호를 생성하는 OFDM 수신기; 상기 수신 신호에 타임 디인터리빙을 적용하여 타임 디인터리빙 신호를 생성하는 타임 디인터리버; 상기 수신 신호 또는 상기 타임 디인터리빙 신호의 파워를 송신기의 파워 노멀라이저에 의한 파워 감소만큼 높이는 다-노멀라이저; 상기 다-노멀라이저에 의해 파워 조절된 신호로부터 코어 레이어 데이터를 복원하는 코어 레이어 BICM 디코더; 상기 코어 레이어 BICM 디코더의 코어 레이어 FEC 디코더의 출력 신호를 이용하여, 상기 다-노멀라이저에 의해 파워 조절된 신호에 대한 상기 코어 레이어 데이터에 상응하는 채널레이션을 수행하여 인핸스드 레이어 신호를 추출하는 인핸스드 레이어 심볼 추출기; 상기 인핸스드 레이어 신호의 파워를 송신기의 인젝션 레벨 컨트롤러의 파워 감소만큼 높이는 다-인젝션 레벨 컨트롤러; 및 상기 다-인젝션 레벨 컨트롤러의 출력 신호를 이용하여 인핸스드 레이어 데이터를 복원하는 인핸스드 레이어 BICM 디코더를 포함하는 것으로 볼 수 있다.

- [63] 도 1에는 명시적으로 도시되지 아니하였으나, 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 송/수신 시스템은 코어 레이어 데이터 및 인핸스드 레이어 데이터 이외에도 하나 이상의 확장 레이어 데이터를 멀티플렉싱/디멀티플렉싱할 수 있다. 이 때, 확장 레이어 데이터는 코어 레이어 데이터 및 인핸스드 레이어 데이터보다 낮은 파워 레벨로 멀티플렉싱될 수 있다. 나아가, 둘 이상의 확장 레이어들이 포함되는 경우, 첫 번째 확장 레이어의 인젝션 파워 레벨보다 두 번째 확장 레이어의 인젝션 파워 레벨이 낮고, 두 번째 확장 레이어의 인젝션 파워 레벨보다 세 번째 확장 레이어의 인젝션 파워 레벨이 낮을 수 있다.
- [64] 도 2는 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 송/수신 방법을 나타낸 동작 흐름도이다.
- [65] 도 2를 참조하면, 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 송/수신 방법은 코어 레이어 신호 및 인핸스드 레이어 신호를 서로 다른 파워 레벨로 결합하여 멀티플렉싱하여 부트스트랩 및 프리앰블을 포함하는 방송 신호 프레임을 생성한다(S210).
- [66] 이 때, 단계(S210)에 의하여 생성되는 방송 신호 프레임은 부트스트랩, 프리앰블 및 데이터 페이로드를 포함할 수 있다. 이 때, 데이터 페이로드는 수퍼-임포우즈드 페이로드일 수 있다. 이 때, 부트스트랩 및 프리앰블 중 어느 하나 이상은 L1 시그널링 정보를 포함할 수 있다. 이 때, L1 시그널링 정보는 인젝션 레벨 정보 및 노멀라이징 팩터 정보를 포함할 수 있다.
- [67] 실시예에 따라, 단계(S210)는 BICM 출력 신호를 인터리빙하여 부트스트랩 및 프리앰블을 포함하는 방송 신호 프레임을 생성할 수도 있다.
- [68] 또한, 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 송/수신 방법은 방송 신호 프레임을 OFDM 전송한다(S220).
- [69] 또한, 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 송/수신 방법은 전송된 신호를

OFDM 수신한다(S230).

[70] 이 때, 단계(S230)는 동기(synchronization), 채널 추정(channel estimation) 및 등화(equalization) 과정 등을 수행할 수 있다.

[71] 이 때, 단계(S230)는 부트스트랩을 복원하고, 복원된 부트스트랩에 포함된 신호를 이용하여 프리앰블을 복원하고, 프리앰블에 포함된 시그널링 정보를 이용하여 데이터 신호를 복원할 수 있다.

[72] 또한, 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 송/수신 방법은 수신된 신호에서 코어 레이어 데이터를 복원한다(S240).

[73] 또한, 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 송/수신 방법은 코어 레이어 신호 채널레이션을 통해 인헨스드 레이어 데이터를 복원한다(S250).

[74] 특히, 도 2에 도시된 단계(S240) 및 단계(S250)는 단계(S210)에 상응하는 디멀티플렉싱 동작에 해당하는 것일 수 있다.

[75] 후술하겠지만, 도 2에 도시된 단계(S210)는 코어 레이어 신호 및 인헨스드 레이어 신호를 서로 다른 파워 레벨로 결합하여 멀티플렉싱된 신호를 생성하는 단계; 상기 멀티플렉싱된 신호의 파워를, 상기 코어 레이어 신호에 상응하는 파워로 낮추는 단계; 상기 코어 레이어 신호 및 상기 인헨스드 레이어 신호에 함께 적용되는 인터리빙을 수행하여 타임 인터리빙된 신호를 생성하는 단계; 및 상기 타임 인터리빙된 신호를 이용하여 부트스트랩 및 프리앰블이 포함된 방송 신호 프레임을 생성하는 단계를 포함할 수 있다. 이 때, 단계(S210) 및 단계(S220)의 방송 신호 송신 방법은, 코어 레이어 신호 및 인헨스드 레이어 신호를 서로 다른 파워 레벨로 결합하여 멀티플렉싱된 신호를 생성하는 단계; 상기 멀티플렉싱된 신호의 파워를, 상기 코어 레이어 신호에 상응하는 파워로 낮추는 단계; 상기 코어 레이어 신호 및 상기 인헨스드 레이어 신호에 함께 적용되는 인터리빙을 수행하여 타임 인터리빙된 신호를 생성하는 단계; 상기 타임 인터리빙된 신호를 이용하여 부트스트랩 및 프리앰블이 포함된 방송 신호 프레임을 생성하는 단계; 및 상기 방송 신호 프레임을 OFDM 통신 방식을 이용하여 안테나를 통해 송신하는 단계를 포함하는 것으로 볼 수 있다.

[76] 실시예에 따라, 도 2에 도시된 단계(S210)는 BICM 출력 신호에 인터리빙을 수행하여 타임 인터리빙된 신호를 생성하는 단계; 및 상기 타임 인터리빙된 신호를 이용하여 부트스트랩 및 프리앰블이 포함된 방송 신호 프레임을 생성하는 단계를 포함할 수 있다. 이 때, 단계(S210) 및 단계(S220)의 방송 신호 송신 방법은, BICM 출력 신호에 인터리빙을 수행하여 타임 인터리빙된 신호를 생성하는 단계; 상기 타임 인터리빙된 신호를 이용하여 부트스트랩 및 프리앰블이 포함된 방송 신호 프레임을 생성하는 단계; 및 상기 방송 신호 프레임을 OFDM 통신 방식을 이용하여 안테나를 통해 송신하는 단계를 포함하는 것으로 볼 수 있다.

[77] 후술하겠지만, 도 2에 도시된 단계들(S240, S250)은 방송 신호 프레임에 상응하는 수신 신호에 타임 디인터리빙을 적용하여 타임 디인터리빙 신호를

생성하는 단계; 상기 수신 신호 또는 상기 타임 디인터리빙 신호의 파워를 송신기의 파워 노멀라이저에 의한 파워 감소만큼 높이는 단계; 상기 파워 조절된 신호로부터 코어 레이어 데이터를 복원하는 단계; 상기 파워 조절된 신호에 대한 상기 코어 레이어 데이터에 상응하는 캔슬레이션을 수행하여 인헨스드 레이어 신호를 추출하는 단계; 상기 인헨스드 레이어 신호의 파워를 송신기의 인젝션 레벨 컨트롤러의 파워 감소만큼 높이는 단계; 및 파워 조절된 상기 인헨스드 레이어 신호를 이용하여 인헨스드 레이어 데이터를 복원하는 단계를 포함할 수 있다. 이 때, 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 수신 방법은, 방송 신호 프레임에 상응하는 전송된 신호에 대한 동기, 채널추정 및 등화 중 어느 하나 이상을 수행하여 수신 신호를 생성하는 단계; 상기 수신 신호에 타임 디인터리빙을 적용하여 타임 디인터리빙 신호를 생성하는 단계; 상기 수신 신호 또는 상기 타임 디인터리빙 신호의 파워를 송신기의 파워 노멀라이저에 의한 파워 감소만큼 높이는 단계; 상기 파워 조절된 신호로부터 코어 레이어 데이터를 복원하는 단계; 상기 파워 조절된 신호에 대한 상기 코어 레이어 데이터에 상응하는 캔슬레이션을 수행하여 인헨스드 레이어 신호를 추출하는 단계; 상기 인헨스드 레이어 신호의 파워를 송신기의 인젝션 레벨 컨트롤러의 파워 감소만큼 높이는 단계; 및 파워 조절된 상기 인헨스드 레이어 신호를 이용하여 인헨스드 레이어 데이터를 복원하는 단계를 포함하는 것으로 볼 수 있다.

- [78] 도 3은 도 1에 도시된 방송 신호 프레임 생성 장치의 일 예를 나타낸 블록도이다.
- [79] 도 3을 참조하면, 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 프레임 생성 장치는 코어 레이어 BICM부(310), 인헨스드 레이어 BICM부(320), 인젝션 레벨 컨트롤러(330), 결합기(340), 파워 노멀라이저(345), 타임 인터리버(350), 시그널링 생성부(360) 및 프레임 빌더(370)를 포함할 수 있다.
- [80] 일반적으로, BICM(Bit-Interleaved Coded Modulation) 장치는 오류정정 부호화기, 비트 인터리버 및 심볼 매퍼로 구성되며, 도 3에 도시된 코어 레이어 BICM부(310) 및 인헨스드 레이어 BICM부(320)도 각각 오류정정 부호화기, 비트 인터리버 및 심볼 매퍼를 포함할 수 있다. 특히, 도 3에 도시된 오류정정 부호화기(CORE LAYER FEC ENCODER, ENHANCED LAYER FEC ENCODER)는 각각 BCH 인코더 및 LDPC 인코더가 직렬로 결합된 것일 수 있다. 이 때, 오류정정 부호화기의 입력은 BCH 인코더로 입력되고, BCH 인코더의 출력은 LDPC 인코더로 입력되며, LDPC 인코더의 출력은 오류정정 부호화기의 출력이 될 수 있다.
- [81] 도 3에 도시된 바와 같이, 코어 레이어 데이터(Core Layer data) 및 인헨스드 레이어 데이터(Enhanced Layer data)는 각각 서로 다른 BICM부를 통과한 후 결합기(340)를 통해 합쳐진다. 즉, 본 발명에서 레이어드 디비전 멀티플렉싱(Layered Division Multiplexing; LDM)이라 함은 다수 개의 계층을 파워 차이를 이용하여 하나로 결합하여 전송하는 것을 의미할 수 있다.

- [82] 즉, 코어 레이어 데이터는 코어 레이어 BICM부(310)를 통과하고, 인헨스드 레이어 데이터는 인헨스드 레이어 BICM부(320)를 통과한 후 인젝션 레벨 컨트롤러(330)를 거쳐서 결합기(340)에서 결합된다. 이 때, 인헨스드 레이어 BICM부(320)는 코어 레이어 BICM부(310)와는 상이한 BICM 인코딩을 수행할 수 있다. 즉, 인헨스드 레이어 BICM부(320)는 코어 레이어 BICM부(310)보다 높은 비트율에 상응하는 오류정정 부호화나 심볼 맵핑을 수행할 수 있다. 또한, 인헨스드 레이어 BICM부(320)는 코어 레이어 BICM부(310)보다 덜 강인한(less robust) 오류정정 부호화나 심볼 맵핑을 수행할 수 있다.
- [83] 예를 들어, 코어 레이어 오류정정 부호화기가 인헨스드 레이어 오류정정 부호화기보다 비트율이 낮을 수 있다. 이 때, 인헨스드 레이어 심볼 맵핑은 코어 레이어 심볼 맵핑보다 덜 강인(less robust)할 수 있다.
- [84] 결합기(340)는 코어 레이어 신호 및 인헨스드 레이어 신호를 서로 다른 파워 레벨로 결합(combine)하는 것으로 볼 수 있다. 실시예에 따라, 파워 레벨 조절은 인헨스드 레이어 신호가 아닌 코어 레이어 신호에 대하여 수행될 수도 있다. 이 때, 코어 레이어 신호에 대한 파워는 인헨스드 레이어 신호의 파워보다 커지도록 조절될 수 있다.
- [85] 코어 레이어 데이터는 강인한(robust) 수신을 위해 낮은 부호율(low code rate)의 FEC(Forward error correction) 코드를 사용하는 반면, 인헨스드 레이어 데이터는 높은 데이터 전송률을 위해 높은 부호율의 FEC 코드를 사용할 수 있다.
- [86] 즉, 코어 레이어 데이터는 인헨스드 레이어 데이터와 비교하여 동일한 수신환경에서 더 넓은 방송구역(coverage)을 가질 수 있다.
- [87] 인헨스드 레이어 BICM부(320)를 통과한 인헨스드 레이어 데이터는 인젝션 레벨 컨트롤러(330)를 통해 그 게인(또는 파워)가 조절되어 결합기(340)에 의해 코어 레이어 데이터와 결합된다.
- [88] 즉, 인젝션 레벨 컨트롤러(330)는 인헨스드 레이어 신호의 파워를 줄여서 파워 리듀스드 인헨스드 레이어 신호를 생성한다. 이 때, 인젝션 레벨 컨트롤러(330)에서 조절되는 신호의 크기는 인젝션 레벨(injection level)에 따라 결정될 수 있다. 이 때, 신호 A에 신호 B를 삽입하는 경우의 인젝션 레벨은 하기 수학적 식 1과 같이 정의될 수 있다.
- [89] [수학적 식 1]
- [90]
- $$\text{Injection level(dB)} = -10 \log_{10} \left(\frac{\text{Signal Power of B}}{\text{Signal Power of A}} \right)$$
- [91] 예를 들어, 코어 레이어 신호에 인헨스드 레이어 신호를 삽입할 때 인젝션 레벨을 3dB라고 가정하면, 인헨스드 레이어 신호는 코어 레이어 신호의 절반에 해당하는 파워 크기를 가지는 것을 의미한다.
- [92] 이 때, 인젝션 레벨 컨트롤러(330)는 인헨스드 레이어 신호의 파워 레벨을 0dB에서 10.0dB까지 0.5dB 또는 1dB 간격으로 조절할 수 있다.

- [93] 일반적으로, 코어 레이어에 할당되는 전송 파워가 인핸스드 레이어에 할당되는 전송 파워에 비해 크게 할당되며, 이를 통해 수신기에서 코어 레이어에 대한 우선적인 복호가 가능하다.
- [94] 이 때, 결합기(340)는 코어 레이어 신호 및 파워 리듀스드 인핸스드 레이어 신호를 결합하여 멀티플렉싱된 신호를 생성하는 것으로 볼 수 있다.
- [95] 결합기(340)에 의해 결합된 신호는 코어 레이어 신호와 인핸스드 레이어 신호의 결합에 의하여 발생한 파워 상승만큼 파워를 낮추기 위해 파워 노멀라이저(345)로 제공되어 파워 조절이 수행된다. 즉, 파워 노멀라이저(345)는 결합기(340)에 의해 멀티플렉싱된 신호의 파워를, 코어 레이어 신호에 상응하는 파워 레벨로 낮춘다. 결합된 신호의 레벨이 한 레이어 신호의 레벨보다 높기 때문에 방송 신호 송/수신 시스템의 나머지 부분에서 진폭 클리핑(amplitude clipping) 등을 방지하기 위해서 파워 노멀라이저(345)의 파워 노멀라이징이 필요하다.
- [96] 이 때, 파워 노멀라이저(345)는 하기 수학식 2의 노멀라이징 팩터(normalizing factor)를 결합된 신호의 크기에 곱하여 알맞은 신호의 크기로 조절할 수 있다. 하기 수학식 2를 계산하기 위한 인젝션 레벨 정보는 시그널링 플로우(signaling flow)를 통해 파워 노멀라이저(345)로 전달될 수 있다.
- [97] [수학식 2]
- [98]
- $$\text{Normalizing factor} = \left(\sqrt{(1+10^{-\text{InjectionLevel(dB)}/10})} \right)^{-1}$$
- [99] 인핸스드 레이어 신호 S_E 가 코어 레이어 신호 S_C 에 기설정된 인젝션 레벨에 의해 인젝션될 때 코어 레이어 신호 및 인핸스드 레이어 신호의 파워 레벨이 1로 노멀라이즈된다고 가정하면, 결합 신호는 $S_C + \alpha S_E$ 와 같이 표현될 수 있다.
- [100] 이 때, α 는 다양한 인젝션 레벨들에 상응하는 스케일링 팩터(scaling factor)를 나타낸다. 즉, 인젝션 레벨 컨트롤러(330)는 스케일링 팩터에 상응하는 것일 수 있다.
- [101] 예를 들어, 인핸스드 레이어의 인젝션 레벨이 3dB이면, 결합된 신호는 $S_C + \sqrt{\frac{1}{2}} S_E$ 와 같이 표현될 수 있다.
- [102] 결합된(combined) 신호(멀티플렉싱된 신호)의 파워가 코어 레이어 신호와 비교하여 증가하였기 때문에, 파워 노멀라이저(345)는 이와 같은 파워 증가를 완화(mitigate)시켜야 한다.
- [103] 파워 노멀라이저(345)의 출력은 $\beta(S_C + \alpha S_E)$ 와 같이 표현될 수 있다.
- [104] 이 때, β 는 인핸스드 레이어의 다양한 인젝션 레벨에 따른 노멀라이징 팩터(normalizing factor)를 나타낸다.

- [105] 인핸스드 레이어의 인젝션 레벨이 3dB인 경우, 코어 레이어 신호 대비 결합 신호의 파워 증가는 50%이다. 따라서, 파워 노멀라이저(345)의 출력은
와 같이 표현될 수 있다.

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \left(s_c + \sqrt{\frac{1}{2}} s_E \right)$$

- [106] 인젝션 레벨과 스케일링 팩터 α 및 노멀라이징 팩터 β 와의 관계는 아래와 같이 정의될 수 있다.

- [107] [수학식 3]

$$\begin{cases} \alpha = 10^{\left(\frac{\text{Injection level}}{20} \right)} \\ \beta = \frac{1}{\sqrt{1 + \alpha^2}} \end{cases}$$

- [109] 즉, 파워 노멀라이저(345)는 노멀라이징 팩터(normalizing factor)에 상응하고, 멀티플렉싱된 신호의 파워를 결합기(340)에 의하여 상승된 만큼 낮추는 것으로 볼 수 있다.

- [110] 이 때, 노멀라이징 팩터 및 스케일링 팩터는 각각 0보다 크고 1보다 작은 유리수일 수 있다.

- [111] 이 때, 스케일링 팩터는 인젝션 레벨 컨트롤러(330)에 상응하는 파워 감소가 클수록 감소하고, 노멀라이징 팩터는 인젝션 레벨 컨트롤러(330)에 상응하는 파워 감소가 클수록 증가할 수 있다.

- [112] 파워 노멀라이징된 신호는 채널에서 발생하는 군집오류(burst error)를 분산시키기 위한 타임 인터리버(time interleaver)(350)를 통과한다.

- [113] 이 때, 타임 인터리버(350)는 코어 레이어 신호 및 인핸스드 레이어 신호에 함께 적용되는 인터리빙을 수행하는 것으로 볼 수 있다. 즉, 코어 레이어와 인핸스드 레이어가 타임 인터리버를 공유함으로써 불필요한 메모리 사용을 방지하고, 수신기에서의 레이턴시를 줄일 수 있다.

- [114] 후술하겠지만, 인핸스드 레이어 신호는 코어 레이어 신호에 상응하는 코어 레이어 데이터의 복원에 상응하는 캔슬레이션(cancellation)에 기반하여 복원되는 인핸스드 레이어 데이터에 상응하는 것일 수 있고, 결합기(340)는 코어 레이어 신호 및 인핸스드 레이어 신호보다 낮은 파워 레벨의 하나 이상의 확장 레이어(extension layer) 신호를 상기 코어 레이어 신호 및 인핸스드 레이어 신호와 함께 결합할 수 있다.

- [115] 한편, 인젝션 레벨 정보를 포함하는 L1 시그널링 정보는 시그널링 전용의 BICM을 포함하는 시그널링 생성부(360)에서 부호화된다. 이 때, 시그널링 생성부(360)는 인젝션 레벨 컨트롤러(330)로부터 인젝션 레벨 정보(IL INFO)를 제공 받아서 L1 시그널링 신호를 생성할 수 있다.

- [116] L1 시그널링에서 L1은 ISO 7 레이어 모델의 최하위 레이어(lowest layer)인 레이어 1(Layer-1)을 나타낸다. 이 때, L1 시그널링은 프리앰블(preamble)에 포함될 수도 있다.
- [117] 일반적으로, L1 시그널링은 OFDM 송신기의 주요 파라미터인 FFT 사이즈, 가드 인터벌 사이즈(guard interval size) 등과 BICM 주요 파라미터인 채널 코드 레이트(channel code rate), 모듈레이션 정보 등을 포함할 수 있다. 이러한 L1 시그널링 신호는 데이터 신호와 결합하여 방송 신호 프레임을 구성한다.
- [118] 프레임 빌더(370)는 L1 시그널링 신호와 데이터 신호를 결합하여 방송 신호 프레임을 생성한다. 이 때, 프레임 빌더(370)는 타임 인터리빙된 신호를 이용하여 부트스트랩 및 프리앰블을 포함하는 방송 신호 프레임을 생성할 수 있다.
- [119] 이 때, 프레임 빌더(370)는 상기 부트스트랩을 생성하는 부트스트랩 생성부;
- [120] 상기 프리앰블을 생성하는 프리앰블 생성부; 및 상기 타임 인터리빙된 신호에 상응하는 데이터 페이로드를 생성하는 데이터 페이로드 생성부를 포함할 수 있다. 이 때, 데이터 페이로드는 수퍼 임포우즈드 페이로드일 수 있다.
- [121]
- [122] *싱글 레이어의 경우, 인핸스드 레이어 BICM부(320), 인젝션 레벨 컨트롤러(330), 결합기(340) 및 파워 노멀라이저(345)는 생략될 수 있다. 이 때, 프레임 빌더(370)는 코어 레이어 BICM부(310)의 BICM 출력 신호에 인터리빙을 수행하여 타임 인터리빙된 신호를 생성할 수 있다. 또한, 프레임 빌더(370)는 타임 인터리빙된 신호를 이용하여 부트스트랩 및 프리앰블을 포함하는 방송 신호 프레임을 생성할 수 있다.
- [123] 이 때, 부트스트랩은 상기 프리앰블보다 짧고, 고정된 길이를 가질 수 있다.
- [124] 이 때, 프리앰블은 L1-Basic 및 L1-Detail을 포함하고, 상기 부트스트랩은 상기 L1-Basic의 구조(structure)를 나타내는 심볼을 포함할 수 있다.
- [125] 이 때, 심볼은 상기 L1-Basic의 BICM 모드 및 OFDM 파라미터를 함께 시그널링하는 고정-길이(fixed-length) 비트열(bit string)에 상응하는 것일 수 있다.
- [126] 이 때, 심볼은 상기 프리앰블의 변조방법/부호율, FFT 사이즈, 가드 인터벌 길이 및 파일럿 패턴의 조합을 나타내는 고정(fixed-length) 비트열(bit string)에 상응하는 것일 수 있다.
- [127] 이 때, BICM 모드는 컨스텔레이션(변조방법)/부호율에 상응하는 것일 수 있다.
- [128] 이 때, OFDM 파라미터는 FFT 사이즈, 가드 인터벌 길이 및 파일럿 패턴을 포함하는 것일 수 있다.
- [129] 이 때, BICM 모드는 각각, QPSK 및 부호율 3/15를 식별하기 위한 제1 모드, 제2 모드 및 제3 모드, 16-NUC(Non Uniform Constellation) 및 부호율 3/15를 식별하기 위한 제4 모드, 64-NUC(Non Uniform Constellation) 및 부호율 3/15를 식별하기 위한 제5 모드를 포함할 수 있다.
- [130] 이 때, 제1 모드, 제2 모드 및 제3 모드는 동일한 컨스텔레이션(constellation) 및 부호율(code rate)을 사용하면서, 패리티 리피티션(parity repetition) 수행 여부 및

패리티 평처링 사이즈(parity puncturing size)를 서로 달리 하여,
로버스트니스(robustness)가 상이한 모드들일 수 있다.

- [131] 이 때, 제1 모드는 패리티 리피티션(parity repetition)을 수행하고, 상기 제2 및 제3 모드들은 패리티 리피티션을 수행하지 않을 수 있다.
- [132] 이 때, 제2 모드의 패리티 평처링 사이즈는, 상기 제1 모드의 패리티 평처링 사이즈보다 크고 상기 제3 모드의 패리티 평처링 사이즈보다 작을 수 있다.
- [133] 이 때, 심볼은 상기 OFDM 파라미터에 상응하는 FFT 사이즈가 동일한 경우, 제1 가드 인터벌 길이에 상응하는 프리앰블 구조보다, 상기 제1 가드 인터벌 길이보다 짧은 제2 가드 인터벌 길이에 상응하는 프리앰블 구조가 우선적으로 할당되는 룩업 테이블에 상응하는 것일 수 있다.
- [134] 이 때, 심볼은 동일한 FFT 사이즈, 가드 인터벌 길이 및 파일럿 패턴의 조합에 대하여 상기 제1 모드, 제2 모드, 제3 모드, 제4 모드 및 제5 모드가 로버스트니스(robustness) 순서대로 할당되는 룩업 테이블에 상응하는 것일 수 있다.
- [135] 이 때, 심볼은 상기 변조방법/부호율이 동일한 경우, 제1 FFT 사이즈에 상응하는 프리앰블 구조보다, 상기 제1 FFT 사이즈보다 작은 제2 FFT 사이즈에 상응하는 프리앰블 구조가 우선적으로 할당되고, 상기 변조방법/부호율 및 상기 FFT 사이즈가 동일한 경우, 제1 가드 인터벌 길이에 상응하는 프리앰블 구조보다, 상기 제1 가드 인터벌 길이보다 큰 제2 가드 인터벌 길이에 상응하는 프리앰블 구조가 우선적으로 할당되는 룩업 테이블에 상응하는 것일 수 있다.
- [136] 방송 신호 프레임은 멀티패스(multi-path) 및 도플러(Doppler)에 강인한 OFDM 송신기를 거쳐서 전송된다. 이 때, OFDM 송신기는 차세대 방송시스템의 전송신호 생성을 담당하는 것으로 볼 수 있다.
- [137] 도 4는 방송 신호 프레임 구조의 일 예를 나타낸 도면이다.
- [138] 도 4를 참조하면, 방송 신호 프레임은 부트스트랩(410), 프리앰블(420) 및 데이터 페이로드(430)를 포함한다. 이 때, 데이터 페이로드는 수퍼-임포우즈드 페이로드(super-imposed payload)일 수 있다.
- [139] 도 4에 도시된 프레임은 수퍼프레임(super-frame)에 포함될 수 있다.
- [140] 이 때, 방송 신호 프레임은 하나 이상의 OFDM 심볼들로 구성될 수 있다. 방송 신호 프레임은 레퍼런스 심볼 또는 파일럿 심볼을 포함할 수도 있다.
- [141] LDM(Layered Division Multiplexing)이 적용된 프레임 구조는 도 4에 도시된 바와 같이 부트스트랩(410) 및 프리앰블(420) 및 수퍼-임포우즈드 페이로드(430)를 포함한다.
- [142] 이 때, 부트스트랩(410) 및 프리앰블(420)은 두 개의 프리앰블들이 계층화된(hierarchical) 것으로 볼 수 있다.
- [143] 이 때, 부트스트랩(410)은 빠른(fast) 획득(acquisition) 및 검출(detection)을 위해 프리앰블(420)보다 짧은 길이를 가질 수 있다. 이 때, 부트스트랩(410)은 고정된 길이를 가질 수 있다. 이 때, 부트스트랩(410)은 고정된 길이의 심볼을 포함할 수

있다. 예를 들어, 부트스트랩(410)은 각각 0.5ms 길이의 OFDM 심볼들 4개로 구성되어 총 2ms의 고정된 시간길이를 가질 수 있다.

[144] 이 때, 부트스트랩(410)은 고정된 대역폭(bandwidth)을 가지고, 프리앰블(420) 및 수퍼-임포우스트 페이로드(430)는 부트스트랩(410)보다 넓고 가변적인 대역폭을 가질 수 있다.

[145] 프리앰블(420)은 강인(robust)한 LDPC 코드를 사용하여 상세한 시그널링 정보를 전송할 수 있다. 이 때, 프리앰블(420)은 시그널링 정보에 따라 길이가 가변될 수 있다.

[146] 이 때, 부트스트랩(410) 및 페이로드(430)는 모두 여러 레이어들이 공유하는 공통 신호에 상응하는 것으로 볼 수 있다.

[147] 수퍼-임포우스트 페이로드(430)는 두 개 이상의 계층(layer) 신호들이 멀티플렉싱된 신호에 상응하는 것일 수 있다. 이 때, 수퍼-임포우스트 페이로드(430)는 코어 레이어 페이로드 및 인헨스트 레이어 페이로드가 서로 다른 파워 레벨로 결합된 것일 수 있다. 이 때, 코어 레이어 페이로드에는 인-밴드 시그널링부(in-band signaling section)가 포함될 수 있다. 이 때, 인-밴드 시그널링부는 인헨스트 레이어 서비스를 위한 시그널링 정보를 포함할 수 있다.

[148] 이 때, 부트스트랩(410)은 프리앰블의 구조(preamble structure)를 나타내는 심볼을 포함할 수 있다.

[149] 이 때, 프리앰블의 구조를 나타내기 위해 부트스트랩에 포함되는 심볼은 하기 표 1와 같이 설정될 수 있다.

[150] [표 1]

preamble_structure	L1-Basic Mode	FFT Size	GI Length (samples)	Pilot Pattern (D _x)
0	L1-Basic Mode 1	8192	2048	3
1	L1-Basic Mode 1	8192	1536	4
2	L1-Basic Mode 1	8192	1024	3
3	L1-Basic Mode 1	8192	768	4
4	L1-Basic Mode 1	16384	4096	3
5	L1-Basic Mode 1	16384	3648	4
6	L1-Basic Mode 1	16384	2432	3
7	L1-Basic Mode 1	16384	1536	4
8	L1-Basic Mode 1	16384	1024	6
9	L1-Basic Mode 1	16384	768	8
10	L1-Basic Mode 1	32768	4864	3
11	L1-Basic Mode 1	32768	3648	3
12	L1-Basic Mode 1	32768	3648	8
13	L1-Basic Mode 1	32768	2432	6
14	L1-Basic Mode 1	32768	1536	8
15	L1-Basic Mode	32768	1024	12

	1			
16	L1-Basic Mode 1	32768	768	16
17	L1-Basic Mode 2	8192	2048	3
18	L1-Basic Mode 2	8192	1536	4
19	L1-Basic Mode 2	8192	1024	3
20	L1-Basic Mode 2	8192	768	4
21	L1-Basic Mode 2	16384	4096	3
22	L1-Basic Mode 2	16384	3648	4
23	L1-Basic Mode 2	16384	2432	3
24	L1-Basic Mode 2	16384	1536	4
25	L1-Basic Mode 2	16384	1024	6
26	L1-Basic Mode 2	16384	768	8
27	L1-Basic Mode 2	32768	4864	3
28	L1-Basic Mode 2	32768	3648	3
29	L1-Basic Mode 2	32768	3648	8
30	L1-Basic Mode 2	32768	2432	6
31	L1-Basic Mode 2	32768	1536	8
32	L1-Basic Mode	32768	1024	12

	2			
33	L1-Basic Mode 2	32768	768	16
34	L1-Basic Mode 3	8192	2048	3
35	L1-Basic Mode 3	8192	1536	4
36	L1-Basic Mode 3	8192	1024	3
37	L1-Basic Mode 3	8192	768	4
38	L1-Basic Mode 3	16384	4096	3
39	L1-Basic Mode 3	16384	3648	4
40	L1-Basic Mode 3	16384	2432	3
41	L1-Basic Mode 3	16384	1536	4
42	L1-Basic Mode 3	16384	1024	6
43	L1-Basic Mode 3	16384	768	8
44	L1-Basic Mode 3	32768	4864	3
45	L1-Basic Mode 3	32768	3648	3
46	L1-Basic Mode 3	32768	3648	8
47	L1-Basic Mode 3	32768	2432	6
48	L1-Basic Mode 3	32768	1536	8
49	L1-Basic Mode	32768	1024	12

	3			
50	L1-Basic Mode 3	32768	768	16
51	L1-Basic Mode 4	8192	2048	3
52	L1-Basic Mode 4	8192	1536	4
53	L1-Basic Mode 4	8192	1024	3
54	L1-Basic Mode 4	8192	768	4
55	L1-Basic Mode 4	16384	4096	3
56	L1-Basic Mode 4	16384	3648	4
57	L1-Basic Mode 4	16384	2432	3
58	L1-Basic Mode 4	16384	1536	4
59	L1-Basic Mode 4	16384	1024	6
60	L1-Basic Mode 4	16384	768	8
61	L1-Basic Mode 4	32768	4864	3
62	L1-Basic Mode 4	32768	3648	3
63	L1-Basic Mode 4	32768	3648	8
64	L1-Basic Mode 4	32768	2432	6
65	L1-Basic Mode 4	32768	1536	8
66	L1-Basic Mode	32768	1024	12

	4			
67	L1-Basic Mode 4	32768	768	16
68	L1-Basic Mode 5	8192	2048	3
69	L1-Basic Mode 5	8192	1536	4
70	L1-Basic Mode 5	8192	1024	3
71	L1-Basic Mode 5	8192	768	4
72	L1-Basic Mode 5	16384	4096	3
73	L1-Basic Mode 5	16384	3648	4
74	L1-Basic Mode 5	16384	2432	3
75	L1-Basic Mode 5	16384	1536	4
76	L1-Basic Mode 5	16384	1024	6
77	L1-Basic Mode 5	16384	768	8
78	L1-Basic Mode 5	32768	4864	3
79	L1-Basic Mode 5	32768	3648	3
80	L1-Basic Mode 5	32768	3648	8
81	L1-Basic Mode 5	32768	2432	6
82	L1-Basic Mode 5	32768	1536	8
83	L1-Basic Mode	32768	1024	12

	5			
84	L1-Basic Mode 5	32768	768	16
85	L1-Basic Mode 6	8192	2048	3
86	L1-Basic Mode 6	8192	1536	4
87	L1-Basic Mode 6	8192	1024	3
88	L1-Basic Mode 6	8192	768	4
89	L1-Basic Mode 6	16384	4096	3
90	L1-Basic Mode 6	16384	3648	4
91	L1-Basic Mode 6	16384	2432	3
92	L1-Basic Mode 6	16384	1536	4
93	L1-Basic Mode 6	16384	1024	6
94	L1-Basic Mode 6	16384	768	8
95	L1-Basic Mode 6	32768	4864	3
96	L1-Basic Mode 6	32768	3648	3
97	L1-Basic Mode 6	32768	3648	8
98	L1-Basic Mode 6	32768	2432	6
99	L1-Basic Mode 6	32768	1536	8
100	L1-Basic Mode	32768	1024	12

	6			
101	L1-Basic Mode 6	32768	768	16
102	L1-Basic Mode 7	8192	2048	3
103	L1-Basic Mode 7	8192	1536	4
104	L1-Basic Mode 7	8192	1024	3
105	L1-Basic Mode 7	8192	768	4
106	L1-Basic Mode 7	16384	4096	3
107	L1-Basic Mode 7	16384	3648	4
108	L1-Basic Mode 7	16384	2432	3
109	L1-Basic Mode 7	16384	1536	4
110	L1-Basic Mode 7	16384	1024	6
111	L1-Basic Mode 7	16384	768	8
112	L1-Basic Mode 7	32768	4864	3
113	L1-Basic Mode 7	32768	3648	3
114	L1-Basic Mode 7	32768	3648	8
115	L1-Basic Mode 7	32768	2432	6
116	L1-Basic Mode 7	32768	1536	8
117	L1-Basic Mode	32768	1024	12

	7			
118	L1-Basic Mode 7	32768	768	16
119	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved
120	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved
121	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved
122	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved
123	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved
124	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved
125	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved
126	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved
127	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved

- [151] 예를 들어, 상기 표 1에 표시된 프리앰블 구조를 나타내기 위해, 7비트의 고정된 심볼이 할당될 수 있다.
- [152] 상기 표 1에 기재된 L1-Basic Mode 1, L1-Basic Mode 2 및 L1-Basic Mode 3은 QPSK 및 3/15 LDPC에 상응하는 것일 수 있다.
- [153] 특히, L1-Basic Mode 1은 3/15, QPSK, 패리티 리피티션(parity repetition) 온(ON) 및 제1 평처링 사이즈(puncturing size)에 상응할 수 있다. 패리티 리피티션 및 평처링에 대해서는 후술한다.
- [154] 또한, L1-Basic Mode 2는 3/15, QPSK, 패리티 리피티션 오프 및 제1 평처링 사이즈보다 큰 제2 평처링 사이즈에 상응할 수 있다.
- [155] 또한, L1-Basic Mode 3은 3/15, QPSK, 패리티 리피티션 오프 및 제2 평처링 사이즈보다 큰 제3 평처링 사이즈에 상응할 수 있다.
- [156] 상기 표 1에 기재된 L1-Basic Mode 4는 16-NUC(Non Uniform Constellation) 및 3/15 LDPC에 상응하는 것일 수 있다.
- [157] 상기 표 1에 기재된 L1-Basic Mode 5는 64-NUC(Non Uniform Constellation) 및 3/15 LDPC에 상응하는 것일 수 있다.
- [158] 상기 표 1에 기재된 L1-Basic Mode 6 및 L1-Basic Mode 7은 256-NUC(Non Uniform Constellation) 및 3/15 LDPC에 상응하는 것일 수 있다. 이하에서 설명하는 변조방법/부호율은 QPSK 및 3/15 LDPC와 같이 변조방법과 부호율의 조합을 나타낸다.
- [159] 상기 표 1에 기재된 FFT size는 Fast Fourier Transform 크기를 나타내는 것일 수 있다.
- [160] 상기 표 1에 기재된 GI length는 가드 인터벌 길이(Guard Interval Length)를 나타내는 것으로, 시간 영역에서 데이터가 아닌 가드 인터벌의 길이를 나타내는

것일 수 있다. 이 때, 가드 인터벌 길이가 길수록 시스템은 강인(robust)해진다.

- [161] 상기 표 1에 기재된 Pilot Pattern은 파일럿 패턴의 D_x 를 나타내는 것일 수 있다. 표 1에는 명시적으로 기재하지 않았으나 표 1에 기재된 예에서 D_y 는 모두 1일 수 있다. 예를 들어, $D_x = 3$ 은 채널 추정을 위한 파일럿이 x 축 방향으로 3개 중 하나 포함됨을 의미할 수 있다. 예를 들어, $D_y = 1$ 은 y 축 방향으로 매 번 파일럿이 포함됨을 의미할 수 있다.
- [162] 표 1의 예에서 알 수 있는 바와 같이, 제1 변조방법/부호율보다 강인한 제2 변조방법/부호율에 상응하는 프리앰블 구조가 상기 제1 변조방법/부호율에 상응하는 프리앰블 구조보다 우선적으로 룩업테이블에 할당될 수 있다.
- [163] 이 때, 우선적으로 할당된다 함은 룩업테이블에 보다 작은 수의 인덱스에 상응하여 저장되는 것일 수 있다.
- [164] 또한, 같은 변조방법/부호율의 경우 제1 FFT 사이즈보다 작은 제2 FFT 사이즈에 상응하는 프리앰블 구조가 상기 제1 FFT 사이즈에 상응하는 프리앰블 구조보다 우선적으로 룩업테이블에 할당될 수 있다.
- [165] 또한, 같은 변조방법/부호율 및 FFT 사이즈의 경우 제1 가드 인터벌보다 큰 제2 가드 인터벌에 상응하는 프리앰블 구조가 상기 제1 가드 인터벌에 상응하는 프리앰블 구조보다 우선적으로 룩업테이블에 할당될 수 있다.
- [166] 표 1에 기재된 바와 같이 룩업테이블에 프리앰블 구조가 할당되는 순서를 설정함으로써 부트스트랩을 이용한 프리앰블 구조 식별이 보다 효율적으로 수행될 수 있다.
- [167] 하기 표 2는 룩업테이블의 다른 예이다.

[168] [표 2]

preamble_structure	FFT Size	GI Length (samples)	Preamble Pilot DX	L1-BasicFEC Mode
0	8192	192	16	L1-Basic Mode 1
1	8192	192	16	L1-Basic Mode 2
2	8192	192	16	L1-Basic Mode 3
3	8192	192	16	L1-Basic Mode 4
4	8192	192	16	L1-Basic Mode 5
5	8192	384	8	L1-Basic Mode 1
6	8192	384	8	L1-Basic Mode 2
7	8192	384	8	L1-Basic Mode 3
8	8192	384	8	L1-Basic Mode 4
9	8192	384	8	L1-Basic Mode 5
10	8192	512	6	L1-Basic Mode 1
11	8192	512	6	L1-Basic Mode 2
12	8192	512	6	L1-Basic Mode 3
13	8192	512	6	L1-Basic Mode 4
14	8192	512	6	L1-Basic Mode 5
15	8192	768	4	L1-Basic Mode

				1
16	8192	768	4	L1-Basic Mode 2
17	8192	768	4	L1-Basic Mode 3
18	8192	768	4	L1-Basic Mode 4
19	8192	768	4	L1-Basic Mode 5
20	8192	1024	3	L1-Basic Mode 1
21	8192	1024	3	L1-Basic Mode 2
22	8192	1024	3	L1-Basic Mode 3
23	8192	1024	3	L1-Basic Mode 4
24	8192	1024	3	L1-Basic Mode 5
25	8192	1536	4	L1-Basic Mode 1
26	8192	1536	4	L1-Basic Mode 2
27	8192	1536	4	L1-Basic Mode 3
28	8192	1536	4	L1-Basic Mode 4
29	8192	1536	4	L1-Basic Mode 5
30	8192	2048	3	L1-Basic Mode 1
31	8192	2048	3	L1-Basic Mode 2
32	8192	2048	3	L1-Basic Mode

				3
33	8192	2048	3	L1-Basic Mode 4
34	8192	2048	3	L1-Basic Mode 5
35	16384	192	32	L1-Basic Mode 1
36	16384	192	32	L1-Basic Mode 2
37	16384	192	32	L1-Basic Mode 3
38	16384	192	32	L1-Basic Mode 4
39	16384	192	32	L1-Basic Mode 5
40	16384	384	16	L1-Basic Mode 1
41	16384	384	16	L1-Basic Mode 2
42	16384	384	16	L1-Basic Mode 3
43	16384	384	16	L1-Basic Mode 4
44	16384	384	16	L1-Basic Mode 5
45	16384	512	12	L1-Basic Mode 1
46	16384	512	12	L1-Basic Mode 2
47	16384	512	12	L1-Basic Mode 3
48	16384	512	12	L1-Basic Mode 4
49	16384	512	12	L1-Basic Mode

				5
50	16384	768	8	L1-Basic Mode 1
51	16384	768	8	L1-Basic Mode 2
52	16384	768	8	L1-Basic Mode 3
53	16384	768	8	L1-Basic Mode 4
54	16384	768	8	L1-Basic Mode 5
55	16384	1024	6	L1-Basic Mode 1
56	16384	1024	6	L1-Basic Mode 2
57	16384	1024	6	L1-Basic Mode 3
58	16384	1024	6	L1-Basic Mode 4
59	16384	1024	6	L1-Basic Mode 5
60	16384	1536	4	L1-Basic Mode 1
61	16384	1536	4	L1-Basic Mode 2
62	16384	1536	4	L1-Basic Mode 3
63	16384	1536	4	L1-Basic Mode 4
64	16384	1536	4	L1-Basic Mode 5
65	16384	2048	3	L1-Basic Mode 1
66	16384	2048	3	L1-Basic Mode

				2
67	16384	2048	3	L1-Basic Mode 3
68	16384	2048	3	L1-Basic Mode 4
69	16384	2048	3	L1-Basic Mode 5
70	16384	2432	3	L1-Basic Mode 1
71	16384	2432	3	L1-Basic Mode 2
72	16384	2432	3	L1-Basic Mode 3
73	16384	2432	3	L1-Basic Mode 4
74	16384	2432	3	L1-Basic Mode 5
75	16384	3072	4	L1-Basic Mode 1
76	16384	3072	4	L1-Basic Mode 2
77	16384	3072	4	L1-Basic Mode 3
78	16384	3072	4	L1-Basic Mode 4
79	16384	3072	4	L1-Basic Mode 5
80	16384	3648	4	L1-Basic Mode 1
81	16384	3648	4	L1-Basic Mode 2
82	16384	3648	4	L1-Basic Mode 3
83	16384	3648	4	L1-Basic Mode

				4
84	16384	3648	4	L1-Basic Mode 5
85	16384	4096	3	L1-Basic Mode 1
86	16384	4096	3	L1-Basic Mode 2
87	16384	4096	3	L1-Basic Mode 3
88	16384	4096	3	L1-Basic Mode 4
89	16384	4096	3	L1-Basic Mode 5
90	32768	192	32	L1-Basic Mode 1
91	32768	192	32	L1-Basic Mode 2
92	32768	192	32	L1-Basic Mode 3
93	32768	192	32	L1-Basic Mode 4
94	32768	192	32	L1-Basic Mode 5
95	32768	384	32	L1-Basic Mode 1
96	32768	384	32	L1-Basic Mode 2
97	32768	384	32	L1-Basic Mode 3
98	32768	384	32	L1-Basic Mode 4
99	32768	384	32	L1-Basic Mode 5
100	32768	512	24	L1-Basic Mode

				1
101	32768	512	24	L1-Basic Mode 2
102	32768	512	24	L1-Basic Mode 3
103	32768	512	24	L1-Basic Mode 4
104	32768	512	24	L1-Basic Mode 5
105	32768	768	16	L1-Basic Mode 1
106	32768	768	16	L1-Basic Mode 2
107	32768	768	16	L1-Basic Mode 3
108	32768	768	16	L1-Basic Mode 4
109	32768	768	16	L1-Basic Mode 5
110	32768	1024	12	L1-Basic Mode 1
111	32768	1024	12	L1-Basic Mode 2
112	32768	1024	12	L1-Basic Mode 3
113	32768	1024	12	L1-Basic Mode 4
114	32768	1024	12	L1-Basic Mode 5
115	32768	1536	8	L1-Basic Mode 1
116	32768	1536	8	L1-Basic Mode 2
117	32768	1536	8	L1-Basic Mode

				3
118	32768	1536	8	L1-Basic Mode 4
119	32768	1536	8	L1-Basic Mode 5
120	32768	2048	6	L1-Basic Mode 1
121	32768	2048	6	L1-Basic Mode 2
122	32768	2048	6	L1-Basic Mode 3
123	32768	2048	6	L1-Basic Mode 4
124	32768	2048	6	L1-Basic Mode 5
125	32768	2432	6	L1-Basic Mode 1
126	32768	2432	6	L1-Basic Mode 2
127	32768	2432	6	L1-Basic Mode 3
128	32768	2432	6	L1-Basic Mode 4
129	32768	2432	6	L1-Basic Mode 5
130	32768	3072	8	L1-Basic Mode 1
131	32768	3072	8	L1-Basic Mode 2
132	32768	3072	8	L1-Basic Mode 3
133	32768	3072	8	L1-Basic Mode 4
134	32768	3072	8	L1-Basic Mode

				5
135	32768	3072	3	L1-Basic Mode 1
136	32768	3072	3	L1-Basic Mode 2
137	32768	3072	3	L1-Basic Mode 3
138	32768	3072	3	L1-Basic Mode 4
139	32768	3072	3	L1-Basic Mode 5
140	32768	3648	8	L1-Basic Mode 1
141	32768	3648	8	L1-Basic Mode 2
142	32768	3648	8	L1-Basic Mode 3
143	32768	3648	8	L1-Basic Mode 4
144	32768	3648	8	L1-Basic Mode 5
145	32768	3648	3	L1-Basic Mode 1
146	32768	3648	3	L1-Basic Mode 2
147	32768	3648	3	L1-Basic Mode 3
148	32768	3648	3	L1-Basic Mode 4
149	32768	3648	3	L1-Basic Mode 5
150	32768	4096	3	L1-Basic Mode 1
151	32768	4096	3	L1-Basic Mode

				2
152	32768	4096	3	L1-Basic Mode 3
153	32768	4096	3	L1-Basic Mode 4
154	32768	4096	3	L1-Basic Mode 5
155	32768	4864	3	L1-Basic Mode 1
156	32768	4864	3	L1-Basic Mode 2
157	32768	4864	3	L1-Basic Mode 3
158	32768	4864	3	L1-Basic Mode 4
159	32768	4864	3	L1-Basic Mode 5
160-255	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved

- [169] 상기 표 2와 같이 OFDM 파라미터에 상응하는 FFT 사이즈가 동일한 경우, 제1 가드 인터벌 길이에 상응하는 프리앰블 구조보다, 상기 제1 가드 인터벌 길이보다 짧은 제2 가드 인터벌 길이에 상응하는 프리앰블 구조가 우선적으로 할당될 수 있다. 또한, 상기 표 2와 같이 동일한 FFT 사이즈, 가드 인터벌 길이 및 파일럿 패턴의 조합에 대하여 상기 제1 모드, 제2 모드, 제3 모드, 제4 모드 및 제5 모드가 로버스트니스(robustness) 순서대로 할당될 수도 있다.
- [170] 표 1 또는 표 2의 룩업테이블의 할당 순서는 시스템의 성능을 크게 좌우할 수 있다. 즉, 수신기에서 수신된 시그널링 신호의 일부 비트에 에러가 발생할 수 있기 때문에 할당 순서를 어떻게 설정하느냐에 따라 시그널링 신호 복원 성능이 크게 달라질 수 있다.
- [171] 하기 표 3 및 표 4는 L1-Basic의 7가지 BICM 모드들의 로버스트니스(robustness)를 나타낸 표이다.
- [172] 표 3 및 표 4를 참조하면, 데이터 FEC에서 가장 로버스트한 DB보다 L1-Detail이 1.5dB만큼 로버스트하고, L1-Detail보다 L1-Basic이 1.5dB만큼 로버스트한 것을 알 수 있다.

[173] [표3]

	L1-Basic	L1-Detail	Most robust data FEC
L1-Basic Mode 1	-9.2 dB	-7.7 dB	-6.2 dB
L1-Basic Mode 2		-0.3 dB	1.2 dB
L1-Basic Mode 3	1.2 dB	2.7 dB	4.2 dB
L1-Basic Mode 4		7.1 dB	8.6 dB
L1-Basic Mode 5	9.9 dB	11.4 dB	12.9 dB
L1-Basic Mode 6		16.7 dB	18.2 dB
L1-Basic Mode 7		24.1 dB	25.6 dB

[174]

[175] [표4]

	L1-Basic	L1-Detail	Most robust data FEC
L1-Basic Mode 1	-9.2 dB	-7.7 dB	-6.2 dB
L1-Basic Mode 2	-1.8 dB	-0.3 dB	1.2 dB
L1-Basic Mode 3	1.2 dB	2.7 dB	4.2 dB
L1-Basic Mode 4	5.6 dB	7.1 dB	8.6 dB
L1-Basic Mode 5	9.9 dB	11.4 dB	12.9 dB
L1-Basic Mode 6	15.2 dB	16.7 dB	18.2 dB
L1-Basic Mode 7	22.6 dB	24.1 dB	25.6 dB

[176] 시그널링 정보를 이용하여 코어 레이어 데이터가 복조되고, 코어 레이어 데이터에 상응하는 캔슬레이션 과정을 거쳐서 인핸스드 레이어 신호가 복조된다. 이 때, 코어 레이어 데이터에 상응하는 캔슬레이션에 대해서는 이후 보다 상세히 설명한다.

[177] 이 때, 시그널링 정보는 L1(Layer-1) 시그널링 정보일 수 있다. L1 시그널링 정보는 물리 계층 파라미터들을 구성하기 위해 필요한 정보를 포함할 수 있다.

[178] 도 4를 참조하면, 방송 신호 프레임은 L1 시그널링 신호 및 데이터 신호를 포함한다. 예를 들어, 방송 신호 프레임은 ATSC 3.0 프레임일 수 있다.

[179] 도 5는 도 1에 도시된 방송 신호 프레임 생성 장치의 다른 예를 나타낸 블록도이다.

[180] 도 5를 참조하면, 방송 신호 프레임 생성 장치가 코어 레이어 데이터 및 인핸스드 레이어 데이터 이외에도 N개(N은 1이상의 자연수)의 확장

레이어들(Extension Layers)에 상응하는 데이터를 함께 멀티플렉싱하는 것을 알 수 있다.

- [181] 즉, 도 5에 도시된 방송 신호 프레임 생성 장치는 코어 레이어 BICM부(310), 인헨스드 레이어 BICM부(320), 인젝션 레벨 컨트롤러(330), 결합기(340), 파워 노멀라이저(345), 타임 인터리버(350), 시그널링 생성부(360) 및 프레임 빌더(370) 이외에도 N개의 확장 레이어 BICM부들(410, ..., 430) 및 인젝션 레벨 컨트롤러들(440, ..., 460)을 포함한다.
- [182] 도 5에 도시된 코어 레이어 BICM부(310), 인헨스드 레이어 BICM부(320), 인젝션 레벨 컨트롤러(330), 결합기(340), 파워 노멀라이저(345), 타임 인터리버(350), 시그널링 생성부(360) 및 프레임 빌더(370)에 대해서는 도 3을 통하여 이미 상세히 설명한 바 있다.
- [183] N개의 확장 레이어 BICM부들(410, ..., 430)은 각각 독립적으로 BICM 인코딩을 수행하고, 인젝션 레벨 컨트롤러들(440, ..., 460)은 각각의 확장 레이어에 상응하는 파워 리듀싱을 수행하여 파워 리듀싱된 확장 레이어 신호가 결합기(340)를 통해 다른 레이어 신호들과 결합되도록 한다.
- [184] 이 때, 확장 레이어 BICM부들(410, ..., 430) 각각의 오류정정 부호화기는 BCH 인코더와 LDPC 인코더가 직렬연결된 것일 수 있다.
- [185] 특히, 인젝션 레벨 컨트롤러들(440, ..., 460) 각각에 상응하는 파워 감소는 인젝션 레벨 컨트롤러(330)의 파워 감소보다 큰 것이 바람직하다. 즉, 도 5에 도시된 인젝션 레벨 컨트롤러들(330, 440, ..., 460)은 아래로 내려올수록 큰 파워 감소에 상응할 수 있다.
- [186] 도 5에 도시된 인젝션 레벨 컨트롤러들(330, 440, 460)로부터 제공된 인젝션 레벨 정보는 시그널링 생성부(360)를 거쳐서 프레임 빌더(370)의 방송 신호 프레임에 포함되어 수신기로 전송된다. 즉, 각 계층의 인젝션 레벨은 L1 시그널링 정보에 담겨, 수신기로 전달된다.
- [187] 본 발명에서 파워 조절은 입력 신호의 파워를 증가 또는 감소시키는 것일 수도 있고, 입력 신호의 계인을 증가 또는 감소시키는 것일 수도 있다.
- [188] 파워 노멀라이저(345)는 결합기(340)에 의하여 복수의 레이어 신호들이 결합됨으로써 야기되는 파워 증가를 완화(mitigate)시킨다.
- [189] 도 5에 도시된 예에서, 파워 노멀라이저(345)는 하기 수학식 4를 이용하여 노멀라이징 팩터를 각 계층(layer)들의 신호가 결합된 신호의 크기에 곱하여 알맞은 신호 크기로 신호 파워를 조절할 수 있다.
- [190] [수학식 4]
- [191] Normalizing Factor =
- [192]
$$\left(\sqrt{(1+10^{-\text{InjectionLevel}\#1(\text{dB})/10} + 10^{-\text{InjectionLevel}\#2(\text{dB})/10} + \dots + 10^{-\text{InjectionLevel}\#(N+1)(\text{dB})/10})} \right)^{-1}$$
- [193] 타임 인터리버(350)는 결합기(340)에 의하여 결합된 신호에 대한 인터리빙을 수행함으로써, 레이어들의 신호들에 함께 적용되는 인터리빙을 수행한다.

- [194] 도 6은 도 1에 도시된 신호 디멀티플렉싱 장치의 일 예를 나타낸 블록도이다.
- [195] 도 6를 참조하면, 본 발명의 일실시예에 따른 신호 디멀티플렉싱 장치는 타임 디인터리버(510), 디-노멀라이저(1010), 코어 레이어 BICM 디코더(520), 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530), 디-인젝션 레벨 컨트롤러(1020) 및 인헨스드 레이어 BICM 디코더(540)를 포함한다.
- [196] 이 때, 도 6에 도시된 신호 디멀티플렉싱 장치는 도 3에 도시된 방송 신호 프레임 생성 장치에 상응하는 것일 수 있다.
- [197] 타임 디인터리버(510)는 시간/주파수 동기(synchronization), 채널추정(channel estimation) 및 등화(equalization) 등의 동작을 수행하는 OFDM 수신기로부터 수신 신호를 제공 받고, 채널에서 발생한 군집오류(burst error) 분산에 관한 동작을 수행한다. 이 때, L1 시그널링 정보는 OFDM 수신기에서 우선적으로 복호되어, 데이터 복호에 활용될 수 있다. 특히, L1 시그널링 정보 중 인젝션 레벨 정보는 디-노멀라이저(1010)와 디-인젝션 레벨 컨트롤러(1020)에 전달될 수 있다. 이 때, OFDM 수신기는 수신 신호를 방송 신호 프레임(예를 들어, ATSC 3.0 프레임)의 형태로 복호화한 후, 프레임의 데이터 심볼 부분을 추출하여 타임 디인터리버(510)로 제공할 수 있다. 즉, 타임 디인터리버(510)는 데이터 심볼을 통과시키면서 역인터리빙 과정을 수행하여 채널에서 발생한 군집오류를 분산시킨다.
- [198] 디-노멀라이저(1010)는 송신기의 파워 노멀라이저에 상응하는 것으로, 파워 노멀라이저에서 감소시킨 만큼 파워를 높인다. 즉, 디-노멀라이저(1010)는 수신 신호를 상기 수학식 2의 노멀라이징 팩터로 나눈다.
- [199] 도 6에 도시된 예에서, 디-노멀라이저(1010)는 타임 인터리버(510)의 출력 신호의 파워를 조절하는 것으로 도시되었으나, 실시예에 따라 디-노멀라이저(1010)는 타임 인터리버(510)의 앞에 위치하여 인터리빙 되기 전에 파워 조절이 수행되도록 할 수도 있다.
- [200] 즉, 디-노멀라이저(1010)는 타임 인터리버(510)의 앞 또는 뒤에 위치하여 코어 레이어 심볼 디맵퍼의 LLR 계산 등을 위해 신호의 크기를 증폭하는 것으로 볼 수 있다.
- [201] 타임 디인터리버(510)의 출력(또는 디-노멀라이저(1010)의 출력)은 코어 레이어 BICM 디코더(520)로 제공되고, 코어 레이어 BICM 디코더(520)는 코어 레이어 데이터를 복원한다.
- [202] 이 때, 코어 레이어 BICM 디코더(520)는 코어 레이어 심볼 디맵퍼, 코어 레이어 비트 디인터리버 및 코어 레이어 오류정정 복호화기를 포함한다. 코어 레이어 심볼 디맵퍼는 심볼과 관련된 LLR(Log-Likelihood Ratio) 값들을 계산하고, 코어 레이어 비트 디인터리버는 계산된 LLR 값들을 군집오류에 강하게 섞으며, 코어 레이어 오류정정 복호화기는 채널에서 발생한 오류를 정정한다.
- [203] 이 때, 코어 레이어 심볼 디맵퍼는 미리 결정된 정상도를 이용하여 비트별로 LLR 값을 계산할 수 있다. 이 때 코어 레이어 심볼 맵퍼에서 이용하는 정상도는

송신기에서 사용되는 코드 레이트와 모듈레이션 차수(modulation order)의 조합에 따라 상이할 수 있다.

- [204] 이 때, 코어 레이어 비트 디인터리버는 계산된 LLR 값들에 대하여 LDPC 코드워드 단위로 역인터리빙을 수행할 수 있다.
- [205] 특히, 코어 레이어 오류정정 복호화기는 정보(information) 비트들만을 출력할 수도 있고, 정보 비트들과 패리티 비트들이 결합된 전체 비트들을 출력할 수도 있다. 이 때, 코어 레이어 오류정정 복호화기는 정보 비트들만을 코어 레이어 데이터로 출력하고, 정보 비트들에 패리티 비트들이 결합된 전체 비트들을 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530)로 출력할 수 있다.
- [206] 코어 레이어 오류 정정 복호화기는 코어 레이어 LDPC 복호화기와 코어 레이어 BCH 복호화기가 직렬 연결된 형태일 수 있다. 즉, 코어 레이어 오류 정정 복호화기의 입력이 코어 레이어 LDPC 복호화기로 입력되고, 코어 레이어 LDPC 복호화기의 출력이 코어 레이어 BCH 복호화기로 입력되고, 코어 레이어 BCH 복호화기의 출력이 코어 레이어 오류 정정 복호화기의 출력이 될 수 있다. 이 때, LDPC 복호화기는 LDPC 복호를 수행하고, BCH 복호화기는 BCH 복호를 수행한다.
- [207] 나아가, 인헨스드 레이어 오류 정정 복호화기도 인헨스드 레이어 LDPC 복호화기와 인헨스드 레이어 BCH 복호화기가 직렬 연결된 형태일 수 있다. 즉, 인헨스드 레이어 오류 정정 복호화기의 입력이 인헨스드 레이어 LDPC 복호화기로 입력되고, 인헨스드 레이어 LDPC 복호화기의 출력이 인헨스드 레이어 BCH 복호화기로 입력되고, 인헨스드 레이어 BCH 복호화기의 출력이 인헨스드 레이어 오류정정 복호화기의 출력이 될 수 있다.
- [208] 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530)는 코어 레이어 BICM 디코더(520)의 코어 레이어 오류정정 복호화기로부터 전체 비트들을 제공 받아서 타임 디인터리버(510) 또는 디-노멀라이저(1010)의 출력 신호로부터 인헨스드 레이어 심볼들을 추출할 수 있다. 실시예에 따라 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530)는 코어 레이어 BICM 디코더(520)의 오류정정 복호화기로부터 전체 비트들을 제공 받지 않고, LDPC의 정보비트들(information bits)을 제공 받거나, BCH 정보 비트들을 제공 받을 수 있다.
- [209] 이 때, 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530)는 버퍼, 감산기(subtractor), 코어 레이어 심볼 맵퍼 및 코어 레이어 비트 인터리버를 포함한다. 버퍼는 타임 디인터리버(510) 또는 디-노멀라이저(1010)의 출력 신호를 저장한다. 코어 레이어 비트 인터리버는 코어 레이어 BICM 디코더의 전체 비트들(정보 비트들+패리티 비트들)을 입력 받아 송신기와 동일한 코어 레이어 비트 인터리빙을 수행한다. 코어 레이어 심볼 맵퍼는 인터리빙된 신호로부터 송신기와 동일한 코어 레이어 심볼을 생성한다. 감산기는 버퍼에 저장된 신호에서 코어 레이어 심볼 맵퍼의 출력 신호를 감산함으로써, 인헨스드 레이어 심볼을 획득하고 이를 디-인жек션 레벨 컨트롤러(1020)에 전달한다. 특히, LDPC

정보비트들을 제공 받는 경우 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530)는 코어 레이어 LDPC 인코더를 더 포함할 수 있다. 또한, BCH 정보 비트들을 제공 받는 경우 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530)는 코어 레이어 LDPC 인코더뿐만 아니라 코어 레이어 BCH 인코더를 더 포함할 수 있다.

- [210] 이 때, 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530)에 포함되는 코어 레이어 LDPC 인코더, 코어 레이어 BCH 인코더, 코어 레이어 비트 인터리버 및 코어 레이어 심볼 맵퍼는 도 3을 통하여 설명한 코어 레이어의 LDPC 인코더, BCH 인코더, 비트 인터리버 및 심볼 맵퍼와 동일한 것일 수 있다.
- [211] 다-인젝션 레벨 컨트롤러(1020)는 인헨스드 레이어 심볼을 입력 받아서 송신기의 인젝션 레벨 컨트롤러에 의하여 떨어진 파워만큼 파워를 증가시킨다. 즉, 다-인젝션 레벨 컨트롤러(1020)는 입력 신호를 증폭하여 인헨스드 레이어 BICM 디코더(540)로 제공한다. 예를 들어, 송신기에서 인헨스드 레이어 신호의 파워를 코어 레이어 신호의 파워보다 3dB 작게 결합하였다면, 다-인젝션 레벨 컨트롤러(1020)는 입력 신호의 파워를 3dB 증가시키는 역할을 한다.
- [212] 이 때, 다-인젝션 레벨 컨트롤러(1020)는 OFDM 수신기로부터 인젝션 레벨 정보를 받아서 추출된 인헨스드 레이어 신호에 하기 수학적 식 5의 인헨스드 레이어 게인을 곱하는 것으로 볼 수 있다.
- [213] [수학적 식 5]
- [214]
$$\text{Enhanced Layer Gain} = \left(\sqrt{10^{-\text{InjectionLevel(dB)}/10}} \right)^{-1}$$
- [215] 인헨스드 레이어 BICM 디코더(540)는 다-인젝션 레벨 컨트롤러(1020)에 의하여 파워가 상승된 인헨스드 레이어 심볼을 입력 받아서 인헨스드 레이어 데이터를 복원한다.
- [216] 이 때, 인헨스드 레이어 BICM 디코더(540)는 인헨스드 레이어 심볼 디맵퍼, 인헨스드 레이어 비트 디인터리버 및 인헨스드 레이어 오류정정 복호화기를 포함할 수 있다. 인헨스드 레이어 심볼 디맵퍼는 인헨스드 레이어 심볼과 관련된 LLR(Log-Likelihood Ratio) 값들을 계산하고, 인헨스드 레이어 비트 디인터리버는 계산된 LLR 값들을 군집오류에 강하게 섞으며, 인헨스드 레이어 오류정정 복호화기는 채널에서 발생한 오류를 정정한다.
- [217] 인헨스드 레이어 BICM 디코더(540)는 코어 레이어 BICM 디코더(520)와 유사한 작업을 수행하지만, 일반적으로 인헨스드 레이어 LDPC 디코더는 6/15 이상인 코드레이트에 대한 LDPC 복호를 수행한다.
- [218] 예를 들어, 코어 레이어는 5/15 이하의 코드 레이트를 가지는 LDPC 코드를 사용하고, 인헨스드 레이어는 6/15 이상의 코드 레이트를 가지는 LDPC 코드를 사용할 수 있다. 이 때, 인헨스드 레이어 데이터의 복호가 가능한 수신 환경에서는 코어 레이어 데이터는 적은 수의 LDPC 디코딩 이터레이션(iteration)만으로도 복호가 가능하다. 이러한 성질을 이용하면 수신기 하드웨어는 하나의 LDPC 디코더를 코어 레이어와 인헨스드 레이어가 공유하여

하드웨어 구현시 발생하는 비용을 줄일 수 있다. 이 때, 코어 레이어 LDPC 디코더는 약간의 시간자원(LDPC 디코딩 이터레이션)만을 사용하고 대부분의 시간자원을 인헨스드 레이어 LDPC 디코더가 사용할 수 있다.

- [219] 도 6에 도시된 신호 디멀티플렉싱 장치는 먼저 코어 레이어 데이터를 복원하고, 수신 신호 심볼에서 코어 레이어 심볼들을 캔슬레이션(cancellation)하여 인헨스드 레이어 심볼들만 남긴 후, 인헨스드 레이어 심볼의 파워를 증가시켜서 인헨스드 레이어 데이터를 복원한다. 도 3 및 5를 통해 이미 설명한 바와 같이, 각각의 레이어에 상응하는 신호들이 서로 다른 파워레벨로 결합되므로 가장 강한 파워로 결합된 신호부터 복원되어야 가장 오류가 적은 데이터 복원이 가능하다.
- [220] 결국 도 6에 도시된 예에서 신호 디멀티플렉싱 장치는, 수신 신호에 타임 디인터리빙을 적용하여 타임 디인터리빙 신호를 생성하는 타임 디인터리버(510); 상기 수신 신호 또는 상기 타임 디인터리빙 신호의 파워를 송신기의 파워 노멀라이저에 의한 파워 감소만큼 높이는 디-노멀라이저(1010); 상기 디-노멀라이저(1010)에 의해 파워 조절된 신호로부터 코어 레이어 데이터를 복원하는 코어 레이어 BICM 디코더(520); 상기 코어 레이어 BICM 디코더(520)의 코어 레이어 FEC 디코더의 출력 신호를 이용하여, 상기 디-노멀라이저(1010)에 의해 파워 조절된 신호에 대한 상기 코어 레이어 데이터에 상응하는 캔슬레이션을 수행하여 인헨스드 레이어 신호를 추출하는 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530); 상기 인헨스드 레이어 신호의 파워를 송신기의 인젝션 레벨 컨트롤러의 파워 감소만큼 높이는 디-인젝션 레벨 컨트롤러(1020); 및 상기 디-인젝션 레벨 컨트롤러(1020)의 출력 신호를 이용하여 인헨스드 레이어 데이터를 복원하는 인헨스드 레이어 BICM 디코더(540)를 포함할 수 있다.
- [221] 이 때, 인헨스드 레이어 심볼 추출기는 상기 코어 레이어 BICM 디코더의 코어 레이어 LDPC 디코더로부터 전체 코드워드를 입력 받고, 상기 전체 코드워드를 바로 비트 인터리빙할 수 있다.
- [222] 이 때, 인헨스드 레이어 심볼 추출기는 상기 코어 레이어 BICM 디코더의 코어 레이어 LDPC 디코더로부터 정보 비트들을 입력 받고, 상기 정보 비트들을 코어 레이어 LDPC 인코딩한 후 비트 인터리빙을 수행할 수 있다.
- [223] 이 때, 인헨스드 레이어 심볼 추출기는 상기 코어 레이어 BICM 디코더의 코어 레이어 BCH 디코더로부터 정보 비트들을 입력 받고, 상기 정보 비트들을 코어 레이어 BCH 인코딩 및 코어 레이어 LDPC 인코딩한 후 비트 인터리빙을 수행할 수 있다.
- [224] 이 때, 상기 디-노멀라이저 및 상기 디-인젝션 레벨 컨트롤러는 L1 시그널링에 기반하여 제공된 인젝션 레벨 정보(IL INFO)를 제공 받고, 상기 인젝션 레벨 정보에 기반하여 파워 컨트롤을 수행할 수 있다.
- [225] 이 때, 상기 코어 레이어 BICM 디코더는 상기 인헨스드 레이어 BICM

디코더보다 낮은 비트율을 가지고, 상기 인핸스드 레이어 BICM 디코더보다 강인할(robust) 수 있다.

- [226] 이 때, 상기 디-노멀라이저는 노멀라이징 팩터의 역수에 상응할 수 있다.
- [227] 이 때, 상기 디-인젝션 레벨 컨트롤러는 스케일링 팩터의 역수에 상응할 수 있다.
- [228] 이 때, 인핸스드 레이어 데이터는 코어 레이어 신호에 상응하는 코어 레이어 데이터의 복원에 상응하는 캔슬레이션에 기반하여 복원될 수 있다.
- [229] 이 때, 신호 디멀티플렉싱 장치는 이전 레이어 데이터에 상응하는 캔슬레이션을 수행하여 확장 레이어 신호를 추출하는 하나 이상의 확장 레이어 심볼 추출기; 상기 확장 레이어 신호의 파워를 송신기의 인젝션 레벨 컨트롤러의 파워 감소만큼 높이는 하나 이상의 디-인젝션 레벨 컨트롤러 및 상기 하나 이상의 디-인젝션 레벨 컨트롤러의 출력 신호를 이용하여 하나 이상의 확장 레이어 데이터를 복원하는 하나 이상의 확장 레이어 BICM 디코더를 더 포함할 수 있다.
- [230] 도 6에 도시된 구성을 통해 본 발명의 일실시예에 따른 신호 디멀티플렉싱 방법은, 수신 신호에 타임 디인터리빙을 적용하여 타임 디인터리빙 신호를 생성하는 단계; 상기 수신 신호 또는 상기 타임 디인터리빙 신호의 파워를 송신기의 파워 노멀라이저에 의한 파워 감소만큼 높이는 단계; 상기 파워 조절된 신호로부터 코어 레이어 데이터를 복원하는 단계; 상기 파워 조절된 신호에 대한 상기 코어 레이어 데이터에 상응하는 캔슬레이션을 수행하여 인핸스드 레이어 신호를 추출하는 단계; 상기 인핸스드 레이어 신호의 파워를 송신기의 인젝션 레벨 컨트롤러의 파워 감소만큼 높이는 단계; 및 파워 조절된 상기 인핸스드 레이어 신호를 이용하여 인핸스드 레이어 데이터를 복원하는 단계를 포함함을 알 수 있다.
- [231] 이 때, 인핸스드 레이어 신호를 추출하는 단계는 코어 레이어 BICM 디코더의 코어 레이어 LDPC 디코더로부터 전체 코드워드를 입력 받고, 상기 전체 코드워드를 바로 비트 인터리빙할 수 있다.
- [232] 이 때, 인핸스드 레이어 신호를 추출하는 단계는 코어 레이어 BICM 디코더의 코어 레이어 LDPC 디코더로부터 정보 비트들을 입력 받고, 상기 정보 비트들을 코어 레이어 LDPC 인코딩한 후 비트 인터리빙을 수행할 수 있다.
- [233] 이 때, 인핸스드 레이어 신호를 추출하는 단계는 코어 레이어 BICM 디코더의 코어 레이어 BCH 디코더로부터 정보 비트들을 입력 받고, 상기 정보 비트들을 코어 레이어 BCH 인코딩 및 코어 레이어 LDPC 인코딩한 후 비트 인터리빙을 수행할 수 있다.
- [234] 도 7은 도 6에 도시된 코어 레이어 BICM 디코더(520) 및 인핸스드 레이어 심볼 추출기(530)의 일 예를 나타낸 블록도이다.
- [235] 도 7을 참조하면, 코어 레이어 BICM 디코더(520)는 코어 레이어 심볼 디맵퍼, 코어 레이어 비트 디인터리버, 코어 레이어 LDPC 디코더 및 코어 레이어 BCH

디코더를 포함한다.

- [236] 즉, 도 7에 도시된 예에서 코어 레이어 오류정정 복호화기는 코어 레이어 LDPC 디코더 및 코어 레이어 BCH 디코더를 포함한다.
- [237] 또한, 도 7에 도시된 예에서 코어 레이어 LDPC 디코더는 패리티 비트들이 포함된 전체 코드워드(whole codeword)를 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530)로 제공한다. 즉, 일반적으로 LDPC 디코더는 전체 LDPC 코드워드 중에서 정보 비트들(information bits)만을 출력하나, 전체 코드워드를 출력하는 것도 가능하다.
- [238] 이 경우, 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530)는 별도로 코어 레이어 LDPC 인코더나 코어 레이어 BCH 인코더를 구비할 필요가 없어서 구현이 간단하나, LDPC 코드 패리티 부분에 잔여 오류가 남아 있을 가능성이 존재한다.
- [239] 도 8은 도 6에 도시된 코어 레이어 BICM 디코더(520) 및 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530)의 다른 예를 나타낸 블록도이다.
- [240] 도 8을 참조하면, 코어 레이어 BICM 디코더(520)는 코어 레이어 심볼 디맵퍼, 코어 레이어 비트 디인터리버, 코어 레이어 LDPC 디코더 및 코어 레이어 BCH 디코더를 포함한다.
- [241] 즉, 도 8에 도시된 예에서 코어 레이어 오류정정 복호화기는 코어 레이어 LDPC 디코더 및 코어 레이어 BCH 디코더를 포함한다.
- [242] 또한, 도 8에 도시된 예에서 코어 레이어 LDPC 디코더는 패리티 비트들이 포함되지 않은 정보 비트들(information bits)을 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530)로 제공한다.
- [243] 이 경우, 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530)는 별도로 코어 레이어 BCH 인코더를 구비할 필요가 없으나, 코어 레이어 LDPC 인코더를 포함하여야 한다.
- [244] 도 8에 도시된 예는 도 7에 도시된 예에 비하여 LDPC 코드 패리티 부분에 남아 있을 수 있는 잔여 오류를 제거할 수 있다.
- [245] 도 9는 도 6에 도시된 코어 레이어 BICM 디코더(520) 및 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530)의 또 다른 예를 나타낸 블록도이다.
- [246] 도 9를 참조하면, 코어 레이어 BICM 디코더(520)는 코어 레이어 심볼 디맵퍼, 코어 레이어 비트 디인터리버, 코어 레이어 LDPC 디코더 및 코어 레이어 BCH 디코더를 포함한다.
- [247] 즉, 도 9에 도시된 예에서 코어 레이어 오류정정 복호화기는 코어 레이어 LDPC 디코더 및 코어 레이어 BCH 디코더를 포함한다.
- [248] 도 9에 도시된 예에서는 코어 레이어 데이터에 해당하는 코어 레이어 BCH 디코더의 출력을 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530)로 제공한다.
- [249] 이 경우, 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530)는 코어 레이어 LDPC 인코더 및 코어 레이어 BCH 인코더를 모두 포함하여야 하므로 복잡도가 높지만, 도 7 및 도 8의 예와 비교하여 가장 높은 성능을 보장한다.
- [250] 도 10은 도 1에 도시된 신호 디멀티플렉싱 장치의 다른 예를 나타낸

블록도이다.

- [251] 도 10을 참조하면, 본 발명의 일실시예에 따른 신호 디멀티플렉싱 장치는 타임 디인터리버(510), 디-노멀라이저(1010), 코어 레이어 BICM 디코더(520), 인핸스드 레이어 심볼 추출기(530), 인핸스드 레이어 BICM 디코더(540), 하나 이상의 확장 레이어 심볼 추출기들(650, 670), 하나 이상의 확장 레이어 BICM 디코더들(660, 680) 및 디-인젝션 레벨 컨트롤러들(1020, 1150, 1170)을 포함한다.
- [252] 이 때, 도 10에 도시된 신호 디멀티플렉싱 장치는 도 5에 도시된 방송 신호 프레임 생성 장치에 상응하는 것일 수 있다.
- [253] 타임 디인터리버(510)는 동기(synchronization), 채널추정(channel estimation) 및 등화(equalization) 등의 동작을 수행하는 OFDM 수신기로부터 수신 신호를 제공 받고, 채널에서 발생한 군집오류(burst error) 분산에 관한 동작을 수행한다. 이 때, L1 시그널링 정보는 OFDM 수신기에서 우선적으로 복호되어, 데이터 복호에 활용될 수 있다. 특히, L1 시그널링 정보 중 인젝션 레벨 정보는 디-노멀라이저(1010)와 디-인젝션 레벨 컨트롤러들(1020, 1150, 1170)에 전달될 수 있다.
- [254] 이 때, 디-노멀라이저(1010)는 모든 레이어의 인젝션 레벨 정보를 취득하여 하기 수학식 6을 이용하여 디-노멀라이징 팩터를 구한 후, 입력신호에 곱할 수 있다.
- [255] [수학식 6]
- [256] De-Normalizing factor = (Normalizing factor)⁻¹ =
- [257]
$$\left(\sqrt{(1+10^{-\text{InjectionLevel}\#1(\text{dB})/10} + 10^{-\text{InjectionLevel}\#2(\text{dB})/10} + \dots + 10^{-\text{InjectionLevel}\#(N+1)(\text{dB})/10})} \right)$$
- [258] 즉, 디-노멀라이징 팩터는 상기 수학식 4에 의하여 표현된 노멀라이징 팩터의 역수이다.
- [259] 실시예에 따라, N1 시그널링에 인젝션 레벨 정보뿐만 아니라 노멀라이징 팩터 정보가 포함된 경우 디-노멀라이저(1010)는 인젝션 레벨을 이용하여 디-노멀라이징 팩터를 계산할 필요 없이 노멀라이징 팩터의 역수를 취하여 간단히 디-노멀라이징 팩터를 구할 수 있다.
- [260] 디-노멀라이저(1010)는 송신기의 파워 노멀라이저에 상응하는 것으로, 파워 노멀라이저에서 감소시킨 만큼 파워를 높인다.
- [261] 도 10에 도시된 예에서, 디-노멀라이저(1010)는 타임 인터리버(510)의 출력 신호의 파워를 조절하는 것으로 도시되었으나, 실시예에 따라 디-노멀라이저(1010)는 타임 인터리버(510)의 앞에 위치하여 인터리빙 되기 전에 파워 조절이 수행되도록 할 수도 있다.
- [262] 즉, 디-노멀라이저(1010)는 타임 인터리버(510)의 앞 또는 뒤에 위치하여 코어 레이어 심볼 디맵퍼의 LLR 계산 등을 위해 신호의 크기를 증폭하는 것으로 볼 수 있다.
- [263] 타임 디인터리버(510)의 출력(또는 디-노멀라이저(1010)의 출력)은 코어

레이어 BICM 디코더(520)로 제공되고, 코어 레이어 BICM 디코더(520)는 코어 레이어 데이터를 복원한다.

- [264] 이 때, 코어 레이어 BICM 디코더(520)는 코어 레이어 심볼 디맵퍼, 코어 레이어 비트 디인터리버 및 코어 레이어 오류정정 복호화기를 포함한다. 코어 레이어 심볼 디맵퍼는 심볼과 관련된 LLR(Log-Likelihood Ratio) 값들을 계산하고, 코어 레이어 비트 디인터리버는 계산된 LLR 값들을 군집오류에 강하게 섞으며, 코어 레이어 오류정정 복호화기는 채널에서 발생한 오류를 정정한다.
- [265] 특히, 코어 레이어 오류정정 복호화기는 정보(information) 비트들만을 출력할 수도 있고, 정보 비트들과 패리티 비트들이 결합된 전체 비트들을 출력할 수도 있다. 이 때, 코어 레이어 오류정정 복호화기는 정보 비트들만을 코어 레이어 데이터로 출력하고, 정보 비트들에 패리티 비트들이 결합된 전체 비트들을 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530)로 출력할 수 있다.
- [266] 코어 레이어 오류 정정 복호화기는 코어 레이어 LDPC 복호화기와 코어 레이어 BCH 복호화기가 직렬 연결된 형태일 수 있다. 즉, 코어 레이어 오류 정정 복호화기의 입력이 코어 레이어 LDPC 복호화기로 입력되고, 코어 레이어 LDPC 복호화기의 출력이 코어 레이어 BCH 복호화기로 입력되고, 코어 레이어 BCH 복호화기의 출력이 코어 레이어 오류 정정 복호화기의 출력이 될 수 있다. 이 때, LDPC 복호화기는 LDPC 복호를 수행하고, BCH 복호화기는 BCH 복호를 수행한다.
- [267] 인헨스드 레이어 오류 정정 복호화기도 인헨스드 레이어 LDPC 복호화기와 인헨스드 레이어 BCH 복호화기가 직렬 연결된 형태일 수 있다. 즉, 인헨스드 레이어 오류 정정 복호화기의 입력이 인헨스드 레이어 LDPC 복호화기로 입력되고, 인헨스드 레이어 LDPC 복호화기의 출력이 인헨스드 레이어 BCH 복호화기로 입력되고, 인헨스드 레이어 BCH 복호화기의 출력이 인헨스드 레이어 오류정정 복호화기의 출력이 될 수 있다.
- [268] 나아가, 확장 레이어 오류 정정 복호화기도 확장 레이어 LDPC 복호화기와 확장 레이어 BCH 복호화기가 직렬 연결된 형태일 수 있다. 즉, 확장 레이어 오류 정정 복호화기의 입력이 확장 레이어 LDPC 복호화기로 입력되고, 확장 레이어 LDPC 복호화기의 출력이 확장 레이어 BCH 복호화기로 입력되고, 확장 레이어 BCH 복호화기의 출력이 확장 레이어 오류정정 복호화기의 출력이 될 수 있다.
- [269] 특히, 도 7, 도 8 및 도 9를 통하러 설명한 오류정정 복호화기의 출력 중 어느 것을 사용할지에 따른 구현의 복잡성과 성능 사이의 트레이드 오프(trade off)는 도 10의 코어 레이어 BICM 디코더(520)와 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530)뿐만 아니라, 확장 레이어 심볼 추출기들(650, 670), 확장 레이어 BICM 디코더들(660, 680)에도 적용된다.
- [270] 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530)는 코어 레이어 BICM 디코더(520)의 코어 레이어 오류정정 복호화기로부터 전체 비트들을 제공 받아서 타임 디인터리버(510) 또는 디-노멀라이저(1010)의 출력 신호로부터 인헨스드 레이어

심볼들을 추출할 수 있다. 실시예에 따라 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530)는 코어 레이어 BICM 디코더(520)의 오류정정 복호화기로부터 전체 비트들을 제공 받지 않고, LDPC의 정보비트들(information bits)을 제공 받거나, BCH 정보 비트들을 제공 받을 수 있다.

- [271] 이 때, 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530)는 버퍼, 감산기(subtractor), 코어 레이어 심볼 맵퍼 및 코어 레이어 비트 인터리버를 포함한다. 버퍼는 타입 디인터리버(510) 또는 디-노멀라이저(1010)의 출력 신호를 저장한다. 코어 레이어 비트 인터리버는 코어 레이어 BICM 디코더의 전체 비트들(정보 비트들+패리티 비트들)을 입력 받아 송신기와 동일한 코어 레이어 비트 인터리빙을 수행한다. 코어 레이어 심볼 맵퍼는 인터리빙된 신호로부터 송신기와 동일한 코어 레이어 심볼을 생성한다. 감산기는 버퍼에 저장된 신호에서 코어 레이어 심볼 맵퍼의 출력 신호를 감산함으로써, 인헨스드 레이어 심볼을 획득하고 이를 디-인젝션 레벨 컨트롤러(1020)에 전달한다.
- [272] 이 때, 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530)에 포함되는 코어 레이어 비트 인터리버 및 코어 레이어 심볼 맵퍼는 도 5에 도시된 코어 레이어의 비트 인터리버 및 심볼 맵퍼와 동일한 것일 수 있다.
- [273] 디-인젝션 레벨 컨트롤러(1020)는 인헨스드 레이어 심볼을 입력 받아서 송신기의 인젝션 레벨 컨트롤러에 의하여 떨어진 파워만큼 파워를 증가시킨다. 즉, 디-인젝션 레벨 컨트롤러(1020)는 입력 신호를 증폭하여 인헨스드 레이어 BICM 디코더(540)로 제공한다.
- [274] 인헨스드 레이어 BICM 디코더(540)는 디-인젝션 레벨 컨트롤러(1020)에 의하여 파워가 상승된 인헨스드 레이어 심볼을 입력 받아서 인헨스드 레이어 데이터를 복원한다.
- [275] 이 때, 인헨스드 레이어 BICM 디코더(540)는 인헨스드 레이어 심볼 디맵퍼, 인헨스드 레이어 비트 디인터리버 및 인헨스드 레이어 오류정정 복호화기를 포함할 수 있다. 인헨스드 레이어 심볼 디맵퍼는 인헨스드 레이어 심볼과 관련된 LLR(Log-Likelihood Ratio) 값들을 계산하고, 인헨스드 레이어 비트 디인터리버는 계산된 LLR 값들을 군집오류에 강하게 섞으며, 인헨스드 레이어 오류정정 복호화기는 채널에서 발생한 오류를 정정한다.
- [276] 특히, 인헨스드 레이어 오류정정 복호화기는 정보(information) 비트들만을 출력할 수도 있고, 정보 비트들과 패리티 비트들이 결합된 전체 비트들을 출력할 수도 있다. 이 때, 인헨스드 레이어 오류정정 복호화기는 정보 비트들만을 인헨스드 레이어 데이터로 출력하고, 정보 비트들에 패리티 비트들이 결합된 전체 비트들을 확장 레이어 심볼 추출기(650)로 출력할 수 있다.
- [277] 확장 레이어 심볼 추출기(650)는 인헨스드 레이어 BICM 디코더(540)의 인헨스드 레이어 오류정정 복호화기로부터 전체 비트들을 제공 받아서 디-인젝션 레벨 컨트롤러(1020)의 출력 신호로부터 확장(extension) 레이어 심볼들을 추출한다.

- [278] 이 때, 다-인젝션 레벨 컨트롤러(1020)는 인헨스드 레이어 심볼 추출기(530)의 감산기의 출력 신호의 파워를 증폭시킬 수 있다.
- [279] 이 때, 확장 레이어 심볼 추출기(650)는 버퍼, 감산기(subtractor), 인헨스드 레이어 심볼 맵퍼 및 인헨스드 레이어 비트 인터리버를 포함한다. 버퍼는 다-인젝션 레벨 컨트롤러(1020)의 출력 신호를 저장한다. 인헨스드 레이어 비트 인터리버는 인헨스드 레이어 BICM 디코더의 전체 비트들(정보 비트들+패러티 비트들)을 입력 받아 송신기와 동일한 인헨스드 레이어 비트 인터리빙을 수행한다. 인헨스드 레이어 심볼 맵퍼는 인터리빙된 신호로부터 송신기와 동일한 인헨스드 레이어 심볼을 생성한다. 감산기는 버퍼에 저장된 신호에서 인헨스드 레이어 심볼 맵퍼의 출력 신호를 감산함으로써, 확장 레이어 심볼을 획득하고 이를 다-인젝션 레벨 컨트롤러(1150)에 전달한다.
- [280] 이 때, 확장 레이어 심볼 추출기(650)에 포함되는 인헨스드 레이어 비트 인터리버 및 인헨스드 레이어 심볼 맵퍼는 도 5에 도시된 인헨스드 레이어의 비트 인터리버 및 심볼 맵퍼와 동일한 것일 수 있다.
- [281] 다-인젝션 레벨 컨트롤러(1150)는 송신기에서 해당 레이어의 인젝션 레벨 컨트롤러에 의하여 감소된 만큼 파워를 증가시킨다.
- [282] 이 때, 다-인젝션 레벨 컨트롤러는 하기 수학식 7의 확장 레이어 계인을 곱하는 동작을 수행하는 것으로 볼 수 있다. 이 때, 0번째 인젝션 레벨은 0dB로 간주할 수 있다.
- [283] [수학식 7]
- [284]
$$n\text{-th Extension Layer Gain} = \frac{10^{-\text{Injection level}\#(n-1)(\text{dB})/10}}{10^{-\text{Injection level}\#n(\text{dB})/10}}$$
- [285] 확장 레이어 BICM 디코더(660)는 다-인젝션 레벨 컨트롤러(1150)에 의하여 파워가 증가된 확장 레이어 심볼을 입력 받아서 확장 레이어 데이터를 복원한다.
- [286] 이 때, 확장 레이어 BICM 디코더(660)는 확장 레이어 심볼 디맵퍼, 확장 레이어 비트 디인터리버 및 확장 레이어 오류정정 복호화기를 포함할 수 있다. 확장 레이어 심볼 디맵퍼는 확장 레이어 심볼과 관련된 LLR(Log-Likelihood Ratio) 값들을 계산하고, 확장 레이어 비트 디인터리버는 계산된 LLR 값들을 군집오류에 강하게 섞으며, 확장 레이어 오류정정 복호화기는 채널에서 발생한 오류를 정정한다.
- [287] 특히, 확장 레이어 심볼 추출기 및 확장 레이어 BICM 디코더는 확장 레이어가 둘 이상인 경우 각각 둘 이상 구비될 수 있다.
- [288] 즉, 도 10에 도시된 예에서, 확장 레이어 BICM 디코더(660)의 확장 레이어 오류정정 복호화기는 정보(information) 비트들만을 출력할 수도 있고, 정보 비트들과 패러티 비트들이 결합된 전체 비트들을 출력할 수도 있다. 이 때, 확장 레이어 오류정정 복호화기는 정보 비트들만을 확장 레이어 데이터로 출력하고, 정보 비트들에 패러티 비트들이 결합된 전체 비트들을 다음 확장 레이어 심볼

추출기(670)로 출력할 수 있다.

- [289] 확장 레이어 심볼 추출기(670), 확장 레이어 BICM 디코더(680) 및 다-인젝션 레벨 컨트롤러(1170)의 구조 및 동작은 전술한 확장 레이어 심볼 추출기(650), 확장 레이어 BICM 디코더(660) 및 다-인젝션 레벨 컨트롤러(1150)의 구조 및 동작으로부터 쉽게 알 수 있다.
- [290] 도 10에 도시된 다-인젝션 레벨 컨트롤러들(1020, 1150, 1170)은 아래로 내려갈수록 더 큰 파워 상승에 상응하는 것일 수 있다. 즉, 다-인젝션 레벨 컨트롤러(1020)보다 다-인젝션 레벨 컨트롤러(1150)가 파워를 더 크게 증가시키고, 다-인젝션 레벨 컨트롤러(1150)보다 다-인젝션 레벨 컨트롤러(1170)가 더 파워를 크게 증가시킬 수 있다.
- [291] 도 10에 도시된 신호 멀티플렉싱 장치는 가장 먼저 코어 레이어 데이터를 복원하고, 코어 레이어 심볼의 캔슬레이션을 이용하여 인헨스드 레이어 데이터를 복원하고, 인헨스드 레이어 심볼의 캔슬레이션을 이용하여 확장 레이어 데이터를 복원하는 것을 알 수 있다. 확장 레이어는 둘 이상 구비될 수 있고, 이 경우 더 높은 파워 레벨로 결합된 확장 레이어부터 복원된다.
- [292] 도 11은 코어 레이어 신호 및 인헨스드 레이어 신호의 결합으로 인한 파워 상승을 나타낸 도면이다.
- [293] 도 11을 참조하면, 코어 레이어 신호에 인젝션 레벨(injection level)만큼 파워 감소된 인헨스드 레이어 신호가 결합되어 멀티플렉싱된 신호가 생성된 경우 멀티플렉싱된 신호의 파워 레벨이 코어 레이어 신호나 인헨스드 레이어 신호의 파워 레벨보다 높은 것을 알 수 있다.
- [294] 이 때, 도 3 및 도 5에 도시된 인젝션 레벨 컨트롤러(injection level controller)에 의해 조절되는 인젝션 레벨은 0dB부터 10.0dB까지 0.5dB 또는 1dB 간격으로 조절될 수 있다. 인젝션 레벨이 3.0dB인 경우 인헨스드 레이어 신호의 파워가 코어 레이어 신호의 파워보다 3dB 만큼 낮다. 인젝션 레벨이 10.0dB인 경우 인헨스드 레이어 신호의 파워가 코어 레이어 신호의 파워보다 10dB 만큼 낮다. 이와 같은 관계는 코어 레이어 신호와 인헨스드 레이어 신호 사이에만 적용되는 것이 아니라, 인헨스드 레이어 신호와 확장 레이어 신호 또는 확장 레이어 신호들 사이에도 적용될 수 있다.
- [295] 도 3 및 도 5에 도시된 파워 노멀라이저는 결합 후의 파워 레벨을 조절하여 결합으로 인한 파워 증가로 야기될 수 있는 신호의 왜곡 등의 문제를 해결할 수 있다.
- [296] 도 12는 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 프레임 생성 방법을 나타낸 동작 흐름도이다.
- [297] 도 12를 참조하면, 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 프레임 생성 방법은 코어 레이어 데이터에 BICM을 적용한다(S1210).
- [298] 또한, 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 프레임 생성 방법은 인헨스드 레이어 데이터에 BICM을 적용한다(S1220).

- [299] 단계(S1220)에서 적용되는 BICM과 단계(S1210)에서 적용되는 BICM은 상이한 것일 수 있다. 이 때, 단계(S1220)에서 적용되는 BICM이 단계(S1210)에서 적용되는 BICM보다 덜 강인한 것일 수 있다. 이 때, 단계(S1220)에서 적용되는 BICM의 비트율이 단계(S1210)에서 적용되는 비트율보다 클 수 있다.
- [300] 이 때, 인핸스드 레이어 신호는 상기 코어 레이어 신호에 상응하는 코어 레이어 데이터의 복원에 상응하는 캔슬레이션(cancellation)에 기반하여 복원되는 인핸스드 레이어 데이터에 상응하는 것일 수 있다.
- [301] 또한, 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 프레임 생성 방법은 인핸스드 레이어 신호의 파워를 줄여서 파워 리듀스드 인핸스드 레이어 신호를 생성한다(S1230).
- [302] 이 때, 단계(S1230)는 인젝션 레벨을 0dB에서 10.0dB 사이에서 0.5dB 또는 1dB 간격으로 변화시킬 수 있다.
- [303] 또한, 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 프레임 생성 방법은 코어 레이어 신호 및 파워 리듀스드 인핸스드 레이어 신호를 결합하여 멀티플렉싱된 신호를 생성한다(S1240).
- [304] 즉, 단계(S1240)는 코어 레이어 신호 및 인핸스드 레이어 신호를 서로 다른 파워 레벨로 결합하되, 인핸스드 레이어 신호의 파워 레벨이 코어 레이어 신호의 파워 레벨보다 낮도록 하여 결합한다.
- [305] 이 때, 단계(S1240)는 상기 코어 레이어 신호 및 상기 인핸스드 레이어 신호보다 낮은 파워 레벨의 하나 이상의 확장 레이어(extension layer) 신호를 상기 코어 레이어 신호 및 상기 인핸스드 레이어 신호와 함께 결합할 수 있다.
- [306] 또한, 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 프레임 생성 방법은 단계(S1250)에 의하여 멀티플렉싱된 신호의 파워를 낮춘다(S1250).
- [307] 이 때, 단계(S1250)는 멀티플렉싱된 신호의 파워를 상기 코어 레이어 신호의 파워만큼 낮출 수 있다. 이 때, 단계(S1250)는 상기 멀티플렉싱된 신호의 파워를 상기 단계(S1240)에 의하여 상승된 만큼 낮출 수 있다.
- [308] 또한, 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 프레임 생성 방법은 상기 코어 레이어 신호 및 인핸스드 레이어 신호에 함께 적용되는 타임 인터리빙을 수행하여 타임 인터리빙된 신호를 생성한다(S1260).
- [309] 실시예에 따라, 싱글 레이어의 경우에 단계(S1260)는 BICM 출력 신호에 인터리빙을 수행하여 타임 인터리빙된 신호를 생성할 수 있다.
- [310] 또한, 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 프레임 생성 방법은 타임 인터리빙된 신호를 이용하여 부트스트랩 및 프리앰블이 포함된 방송 신호 프레임을 생성한다(S1270).
- [311] 이 때, 단계(S1270)는 상기 부트스트랩을 생성하는 단계; 상기 프리앰블을 생성하는 단계; 및 상기 타임 인터리빙된 신호에 상응하는 데이터 페이로드를 생성하는 단계를 포함할 수 있다. 이 때, 데이터 페이로드는 수퍼-임포우즈드 페이로드일 수 있다.

- [312] 이 때, 부트스트랩은 상기 프리앰블보다 짧고, 고정된 길이를 가질 수 있다.
- [313] 이 때, 프리앰블은 L1-Basic 및 L1-Detail을 포함하고, 상기 부트스트랩은 상기 L1-Basic의 구조(structure)를 나타내는 심볼을 포함할 수 있다.
- [314] 이 때, 심볼은 상기 L1-Basic의 BICM 모드 및 OFDM 파라미터를 함께 시그널링하는 고정-길이(fixed-length) 비트열(bit string)에 상응할 수 있다.
- [315] 이 때, BICM 모드는 각각, QPSK 및 부효율 3/15를 식별하기 위한 제1 모드, 제2 모드 및 제3 모드, 16-NUC(Non Uniform Constellation) 및 부효율 3/15를 식별하기 위한 제4 모드, 64-NUC(Non Uniform Constellation) 및 부효율 3/15를 식별하기 위한 제5 모드를 포함할 수 있다.
- [316] 이 때, 제1 모드, 제2 모드 및 제3 모드는 동일한 컨스텔레이션(constellation) 및 부효율(code rate)을 사용하면서, 패리티 리피티션(parity repetition) 수행 여부 및 패리티 평처링 사이즈(parity puncturing size)를 서로 달리 하여, 로버스트니스(robustness)가 상이한 모드들일 수 있다.
- [317] 이 때, 제1 모드는 패리티 리피티션(parity repetition)을 수행하고, 상기 제2 및 제3 모드들은 패리티 리피티션을 수행하지 않는 것일 수 있다.
- [318] 이 때, 제2 모드의 패리티 평처링 사이즈는, 상기 제1 모드의 패리티 평처링 사이즈보다 크고 상기 제3 모드의 패리티 평처링 사이즈보다 작을 수 있다.
- [319] 이 때, 심볼은 상기 OFDM 파라미터에 상응하는 FFT 사이즈가 동일한 경우, 제1 가드 인터벌 길이에 상응하는 프리앰블 구조보다, 상기 제1 가드 인터벌 길이보다 짧은 제2 가드 인터벌 길이에 상응하는 프리앰블 구조가 우선적으로 할당되는 룩업 테이블에 상응하는 것일 수 있다.
- [320] 이 때, 심볼은 동일한 FFT 사이즈(FFT size), 가드 인터벌 길이(Guard Interval length) 및 파일럿 패턴(pilot pattern)의 조합에 대하여 상기 제1 모드, 제2 모드, 제3 모드, 제4 모드 및 제5 모드가 로버스트니스(robustness) 순서대로 할당되는 룩업 테이블에 상응하는 것일 수 있다.
- [321] 도 12에는 명시적으로 도시되지 아니하였지만, 방송 신호 프레임 생성 방법은 단계(S1230)에 상응하는 인젝션 레벨 정보를 포함하는 시그널링 정보를 생성하는 단계를 더 포함할 수 있다. 이 때, 시그널링 정보는 L1 시그널링 정보일 수 있다.
- [322] 도 12에 도시된 방송 신호 프레임 생성 방법은 도 2에 도시된 단계(S210)에 상응하는 것일 수 있다.
- [323] 도 13은 본 발명의 일실시예에 따른 시그널링 정보 부호화/복호화 시스템을 나타낸 블록도이다.
- [324] 도 13을 참조하면, 시그널링 정보 부호화/복호화 시스템은 시그널링 정보 부호화 장치(2100) 및 시그널링 정보 복호화 장치(2300)를 포함한다.
- [325] 시그널링 정보 부호화 장치(2100) 및 시그널링 정보 복호화 장치(2300)는 무선 채널(2200)을 매개로 통신을 수행한다.
- [326] 시그널링 정보 부호화 장치(2100)는 L1-Basic이나 L1-Detail 등의 시그널링

정보를 채널부호화 및 변조한다.

- [327] 시그널링 정보 부호화 장치(2100)는 세그멘테이션부(2110), 스크램블링부(2120), BCH 인코더(2130), 제로 패딩부(2140), LDPC 인코더(2150), 패리티 퍼뮤테이션부(2160), 패리티 평처링부(2170), 제로 리무빙부(2180), 비트 인터리빙부(2190) 및 컨스틸레이션 맵핑부(2195)를 포함한다.
- [328] 도 13에 도시된 시그널링 정보 부호화 장치(2100)는 BICM(Bit-Interleaved Coded Modulation) 장치에 상응하는 것으로 볼 수 있고, 이 때, BICM 장치의 오류정정부호화기는 도 13에 도시된 세그멘테이션부(2110), 스크램블링부(2120), BCH 인코더(2130), 제로 패딩부(2140), LDPC 인코더(2150), 패리티 퍼뮤테이션부(2160), 패리티 평처링부(2170) 및 제로 리무빙부(2180)에 상응하는 것으로 볼 수 있다.
- [329] 세그멘테이션부(2100)는 시그널링 정보의 길이가 기설정된 길이보다 긴 경우, 시그널링 정보를 여러 개의 LDPC 코드워드(codeword)에 나누어서 송신하기 위해 시그널링 정보를 여러 그룹들로 분할한다. 즉, 시그널링 정보를 하나의 LDPC 코드워드에 담지 못하는 경우에, 세그멘테이션부는 몇 개의 코드워드에 시그널링 정보를 담을지를 결정하고, 결정된 개수에 맞추어 시그널링 정보를 분할할 수 있다.
- [330] 예를 들어, 시그널링 정보의 길이가 L1-Basic과 같이 고정된 경우, 시그널링 정보 부호화 장치(2100)는 세그멘테이션부(2100)를 포함하지 않을 수도 있다.
- [331]
- [332] *예를 들어, 시그널링 정보의 길이가 L1-Detail과 같이 가변인 경우, 시그널링 정보 부호화 장치(2100)는 세그멘테이션부(2100)를 포함할 수 있다.
- [333] 스크램블링부(2120)는 시그널링 정보를 보호하기 위한 스크램블링을 수행한다. 이 때, 스크램블링은 본 기술분야에서 알려진 다양한 방식으로 수행될 수 있다.
- [334] BCH 인코더(2130)는 패리티 길이 $N_{\text{bch_parity}} = 168$ 비트인 BCH 패리티를 이용하여 BCH 인코딩을 수행한다.
- [335] 이 때, BCH 인코딩은 데이터 BICM의 길이가 16200인 LDPC 코드를 위한 BCH 인코딩과 동일한 것일 수 있다.
- [336] 이 때, BCH 인코딩에 사용되는 BCH 다항식(polynomial)은 하기 표 5과 같이 표현될 수 있고, 표 5에 표현된 BCH 인코딩은 12비트의 오류정정능력을 가질 수 있다.
- [337]

[338] [표5]

	Code Length $N_{ldpc}=16200$
$g_1(x)$	$1+x+x^3+x^5+x^{14}$
$g_2(x)$	$1+x^6+x^8+x^{11}+x^{14}$
$g_3(x)$	$1+x+x^2+x^6+x^9+x^{10}+x^{14}$
$g_4(x)$	$1+x^4+x^7+x^8+x^{10}+x^{12}+x^{14}$
$g_5(x)$	$1+x^2+x^4+x^6+x^8+x^9+x^{11}+x^{13}+x^{14}$
$g_6(x)$	$1+x^3+x^7+x^8+x^9+x^{13}+x^{14}$
$g_7(x)$	$1+x^2+x^5+x^6+x^7+x^{10}+x^{11}+x^{13}+x^{14}$
$g_8(x)$	$1+x^5+x^8+x^9+x^{10}+x^{11}+x^{14}$
$g_9(x)$	$1+x+x^2+x^3+x^9+x^{10}+x^{14}$
$g_{10}(x)$	$1+x^3+x^6+x^9+x^{11}+x^{12}+x^{14}$
$g_{11}(x)$	$1+x^4+x^{11}+x^{12}+x^{14}$
$g_{12}(x)$	$1+x+x^2+x^3+x^5+x^6+x^7+x^8+x^{10}+x^{13}+x^{14}$

- [339] BCH 인코딩 수행 후, 제로 패딩부(2140)는 제로 패딩(zero padding) 혹은 쇼트닝(shortening)을 수행한다.
- [340] 이 때, 제로 패딩(zero padding)은 비트열의 일부를 비트 '0'으로 채우는 것을 의미한다.
- [341] BCH 인코딩의 결과 비트열의 길이는 $N_{bch} = K_{sig} + N_{bch_Parity}$ 와 같이 표현될 수 있다. 이 때, K_{sig} 는 BCH 인코딩의 정보 비트들의 개수일 수 있다. 예를 들어, K_{sig} 이 200비트로 고정된 경우, N_{bch} 는 368비트일 수 있다.
- [342] LDPC 인코더(2150)가 부호율이 3/15이고 길이가 16200인 LDPC 코드를 사용하는 경우, LDPC의 정보길이 K_{ldpc} 는 3240 비트이다. 이 때, 실제 전송하고자 하는 정보는 N_{bch} 비트이고, LDPC 정보부분의 길이는 K_{ldpc} 비트이므로, $K_{ldpc}-N_{bch}$ 만큼의 비트들을 비트 '0'으로 채워 넣는 과정인 제로 패딩이 수행된다. L1-Basic의 경우, $K_{ldpc}-N_{bch}$ 는 2872일 수 있다.
- [343] 이 때, 제로 패딩의 순서는 인코더의 성능을 결정하는 매우 중요한 역할을 하며, 제로 패딩의 순서를 쇼트닝 패턴 오더(shortening pattern order)라고 표현할 수 있다.
- [344] 이 때, 제로 패딩된 비트들은 LDPC 인코딩시에만 사용되며, 실제로 전송되지는 않는다.
- [345] K_{ldpc} 비트의 LDPC 정보 비트들은 하기 수학적식 8과 같이 N_{info_group} 개의 그룹으로 나뉘어진다. 예를 들어, K_{ldpc} 가 3240인 경우, N_{info_group} 은 9이므로, LDPC 정보 비트들은 9개의 그룹들로 그룹핑될 수 있다.

[346]

[347] [수학식 8]

[348] $Z_j = \{i_k \mid 360 \times j \leq k < 360 \times (j+1)\} \text{ for } 0 \leq j < N_{info_group}$ [349] 이 때, Z_j 는 360개의 비트들로 이루어진 그룹을 나타낸다.[350] K_{ldpc} 비트들 중에서 어느 부분을 제로 패딩할지는 아래의 과정에 의해 결정된다.

[351] (Step 1) 먼저, 하기 수학식 9를 이용하여 모든 비트를 0으로 채울 그룹들의 수(number of groups in which all the bits shall be padded with '0')를 계산한다.

[352]

[353] [수학식 9]

[354]
$$N_{pad} = \left\lfloor \frac{K_{ldpc} - N_{bch}}{360} \right\rfloor$$
[355] 예를 들어, K_{ldpc} 가 3240이고 N_{bch} 는 368인 경우, N_{pad} 는 7일 수 있다. N_{pad} 가 7이라는 것은 모든 비트를 0으로 채울 그룹의 수가 7개임을 나타낸다.[356] (Step 2) N_{pad} 가 0이 아닌 경우에 하기 표 6의 쇼트닝 패턴 오더(shortening pattern order) $\pi_s(j)$ 에 따라 N_{pad} 개의 그룹들에 대하여 $Z_{\pi_s(0)}, Z_{\pi_s(1)}, \dots, Z_{\pi_s(N_{pad}-1)}$ 순서로 제로 패딩한다. 이 때, $\pi_s(j)$ 는 j번째 비트 그룹의 쇼트닝 패턴 오더를 나타낼 수 있다.[357] N_{pad} 가 0인 경우에는 위의 절차(above procedure)가 생략된다.

[358]

[359] [표6]

MODE	N_{group}	$\pi_s(j) \ (0 \leq j < N_{group})$								
		$\pi_s(0)$	$\pi_s(1)$	$\pi_s(2)$	$\pi_s(3)$	$\pi_s(4)$	$\pi_s(5)$	$\pi_s(6)$	$\pi_s(7)$	$\pi_s(8)$
L1-Basic	9	4	1	5	2	8	6	0	7	3

[360] 상기 표 6의 쇼트닝 패턴 오더는 4로 인덱싱되는 5번째 그룹, 1로 인덱싱되는 2번째 그룹, 5로 인덱싱되는 6번째 그룹, 2로 인덱싱되는 3번째 그룹, 8로 인덱싱되는 9번째 그룹, 6으로 인덱싱되는 7번째 그룹, 0으로 인덱싱되는 첫 번째 그룹, 7로 인덱싱되는 8번째 그룹 및 3으로 인덱싱되는 4번째 그룹의 순서로 제로 패딩 대상이 됨을 의미한다. 즉, 상기 표 6의 예에서 7개의 그룹만이 제로 패딩의 대상으로 선택된다면, 4로 인덱싱되는 5번째 그룹, 1로 인덱싱되는 2번째 그룹, 5로 인덱싱되는 6번째 그룹, 2로 인덱싱되는 3번째 그룹, 8로 인덱싱되는 9번째 그룹, 6으로 인덱싱되는 7번째 그룹, 0으로 인덱싱되는 첫 번째 그룹의 총 7개 그룹들이 제로 패딩 대상으로 선택된다.

[361] 특히, 상기 표 6의 쇼트닝 패턴 오더는 고정 길이 시그널링 정보에 최적화된 것일 수 있다.

[362] 모든 비트를 0으로 채울 그룹들의 수 및 해당 그룹들이 결정되면, 결정된 그룹들의 모든 비트는 '0'으로 채워진다.

[363] (Step 3) 추가로, $Z_{\pi_s(N_{pad})}$ 에 상응하는 그룹에 대해서는 $(K_{ldpc} - N_{bch} - 360 \times N_{pad})$

)만큼의 비트들을 해당 그룹의 앞에서부터 추가적으로 제로 패딩한다. 이 때, 해당 그룹의 앞에서부터 제로 패딩한다 함은 작은 인덱스에 해당하는 비트부터 제로 패딩함을 의미할 수 있다.

[364] (Step 4) 제로 패딩이 모두 완료되면, 제로 패딩되지 않고 남은 부분에, BCH 인코딩된 N_{bch} 비트들을 순차적으로 맵핑하여 LDPC 정보 비트열을 생성한다.

[365] LDPC 인코더(2150)는 제로 패딩 및 시그널링 정보가 맵핑된 K_{ldpc} 를 이용하여 LDPC 인코딩을 수행한다.

[366] 이 때, LDPC 인코더(2150)는 부호율이 3/15이고, 길이가 16200인 LDPC 부호어에 상응하는 것일 수 있다. LDPC 부호어는 시스터매틱(systematic) 코드이며, LDPC 인코더(2150)는 하기 수학식 10과 같은 출력 벡터를 생성한다.

[367]

[368] [수학식 10]

$$[369] \quad \Lambda = (c_0, c_1, \dots, c_{N_{\text{ldpc}}-1}) = (i_0, i_1, \dots, i_{K_{\text{ldpc}}-1}, p_0, p_1, \dots, p_{16200-K_{\text{ldpc}}-1})$$

[370] 예를 들어, K_{ldpc} 가 3240인 경우, 패리티 비트는 12960비트일 수 있다.

[371] 패리티 퍼뮤테이션부(2160)는 패리티 평처링(parity puncturing)을 하기 위한 사전 작업으로, 정보 부분이 아닌 패리티 부분에 대한 그룹-와이즈 패리티 인터리빙(group-wise parity interleaving)을 수행한다.

[372] 이 때, 패리티 퍼뮤테이션부(2160)는 하기 수학식 11을 이용하여 패리티 인터리빙을 수행할 수 있다.

[373]

[374] [수학식 11]

$$[375] \quad Y_j = X_j, \quad 0 \leq j < K_{\text{ldpc}} / 360$$

$$Y_j = X_{\pi(j)}, \quad K_{\text{ldpc}} / 360 \leq j < 45$$

[376] 이 때, Y_j 는 j번째 그룹-와이즈 인터리빙된 비트 그룹(group-wise interleaved bit group)을 나타내며, $\pi(j)$ 는 그룹-와이즈 인터리빙 순서(order of group-wise interleaving)를 나타내는 것으로 하기 표 7과 같이 정의될 수 있다.

[377]

[378] [표 7]

MODE	N_{group}	Order of group-wise interleaving $\pi(j) \ (9 \leq j < 45)$											
		9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
		21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32
		33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44
L1-Basic	45	20	23	25	32	38	41	18	9	10	11	31	24
		14	15	26	40	33	19	28	34	16	39	27	30
		21	44	43	35	42	36	12	13	29	22	37	17

- [379] 즉, 패리티 퍼뮤테이션부(2160)는 LDPC 부호어의 16200개의 비트들(45개의 비트그룹들) 중 정보 비트에 해당하는 3240비트들(9개의 비트그룹들)은 그대로 출력하고, 12960개의 패리티 비트들을 각각 360개의 비트들을 포함하는 36개의 비트 그룹들로 그룹핑한 후 36개의 비트 그룹들의 순서를 상기 표 7에 상응하는 그룹-와이즈 인터리빙 순서(order of group-wise interleaving)로 인터리빙한다.
- [380] 상기 표 7의 그룹-와이즈 인터리빙 순서는 9로 인덱싱되는 10번째 그룹 위치에 20으로 인덱싱되는 21번째 그룹을 위치시키고, 10으로 인덱싱되는 11번째 그룹 위치에 23으로 인덱싱되는 24번째 그룹을 위치시키고, 11로 인덱싱되는 12번째 그룹 위치에 25로 인덱싱되는 26번째 그룹을 위치시키고, ..., 44로 인덱싱되는 45번째 그룹 위치에 17로 인덱싱되는 18번째 비트 그룹을 위치시키는 것을 나타낸다.
- [381] 이 때, 앞쪽 위치의 비트 그룹(20으로 인덱싱되는 비트 그룹)이 중요한 패리티 비트에 해당하고, 뒤쪽 위치의 비트 그룹(17로 인덱싱되는 비트 그룹)이 중요하지 않은 패리티 비트에 해당할 수 있다.
- [382] 특히, 상기 표 7의 그룹-와이즈 인터리빙 순서는 고정 길이 시그널링 정보에 최적화된 것일 수 있다.
- [383] 패리티 인터리빙(패리티 퍼뮤테이션)이 완료된 후, 패리티 평처링부(2170)는 LDPC 부호어의 일부 패리티를 평처링할 수 있다. 평처링된 비트들은 전송되지 않는다. 이 때, 패리티 인터리빙이 완료된 후, 패리티 평처링이 수행되기 전에 패리티 인터리빙된 LDPC 패리티 비트들의 일부분이 반복되는 패리티 리피티션(parity repetition)이 수행될 수도 있다.
- [384] 패리티 평처링부(2170)는 최종 평처링 사이즈를 계산하고, 계산된 최종 평처링 사이즈에 해당하는 비트들을 평처링한다. 평처링될 비트수에 해당하는 최종 평처링 사이즈는 BCH 인코딩된 비트열의 길이(N_{bch})에 따라 다음과 같이 계산될 수 있다.
- [385] (Step 1) 임시 평처링 사이즈(N_{punc_temp})는 하기 수학식 12를 이용하여 계산된다.
- [386]
- [387] [수학식 12]
- [388]
$$N_{punc_temp} = \left\lfloor \frac{A}{2^n} \times (K_{ldpc} - N_{bch}) \right\rfloor + B$$
- [389] 이 때, K_{ldpc} 는 LDPC 정보 비트열의 길이를 나타내고, N_{bch} 는 BCH 인코딩된 비트열의 길이를 나타내고, A는 제1 정수, B는 제2 정수를 나타낸다.
- [390] 이 때, LDPC 정보 비트열의 길이 및 BCH 인코딩된 비트열의 길이의 차($K_{ldpc} - N_{bch}$)는 제로 패딩 길이 또는 쇼트닝 길이에 해당할 수 있다.
- [391] 상기 수학식 12의 계산에 필요한 평처링 파라미터들(parameters for puncturing)은 하기 표 8와 같이 정의될 수 있다.
- [392]

[393] [표8]

	N_{bch}	K_{ldpc}	A	B	n	N_{ldpc_parity}	η_{MOD}
L1-Basic Mode 1	368	3240	0	9360	0	12960	2
L1-Basic Mode 2	368	3240	0	11460	0	12960	2
L1-Basic Mode 3	368	3240	0	12360	0	12960	2

[394] 이 때, N_{ldpc_parity} 는 LDPC 부호어의 패리티 비트수를 나타내고, η_{MOD} 는 모듈레이션 오더(modulation order)를 나타낸다. 이 때, 모듈레이션 오더는 2일 수 있고, 이는 QPSK를 나타내는 것일 수 있다.

[395] 특히, 상기 표 8의 평처링 파라미터들은 고정 길이 시그널링 정보에 최적화된 것일 수 있다.

[396] (Step 2) 계산된 임시 평처링 사이즈(N_{punc_temp})와 상기 표 8의 N_{ldpc_parity} 를 이용하여, 하기 수학적식 13과 같이 임시 전송 비트수(N_{FEC_temp})를 계산한다.

[397]

[398] [수학적식 13]

$$[399] \quad N_{FEC_temp} = N_{bch} + N_{ldpc_parity} - N_{punc_temp}$$

[400] (Step 3) 계산된 임시 전송 비트수(N_{FEC_temp})를 이용하여 하기 수학적식 14와 같이 전송 비트수(N_{FEC})를 계산한다.

[401]

[402] [수학적식 14]

$$[403] \quad N_{FEC} = \left\lceil \frac{N_{FEC_temp}}{\eta_{MOD}} \right\rceil \times \eta_{MOD}$$

[404] 전송 비트수(N_{FEC})는 평처링 완료 후 정보부분과 패리티부분의 길이의 총 합을 의미한다.

[405] (Step 4) 계산된 전송 비트수(N_{FEC})를 이용하여 하기 수학적식 15와 같이 최종 평처링 사이즈(N_{punc})를 계산한다.

[406]

[407] [수학적식 15]

$$[408] \quad N_{punc} = N_{punc_temp} - (N_{FEC} - N_{FEC_temp})$$

[409] 최종 평처링 사이즈(N_{punc})는 평처링해야 하는 패리티의 사이즈를 의미한다.

[410] 즉, 패리티 평처링부(2170)는 패리티 퍼뮤테이션 및 리퍼티션이 완료된 전체 LDPC 코드워드의 마지막 N_{punc} 개의 비트들(the last N_{punc} bits of the whole LDPC codeword with parity permutation and repetition)을 평처링할 수 있다.

[411] 제로 리무빙부(2180)는 LDPC 코드워드의 정보 부분에서 제로 패딩된 비트들을 제거한다.

[412] 비트 인터리빙부(2190)는 제로 리무빙된 LDPC 코드워드에 대하여 비트 인터리빙을 수행한다. 이 때, 비트 인터리빙은 기설정된 사이즈의 메모리에 LDPC 코드워드를 기록하는 방향과 읽는 방향을 다르게 하는 방식으로 수행될

수 있다.

- [413] 컨스틸레이션 맵핑부(2195)는 심볼 맵핑을 수행한다. 예를 들어, 컨스틸레이션 맵핑부(2195)는 QPSK 방식으로 구현될 수 있다.
- [414] 시그널링 정보 복호화 장치(2300)는 L1-Basic이나 L1-Detail 등의 시그널링 정보를 복조 및 채널복호화한다.
- [415] 시그널링 정보 복호화 장치(2300)는 컨스틸레이션 디맵핑부(2395), 비트 디인터리빙부(2390), 역 제로 리무빙부(2380), 역 패리티 평처링부(2370), 역 패리티 퍼뮤테이션부(360), LDPC 디코더(360), 역 제로 패딩부(2340), BCH 디코더(2330), 역 스크램블링부(2320) 및 역 세그멘테이션부(2310)를 포함한다.
- [416] 도 13에 도시된 시그널링 정보 복호화 장치(2300)는 BICM(Bit-Interleaved Coded Modulation) 디코딩 장치에 상응하는 것으로 볼 수 있고, 이 때, BICM 디코딩 장치의 오류정정복호화기는 도 13에 도시된 역 제로 리무빙부(2380), 역 패리티 평처링부(2370), 역 패리티 퍼뮤테이션부(2360), LDPC 디코더(2350), 역 제로 패딩부(2340), BCH 디코더(2330), 역 스크램블링부(2320) 및 역 세그멘테이션부(2310)에 상응하는 것으로 볼 수 있다.
- [417] 역 세그멘테이션부(2310)는 세그멘테이션부(2110)의 역과정을 수행한다.
- [418] 역 스크램블링부(2320)는 스크램블링부(2120)의 역과정을 수행한다.
- [419] BCH 디코더(2330)는 BCH 인코더(2130)의 역과정을 수행한다.
- [420] 역 제로 패딩부(2340)는 제로 패딩부(2140)의 역과정을 수행한다.
- [421] 특히, 역 제로 패딩부(2340)는 LDPC 디코더(2350)로부터 LDPC 정보 비트열을 수신하고, 쇼트닝 패턴 오더를 이용하여 모든 비트가 0으로 채워진 그룹들을 선별하고, 상기 그룹들을 제외한 그룹들을 이용하여 상기 LDPC 정보 비트열로부터 BCH 인코딩된 비트열을 생성할 수 있다.
- [422] LDPC 디코더(2350)는 LDPC 인코더(2150)의 역과정을 수행한다.
- [423] 역 패리티 퍼뮤테이션부(2360)는 패리티 퍼뮤테이션부(2160)의 역과정을 수행한다.
- [424] 특히, 역 패리티 퍼뮤테이션부(2360)는 LDPC 부호어의 패리티 비트들을 복수개의 그룹들로 분할하고, 상기 그룹들을 그룹-와이즈 인터리빙 오더를 이용하여 그룹-와이즈 디인터리빙하여 LDPC 디코딩될 LDPC 부호어를 생성할 수 있다.
- [425] 역 패리티 평처링부(370)는 패리티 평처링부(2170)의 역과정을 수행한다.
- [426] 이 때, 역 패리티 평처링부(370)는 LDPC 정보 비트열의 길이 및 BCH 인코딩된 비트열의 길이의 차에 곱해지는 제1 정수 및 상기 제1 정수와 상이한 제2 정수를 이용하여 임시 평처링 사이즈(temporary puncturing size)를 계산하고, 상기 BCH 인코딩된 비트열의 길이와 12960의 합과 상기 임시 평처링 사이즈의 차를 이용하여 임시 전송 비트수를 계산하고, 상기 임시 전송 비트수와 모듈레이션 오더를 이용하여 전송 비트수를 계산하고, 상기 임시 전송 비트수, 상기 전송 비트수 및 상기 임시 전송 비트수를 이용하여 최종 평처링 사이즈를 계산하고,

상기 최종 평처링 사이즈를 고려하여 상기 역 패리티 퍼뮤테이션부(2360)로 제공되는 LDPC 부호어를 생성할 수 있다.

- [427] 역 제로 리무빙부(2380)는 제로 리무빙부(2180)의 역과정을 수행한다.
- [428] 비트 디인터리빙부(2390)는 비트 인터리빙부(2190)의 역과정을 수행한다.
- [429] 컨스틸레이션 디맵핑부(2395)는 컨스틸레이션 맵핑부(2195)의 역과정을 수행한다.
- [430] 도 14는 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 프레임의 나타낸 도면이다.
- [431] 도 14를 참조하면, 본 발명의 일실시예에 따른 방송 신호 프레임(2410)은 부트스트랩(2421), 프리앰블(2423) 및 데이터 심볼들(2425)로 이루어질 수 있다.
- [432] 프리앰블(2423)은 시그널링 정보를 포함한다.
- [433] 도 14에 도시된 예에서, 프리앰블(2423)은 L1-Basic(2431) 및 L1-Detail(2433)을 포함할 수 있다.
- [434] 이 때, L1-Basic(2431)는 고정 길이 시그널링 정보일 수 있다.
- [435] 예를 들어, L1-Basic(2431)는 200비트에 상응하는 것일 수 있다.
- [436] 이 때, L1-Detail(2433)은 가변 길이 시그널링 정보일 수 있다.
- [437] 예를 들어, L1-Detail(2433)은 200~2352비트에 상응하는 것일 수 있다.
- [438] 방송 신호 프레임(2410)은 시스템의 버전(version) 정보 및 가장 일반적인 시그널링 정보를 포함하는 부트스트랩(2421)으로 시작되며, 이후 L1-Basic(2431)과 L1-Detail(2433)이 뒤따른다. L1-Basic(2431)은 PLP 개수, FFT 사이즈, 가드 인터벌 및 L1-Detail(2433)을 위한 모듈레이션/코드 레이트 정보 등 일반적인 시그널링 정보를 일정한 비트수로 전송할 수 있고, L1-Detail(2433)은 나머지 상세한 시그널링 정보를 전송할 수 있다. 이 때, L1-Detail(2433)의 비트수는 전송되는 PLP 개수에 따라 가변될 수 있다.
- [439] 이 때, 부트스트랩(2421)은 L1-Basic(2431)의 BICM 모드 및 OFDM 파라미터를 시그널링할 수 있고, L1-Basic(2431)은 L1-Detail(2433)의 BICM 모드 및 OFDM 파라미터를 시그널링할 수 있다.
- [440] 이 때, BICM 모드는 컨스틸레이션 및 부호율을 포함할 수 있고, OFDM 파라미터는 FFT 사이즈, 가드 인터벌 길이 및 파일럿 패턴을 포함할 수 있다.
- [441] 도 15는 도 13에 도시된 제로 패딩부의 동작의 일 예를 나타낸 도면이다.
- [442] 도 15를 참조하면, 쇼트닝 패턴 오더가 [4 1 5 2 8 6 0 7 3]인 경우의 제로 패딩 동작을 알 수 있다.
- [443] 도 15에 도시된 예에서, LDPC 정보 비트열의 길이는 3240이고, 따라서 LDPC 정보 비트들은 9개의 360비트들의 그룹들로 구성된다.
- [444] 먼저, 상기 수학식 9를 이용하여 모든 비트를 0으로 채울 그룹들의 개수를 결정하면, $(3240-368)/360 = 7.9$ 이므로 7개의 그룹들이 0으로 채워질 그룹들로 결정된다.
- [445] 또한, 쇼트닝 패턴 오더가 [4 1 5 2 8 6 0 7 3]이므로, 4에 의하여 인덱싱되는 5번째 그룹(2610), 1에 의하여 인덱싱되는 두 번째 그룹(2620), 5에 의하여

인덱싱되는 여섯 번째 그룹(2630), 2에 의하여 인덱싱되는 세 번째 그룹(2640), 8에 의하여 인덱싱되는 9번째 그룹(2650), 6에 의하여 인덱싱되는 7번째 그룹(2660), 0에 의하여 인덱싱되는 첫 번째 그룹(2670)의 총 7개 그룹들이 선택되어 그룹 내의 모든 비트들이 0으로 채워진다.

[446] 또한, 0으로 인덱싱되는 첫 번째 그룹(2670)의 다음 순서는 7로 인덱싱되는 8번째 그룹(2680)이므로, 7로 인덱싱되는 8번째 그룹(2680)의 앞에서부터 $(3240 - 368 - (360 \times 7)) = 352$ 개의 비트들이 0으로 채워진다.

[447] 제로 패딩이 완료된 후, 3으로 인덱싱되는 4번째 그룹(2690)의 360비트 및 7로 인덱싱되는 8번째 그룹(2680)의 남은 8비트의 총 368비트에 $N_{bch}(=368)$ 비트들의 BCH 인코딩된 비트열이 순차적으로 맵핑된다.

[448] 도 16은 도 13에 도시된 패리티 퍼뮤테이션부의 동작의 일 예를 나타낸 도면이다.

[449] 도 16을 참조하면, 그룹-와이즈 인터리빙 오더가 시퀀스 [20 23 25 32 38 41 18 9 10 11 31 24 14 15 26 40 33 19 28 34 16 39 27 30 21 44 43 35 42 36 12 13 29 22 37 17]에 상응하는 경우의 패리티 퍼뮤테이션 동작을 알 수 있다.

[450] $K_{ldpc}(=3240)$ 개의 정보 비트들은 인터리빙되지 않고, 36개의 360비트들의 그룹들(총 12960비트들)이 인터리빙 대상이 된다.

[451] 그룹-와이즈 인터리빙 오더가 시퀀스 [20 23 25 32 38 41 18 9 10 11 31 24 14 15 26 40 33 19 28 34 16 39 27 30 21 44 43 35 42 36 12 13 29 22 37 17]에 상응하므로, 패리티 퍼뮤테이션부는 9로 인덱싱되는 10번째 그룹 위치(2710)에 20으로 인덱싱되는 21번째 그룹을 위치시키고, 10으로 인덱싱되는 11번째 그룹 위치(2720)에 23으로 인덱싱되는 24번째 그룹을 위치시키고, ..., 43으로 인덱싱되는 44번째 그룹 위치(2730)에 37로 인덱싱되는 38번째 그룹을 위치시키고, 44로 인덱싱되는 45번째 그룹 위치(2740)에 17로 인덱싱되는 18번째 비트 그룹을 위치시킨다.

[452] 패리티 평처링은 패리티 인터리빙된 패리티 비트들의 뒤쪽(17로 인덱싱되는 18번째 비트그룹쪽)에서 수행될 수 있다.

[453] 도 17은 도 13에 도시된 제로 리무빙부의 동작의 일 예를 나타낸 도면이다.

[454] 도 17을 참조하면, 제로 리무빙부는 LDPC 코드워드의 정보 부분에서 제로 패딩된 부분들은 제거하여, 전송을 위한 시그널링 정보를 생성하는 것을 알 수 있다.

[455]

[456] 이상에서와 같이 본 발명에 따른 방송 신호 프레임 생성 장치 및 방법은 상기한 바와 같이 설명된 실시예들의 구성과 방법이 한정되게 적용될 수 있는 것이 아니라, 상기 실시예들은 다양한 변형이 이루어질 수 있도록 각 실시예들의 전부 또는 일부가 선택적으로 조합되어 구성될 수도 있다.

청구범위

- [청구항 1] BICM 출력 신호에 인터리빙을 수행하여 타임 인터리빙된 신호를 생성하는 타임 인터리버; 및
상기 타임 인터리빙된 신호를 이용하여, 부트스트랩 및 프리앰블을 포함하는 방송 신호 프레임을 생성하는 프레임 빌더를 포함하는 것을 특징으로 하는 방송 신호 프레임 생성 장치.
- [청구항 2] 청구항 1에 있어서,
상기 프리앰블은 L1-Basic 및 L1-Detail을 포함하고, 상기 부트스트랩은 상기 L1-Basic의 구조(structure)를 나타내는 심볼을 포함하는 것을 특징으로 하는 방송 신호 프레임 생성 장치.
- [청구항 3] 청구항 2에 있어서,
상기 심볼은 상기 L1-Basic의 BICM 모드 및 OFDM 파라미터를 함께 시그널링하는 고정-길이(fixed-length) 비트열(bit string)에 상응하는 것을 특징으로 하는 방송 신호 프레임 생성 장치.
- [청구항 4] 청구항 3에 있어서,
상기 BICM 모드는
각각, QPSK 및 부효율 3/15를 식별하기 위한 제1 모드, 제2 모드 및 제3 모드,
16-NUC(Non Uniform Constellation) 및 부효율 3/15를 식별하기 위한 제4 모드,
64-NUC(Non Uniform Constellation) 및 부효율 3/15를 식별하기 위한 제5 모드를 포함하는 것을 특징으로 하는 방송 신호 프레임 생성 장치.
- [청구항 5] 청구항 4에 있어서,
제1 모드, 제2 모드 및 제3 모드는
동일한 컨스텔레이션(constellation) 및 부효율(code rate)을 사용하면서,
패리티 리피티션(parity repetition) 수행 여부 및 패리티 핑처링
사이즈(parity puncturing size)를 서로 달리 하여,
로버스트니스(robustness)가 상이한 모드들인 것을 특징으로 하는 방송
신호 프레임 생성 장치.
- [청구항 6] 청구항 5에 있어서,
상기 제1 모드는 패리티 리피티션(parity repetition)을 수행하고, 상기 제2
및 제3 모드들은 패리티 리피티션을 수행하지 않는 것을 특징으로 하는
방송 신호 프레임 생성 장치.
- [청구항 7] 청구항 6에 있어서,
상기 제2 모드의 패리티 핑처링 사이즈는, 상기 제1 모드의 패리티 핑처링
사이즈보다 크고 상기 제3 모드의 패리티 핑처링 사이즈보다 작은 것을
특징으로 하는 방송 신호 프레임 생성 장치.

- [청구항 8] 청구항 7에 있어서,
상기 심볼은
상기 OFDM 파라미터에 상응하는 FFT 사이즈가 동일한 경우, 제1 가드 인터벌 길이에 상응하는 프리앰블 구조보다, 상기 제1 가드 인터벌 길이보다 짧은 제2 가드 인터벌 길이에 상응하는 프리앰블 구조가 우선적으로 할당되는 룩업 테이블에 상응하는 것을 특징으로 하는 방송 신호 프레임 생성 장치.
- [청구항 9] 청구항 8에 있어서,
상기 심볼은
동일한 FFT 사이즈(FFT size), 가드 인터벌 길이(Guard Interval length) 및 파일럿 패턴(pilot pattern)의 조합에 대하여 상기 제1 모드, 제2 모드, 제3 모드, 제4 모드 및 제5 모드가 로버스트니스(robustness) 순서대로 할당되는 룩업 테이블에 상응하는 것을 특징으로 하는 방송 신호 프레임 생성 장치.
- [청구항 10] BICM 출력 신호에 인터리빙을 수행하여 타임 인터리빙된 신호를 생성하는 단계; 및
상기 타임 인터리빙된 신호를 이용하여, 부트스트랩 및 프리앰블을 포함하는 방송 신호 프레임을 생성하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방송 신호 프레임 생성 방법.
- [청구항 11] 청구항 10에 있어서,
상기 프리앰블은 L1-Basic 및 L1-Detail을 포함하고, 상기 부트스트랩은 상기 L1-Basic의 구조(structure)를 나타내는 심볼을 포함하는 것을 특징으로 하는 방송 신호 프레임 생성 방법.
- [청구항 12] 청구항 11에 있어서,
상기 심볼은 상기 L1-Basic의 BICM 모드 및 OFDM 파라미터를 함께 시그널링하는 고정-길이(fixed-length) 비트열(bit string)에 상응하는 것을 특징으로 하는 방송 신호 프레임 생성 방법.
- [청구항 13] 청구항 12에 있어서,
상기 BICM 모드는
각각, QPSK 및 부효율 3/15를 식별하기 위한 제1 모드, 제2 모드 및 제3 모드,
16-NUC(Non Uniform Constellation) 및 부효율 3/15를 식별하기 위한 제4 모드,
64-NUC(Non Uniform Constellation) 및 부효율 3/15를 식별하기 위한 제5 모드를 포함하는 것을 특징으로 하는 방송 신호 프레임 생성 방법.
- [청구항 14] 청구항 13에 있어서,
제1 모드, 제2 모드 및 제3 모드는
동일한 컨스텔레이션(constellation) 및 부효율(code rate)을 사용하면서,

패리티 리피티션(parity repetition) 수행 여부 및 패리티 평처링 사이즈(parity puncturing size)를 서로 달리 하여,
로버스트니스(robustness)가 상이한 모드들인 것을 특징으로 하는 방송 신호 프레임 생성 방법.

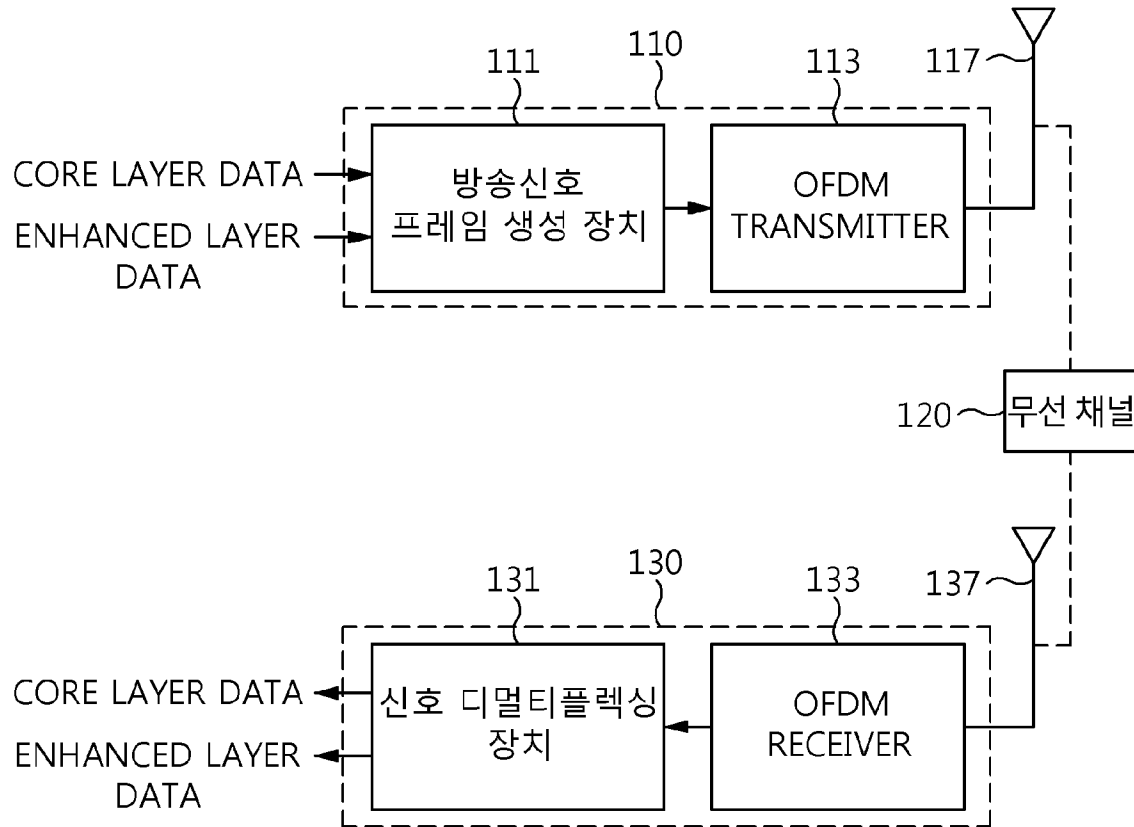
[청구항 15] 청구항 14에 있어서,
상기 제1 모드는 패리티 리피티션(parity repetition)을 수행하고, 상기 제2 및 제3 모드들은 패리티 리피티션을 수행하지 않는 것을 특징으로 하는 방송 신호 프레임 생성 방법.

[청구항 16] 청구항 15에 있어서,
상기 제2 모드의 패리티 평처링 사이즈는, 상기 제1 모드의 패리티 평처링 사이즈보다 크고 상기 제3 모드의 패리티 평처링 사이즈보다 작은 것을 특징으로 하는 방송 신호 프레임 생성 방법.

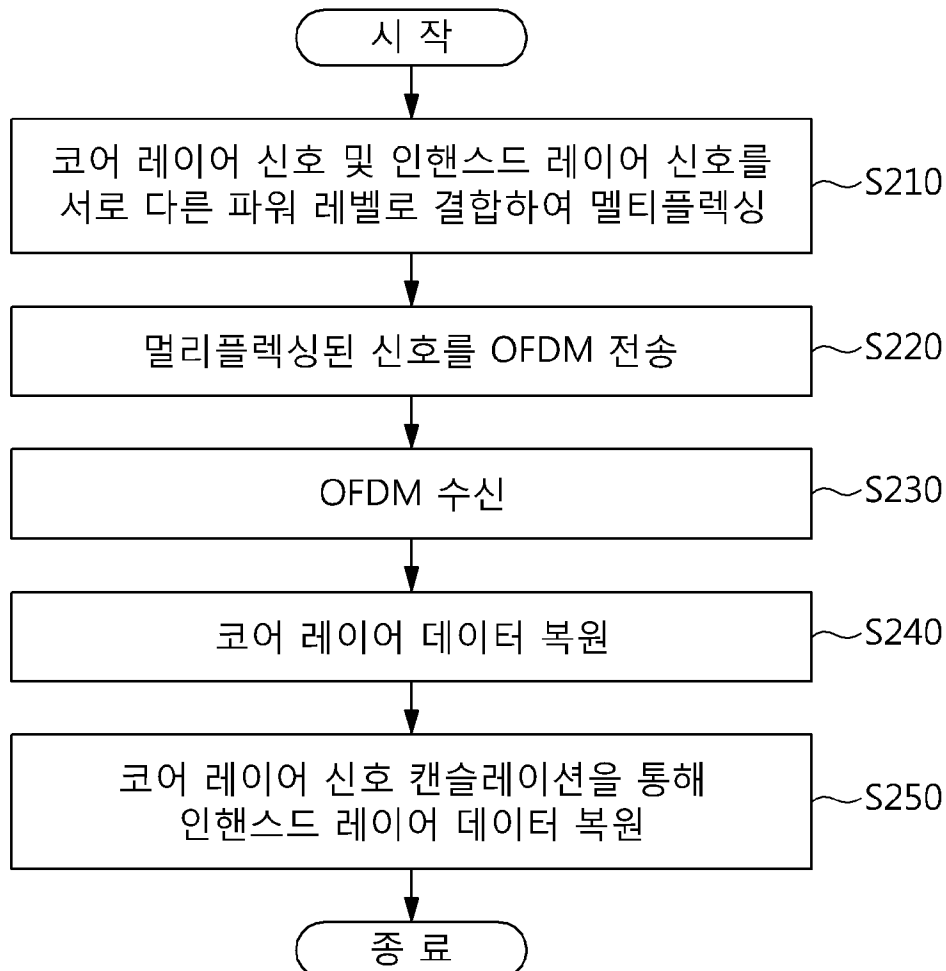
[청구항 17] 청구항 16에 있어서,
상기 심볼은
상기 OFDM 파라미터에 상응하는 FFT 사이즈가 동일한 경우, 제1 가드 인터벌 길이에 상응하는 프리앰블 구조보다, 상기 제1 가드 인터벌 길이보다 짧은 제2 가드 인터벌 길이에 상응하는 프리앰블 구조가 우선적으로 할당되는 룩업 테이블에 상응하는 것을 특징으로 하는 방송 신호 프레임 생성 방법.

[청구항 18] 청구항 17에 있어서,
상기 심볼은
동일한 FFT 사이즈, 가드 인터벌 길이 및 파일럿 패턴의 조합에 대하여 상기 제1 모드, 제2 모드, 제3 모드, 제4 모드 및 제5 모드가
로버스트니스(robustness) 순서대로 할당되는 룩업 테이블에 상응하는 것을 특징으로 하는 방송 신호 프레임 생성 방법.

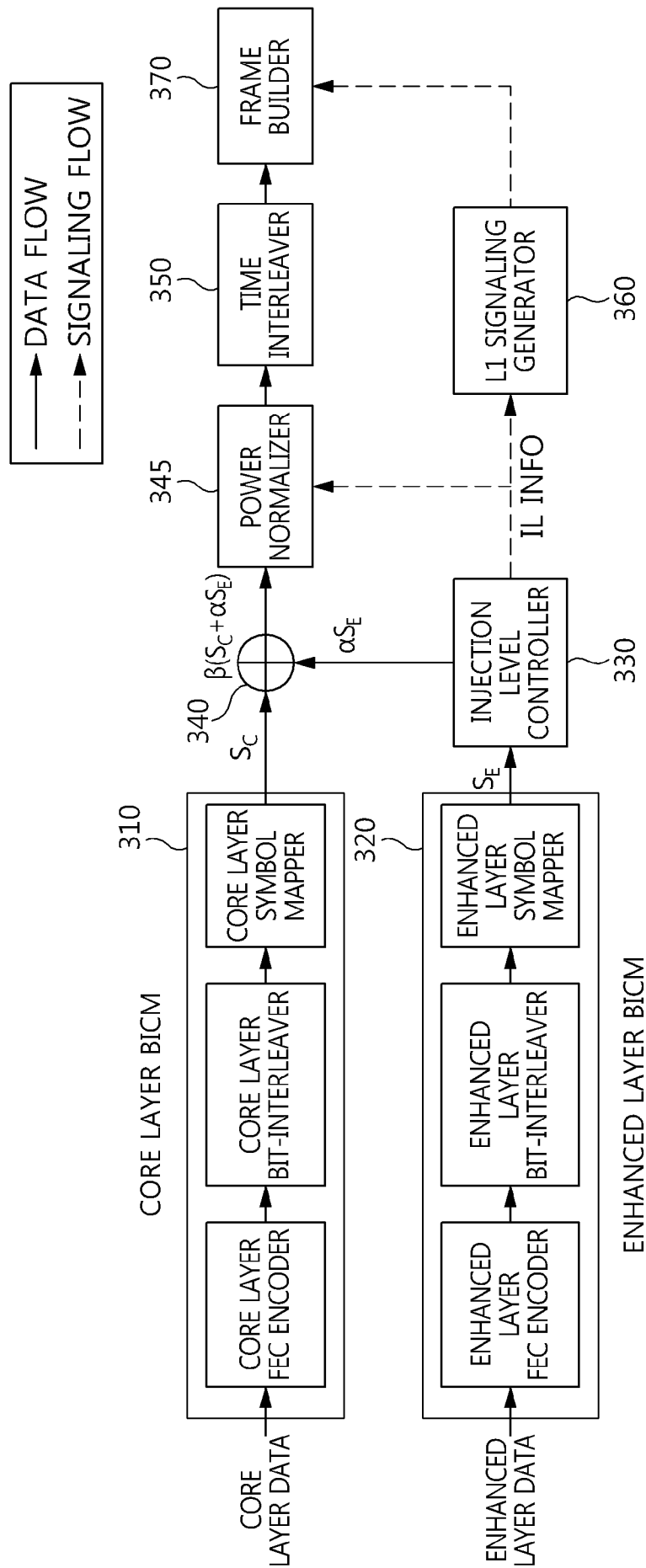
[도1]



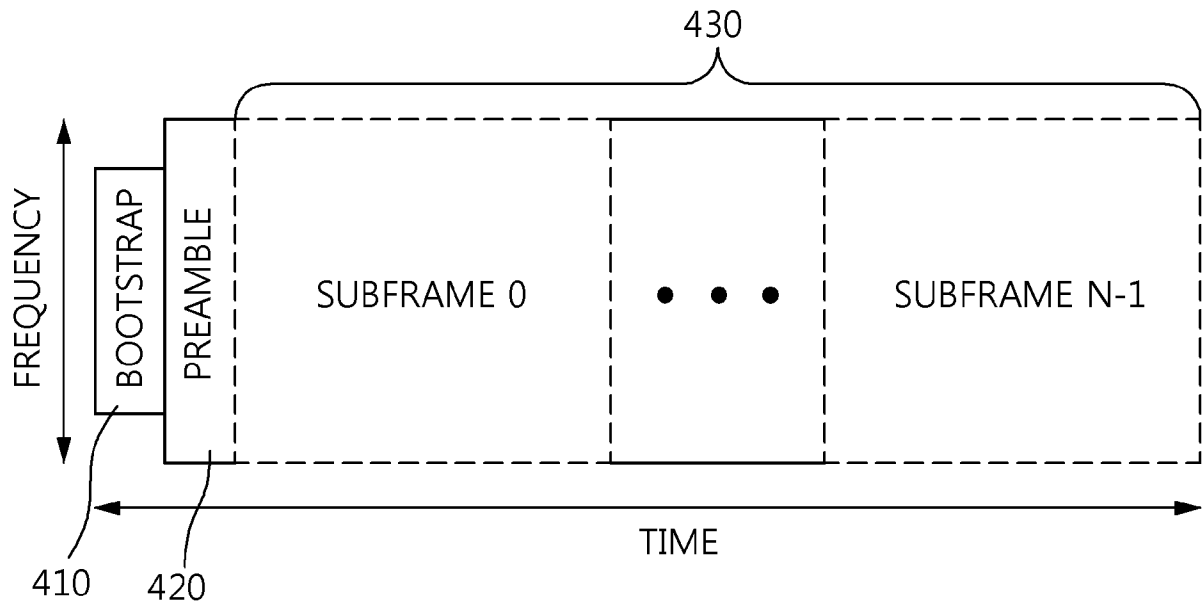
[도2]



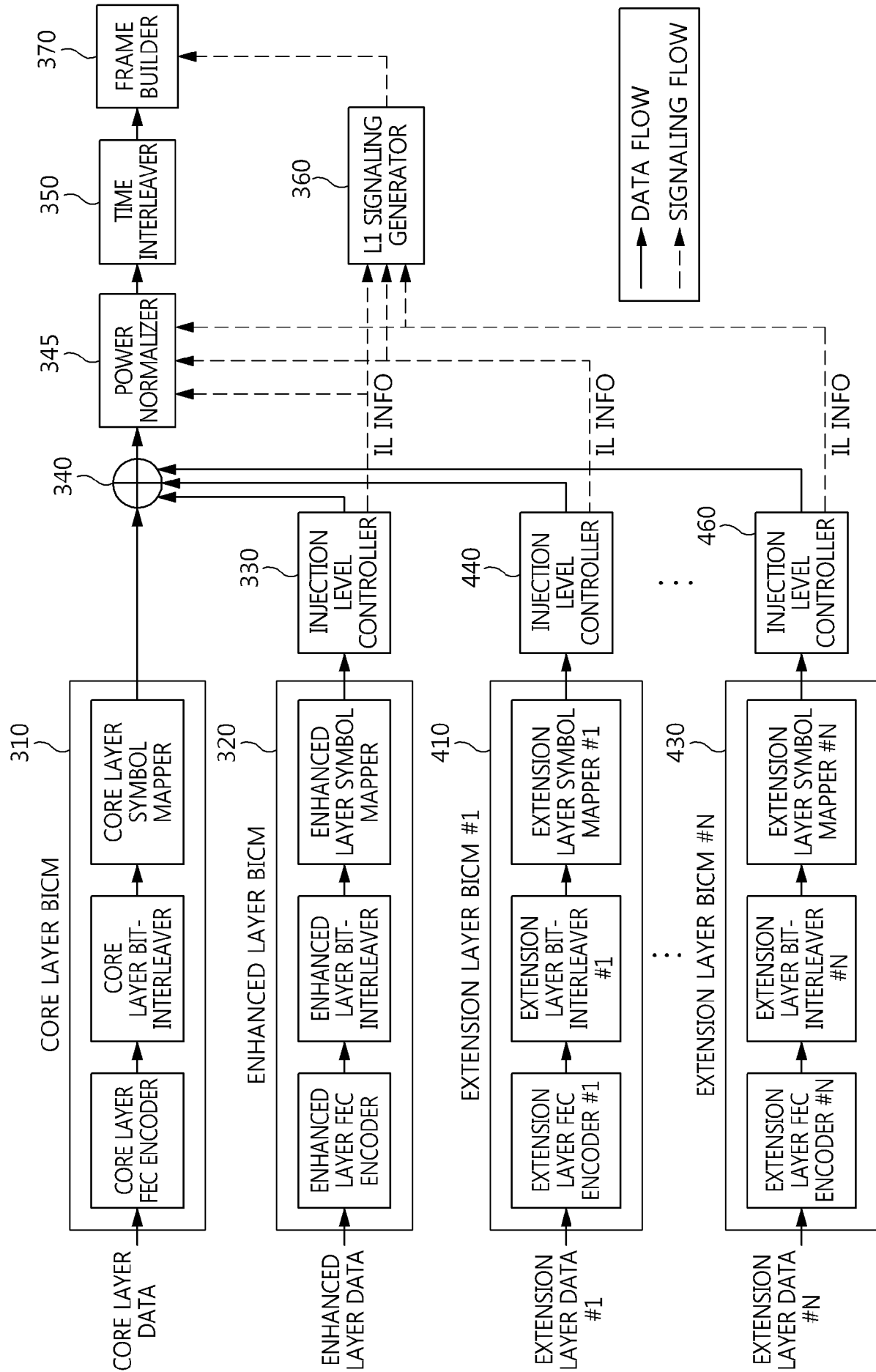
[도3]



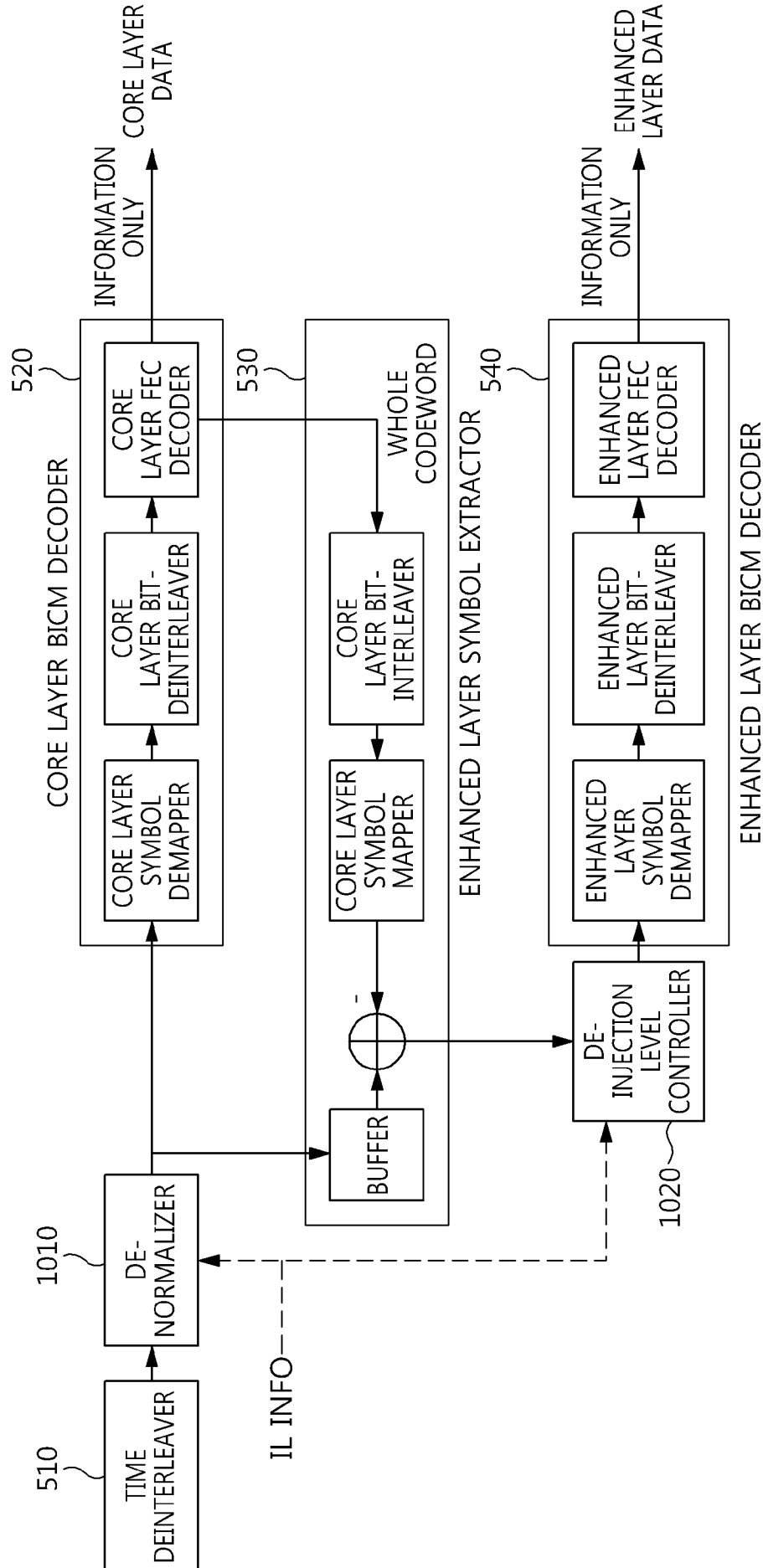
[도4]



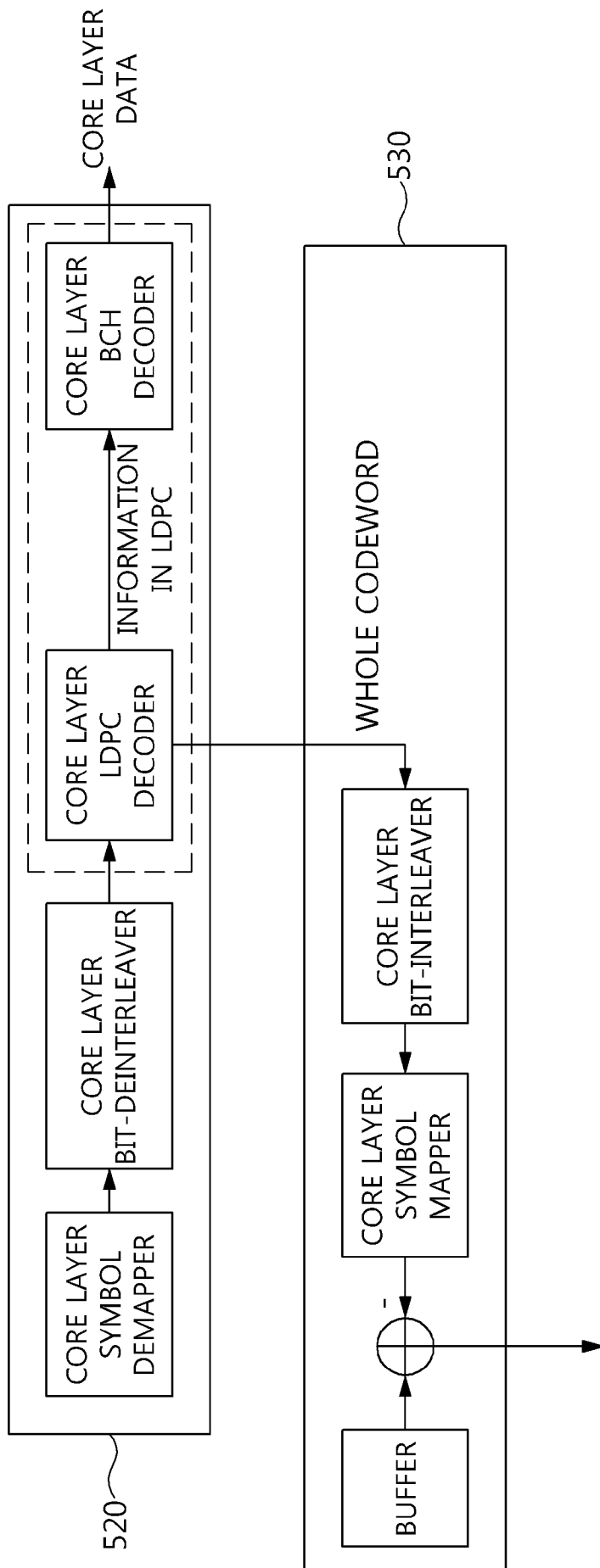
[도5]



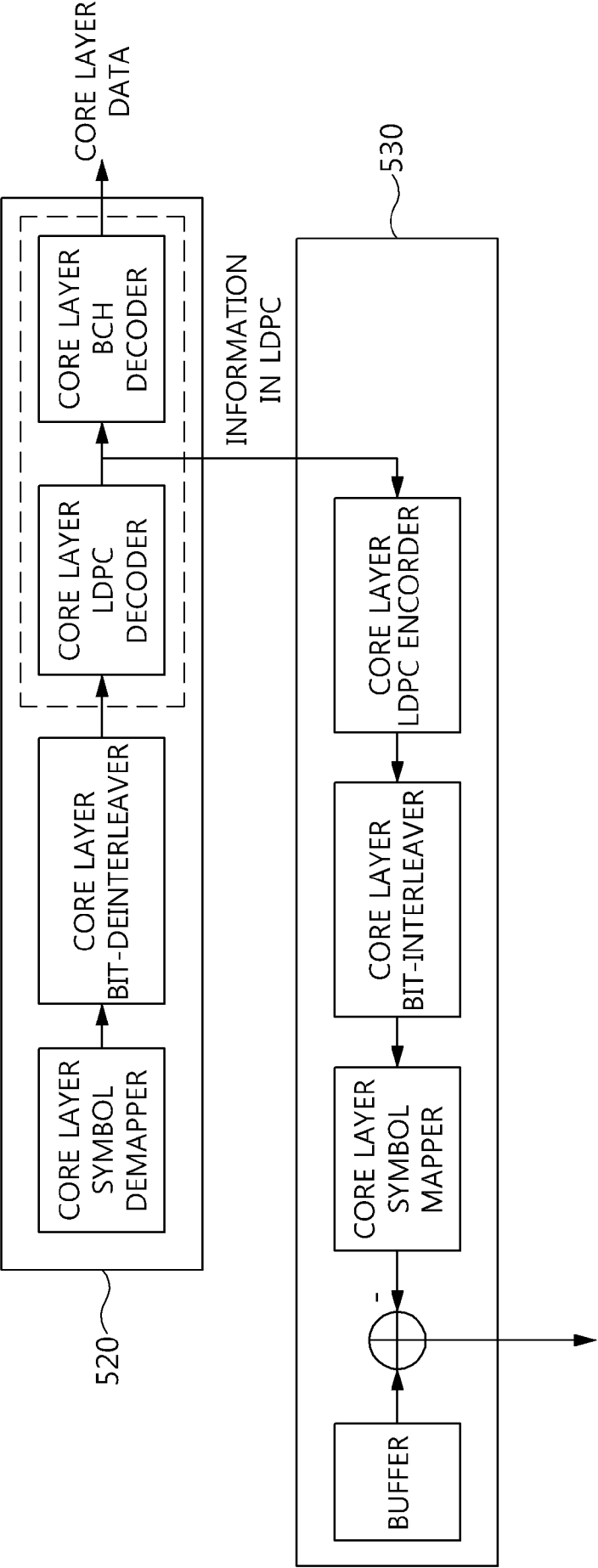
[도6]



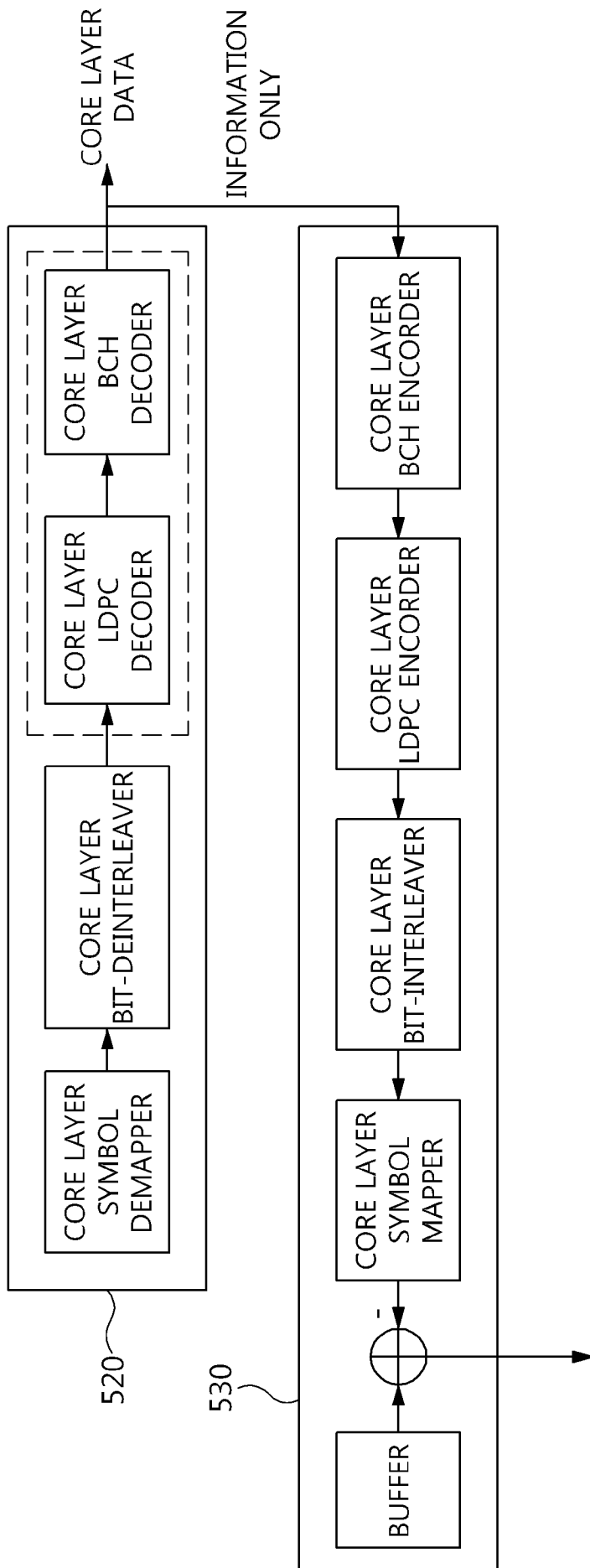
[도7]



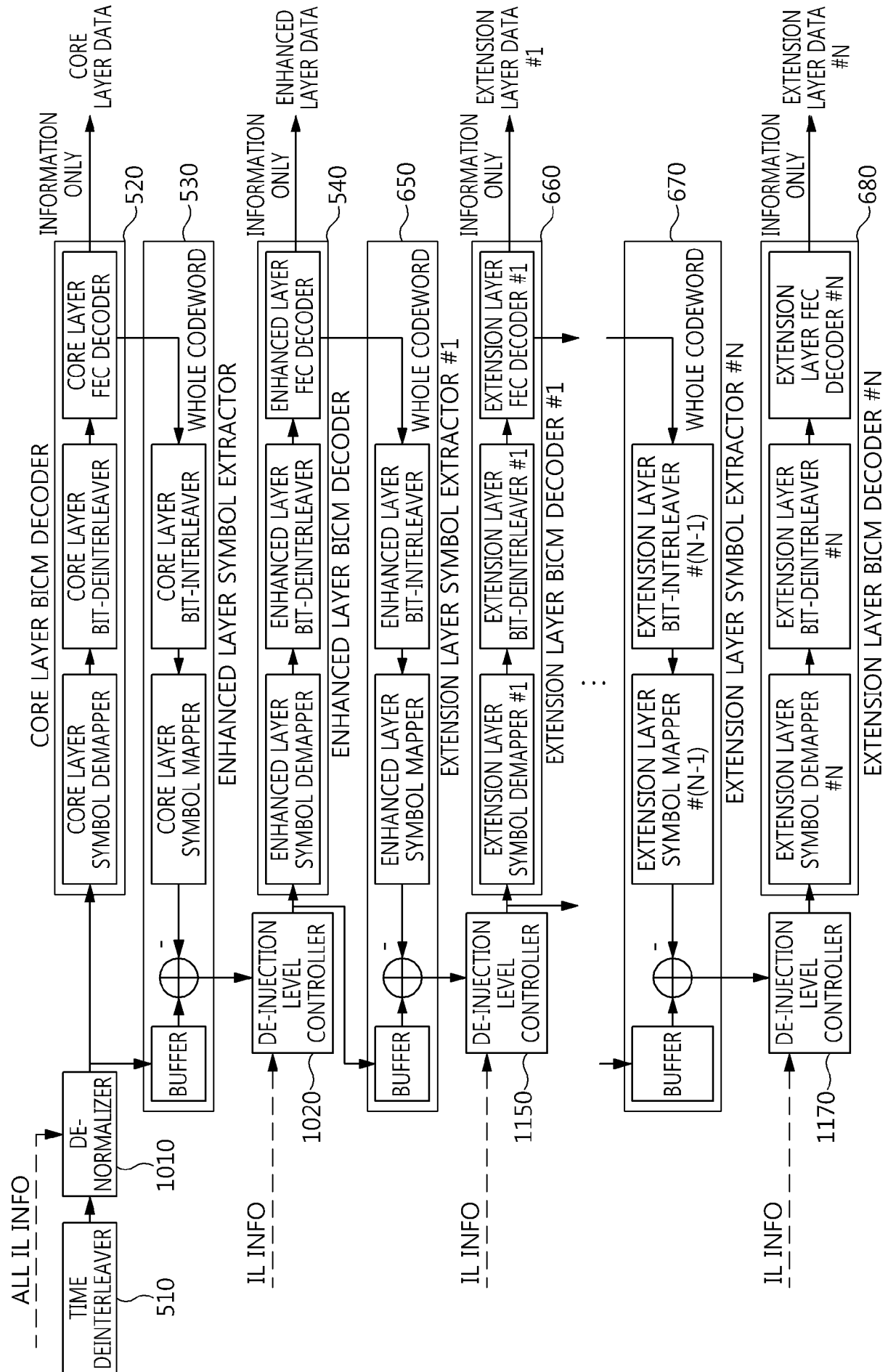
[도8]



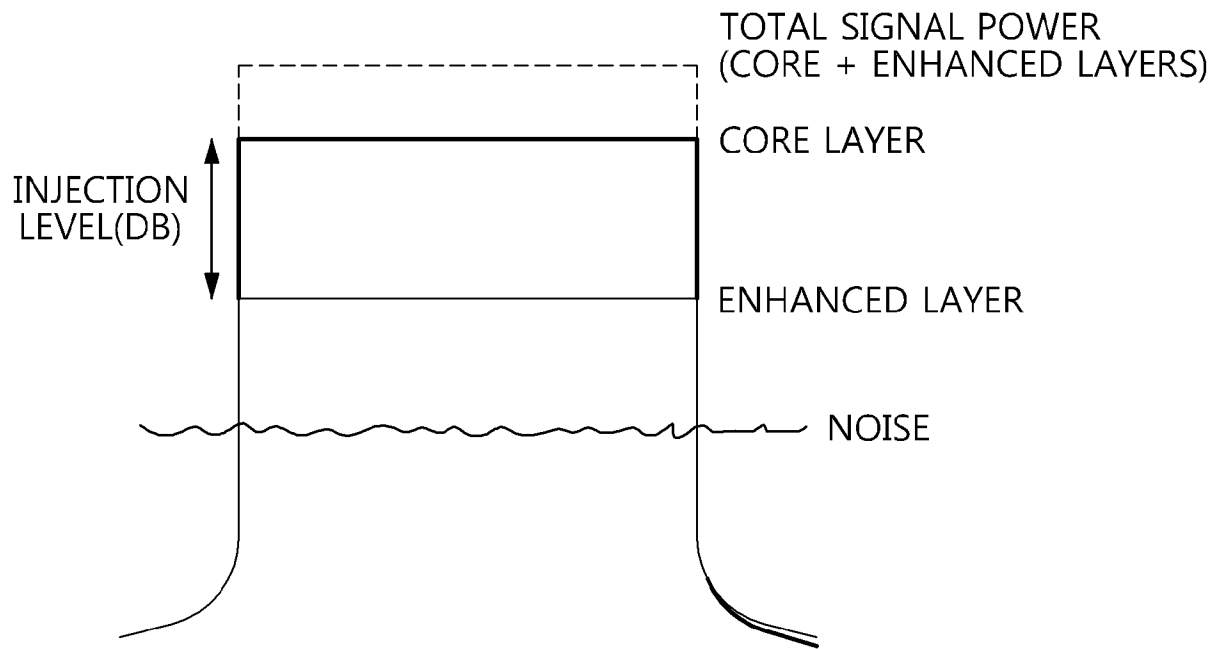
[도9]



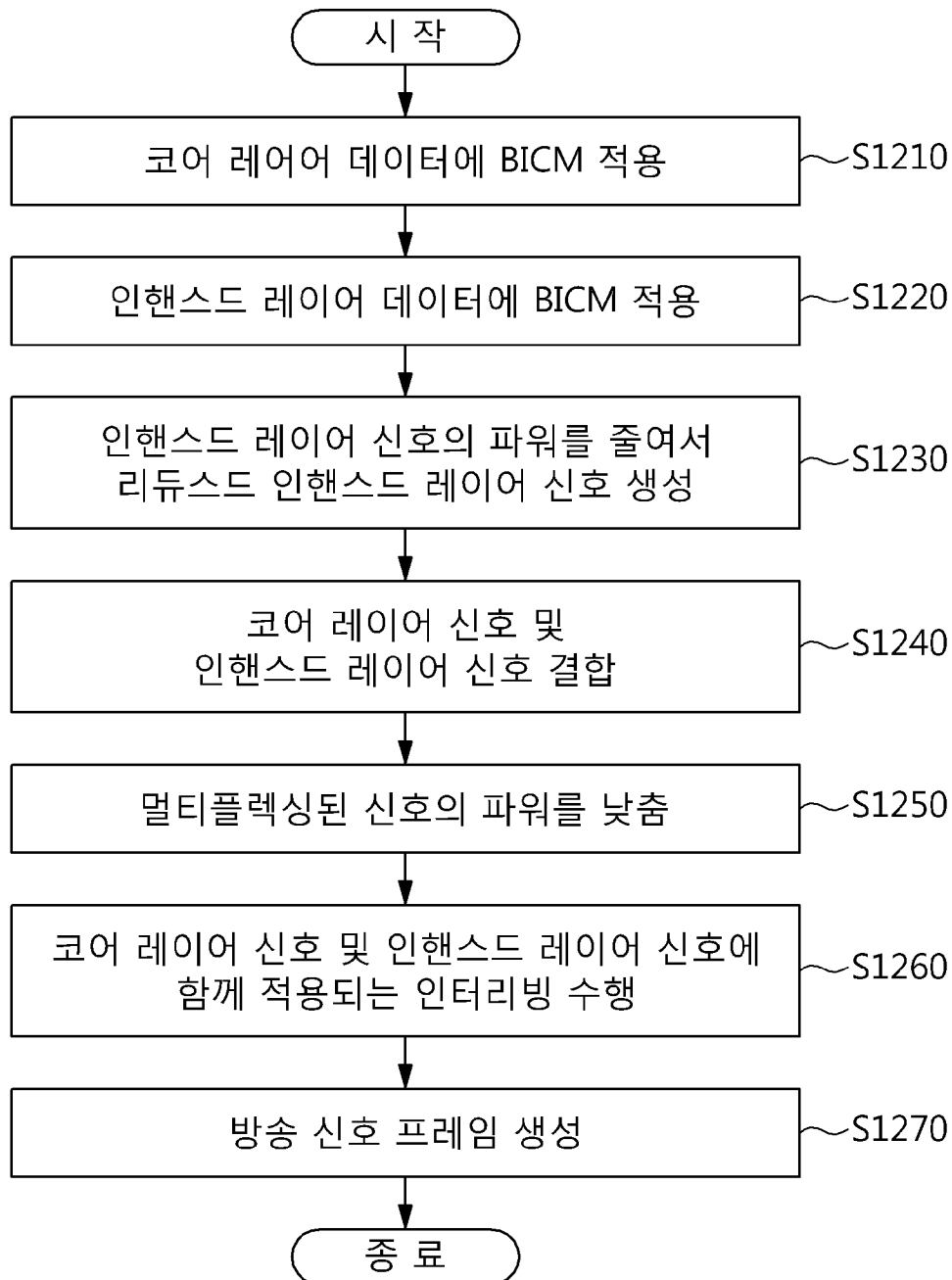
[도 10]



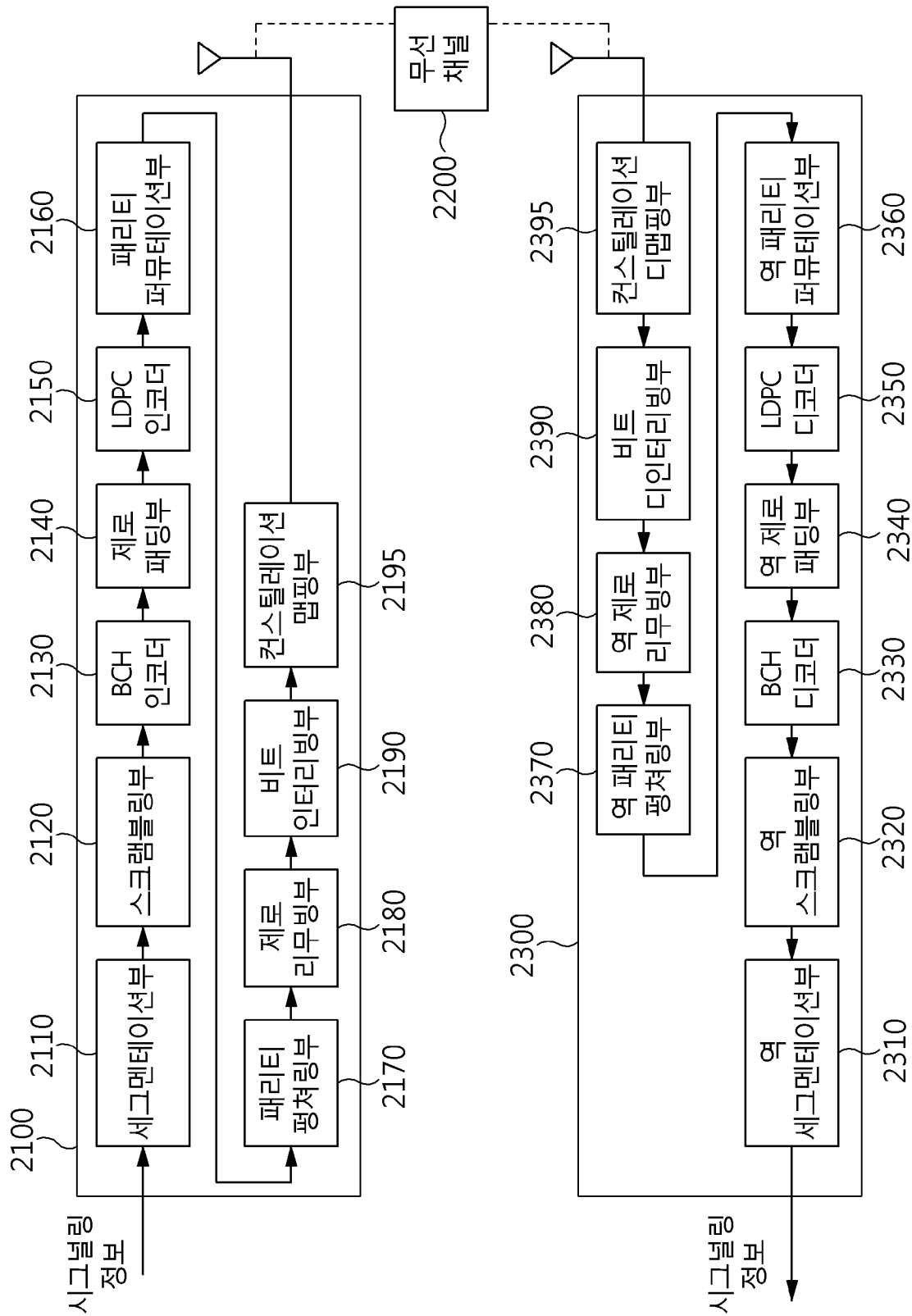
[도11]



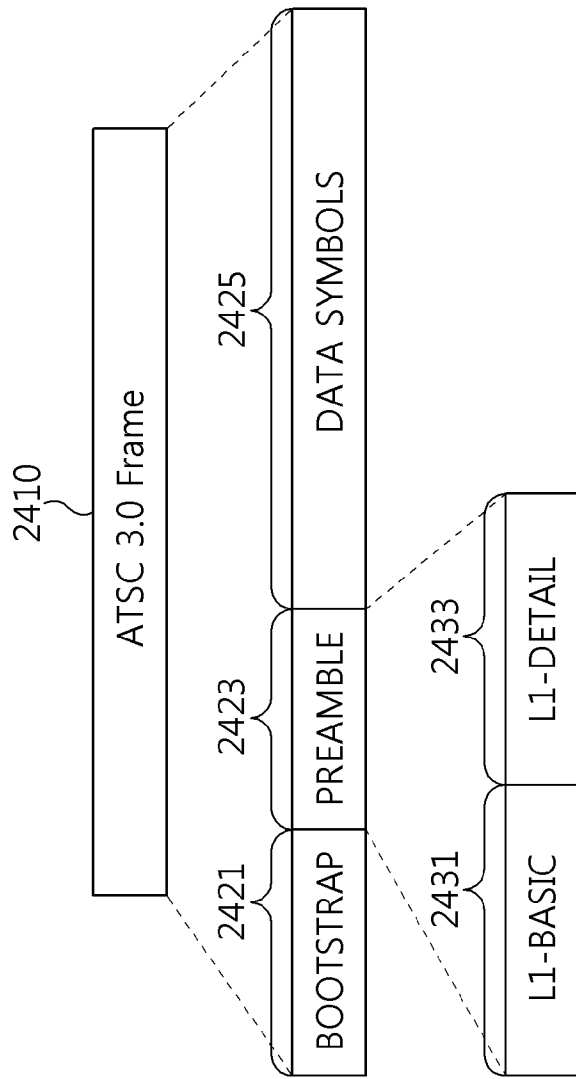
[도12]



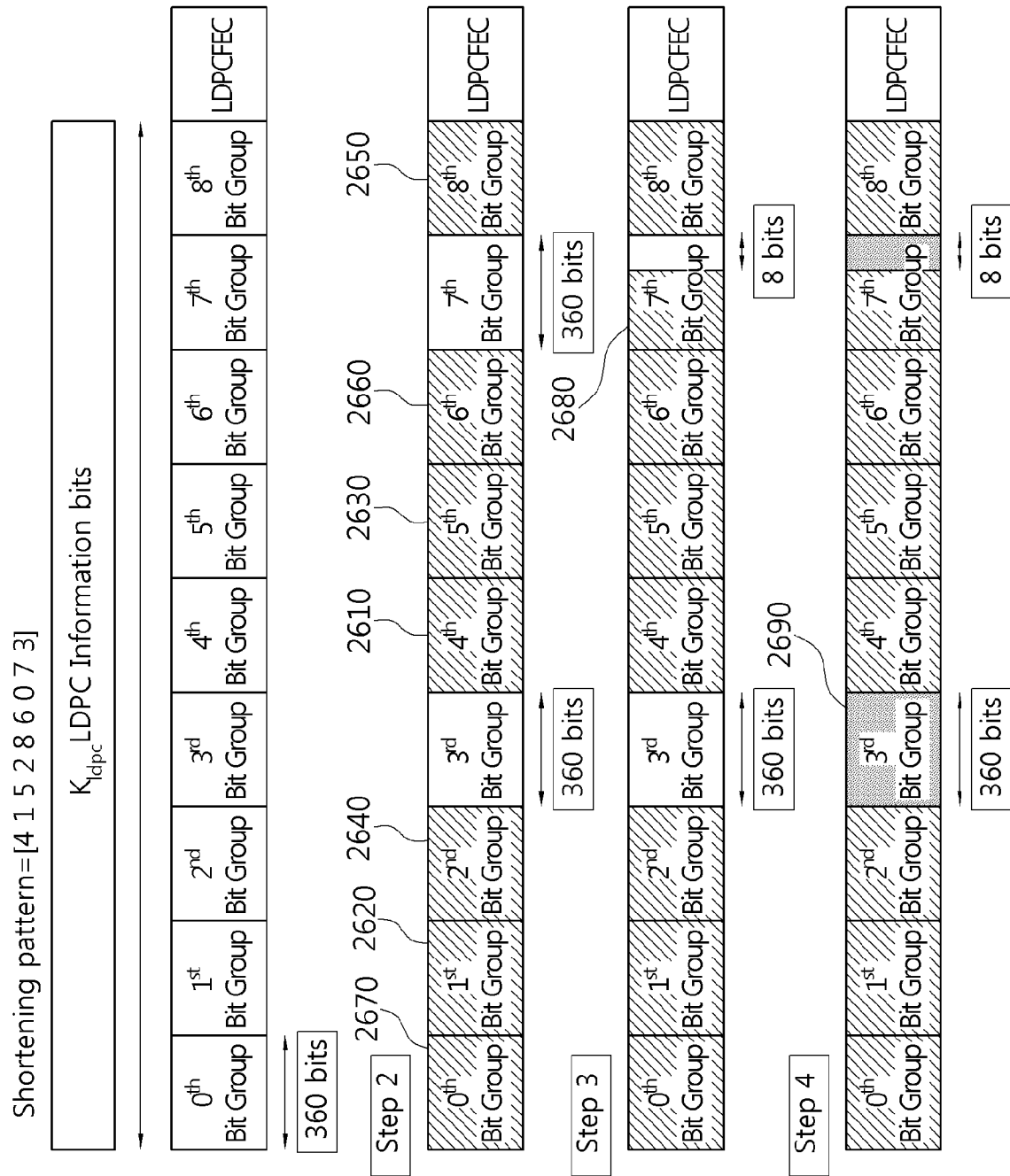
[도13]



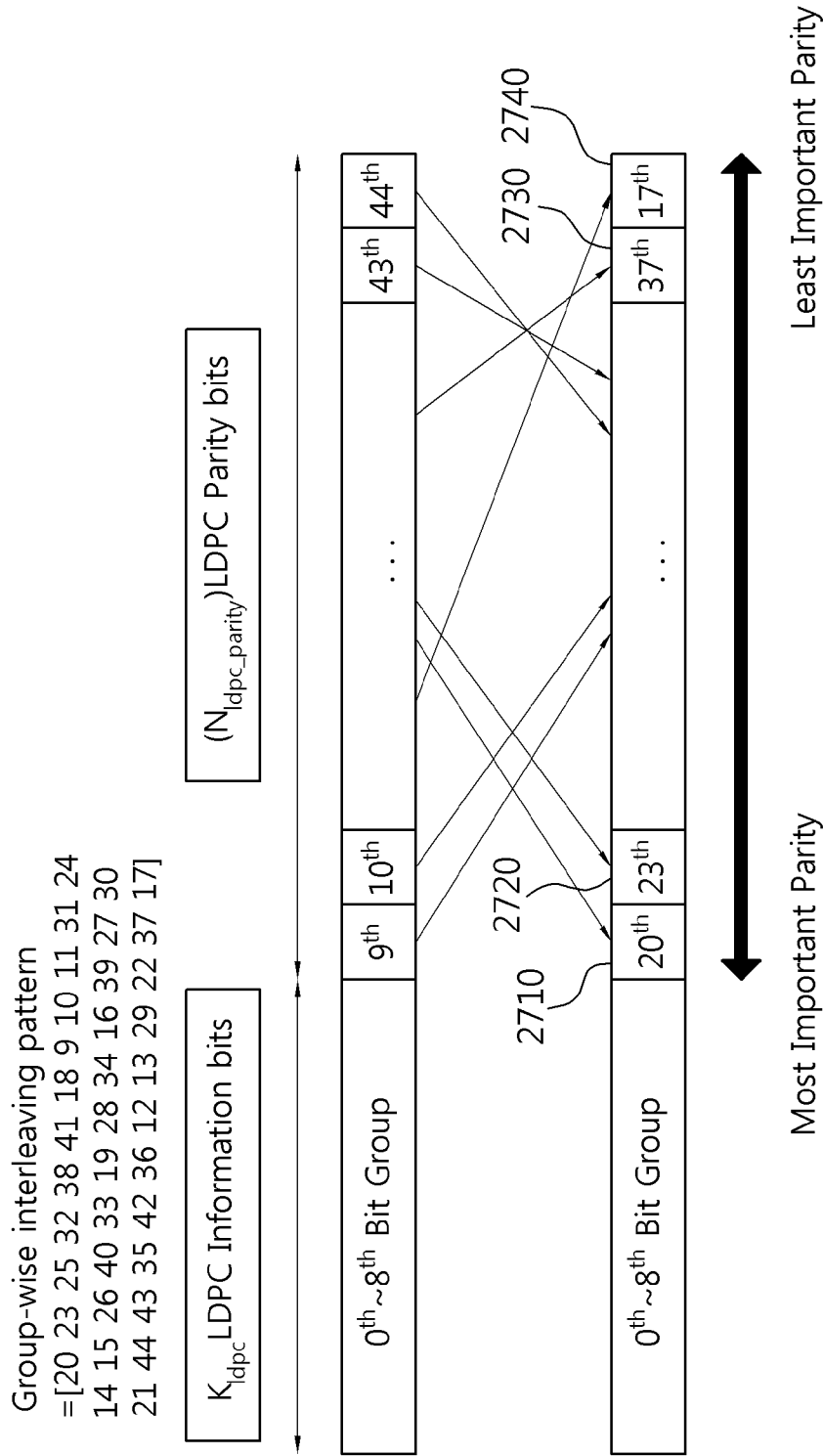
[도14]



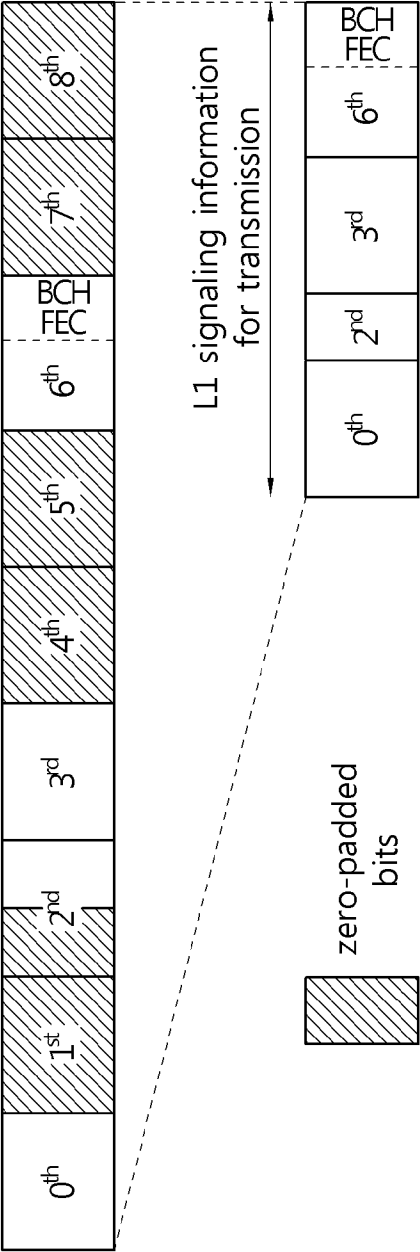
[도 15]



[도16]



[도17]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/KR2016/002214**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER****H04L 1/00(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 1/00; H04N 7/015; H03M 7/30; H04H 20/00; H04L 27/06; G10L 19/00; H04N 11/02; H04H 40/00; H04L 27/26

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

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

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

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

eKOMPASS (KIPO internal) & Keywords: broadcasting signal frame, BICM, bootstrap, preamble, time interleaving, L1-Basic, L1-Detail

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	WO 2012-036429 A2 (LG ELECTRONICS INC.) 22 March 2012 See paragraphs [0192], [0296]-[0337], [0624], [0625] and figures 6, 18-20.	1,2,10,11
A		3-9,12-18
A	US 2015-0055728 A1 (LG ELECTRONICS INC.) 26 February 2015 See paragraphs [0354]-[0376] and figures 83-97(b).	1-18
A	US 2010-0046675 A1 (COLLINS, Bruce et al.) 25 February 2010 See paragraphs [0046], [0047], claim 1 and figure 3.	1-18
A	KR 10-2014-0050054 A (SONY CORP.) 28 April 2014 See paragraphs [0082]-[0127] and figure 4.	1-18
A	US 2010-0316115 A1 (ZHENG, Wu et al.) 16 December 2010 See paragraphs [0023]-[0039], claims 1-4 and figures 2-5.	1-18



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

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

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

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

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

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

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

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

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

“&” document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

08 JULY 2016 (08.07.2016)

Date of mailing of the international search report

08 JULY 2016 (08.07.2016)

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/KR2016/002214

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member	Publication date
WO 2012-036429 A2	22/03/2012	CA 2824464 A1	22/03/2012
		EP 2618563 A2	24/07/2013
		EP 2618563 A4	15/10/2014
		US 2013-0219431 A1	22/08/2013
		US 2014-0195879 A1	10/07/2014
		WO 2012-036429 A3	10/05/2012
US 2015-0055728 A1	26/02/2015	AT 535069 T	15/12/2011
		CN 102100067 A	15/06/2011
		CN 102100067 B	24/04/2013
		DK 2219313 T3	19/03/2012
		DK 2424145 T3	14/10/2013
		EP 2219313 A1	18/08/2010
		EP 2219313 B1	23/11/2011
		EP 2424145 A1	29/02/2012
		EP 2424145 B1	31/07/2013
		EP 2424146 A1	29/02/2012
		EP 2424146 B1	20/02/2013
		ES 2377308 T3	26/03/2012
		ES 2402819 T3	09/05/2013
		ES 2429030 T3	12/11/2013
		PL 2219313 T3	31/07/2012
		PT 2219313 E	06/03/2012
		PT 2424145 E	01/10/2013
		PT 2424146 E	11/04/2013
		SI 2219313 T1	30/03/2012
		SI 2424146 T1	28/06/2013
		US 2011-0286535 A1	24/11/2011
		US 2014-0016720 A1	16/01/2014
		US 2015-0333770 A1	19/11/2015
		US 8503551 B2	06/08/2013
		US 8897390 B2	25/11/2014
		US 9094136 B2	28/07/2015
		WO 2010-093087 A1	19/08/2010
US 2010-0046675 A1	25/02/2010	BR P10606719 A2	21/07/2009
		CA 2593783 A1	20/07/2006
		CN 101147374 A	19/03/2008
		CN 101147374 B	17/10/2012
		CN 102064914 A	18/05/2011
		CN 102064914 B	25/06/2014
		CN 103763068 A	30/04/2014
		EP 1836821 A2	26/09/2007
		JP 2008-527928 A	24/07/2008
		KR 10-0914877 B1	31/08/2009
		KR 10-1028974 B1	12/04/2011
		KR 10-2007-0094960 A	27/09/2007
		KR 10-2009-0040392 A	23/04/2009
		RU 2007130729 A	20/02/2009

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/KR2016/002214

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member	Publication date
KR 10-2014-0050054 A	28/04/2014	TW 200705936 A	01/02/2007
		US 2006-0183287 A1	17/08/2006
		US 7630451 B2	08/12/2009
		US 8194796 B2	05/06/2012
		WO 2006-076451 A2	20/07/2006
		WO 2006-076451 A3	05/10/2006
		CA 2840785 A1	24/02/2013
		CN 103765509 A	30/04/2014
		EP 2750134 A1	02/07/2014
		JP 2013-044923 A	04/03/2013
		US 2014-0200900 A1	17/07/2014
		US 9361900 B2	07/06/2016
		WO 2013-027631 A1	28/02/2013
US 2010-0316115 A1	16/12/2010	CN 101843003 A	22/09/2010
		EP 2209219 A1	21/07/2010
		EP 2209219 A4	29/05/2013
		JP 05579070 B2	27/08/2014
		JP 2011-502408 A	20/01/2011
		KR 10-1391683 B1	07/05/2014
		KR 10-2010-0086010 A	29/07/2010
		US 8861326 B2	14/10/2014
		WO 2009-055972 A1	07/05/2009

A. 발명이 속하는 기술분류(국제특허분류(IPC))

H04L 1/00(2006.01)i, H04L 27/26(2006.01)i

B. 조사된 분야

조사된 최소문헌(국제특허분류를 기재)

H04L 1/00; H04N 7/015; H03M 7/30; H04H 20/00; H04L 27/06; G10L 19/00; H04N 11/02; H04H 40/00; H04L 27/26

조사된 기술분야에 속하는 최소문헌 이외의 문헌

한국등록실용신안공보 및 한국공개실용신안공보: 조사된 최소문헌란에 기재된 IPC

일본등록실용신안공보 및 일본공개실용신안공보: 조사된 최소문헌란에 기재된 IPC

국제조사에 이용된 전산 데이터베이스(데이터베이스의 명칭 및 검색어(해당하는 경우))

eKOMPASS(특허청 내부 검색시스템) & 키워드: 방송 신호 프레임, BICM, 부트스트랩, 프리앰블, 타임 인터리빙, L1-Basic, L1-Detail

C. 관련 문헌

카테고리*	인용문헌명 및 관련 구절(해당하는 경우)의 기재	관련 청구항
X	WO 2012-036429 A2 (LG ELECTRONICS INC.) 2012.03.22 단락 [0192], [0296]-[0337], [0624], [0625] 및 도면 6, 18-20 참조.	1, 2, 10, 11
A		3-9, 12-18
A	US 2015-0055728 A1 (LG ELECTRONICS INC.) 2015.02.26 단락 [0354]-[0376] 및 도면 83-97(b) 참조.	1-18
A	US 2010-0046675 A1 (BRUCE COLLINS 등) 2010.02.25 단락 [0046], [0047], 청구항 1 및 도면 3 참조.	1-18
A	KR 10-2014-0050054 A (소니 주식회사) 2014.04.28 단락 [0082]-[0127] 및 도면 4 참조.	1-18
A	US 2010-0316115 A1 (WU ZHENG 등) 2010.12.16 단락 [0023]-[0039], 청구항 1-4 및 도면 2-5 참조.	1-18

☐ 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 이후에 공개된 선출원 또는 특허 문헌

“X” 특별한 관련이 있는 문헌. 해당 문헌 하나만으로 청구된 발명의 신규성 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 발명은 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 08일 (08.07.2016)

국제조사보고서 발송일

2016년 07월 08일 (08.07.2016)

ISA/KR의 명칭 및 우편주소

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

팩스 번호 +82-42-481-8578

심사관

이은규

전화번호 +82-42-481-3580



국제조사보고서에서 인용된 특허문헌	공개일	대응특허문헌	공개일
WO 2012-036429 A2	2012/03/22	CA 2824464 A1 EP 2618563 A2 EP 2618563 A4 US 2013-0219431 A1 US 2014-0195879 A1 WO 2012-036429 A3	2012/03/22 2013/07/24 2014/10/15 2013/08/22 2014/07/10 2012/05/10
US 2015-0055728 A1	2015/02/26	AT 535069 T CN 102100067 A CN 102100067 B DK 2219313 T3 DK 2424145 T3 EP 2219313 A1 EP 2219313 B1 EP 2424145 A1 EP 2424145 B1 EP 2424146 A1 EP 2424146 B1 ES 2377308 T3 ES 2402819 T3 ES 2429030 T3 PL 2219313 T3 PT 2219313 E PT 2424145 E PT 2424146 E SI 2219313 T1 SI 2424146 T1 US 2011-0286535 A1 US 2014-0016720 A1 US 2015-0333770 A1 US 8503551 B2 US 8897390 B2 US 9094136 B2 WO 2010-093087 A1	2011/12/15 2011/06/15 2013/04/24 2012/03/19 2013/10/14 2010/08/18 2011/11/23 2012/02/29 2013/07/31 2012/02/29 2013/02/20 2012/03/26 2013/05/09 2013/11/12 2012/07/31 2012/03/06 2013/10/01 2013/04/11 2012/03/30 2013/06/28 2011/11/24 2014/01/16 2015/11/19 2013/08/06 2014/11/25 2015/07/28 2010/08/19
US 2010-0046675 A1	2010/02/25	BR PI0606719 A2 CA 2593783 A1 CN 101147374 A CN 101147374 B CN 102064914 A CN 102064914 B CN 103763068 A EP 1836821 A2 JP 2008-527928 A KR 10-0914877 B1 KR 10-1028974 B1 KR 10-2007-0094960 A KR 10-2009-0040392 A RU 2007130729 A	2009/07/21 2006/07/20 2008/03/19 2012/10/17 2011/05/18 2014/06/25 2014/04/30 2007/09/26 2008/07/24 2009/08/31 2011/04/12 2007/09/27 2009/04/23 2009/02/20

국제조사보고서에서 인용된 특허문헌	공개일	대응특허문헌	공개일
		TW 200705936 A	2007/02/01
		US 2006-0183287 A1	2006/08/17
		US 7630451 B2	2009/12/08
		US 8194796 B2	2012/06/05
		WO 2006-076451 A2	2006/07/20
		WO 2006-076451 A3	2006/10/05
KR 10-2014-0050054 A	2014/04/28	CA 2840785 A1	2013/02/24
		CN 103765509 A	2014/04/30
		EP 2750134 A1	2014/07/02
		JP 2013-044923 A	2013/03/04
		US 2014-0200900 A1	2014/07/17
		US 9361900 B2	2016/06/07
		WO 2013-027631 A1	2013/02/28
US 2010-0316115 A1	2010/12/16	CN 101843003 A	2010/09/22
		EP 2209219 A1	2010/07/21
		EP 2209219 A4	2013/05/29
		JP 05579070 B2	2014/08/27
		JP 2011-502408 A	2011/01/20
		KR 10-1391683 B1	2014/05/07
		KR 10-2010-0086010 A	2010/07/29
		US 8861326 B2	2014/10/14
		WO 2009-055972 A1	2009/05/07