(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2018년05월24일
(11) 등록번호 10-1860889
(24) 등록일자 2018년05월17일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
*H04N 21/236* (2011.01) *H04H 20/42* (2008.01)
*H04L 27/26* (2006.01) *H04N 21/2343* (2011.01)
*H04N 21/4363* (2014.01) *H04N 21/61* (2011.01)
(52) CPC특허분류
*H04N 21/236* (2018.05)
*H04H 20/42* (2013.01)
(21) 출원번호 10-2017-7023867(분할)
(22) 출원일자(국제) 2014년12월02일
심사청구일자 2017년08월25일
(85) 번역문제출일자 2017년08월25일
(65) 공개번호 10-2017-0102049
(43) 공개일자 2017년09월06일
(62) 원출원 특허 10-2016-7010620
원출원일자(국제) 2014년12월02일
심사청구일자 2016년04월22일
(86) 국제출원번호 PCT/KR2014/011703
(87) 국제공개번호 WO 2015/084023
국제공개일자 2015년06월11일
(30) 우선권주장
61/912,562 2013년12월06일 미국(US)
*(뒷면에 계속)*
(56) 선행기술조사문헌
EP02571186 A2
WO2011099719 A2
US20080240275 A1
US20130121257 A1

(73) 특허권자
**엘지전자 주식회사**
서울특별시 영등포구 여의대로 128 (여의도동)
(72) 발명자
**문철규**
서울특별시 서초구 양재대로 11길 19 LG전자 특허센터
**김병길**
서울특별시 서초구 양재대로 11길 19 LG전자 특허센터
*(뒷면에 계속)*
(74) 대리인
**특허법인로알**

전체 청구항 수 : 총 12 항 심사관 : 진민숙

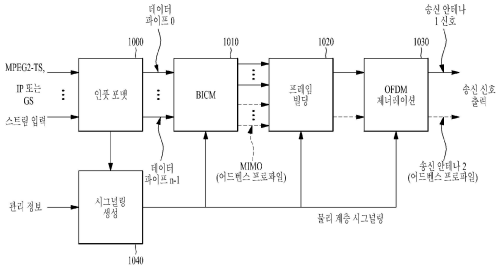
(54) 발명의 명칭 **방송 신호 송수신 장치 및 방법**

## (57) 요 약

방송 신호 수신기가 개시된다. 본 발명에 따른 방송 신호 수신기는, 수신 방송 신호를 복조하는 복조기; 상기 수신 방송 신호에 포함된 신호 프레임을 파싱하여 데이터를 출력하는 프레임 파서; 상기 데이터를 비트 도메인으로 디매핑하는 디매퍼; 상기 데이터에 에러 정정을 수행하는 디코더; 상기 데이터를 프로세싱하여 데이터 스크림을

(뒷면에 계속)

## 대 표 도



출력하는 아웃풋 프로세서를 포함한다.

(52) CPC특허분류
*H04L 27/2627* (2013.01)
*H04N 21/234309* (2013.01)
*H04N 21/43637* (2013.01)
*H04N 21/6131* (2013.01)

(72) 발명자
**김재형**
서울특별시 서초구 양재대로 11길 19 LG전자 특허센터
**고우석**
서울특별시 서초구 양재대로 11길 19 LG전자 특허센터
**홍성룡**
서울특별시 서초구 양재대로 11길 19 LG전자 특허센터

(30) 우선권주장
61/921,053 2013년12월26일 미국(US)
61/927,946 2014년01월15일 미국(US)
61/927,949 2014년01월15일 미국(US)
61/942,042 2014년02월20일 미국(US)
61/945,832 2014년02월28일 미국(US)

# 명 세 서

## 청구범위

### 청구항 1

방송 신호 수신 장치에 있어서,

수신 방송 신호를 복조하는 복조기;

상기 수신 방송 신호에 포함된 신호 프레임을 파싱하여 데이터를 출력하는 프레임 파서;

상기 데이터를 비트 도메인으로 디매핑하는 디매퍼;

상기 데이터에 에러 정정을 수행하는 디코더;

상기 데이터를 프로세싱하여 데이터 스트림을 출력하는 아웃풋 프로세서를 포함하고,

특정 FFT(Fast Fourier Transform) 사이즈에 대한 신호 프레임의 NoC(Number of Carrier)는 베이스 커먼 NoC로서 결정되거나, 상기 베이스 커먼 NoC로부터 정수 값과 유닛 값의 곱에 기초하여 조정되며, 상기 유닛 값은 NoC 조정을 위한 특정 캐리어 수에 해당하는, 방송 신호 수신 장치.

### 청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 방송 신호의 프리앰블은 상기 NoC를 지시하는 파라미터 정보를 포함하는, 방송 신호 수신 장치.

### 청구항 3

제 1 항에 있어서,

상기 NoC 조정에 있어서, 상기 FFT 사이즈에 대해 고정된 서브캐리어 스페이싱이 사용되는, 방송 신호 수신 장치.

### 청구항 4

제 2 항에 있어서,

상기 프리앰블은 상기 FFT 사이즈를 8K, 16K 또는 32K중 하나로서 지시하는 FFT 사이즈 정보를 포함하는, 방송 신호 수신 장치.

### 청구항 5

제 1 항에 있어서,

상기 프레임 파서는, 상기 NoC에 기초하여 상기 신호 프레임을 파싱하는, 방송 신호 수신 장치.

### 청구항 6

제 2 항에 있어서,

상기 파라미터 정보는 상기 정수 값을 지시하는 비트 값들을 포함하는, 방송 신호 수신 장치.

### 청구항 7

방송 신호 수신 방법에 있어서,

수신 방송 신호를 복조하는 단계;

상기 수신 방송 신호에 포함된 신호 프레임을 파싱하여 데이터를 출력하는 단계;

상기 데이터를 비트 도메인으로 디매핑하는 단계;

상기 데이터에 에러 정정을 수행하는 단계;

상기 데이터를 프로세싱하여 데이터 스트림을 출력하는 단계를 포함하고,

특정 FFT(Fast Fourier Transform) 사이즈에 대한 신호 프레임의 NoC(Number of Carrier)는 베이스 커먼 NoC로서 결정되거나, 상기 베이스 커먼 NoC로부터 정수 값과 유닛 값의 곱에 기초하여 조정되며, 상기 유닛 값은 NoC 조정을 위한 특정 캐리어 수에 해당하는, 방송 신호 수신 방법.

**청구항 8**

제 7 항에 있어서,

상기 방송 신호의 프리앰블은 상기 NoC를 지시하는 파라미터 정보를 포함하는, 방송 신호 수신 방법.

**청구항 9**

제 7 항에 있어서,

상기 NoC 조정에 있어서, 상기 FFT 사이즈에 대해 고정된 서브캐리어 스페이싱이 사용되는, 방송 신호 수신 방법.

**청구항 10**

제 8 항에 있어서,

상기 프리앰블은 상기 FFT 사이즈를 8K, 16K 또는 32K중 하나로서 지시하는 FFT 사이즈 정보를 포함하는, 방송 신호 수신 방법.

**청구항 11**

제 7 항에 있어서,

상기 프레임의 파싱은, 상기 NoC에 기초하여 수행되는, 방송 신호 수신 방법.

**청구항 12**

제 8 항에 있어서,

상기 파라미터 정보는 상기 정수 값을 지시하는 비트 값들을 포함하는, 방송 신호 수신 방법.

## *발명의 설명*

### *기 술 분 야*

[0001] 본 발명은 방송 신호 송신 장치, 방송 신호 수신 장치, 및 방송 신호 송수신 방법에 관한 것이다.

### *배 경 기 술*

[0002] 아날로그 방송 신호 송신이 종료됨에 따라, 디지털 방송 신호를 송수신하기 위한 다양한 기술이 개발되고 있다. 디지털 방송 신호는 아날로그 방송 신호에 비해 더 많은 양의 비디오/오디오 데이터를 포함할 수 있고, 비디오/오디오 데이터뿐만 아니라 다양한 종류의 부가 데이터를 더 포함할 수 있다.

## *발명의 내용*

### *해결하려는 과제*

[0003] 즉, 디지털 방송 시스템은 HD(High Definition) 이미지, 멀티채널(multi channel, 다채널) 오디오, 및 다양한 부가 서비스를 제공할 수 있다. 그러나, 디지털 방송을 위해서는, 많은 양의 데이터 전송에 대한 데이터 전송 효율, 송수신 네트워크의 견고성(robustness), 및 모바일 수신 장치를 고려한 네트워크 유연성(flexibility)이 향상되어야 한다.

## 과제의 해결 수단

[0004] 상술한 기술적 과제를 해결하기 위하여, 본 발명의 실시예에 따른 시그널링 정보를 포함하는 방송 신호를 프로세싱하는 방송 신호 송신기는, 입력 스트림을 적어도 하나의 DP(Data Pipe)로 디멀티플렉싱하는 인풋 포매터 모듈; 상기 적어도 하나의 DP의 데이터를 에러 정정 처리하는 BICM 모듈; 상기 데이터 파이프의 데이터를 프레임 내의 심볼들로 매핑하는 프레임 빌딩 모듈; 상기 프레임에 프리앰블을 삽입하고 OFDM 변조를 수행하여 전송 신호를 생성하는 OFDM 생성 모듈; 및 적어도 하나의 전송 파라미터들을 설정하여 상기 프레임 빌딩 모듈 및 상기 OFDM 생성 모듈의 전송 신호 처리를 제어하는 전송 파라미터 제어 모듈를 포함한다.

[0005] 또한, 상술한 기술적 과제를 해결하기 위하여, 본 발명의 실시예에 따른 방송 신호를 프로세싱하는 방송 신호 수신기는, 수신 방송 신호에 대해 신호 검출 및 OFDM 복조를 수행하는 동기화/복조 모듈; 수신 신호의 신호 프레임을 파싱하여 서비스 데이터를 추출하는 프레임 파싱 모듈; 입력 신호를 비트 도메인으로 변환하고 디인터리빙을 수행하는 디매핑 및 디코딩 모듈; 및 서비스 데이터를 수신하여 데이터 스트림을 출력하는 아웃풋 프로세싱 모듈; 및 적어도 하나의 전송 파라미터를 설정하여 상기 동기화/복조 모듈 및 상기 프레임 파싱 모듈의 수신 신호 처리를 제어하는 전송 파라미터 제어 모듈을 포함한다.

## 발명의 효과

[0006] 본 발명은 서비스 특성에 따라 데이터를 처리하여 각 서비스 또는 서비스 컴포넌트에 대한 QoS (Quality of Service)를 제어함으로써 다양한 방송 서비스를 제공할 수 있다.

[0007] 본 발명은 동일한 RF (radio frequency) 신호 대역폭을 통해 다양한 방송 서비스를 전송함으로써 전송 유연성(flexibility)을 달성할 수 있다.

[0008] 본 발명은 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 시스템을 이용하여 데이터 전송 효율 및 방송 신호의 송수신 견고성(Robustness)을 향상시킬 수 있다.

[0009] 본 발명에 따르면, 모바일 수신 장치를 사용하거나 실내 환경에 있더라도, 에러 없이 디지털 방송 신호를 수신할 수 있는 방송 신호 송신 및 수신 방법 및 장치를 제공할 수 있다.

[0010] 이하에서 본 발명의 추가적인 효과들을 실시예와 관련하여 더욱 상세히 설명하도록 한다.

## 도면의 간단한 설명

[0011] 본 발명에 대해 더욱 이해하기 위해 포함되며 본 출원에 포함되고 그 일부를 구성하는 첨부된 도면은 본 발명의 원리를 설명하는 상세한 설명과 함께 본 발명의 실시예를 나타낸다.

도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 차세대 방송 서비스에 대한 방송 신호 송신 장치의 구조를 나타낸다.

도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 인풋 포맷팅(Input formatting, 입력 포맷) 블록을 나타낸다.

도 3은 본 발명의 다른 일 실시예에 따른 인풋 포맷팅(Input formatting, 입력 포맷) 블록을 나타낸다.

도 4는 본 발명의 다른 일 실시예에 따른 인풋 포맷팅(Input formatting, 입력 포맷) 블록을 나타낸다.

도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 BICM (bit interleaved coding & modulation) 블록을 나타낸다.

도 6은 본 발명의 다른 일 실시예에 따른 BICM 블록을 나타낸다.

도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 프레임 빌딩(Frame Building, 프레임 생성) 블록을 나타낸다.

도 8은 본 발명의 일 실시예에 따른 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 제너레이션(generation, 생성) 블록을 나타낸다.

도 9는 본 발명의 일 실시예에 따른 차세대 방송 서비스에 대한 방송 신호 수신 장치의 구조를 나타낸다.

도 10은 본 발명의 일 실시예에 따른 프레임 구조를 나타낸다.

도 11은 본 발명의 일 실시예에 따른 프레임의 시그널링 계층 구조를 나타낸다.

도 12는 본 발명의 일 실시예에 따른 프리앰블 시그널링 데이터를 나타낸다.

도 13은 본 발명의 일 실시예에 따른 PLS1 데이터를 나타낸다.

도 14는 본 발명의 일 실시예에 따른 PLS2 데이터를 나타낸다.

도 15는 본 발명의 다른 일 실시예에 따른 PLS2 데이터를 나타낸다.

도 16은 본 발명의 일 실시예에 따른 프레임의 로지컬(logical, 논리) 구조를 나타낸다.

도 17은 본 발명의 일 실시예에 따른 PLS (physical layer signalling) 매핑을 나타낸다.

도 18은 본 발명의 일 실시예에 따른 EAC (emergency alert channel) 매핑을 나타낸다.

도 19는 본 발명의 일 실시예에 따른 FIC (fast information channel) 매핑을 나타낸다.

도 20은 본 발명의 일 실시예에 따른 DP(data pipe, 데이터 파이프)의 타입을 나타낸다.

도 21은 본 발명의 일 실시예에 따른 DP(data pipe, 데이터 파이프) 매핑을 나타낸다.

도 22는 본 발명의 일 실시예에 따른 FEC (forward error correction) 구조를 나타낸다.

도 23은 본 발명의 일 실시예에 따른 비트 인터리빙을 나타낸다.

도 24는 본 발명의 일 실시예에 따른 셀-워드 디멀티플렉싱을 나타낸다.

도 25는 본 발명의 일 실시예에 따른 타임 인터리빙을 나타낸다.

도 26은 도 1의 방송 신호 송신기 및 도 9의 방송 신호 수신기의 다른 실시예를 나타낸 도면이다.

도 27은 스펙트럼 마스크와 그에 따른 전송 신호 대역폭을 나타낸 개념도이다.

도 28은 본 발명의 일 실시예에 따른 OFDM 생성 모듈을 나타낸 도면이다.

도 29는 본 발명의 일 실시예에 따른 수신기의 동기화/복조 모듈의 상세 블록도를 나타낸 도면이다.

도 30은 본 발명의 일 실시예에 따른 대역폭 사용 효율 향상을 위한 부가 대역폭 팩터 조정 방법을 나타낸 개념도이다.

도 31은 본 발명의 일 실시예에 따른 대역폭 사용 효율 향상을 위한 웨이브폼 변환 대역폭(샘플링 주파수) 파라미터 조정 방법을 나타낸 개념도이다.

도 32는 본 발명의 일 실시예에 따라서, 심볼당 NoA를 일정하게 유지하면서, 베이스 커먼 모드를 기반으로 대역폭을 확장하는 방법을 나타낸다.

도 33은 본 발명의 다른 일 실시예에 따라서, 심볼당 NoA를 일정하게 유지하지 않고, 베이스 커먼 모드를 기반으로 대역폭을 확장하는 다른 방법을 나타낸다.

도 34는 본 발명의 일 실시예에 따른 전송 파라미터의 시그널링 방법을 나타낸 도면이다.

도 35는 본 발명의 일 실시예에 따른 대역폭 효율 최적화 방법 및 전송 파라미터 시그널링 방법을 나타낸 도면이다.

도 36은 본 발명의 다른 일 실시예에 따른, 대역폭 효율 최적화 방법 및 전송 파라미터 시그널링 방법을 나타낸 도면이다.

도 37은 본 발명의 다른 일 실시예에 따른, 대역폭 효율 최적화 방법 및 전송 파라미터 시그널링 방법을 나타낸 도면이다.

도 38은 본 발명의 실시예에 따른 대역폭을 조정되도록 방송 신호를 프로세싱하여 송신하는 송신 방법을 나타낸 순서도이다.

도 39는 본 발명의 실시예에 따른, 대역폭이 조정된 방송 신호를 수신하여 프로세싱하는 수신 방법을 나타낸 도면이다.

도 40은 본 발명의 다른 일 실시예에 따른 방송 신호 전송의 전송 파라미터들을 나타낸 도면이다.

도 41은 본 발명의 일 실시예에 따른, 파일럿 부스팅 파라미터들을 나타낸다.

## *발명을 실시하기 위한 구체적인 내용*

[0012] 본 발명의 바람직한 실시예에 대해 구체적으로 설명하며, 그 예는 첨부된 도면에 나타낸다. 첨부된 도면을 참조한 아래의 상세한 설명은 본 발명의 실시예에 따라 구현될 수 있는 실시예만을 나타내기보다는 본 발명의 바람직한 실시예를 설명하기 위한 것이다. 다음의 상세한 설명은 본 발명에 대한 철저한 이해를 제공하기 위해 세부 사항을 포함한다. 그러나 본 발명이 이러한 세부 사항 없이 실행될 수 있다는 것은 당업자에게 자명하다.

[0013] 본 발명에서 사용되는 대부분의 용어는 해당 분야에서 널리 사용되는 일반적인 것들에서 선택되지만, 일부 용어는 출원인에 의해 임의로 선택되며 그 의미는 필요에 따라 다음 설명에서 자세히 서술한다. 따라서 본 발명은 용어의 단순한 명칭이나 의미가 아닌 용어의 의도된 의미에 근거하여 이해되어야 한다.

[0014] 본 발명은 차세대 방송 서비스에 대한 방송 신호 송신 및 수신 장치 및 방법을 제공한다. 본 발명의 일 실시예에 따른 차세대 방송 서비스는 지상파 방송 서비스, 모바일 방송 서비스, UHDTV 서비스 등을 포함한다. 본 발명은 일 실시예에 따라 비-MIMO (non-Multiple Input Multiple Output) 또는 MIMO 방식을 통해 차세대 방송 서비스에 대한 방송 신호를 처리할 수 있다. 본 발명의 일 실시예에 따른 비-MIMO 방식은 MISO (Multiple Input Single Output) 방식, SISO (Single Input Single Output) 방식 등을 포함할 수 있다.

[0015] 이하에서는 설명의 편의를 위해 MISO 또는 MIMO 방식은 두 개의 안테나를 사용하지만, 본 발명은 두 개 이상의 안테나를 사용하는 시스템에 적용될 수 있다. 본 발명은 특정 용도에 요구되는 성능을 달성하면서 수신기 복잡도를 최소화하기 위해 최적화된 세 개의 피지컬 프로파일(PHY profile) (베이스(base), 핸드헬드(handheld), 어드벤스(advanced) 프로파일)을 정의할 수 있다. 피지컬 프로파일은 해당하는 수신기가 구현해야 하는 모든 구조의 서브셋이다.

[0016] 세 개의 피지컬 프로파일은 대부분의 기능 블록을 공유하지만, 특정 블록 및/또는 파라미터에서는 약간 다르다. 추후에 추가로 피지컬 프로파일이 정의될 수 있다. 시스템 발전을 위해, 퓨처 프로파일은 FEF (future extension frame)을 통해 단일 RF (radio frequency) 채널에 존재하는 프로파일과 멀티플렉싱 될 수도 있다. 각 피지컬 프로파일에 대한 자세한 내용은 후술한다.

[0017] 1. 베이스 프로파일

[0018] 베이스 프로파일은 주로 루프 톱(roof-top) 안테나와 연결되는 고정된 수신 장치의 주된 용도를 나타낸다. 베이스 프로파일은 어떤 장소로 이동될 수 있지만 비교적 정지된 수신 범주에 속하는 휴대용 장치도 포함할 수 있다. 베이스 프로파일의 용도는 약간의 개선된 실행에 의해 핸드헬드 장치 또는 차량용으로 확장될 수 있지만, 이러한 사용 용도는 베이스 프로파일 수신기 동작에서는 기대되지 않는다.

[0019] 수신의 타겟 신호 대 잡음비 범위는 대략 10 내지 20 dB인데, 이는 기존 방송 시스템(예를 들면, ATSC A/53)의 15 dB 신호 대 잡음비 수신 능력을 포함한다. 수신기 복잡도 및 소비 전력은 핸드헬드 프로파일을 사용할 배터리로 구동되는 핸드헬드 장치에서만큼 중요하지 않다. 베이스 프로파일에 대한 중요 시스템 파라미터가 아래 표 1에 기재되어 있다.

*표 1*

[0020]

| | |
|---|---|
| LDPC 코드워드 길이 | 16K, 64K 비트 |
| 컨스텔레이션 사이즈 | 4~10 bpcu (bits per channel use) |
| 타임 디인터리빙 메모리 사이즈 | $\leq 2^{19}$ 데이터 셀 |
| 파일럿 패턴 | 고정 수신에 대한 파일럿 패턴 |
| FFT 사이즈 | 16K, 32K points |

[0021] 2. 핸드헬드 프로파일

[0022] 핸드헬드 프로파일은 배터리 전원으로 구동되는 핸드헬드 및 차량용 장치에서의 사용을 위해 설계된다. 해당 장치는 보행자 또는 차량 속도로 이동할 수 있다. 수신기 복잡도뿐만 아니라 소비 전력은 핸드헬드 프로파일의 장치의 구현을 위해 매우 중요하다. 핸드헬드 프로파일의 타겟 신호 대 잡음비 범위는 대략 0 내지 10 dB이지만, 더 낮은 실내 수신을 위해 의도된 경우 0 dB 아래에 달하도록 설정될 수 있다.

[0023] 저 신호 대 잡음비 능력뿐만 아니라, 수신기 이동성에 의해 나타난 도플러 효과에 대한 복원력은 핸드헬드 프로파일의 가장 중요한 성능 속성이다. 핸드헬드 프로파일에 대한 중요 시스템 파라미터가 아래 표 2에 기재되어 있다.

표 2

[0024]

| | |
|---|---|
| LDPC 코드워드 길이 | 16K 비트 |
| 컨스텔레이션 사이즈 | 2~8 bpcu |
| 타임 디인터리빙 메모리 사이즈 | $\leq 2^{18}$ 데이터 셀 |
| 파일럿 패턴 | 이동 및 실내 수신에 대한 파일럿 패턴 |
| FFT 사이즈 | 8K, 16K points |

[0025] 3. 어드벤스 프로파일

[0026] 어드벤스 프로파일은 더 큰 실행 복잡도에 대한 대가로 더 높은 채널 능력을 제공한다. 해당 프로파일은 MIMO 송신 및 수신을 사용할 것을 요구하며, UHDTV 서비스는 타겟 용도이고, 이를 위해 해당 프로파일이 특별히 설계된다. 향상된 능력은 주어진 대역폭에서 서비스 수의 증가, 예를 들면, 다수의 SDTV 또는 HDTV 서비스를 허용하는 데도 사용될 수 있다.

[0027] 어드벤스 프로파일의 타겟 신호 대 잡음비 범위는 대략 20 내지 30 dB이다. MIMO 전송은 초기에는 기존의 타원 분극 전송 장비를 사용하고, 추후에 전출력 교차 분극 전송으로 확장될 수 있다. 어드벤스 프로파일에 대한 중요 시스템 파라미터가 아래 표 3에 기재되어 있다.

표 3

[0028]

| | |
|---|---|
| LDPC 코드워드 길이 | 16K, 64K 비트 |
| 컨스텔레이션 사이즈 | 8~12 bpcu |
| 타임 디인터리빙 메모리 사이즈 | $\leq 2^{19}$ 데이터 셀 |
| 파일럿 패턴 | 고정 수신에 대한 파일럿 패턴 |
| FFT 사이즈 | 16K, 32K points |

[0029] 이 경우, 베이스 프로파일은 지상파 방송 서비스 및 모바일 방송 서비스 모두에 대한 프로파일로 사용될 수 있다. 즉, 베이스 프로파일은 모바일 프로파일을 포함하는 프로파일의 개념을 정의하기 위해 사용될 수 있다. 또한, 어드벤스 프로파일은 MIMO을 갖는 베이스 프로파일에 대한 어드벤스 프로파일 및 MIMO을 갖는 핸드헬드 프로파일에 대한 어드벤스 프로파일로 구분될 수 있다. 그리고 해당 세 프로파일은 설계자의 의도에 따라 변경될 수 있다.

[0030] 다음의 용어 및 정의는 본 발명에 적용될 수 있다. 다음의 용어 및 정의는 설계에 따라 변경될 수 있다.

[0031] 보조 스트림: 퓨처 익스텐션(future extension, 추후 확장) 또는 방송사나 네트워크 운영자에 의해 요구됨에 따라 사용될 수 있는 아직 정의되지 않은 변조 및 코딩의 데이터를 전달하는 셀의 시퀀스

[0032] 베이스 데이터 파이프(base data pipe): 서비스 시그널링 데이터를 전달하는 데이터 파이프

[0033] 베이스밴드 프레임 (또는 BBFRAME): 하나의 FEC 인코딩 과정 (BCH 및 LDPC 인코딩)에 대한 입력을 형성하는 Kbch 비트의 집합

[0034] 셀(cell): OFDM 전송의 하나의 캐리어에 의해 전달되는 변조값

[0035] 코딩 블록(coded block): PLS1 데이터의 LDPC 인코딩된 블록 또는 PLS2 데이터의 LDPC 인코딩된 블록들 중 하나

[0036] 데이터 파이프(data pipe): 하나 또는 다수의 서비스 또는 서비스 컴포넌트를 전달할 수 있는 서비스 데이터 또는 관련된 메타데이터를 전달하는 물리 계층(physical layer)에서의 로지컬 채널

[0037] 데이터 파이프 유닛(DPU, data pipe unit): 데이터 셀을 프레임에서의 데이터 파이프에 할당할 수 있는 기본 유닛

[0038] 데이터 심볼(data symbol): 프리앰블 심볼이 아닌 프레임에서의 OFDM 심볼 (프레임 시그널링 심볼 및 프레임 엣지(edge) 심볼은 데이터 심볼에 포함된다.)

[0039] DP_ID: 해당 8비트 필드는 SYSTEM_ID에 의해 식별된 시스템 내에서 데이터 파이프를 유일하게 식별한다.

[0040] 더미 셀(dummy cell): PLS (physical layer signalling) 시그널링, 데이터 파이프, 또는 보조 스트림을 위해 사용되지 않은 남아 있는 용량을 채우는 데 사용되는 의사 랜덤값을 전달하는 셀

[0041] FAC (emergency alert channel, 비상 경보 채널): EAS 정보 데이터를 전달하는 프레임 중 일부

[0042] 프레임(frame): 프리앰블로 시작해서 프레임 엣지 심볼로 종료되는 물리 계층(physical layer) 타임 슬롯

[0043] 프레임 리피티션 유닛(frame repetition unit, 프레임 반복 단위): 슈퍼 프레임(super-frame)에서 8회 반복되는 FEF를 포함하는 동일한 또는 다른 피지컬 프로파일에 속하는 프레임의 집합

[0044] FIC (fast information channel, 고속 정보 채널): 서비스와 해당 베이스 데이터 파이프 사이에서의 매핑 정보를 전달하는 프레임에서 로지컬 채널

[0045] FECBLOCK: 데이터 파이프 데이터의 LDPC 인코딩된 비트의 집합

[0046] FFT 사이즈: 기본 주기 T의 사이클로 표현된 액티브 심볼 주기 Ts와 동일한 특정 모드에 사용되는 명목상의 FFT 사이즈

[0047] 프레임 시그널링 심볼(frame signaling symbol): PLS 데이터의 일부를 전달하는, FFT 사이즈, 가드 인터벌(guard interval), 및 스캐터(scattered) 파일럿 패턴의 특정 조합에서 프레임의 시작에서 사용되는 더 높은 파일럿 밀도를 갖는 OFDM 심볼

[0048] 프레임 엣지 심볼(frame edge symbol): FFT 사이즈, 가드 인터벌, 및 스캐터 파일럿 패턴의 특정 조합에서 프레임의 끝에서 사용되는 더 높은 파일럿 밀도를 갖는 OFDM 심볼

[0049] 프레임 그룹(frame-group): 슈퍼 프레임에서 동일한 피지컬 프로파일 타입을 갖는 모든 프레임의 집합

[0050] 퓨쳐 익스텐션 프레임(future extention frame, 추후 확장 프레임): 프리앰블로 시작하는, 추후 확장에 사용될 수 있는 슈퍼 프레임 내에서 물리 계층(physical layer) 타임 슬롯

[0051] 퓨처캐스트(futurecast) UTB 시스템: 입력이 하나 이상의 MPEG2-TS 또는 IP (Internet protocol) 또는 일반 스트림이고 출력이 RF 시그널인 제안된 물리 계층(physical layer) 방송 시스템

[0052] 인풋 스트림(input stream, 입력 스트림): 시스템에 의해 최종 사용자에게 전달되는 서비스의 조화(ensemble)를 위한 데이터의 스트림

[0053] 노멀(normal) 데이터 심볼: 프레임 시그널링 심볼 및 프레임 엣지 심볼을 제외한 데이터 심볼

[0054] 피지컬 프로파일(PHY profile): 해당하는 수신기가 구현해야 하는 모든 구조의 서브셋

[0055] PLS: PLS1 및 PLS2로 구성된 물리 계층(physical layer) 시그널링 데이터

[0056] PLS1: PLS2를 디코딩하는 데 필요한 파라미터뿐만 아니라 시스템에 관한 기본 정보를 전달하는 고정된 사이즈, 코딩, 변조를 갖는 FSS (frame signalling symbol)로 전달되는 PLS 데이터의 첫 번째 집합

[0057] NOTE: PLS1 데이터는 프레임 그룹의 듀레이션(duration) 동안 일정하다.

[0058] PLS2: 데이터 파이프 및 시스템에 관한 더욱 상세한 PLS 데이터를 전달하는 FSS로 전송되는 PLS 데이터의 두 번째 집합

[0059] PLS2 다이나믹(dynamic, 동적) 데이터: 프레임마다 다이나믹(dynamic, 동적)으로 변화하는 PLS2 데이터

[0060] PLS2 스태틱(static, 정적) 데이터: 프레임 그룹의 듀레이션 동안 스태틱(static, 정적)인 PLS2 데이터

[0061] 프리앰블 시그널링 데이터(preamble signaling data): 프리앰블 심볼에 의해 전달되고 시스템의 기본 모드를 확인하는 데 사용되는 시그널링 데이터

[0062] 프리앰블 심볼(preamble symbol): 기본 PLS 데이터를 전달하고 프레임의 시작에 위치하는 고정된 길이의 파일럿 심볼

[0063] NOTE: 프리앰블 심볼은 시스템 신호, 그 타이밍, 주파수 오프셋, 및 FFT 사이즈를 검출하기 위해 고속 초기 밴드 스캔에 주로 사용된다.

[0064] 추후 사용(future use)을 위해 리저브드(reserved): 현재 문서에서 정의되지 않지만 추후에 정의될 수 있음

[0065] 슈퍼 프레임(superframe): 8개의 프레임 반복 단위의 집합

[0066] 타임 인터리빙 블록(time interleaving block, TI block): 타임 인터리버 메모리의 하나의 용도에 해당하는, 타임 인터리빙이 실행되는 셀의 집합

[0067] 타임 인터리빙 그룹(time interleaving group, TI group): 정수, 다이나믹(dynamic, 동적)으로 변화하는 XFECBLOCK의 수로 이루어진, 특정 데이터 파이프에 대한 다이나믹(dynamic, 동적) 용량 할당이 실행되는 단위

[0068] NOTE: 타임 인터리빙 그룹은 하나의 프레임에 직접 매핑되거나 다수의 프레임에 매핑될 수 있다. 타임 인터리빙 그룹은 하나 이상의 타임 인터리빙 블록을 포함할 수 있다.

[0069] 타입 1 데이터 파이프(Type 1 DP): 모든 데이터 파이프가 프레임에 TDM (time division multiplexing) 방식으로 매핑되는 프레임의 데이터 파이프

[0070] 타입 2 데이터 파이프(Type 2 DP): 모든 데이터 파이프가 프레임에 FDM 방식으로 매핑되는 프레임의 데이터 파이프

[0071] XFECBLOCK: 하나의 LDPC FECBLOCK의 모든 비트를 전달하는 $N_{cells}$ 셀들의 집합

[0072] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 차세대 방송 서비스에 대한 방송 신호 송신 장치의 구조를 나타낸다.

[0073] 본 발명의 일 실시예에 따른 차세대 방송 서비스에 대한 방송 신호 송신 장치는 인풋 포맷 블록 (Input Format block) (1000), BICM (bit interleaved coding & modulation) 블록(1010), 프레임 빌딩 블록 (Frame building block) (1020), OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 제너레이션 블록 (OFDM generation block)(1030), 및 시그널링 생성 블록(1040)을 포함할 수 있다. 방송 신호 송신 장치의 각 블록의 동작에 대해 설명한다.

[0074] IP 스트림/패킷 및 MPEG2-TS은 주요 입력 포맷이고, 다른 스트림 타입은 일반 스트림으로 다루어진다. 이들 데이터 입력에 추가로, 관리 정보가 입력되어 각 입력 스트림에 대한 해당 대역폭의 스케줄링 및 할당을 제어한다. 하나 또는 다수의 TS 스트림, IP 스트림 및/또는 일반 스트림 입력이 동시에 허용된다.

[0075] 인풋 포맷 블록(1000)은 각각의 입력 스트림을 독립적인 코딩 및 변조가 적용되는 하나 또는 다수의 데이터 파이프로 디멀티플렉싱 할 수 있다. 데이터 파이프는 견고성(robustness) 제어를 위한 기본 단위이며, 이는 QoS (Quality of Service)에 영향을 미친다. 하나 또는 다수의 서비스 또는 서비스 컴포넌트가 하나의 데이터 파이프에 의해 전달될 수 있다. 인풋 포맷 블록(1000)의 자세한 동작은 후술한다.

[0076] 데이터 파이프는 하나 또는 다수의 서비스 또는 서비스 컴포넌트를 전달할 수 있는 서비스 데이터 또는 관련 메타데이터를 전달하는 물리 계층(physical layer)에서의 로지컬 채널이다.

[0077] 또한, 데이터 파이프 유닛은 하나의 프레임에서 데이터 셀을 데이터 파이프에 할당하기 위한 기본 유닛이다.

[0078] 인풋 포맷 블록(1000)에서, 패리티(parity) 데이터는 에러 정정을 위해 추가되고, 인코딩된 비트 스트림은 복소수값 컨스텔레이션 심볼에 매핑된다. 해당 심볼은 해당 데이터 파이프에 사용되는 특정 인터리빙 깊이에 걸쳐 인터리빙 된다. 어드벤스 프로파일에 있어서, BICM 블록(1010)에서 MIMO 인코딩이 실행되고 추가 데이터 경로가 MIMO 전송을 위해 출력에 추가된다. BICM 블록(1010)의 자세한 동작은 후술한다.

[0079] 프레임 빌딩 블록(1020)은 하나의 프레임 내에서 입력 데이터 파이프의 데이터 셀을 OFDM 실볼로 매핑할 수 있다. 매핑 후, 주파수 영역 다이버시티를 위해, 특히 주파수 선택적 페이딩 채널을 방지하기 위해 주파수 인터리빙이 이용된다. 프레임 빌딩 블록(1020)의 자세한 동작은 후술한다.

[0080] 프리앰블을 각 프레임의 시작에 삽입한 후, OFDM 제너레이션 블록(1030)은 사이클릭 프리픽스(cyclic prefix)을 가드 인터벌로 갖는 기존의 OFDM 변조를 적용할 수 있다. 안테나 스페이스 다이버시티를 위해, 분산된 (distributed) MISO 방식이 송신기에 걸쳐 적용된다. 또한, PAPR (peak-to-average power ratio) 방식이 시간 영역에서 실행된다. 유연한 네트워크 방식을 위해, 해당 제안은 다양한 FFT 사이즈, 가드 인터벌 길이, 해당 파일럿 패턴의 집합을 제공한다. OFDM 제너레이션 블록(1030)의 자세한 동작은 후술한다.

[0081] 시그널링 생성 블록(1040)은 각 기능 블록의 동작에 사용되는 물리 계층(physical layer) 시그널링 정보를 생성할 수 있다. 해당 시그널링 정보는 또한 관심 있는 서비스가 수신기 측에서 적절히 복구되도록 전송된다. 시그널링 생성 블록(1040)의 자세한 동작은 후술한다.

[0082] 도 2, 3, 4는 본 발명의 실시예에 따른 인풋 포맷 블록(1000)을 나타낸다. 각 도면에 대해 설명한다.

[0083] 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 인풋 포맷 블록을 나타낸다. 도 2는 입력 신호가 단일 입력 스트림(single input stream)일 때의 인풋 포맷 블록을 나타낸다.

[0084] 도 2에 도시된 인풋 포맷 블록은 도 1을 참조하여 설명한 인풋 포맷 블록(1000)의 일 실시예에 해당한다.

[0085] 물리 계층(physical layer)으로의 입력은 하나 또는 다수의 데이터 스트림으로 구성될 수 있다. 각각의 데이터 스트림은 하나의 데이터 파이프에 의해 전달된다. 모드 어댑테이션(mode adaptaion, 모드 적응) 모듈은 입력되는 데이터 스트림을 BBF (baseband frame)의 데이터 필드로 슬라이스한다. 해당 시스템은 세 가지 종류의 입력 데이터 스트림, 즉 MPEG2-TS, IP, GS (generic stream)을 지원한다. MPEG2-TS는 첫 번째 바이트가 동기 바이트(0x47)인 고정된 길이(188 바이트)의 패킷을 특징으로 한다. IP 스트림은 IP 패킷 헤더 내에서 시그널링 되는 가변 길이 IP 데이터그램 패킷으로 구성된다. 해당 시스템은 IP 스트림에 대해 IPv4와 IPv6을 모두 지원한다. GS는 캡슐화 패킷 헤더 내에서 시그널링되는 가변 길이 패킷 또는 일정 길이 패킷으로 구성될 수 있다.

[0086] (a)는 신호 데이터 파이프에 대한 모드 어댑테이션(mode adaptaion, 모드 적응) 블록(2000) 및 스트림 어댑테이션(stream adaptation, 스트림 적응)(2010)을 나타내고, (b)는 PLS 데이터를 생성 및 처리하기 위한 PLS 생성 블록(2020) 및 PLS 스크램블러(2030)를 나타낸다. 각 블록의 동작에 대해 설명한다.

[0087] 입력 스트림 스플리터는 입력된 TS, IP, GS 스트림을 다수의 서비스 또는 서비스 컴포넌트(오디오, 비디오 등) 스트림으로 분할한다. 모드 어댑테이션(mode adaptaion, 모드 적응) 모듈(2010)은 CRC 인코더, BB (baseband) 프레임 슬라이서, 및 BB 프레임 헤더 삽입 블록으로 구성된다.

[0088] CRC 인코더는 유저 패킷 (user packet, UP)레벨에서의 에러 검출을 위한 세 종류의 CRC 인코딩, 즉 CRC-8, CRC-16, CRC-32를 제공한다. 산출된 CRC 바이트는 UP 뒤에 첨부된다. CRC-8은 TS 스트림에 사용되고, CRC-32는 IP 스트림에 사용된다. GS 스트림이 CRC 인코딩을 제공하지 않으면, 제안된 CRC 인코딩이 적용되어야 한다.

[0089] BB 프레임 슬라이서는 입력을 내부 로지컬 비트 포맷에 매핑한다. 첫 번째 수신 비트는 MSB라고 정의한다. BB 프레임 슬라이서는 가용 데이터 필드 용량과 동일한 수의 입력 비트를 할당한다. BBF 페이로드와 동일한 수의 입력 비트를 할당하기 위해, UP 스트림이 BBF의 데이터 필드에 맞게 슬라이스된다.

[0090] BB 프레임 헤더 삽입 블록은 2바이트의 고정된 길이의 BBF 헤더를 BB 프레임의 앞에 삽입할 수 있다. BBF 헤더는 STUFFI (1비트), SYNCD (13비트), 및 RFU (2비트)로 구성된다. 고정된 2바이트 BBF 헤더뿐만 아니라, BBF는 2바이트 BBF 헤더 끝에 확장 필드(1 또는 3바이트)를 가질 수 있다.

[0091] 스트림 어댑테이션(stream adaptation, 스트림 적응)(2010)은 스터핑(stuffing) 삽입 블록 및 BB 스크램블러로 구성된다. 스터핑 삽입 블록은 스터핑 필드를 BB 프레임의 페이로드에 삽입할 수 있다. 스트림 어댑테이션(stream adaptation, 스트림 적응)에 대한 입력 데이터가 BB 프레임을 채우기에 충분하면, STUFFI는 0으로 설정되고, BBF는 스터핑 필드를 갖지 않는다. 그렇지 않으면, STUFFI는 1로 설정되고, 스터핑 필드는 BBF 헤더 직후에 삽입된다. 스터핑 필드는 2바이트의 스터핑 필드 헤더 및 가변 사이즈의 스터핑 데이터를 포함한다.

[0092] BB 스크램블러는 에너지 분산을 위해 완전한 BBF를 스크램블링한다. 스크램블링 시퀀스는 BBF와 동기화된다. 스크램블링 시퀀스는 피드백 시프트 레지스터에 의해 생성된다.

[0093] PLS 생성 블록(2020)은 PLS 데이터를 생성할 수 있다. PLS는 수신기에서 피지컬 레이어(physical layer) 데이터 파이프에 접속할 수 있는 수단을 제공한다. PLS 데이터는 PLS1 데이터 및 PLS2 데이터로 구성된다.

[0094] PLS1 데이터는 PLS2 데이터를 디코딩하는 데 필요한 파라미터뿐만 아니라 시스템에 관한 기본 정보를 전달하는 고정된 사이즈, 코딩, 변조를 갖는 프레임에서 FSS로 전달되는 PLS 데이터의 첫 번째 집합이다. PLS1 데이터는 PLS2 데이터의 수신 및 디코딩을 가능하게 하는 데 요구되는 파라미터를 포함하는 기본 송신 파라미터를 제공한다. 또한, PLS1 데이터는 프레임 그룹의 듀레이션 동안 일정하다.

[0095] PLS2 데이터는 데이터 파이프 및 시스템에 관한 더욱 상세한 PLS 데이터를 전달하는 FSS로 전송되는 PLS 데이터의 두 번째 집합이다. PLS2는 수신기가 원하는 데이터 파이프를 디코딩하는 데 충분한 정보를 제공하는 파라미터를 포함한다. PLS2 시그널링은 PLS2 스태틱(static, 정적) 데이터(PLS2-STAT 데이터) 및 PLS2 다이나믹(dynamic, 동적) 데이터(PLS2-DYN 데이터)의 두 종류의 파라미터로 더 구성된다. PLS2 스태틱(static, 정적) 데이터는 프레임 그룹의 듀레이션 동안 스태틱(static, 정적)인 PLS2 데이터이고, PLS2 다이나믹(dynamic, 동적) 데이터는 프레임마다 다이나믹(dynamic, 동적)으로 변화하는 PLS2 데이터이다.

[0096] PLS 데이터에 대한 자세한 내용은 후술한다.

[0097] PLS 스크램블러(2030)는 에너지 분산을 위해 생성된 PLS 데이터를 스크램블링 할 수 있다.

[0098] 전술한 블록은 생략될 수도 있고 유사 또는 동일 기능을 갖는 블록에 의해 대체될 수도 있다.

[0099] 도 3은 본 발명의 다른 일 실시예에 따른 인풋 포맷 블록을 나타낸다.

[0100] 도 3에 도시된 인풋 포맷 블록은 도 1을 참조하여 설명한 인풋 포맷 블록(1000)의 일 실시예에 해당한다.

[0101] 도 3은 입력 신호가 멀티 인풋 스트림(multi input stream, 다수의 입력 스트림)에 해당하는 경우 인풋 포맷 블록의 모드 어댑테이션(mode adaptaion, 모드 적응) 블록을 나타낸다.

[0102] 멀티 인풋 스트림(multi input stream, 다수의 입력 스트림)을 처리하기 위한 인풋 포맷 블록의 모드 어댑테이션(mode adaptaion, 모드 적응) 블록은 다수 입력 스트림을 독립적으로 처리할 수 있다.

[0103] 도 3을 참조하면, 멀티 인풋 스트림(multi input stream, 다수의 입력 스트림)을 각각 처리하기 위한 모드 어댑테이션(mode adaptaion, 모드 적응) 블록은 인풋 스트림 스플리터 (input stream splitter) (3000), 인풋 스트림 싱크로나이저 (input stream synchronizer) (3010), 컴펜세이팅 딜레이(compensatin delay, 보상 지연) 블록(3020), 널 패킷 딜리션 블록 (null packet deletion block) (3030), 헤더 컴프레션 블록 (header compression block) (3040), CRC 인코더 (CRC encoder) (3050), BB 프레임 슬라이서(BB frame slicer) (3060), 및 BB 헤더 삽입 블록 (BB header insertion block) (3070)을 포함할 수 있다. 모드 어댑테이션(mode adaptaion, 모드 적응) 블록의 각 블록에 대해 설명한다.

[0104] CRC 인코더(3050), BB 프레임 슬라이서(3060), 및 BB 헤더 삽입 블록(3070)의 동작은 도 2를 참조하여 설명한 CRC 인코더, BB 프레임 슬라이서, 및 BB 헤더 삽입 블록의 동작에 해당하므로, 그 설명은 생략한다.

[0105] 인풋 스트림 스플리터(3000)는 입력된 TS, IP, GS 스트림을 다수의 서비스 또는 서비스 컴포넌트(오디오, 비디오 등) 스트림으로 분할한다.

[0106] 인풋 스트림 싱크로나이저(3010)는 ISSY라 불릴 수 있다. ISSY는 어떠한 입력 데이터 포맷에 대해서도 CBR (constant bit rate) 및 일정한 종단간 전송(end-to-end transmission) 지연을 보장하는 적합한 수단을 제공할 수 있다. ISSY는 TS를 전달하는 다수의 데이터 파이프의 경우에 항상 이용되고, GS 스트림을 전달하는 다수의 데이터 파이프에 선택적으로 이용된다.

[0107] 컴펜세이팅 딜레이(compensatin delay, 보상 지연) 블록(3020)은 수신기에서 추가로 메모리를 필요로 하지 않고 TS 패킷 재결합 메커니즘을 허용하기 위해 ISSY 정보의 삽입에 뒤따르는 분할된 TS 패킷 스트림을 지연시킬 수 있다.

[0108] 널 패킷 딜리션 블록(3030)은 TS 입력 스트림 경우에만 사용된다. 일부 TS 입력 스트림 또는 분할된 TS 스트림은 VBR (variable bit-rate) 서비스를 CBR TS 스트림에 수용하기 위해 존재하는 많은 수의 널 패킷을 가질 수 있다. 이 경우, 불필요한 전송 오버헤드를 피하기 위해, 널 패킷은 확인되어 전송되지 않을 수 있다. 수신기에서, 제거된 널 패킷은 전송에 삽입된 DNP(deleted null-packet, 삭제된 널 패킷) 카운터를 참조하여 원래 존재했던 정확한 장소에 재삽입될 수 있어, CBR이 보장되고 타임 스탬프(PCR) 갱신의 필요가 없어진다.

[0109] 헤더 컴프레션 블록(3040)은 TS 또는 IP 입력 스트림에 대한 전송 효율을 증가시키기 위해 패킷 헤더 압축을 제공할 수 있다. 수신기는 헤더의 특정 부분에 대한 선험적인(a priori) 정보를 가질 수 있기 때문에, 이 알려진 정보(known information)는 송신기에서 삭제될 수 있다.

[0110] TS에 대해, 수신기는 동기 바이트 구성(0x47) 및 패킷 길이(188 바이트)에 관한 선험적인 정보를 가질 수 있다. 입력된 TS가 하나의 PID만을 갖는 콘텐트를 전달하면, 즉, 하나의 서비스 컴포넌트(비디오, 오디오 등) 또는 서비스 서브 컴포넌트(SVC 베이스 레이어, SVC 인헨스먼트 레이어, MVC 베이스 뷰, 또는 MVC 의존 뷰)에 대해서만, TS 패킷 헤더 압축이 TS에 (선택적으로) 적용될 수 있다. TS 패킷 헤더 압축은 입력 스트림이 IP 스트림인 경우 선택적으로 사용된다. 상기 블록은 생략되거나 유사 또는 동일 기능을 갖는 블록으로 대체될 수 있다.

[0111] 도 4는 본 발명의 다른 실시예에 따른 인풋 포맷 블록을 나타낸다.

[0112] 도 4에 도시된 인풋 포맷 블록은 도 1을 참조하여 설명한 인풋 포맷 블록(1000)의 일 실시예에 해당한다.

[0113] 도 4는 입력 신호가 멀티 인풋 스트림(multi input stream, 다수의 입력 스트림)에 해당하는 경우 인풋 포맷 블록의 스트림 어댑테이션(stream adaptation, 스트림 적응) 블록을 나타낸다.

[0114] 도 4를 참조하면, 멀티 인풋 스트림(multi input stream, 다수의 입력 스트림)을 각각 처리하기 위한 모드 어댑테이션(mode adaptaion, 모드 적응) 블록은 스케줄러(4000), 1-프레임 딜레이(delay) 블록(4010), 스터핑 삽입 블록(4020), 인 밴드(In-band) 시그널링 블록(4030), BB 프레임 스크램블러(4040), PLS 생성 블록(4050), PLS 스크램블러(4060)를 포함할 수 있다. 스트림 어댑테이션(stream adaptation, 스트림 적응) 블록의 각 블록에 대해 설명한다.

[0115] 스터핑 삽입 블록(4020), BB 프레임 스크램블러(4040), PLS 생성 블록(4050), PLS 스크램블러(4060)의 동작은 도 2를 참조하여 설명한 스터핑 삽입 블록, BB 스크램블러, PLS 생성 블록, PLS 스크램블러(4060)의 동작에 해당하므로 그 설명은 생략한다.

[0116] 스케줄러(4000)는 각 데이터 파이프의 FECBLOCK의 양으로부터 전체 프레임에 걸쳐 전체의 셀 할당을 결정할 수 있다. PLS, EAC 및 FIC에 대한 할당을 포함해서, 스케줄러는 프레임의 FSS의 PLS 셀 또는 인 밴드(In-band) 시그널링으로 전송되는 PLS2-DYN 데이터의 값을 생성한다. FECBLOCK, EAC, FIC에 대한 상세한 내용은 후술한다.

[0117] 1-프레임 딜레이(delay) 블록(4010)은 다음 프레임에 관한 스케줄링 정보가 데이터 파이프에 삽입될 인 밴드(In-band) 시그널링 정보에 관한 현 프레임을 통해 전송될 수 있도록 입력 데이터를 하나의 전송 프레임만큼 지연시킬 수 있다.

[0118] 인 밴드(In-band) 시그널링 블록(4030)은 PLS2 데이터의 지연되지 않은 부분을 프레임의 데이터 파이프에 삽입할 수 있다.

[0119] 전술한 블록은 생략되거나 유사 또는 동일 기능을 갖는 블록으로 대체될 수 있다.

[0120] 도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 BICM 블록을 나타낸다.

[0121] 도 5에 도시된 BICM 블록은 도 1을 참조하여 설명한 BICM 블록(1010)의 일 실시예에 해당한다.

[0122] 전술한 바와 같이, 본 발명의 일 실시예에 따른 차세대 방송 서비스에 대한 방송 신호 송신 장치는 지상파 방송 서비스, 모바일 방송 서비스, UHDTV 서비스 등을 제공할 수 있다.

[0123] QoS가 본 발명의 일 실시예에 따른 차세대 방송 서비스에 대한 방송 신호 송신 장치에 의해 제공되는 서비스의 특성에 의존하므로, 각각의 서비스에 해당하는 데이터는 서로 다른 방식을 통해 처리되어야 한다. 따라서, 본 발명의 일 실시예에 따른 BICM 블록은 SISO, MISO, MIMO 방식을 각각의 데이터 경로에 해당하는 데이터 파이프에 독립적으로 적용함으로써 각데이터 파이프를 독립적으로 처리할 수 있다. 결과적으로, 본 발명의 일 실시예에 따른 차세대 방송 서비스에 대한 방송 신호 송신 장치는 각각의 데이터 파이프를 통해 전송되는 각 서비스 또는 서비스 컴포넌트에 대한 QoS를 조절할 수 있다.

[0124] (a)는 베이스 프로파일 및 핸드헬드 프로파일에 의해 공유되는 BICM 블록을 나타내고, (b)는 어드벤스 프로파일의 BICM 블록을 나타낸다.

[0125] 베이스 프로파일 및 핸드헬드 프로파일에 의해 공유되는 BICM 블록 및 어드벤스 프로파일의 BICM 블록은 각각의 데이터 파이프를 처리하기 위한 복수의 처리 블록을 포함할 수 있다.

[0126] 베이스 프로파일 및 핸드헬드 프로파일에 대한 BICM 블록 및 어드벤스 프로파일에 대한 BICM 블록의 각각의 처리 블록에 대해 설명한다.

[0127] 베이스 프로파일 및 핸드헬드 프로파일에 대한 BICM 블록의 처리 블록(5000)은 데이터 FEC 인코더(5010), 비트 인터리버(5020), 컨스텔레이션 매퍼(mapper)(5030), SSD (signal space diversity) 인코딩 블록(5040), 타임 인터리버(5050)를 포함할 수 있다.

[0128] 데이터 FEC 인코더(5010)는 외부 코딩(BCH) 및 내부 코딩(LDPC)을 이용하여 FECBLOCK 절차를 생성하기 위해 입력 BBF에 FEC 인코딩을 실행한다. 외부 코딩(BCH)은 선택적인 코딩 방법이다. 데이터 FEC 인코더(5010)의 구체적인 동작에 대해서는 후술한다.

[0129] 비트 인터리버(5020)는 효율적으로 실현 가능한 구조를 제공하면서 데이터 FEC 인코더(5010)의 출력을 인터리빙하여 LDPC 코드 및 변조 방식의 조합으로 최적화된 성능을 달성할 수 있다. 비트 인터리버(5020)의 구체적인 동작에 대해서는 후술한다.

[0130] 컨스텔레이션 매퍼(5030)는 QPSK, QAM-16, 불균일 QAM (NUQ-64, NUQ-256, NUQ-1024) 또는 불균일 컨스텔레이션 (NUC-16, NUC-64, NUC-256, NUC-1024)을 이용해서 베이스 및 핸드헬드 프로파일에서 비트 인터리버(5020)로부터의 각각의 셀 워드를 변조하거나 어드벤스 프로파일에서 셀 워드 디멀티플렉서(5010-1)로부터의 셀 워드를 변조하여 파워가 정규화된 컨스텔레이션 포인트 $e_l$을 제공할 수 있다. 해당 컨스텔레이션 매핑은 데이터 파이프에 대해서만 적용된다. NUQ가 임의의 형태를 갖는 반면, QAM-16 및 NUQ는 정사각형 모양을 갖는 것이 관찰된다. 각각의 컨스텔레이션이 90도의 배수만큼 회전되면, 회전된 컨스텔레이션은 원래의 것과 정확히 겹쳐진다. 회전 대칭 특성으로 인해 실수 및 허수 컴포넌트의 용량 및 평균 파워가 서로 동일해진다. NUQ 및 NUC는 모두 각 코드레이트(code rate)에 대해 특별히 정의되고, 사용되는 특정 하나는 PLS2 데이터에 보관된 파라미터 DP_MOD에 의해 시그널링 된다.

[0131] SSD 인코딩 블록(5040)은 2차원, 3차원, 4차원에서 셀을 프리코딩하여, 어려운 페이딩 조건에서 수신 견고성(robustness)을 증가시킬 수 있다.

[0132] 타임 인터리버(5050)는 데이터 파이프 레벨에서 동작할 수 있다. 타임 인터리빙의 파라미터는 각각의 데이터 파이프에 대해 다르게 설정될 수 있다. 타임 인터리버(5050)의 구체적인 동작에 관해서는 후술한다.

[0133] 어드벤스 프로파일에 대한 BICM 블록의 처리 블록(5000-1)은 데이터 FEC 인코더, 비트 인터리버, 컨스텔레이션 매퍼, 및 타임 인터리버를 포함할 수 있다.

[0134] 단, 처리 블록(5000-1)은 셀 워드 디멀티플렉서(5010-1) 및 MIMO 인코딩 블록(5020-1)을 더 포함한다는 점에서 처리 블록(5000)과 구별된다.

[0135] 또한, 처리 블록(5000-1)에서의 데이터 FEC 인코더, 비트 인터리버, 컨스텔레이션 매퍼, 타임 인터리버의 동작은 전술한 데이터 FEC 인코더(5010), 비트 인터리버(5020), 컨스텔레이션 매퍼(5030), 타임 인터리버(5050)의 동작에 해당하므로, 그 설명은 생략한다.

[0136] 셀 워드 디멀티플렉서(5010-1)는 어드벤스 프로파일의 데이터 파이프가 MIMO 처리를 위해 단일 셀 워드 스트림을 이중 셀 워드 스트림으로 분리하는 데 사용된다. 셀 워드 디멀티플렉서(5010-1)의 구체적인 동작에 관해서는 후술한다.

[0137] MIMO 인코딩 블록(5020-1)은 MIMO 인코딩 방식을 이용해서 셀 워드 디멀티플렉서(5010-1)의 출력을 처리할 수 있다. MIMO 인코딩 방식은 방송 신호 송신을 위해 최적화되었다. MIMO 기술은 용량 증가를 얻기 위한 유망한 방식이지만, 채널 특성에 의존한다. 특별히 방송에 대해서, 서로 다른 신호 전파 특성으로 인한 두 안테나 사이의 수신 신호 파워 차이 또는 채널의 강한 LOS 컴포넌트는 MIMO로부터 용량 이득을 얻는 것을 어렵게 한다. 제안된 MIMO 인코딩 방식은 MIMO 출력 신호 중 하나의 위상 랜덤화 및 회전 기반 프리코딩을 이용하여 이 문제를 극복한다.

[0138] MIMO 인코딩은 송신기 및 수신기 모두에서 적어도 두 개의 안테나를 필요로 하는 2x2 MIMO 시스템을 위해 의도된다. 두 개의 MIMO 인코딩 모드는 본 제안인 FR-SM (full-rate spatial multiplexing) 및 FRFD-SM (full-rate full-diversity spatial multiplexing)에서 정의된다. FR-SM 인코딩은 수신기 측에서의 비교적 작은 복잡도 증가로 용량 증가를 제공하는 반면, FRFD-SM 인코딩은 수신기 측에서의 큰 복잡도 증가로 용량 증가 및 추가적인 다이버시티 이득을 제공한다. 제안된 MIMO 인코딩 방식은 안테나 극성 배치를 제한하지 않는다.

[0139] MIMO 처리는 어드벤스 프로파일 프레임에 요구되는데, 이는 어드벤스 프로파일 프레임에서의 모든 데이터 파이프가 MIMO 인코더에 의해 처리된다는 것을 의미한다. MIMO 처리는 데이터 파이프 레벨에서 적용된다. 컨스텔레이션 매퍼 출력의 페어(pair, 쌍)인 NUQ ($e_{1,i}$ 및 $e_{2,i}$)는 MIMO 인코더의 입력으로 공급된다. MIMO 인코더 출력 페어(pair, 쌍)(g1,i 및 g2,i)은 각각의 송신 안테나의 동일한 캐리어 k 및 OFDM 심볼 l에 의해 전송된다.

[0140] 전술한 블록은 생략되거나 유사 또는 동일 기능을 갖는 블록으로 대체될 수 있다.

[0141] 도 6은 본 발명의 다른 실시예에 따른 BICM 블록을 나타낸다.

[0142] 도 6에 도시된 BICM 블록은 도 1을 참조하여 설명한 BICM 블록(1010)의 일 실시예에 해당한다.

[0143] 도 6은 PLS, EAC, 및 FIC의 보호를 위한 BICM 블록을 나타낸다. EAC는 EAS 정보 데이터를 전달하는 프레임의 일부이고, FIC는 서비스와 해당하는 베이스 데이터 파이프 사이에서 매핑 정보를 전달하는 프레임에서의 로지컬 채널이다. EAC 및 FIC에 대한 상세한 설명은 후술한다.

[0144] 도 6을 참조하면, PLS, EAC, 및 FIC의 보호를 위한 BICM 블록은 PLS FEC 인코더(6000), 비트 인터리버(6010), 및 컨스텔레이션 매퍼(6020)를 포함할 수 있다.

[0145] 또한, PLS FEC 인코더(6000)는 스크램블러, BCH 인코딩/제로 삽입 블록, LDPC 인코딩 블록, 및 LDPC 패리티 펑처링(puncturing) 블록을 포함할 수 있다. BICM 블록의 각 블록에 대해 설명한다.

[0146] PLS FEC 인코더(6000)는 스크램블링된 PLS 1/2 데이터, EAC 및 FIC 섹션을 인코딩할 수 있다.

[0147] 스크램블러는 BCH 인코딩 및 쇼트닝(shortening) 및 펑처링된 LDPC 인코딩 전에 PLS1 데이터 및 PLS2 데이터를 스크램블링 할 수 있다.

[0148] BCH 인코딩/제로 삽입 블록은 PLS 보호를 위한 쇼트닝된 BCH 코드를 이용하여 스크램블링된 PLS 1/2 데이터에 외부 인코딩을 수행하고, BCH 인코딩 후에 제로 비트를 삽입할 수 있다. PLS1 데이터에 대해서만, 제로 삽입의 출력 비트가 LDPC 인코딩 전에 퍼뮤테이션(permutation) 될 수 있다.

[0149] LDPC 인코딩 블록은 LDPC 코드를 이용하여 BCH 인코딩/제로 삽입 블록의 출력을 인코딩할 수 있다. 완전한 코딩 블록을 생성하기 위해, $C_{ldpc}$ 및 패리티 비트 $P_{ldpc}$는 각각의 제로가 삽입된 PLS 정보 블록 $I_{ldpc}$로부터 조직적으로 인코딩되고, 그 뒤에 첨부된다.

*수학식 1*

[0150] $$\mathbf{C}_{ldpc}=[\mathbf{I}_{ldpc}\ \mathbf{P}_{ldpc}]=[i_0,i_1,\ldots,i_{K_{ldpc}-1},\ p_0,p_1,\ldots,p_{N_{ldpc}-K_{ldpc}-1}]$$

[0151] PLS1 및 PLS2에 대한 LDPC 코드 파라미터는 다음의 표 4와 같다.

*표 4*

[0152]

| 시그널링 타입 | $K_{sig}$ | $K_{bch}$ | $N_{bch_parity}$ | $K_{ldpc}$ (=$N_{bch}$) | $N_{ldpc}$ | $N_{ldpc_parity}$ | 코드 레이트 (code rate) | $Q_{ldpc}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| PLS1 | 342 | 1020 | 60 | 1080 | 4320 | 3240 | 1/4 | 36 |
| PLS2 | <1021 | | | | | | | |
| | >1020 | 2100 | | 2160 | 7200 | 5040 | 3/10 | 56 |

[0153] LDPC 패리티 펑처링 블록은 PLS1 데이터 및 PLS2 데이터에 대해 펑처링을 수행할 수 있다.

[0154] 쇼트닝이 PLS1 데이터 보호에 적용되면, 일부 LDPC 패리티 비트는 LDPC 인코딩 후에 펑처링된다. 또한, PLS2 데이터 보호를 위해, PLS2의 LDPC 패리티 비트가 LDPC 인코딩 후에 펑처링된다. 이들 펑처링된 비트는 전송되지 않는다.

[0155] 비트 인터리버(6010)는 각각의 쇼트닝 및 펑처링된 PLS1 데이터 및 PLS2 데이터를 인터리빙할 수 있다.

[0156] 컨스텔레이션 매퍼(6020)는 비트 인터리빙된 PLS1 데이터 및 PLS2 데이터를 컨스텔레이션에 매핑할 수 있다.

[0157] 전술한 블록은 생략되거나 유사 또는 동일 기능을 갖는 블록으로 대체될 수 있다.

[0158] 도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 프레임 빌딩 블록(frame building block)을 나타낸다.

[0159] 도 7에 도시한 프레임 빌딩 블록은 도 1을 참조하여 설명한 프레임 빌딩 블록(1020)의 일 실시예에 해당한다.

[0160] 도 7을 참조하면, 프레임 빌딩 블록은 딜레이 컴펜세이션(delay compensation, 지연보상) 블록(7000), 셀 매퍼(cell mapper) (7010), 및 프리퀀시 인터리버 (frequency interleaver) (7020)를 포함할 수 있다. 프레임 빌딩 블록의 각 블록에 관해 설명한다.

[0161] 딜레이 컴펜세이션(delay compensation, 지연보상) 블록(7000)은 데이터 파이프와 해당하는 PLS 데이터 사이의 타이밍을 조절하여 송신기 측에서 데이터 파이프와 해당하는 PLS 데이터 간의 동시성(co-time)을 보장할 수 있다. 인풋 포맷 블록 및 BICM 블록으로 인한 데이터 파이프의 지연을 다룸으로써 PLS 데이터는 데이터 파이프만

큼 지연된다. BICM 블록의 지연은 주로 타임 인터리버(5050)로 인한 것이다. 인 밴드(In-band) 시그널링 데이터는 다음 타임 인터리빙 그룹의 정보를 시그널링될 데이터 파이프보다 하나의 프레임 앞서 전달되도록 할 수 있다. 딜레이 컴펜세이션(delay compensation, 지연보상) 블록은 그에 맞추어 인 밴드(In-band) 시그널링 데이터를 지연시킨다.

[0162] 셀 매퍼(7010)는 PLS, EAC, FIC, 데이터 파이프, 보조 스트림, 및 더미 셀을 프레임 내에서 OFDM 심볼의 액티브(active) 캐리어에 매핑할 수 있다. 셀 매퍼(7010)의 기본 기능은 각각의 데이터 파이프, PLS 셀, 및 EAC/FIC 셀에 대한 타임 인터리빙에 의해 생성된 데이터 셀을, 존재한다면, 하나의 프레임 내에서 각각의 OFDM 심볼에 해당하는 액티브(active) OFDM 셀의 어레이에 매핑하는 것이다. (PSI(program specific information)/SI와 같은) 서비스 시그널링 데이터는 개별적으로 수집되어 데이터 파이프에 의해 보내질 수 있다. 셀 매퍼는 프레임 구조의 구성 및 스케줄러에 의해 생성된 다이나믹 인포메이션(dynamic information, 동적 정보)에 따라 동작한다. 프레임에 관한 자세한 내용은 후술한다.

[0163] 프리퀀시 인터리버(7020)는 셀 매퍼(7010)로부터 의해 수신된 데이터 셀을 랜덤하게 인터리빙하여 주파수 다이버시티를 제공할 수 있다. 또한, 프리퀀시 인터리버(7020)는 단일 프레임에서 최대의 인터리빙 이득을 얻기 위해 다른 인터리빙 시드(seed) 순서를 이용하여 두 개의 순차적인 OFDM 심볼로 구성된 OFDM 심볼 페어(pair, 쌍)에서 동작할 수 있다.

[0164] 전술한 블록은 생략되거나 유사 또는 동일 기능을 갖는 블록으로 대체될 수 있다.

[0165] 도 8은 본 발명의 일 실시예에 따른 OFDM 제너레이션 블록을 나타낸다.

[0166] 도 8에 도시된 OFDM 제너레이션 블록은 도 1을 참조하여 설명한 OFDM 제너레이션 블록(1030)의 일 실시예에 해당한다.

[0167] OFDM 제너레이션 블록은 프레임 빌딩 블록에 의해 생성된 셀에 의해 OFDM 캐리어를 변조하고, 파일럿을 삽입하고, 전송을 위한 시간 영역 신호를 생성한다. 또한, 해당 블록은 순차적으로 가드 인터벌을 삽입하고, PAPR 감소 처리를 적용하여 최종 RF 신호를 생성한다.

[0168] 도 8을 참조하면, OFDM 제너레이션 블록은 파일럿 및 리저브드 톤 삽입 블록 (pilot and revserved tone insertion block) (8000), 2D-eSFN (single frequency network) 인코딩 블록(8010), IFFT (inverse fast Fourier transform) 블록(8020), PAPR 감소 블록(8030), 가드 인터벌 삽입 블록 (guard interval insertion block)(8040), 프리앰블 삽입 블록 (preamble insertion block)(8050), 기타 시스템 삽입 블록(8060), 및 DAC 블록(8070)을 포함할 수 있다. OFDM 제너레이션 블록의 각 블록에 대해 설명한다.

[0169] 파일럿 및 리저브드 톤 삽입 블록(8000)은 파일럿 및 리저브드 톤을 삽입할 수 있다.

[0170] OFDM 심볼 내의 다양한 셀은 수신기에서 선험적으로 알려진 전송된 값을 갖는 파일럿으로 알려진 참조 정보로 변조된다. 파일럿 셀의 정보는 분산 파일럿, 연속 파일럿, 엣지 파일럿, FSS (frame signalling symbol) 파일럿, 및 FES (frame edge symbol) 파일럿으로 구성된다. 각 파일럿은 파일럿 타입 및 파일럿 패턴에 따라 특정 증가 파워 레벨에서 전송된다. 파일럿 정보의 값은 주어진 심볼에서 하나가 각각의 전송 캐리어에 대한 것인 일련의 값들에 해당하는 참조 시퀀스에서 유도된다. 파일럿은 프레임 동기화, 주파수 동기화, 시간 동기화, 채널 추정, 전송 모드 식별을 위해 사용될 수 있고, 또한 위상 잡음을 추적하기 위해 사용될 수 있다.

[0171] 참조 시퀀스로부터 취한 참조 정보는 프레임의 프리앰블, FSS 및 FES를 제외한 모든 심볼에서 분산 파일럿 셀에서 전송된다. 연속 파일럿은 프레임의 모든 심볼에 삽입된다. 연속 파일럿의 수 및 위치는 FFT 사이즈 및 분산 파일럿 패턴에 모두 의존한다. 엣지 캐리어들은 프리앰블 심볼을 제외한 모든 심볼 내의 엣지 파일럿들과 동일하다. 엣지 캐리어들은 스펙트럼의 엣지까지 주파수 인터폴레이션(interpolation, 보간)을 허용하기 위해 삽입된다. FSS 파일럿들은 FSS에 삽입되고, FES 파일럿들은 FES에 삽입된다. FSS 파일럿들 및 FES 파일럿들은 프레임의 엣지까지 시간 인터폴레이션(interpolation, 보간)을 허용하기 위해 삽입된다.

[0172] 본 발명의 일 실시예에 따른 시스템은 매우 견고한 전송 모드를 지원하기 위해 분산 MISO 방식이 선택적으로 사용되는 SFN을 지원한다. 2D-eSFN은 다수의 송신 안테나를 사용하는 분산 MISO 방식으로서, 각 안테나는 SFN 네트워크에서 각각 다른 송신기에 위치할 수 있다.

[0173] 2D-eSFN 인코딩 블록(8010)은 SFN 구성에서 시간 및 주파수 다이버시티를 생성하기 위해 2D-eSFN 처리를 하여 다수의 송신기로부터 전송된 신호의 위상을 왜곡시킬 수 있다. 따라서, 장시간 동안의 낮은 평면 페이딩 또는

깊은 페이딩으로 인한 버스트 오류가 경감될 수 있다.

[0174] IFFT 블록(8020)은 OFDM 변조 방식을 이용하여 2D-eSFN 인코딩 블록(8010)으로부터의 출력을 변조할 수 있다. 파일럿 (또는 리저브드 톤)으로 지정되지 않은 데이터 심볼에서의 모든 셀은 주파수 인터리버로부터의 데이터 셀 중 하나를 전달한다. 셀들은 OFDM 캐리어에 매핑된다.

[0175] PAPR 감소 블록(8030)은 시간 영역에서 다양한 PAPR 감소 알고리즘을 이용하여 입력 신호에 PAPR 감소를 실행한다.

[0176] 가드 인터벌 삽입블록(8040)은 가드 인터벌을 삽입할 수 있고, 프리앰블 삽입 블록(8050)은 신호 앞에 프리앰블을 삽입할 수 있다. 프리앰블의 구조에 대한 자세한 내용은 후술한다.

[0177] 기타 시스템 삽입 블록(8060)은 방송 서비스를 제공하는 둘 이상의 서로 다른 방송 송신/수신 시스템의 데이터가 동일한 RF 신호 대역에서 동시에 전송될 수 있도록 시간 영역에서 복수의 방송 송신/수신 시스템의 신호를 멀티플렉싱 할 수 있다. 이 경우, 둘 이상의 서로 다른 방송 송신/수신 시스템은 서로 다른 방송 서비스를 제공하는 시스템을 말한다. 서로 다른 방송 서비스는 지상파 방송 서비스, 모바일 방송 서비스 등을 의미할 수 있다. 각각의 방송 서비스에 관련된 데이터는 서로 다른 프레임을 통해 전송될 수 있다.

[0178] DAC 블록(8070)은 입력된 디지털 신호를 아날로그 신호로 변환하여 출력할 수 있다. DAC 블록(8070)으로부터 출력된 신호는 물리 계층 프로파일에 따라 다수의 출력 안테나를 통해 전송될 수 있다. 본 발명의 일 실시예에 따른 송신 안테나는 수직 또는 수평 극성을 가질 수 있다.

[0179] 전술한 블록은 설계에 따라 생략되거나 유사 또는 동일한 기능을 갖는 블록으로 대체될 수 있다.

[0180] 도 9는 본 발명의 일 실시예에 따른 차세대 방송 서비스에 대한 방송 신호 수신 장치의 구조를 나타낸다.

[0181] 본 발명의 일 실시예에 따른 차세대 방송 서비스에 대한 방송 신호 수신 장치는 도 1을 참조하여 설명한 차세대 방송 서비스에 대한 방송 신호 송신 장치에 대응할 수 있다.

[0182] 본 발명의 일 실시예에 따른 차세대 방송 서비스에 대한 방송 신호 수신 장치는 동기 및 복조 모듈 (synchronization & demodulation module) (9000), 프레임 파싱 모듈 (frame parsing module) (9010), 디매핑 및 디코딩 모듈 (demapping & decoding module) (9020), 출력 프로세서 (output processor) (9030), 및 시그널링 디코딩 모듈 (signaling decoding module) (9040)을 포함할 수 있다. 방송 신호 수신 장치의 각 모듈의 동작에 대해 설명한다.

[0183] 동기 및 복조 모듈(9000)은 m개의 수신 안테나를 통해 입력 신호를 수신하고, 방송 신호 수신 장치에 해당하는 시스템에 대해 신호 검출 및 동기화를 실행하고, 방송 신호 송신 장치에 의해 실행되는 절차의 역과정에 해당하는 복조를 실행할 수 있다.

[0184] 프레임 파싱 모듈(9010)은 입력 신호 프레임을 파싱하고, 사용자에 의해 선택된 서비스가 전송되는 데이터를 추출할 수 있다. 방송 신호 송신 장치가 인터리빙을 실행하면, 프레임 파싱 모듈(9010)은 인터리빙의 역과정에 해당하는 디인터리빙을 실행할 수 있다. 이 경우, 추출되어야 하는 신호 및 데이터의 위치가 시그널링 디코딩 모듈(9040)로부터 출력된 데이터를 디코딩함으로써 획득되어, 방송 신호 송신 장치에 의해 생성된 스케줄링 정보가 복원될 수 있다.

[0185] 디매핑 및 디코딩 모듈(9020)은 입력 신호를 비트 영역 데이터로 변환한 후, 필요에 따라 비트 영역 데이터들을 디인터리빙할 수 있다. 디매핑 및 디코딩 모듈(9020)은 전송 효율을 위해 적용된 매핑에 대한 디매핑을 실행하고, 디코딩을 통해 전송 채널에서 발생한 에러를 정정할 수 있다. 이 경우, 디매핑 및 디코딩 모듈(9020)은 시그널링 디코딩 모듈(9040)로부터 출력된 데이터를 디코딩함으로써 디매핑 및 디코딩을 위해 필요한 전송 파라미터를 획득할 수 있다.

[0186] 출력 프로세서(9030)는 전송 효율을 향상시키기 위해 방송 신호 송신 장치에 의해 적용되는 다양한 압축/신호처리 절차의 역과정을 실행할 수 있다. 이 경우, 출력 프로세서(9030)는 시그널링 디코딩 모듈(9040)로부터 출력된 데이터에서 필요한 제어 정보를 획득할 수 있다. 출력 프로세서(8300)의 출력은 방송 신호 송신 장치에 입력되는 신호에 해당하고, MPEG-TS, IP 스트림 (v4 또는 v6) 및 GS일 수 있다.

[0187] 시그널링 디코딩 모듈(9040)은 동기 및 복조 모듈(9000)에 의해 복조된 신호로부터 PLS 정보를 획득할 수 있다. 전술한 바와 같이, 프레임 파싱 모듈(9010), 디매핑 및 디코딩 모듈(9200), 출력 프로세서(9300)는 시그널링 디코딩 모듈(9040)로부터 출력된 데이터를 이용하여 그 기능을 실행할 수 있다.

[0188] 도 10은 본 발명의 일 실시예에 따른 프레임 구조를 나타낸다.

[0189] 도 10은 프레임 타임의 구성예 및 슈퍼 프레임에서의 FRU (frame repetition unit, 프레임 반복 단위)를 나타낸다. (a)는 본 발명의 일 실시예에 따른 슈퍼 프레임을 나타내고, (b)는 본 발명의 일 실시예에 따른 FRU를 나타내고, (c)는 FRU에서의 다양한 피지컬 프로파일(PHY profile)의 프레임을 나타내고, (d)는 프레임의 구조를 나타낸다.

[0190] 슈퍼 프레임은 8개의 FRU로 구성될 수 있다. FRU는 프레임의 TDM에 대한 기본 멀티플렉싱 단위이고, 슈퍼 프레임에서 8회 반복된다.

[0191] FRU에서 각 프레임은 피지컬 프로파일(베이스, 핸드헬드, 어드벤스 프로파일) 중 하나 또는 FEF에 속한다. FRU에서 프레임의 최대 허용수는 4이고, 주어진 피지컬 프로파일은 FRU에서 0회 내지 4회 중 어느 횟수만큼 나타날 수 있다(예를 들면, 베이스, 베이스, 핸드헬드, 어드벤스). 피지컬 프로파일 정의는 필요시 프리앰블에서의 PHY_PROFILE의 리저브드 값을 이용하여 확장될 수 있다.

[0192] FEF 부분은 포함된다면 FRU의 끝에 삽입된다. FEF가 FRU에 포함되는 경우, FEF의 최대수는 슈퍼 프레임에서 8이다. FEF 부분들이 서로 인접할 것이 권장되지 않는다.

[0193] 하나의 프레임은 다수의 OFDM 심볼 및 프리앰블로 더 분리된다. (d)에 도시한 바와 같이, 프레임은 프리앰블, 하나 이상의 FSS, 노멀 데이터 심볼, FES를 포함한다.

[0194] 프리앰블은 고속 퓨처캐스트 UTB 시스템 신호 검출을 가능하게 하고, 신호의 효율적인 송신 및 수신을 위한 기본 전송 파라미터의 집합을 제공하는 특별한 심볼이다. 프리앰블에 대한 자세한 내용은 후술한다.

[0195] FSS의 주된 목적은 PLS 데이터를 전달하는 것이다. 고속 동기화 및 채널 추정을 위해, 이에 따른 PLS 데이터의 고속 디코딩을 위해, FSS는 노멀 데이터 심볼보다 고밀도의 파일럿 패턴을 갖는다. FES는 FSS와 완전히 동일한 파일럿을 갖는데, 이는 FES에 바로 앞서는 심볼에 대해 외삽(extrapolation) 없이 FES 내에서의 주파수만의 인터폴레이션(interpolation, 보간) 및 시간적 보간(temporal interpolation)을 가능하게 한다.

[0196] 도 11은 본 발명의 일 실시예에 따른 프레임의 시그널링 계층 구조(signaling hierarchy structure) 를 나타낸다.

[0197] 도 11은 시그널링 계층 구조를 나타내는데, 이는 세 개의 주요 부분인 프리앰블 시그널링 데이터(11000), PLS1 데이터(11010), 및 PLS2 데이터(11020)로 분할된다. 매 프레임마다 프리앰블 신호에 의해 전달되는 프리앰블의 목적은 프레임의 기본 전송 파라미터 및 전송 타입을 나타내는 것이다. PLS1은 수신기가 관심 있는 데이터 파이프에 접속하기 위한 파라미터를 포함하는 PLS2 데이터에 접속하여 디코딩할 수 있게 한다. PLS2는 매 프레임마다 전달되고, 두 개의 주요 부분인 PLS2-STAT 데이터와 PLS2-DYN 데이터로 분할된다. PLS2 데이터의 스태틱(static, 정적) 및 다이나믹(dynamic, 동적) 부분에는 필요시 패딩이 뒤따른다.

[0198] 도 12는 본 발명의 일 실시예에 따른 프리앰블 시그널링 데이터를 나타낸다.

[0199] 프리앰블 시그널링 데이터는 수신기가 프레임 구조 내에서 PLS 데이터에 접속하고 데이터 파이프를 추적할 수 있게 하기 위해 필요한 21비트의 정보를 전달한다. 프리앰블 시그널링 데이터에 대한 자세한 내용은 다음과 같다.

[0200] PHY_PROFILE: 해당 3비트 필드는 현 프레임의 피지컬 프로파일 타입을 나타낸다. 서로 다른 피지컬 프로파일 타입의 매핑은 아래 표 5에 주어진다.

*표 5*

[0201]

| 값 | 피지컬 프로파일 |
|---|---|
| 000 | 베이스 프로파일 |
| 001 | 핸드헬드 프로파일 |
| 010 | 어드벤스 프로파일 |
| 011~110 | 리저브드 |
| 111 | FEF |

[0203] FFT_SIZE: 해당 2비트 필드는 아래 표 6에서 설명한 바와 같이 프레임 그룹 내에서 현 프레임의 FFT 사이즈를

나타낸다.

표 6

| Value | FFT 사이즈 |
|---|---|
| 00 | 8K FFT |
| 01 | 16K FFT |
| 10 | 32K FFT |
| 11 | 리저브드 |

[0204]

[0205] GI_FRACTION: 해당 3비트 필드는 아래 표 7에서 설명한 바와 같이 현 슈퍼 프레임에서의 가드 인터벌 일부(fraction) 값을 나타낸다.

표 7

| 값 | GI_FRACTION |
|---|---|
| 000 | 1/5 |
| 001 | 1/10 |
| 010 | 1/20 |
| 011 | 1/40 |
| 100 | 1/80 |
| 101 | 1/160 |
| 110~111 | 리저브드 |

[0206]

[0207] EAC_FLAG: 해당 1비트 필드는 EAC가 현 프레임에 제공되는지 여부를 나타낸다. 해당 필드가 1로 설정되면, EAS가 현 프레임에 제공된다. 해당 필드가 0으로 설정되면, EAS가 현 프레임에서 전달되지 않는다. 해당 필드는 슈퍼 프레임 내에서 다이나믹(dynamic, 동적)으로 전환될 수 있다.

[0208] PILOT_MODE: 해당 1비트 필드는 현 프레임 그룹에서 현 프레임에 대해 파일럿 모드가 모바일 모드인지 또는 고정 모드인지 여부를 나타낸다. 해당 필드가 0으로 설정되면, 모바일 파일럿 모드가 사용된다. 해당 필드가 1로 설정되면, 고정 파일럿 모드가 사용된다.

[0209] PAPR_FLAG: 해당 1비트 필드는 현 프레임 그룹에서 현 프레임에 대해 PAPR 감소가 사용되는지 여부를 나타낸다. 해당 필드가 1로 설정되면, 톤 예약(tone reservation)이 PAPR 감소를 위해 사용된다. 해당 필드가 0으로 설정되면, PAPR 감소가 사용되지 않는다.

[0210] FRU_CONFIGURE: 해당 3비트 필드는 현 슈퍼 프레임에서 존재하는 FRU의 피지컬 프로파일 타입 구성을 나타낸다. 현 슈퍼 프레임에서 모든 프리앰블에서의 해당 필드에서, 현 슈퍼 프레임에서 전달되는 모든 프로파일 타입이 식별된다. 해당 3비트 필드는 아래 표 8에 나타낸 바와 같이 각각의 프로파일에 대해 다르게 정의된다.

표 8

| | 커런트(current) PHY_PROFILE = '000' (베이스) | 커런트(current) PHY_PROFILE = '001' (핸드헬드) | 커런트(current) PHY_PROFILE = '010' (어드밴스) | 커런트(current) PHY_PROFILE = '111' (FEF) |
|---|---|---|---|---|
| FRU_CONFIGURE = 000 | 베이스 프로파일만 존재 | 핸드헬드 프로파일만 존재 | 어드밴스 프로파일만 존재 | FEF만 존재 |
| FRU_CONFIGURE = 1XX | 핸드헬드 프로파일 존재 | 베이스 프로파일 존재 | 베이스 프로파일 존재 | 베이스 프로파일 존재 |
| FRU_CONFIGURE = X1X | 어드밴스 프로파일 존재 | 어드밴스 프로파일 존재 | 핸드헬드 프로파일 존재 | 핸드헬드 프로파일 존재 |
| FRU_CONFIGURE = XX1 | FEF 존재 | FEF 존재 | FEF 존재 | 어드밴스 프로파일 존재 |

[0211]

[0212] RESERVED: 해당 7비트 필드는 추후 사용을 위해 리저브드(reserved)된다.

[0214] 도 13은 본 발명의 일 실시예에 따른 PLS1 데이터를 나타낸다.

[0215] PLS1 데이터는 PLS2의 수신 및 디코딩을 가능하게 하기 위해 필요한 파라미터를 포함한 기본 전송 파라미터를 제공한다. 전술한 바와 같이, PLS1 데이터는 하나의 프레임 그룹의 전체 듀레이션 동안 변화하지 않는다. PLS1 데이터의 시그널링 필드의 구체적인 정의는 다음과 같다.

[0216] PREAMBLE_DATA: 해당 20비트 필드는 EAC_FLAG를 제외한 프리앰블 시그널링 데이터의 카피이다.

[0217] NUM_FRAME_FRU: 해당 2비트 필드는 FRU당 프레임 수를 나타낸다.

[0218] PAYLOAD_TYPE: 해당 3비트 필드는 프레임 그룹에서 전달되는 페이로드 데이터의 포맷을 나타낸다. PAYLOAD_TYPE은 표 9에 나타낸 바와 같이 시그널링 된다.

*표 9*

[0219]

| 값 | 페이로드 타입 |
|---|---|
| 1XX | TS가 전송됨 |
| X1X | IP 스트림이 전송됨 |
| XX1 | GS가 전송됨 |

[0220] NUM_FSS: 해당 2비트 필드는 현 프레임에서 FSS의 수를 나타낸다.

[0221] SYSTEM_VERSION: 해당 8비트 필드는 전송되는 신호 포맷의 버전을 나타낸다. SYSTEM_VERSION은 주 버전 및 부 버전의 두 개의 4비트 필드로 분리된다.

[0222] 주 버전: SYSTEM_VERSION 필드의 MSB인 4비트는 주 버전 정보를 나타낸다. 주 버전 필드에서의 변화는 호환이 불가능한 변화를 나타낸다. 디폴트 값은 0000이다. 해당 표준에서 서술된 버전에 대해, 값이 0000으로 설정된다.

[0223] 부 버전: SYSTEM_VERSION 필드의 LSB인 4비트는 부 버전 정보를 나타낸다. 부 버전 필드에서의 변화는 호환이 가능하다.

[0224] CELL_ID: 이는 ATSC 네트워크에서 지리적 셀을 유일하게 식별하는 16비트 필드이다. ATSC 셀 커버리지는 퓨처캐스트 UTB 시스템당 사용되는 주파수 수에 따라 하나 이상의 주파수로 구성될 수 있다. CELL_ID의 값이 알려지지 않거나 특정되지 않으면, 해당 필드는 0으로 설정된다.

[0225] NETWORK_ID: 이는 현 ATSC 네트워크를 유일하게 식별하는 16비트 필드이다.

[0226] SYSTEM_ID: 해당 16비트 필드는 ATSC 네트워크 내에서 퓨처캐스트 UTB 시스템을 유일하게 식별한다. 퓨처캐스트 UTB 시스템은 입력이 하나 이상의 입력 스트림(TS, IP, GS)이고 출력이 RF 신호인 지상파 방송 시스템이다. 퓨처캐스트 UTB 시스템은 존재한다면 FEF 및 하나 이상의 피지컬 프로파일을 전달한다. 동일한 퓨처캐스트 UTB 시스템은 서로 다른 입력 스트림을 전달하고 서로 다른 지리적 영역에서 서로 다른 RF를 사용할 수 있어, 로컬 서비스 삽입을 허용한다. 프레임 구조 및 스케줄링은 하나의 장소에서 제어되고, 퓨처캐스트 UTB 시스템 내에서 모든 전송에 대해 동일하다. 하나 이상의 퓨처캐스트 UTB 시스템은 모두 동일한 피지컬 구조 및 구성을 갖는다는 동일한 SYSTEM_ID 의미를 가질 수 있다.

[0227] 다음의 루프(loop)는 각 프레임 타입의 길이 및 FRU 구성을 나타내는 FRU_PHY_PROFILE, FRU_FRAME_LENGTH, FRU_GI_FRACTION, RESERVED로 구성된다. 루프(loop) 사이즈는 FRU 내에서 4개의 피지컬 프로파일(FEF 포함)이 시그널링되도록 고정된다. NUM_FRAME_FRU가 4보다 작으면, 사용되지 않는 필드는 제로로 채워진다.

[0228] FRU_PHY_PROFILE: 해당 3비트 필드는 관련된 FRU의 (i+1)번째 프레임(i는 루프(loop) 인덱스)의 피지컬 프로파일 타입을 나타낸다. 해당 필드는 표 8에 나타낸 것과 동일한 시그널링 포맷을 사용한다.

[0229] FRU_FRAME_LENGTH: 해당 2비트 필드는 관련된 FRU의 (i+1)번째 프레임의 길이를 나타낸다. FRU_GI_FRACTION와 함께 FRU_FRAME_LENGTH를 사용하면, 프레임 듀레이션의 정확한 값이 얻어질 수 있다.

[0230] FRU_GI_FRACTION: 해당 3비트 필드는 관련된 FRU의 (i+1)번째 프레임의 가드 인터벌 일부 값을 나타낸다.

FRU_GI_FRACTION은 표 7에 따라 시그널링 된다.

[0231] RESERVED: 해당 4비트 필드는 추후 사용을 위해 리저브드(reserved)된다.

[0232] 다음의 필드는 PLS2 데이터를 디코딩하기 위한 파라미터를 제공한다.

[0233] PLS2_FEC_TYPE: 해당 2비트 필드는 PLS2 보호에 의해 사용되는 FEC 타입을 나타낸다. FEC 타입은 표 10에 따라 시그널링 된다. LDPC 코드에 대한 자세한 내용은 후술한다.

*표 10*

[0234]

| 콘텐트 | PLS2 FEC 타입 |
|---|---|
| 00 | 4K-1/4 및 7K-3/10 LDPC 코드 |
| 01 ~ 11 | 리저브드(reserved) |

[0235] PLS2_MOD: 해당 3비트 필드는 PLS2에 의해 사용되는 변조 타입을 나타낸다. 변조 타입은 표 11에 따라 시그널링 된다.

*표 11*

[0236]

| 값 | PLS2_MODE |
|---|---|
| 000 | BPSK |
| 001 | QPSK |
| 010 | QAM-16 |
| 011 | NUQ-64 |
| 100~111 | 리저브드(reserved) |

[0237] PLS2_SIZE_CELL: 해당 15비트 필드는 현 프레임 그룹에서 전달되는 PLS2에 대한 모든 코딩 블록의 사이즈(QAM 셀의 수로 특정됨)인 $C_{total_partial_block}$를 나타낸다. 해당 값은 현 프레임 그룹의 전체 듀레이션 동안 일정하다.

[0238] PLS2_STAT_SIZE_BIT: 해당 14비트 필드는 현 프레임 그룹에 대한 PLS2-STAT의 사이즈를 비트수로 나타낸다. 해당 값은 현 프레임 그룹의 전체 듀레이션 동안 일정하다.

[0239] PLS2_DYN_SIZE_BIT: 해당 14비트 필드는 현 프레임 그룹에 대한 PLS2-DYN의 사이즈를 비트수로 나타낸다. 해당 값은 현 프레임 그룹의 전체 듀레이션 동안 일정하다.

[0240] PLS2_REP_FLAG: 해당 1비트 플래그는 PLS2 반복 모드가 현 프레임 그룹에서 사용되는지 여부를 나타낸다. 해당 필드의 값이 1로 설정되면, PLS2 반복 모드는 활성화된다. 해당 필드의 값이 0으로 설정되면, PLS2 반복 모드는 비활성화된다.

[0241] PLS2_REP_SIZE_CELL: 해당 15비트 필드는 PLS2 반복이 사용되는 경우 현 프레임 그룹의 매 프레임마다 전달되는 PLS2에 대한 부분 코딩 블록의 사이즈(QAM 셀의 수로 특정됨)인 $C_{total_partial_block}$를 나타낸다. 반복이 사용되지 않는 경우, 해당 필드의 값은 0과 동일하다. 해당 값은 현 프레임 그룹의 전체 듀레이션 동안 일정하다.

[0242] PLS2_NEXT_FEC_TYPE: 해당 2비트 필드는 다음 프레임 그룹의 매 프레임에서 전달되는 PLS2에 사용되는 FEC 타입을 나타낸다. FEC 타입은 표 10에 따라 시그널링 된다.

[0243] PLS2_NEXT_MOD: 해당 3비트 필드는 다음 프레임 그룹의 매 프레임에서 전달되는 PLS2에 사용되는 변조 타입을 나타낸다. 변조 타입은 표 11에 따라 시그널링 된다.

[0244] PLS2_NEXT_REP_FLAG: 해당 1비트 플래그는 PLS2 반복 모드가 다음 프레임 그룹에서 사용되는지 여부를 나타낸다. 해당 필드의 값이 1로 설정되면, PLS2 반복 모드는 활성화된다. 해당 필드의 값이 0으로 설정되면, PLS2 반복 모드는 비활성화된다.

[0245] PLS2_NEXT_REP_SIZE_CELL: 해당 15비트 필드는 PLS2 반복이 사용되는 경우 다음 프레임 그룹의 매 프레임마다 전달되는 PLS2에 대한 전체 코딩 블록의 사이즈(QAM 셀의 수로 특정됨)인 $C_{total_full_block}$를 나타낸다. 다음 프레임 그룹에서 반복이 사용되지 않는 경우, 해당 필드의 값은 0과 동일하다. 해당 값은 현 프레임 그룹의 전체 듀레

이션 동안 일정하다.

[0246] PLS2_NEXT_REP_STAT_SIZE_BIT: 해당 14비트 필드는 다음 프레임 그룹에 대한 PLS2-STAT의 사이즈를 비트수로 나타낸다. 해당 값은 현 프레임 그룹에서 일정하다.

[0247] PLS2_NEXT_REP_DYN_SIZE_BIT: 해당 14비트 필드는 다음 프레임 그룹에 대한 PLS2-DYN의 사이즈를 비트수로 나타낸다. 해당 값은 현 프레임 그룹에서 일정하다.

[0248] PLS2_AP_MODE: 해당 2비트 필드는 현 프레임 그룹에서 PLS2에 대해 추가 패리티가 제공되는지 여부를 나타낸다. 해당 값은 현 프레임 그룹의 전체 듀레이션 동안 일정하다. 아래의 표 12는 해당 필드의 값을 제공한다. 해당 필드의 값이 00으로 설정되면, 현 프레임 그룹에서 추가 패리티가 PLS2에 대해 사용되지 않는다.

*표 12*

[0249]

| 값 | PLS2-AP 모드 |
|---|---|
| 00 | 추가 패리티가 제공되지 않음 |
| 01 | AP1 모드 |
| 10~11 | 리저브드(reserved) |

[0250] PLS2_AP_SIZE_CELL: 해당 15비트 필드는 PLS2의 추가 패리티 비트의 사이즈(QAM 셀의 수로 특정됨)를 나타낸다. 해당 값은 현 프레임 그룹의 전체 듀레이션 동안 일정하다.

[0251] PLS2_NEXT_AP_MODE: 해당 2비트 필드는 다음 프레임 그룹의 매 프레임마다 PLS2 시그널링에 대해 추가 패리티가 제공되는지 여부를 나타낸다. 해당 값은 현 프레임 그룹의 전체 듀레이션 동안 일정하다. 표 12는 해당 필드의 값을 정의한다.`

[0252] PLS2_NEXT_AP_SIZE_CELL: 해당 15비트 필드는 다음 프레임 그룹의 매 프레임마다 PLS2의 추가 패리티 비트의 사이즈(QAM 셀의 수로 특정됨)를 나타낸다. 해당 값은 현 프레임 그룹의 전체 듀레이션 동안 일정하다.

[0253] RESERVED: 해당 32비트 필드는 추후 사용을 위해 리저브드(reserved)된다.

[0254] CRC_32: 전체 PLS1 시그널링에 적용되는 32비트 에러 검출 코드

[0256] 도 14는 본 발명의 일 실시예에 따른 PLS2 데이터를 나타낸다.

[0257] 도 14는 PLS2 데이터의 PLS2-STAT 데이터를 나타낸다. PLS2-STAT 데이터는 프레임 그룹 내에서 동일한 반면, PLS2-DYN 데이터는 현 프레임에 대해 특정한 정보를 제공한다.

[0258] PLS2-STAT 데이터의 필드에 대해 다음에 구체적으로 설명한다.

[0259] FIC_FLAG: 해당 1비트 필드는 FIC가 현 프레임 그룹에서 사용되는지 여부를 나타낸다. 해당 필드의 값이 1로 설정되면, FIC는 현 프레임에서 제공된다. 해당 필드의 값이 0으로 설정되면, FIC는 현 프레임에서 전달되지 않는다. 해당 값은 현 프레임 그룹의 전체 듀레이션 동안 일정하다.

[0260] AUX_FLAG: 해당 1비트 필드는 보조 스트림이 현 프레임 그룹에서 사용되는지 여부를 나타낸다. 해당 필드의 값이 1로 설정되면, 보조 스트림은 현 프레임에서 제공된다. 해당 필드의 값이 0으로 설정되면, 보조 프레임은 현 프레임에서 전달되지 않는다. 해당 값은 현 프레임 그룹의 전체 듀레이션 동안 일정하다.

[0261] NUM_DP: 해당 6비트 필드는 현 프레임 내에서 전달되는 데이터 파이프의 수를 나타낸다. 해당 필드의 값은 1에서 64 사이이고, 데이터 파이프의 수는 NUM_DP+1이다.

[0262] DP_ID: 해당 6비트 필드는 피지컬 프로파일 내에서 유일하게 식별한다.

[0263] DP_TYPE: 해당 3비트 필드는 데이터 파이프의 타입을 나타낸다. 이는 아래의 표 13에 따라 시그널링 된다.

표 13

[0264]

| 값 | 데이터 파이프 타입 |
|---|---|
| 000 | 타입 1 데이터 파이프 |
| 001 | 타입 2 데이터 파이프 |
| 010~111 | 리저브드(reserved) |

[0265] DP_GROUP_ID: 해당 8비트 필드는 현 데이터 파이프가 관련되어 있는 데이터 파이프 그룹을 식별한다. 이는 수신기가 동일한 DP_GROUP_ID를 갖게 되는 특정 서비스와 관련되어 있는 서비스 컴포넌트의 데이터 파이프에 접속하는 데 사용될 수 있다.

[0266] BASE_DP_ID: 해당 6비트 필드는 관리 계층에서 사용되는 (PSI/SI와 같은) 서비스 시그널링 데이터를 전달하는 데이터 파이프를 나타낸다. BASE_DP_ID에 의해 나타내는 데이터 파이프는 서비스 데이터와 함께 서비스 시그널링 데이터를 전달하는 노멀 데이터 파이프이거나, 서비스 시그널링 데이터만을 전달하는 전용 데이터 파이프일 수 있다.

[0267] DP_FEC_TYPE: 해당 2비트 필드는 관련된 데이터 파이프에 의해 사용되는 FEC 타입을 나타낸다. FEC 타입은 아래의 표 14에 따라 시그널링 된다.

표 14

[0268]

| 값 | FEC_TYPE |
|---|---|
| 00 | 16K LDPC |
| 01 | 64K LDPC |
| 10 ~ 11 | 리저브드(reserved) |

[0269] DP_COD: 해당 4비트 필드는 관련된 데이터 파이프에 의해 사용되는 코드 레이트(code rate)을 나타낸다. 코드 레이트(code rate)은 아래의 표 15에 따라 시그널링 된다.

표 15

[0270]

| 값 | 코드 레이트(code rate) |
|---|---|
| 0000 | 5/15 |
| 0001 | 6/15 |
| 0010 | 7/15 |
| 0011 | 8/15 |
| 0100 | 9/15 |
| 0101 | 10/15 |
| 0110 | 11/15 |
| 0111 | 12/15 |
| 1000 | 13/15 |
| 1001 ~ 1111 | 리저브드(reserved) |

[0271] DP_MOD: 해당 4비트 필드는 관련된 데이터 파이프에 의해 사용되는 변조를 나타낸다. 변조는 아래의 표 16에 따라 시그널링 된다.

표 16

[0272]

| 값 | 변조 |
|---|---|
| 0000 | QPSK |
| 0001 | QAM-16 |
| 0010 | NUQ-64 |
| 0011 | NUQ-256 |
| 0100 | NUQ-1024 |
| 0101 | NUC-16 |
| 0110 | NUC-64 |
| 0111 | NUC-256 |
| 1000 | NUC-1024 |
| 1001~1111 | 리저브드(reserved) |

[0273] DP_SSD_FLAG: 해당 1비트 필드는 SSD 모드가 관련된 데이터 파이프에서 사용되는지 여부를 나타낸다. 해당 필드의 값이 1로 설정되면, SSD는 사용된다. 해당 필드의 값이 0으로 설정되면, SSD는 사용되지 않는다.

[0274] 다음의 필드는 PHY_PROFILE가 어드벤스 프로파일을 나타내는 010과 동일할 때에만 나타난다.

[0275] DP_MIMO: 해당 3비트 필드는 어떤 타입의 MIMO 인코딩 처리가 관련된 데이터 파이프에 적용되는지 나타낸다. MIMO 인코딩 처리의 타입은 아래의 표 17에 따라 시그널링 된다.

*표 17*

[0276]

| 값 | MIMO 인코딩 |
|---|---|
| 000 | FR-SM |
| 001 | FRFD-SM |
| 010~111 | 리저브드(reserved) |

[0277] DP_TI_TYPE: 해당 1비트 필드는 타임 인터리빙의 타입을 나타낸다. 0의 값은 하나의 타임 인터리빙 그룹이 하나의 프레임에 해당하고 하나 이상의 타임 인터리빙 블록을 포함하는 것을 나타낸다. 1의 값은 하나의 타임 인터리빙 그룹이 하나보다 많은 프레임으로 전달되고 하나의 타임 인터리빙 블록만을 포함하는 것을 나타낸다.

[0278] DP_TI_LENGTH: 해당 2비트 필드(허용된 값은 1, 2, 4, 8뿐이다)의 사용은 다음과 같은 DP_TI_TYPE 필드 내에서 설정되는 값에 의해 결정된다.

[0279] DP_TI_TYPE의 값이 1로 설정되면, 해당 필드는 각각의 타임 인터리빙 그룹이 매핑되는 프레임의 수인 $P_I$를 나타내고, 타임 인터리빙 그룹당 하나의 타임 인터리빙 블록이 존재한다 ($N_{TI}$=1). 해당 2비트 필드로 허용되는 $P_I$의 값은 아래의 표 18에 정의된다.

[0280] DP_TI_TYPE의 값이 0으로 설정되면, 해당 필드는 타임 인터리빙 그룹당 타임 인터리빙 블록의 수 $N_{TI}$를 나타내고, 프레임당 하나의 타임 인터리빙 그룹이 존재한다 ($P_I$=1). 해당 2비트 필드로 허용되는 $P_I$의 값은 아래의 표 18에 정의된다.

*표 18*

[0281]

| 2비트 필드 | $P_I$ | $N_{TI}$ |
|---|---|---|
| 00 | 1 | 1 |
| 01 | 2 | 2 |
| 10 | 4 | 3 |
| 11 | 8 | 4 |

[0282] DP_FRAME_INTERVAL: 해당 2비트 필드는 관련된 데이터 파이프에 대한 프레임 그룹 내에서 프레임 간격($I_{JUMP}$)을 나타내고, 허용된 값은 1, 2, 4, 8 (해당하는 2비트 필드는 각각 00, 01, 10, 11)이다. 프레임 그룹의 모든 프레임에 나타나지 않는 데이터 파이프에 대해, 해당 필드의 값은 순차적인 프레임 사이의 간격과 동일하다. 예를 들면, 데이터 파이프가 1, 5, 9, 13 등의 프레임에 나타나면, 해당 필드의 값은 4로 설정된다. 모든 프레임에 나타나는 데이터 파이프에 대해, 해당 필드의 값은 1로 설정된다.

[0283] DP_TI_BYPASS: 해당 1비트 필드는 타임 인터리버(5050)의 가용성을 결정한다. 데이터 파이프에 대해 타임 인터리빙이 사용되지 않으면, 해당 필드 값은 1로 설정된다. 반면, 타임 인터리빙이 사용되면, 해당 필드 값은 0으로 설정된다.

[0284] DP_FIRST_FRAME_IDX: 해당 5비트 필드는 현 데이터 파이프가 발생하는 슈퍼 프레임의 첫 번째 프레임의 인덱스를 나타낸다. DP_FIRST_FRAME_IDX의 값은 0에서 31 사이다.

[0285] DP_NUM_BLOCK_MAX: 해당 10비트 필드는 해당 데이터 파이프에 대한 DP_NUM_BLOCKS의 최대값을 나타낸다. 해당 필드의 값은 DP_NUM_BLOCKS와 동일한 범위를 갖는다.

[0286] DP_PAYLOAD_TYPE: 해당 2비트 필드는 주어진 데이터 파이프에 의해 전달되는 페이로드 데이터의 타입을 나타낸다. DP_PAYLOAD_TYPE은 아래의 표 19에 따라 시그널링 된다.

표 19

[0287]

| 값 | 페이로드 타입 |
|---|---|
| 00 | TS. |
| 01 | IP |
| 10 | GS |
| 11 | 리저브드(reserved) |

[0288] DP_INBAND_MODE: 해당 2비트 필드는 현 데이터 파이프가 인 밴드(In-band) 시그널링 정보를 전달하는지 여부를 나타낸다. 인 밴드(In-band) 시그널링 타입은 아래의 표 20에 따라 시그널링 된다.

표 20

[0289]

| 값 | 인 밴드 모드(In-band mode) |
|---|---|
| 00 | 인 밴드(In-band) 시그널링이 전달되지 않음 |
| 01 | INBAND-PLS만 전달됨 |
| 10 | INBAND-ISSY만 전달됨 |
| 11 | INBAND-PLS 및 INBAND-ISSY가 전달됨 |

[0290] DP_PROTOCOL_TYPE: 해당 2비트 필드는 주어진 데이터 파이프에 의해 전달되는 페이로드의 프로토콜 타입을 나타낸다. 페이로드의 프로토콜 타입은 입력 페이로드 타입이 선택되면 아래의 표 21에 따라 시그널링 된다.

표 21

[0291]

| 값 | DP_PAYLOAD_TYPE이 TS인 경우 | DP_PAYLOAD_TYPE이 IP인 경우 | DP_PAYLOAD_TYPE이 GS인 경우 |
|---|---|---|---|
| 00 | MPEG2-TS | IPv4 | (Note) |
| 01 | 리저브드(reserved) | IPv6 | 리저브드(reserved) |
| 10 | 리저브드(reserved) | 리저브드(reserved) | 리저브드(reserved) |
| 11 | 리저브드(reserved) | 리저브드(reserved) | 리저브드(reserved) |

[0292] DP_CRC_MODE: 해당 2비트 필드는 CRC 인코딩이 인풋 포맷 블록에서 사용되는지 여부를 나타낸다. CRC 모드는 아래의 표 22에 따라 시그널링 된다.

표 22

[0293]

| 값 | CRC 모드 |
|---|---|
| 00 | 사용되지 않음 |
| 01 | CRC-8 |
| 10 | CRC-16 |
| 11 | CRC-32 |

[0294] DNP_MODE: 해당 2비트 필드는 DP_PAYLOAD_TYPE이 TS ('00')로 설정되는 경우에 관련된 데이터 파이프에 의해 사용되는 널 패킷 삭제 모드를 나타낸다. DNP_MODE는 아래의 표 23에 따라 시그널링 된다. DP_PAYLOAD_TYPE이 TS ('00')가 아니면, DNP_MODE는 00의 값으로 설정된다.

표 23

[0295]

| 값 | 널 패킷 삭제 모드 |
|---|---|
| 00 | 사용되지 않음 |
| 01 | DNP-NORMAL |
| 10 | DNP-OFFSET |
| 11 | 리저브드(reserved) |

[0296] ISSY_MODE: 해당 2비트 필드는 DP_PAYLOAD_TYPE이 TS ('00')로 설정되는 경우에 관련된 데이터 파이프에 의해 사용되는 ISSY 모드를 나타낸다. ISSY_MODE는 아래의 표 24에 따라 시그널링 된다. DP_PAYLOAD_TYPE이 TS ('00')가 아니면, ISSY_MODE는 00의 값으로 설정된다.

표 24

[0297]

| 값 | ISSY 모드 |
|---|---|
| 00 | 사용되지 않음 |
| 01 | ISSY-UP |
| 10 | ISSY-BBF |
| 11 | 리저브드(reserved) |

[0298] HC_MODE_TS: 해당 2비트 필드는 DP_PAYLOAD_TYPE이 TS ('00')로 설정되는 경우에 관련된 데이터 파이프에 의해 사용되는 TS 헤더 압축 모드를 나타낸다. HC_MODE_TS는 아래의 표 25에 따라 시그널링 된다.

표 25

[0299]

| 값 | 헤더 압축 모드 |
|---|---|
| 00 | HC_MODE_TS 1 |
| 01 | HC_MODE_TS 2 |
| 10 | HC_MODE_TS 3 |
| 11 | HC_MODE_TS 4 |

[0300] HC_MODE_IP: 해당 2비트 필드는 DP_PAYLOAD_TYPE이 IP ('01')로 설정되는 경우에 IP 헤더 압축 모드를 나타낸다. HC_MODE_IP는 아래의 표 26에 따라 시그널링 된다.

표 26

[0301]

| 값 | 헤더 압축 모드 |
|---|---|
| 00 | 압축 없음 |
| 01 | HC_MODE_IP 1 |
| 10-11 | 리저브드(reserved) |

[0302] PID: 해당 13비트 필드는 DP_PAYLOAD_TYPE이 TS ('00')로 설정되고 HC_MODE_TS가 01 또는 10으로 설정되는 경우에 TS 헤더 압축을 위한 PID 수를 나타낸다.

[0303] RESERVED: 해당 8비트 필드는 추후 사용을 위해 리저브드(reserved)된다.

[0304] 다음 필드는 FIC_FLAG가 1과 동일할 때만 나타난다.

[0305] FIC_VERSION: 해당 8비트 필드는 FIC의 버전 넘버를 나타낸다.

[0306] FIC_LENGTH_BYTE: 해당 13비트 필드는 FIC의 길이를 바이트 단위로 나타낸다.

[0307] RESERVED: 해당 8비트 필드는 추후 사용을 위해 리저브드(reserved)된다.

[0308] 다음 필드는 AUX_FLAG가 1과 동일할 때만 나타난다.

[0309] NUM_AUX: 해당 4비트 필드는 보조 스트림의 수를 나타낸다. 제로는 보조 스트림이 사용되지 않는 것을 나타낸다.

[0310] AUX_CONFIG_RFU: 해당 8비트 필드는 추후 사용을 위해 리저브드(reserved)된다.

[0311] AUX_STREAM_TYPE: 해당 4비트는 현 보조 스트림의 타입을 나타내기 위한 추후 사용을 위해 리저브드(reserved)된다.

[0312] AUX_PRIVATE_CONFIG: 해당 28비트 필드는 보조 스트림을 시그널링 하기 위한 추후 사용을 위해 리저브드(reserved)된다.

[0314] 도 15는 본 발명의 다른 일 실시예에 따른 PLS2 데이터를 나타낸다.

[0315] 도 15는 PLS2 데이터의 PLS2-DYN을 나타낸다. PLS2-DYN 데이터의 값은 하나의 프레임 그룹의 듀레이션 동안 변화할 수 있는 반면, 필드의 사이즈는 일정하다.

[0316] PLS2-DYN 데이터의 필드의 구체적인 내용은 다음과 같다.

[0317] FRAME_INDEX: 해당 5비트 필드는 슈퍼 프레임 내에서 현 프레임의 프레임 인덱스를 나타낸다. 슈퍼 프레임의 첫 번째 프레임의 인덱스는 0으로 설정된다.

[0318] PLS_CHANGE_COUNTER: 해당 4비트 필드는 구성이 변화하기 전의 슈퍼 프레임의 수를 나타낸다. 구성이 변화하는 다음 슈퍼 프레임은 해당 필드 내에서 시그널링 되는 값에 의해 나타낸다. 해당 필드의 값이 0000으로 설정되면, 이는 어떠한 예정된 변화도 예측되지 않는 것을 의미한다. 예를 들면, 1의 값은 다음 슈퍼 프레임에 변화가 있다는 것을 나타낸다.

[0319] FIC_CHANGE_COUNTER: 해당 4비트 필드는 구성(즉, FIC의 콘텐츠)이 변화하기 전의 슈퍼 프레임의 수를 나타낸다. 구성이 변화하는 다음 슈퍼 프레임은 해당 필드 내에서 시그널링 되는 값에 의해 나타낸다. 해당 필드의 값이 0000으로 설정되면, 이는 어떠한 예정된 변화도 예측되지 않는 것을 의미한다. 예를 들면, 0001의 값은 다음 슈퍼 프레임에 변화가 있다는 것을 나타낸다.

[0320] RESERVED: 해당 16비트 필드는 추후 사용을 위해 리저브드(reserved)된다.

[0321] 다음 필드는 현 프레임에서 전달되는 데이터 파이프와 관련된 파라미터를 설명하는 NUM_DP에서의 루프(loop)에 나타난다.

[0322] DP_ID: 해당 6비트 필드는 피지컬 프로파일 내에서 데이터 파이프를 유일하게 나타낸다.

[0323] DP_START: 해당 15비트 (또는 13비트) 필드는 DPU 어드레싱(addressing) 기법을 사용하여 데이터 파이프의 첫 번째의 시작 위치를 나타낸다. DP_START 필드는 아래의 표 27에 나타낸 바와 같이 피지컬 프로파일 및 FFT 사이즈에 따라 다른 길이를 갖는다.

*표 27*

[0324]

| 피지컬 프로파일 | DP_START 필드 사이즈 | |
|---|---|---|
| | 64K | 16K |
| 베이스 | 13 비트 | 15 비트 |
| 핸드헬드 | - | 13 비트 |
| 어드벤스 | 13 비트 | 15 비트 |

[0325] DP_NUM_BLOCK: 해당 10비트 필드는 현 데이터 파이프에 대한 현 타임 인터리빙 그룹에서 FEC 블록의 수를 나타낸다. DP_NUM_BLOCK의 값은 0에서 1023 사이에 있다.

[0326] RESERVED: 해당 8비트 필드는 추후 사용을 위해 리저브드(reserved)된다.

[0327] 다음의 필드는 EAC와 관련된 FIC 파라미터를 나타낸다.

[0328] EAC_FLAG: 해당 1비트 필드는 현 프레임에서 EAC의 존재를 나타낸다. 해당 비트는 프리앰블에서 EAC_FLAG와 같은 값이다.

[0329] EAS_WAKE_UP_VERSION_NUM: 해당 8비트 필드는 자동 활성화 지시의 버전 넘버를 나타낸다.

[0330] EAC_FLAG 필드가 1과 동일하면, 다음의 12비트가 EAC_LENGTH_BYTE 필드에 할당된다. EAC_FLAG 필드가 0과 동일하면, 다음의 12비트가 EAC_COUNTER에 할당된다.

[0331] EAC_LENGTH_BYTE: 해당 12비트 필드는 EAC의 길이를 바이트로 나타낸다.

[0332] EAC_COUNTER: 해당 12비트 필드는 EAC가 도달하는 프레임 전의 프레임의 수를 나타낸다.

[0333] 다음 필드는 AUX_FLAG 필드가 1과 동일한 경우에만 나타난다.

[0334] AUX_PRIVATE_DYN: 해당 48비트 필드는 보조 스트림을 시그널링 하기 위한 추후 사용을 위해 리저브드(reserved)된다. 해당 필드의 의미는 설정 가능한 PLS2-STAT에서 AUX_STREAM_TYPE의 값에 의존한다.

[0335] CRC_32: 전체 PLS2에 적용되는 32비트 에러 검출 코드.

[0336] 도 16은 본 발명의 일 실시예에 따른 프레임의 로지컬(logical) 구조를 나타낸다.

[0337] 전술한 바와 같이, PLS, EAC, FIC, 데이터 파이프, 보조 스트림, 더미 셀은 프레임에서 OFDM 심볼의 액티브(active) 캐리어에 매핑된다. PLS1 및 PLS2는 처음에 하나 이상의 FSS에 매핑된다. 그 후, EAC가 존재한다면 EAC 셀은 바로 뒤따르는 PLS 필드에 매핑된다. 다음에 FIC가 존재한다면 FIC 셀이 매핑된다. 데이터 파이프는 PLS 다음에 매핑되거나, EAC 또는 FIC가 존재하는 경우, EAC 또는 FIC 이후에 매핑된다. 타입 1 데이터 파이프가 처음에 매핑되고, 타입 2 데이터 파이프가 다음에 매핑된다. 데이터 파이프의 타입의 구체적인 내용은 후술한다. 일부 경우, 데이터 파이프는 EAS에 대한 일부 특수 데이터 또는 서비스 시그널링 데이터를 전달할 수 있다. 보조 스트림 또는 스트림은 존재한다면 데이터 파이프를 다음에 매핑되고 여기에는 차례로 더미 셀이 뒤따른다. 전술한 순서, 즉, PLS, EAC, FIC, 데이터 파이프, 보조 스트림, 및 더미 셀의 순서로 모두 함께 매핑하면 프레임에서 셀 용량을 정확히 채운다.

[0338] 도 17은 본 발명의 일 실시예에 따른 PLS 매핑을 나타낸다.

[0339] PLS 셀은 FSS의 액티브(active) 캐리어에 매핑된다. PLS가 차지하는 셀의 수에 따라, 하나 이상의 심볼이 FSS로 지정되고, FSS의 수 NFSS는 PLS1에서의 NUM_FSS에 의해 시그널링된다. FSS는 PLS 셀을 전달하는 특수한 심볼이다. 경고성 및 지연 시간(latency)은 PLS에서 중대한 사안이므로, FSS는 높은 파일럿 밀도를 가지고 있어 고속 동기화 및 FSS 내에서의 주파수만의 인터폴레이션(interpoloation, 보간)을 가능하게 한다.

[0340] PLS 셀은 도 17의 예에 나타낸 바와 같이 하향식으로 FSS의 액티브(active) 캐리어에 매핑된다. PLS1 셀은 처음에 첫 FSS의 첫 셀부터 셀 인덱스의 오름차순으로 매핑된다. PLS2 셀은 PLS1의 마지막 셀 직후에 뒤따르고, 매핑은 첫 FSS의 마지막 셀 인덱스까지 아래방향으로 계속된다. 필요한 PLS 셀의 총 수가 하나의 FSS의 액티브(active) 캐리어의 수를 초과하면, 매핑은 다음 FSS로 진행되고 첫 FSS와 완전히 동일한 방식으로 계속된다.

[0341] PLS 매핑이 완료된 후, 데이터 파이프가 다음에 전달된다. EAC, FIC 또는 둘 다 현 프레임에 존재하면, EAC 및 FIC는PLS와 노멀 데이터 파이프 사이에 배치된다.

[0342] 도 18은 본 발명의 일 실시예에 따른 EAC 매핑을 나타낸다.

[0343] EAC는 EAS 메시지를 전달하는 전용 채널이고 EAS에 대한 데이터 파이프에 연결된다. EAS 지원은 제공되지만, EAC 자체는 모든 프레임에 존재할 수도 있고 존재하지 않을 수도 있다. EAC가 존재하는 경우, EAC는 PLS2 셀의 직후에 매핑된다. PLS 셀을 제외하고 FIC, 데이터 파이프, 보조 스트림 또는 더미 셀 중 어느 것도 EAC 앞에 위치하지 않는다. EAC 셀의 매핑 절차는 PLS와 완전히 동일하다.

[0344] EAC 셀은 도 18의 예에 나타낸 바와 같이 PLS2의 다음 셀부터 셀 인덱스의 오름차순으로 매핑된다. EAS 메시지 크기에 따라, 도 18에 나타낸 바와 같이 EAC 셀은 적은 심볼을 차지할 수 있다.

[0345] EAC 셀은 PLS2의 마지막 셀 직후에 뒤따르고, 매핑은 마지막 FSS의 마지막 셀 인덱스까지 아래방향으로 계속된다. 필요한 EAC 셀의 총 수가 마지막 FSS의 남아 있는 액티브(active) 캐리어의 수를 초과하면, EAC 매핑은 다음 심볼로 진행되며, FSS와 완전히 동일한 방식으로 계속된다. 이 경우 EAC의 매핑이 이루어지는 다음 심볼은 노멀 데이터 심볼이고, 이는 FSS보다 더 많은 액티브(active) 캐리어를 갖는다.

[0346] EAC 매핑이 완료된 후, 존재한다면 FIC가 다음에 전달된다. FIC가 전송되지 않으면(PLS2 필드에서 시그널링으로), 데이터 파이프가 EAC의 마지막 셀 직후에 뒤따른다.

[0347] 도 19는 본 발명의 일 실시예에 따른 FIC 매핑을 나타낸다.

[0348] (a)는 EAC 없이 FIC 셀의 매핑의 예를 나타내고, (b)는 EAC와 함께 FIC 셀의 매핑의 예를 나타낸다.

[0349] FIC는 고속 서비스 획득 및 채널 스캔을 가능하게 하기 위해 계층간 정보(cross-layer information)를 전달하는

전용 채널이다. 해당 정보는 주로 데이터 파이프 사이의 채널 바인딩 (channel binding) 정보 및 각 방송사의 서비스를 포함한다. 고속 스캔을 위해, 수신기는 FIC를 디코딩하고 방송사 ID, 서비스 수, BASE_DP_ID와 같은 정보를 획득할 수 있다. 고속 서비스 획득을 위해, FIC뿐만 아니라 베이스 데이터 파이프도 BASE_DP_ID를 이용해서 디코딩 될 수 있다. 베이스 데이터 파이프가 전송하는 콘텐트를 제외하고, 베이스 데이터 파이프는 노멀 데이터 파이프와 정확히 동일한 방식으로 인코딩되어 프레임에 매핑된다. 따라서, 베이스 데이터 파이프에 대한 추가 설명이 필요하지 않다. FIC 데이터가 생성되어 관리 계층에서 소비된다. FIC 데이터의 콘텐트는 관리 계층 사양에 설명된 바와 같다.

[0350] FIC 데이터는 선택적이고, FIC의 사용은 PLS2의 스태틱(static, 정적)인 부분에서 FIC_FLAG 파라미터에 의해 시그널링 된다. FIC가 사용되면, FIC_FLAG는 1로 설정되고, FIC에 대한 시그널링 필드는 PLS2의 스태틱(static, 정적)인 부분에서 정의된다. 해당 필드에서 시그널링되는 것은 FIC_VERSION이고, FIC_LENGTH_BYTE. FIC는 PLS2와 동일한 변조, 코딩, 타임 인터리빙 파라미터를 사용한다. FIC는 PLS2_MOD 및 PLS2_FEC와 같은 동일한 시그널링 파라미터를 공유한다. FIC 데이터는 존재한다면 PLS2 후에 매핑되거나, EAC가 존재하는 경우 EAC 직후에 매핑된다. 노멀 데이터 파이프, 보조 스트림, 또는 더미 셀 중 어느 것도 FIC 앞에 위치하지 않는다. FIC 셀을 매핑하는 방법은 EAC와 완전히 동일하고, 이는 다시 PLS와 동일하다.

[0351] PLS 후의 EAC가 존재하지 않는 경우, FIC 셀은 (a)의 예에 나타낸 바와 같이 PLS2의 다음 셀부터 셀 인덱스의 오름차순으로 매핑된다. FIC 데이터 사이즈에 따라, (b)에 나타낸 바와 같이, FIC 셀은 수 개의 심볼에 대해서 매핑된다.

[0352] FIC 셀은 PLS2의 마지막 셀 직후에 뒤따르고, 매핑은 마지막 FSS의 마지막 셀 인덱스까지 아래방향으로 계속된다. 필요한 FIC 셀의 총 수가 마지막 FSS의 남아 있는 액티브(active) 캐리어의 수를 초과하면, 나머지 FIC 셀의 매핑은 다음 심볼로 진행되며 이는 FSS와 완전히 동일한 방식으로 계속된다. 이 경우, FIC가 매핑되는 다음 심볼은 노멀 데이터 심볼이며, 이는 FSS보다 더 많은 액티브(active) 캐리어를 갖는다.

[0353] EAS 메시지가 현 프레임에서 전송되면, EAC는 FIC 보다 먼저 매핑되고 (b)에 나타낸 바와 같이 EAC의 다음 셀부터 FIC 셀은 셀 인덱스의 오름차순으로 매핑된다.

[0354] FIC 매핑이 완료된 후, 하나 이상의 데이터 파이프가 매핑되고, 이후 존재한다면 보조 스트림, 더미 셀이 뒤따른다.

[0355] 도 20은 본 발명의 일 실시예에 따른 데이터 파이프의 타입을 나타낸다.

[0356] (a)는 타입 1 데이터 파이프를 나타내고, (b)는 타입 2 데이터 파이프를 나타낸다.

[0357] 선행하는 채널, 즉 PLS, EAC, FIC가 매핑된 후, 데이터 파이프의 셀이 매핑된다. 데이터 파이프는 매핑 방법에 따라 두 타입 중 하나로 분류된다.

[0358] 타입 1 데이터 파이프: 데이터 파이프가 TDM에 의해 매핑된다.

[0359] 타입 2 데이터 파이프: 데이터 파이프가 FDM에 의해 매핑된다.

[0360] 데이터 파이프의 타입은 PLS2의 스태틱(static, 정적)인 부분에서 DP_TYPE 필드에 의해 나타낸다. 도 20은 타입 1 데이터 파이프 및 타입 2 데이터 파이프의 매핑 순서를 나타낸다. 타입 1 데이터 파이프는 우선 셀 인덱스의 오름차순으로 매핑된 후, 마지막 셀 인덱스에 도달한 후, 심볼 인덱스가 1씩 증가된다. 다음 심볼 내에서, 데이터 파이프는 p = 0을 시작으로 셀 인덱스의 오름차순으로 계속 매핑된다. 하나의 프레임에서 함께 매핑되는 다수의 데이터 파이프와 함께, 각각의 타입 1 데이터 파이프는 데이터 파이프의 TDM과 유사하게 시간으로 그루핑된다.

[0361] 타입 2 데이터 파이프는 우선 심볼 인덱스의 오름차순으로 매핑되고, 프레임의 마지막 OFDM 심볼에 도달한 후, 셀 인덱스는 1씩 증가하고, 심볼 인덱스는 첫 번째 가용 심볼로 되돌아 간 후, 그 심볼 인덱스부터 증가한다. 하나의 프레임에서 다수의 데이터 파이프를 매핑한 후, 각각의 타입 2 데이터 파이프는 데이터 파이프의 FDM과 유사하게 주파수로 그루핑된다.

[0362] 타입 1 데이터 파이프 및 타입 2 데이터 파이프는 필요시 프레임에서 공존할 수 있는데, 타입 1 데이터 파이프가 항상 타입 2 데이터 파이프에 선행한다는 제한이 있다. 타입 1 및 타입 2 데이터 파이프를 전달하는 OFDM 셀의 총 수는 데이터 파이프의 전송에 사용할 수 있는 OFDM 셀의 총 수를 초과할 수 없다.

*수학식 2*

[0363] $$D_{DP1} + D_{DP2} \leq D_{DP}$$

[0364] 이때, $D_{DP1}$는 타입 1 데이터 파이프가 차지하는 OFDM 셀의 수에 해당하고, $D_{DP2}$는 타입 2 데이터 파이프가 차지하는 셀의 수에 해당한다. PLS, EAC, FIC가 모두 타입 1 데이터 파이프와 마찬가지 방식으로 매핑되므로, PLS, EAC, FIC는 모두 "타입 1 매핑 규칙"에 따른다. 따라서, 대체로 타입 1 매핑이 항상 타입 2 매핑에 선행한다.

[0365] 도 21은 본 발명의 일 실시예에 따른 데이터 파이프 매핑을 나타낸다.

[0366] (a)는 타입 1 데이터 파이프를 매핑하기 위한 OFDM 셀의 어드레싱을 나타내고, (b)는 타입 2 데이터 파이프를 매핑하기 위한 OFDM 셀의 어드레싱을 나타낸다.

[0367] 타입 1 데이터 파이프(0, …, DDP1-1)를 매핑하기 위한 OFDM 셀의 어드레싱은 타입 1 데이터 파이프의 액티브(active) 데이터 셀에 대해 정의된다. 어드레싱 방식은 각각의 타입 1 데이터 파이프에 대한 타임 인터리빙으로부터의 셀이 액티브(active) 데이터 셀에 할당되는 순서를 정의한다. 어드레싱 방식은 또한 PLS2의 다이나믹(dynamic, 동적) 부분에서 데이터 파이프의 위치를 시그널링 하는 데 사용된다.

[0368] EAC 및 FIC 없이, 어드레스 0은 마지막 FSS에서 PLS를 전달하는 마지막 셀에 바로 뒤따르는 셀을 말한다. EAC가 전송되고, FIC가 해당하는 프레임에 없으면, 어드레스 0은 EAC를 전달하는 마지막 셀에 바로 뒤따르는 셀을 말한다. FIC가 해당하는 프레임에서 전송되면, 어드레스 0은 FIC를 전달하는 마지막 셀에 바로 뒤따르는 셀을 말한다. 타입 1 데이터 파이프에 대한 어드레스 0은 (a)에 나타낸 바와 같은 두 가지 서로 다른 경우를 고려해서 산출될 수 있다. (a)의 예에서, PLS, EAC, FIC는 모두 전송된다고 가정한다. EAC와 FIC 중 하나 또는 모두가 생략되는 경우로의 확장은 자명하다. (a)의 좌측에 나타낸 바와 같이 FIC까지 모든 셀을 매핑한 후에 FSS에 남아 있는 셀이 있으면.

[0369] 타입 2 데이터 파이프(0, …, DDP2-1)를 매핑하기 위한 OFDM 셀의 어드레싱은 타입 2 데이터 파이프의 액티브(active) 데이터 셀에 대해 정의된다. 어드레싱 방식은 각각의 타입 2 데이터 파이프에 대한 타임 인터리빙으로부터의 셀이 액티브(active) 데이터 셀에 할당되는 순서를 정의한다. 어드레싱 방식은 또한 PLS2의 다이나믹(dynamic, 동적) 부분에서 데이터 파이프의 위치를 시그널링 하는 데 사용된다.

[0370] (b)에 나타낸 바와 같이, 세 가지 약간 다른 경우가 가능하다. (b)의 좌측에 나타낸 첫 번째 경우에, 마지막 FSS에 있는 셀은 타입 2 데이터 파이프 매핑에 사용될 수 있다. 중앙에 나타낸 두 번째 경우에, FIC는 노멀 심볼의 셀을 차지하지만, 해당 심볼에서의 FIC 셀의 수는 $C_{FSS}$보다 크지 않다. (b)의 우측에 나타낸 세 번째 경우는 해당 심볼에 매핑된 FIC 셀의 수가 $C_{FSS}$를 초과한다는 점을 제외하고 두 번째 경우와 동일하다.

[0371] PLS, EAC, FIC가 타입 1 데이터 파이프와 동일한 "타입 1 매핑 규칙"에 따르므로, 타입 1 데이터 파이프가 타입 2 데이터 파이프에 선행하는 경우로의 확장은 자명하다.

[0372] 데이터 파이프 유닛(DPU)은 프레임에서 데이터 셀을 데이터 파이프에 할당하는 기본 단위이다.

[0373] DPU는 프레임에서 데이터 파이프의 위치를 찾아내기 위한 시그널링 단위로 정의된다. 셀 매퍼(7010)는 각각의 데이터 파이프에 대해 타임 인터리빙에 의해 생성된 셀을 매핑할 수 있다. 타임 인터리버(5050)는 일련의 타임 인터리빙 블록을 출력하고, 각각의 타임 인터리빙 블록은 XFECBLOCK의 가변 수를 포함하고, 이는 결국 셀의 집합으로 구성된다. XFECBLOCK에서의 셀의 수 $N_{cells}$는 FECBLOCK 사이즈, $N_{ldpc}$, 컨스텔레이션 심볼당 전송되는 비트 수에 의존한다. DPU는 주어진 피지컬 프로파일에서 지원되는 XFECBLOCK에서의 셀의 수 $N_{cells}$의 모든 가능한 값의 최대 공약수로 정의된다. 셀에서의 DPU의 길이는 $L_{DPU}$로 정의된다. 각각의 피지컬 프로파일은 FECBLOCK 사이즈의 서로 다른 조합 및 컨스텔레이션 심볼당 다른 비트 수를 지원하므로, $L_{DPU}$는 피지컬 프로파일을 기초로 정의된다.

[0374] 도 22는 본 발명의 일 실시예에 따른 FEC 구조를 나타낸다.

[0375] 도 22는 비트 인터리빙 전의 본 발명의 일 실시예에 따른 FEC 구조를 나타낸다. 전술한 바와 같이, 데이터 FEC 인코더는 외부 코딩(BCH) 및 내부 코딩(LDPC)을 이용하여 FECBLOCK 절차를 생성하기 위해 입력 BBF에 FEC 인코

딩을 실행할 수 있다. 도시된 FEC 구조는 FECBLOCK에 해당한다. 또한, FECBLOCK 및 FEC 구조는 LDPC 코드워드의 길이에 해당하는 동일한 값을 갖는다.

[0376] 도 22에 도시된 바와 같이, BCH 인코딩이 각각의 BBF($K_{bch}$ 비트)에 적용된 후, LDPC 인코딩이 BCH - 인코딩된 BBF($K_{ldpc}$ 비트 = $N_{bch}$ 비트)에 적용된다.

[0377] $N_{ldpc}$의 값은 64800 비트 (롱 FECBLOCK) 또는 16200 비트 (쇼트 FECBLOCK)이다.

[0378] 아래의 표 28 및 표 29는 롱 FECBLOCK 및 쇼트 FECBLOCK 각각에 대한 FEC 인코딩 파라미터를 나타낸다.

*표 28*

[0379]

| LDPC 비율 | $N_{ldpc}$ | $K_{ldpc}$ | $K_{bch}$ | BCH 에러 정정 능력 | $N_{bch}$-$K_{bch}$ |
|---|---|---|---|---|---|
| 5/15 | 64800 | 21600 | 21408 | 12 | 192 |
| 6/15 | | 25920 | 25728 | | |
| 7/15 | | 30240 | 30048 | | |
| 8/15 | | 34560 | 34368 | | |
| 9/15 | | 38880 | 38688 | | |
| 10/15 | | 43200 | 43008 | | |
| 11/15 | | 47520 | 47328 | | |
| 12/15 | | 51840 | 51648 | | |
| 13/15 | | 56160 | 55968 | | |

*표 29*

[0380]

| LDPC 비율 | $N_{ldpc}$ | $K_{ldpc}$ | $K_{bch}$ | BCH 에러 정정 능력 | $N_{bch}$-$K_{bch}$ |
|---|---|---|---|---|---|
| 5/15 | 16200 | 5400 | 5232 | 12 | 168 |
| 6/15 | | 6480 | 6312 | | |
| 7/15 | | 7560 | 7392 | | |
| 8/15 | | 8640 | 8472 | | |
| 9/15 | | 9720 | 9552 | | |
| 10/15 | | 10800 | 10632 | | |
| 11/15 | | 11880 | 11712 | | |
| 12/15 | | 12960 | 12792 | | |
| 13/15 | | 14040 | 13872 | | |

[0381] BCH 인코딩 및 LDPC 인코딩의 구체적인 동작은 다음과 같다.

[0382] 12-에러 정정 BCH 코드가 BBF의 외부 인코딩에 사용된다. 쇼트 FECBLOCK 및 롱 FECBLOCK에 대한 BBF 생성 다항식은 모든 다항식을 곱함으로써 얻어진다.

[0383] LDPC 코드는 외부 BCH 인코딩의 출력을 인코딩하는 데 사용된다. 완성된 $B_{ldpc}$ (FECBLOCK)를 생성하기 위해, $P_{ldpc}$ (패리티 비트)가 각각의 $I_{ldpc}$ (BCH - 인코딩된 BBF)로부터 조직적으로 인코딩되고, $I_{ldpc}$에 첨부된다. 완성된 $B_{ldpc}$ (FECBLOCK)는 다음의 수학식으로 표현된다.

*수학식 3*

[0384]
$$B_{ldpc} = [\mathbf{I}_{ldpc}\ \mathbf{P}_{ldpc}] = [i_0, i_1, \ldots, i_{K_{ldpc}-1},\ p_0, p_1, \ldots, p_{N_{ldpc}-K_{ldpc}-1}]$$

[0385] 롱 FECBLOCK 및 쇼트 FECBLOCK에 대한 파라미터는 위의 표 28 및 29에 각각 주어진다.

[0386] 롱 FECBLOCK에 대해 $N_{ldpc}$ - $K_{ldpc}$ 패리티 비트를 계산하는 구체적인 절차는 다음과 같다.

[0387] 1) 패리티 비트 초기화

*수학식 4*

[0388] $$p_0 = p_1 = p_2 = \ldots = p_{N_{ldpc}-K_{ldpc}-1} = 0$$

[0389] 2) 패리티 체크 매트릭스의 어드레스의 첫 번째 행에서 특정된 패리티 비트 어드레스에서 첫 번째 정보 비트 $i_0$ 누산(accumulate). 패리티 체크 매트릭스의 어드레스의 상세한 내용은 후술한다. 예를 들면, 비율 13/15에 대해,

*수학식 5*

$p_{983} = p_{983} \oplus i_0$ $p_{2815} = p_{2815} \oplus i_0$

$p_{4837} = p_{4837} \oplus i_0$ $p_{4989} = p_{4989} \oplus i_0$

$p_{6138} = p_{6138} \oplus i_0$ $p_{6458} = p_{6458} \oplus i_0$

$p_{6921} = p_{6921} \oplus i_0$ $p_{6974} = p_{6974} \oplus i_0$

$p_{7572} = p_{7572} \oplus i_0$ $p_{8260} = p_{8260} \oplus i_0$

[0390] $p_{8496} = p_{8496} \oplus i_0$

[0391] 3) 다음 359개의 정보 비트 $i_s$, s=1, 2, …, 359에 대해, 다음의 수학식을 이용하여 패리티 비트 어드레스에서 $i_s$ 누산(accumulate).

*수학식 6*

[0392] $$\{x + (s \mod 360) \times Q_{ldpc}\} \mod (N_{ldpc} - K_{ldpc})$$

[0393] 여기서, x는 첫 번째 비트 $i_0$에 해당하는 패리티 비트 누산기의 어드레스를 나타내고, $Q_{ldpc}$는 패리티 체크 매트릭스의 어드레서에서 특정된 코드 레이트(code rate) 의존 상수이다. 상기 예인, 비율 13/15에 대한, 따라서 정보 비트 $i_1$에 대한 $Q_{ldpc}$ = 24에 계속해서, 다음 동작이 실행된다.

*수학식 7*

$p_{1007} = p_{1007} \oplus i_1$ $p_{2839} = p_{2839} \oplus i_1$

$p_{4861} = p_{4861} \oplus i_1$ $p_{5013} = p_{5013} \oplus i_1$

$p_{6162} = p_{6162} \oplus i_1$ $p_{6482} = p_{6482} \oplus i_1$

$p_{6945} = p_{6945} \oplus i_1$ $p_{6998} = p_{6998} \oplus i_1$

$p_{7596} = p_{7596} \oplus i_1$ $p_{8284} = p_{8284} \oplus i_1$

[0394] $p_{8520} = p_{8520} \oplus i_1$

[0395] 4) 361번째 정보 비트 $i_{360}$에 대해, 패리티 비트 누산기의 어드레스는 패리티 체크 매트릭스의 어드레스의 두 번째 행에 주어진다. 마찬가지 방식으로, 다음 359개의 정보 비트 $i_s$, s= 361, 362, …, 719에 대한 패리티 비트

누산기의 어드레스는 수학식 6을 이용하여 얻어진다. 여기서, x는 정보 비트 $i_{360}$에 해당하는 패리티 비트 누산기의 어드레스, 즉 패리티 체크 매트릭스의 두 번째 행의 엔트리를 나타낸다.

[0396] 5) 마찬가지 방식으로, 360개의 새로운 정보 비트의 모든 그룹에 대해, 패리티 체크 매트릭스의 어드레스로부터의 새로운 행은 패리티 비트 누산기의 어드레스를 구하는 데 사용된다.

[0397] 모든 정보 비트가 이용된 후, 최종 패리티 비트가 다음과 같이 얻어진다.

[0398] 6) i=1로 시작해서 다음 동작을 순차적으로 실행

*수학식 8*

[0399] $$p_i = p_i \oplus p_{i-1}, \quad i = 1,2,..., N_{ldpc} - K_{ldpc} - 1$$

[0400] 여기서 $p_i$, i=0,1,...$N_{ldpc}$ - $K_{ldpc}$ - 1의 최종 콘텐트는 패리티 비트 $p_i$와 동일하다.

*표 30*

[0401]

| 코드 레이트(code rate) | $Q_{ldpc}$ |
|---|---|
| 5/15 | 120 |
| 6/15 | 108 |
| 7/15 | 96 |
| 8/15 | 84 |
| 9/15 | 72 |
| 10/15 | 60 |
| 11/15 | 48 |
| 12/15 | 36 |
| 13/15 | 24 |

[0402] 표 30을 표 31로 대체하고, 롱 FECBLOCK에 대한 패리티 체크 매트릭스의 어드레스를 쇼트 FECBLOCK에 대한 패리티 체크 매트릭스의 어드레스로 대체하는 것을 제외하고, 쇼트 FECBLOCK에 대한 해당 LDPC 인코딩 절차는 롱 FECBLOCK에 대한 t LDPC 인코딩 절차에 따른다.

*표 31*

[0403]

| 코드 레이트(code rate) | $Q_{ldpc}$ |
|---|---|
| 5/15 | 30 |
| 6/15 | 27 |
| 7/15 | 24 |
| 8/15 | 21 |
| 9/15 | 18 |
| 10/15 | 15 |
| 11/15 | 12 |
| 12/15 | 9 |
| 13/15 | 6 |

[0404] 도 23은 본 발명의 일 실시예에 따른 비트 인터리빙을 나타낸다.

[0405] LDPC 인코더의 출력은 비트 인터리빙되는데, 이는 QCB (quasi-cyclic block) 인터리빙 및 내부 그룹 인터리빙이 뒤따르는 패리티 인터리빙으로 구성된다.

[0406] (a)는 QCB 인터리빙을 나타내고, (b)는 내부 그룹 인터리빙을 나타낸다.

[0407] FECBLOCK은 패리티 인터리빙될 수 있다. 패리티 인터리빙의 출력에서, LDPC 코드워드는 롱 FECBLOCK에서 180개의 인접하는 QCB으로 구성되고, 쇼트 FECBLOCK에서 45개의 인접하는 QCB으로 구성된다. 롱 또는 쇼트 FECBLOCK

에서의 각각의 QCB는 360비트로 구성된다. 패리티 인터리빙된 LDPC 코드워드는 QCB 인터리빙에 의해 인터리빙된다. QCB 인터리빙의 단위는 QCB이다. 패리티 인터리빙의 출력에서의 QCB는 도 23에 나타낸 바와 같이 QCB 인터리빙에 의해 퍼뮤테이션되는데, 여기서 FECBLOCK 길이에 따라 $N_{cells}$ = 64800/ $\eta_{MOD}$ 또는 16200/ $\eta_{MOD}$이다. QCB 인터리빙 패턴은 변조 타입 및 LDPC 코드 레이트(code rate)의 각 조합에 고유하다.

[0408] QCB 인터리빙 후에, 내부 그룹 인터리빙이 아래의 표 32에 정의된 변조 타입 및 차수( $\eta_{MOD}$)에 따라 실행된다. 하나의 내부 그룹에 대한 QCB의 수 $N_{QCB_IG}$도 정의된다.

표 32

[0409]

| 변조 타입 | $\eta_{mod}$ | $N_{QCB_IG}$ |
|---|---|---|
| QAM-16 | 4 | 2 |
| NUC-16 | 4 | 4 |
| NUQ-64 | 6 | 3 |
| NUC-64 | 6 | 6 |
| NUQ-256 | 8 | 4 |
| NUC-256 | 8 | 8 |
| NUQ-1024 | 10 | 5 |
| NUC-1024 | 10 | 10 |

[0410] 내부 그룹 인터리빙 과정은 QCB 인터리빙 출력의 $N_{QCB_IG}$개의 QCB로 실행된다. 내부 그룹 인터리빙은 360개의 열 및 $N_{QCB_IG}$개의 행을 이용해서 내부 그룹의 비트를 기입하고 판독하는 과정을 포함한다. 기입 동작에서, QCB 인터리빙 출력으로부터의 비트가 행 방향으로 기입된다. 판독 동작은 열 방향으로 실행되어 각 행에서 m개의 비트를 판독한다. 여기서 m은 NUC의 경우 1과 같고 NUQ의 경우 2와 같다.

[0411] 도 24는 본 발명의 일 실시예에 따른 셀-워드 디멀티플렉싱을 나타낸다.

[0412] 도 24에서, (a)는 8 및 12 bpcu MIMO에 대한 셀-워드 디멀티플렉싱을 나타내고, (b)는 10 bpcu MIMO에 대한 셀-워드 디멀티플렉싱을 나타낸다.

[0413] 비트 인터리빙 출력의 각각의 셀 워드($c_{0,l}$, $c_{1,l}$, …, $c_{nmod-1,l}$)는 하나의 XFECBLOCK에 대한 셀-워드 디멀티플렉싱 과정을 설명하는 (a)에 나타낸 바와 같이 ($d_{1,0,m}$, $d_{1,1,m}$…, $d_{1,nmod-1,m}$) 및 ($d_{2,0,m}$, $d_{2,1,m}$…, $d_{2,nmod-1,m}$)로 디멀티플렉싱된다.

[0414] MIMO 인코딩을 위해 다른 타입의 NUQ를 이용하는 10 bpcu MIMO 경우에, NUQ-1024에 대한 비트 인터리버가 재사용된다. 비트 인터리버 출력의 각각의 셀 워드 ($c_{0,l}$, $c_{1,l}$, …, $c_{9,l}$)는 (b)에 나타낸 바와 같이 ($d_{1,0,m}$, $d_{1,1,m}$…, $d_{1,3,m}$) 및 ($d_{2,0,m}$, $d_{2,1,m}$…, $d_{2,5,m}$)로 디멀티플렉싱된다.

[0415] 도 25는 본 발명의 일 실시예에 따른 타임 인터리빙을 나타낸다.

[0416] (a) 내지 (c)는 타임 인터리빙 모드의 예를 나타낸다.

[0417] 타임 인터리버는 데이터 파이프 레벨에서 동작한다. 타임 인터리빙의 파라미터는 각각의 데이터 파이프에 대해 다르게 설정될 수 있다.

[0418] PLS2-STAT 데이터의 일부에 나타나는 다음의 파라미터는 타임 인터리빙을 구성한다.

[0419] DP_TI_TYPE (허용된 값: 0 또는 1): 타임 인터리빙 모드를 나타낸다. 0은 타임 인터리빙 그룹당 다수의 타임 인터리빙 블록(하나 이상의 타임 인터리빙 블록)을 갖는 모드를 나타낸다. 이 경우, 하나의 타임 인터리빙 그룹은 하나의 프레임에 (프레임간 인터리빙 없이) 직접 매핑된다. 1은 타임 인터리빙 그룹당 하나의 타임 인터리빙 블록만을 갖는 모드를 나타낸다. 이 경우, 타임 인터리빙 블록은 하나 이상의 프레임에 걸쳐 확산된다(프레임간 인터리빙).

[0420] DP_TI_LENGTH: DP_TI_TYPE = '0'이면, 해당 파라미터는 타임 인터리빙 그룹당 타임 인터리빙 블록의 수 $N_{TI}$이다. DP_TI_TYPE = '1'인 경우, 해당 파라미터는 하나의 타임 인터리빙 그룹으로부터 확산되는 프레임의 수 $P_I$이다.

[0421] DP_NUM_BLOCK_MAX (허용된 값: 0 내지 1023): 타임 인터리빙 그룹당 XFECBLOCK의 최대 수를 나타낸다.

[0422] DP_FRAME_INTERVAL (허용된 값: 1, 2, 4, 8): 주어진 피지컬 프로파일의 동일한 데이터 파이프를 전달하는 두 개의 순차적인 프레임 사이의 프레임의 수 $I_{JUMP}$를 나타낸다.

[0423] DP_TI_BYPASS (허용된 값: 0 또는 1): 타임 인터리빙이 데이터 프레임에 이용되지 않으면, 해당 파라미터는 1로 설정된다. 타임 인터리빙이 이용되면, 0으로 설정된다.

[0424] 추가로, PLS2-DYN 데이터로부터의 파라미터 DP_NUM_BLOCK은 데이터 그룹의 하나의 타임 인터리빙 그룹에 의해 전달되는 XFECBLOCK의 수를 나타낸다.

[0425] 타임 인터리빙이 데이터 프레임에 이용되지 않으면, 다음의 타임 인터리빙 그룹, 타임 인터리빙 동작, 타임 인터리빙 모드는 고려되지 않는다. 그러나 스케줄러부터의 다이나믹(dynamic, 동적) 구성 정보를 위한 딜레이 컴펜세이션(delay compensation, 지연보상) 블록은 여전히 필요하다. 각각의 데이터 파이프에서, SSD/MIMO 인코딩으로부터 수신한 XFECBLOCK은 타임 인터리빙 그룹으로 그루핑된다. 즉, 각각의 타임 인터리빙 그룹은 정수 개의 XFECBLOCK의 집합이고, 다이나믹(dynamic, 동적)으로 변화하는 수의 XFECBLOCK을 포함할 것이다. 인덱스 n의 타임 인터리빙 그룹에 있는 XFECBLOCK의 수는 $N_{xBLOCK_Group}(n)$로 나타내고, PLS2-DYN 데이터에서 DP_NUM_BLOCK으로 시그널링된다. 이때, $N_{xBLOCK_Group}(n)$은 최소값 0에서 가장 큰 값이 1023인 최대값 $N_{xBLOCK_Group_MAX}$ (DP_NUM_BLOCK_MAX에 해당)까지 변화할 수 있다.

[0426] 각각의 타임 인터리빙 그룹은 하나의 프레임에 직접 매핑되거나 $P_I$개의 프레임에 걸쳐 확산된다. 또한 각각의 타임 인터리빙 그룹은 하나 이상($N_{TI}$개)의 타임 인터리빙 블록으로 분리된다. 여기서 각각의 타임 인터리빙 블록은 타임 인터리버 메모리의 하나의 사용에 해당한다. 타임 인터리빙 그룹 내의 타임 인터리빙 블록은 약간의 다른 수의 XFECBLOCK을 포함할 수 있다. 타임 인터리빙 그룹이 다수의 타임 인터리빙 블록으로 분리되면, 타임 인터리빙 그룹은 하나의 프레임에만 직접 매핑된다. 아래의 표 33에 나타낸 바와 같이, 타임 인터리빙에는 세 가지 옵션이 있다(타임 인터리빙을 생략하는 추가 옵션 제외).

*표 33*

| 모드 | 설명 |
|---|---|
| 옵션 1 | (a)에 나타낸 바와 같이 각각의 타임 인터리빙 그룹은 하나의 타임 인터리빙 블록을 포함하고 하나의 프레임에 직접 매핑된다. 해당 옵션은 DP_TI_TYPE = '0' 및 DP_TI_LENGTH = '1'($N_{TI}$=1)에 의해 PLS2-STAT에서 시그널링된다. |
| 옵션 2 | 각각의 타임 인터리빙 그룹은 하나의 타임 인터리빙 블록을 포함하고 하나 이상의 프레임에 매핑된다. (b)는 하나의 타임 인터리빙 그룹이 두 개의 프레임, 즉 DP_TI_LENGTH = '2' ($P_I$=2) 및 DP_FRAME_INTERVAL ($I_{JUMP}$ = 2)에 매핑되는 예를 나타낸다. 이것은 낮은 데이터율 서비스에 더 높은 시간 다이버시티를 제공한다. 해당 옵션은 DP_TI_TYPE = '1'에 의해 PLS2-STAT에서 시그널링된다. |
| 옵션 3 | (c)에 나타낸 바와 같이 각각의 타임 인터리빙 그룹은 다수의 타임 인터리빙 블록으로 분리되고 하나의 프레임에 직접 매핑된다. 각각의 타임 인터리빙 블록은 데이터 파이프에 대해 최대의 비트율(bit rate)을 제공하도록 풀(full) 타임 인터리빙 메모리를 사용할 수 있다. 해당 옵션은 $P_I$=1이면서 DP_TI_TYPE = '0' 및 DP_TI_LENGTH = $N_{TI}$에 의해 PLS2-STAT에서 시그널링된다. |

[0427]

[0428] 각각의 데이터 파이프에서, 타임 인터리빙 메모리는 입력된 XFECBLOCK (SSD/MIMO 인코딩 블록으로부터 출력된 XFECBLOCK)을 저장한다. 입력된 XFECBLOCK은

$$(d_{n,s,0,0},d_{n,s,0,1},\ldots,d_{n,s,0,N_{cells}-1},d_{n,s,1,0},\ldots,d_{n,s,1,N_{cells}-1},\ldots,d_{n,s,N_{xBLOCK_TI}(n,s)-1,0},\ldots,d_{n,s,N_{xBLOCK_TI}(n,s)-1,N_{cells}-1}),$$

로 정의된다고 가정한다. 여기서,d_n,s,r,q 는 n번째 타임 인터리빙 그룹의 s번째 타임 인터리빙 블록에서 r번째 XFECBLOCK의 q번째 셀이고, 다음과 같은 SSD 및 MIMO 인코딩의 출력을 나타낸다.

[0429] $$d_{n,s,r,q} = \begin{cases} f_{n,s,r,q} & \text{, the output of SSD} \cdots \text{encoding} \\ g_{n,s,r,q} & \text{, the output of MIMO encoding} \end{cases}$$

[0430] 또한, 타임 인터리버(5050)로부터 출력된 XFECBLOCK은 $(h_{n,s,0}, h_{n,s,1}, \ldots, h_{n,s,i}, \ldots, h_{n,s,N_{xBLOCK_TI}(n,s)\times N_{cells}-1})$ 로 정의된다고 가정한다. 여기서,h_n,s,i는 n번째 타임 인터리빙 그룹의 s번째 타임 인터리빙 블록에서 i번째 ($i = 0, \ldots, N_{xBLOCK_TI}(n,s)\times N_{cells} - 1$) 출력 셀이다.

[0431] 일반적으로, 타임 인터리버는 프레임 생성 과정 이전에 데이터 파이프 데이터에 대한 버퍼로도 작용할 것이다. 이는 각각의 데이터 파이프에 대해 2개의 메모리 뱅크로 달성된다. 첫 번째 타임 인터리빙 블록은 첫 번째 뱅크에 기입된다. 첫 번째 뱅크에서 판독되는 동안 두 번째 타임 인터리빙 블록이 두 번째 뱅크에 기입된다.

[0432] 타임 인터리빙은 트위스트된 행-열 블록 인터리버이다. n번째 타임 인터리빙 그룹의 s번째 타임 인터리빙 블록에 대해, 열의 수 $N_c$가 $N_{xBLOCK_TI}(n,s)$ 와 동일한 반면, 타임 인터리빙 메모리의 행의 수 $N_r$는 셀의 수 $N_{cell}$와 동일하다(즉, $N_r=N_{cell}$).

[0434] 이하에서는 미래 방송 시스템의 실시예에 대해 설명하도록 한다.

[0436] 도 26은 도 1의 방송 신호 송신기 및 도 9의 방송 신호 수신기의 다른 실시예를 나타낸 도면이다.

[0437] 상술한 도 1 내지 도 25의 방송 시스템은 정해진 전송 대역과 그에 따른 스펙트럼 마스크에서 동작할 수 있다. 그러나 본 발명은 다양한 국가, 지역에 대해 각기 다른 전송 대역과 그에 따른 스펙트럼 마스크 기준에 따라 전송 파라미터를 선정하여 방송 신호를 송수신할 수 있는 미래 방송 시스템을 제안한다. 도 26에서 도시한 방송 신호 송신기 및 방송 신호 수신기 각 블록들의 구성과 동작은 도 1 및 도 9와 관련하여 설명한 바와 유사하며, 동일한 블록/모듈에 대한 설명은 반복하지 않으나, 당연히 도 26의 블록/모듈에도 적용된다. 이하에서, 방송 신호 송신기 및 방송 신호 수신기는 각각 방송 송신기, 송신기 및 방송 수신기 및 수신기라고 지칭할 수도 있다.

[0438] 다양한 국가, 지역에 대해 각기 다른 전송 대역과 그에 다른 스펙트럼 마스크 기준을 만족하면서, 전송 신호 대역폭을 최대화할 수 있는 전송 파라미터를 선택하여 방송 신호를 송수신하기 위해, 방송 송신기 및 방송 수신기는 부가(additional) 컨트롤 신호 생성 모듈(26010) 및 부가 컨트롤 신호 제어 모듈(26020)이 각각 구비될 수 있다. 이하에서, 송신측 부가 컨트롤 신호 생성 모듈(26010) 및 수신측 부가 컨트롤 신호 생성 모듈(26020)은 각각 전송 파라미터 컨트롤 모듈로 지칭할 수 있다. 송신 및 수신 측의 부가 컨트롤 신호 생성 모듈(26010, 26020) 각각은 송신측 시그널링 생성 모듈(26070) 및 수신측 시그널링 디코딩 모듈(26080)에 포함될 수도 있다. 이 경우 조정되는 전송 파라미터들에 관련된 정보는 매니지먼트 정보로서 시그널링 생성 모듈(26070)에 입력될 수도 있다.

[0439] 송신측 부가(additional) 컨트롤 신호 생성 모듈 (26010)은 국가, 지역 정보와 함께 채널 대역폭 정보, 스펙트럼 마스크 정보를 포함하는 부가 컨트롤 신호를 사용하여 프레임 빌딩 모듈(26030) 및 OFDM 생성 모듈(26040)을 제어하여 원하는 방송 신호를 출력할 수 있다. 그리고 수신측 부가(additional) 컨트롤 신호 생성 모듈 (26020)은 또한 국가, 지역 정보와 함께 채널 대역폭, 스펙트럼 마스크 정보를 포함하는 부가 컨트롤 신호를 통해 동기화/복조 모듈(26050) 및 프레임 파싱 모듈(26060)을 컨트롤하여 수신 방송 신호를 처리할 수 있다. 이하에서 부가 컨트롤 신호 생성 모듈(26010) 및 부가 컨트롤 신호 컨트롤 모듈(26020)는 전송 파라미터 컨트롤 모듈로서 지칭할 수도 있다. 본 명세서에서 부가 컨트롤 신호는 전송 신호의 대역폭을 조정하는 전송 파라미터 또는 전송 파라미터를 조정하는데 필요한 정보를 포함하는 정보/신호를 나타낸다.

[0440] 본 명세서에서는 방송 시스템에서 전송 파라미터를 설정하는 방법으로, 송신측에서 부가적인 정보로서 전송 파라미터를 전송하는 방법 및 송/수신측에서 전송 파라미터를 약속된 코드에 의해 기설정하는 방법을 제안한다. 또한, 본 명세서에서는 월드와이드로 플렉서블한 방송 시스템을 지원할 수 있도록, 서로 다른 채널 대역폭에 따라 방송 네트워크 및 사용에 적합하도록 신호 대역폭을 최적화하도록 전송 파라미터를 설정/조정하는 방법을 제안하도록 한다.

[0442] 도 27은 스펙트럼 마스크와 그에 따른 전송 신호 대역폭을 나타낸 개념도이다.

[0443] 도 27(a)에서와 같이, 전송 파라미터는, 해당 채널 대역폭 내에서 인접 채널 간섭을 최소화하기 위해 요구되는 스펙트럼 마스크 기준을 만족하면서, 전송 신호의 신호 대역폭에서의 전송 효율을 최대화할 수 있도록 설정될

수 있다. 또한, OFDM 생성시 다수의 반송파를 사용하는 경우, OFDM 웨이브폼 전송 대역폭은 전송에 사용하는 부반송파의 수에 따라서 부반송파들 간의 간격 및/또는 시간 영역에서 전체 심볼의 길이를 조정함으로써 결정될 수 있다. 따라서 미래 방송 시스템의 경우 지역/국가 등에서 요청되는 수신 시나리오에 따라 적합한 전송 모드를 분류하고 이에 따라 전송 파라미터를 설계할 수 있다.

[0444] 도 6(b) 및 도 6(c)는 6MHz 대역에 대해 다양한 국가에서의 캐리어 모드 및 출력 레벨 기준에 따른 스펙트럼 마스크의 예들을 나타낸다. 상술한 스펙트럼 마스크의 경우 해당 국가/지역, 그리고 사용되는 채널 대역폭에 따라서 제한 기준이 다르다. 예를 들면 북미 ATSC 표준의 경우 및 유럽 DVB 표준의 경우 각기 다른 방송 스펙트럼 마스크의 기준을 만족시켜야 한다. 따라서, 월드와이드로 플렉서블한 방송 시스템을 제공하기 위해 전송 파라미터들을 조절하고, 이들을 부가 정보로서 컨트롤할 수 있다. 이하에서 먼저 전송 파라미터를 조정하는 방법에 대하여 설명하도록 한다.

*수학식 9*

[0445] $$eBW = \left\{ N_{waveform_scaling} \times \left( N_{pilotdensity} \times N_{eBW} \right) + \alpha \right\} \times Fs \quad (Hz)$$

[0446] 수학식 9에서, eBW는 유효 신호 대역폭을, N_waveform_scaling은 웨이브폼 스케일링 팩터를, N_pilotdensity는 파일럿 덴서티 스케일링 팩터를, N_eBW는 유효 신호 대역폭 스케일링 팩터를, α는 부가 대역폭 팩터를, Fs는 웨이브폼 변환 대역폭(샘플링 주파수)을 각각 나타낸다. 그리고 중괄호로 묶인 부분, 즉 웨이브폼 스케일링 팩터, 파일링 덴서티 팩터 및 유효 신호 대역폭 스케일링 팩터를 곱한 후 부가 대역폭 팩터를 더한 부분이, NoC(Number of Carrier)가 된다. NoC는 신호 대역폭에서 전송되는 캐리어의 총 수를 나타낸다. 수학식 9는 본 발명에서 전송 신호의 유효 신호 대역폭을 최적화하기 위하여 전송 파라미터들을 사용하는 방법으로, 각 국가/지역에 따른 스펙트럼 마스크를 만족하는 조건에서 전송 효율을 최대화하도록 파라미터를 선정한다.

[0447] 수학식 9에서와 같이, 본 발명은 유효 신호 대역폭을 채널 대역폭에 따른 스펙트럼 마스크에 따라 최대화하기 위해 각 팩터들을 최적화 파라미터로 사용할 수 있다. 특히, 부가 대역폭 팩터 및/또는 웨이브폼 전송 대역폭(샘플링 주파수)의 조정을 통해 전송 파라미터의 전송 효율을 최적화시키고자 한다.

[0448] 웨이브폼 스케일링 팩터는 웨이브폼 변환에 사용되는 반송파의 대역폭에 따른 스케일링 값으로서, 실시예로 OFDM의 경우 FFT의 길이에 비례하는 임의의 값으로 설정될 수 있다. 파일럿 덴서티 스케일링 팩터는 파일럿 신호 삽입 모듈 또는 PAPR 감소 모듈에서 삽입되는 파일럿 신호의 정해진 위치에 따라 설정되는 값으로, 파일럿 신호의 덴서티에 따라 설정되는 임의의 값이다. 웨이브폼 스케일링 팩터 및 파일럿 덴서티 스케일링 팩터는 이하에서 기술할 파일럿 패턴 부분의 값을 사용할 수도 있다. 본 명세서에서 각 팩터들은 파라미터들로 지칭할 수도 있다.

[0449] 유효 신호 대역폭 스케일링 팩터는 전송 채널 대역폭 내에 스펙트럼 마스크 기준을 만족하며, 전송 신호의 대역을 최대화하기 위해 설정할 수 있는 임의의 값으로, 유효 신호 대역폭을 최적화할 수 있다. 부가 대역폭 팩터는 신호 대역폭에서 필요한 부가적인 정보 및 구조를 조정하기 위해 임의의 값으로 설정될 수 있다. 또한, 필요에 따라 파일럿 신호를 삽입하여 스펙트럼 에지에서 채널 추정 성능을 개선하는데 사용할 수도 있다. 부가 대역폭 팩터는 임의의 캐리어의 개수를 추가함으로써 조정될 수 있다.

[0451] 웨이브폼 변환 대역폭은 전송에 사용되는 부반송파의 수에 따라서 유효 신호 대역폭을 추가적으로 최적화할 수 있는 전송 파라미터로 사용될 수 있다. 상술한 유효 신호 대역폭 스케일링 팩터의 경우, 정해진 파일럿 신호로서의 파일럿 덴서티 단위로 확장함으로써 스펙트럼 마스크에 대해 최대값으로 설정될 수 있다. 이렇게 파일럿 덴서티 단위로 확장할 때 발생할 수 있는 앰비규어티(ambiguity)를 보완할 수 있도록, 웨이브폼 변환 대역폭(샘플링 프리퀀시)을 추가로 조정함으로써 스펙트럼 마스크에 조건에 대해 대역폭 효율을 최적화할 수 있다.

[0452] 상술한 수학식은 아래의 수학식 10과 같이 표현할 수도 있다.

*수학식 10*

[0453] $$eBW = \left\{ N_{waveform_scaling} \times \left( N_{pilotdensity} \times N_{eBW} \right) + \alpha \right\} \times \Delta f \quad (Hz), \quad \Delta f = F_s / N_{FFT}$$

[0454] 수학식 10에서는 수학식 9에 추가적인 팩터들을 사용한다.

[0455] Δf는 서브케리어 스페이싱 팩터를, NFFT는 FFT 사이즈 팩터를 각각 나타낸다. 수학식 10에서는 수학식 9와 달리 웨이브폼 변환 대역폭을 FFT 사이즈로 나눈 서브-캐리어 스페이싱 팩터를 사용하여 대역폭 효율 최적화를 수행할 수 있다. 유효 신호 대역폭은 결국 전체 서브 케리어의 수(NoC)에 각 서브케리어들 간의 간격을 곱함으로써 산출할 수 있다. 이때 서브케리어들 간의 간격은 웨이브폼 변환 대역폭(샘플링 프리퀀시)을 FFT 사이즈로 나눔으로써 산출할 수 있다.

[0456] 국가/지역별로 상이한 스펙트럼 마스크의 요구를 만족하기 위해 신호 대역폭을 조정하는 전송 파라미터로서, 1) 부가 대역폭 팩터 및 2) 웨이브폼 변환 대역폭(샘플링 주파수) 중 하나를 사용하도록 한다. 즉, 이 2가지 전송 파라미터 값들을 사용하여 국가/지역별 채널 대역폭 및 스펙트럼 마스크 기준을 만족하면서 신호 대역폭을 최대화하는 것이다. 이러한 방법은, 미래 방송 시스템의 각각의 FFT 모드에 대해서 공통의 캐리어로 지원되는 커먼 베이스 모드를 기반으로, 각각 상이한 제한 조건(채널 대역폭, 스펙트럼 마스크)에 대해, 전송 신호 대역폭을 아래와 같은 방식으로 조정할 수 있다.

[0457] 1) 추가 대역폭 팩터를 조정하여, 정해진 샘플링 주파수에 대해 임의의 캐리어 개수를 조정함으로써 효율을 극대화시킬 수 있고, 추가되는 캐리어의 수는 부가 컨트롤 신호(전송 파라미터 정보)로서 제공될 수 있다. 최적화를 위해 조정되는 캐리어의 수는 채널 대역폭과 스펙트럼 마스크 기준을 만족하는 범위에서 조정/설정될 수 있다. 이때 조정하는 캐리어의 수 및 신호 구조에 대해서는 후술하도록 한다.

[0458] 2) 정해진 공통 캐리어의 수에 대해 샘플링 주파수를 조정하여 전송 효율을 최적화할 수 있다. 이때 해당 샘플링 주파수에 대해 레퍼런스로 지정된 값에 대한 상대적인 비율 또는 기설정된 샘플링 주파수의 정보 역시 부가 컨트롤 신호(전송 파라미터 정보)로서 제공될 수 있다. 이 경우 송신기는 샘플링 주파수를 조정, 부반송파들 간의 스페이싱을 조정하여 유효 신호 대역폭을 변경할 수 있으며, 스페이싱을 증가시켜 유효 신호 대역폭을 증가하면 시간 측면에서 전소 신호를 더 빨리 보낼 수 있다. 즉 시간 측면에서 전소 효율이 증가되는 것이다.

[0459] 3) 또한, 이 2가지 전송 파라미터 값들(추가 대역폭 팩터 및 웨이브폼 변환 대역폭 팩터)을 함께 조정하여 최적화를 수행할 수도 있다. 이 2가지 전송 파라미터 값들에 대한 정보는 도 26에서와 같이 부가 컨트롤 신호로서 송/수신 시스템에 제공될 수 있다.

[0461] 이하에서는 파라미터 값들을 전달하는 부가 컨트롤 신호에 대해 설명하도록 한다. 부가 컨트롤 신호는 상술한 바와 같이 대역폭 최적화를 위해 사용하는 전송 파라미터를 나타내는 신호로서, 기 설정된 값으로 매핑되거나 유도될 수 있는 값으로서 사용될 수도 있다. 부가 컨트롤 신호는, 부가 신호, 전송 파라미터 또는 전송 파라미터 정보라고 지칭할 수도 있다.

[0462] 먼저, 컨트롤 코드 접근(approach)이 있다. 컨트롤 코드 접근은 국가/지역 및 해당 스펙트럼 마스크 등의 제한 조건 내에서 각각 최적화되어 있는 파라미터들을 컨트롤 코드로서 설정하고, 이렇게 설정된 컨트롤 코드를 송수신기에서 부가 정보로 사용하는 방식이다. 이 방식의 경우 부가 신호를 전송하지 않으며, 송수신기의 각 모듈들의 동작 수행에 필요한 정보(컨트롤 코드 또는 이에 상응하는 전송 파라미터)를 획득할 수 있는 부가 제어 모듈(예를 들면, 도 26의 부가 컨트롤 신호 컨트롤러)에 의해 제어 및 동작될 수 있다. 부가적인 시그널링 정보를 전송하지 않는 점에서 이점이 있다. 컨트롤 코드는 국가, 지역, 및 디바이스가 지원하는 서비스 정보 등에 따라 기설정되며, 필요에 따라 추후 변경이 되는 경우 하드웨어 또는 소프트웨어 업데이트를 수행할 수 있다.

[0463] 다음으로, 시그널링 접근에 대해 설명한다. 시그널링 접근은 특히 캐리어 개수를 조정하여 효율을 최대화하는 방식에 대해 적용할 수 있다. 이 방식은 조정하는 전송 파라미터 정보를 시그널링 필드에 할당하여 전송하는 방식으로, 부가적인 정보를 전송해야 하지만 플렉서빌러티를 높일 수 있는 장점이 있다. 전송 파라미터 정보는 프리앰블 또는 프리앰블 이후의 시그널링 정보를 전송하는 심볼의 일정 구간을 통해 전송될 수 있다.

[0464] 전송 파라미터 정보가 프리앰블 구간으로 전송되는 경우, 수신기는 프리앰블 구간의 파라미터정보를 디코딩함

으로써 프리앰블 이후의 시그널링 심볼 및 데이터 심볼에 대한 전송 파라미터를 획득할 수 있다. 파라미터 정보가 프리앰블 이후 구간의 시그널링 심볼을 통해 전송되는 경우, 수신기는 시그널링 심볼 구간의 파라미터 정보를 디코딩하여 데이터 심볼에 대한 전송 파라미터를 획득할 수 있다. 시그널링 심볼에 대해서는, 커먼 베이스 모드의 공통의 파라미터를 기반으로 전송 파라미터를 설정하고, 시그널링 심볼 이후의 데이터 심볼에 대해서는 전송 효율을 최대화할 수 있는 전송 파라미터를 사용하여 신호를 전송할 수 있다. 즉, 시그널링 심볼 부분은 다양한 스펙트럼 마스크 등의 조건을 충족시키는 기본 전송 파라미터를 사용하고, 이후의 데이터 심볼에 대해서는 상술한 바와 같이 조정된 전송 파라미터를 사용하며, 이 조정된 전송 파라미터에 대한 정보를 시그널링 심볼로 송수신할 수 있는 것이다. 이 경우 데이터 심볼의 첫 번째 심볼에는 시간 영역의 인터폴레이션을 위해 필요한 수의 파일럿을 삽입하여 채널 추정에 도움이 되도록 설정할 수도 있다.

*표 34*

[0465]

| 타입 | NoC | 레졸루션(32) | Nadd | Inc/Dec sign |
|---|---|---|---|---|
| 커먼 모드 | 8K: 6817<br>16K: 13633<br>32K: 27265 | 0(000) | 8K: 0<br>16K: 0<br>32K: 0 | 8K: +<br>16K: +<br>32K: + |
| DVB 6MHz | 8K: 6813<br>16K: 136921<br>32K: 272841 | 96(011) | 8K: 1<br>16K: 3<br>32K: 6 | 8K: +<br>16K: +<br>32K: + |
| 예) 지역 A 6MHZ | 8K: 6817+64<br>16K: 13633+256<br>32K: 27265+1024 | 64(010) | 8K: 1<br>16K: 4<br>32K: 8 | 8K: -<br>16K: +<br>32K: + |
| 부가 컨트롤 신호 비트 | | 3비트 | 5비트 | 1 비트 |

[0466] 표 34는 부가 컨트롤 정보 또는 전송 파라미터 정보의 실시예이다. 타입 필드는 해당 국가/지역 및 채널 대역폭에 따른 네트워크의 식별 번호를 나타내며, NoC 필드는 전송되는 전체 캐리어의 수를, 레졸루션 필드는 커먼 모드의 NoC에 대해 추가되는 캐리어 유닛을, Nadd 필드는 커먼 모드의 NoC에 추가되는 캐리어의 수를 캐리어 유닛 단위로 타타내며, Inc/Dec sign 필드는 커먼 캐리어 모드에 대해 캐리어 수의 증가/감소를 나타낸다.

[0467] 컨트롤 코드 설정 방식의 경우, 각 타입에 해당하는 컨트롤 코드를 송/수신기에 기설정하여 각각의 필드값을 획득하고, 그에 따라 최종 NoC를 결정하여 송수신기를 설정할 수 있다. 또는, 보다 자유도를 높이기 위해 각 필드를 독립적으로 선정할 수도 있다. 시그널링 접근 방식의 경우에도 해당 타입의 정보 또는 해당 필드를 전송하여 해당 파라미터를 유도하도록 할 수도 있다. 테이블 34의 실시예는 총 9비트를 사용하여 다양한 가변적인 사용 케이스에 대응되도록 설계된 실시예로, 다른 파라미터 정보도 이와 같은 형식으로 시그널링할 수 있다. 다시 말하면, 테이블 34와 같은 정보가 컨트롤 코드로서 송수신기에 기설정되거나, 송신기로부터 수신기로 시그널링될 수 있다.

*표 35*

[0468]

| 타입 | NoC | Resolution (32) | Nadd | Inc/Dec sign | Base Fs |
|---|---|---|---|---|---|
| Common mode | 8K: 6817<br>16K: 13633<br>32K: 27265 | 0(000) | 8K: 0<br>16K: 0<br>32K: 0 | 8K: +<br>16K: +<br>32K: + | 00: 48/7 |
| DVB 6MHz | 8K: 6813<br>16K: 13921<br>32K: 27841 | 96(011) | 8K: 1<br>16K: 3<br>32K: 6 | 8K: +<br>16K: +<br>32K: + | 00: 48/7 |
| Ex) Region A 6MHz | 8K: 6817+64<br>16K: 13633+256<br>32K: 27265+1024 | 64(010) | 8K: 1<br>16K: 4<br>32K: 8 | 8K: -<br>16K: +<br>32K: + | 01: 219/32 |
| Additional control signal bit | | 3bit | 5bit | 1bit | 2bit |

[0469] 표 35는 추가적인 실시예로서, 표 34의 정보에 추가로 웨이브폼 전송 대역폭(샘플링 주파수) Fs를 나타낸다. 다시 말하면, 표 34는 부가 대역폭 팩터를 조정하는 방법의 실시예에 해당하는 파라미터들을 설정/시그널링하는 정보를, 표 35는 부가 대역폭 팩터 뿐 아니라 웨이브폼 전송 대역폭(샘플링 주파수) 팩터를 함께 조정하는 방법의 실시예에 해당하는 파라미터들을 설정/시그널링하는 정보를 나타낸다. 표 35의 전송 파라미터 또한 컨트롤 코드로서 송수신기에 기설정되거나, 송신기에서 수신기로 시그널링될 수 있으며, 표 34에 비해 2비트를 추가로 사용한다. 표 35에서는, 표 34에 비해 Base FS 필드를 추가하여, 조정하는 샘플링 프리퀀시 파라미터를 더 나타낸다.

[0470] 표 34 및 표 35에서 할당되는 비트들의 수는 실시예로서, 시스템 복잡도 및 효율성을 고려하여 조절될 수 있다.

[0472] 도 28은 본 발명의 일 실시예에 따른 OFDM 생성 모듈을 나타낸 도면이다.

[0473] 도 28의 OFDM 생성 모듈은 도 8에서 도시한 OFDM 생성 모듈에 대한 추가적인 실시예이다. 도 8에서 도시/설명한 모듈/블록들에 대한 설명은 중복하여 하지 않는다. 도 28에서는 도 26에서 전송 파라미터 컨트롤 모듈이 OFDM 생성 모듈을 제어하는 부분을 더욱 상세히 도시한다. 웨이브폼 프로세싱 모듈(28040)은 전송 웨이브폼에 대해 out-of-emission 등의 특성을 반영하여 웨이브폼을 조정하는 것으로, pulse shaping filter와 유사하게 동작한다. 다만 웨이브폼 프로세싱 모듈(28040)은 구현에 따라 생략될 수도 있으며, 본 발명에서는 샘플링 프리퀀시 파라미터를 조정하는 경우 그에 따라 스펙트럼 마스크에 맞도록 웨이브폼을 shaping하는데 사용될 수도 있다.

[0474] 도 28에서, 부가 제어 신호 생성 모듈(28010)은 부가 컨트롤 신호를 생성하고, 그 값에 따라 각 연계된 하위 모듈들에게 조정되는 전송 파라미터를 적용하거나 설정할 수 있다. 프레임 빌더를 통해 입력되는 데이터 스트림은 공통의 캐리어 모드로 입력되고, 부가 제어 신호 생성 모듈(28010)은 도 28의 OFDM 생성 모듈에서 부가적인 대역폭 팩터들을 조정할 수도 있다.

[0475] 1) 부가 대역폭 팩터를 조정하는 경우, 송신기는 파일롯 및 리저브드 톤 삽입(Pilot and Reserved Tone Insertion) 모듈(28020) 및 IFFT 모듈(28030)에서 기 설정된 값으로 조정된 토탈 캐리어의 수에 따라 데이터를 할당할 수 있다. 또한 조정되는 대역폭에 따라서 파일럿을 공통의 캐리어 모드와 동일한 파일럿 덴서티로 삽입하거나, 경우에 따라 다른 파일럿 덴서티로 삽입하거나 추가적인 파일럿을 삽입하는 등, 파일럿 구조를 변경할 수도 있다. 결정된 전송 파라미터는 앞서 언급한 바와 같이 프리앰블 또는 시그널링 필드에 삽입되어 전송될 수 있다.

[0476] 2) 웨이브폼 변환 대역폭(샘플링 주파수, Fs)를 조정하는 경우, 웨이브폼 프로세싱 모듈(28040) 및 DAC 모듈(28050)에서 전송 파라미터로 설정된 해당 샘플링 레이트의 값에 따라 동작할 수 있다. 이때 설정된 샘플링 레이트, Fs는 부가 컨트롤 신호 생성 블록(28010)에서 기 설정된 값으로, 각 모드에 따라 선택된 값이 송신기에 프리-셋 될 수 있다. 상술한 바와 같이 웨이브폼 프로세싱 모듈(28040) 및 그의 동작은 구현에 따라 생략될 수 있다.

[0478] 도 29는 본 발명의 일 실시예에 따른 수신기의 동기화/복조 모듈의 상세 블록도를 나타낸 도면이다.

[0479] 도 29에서 도시한 바와 같이, 동기화/복조 모듈(29000)은 부가 컨트롤 신호 생성 모듈(29010)의 제어에 따라 전송 파라미터를 설정하여 수신 신호를 복조할 수 있다. 동기화/복조 모듈(29000)은 방송 신호를 튜닝하는 튜너(29020), 수신한 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환하는 ADC 모듈(29030), 수신 신호에 포함된 프리앰블을 검출하는 프리앰플 검출 모듈(29040), 수신 신호에 포함된 가드 시퀀스를 검출하는 가드 시퀀스 검출 모듈(29050), 수신 신호에 FFT를 수행하는 FFT 모듈(waveform fransform; 29060), 수신 신호에 포함된 파일럿 신호를 검출하는 파일럿 신호 검출 모듈(29070), 프리앰블 및 파일럿 신호를 사용하여 수신 신호의 시간/주파동기화를 수행하는 시간/주파수 동기화 모듈(29080), 추출된 가드 시퀀스를 사용하여 채널 등화를 수행하는 채널 등화 모듈(29090), 및 인버스 웨이브폼 모듈(29100)을 포함한다. 인버스 웨이브폼 변환 모듈(29100)은 FFT의 역에 대항하는 변환을 수행하는 모듈로서, 이는 실시예에 따라서 생략될 수 있다.

[0480] 도 29에서, 수신기가 복수의 안테나로 수신한 신호를 복수의 경로를 통해 처리하는 경우로 동일 모듈들이 병렬로 도시되어 있으며, 동일 모듈에 대해 중복 설명은 하지 않는다.

[0481] 수신측 부가 컨트롤 신호 생성 모듈(29010)이 수신기의 전송 파라미터를 설정할 수 있다. 상술한 바와 같이 부가 컨트롤 신호 생성 모듈(29010)는 프리앰블 또는 시그널링 필드를 디코딩하여 전송 파라미터(NoC, 파일럿 정보 등)를 설정하거나, 수신기에 기 설정된 컨트롤 코드(전송 파라미터)를 사용하여 수신기의 전송 파라미터를 설정할 수 있다. 부가 컨트롤 신호 생성 모듈(29010)이 시그널링 디코딩 모듈(26080)에 포함되어 동작할 수 있

음은 상술한 바와 같다.

[0483] 이하에서는, 대역폭 사용 효율을 높이는 방법으로서 부가 대역폭 팩터를 조정하는 방법 및 웨이브폼 변환 대역폭(샘플링 주파수)를 조정하는 방법에 대한 실시예를 추가로 도시/설명하도록 한다.

[0484] 도 30은 본 발명의 일 실시예에 따른 대역폭 사용 효율 향상을 위한 부가 대역폭 팩터 조정 방법을 나타낸 개념도이다.

[0485] 도 30(a)에서, Dx는 주파수 방향에서의 파일럿 덴서티를, Dy는 시간 방향에서의 파일럿 덴서티를, Dx*Dy는 파일럿 덴서티를 나타낸다.

[0486] 도 30(b)에서와 같이, 방송 시스템은 일단 베이스 커먼 모드의 대역폭을 사용하고, 국가/지역별로 사용 가능한 스펙트럼 마스크에 따라 추가적인 대역폭을 사용할 수 있다. 도 30(b)에서와 같이 지역 1)에서는 베이스 커먼 모드의 대역폭에 부가 대역폭 1에 해당하는 대역폭을 추가로 사용하고, 지역 2)에서는 베이스 커먼 모드의 대역폭에 부가 대역폭 2에 해당하는 대역폭을 추가로 사용할 수 있다.

[0487] 부가 대역폭은 Dx 유닛 또는 Dx*Dy 유닛으로 설정할 수 있으며, 경우에 따라서는 미세 조정을 위해 몇 개 단위의 캐리어를 통해 조정할 수도 있다. 다시 말하면, 송신기는 동일한 시간 내에 전송하는 총 서브-캐리어의 수를 조정하여 대역폭 사용 효율을 높일 수 있다. 이러한 방식의 이점으로는, 웨이브폼 변환 대역폭(샘플링 주파수)는 동일하므로, 부가적으로 전송하는 캐리어의 수만을 시그널링/설정할 수 있어 송수신기에서 운용이 용이한 점이 있다.

[0489] 도 31은 본 발명의 일 실시예에 따른 대역폭 사용 효율 향상을 위한 웨이브폼 변환 대역폭(샘플링 주파수) 파라미터 조정 방법을 나타낸 개념도이다.

[0490] 상술한 바와 같이 베이스 커먼 모드를 기초로, 해당 국가/지역에 따른 스펙트럼 마스크 기준에 따라 대역폭 효율을 최적화하도록 웨이브폼 변환 대역폭(샘플링 주파수) Fs를 조정할 수 있다. 조정된 Fs에 따라서 부반송파의 캐리어 스페이싱이 변화하고, 전체 부반송파를 전송함에 있어 전송 시간이 조정되므로 전송 효율을 높일 수 있다.

[0491] 도 31에서, 스펙트럼 마스크에 따라서 베이스 커먼 모드로부터 샘플링 주파수를 각각 Fs1, Fs2와 같이 변경하여 신호의 사용 대역폭을 조정할 수 있다. 이 방식은 동일한 수의 부반송파를 사용하면서 Fs만을 조정하므로, 효율을 조정함에 따라 기저대역 파라미터가 수정되지 않아, 서로 다른 스펙트럼 마스크에 쉽게 대응할 수 있는 장점이 있다. 변경되는 Fs는 컨트롤 코드를 이용하여 송수신기에 제공할 수 있으며, 시그널링하는 경우 수신기가 해당 Fs를 검출 및 획득해야 한다. 도 31에서와, 송신기는 region1의 경우에는 샘플핑 주파수를 Fs1으로, region 2의 경우에는 샘플링 주파수를 Fs2로 각각 조정할 수 있다. 또한 도 31에서 region2의 경우 우측 도면과 같이 샘플링 주파수를 Fs2로 조정하면서, 부가 대역폭 알파를 추가할 수도 있다.

[0492] 도 30 및 도 31은 전송 파라미터로서 각각 부가 대역폭과 웨이브폼 변환 대역폭(샘플링 주파수)를 조정하는 방법을 나타내었다. 그러나 도 31에서 region2의 경우 우측 도면에서와 같이, 부가 대역폭 팩터와 웨이브폼 변환 대역폭(샘플링 주파수)는 함께 조정/적용이 가능하며, 이 경우에는 이 두 가지 전송 파라미터들이 모두 컨트롤 코드로 설정되나 시그널링되어야 한다.

[0494] 이하에서는, 도 30에 추가로 부가 대역폭 팩터를 조정하는 방법에 대해 더욱 상세하게 설명하도록 한다.

[0495] 부가 대역폭 팩터를 사용하는 경우에도, 프레임 빌더/프레임 파서 등의 간소화된 동작 및 데이터 케리어의 이펙티브(effective) 파워를 심볼당 동일하게 유지하는 장점을 유지하기 위해 일정한 NoA(Number of Active carrier)를 유지하는 시스템을 사용할 수 있다. 이를 위해 베이스 커먼 모드의 기본 구조를 먼저 정의할 수 있다. 그리고 각 FFT 전송 모드에 대해 기설정된 모드를 기반으로 데이터 케리어 및 파일럿 구조를 정의할 수 있다. 다시 말하면, 베이스 커먼 모드는 스펙트럼 마스크별로 대역폭의 추가/감소의 기준이 되는 모드로서, 베이스 커먼 모드의 전송 파라미터 및 구조는 FFT 사이즈에 따른 데이터 캐리어의 수, 채널 추정을 위한 스캐터드(scattered) 파일럿의 구조, 동기 추정을 위한 컨티뉴얼 파일럿의 구조 및 PAPR을 위한 리저브드 캐리어의 구조를 포함한다.

[0496] 스캐터드 파일럿은 전송 채널 추정을 위해 필요한 파일럿을 시간 및 주파수영역에 균일하게 배치시킨다. 컨티뉴얼 파일럿은 위치에 따라 스캐터드 파일럿과 겹치거나 혹은 그렇지 않도록 위치할 수 있으며, 전체 컨티뉴얼 파일럿은 베이스 커먼 모드 내 스펙트럼에 대해 스펙트럼의 양 끝부분을 제외한 부분에 배치되며, 랜덤하고 상대적으로 이븐(even) 디스트리뷰션되도록 위치한다. 양 끝부분을 제외하도록 하는 것은, 스펙트럼 마스크 등에 최

적화된 캐리어의 개수 조정에 있어서 캐리어 개수를 감소시키더라도 컨티뉴얼 파일럿의 특성이 저하되지 않도록 하며, 그에 따라 튜너 및 밴드패스 필터 등의 영향을 받지 않도록 하기 위함이다.

표 36

[0497]

| | N of mod (N of SP-bearing CP, Dy) |
|---|---|
| Dy=2 | 1 |
| Dy=4 | 3 |
| Dy=8 | 7 |

[0498] SP-bearing CP의 개수는 일정한 NoA를 맞추기 위해 시간 영역에서 pilot간의 거리인 Dy의 modulo연산의 값이 Dy-1개로 결정이 되며, 위의 테이블 36에서 필요한 개수를 나타낸다. 에지 파일럿 및 리저브드 캐리어 등을 포함하여 결과적으로 베이스 커먼 모드에서 심볼당 액티브 데이터 캐리어의 수(NoA)는 일정하게 설정된다.

[0500] 도 32는 본 발명의 일 실시예에 따라서, 심볼당 NoA를 일정하게 유지하면서, 베이스 커먼 모드를 기반으로 대역폭을 확장하는 방법을 나타낸다.

[0501] 도 32에서 각 신호 대역폭의 도면들은 스펙트럼 마스크에 따라 추가되는 부가 대역폭의 블록 유닛에 따라 추가되는 캐리어의 수 및 파일럿 구조를 나타낸다. 다시 말하면, 도 32는 베이스 커먼 모드의 신호 구조와 함께, 부가 대역폭으로서 추가되는 (Dx*Dy)의 블록 유닛 및 Dx의 블록 유닛에 따른 캐리어의 수 및 파일럿 구조를 나타낸다.

[0502] 도 32(a)에서와 같이 커먼 베이스 모드는 해당 FFT 사이즈에 대해 기 설정된 캐리어의 수와 SP,CP,EP 등의 파일럿의 구조가 결정되어 있다. 도 32(a)의 전송 신호는, SP가 Dx=4, Dy=4의 구조를 가지며, CP는 non-sp-bearing CP와 sp-bearing CP로 구성되며, sp-bearing CP 혹은 임의의 부가적인 pilot으로 일정한 NoA를 유지하기 위해 필요한 개수의 파일럿을 포함한다. 이하에서는 부가 대역폭의 캐리어들이 파일럿 덴서티 단위 및 주파수 방향 파일럿 거리 단위로 확장되는 실시예들에 대하여 설명하도록 한다.

[0503] 도 32(b): k*(Dx*Dy) 단위, k는 임의의 정수인 경우

[0504] 부가 대역폭에 추가되는 캐리어의 수를 (Dx*Dy)의 파일럿 덴서티 단위로 조정하는 방법의 장점은, 파일럿 구조를 (특히, CP) 수정/변경하지 않으면서 전송 신호를 스펙트럼 마스크에 최적화되도록 할 수 있다는 장점이 있다.

[0505] 파일럿 덴서티에 해당하는 (Dx*Dy)단위의 정수배에 해당되도록 캐리어를 베이스 커먼 모드에 추가/제거할 경우, 추가되는 영역의 SP에 대해 (Dx*Dy) 사이즈가 파일럿을 이루는 기본 블록에 해당되므로 시작 및 끝의 SP위치 등의 구조의 변경이 없다. 더불어, CP의 경우 베이스 커먼 모드에서 정의된 패턴을 이용하여, k*(Dx*Dy) 단위가 추가된 캐리어를 포함한 새로운 신호 구조/시스템에 대해서 변경없이 사용할 수 있다.

[0506] 따라서, 수신기에서는 앞서 언급한 시그널링 혹은 컨트롤 코드에 의해 indication되는 전송 파라미터를 사용하여 각기 다른 스펙트럼 마스크에 대해 최적화된 파라미터로 토탈 캐리어의 개수 및 베이스 커먼 모드의 시작 위치 등의 정보를 획득하여 적용할 수 있다. 베이스 커먼 모드의 오프셋은 정수배 k가 짝수인 경우에는 k/2 * (Dx*Dy)의 오프셋(offset)을, 홀수인 경우에는 i) 기설정된 순서에 따라 스펙트럼의 왼쪽을 우선적으로 추가하게 되면 (k+1)/2 * (Dx*Dy), ii) 오른쪽을 우선적으로 추가하게 되면 (k-1)/2 * (Dx*Dy)의 오프셋(offset)으로 시작된다.

[0507] 도 32(c-1~3): m*Dx 단위, m은 임의의 정수

[0508] 도 32(b)의 방법이 (Dx*Dy)의 정수배로 운용되어 추가되는 캐리어 수의 단위가 크게 되는 단점이 있다. 이에 Dx 단위로 carrier의 수를 추가하는 방법을 제안한다. Dx단위로의 추가는 인터폴레이션(interpolation)과정에서 타임 인터폴레이션을 우선적으로 적용함에 따라서, 주파수 영역에서 파일럿간 거리를 균일하게 하여 채널 추정에 큰 영향을 미치지 않도록 할 수 있으며, fine granularity를 가지는 장점이 있다.

[0509] 추가된 캐리어 영역에 대해 스캐터드 파일럿은 연속적인 SP 포지션 룰(rule)을 유지하도록 하여, 규칙성을 유지하도록 선정할 수 있으며, 베이스 커먼 모드에 존재하는 에지 파일럿은 추가된 캐리어 영역의 스펙트럼 양끝에 위치하도록 조정할 수 있다.

[0510] 그러나, Dx단위의 캐리어의 조정은 심볼당 일정한 NoA의 개수를 유지하는 데 있어서 베이스 커먼 모드 내의 SP-

bearing CP 혹은 임의의 pilot에 대해 추가되는 Dx의 정수배에 따라 선택적으로 조정이 필요하다. 이때, SP-bearing CP(혹은 임의의 pilot)은 (Dy-1)-mod(m,Dy) 의 개수가 필요하게 된다. SP-bearing CP(임의의 pilot)의 해당 m의 정수에 대해 기설정된 조합(combination)을 선택적으로 선정할 수 도 있으며, 보다 간소화된 시스템 운용을 위해서 해당 pilot중에 앞서 Dy에 따라 필요로한 (Dy-1)개의 pilot에 대한 기설정된 테이블에서 정수 m에 대해 (Dy-1)-mod(m,Dy)개 만큼에 대해 선택적으로 결정하여 일정한 NoA를 맞출 수 있다.

[0511] Ex) Dx=4, Dy=4에 대해, 스펙트럼에 왼쪽부터 추가될 경우, 필요한 3가지 SP shift 위치 중

[0512] a. + 1*Dx a 1st SP shift (Dx=4), 2nd SP shift (Dx=8)의 모듈로(modulo) 포지션(position)에 겹치는 테이블을 선택

[0513] b. + 2*DX a 2nd SP shift (Dx=8)의 modulo position에 겹치는 table을 선택

[0514] c. + 3*DX a 1st SP shift (Dx=4), 2nd SP shift (Dx=8), 3nd SP shift(Dx=12) 의 modulo position에 겹치는 table을 선택

[0515] 이 때, SP-bearing CP(혹은 임의의 파일럿)는 NoA를 유지할 수 있는 임의의 개수를 삽입하며, 이 때 추가되는 부가 대역폭에 따라서 필요한 SP-bearing CP의 개수와 위치는 기설정된 SP-bearing CP의 테이블 세트에서 선택하여 조정할 수 있다.

*표 37*

[0516]

| M | 1st Shift | 2nd Shift | 3rd Shift | Start Position |
|---|---|---|---|---|
| 1 | 0 | 0 | Add | 3rd shift (3*Dx=12) |
| 2 | Add | 0 | Add | 3rd shift (3*Dx=12) |
| 3 | Add | Add | Add | 2nd shift (2*Dx=8) |
| 4 | 0 | 0 | 0 | 2nd shift (2*Dx=8) |
| 5 | 0 | 0 | Add | 1st shift (1*Dx=4) |
| 6 | Add | 0 | Add | 1st shift (1*Dx=4) |
| 7 | Add | Add | Add | 0th shift (0*Dx=0) |
| 8 | 0 | 0 | 0 | 0th shift (0*Dx=0) |
| | | | | Dx*(Dv-ceiling(m/s)) |

[0517] 표 37은 도 32(c-1~3)과 같은 Dx단위의 캐리어 개수 조정시 일정한 NoA를 맞추기 위해 필요로하는 SP-bearing CP(혹은 임의의 pilot)의 조정 테이블에 대해 선택되는 SP-bearing CP의 table과 시작위치에 대한 실시예이다.

[0518] 예를 들면 Dx=4, Dy=4에 대해 각 m의 정수배로 추가시 조정되는 SP-bearing CP table의 선택 방법과 SP의 시작위치로서, SP-bearing CP의 각 쉬프트 포지션 테이블(shift position table)의 선택은 추가되는 Dx을 포함하는 쉬프트 블록을 배제한 나머지가 활성화/인에이블(enable)되며, SP의 시작위치는 Dx*(Dy-ceiling(m/2))으로 결정된다. (ceiling()은 올림)

[0519] m이 1이면 최초 왼쪽부터 채워나갈 경우 3rd shift된 SP를 포함한 Dx block이 추가되므로, 조정 테이블 중 3rd을 배제한 1st 과 2nd 의 shift된 SP와 겹치는 CP position이 선택되어 송,수신된다. m이 2인 경우 마찬가지로 3rd, 1st shift된 SP를 포함한 Dx block이 추가되므로, 조정 table에서 3rd과 1st 을 배제한 2nd 의 shift된 SP와 겹치는 CP position만이 송수신된다. m이 4의 배수인 경우 모든 경우가 동일한 횟수로 추가 되므로 베이스 커먼 모드(base common mode)에 설정된 SP-bearing CP의 조정 set을 모두 선택하면 된다.

[0520] 베이스 커먼 모드(base common mode)를 기준으로 스캐터드/분산(Scattered) 파일럿(pilot)(SP)의 파일럿 패턴에 따라 각 OFDM 심볼 내의 SP의 캐리어의 위치가 변경된다.

[0521] 각 심볼에 삽입되는 SP는 파일럿 덴서티(pilot density)단위로 삽입되고, OFDM심볼의 인덱스(index)가 증가함에 따라, 그 시작위치가 Dx의 단위로 쉬프트(shift)된다. 따라서, Dy의 심볼이 지나면 다시 반복적인 구조를 나타나게 되고, 상기 설명처럼 각 Dy개의 OFDM심볼 마다 각기 SP의 위치의 시작위치가 다르게 된다.

[0522] 0th 쉬프트 패턴(shift pattern)은 SP가 첫번째 시작위치에서부터 시작하는 패턴(pattern)을 말하며, 1th 쉬프트 패턴(shift pattern)은 상기 0th 쉬프트 패턴(shift pattern)에 대해 1*Dx 만큼 위치가 조정(shift)된 위치에서 시작되는 것을 말한다. 마찬가지로 (Dy-1)th 쉬프트 패턴(shift pattern)은 (Dy-1)*Dx만큼 위치가 조정(shift)되어 pilot이 위치하게 된다.

[0523] 추가된 부가 대역폭(Additional bandwidth)에 따라 일정한 NoA를 유지하기 위해 SP-bearing CP가 삽입될 때, 각 추가된 개수(Dx의 정수배)에 따라서, 기 설정된 SP-bearing CP의 table에서 필요한 SP bearing CP의 값을 선택하여 전송할 수 있다.

[0524] 상기 실시예와 같이 다른 Dx, Dy에 대해서도 동일한 컨셉(concept)으로 조정 적용될 수 있다.

[0526] 도 33은 본 발명의 다른 일 실시예에 따라서, 심볼당 NoA를 일정하게 유지하지 않고, 베이스 커먼 모드를 기반으로 대역폭을 확장하는 다른 방법을 나타낸다.

[0527] 도 33에서 각 신호 대역폭의 도면들은 스펙트럼 마스크에 따라 추가되는 부가 대역폭의 블록 유닛에 따라 추가되는 캐리어의 수 및 파일럿 구조를 나타낸다.

[0528] 도 33은 부가 대역폭을 조정하는 방식으로서, 일정한 NoA를 유지하지 않는 방법인, 베이스 커먼 모드를 기반으로 스펙트럼 마스크를 만족하기 위해 임의의 n개의 캐리어를 추가/삭제하는 방법을 나타낸다. 일정한 NoA를 위한 요구(requirement)가 없으므로 CP에 대한 제한(constraint)은 없으나, 스펙트럼 마스크(spectrum mask)에 따라, 추가/삭제되는 CP의 특성이 다소 변화하게 되고, 따라서 프레임 빌더/파서는 불규칙(irregular)한 NoA에 대응되는 스케줄링(scheduling)이 필요하다.

[0529] 그리고 추가되는 캐리어의 양 에지에 에지 파일럿이 위치하도록 조정하나, 역시 추가되는 양에 따라 타임 인터폴레이션된 주파수 영역에서의 파일럿 배치가 양 끝에서 레귤러하지 못함에 따른 채널 추정 성능의 저하가 다소 존재할 수 있다.

[0530] 위의 방식에서는 베이스 커먼 모드를 구성할 때 SP-bearing CP(혹은 임의의 pilot)를 NoA를 맞추기 위한 용도로 설정할 필요가 없으므로, CP는 필요에 따라 Non-SP-bearing CP로 구성할 수 도 있으며, 충분한 자유도를 가지도록 설계가 가능하다.

[0532] 이하에서는 유효 대역폭을 최대화하는 방법으로서, 설정한 전송 파라미터를 시그널링 방법에 대한 실시예에 대해 추가적으로 설명하도록 한다.

[0534] 도 34는 본 발명의 일 실시예에 따른 전송 파라미터의 시그널링 방법을 나타낸 도면이다.

[0535] 부가 제어 신호는 유효 대역폭의 최대화를 위한 전송 파라미터들을 나타내는 신호로서, 상술한 바와 같이 기설정된 값으로 매핑되거나 유도될 수도 있다. 이러한 전송 파라미터들은, 상술한 바와 같이 컨트롤 코드 접근 또는 시그널링 접근으로 송/수신기에 설정될 수 있다.

[0536] 시그널링 접근은 전송 파라미터 정보를 시그널링 필드에 할당하여 전송하며 송/수신기에 전달하는 방식으로서, 부가적인 정보를 송수신해야하나 시스템 운용상의 유연성을 높일 수 있는 장점이 있다. 해당 파라미터 정보는 프리앰블 혹은 프리앰블 이후 PLS(physical signaling)를 전송하는 심볼의 일정 구간에 전송할 수 있다.

[0537] 도 34(a)는 프리앰블을 통해 전송 파라미터 정보를 시그널링하는 방법을 나타낸다. 프리앰블에 전송 파라미터를 전송하는 경우, 프리앰블 이후의 시그널링 심볼 및 데이터 심볼에 대해서는 프리앰블을 통해 획득한 전송 파라미터를 디코딩하여 처리할 수 있다. 따라서 프리앰블 이후에 전송되는 PLS 심볼 및 데이터 심볼 모두에 대해 대역폭 효율이 최적화된 NoC를 사용할 수 있다.

[0538] 도 34(b)는 프리앰블 이후의 시그널링 심볼 즉 PLS를 사용하여 시그널링하는 방법을 나타낸다. PLS 심볼에 전송 파라미터를 전송하는 경우, PLS 심볼 부분은 베이스 커먼 모드의 대역폭으로 전송되어야 한다. 다만 PLS 심볼에서 전송 파라미터가 획득되어 처리되므로, 이후의 데이터 심볼에 대해서는 스펙트럼 마스크 요청에 대해 효율이 최대화된 NoC로 전송할 수 있다. 이 경우 데이터 심볼의 NoC가 PLS 심볼의 NoC보다 큰 경우, 베이스 커먼 모드로 전송되는 PLS 심볼 대역폭의 외곽 역역에는 a) 채널 추정 성능을 향상시키기 위해 파일럿을 확장하여 전송하거나 b) 데이터 심볼의 첫번째 심볼에 대해 프레임 스타팅 심볼의 역할로서 파일럿을 삽입할 수 있다.

[0539] 파라미터 정보를 시그널링 하는 방법의 실시예로는, 상술한 방법들에 추가로

[0540] 1) 4가지 카테고리를 나누어, 캐리어 모드 0(carrier mode0)(베이스 커먼 케리어 모드), 캐리어 모드 1(carrier mode1), 캐리어 모드 2(carrier mode2), 캐리어 모드 3(carrier mode3) 등으로 필드값을 카테고리마다 직접 할당, 인디케이션하여 각 모드의 스펙트럼 마스크에 대해 NoC를 적용하는 방법과

[0541] 2) 파일럿 덴서티(Dx*Dy)의 확장 단위와, 확장 유닛의 정수배로서 확장되는 추가 대역폭을 각각 인디케이션하는 방법, 그리고

[0542] 3) 각 FFT 사이즈에 상응하는 네트워크 최대의 파일럿 덴서티(Dx*Dy)를 송수신기에 설정하고, 추가되는 정수배에 대해서만 인디케이션하는 방법 등을 사용할 수 있다.

[0544] 도 35는 본 발명의 일 실시예에 따른 대역폭 효율 최적화 방법 및 전송 파라미터 시그널링 방법을 나타낸 도면이다.

[0545] 도 35은 채널 대역폭이 6MHz인 경우 서로 다른 스펙트럼 마스크 요청에 따라 최적화된 NoC와 그에 따른 파워 스펙트럼 덴서티를 나타낸다. 도 35(a)는 FFT 8K, 도 35(b)는 FFT 16K, 도 35(c)는 FFT 32K에 대해, 각 경우 ATSC, Colombia(DVB-T2), Japan(ISDB-T), Brazil(ISDB-T)의 지역의 스펙트럼 마스크를 기준으로 NoC를 조정하여 대역폭 효율을 최적화할 수 있다. 상술한 바와 같이, NoC는 파일럿 덴서티(Dx*Dy)의 정수배에 해당하는 값으로 선택할 수 있다. 도 35의 실시예에서는 모든 스펙트럼 마스크를 만족하는 베이스 커먼 모드를 기준으로, 8K의 경우는 128, 16K/32K의 경우는 256의 유닛의 정수배로 대역폭이 확장되도록 NoC를 선택하며, 도 35(a)~(c)는 각 경우의 PSD를 함께 나타낸다.

[0546] 예를 들면, 도 35(d)에서, 16K에서 베이스 커먼 모드의 NoC는 13312(256*52+256*0+1)이고, 컬럼비아(extended)의 스펙트럼 마스크에서는 NoC가 13825(256*52+256*2+1)로 확장되며, 이때 확장되는 대역폭은 파일럿 덴서티(256)의 2배수만큼 확장되는 것이다. 각 NoC에서 +1은 에지 파일럿 캐리어를 나타낸다. 도 35(d)에서 각 경우 확장되는 NoC는 파일럿 덴서티의 정수배로 나타낸다.

[0547] 상술한 시그널링하는 방법은, 도 35(d)의 NoC 조정 실시예를 통해 설명하면 다음과 같다.

[0548] 1) 4가지 캐리어 모드로 직접 나타내는 방법은 각기, base common / Brazil,Japan / ATSC, Colombia(normal) / Colombia(extended) 에 대해 0~3으로 할당하여 운용할 수 있다.

[0549] 2) 파일럿 덴서티(Dx*Dy)로 확장되는 유닛인 128, 256 등의 기설정된 값을 매핑하여 유닛에 따라 2~3bit로 전송하고, 정수배에 해당하는 부분을 기설정된 값으로 매핑하여 유닛에 따라 2~3bit로 전송하는 방법을 사용할 수 있다. 예를 들면, 확장 유닛은 128 : 00, 256 : 01, 512 : 10, xx : 11(future extension), 확장되는 정수배는 0 ~ 6에 대해 3bit 혹은 0~3 2bit를 할당하여 전송할 수 있다.

[0550] 3) 각 FFT 사이즈에 상응하는 확장 유닛인 파일런 덴서티를 각각 8K : 128, 16K : 256, 32K : 256 으로 송수신기에 설정하고, 확장되는 정수배에 해당되는 값인 0~6만을 3bit로 할당하여 시그널링할 수 있다. 또는 파일럿 덴서티를 각각 8K : 128, 16K : 256, 32K : 512로 송수신기에 설정하고 확장되는 정수배에 해당되는 값인 0~3만을 2bit로 할당하여 시그널링할 수 있다.

[0551] 수신기는 이에 따라 해당 정보를 디코딩하여 NoC를 도출하여 파라미터 정보를 설정할 수 있다.

[0553] 도 36은 본 발명의 다른 일 실시예에 따른, 대역폭 효율 최적화 방법 및 전송 파라미터 시그널링 방법을 나타낸 도면이다.

[0554] 도 36은 채널 대역폭이 7MHz인 경우 DVB 스펙트럼 마스크 요청에 따라 최적화된 NoC와 그에 따른 파워 스펙트럼 덴서티를 나타낸다. 채널 대역폭이 7MHz에 대한 DVB 스펙트럼 마스크를 만족하는 NoC 조정 및 파라미터 시그널링은 도 36(d)에서 DVB(7M)의 카테고리를 사용하여 도 35에서 상술한 방법으로 수행할 수 있다.

[0556] 도 37은 본 발명의 다른 일 실시예에 따른, 대역폭 효율 최적화 방법 및 전송 파라미터 시그널링 방법을 나타낸 도면이다.

[0557] 도 37은 채널 대역폭이 8MHz인 경우 DVB 및 DTMB(China)의 스펙트럼 마스크 요청에 따라 최적화된 NoC와 그에 따른 파워 스펙트럼 덴서티를 나타낸다. 채널 대역폭이 8MHz에 대한 DVB, DTMB의 스펙트럼 마스크를 만족하는 NoC 조정 및 파라미터 시그널링은 도 37(d)에서 DVB(8M)/DTMB,critical(8M)의 카테고리 및 DVB(8M)/DTMB,non-critical(8M)의 카테고리를 사용하여 도 35에서 상술한 방법으로 수행할 수 있다.

[0558]

[0559] 도 38은 본 발명의 실시예에 따른 대역폭을 조정도록 방송 신호를 프로세싱하여 송신하는 송신 방법을 나타낸 순서도이다.

[0560] 방송 송신기는 대역폭 조정을 위한 적어도 하나의 전송 파라미터를 설정할 수 있다(S38010). 그리고, 방송 송신기는 설정된 전송 파라미터에 따라 전송 신호를 프로세싱 및 전송할 수 있다(38020).

[0561] 방송 송신기의 전송 파라미터 설정 및 전송 신호 프로세싱은 도 26 내지 도 37와 관련하여 상술한 바와 같이 수

행될 수 있다. 다시 말하면, 방송 송신기의 전송 파라미터 제어 모듈은 적어도 하나의 전송 파라미터를 조정하여 전송 신호의 대역폭을 조정할 수 있다. 이러한 전송 신호의 대역폭은, 각 국가/지역에 따른 대역폭 제한 및 스펙트럼 마스크 요청에 따라서, 대역폭 조정의 기초가 되는 베이스 커먼 모드의 대역폭을 기초하여 조정될 수 있다.

[0562] 전송 파라미터는 베이스 커먼 모드의 신호 대역폭에 추가되는 부가 대역폭 파라미터 및 전송 신호의 샘플링 프리퀀시 파라미터 중 적어도 하나를 포함한다. 부가 대역폭 파라미터는 부가되는 캐리어의 수로서 설정/시그널링될 수도 있다.

[0563] 이러한 전송 파라미터는 전송 신호의 프리앰블 또는 PLS 심볼 중 적어도 하나를 사용하여 시그널링되거나, 컨트롤 코드로서 방송 송신기에 설정될 수 있다. 컨트롤 코드로 설정되는 경우 방송 송신기는 컨트롤 코드를 사용하여 전송 파라미터를 설정할 수 있다.

[0564] 방송 송신기의 전송 신호 프로세싱 및 전송은, 상술한 전송 신호의 인풋 포메팅, BICM 프로세싱, 프레임 빌딩 및 OFDM 생성 단계들을 포함한다. 특히 방송 송신기는 프레임 빌딩 모듈 및 OFDM 생성 모듈을 사용하여 설정된 전송 파라미터에 따라서 전송 신호의 대역폭을 조정하고, 변경되는 전송 신호의 대역폭에 따라서 전송 신호의 파일럿 구조를 조정할 수도 있다.

[0566] 도 39는 본 발명의 실시예에 따른, 대역폭이 조정된 방송 신호를 수신하여 프로세싱하는 수신 방법을 나타낸 도면이다.

[0567] 방송 송신호 수신기는 대역폭 조정을 위한 적어도 하나의 전송 파라미터를 설정할 수 있다(S38010). 그리고, 방송 송신기는 설정된 전송 파라미터에 따라 수신 신호를 프로세싱할 수 있다(38020).

[0568] 방송 수신기의 전송 파라미터 설정 및 전송 신호 프로세싱 또한 도 26 내지 도 37와 관련하여 상술한 바와 같이 수행될 수 있다. 다시 말하면, 방송 수신기의 전송 파라미터 제어 모듈은 적어도 하나의 전송 파라미터를 조정하여 대역폭이 조정된 수신 신호를 프로세싱할 수 있다. 이러한 수신 신호의 대역폭은, 각 국가/지역에 따른 대역폭 제한 및 스펙트럼 마스크 요청에 따라서, 대역폭 조정의 기초가 되는 베이스 커먼 모드의 대역폭을 기초하여 조정된 것이다.

[0569] 전송 파라미터는 베이스 커먼 모드의 신호 대역폭에 추가되는 부가 대역폭 파라미터 및 전송 신호의 샘플링 프리퀀시 파라미터 중 적어도 하나를 포함한다. 부가 대역폭 파라미터는 부가되는 캐리어의 수로서 설정/시그널링될 수도 있다.

[0570] 이러한 전송 파라미터는 수신 신호의 프리앰블 또는 PLS 심볼 중 적어도 하나를 사용하여 시그널링되거나, 컨트롤 코드로서 방송 수신기에 설정될 수 있다. 컨트롤 코드로 설정되는 경우 방송 수신기는 컨트롤 코드를 사용하여 전송 파라미터를 설정할 수 있다. 시그널링되는 경우, 방송 수신기는 프리앰블 또는 PLS 심볼에 포함된 전송 파라미터를 추출 및 디코딩할 수 있다.

[0571] 방송 수신기의 수신 신호 프로세싱은, 상술한 수신 신호의 동기화/복조, 프레임 파싱, 디매핑/디코딩 및 아웃풋 프로세싱 단계들을 포함한다. 특히 방송 수신기는 동기화/복조 모듈 및 프레임 파싱 모듈을 사용하여 설정된 전송 파라미터에 따라서 조정된 대역폭의 수신 신호를 프로세싱하고 파일럿 신호들을 처리할 수 있다.

[0573] 도 40은 본 발명의 다른 일 실시예에 따른 방송 신호 전송의 전송 파라미터들을 나타낸 도면이다.

[0574] 도 40의 테이블에서, 본 발명은 미래 방송 시스템을 위해 제안되는 전송 시스템의 베이스밴드 샘플링 레이트는 지역/국가에 따른 호환성을 고려하여 DVB 시스템의 베이스 샘플링 레이트를 사용하며, 이 베이스 샘플링 레이트를 기반으로 전송 파라미터들을 최적화하여 제안한다. 도 40의 테이블은, 해당 채널 대역폭에 따라 제안된 가드 인터벌, FFT 사이즈 및 파일럿 패턴의 컴비네이션을 나타낸다.

[0575] 본 실시예에서는 가드 인터벌 샘플의 수는 206 샘플의 정수배로 구성된 모드를 제안하며, 각각의 채널 대역폭(6Mhz, 7MHz, 8MHz)에 따라 적용된 베이스밴드 샘플 레이트(BSR)에 따라 가드 인터벌의 길이를 도 40의 테이블과 같이 제안한다. 해당 가드 인터벌은 각각의 채널 대역폭을 사용하는 각 지역의 고정/모바일 수신(fixed/mobile reception) 및 MFN/SFN등의 네트워크 구성(network configuration)을 고려하여 지원될 수 있다.

[0576] 특히 본 실시예의 가드 인터벌은 서로 다른 FFT 사이즈와 채널 대역폭에 대해 동일한 샘플수로 가드 인터벌의 각 모드를 제공하여, 시그널링의 리던던시를 낮추고 수신기의 복잡도를 낮추도록 설계되어 있다. 또한 해당 가드 인터벌을 지원하는 파일럿 패턴(pilot pattern)의 경우, 가드 인터벌의 일부(fraction)가 대략 5의 정수배

값의 역수에 해당되어, 해당 가드 인터벌을 지원하기 위한 주파수 방향으로의 파일럿간 거리(Dx)는 4의 배수를 기반으로 설정된다. 이에 따라 가드 인터벌 대비 최대 채널 추정 마진은 대략 20%~25%로 설계되며, 보간 필터(interpolation filter)는 충분한 마진으로 설계할 수 있다.

[0577] 시간 방향로의 파일럿 거리는 지원하는 서비스의 이동성(mobility)과 관계되며, 앞서 언급한 프로파일(profile)의 사용 케이스(use case)에 의해 8K,16K 모드에서는 이동성(mobility)를 지원하기 위해 Dy=2의 값을, 고정 수신(fixed reception)을 위해서 Dy=4의 값을 가지며, 32K 모드는 고정 수신(fixed reception)에 주로 사용되는 모드로서 수신기의 메모리 제한(memory constraint)을 고려하여 Dy=2의 값을 지원하도록 한다. Dy의 값은 해당 수신기의 복잡도 및 지원하는 서비스의 이동성에 따라 보다 적합한 값을 고려할 수 있다.

[0579] 이하에서는, 본 발명의 다른 일 실시예로서, 파일럿 부스팅 파라미터 제어 방법에 대해 설명하도록 한다.

[0580] 파일럿의 진폭 레벨(amplitude level)은 채널 추정 게인과 동시에 제한된 전송 파워 내에서 데이터 캐리어가 가지는 파워에 영향을 주어, 트레이드 오프(trade off)의 관계를 갖는다. 따라서 파일럿의 진폭 레벨(amplitude level)은 최종 등화된 데이터 셀(equalized data cell(carrier))의 SNR을 최대화시킬 수 있도록 최적화되어야 한다.

[0581] 다시 말하면, 파일럿의 진폭 레벨(amplitude level)은 채널 추정 게인(channel estimation gain) 및 데이터 셀(캐리어)의 파워에 함께 영향을 주므로, 파일럿 덴시티/밀도 및 파일럿의 레벨에 따른 채널 추정 이득(channel estimation gain)과 이에 따른 데이터 셀의 파워/전력 손실을 고려하여야 한다. 또한, 채널 추정이 이루어진 값으로 모든 캐리어 포지션(carrier position)에 대해 채널 값을 얻어내기 위해 사용되는 보간/보상 필터(interpolation filter)의 이득(gain)에 따라, EQ출력의 SNR이 영향을 받게 된다.

[0582] 본 실시예에서는 보간 필터(interpolation filter)를 각각 시간 도메인(Time domain)에 대해서는 선형 보간(linear interpolation)에 따른 노이즈 저감 이득(noise reduction gain)으로 기준값으로 삼으며, 주팟 도메인(Frequency domain)에 대해서는 다양한 채널 환경에 따른 노이즈 저감 게인(noise reduction gain)에 대해 타겟 보간 게인(target interpolation gain)을 유도하여 0.5의 값으로 선정하여 기준값으로 삼는다.

[0583] 더불어, 미래 방송 시스템(future broadcasting system)은 각 네트워크 망에 최적화된 파일럿이 분포 및 배치되어 있으므로, 각 모드별 파일럿 패턴(pilot pattern)에 따라 파일럿(pilot)의 진폭(amplitude)도 개별적 최적화가 필요하다. 본 실시예에서는 미래 방송 시스템에서 제안하는 프레임 구조(frame structure)를 고려하여 결정된 파일럿의 부스팅 레벨(boosting level)을 제안한다.

[0584] 더불어, SISO에 비해 MIMO 모드의 파일럿 밀도/덴서티(pilot density)가 높기 때문에 각 SISO/MIMO 모드에 따른 파라미티를 제안한다.

[0585] 각 프레임 내 심볼에 따라서는, 아래와 같이 파일럿 부스팅 파라미터를 제안한다..

[0586] 1) FSS(Frame signaling symbol)/FES(Frame edge symbol): 프레임의 양끝에 위치하여 밀도높은(dense) 파일럿을 가지는 심볼로, 해당 심볼은 주파수 보간(frequency interpolation)이 독립적으로 수행되도록 설계된 심볼로서 파일럿의 밀도(density)는 Dx에 의해 좌우되며, 이에 따라 파일럿 진폭을 최적화한다.

[0587] 2) 일반 데이터 심볼(Normal data symbol): 네트워크에 맞게 설계된 Dx,Dy의 파일럿 배치를 가지는 심볼로, 시간 보간(Time interpolation)이 심볼간에 수행되게 되며, 각 심볼의 파일럿 밀도는 Dx*Dy 로 이루어진다. 따라서, 이에 따라 파일럿 진폭을 최적화한다.

[0588] 상술한 내용을 고려하여 결정 및 제안하는 파일럿 부스팅 파라미터는 도 41에서 나타낸다.

[0589] 도 41은 본 발명의 일 실시예에 따른, 파일럿 부스팅 파라미터들을 나타낸다.

[0590] 도 41은 노멀 데이터 심볼 및 FSS/FES에 대해, 방송 시스템이 지원하는 파일럿 패턴들에 따라 SISO/MIMO 방식을 고려한 파일럿 부스팅 파라미터들을 나타낸다.

[0591] 도 41에서, Asp(스캐터드 파일럿 앰플리튜드) (a)의 테이블들은 각 파일럿 패턴에 대해 최적화된 값들을 포함한다.

[0592] 도 41에서 Asp (b)의 테이블들은, 각각 동일한 파일럿 덴서티에 대해서 에버리지 밸류의 값으로 파일럿 진폭을 선정한 값들을 포함한다.

[0593] 도 41에서 Asp (c)의 테이블들은, 플로팅 밸류로 선정된 (a), (b)의 값들에 대해, 수신기를 고려하여 근사화하

고 분수의 값으로 표현한 값들을 포함한다.

[0594] 방송 신호 송신기에서 OFDM 생성 모듈을 통해 상술한 파일럿 부스팅 파라미터를 사용하여 전송 신호를 프로세싱할 수 있다. 다시 말하면, 방송 신호 송신기는 도 41의 표들 및 표들에 포함된 값들을 사용하여 파일럿 신호를 프로세싱할 수 있다.

[0595] 본 명세서는 방송 신호를 수신 및 송신하기 위한 방법 및 장치를 이용하는 것에 있다. 본 발명의 사상이나 범위를 벗어나지 않고 본 발명에서 다양한 변경 및 변형이 가능함은 당업자에게 이해된다. 따라서, 본 발명은 첨부된 청구항 및 그 동등 범위 내에서 제공되는 본 발명의 변경 및 변형을 포함하는 것으로 의도된다.

[0596] 본 명세서에서 장치 및 방법 발명이 모두 언급되고, 장치 및 방법 발명 모두의 설명은 서로 보완하여 적용될 수 있다.

## *부호의 설명*

[0597] 1000: 인풋 포맷

1010: BICM

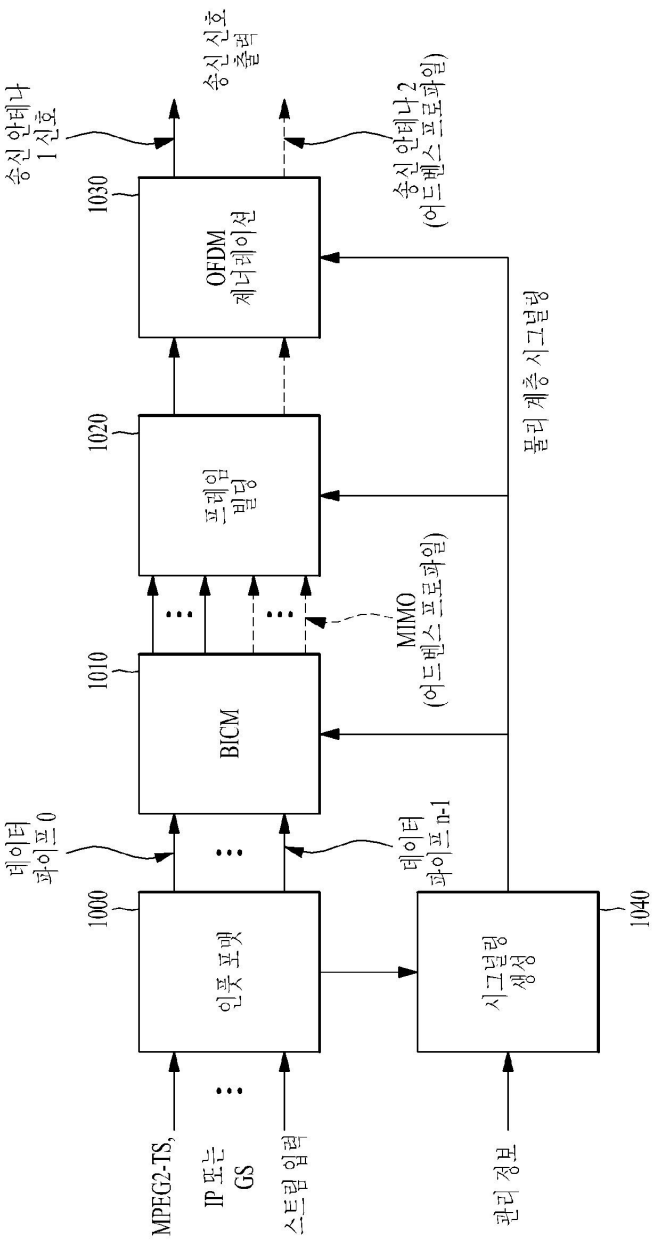
1020: 프레임 빌딩

1030: OFDM 제네레이션

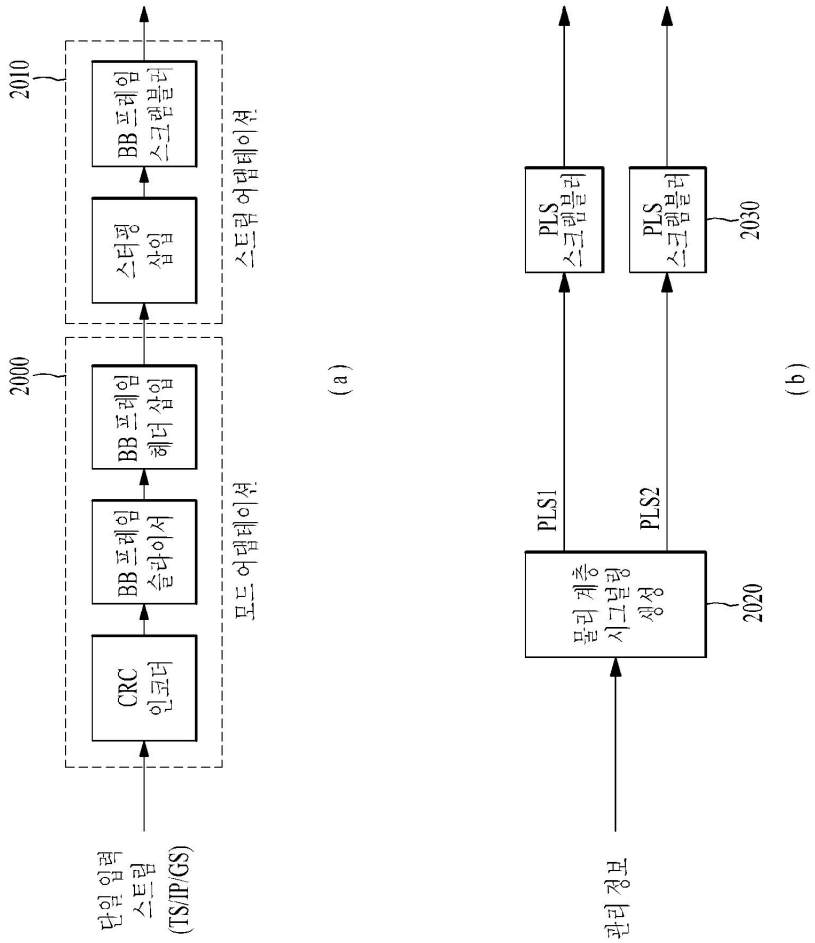
1040: 시그널링 생성

## 도면

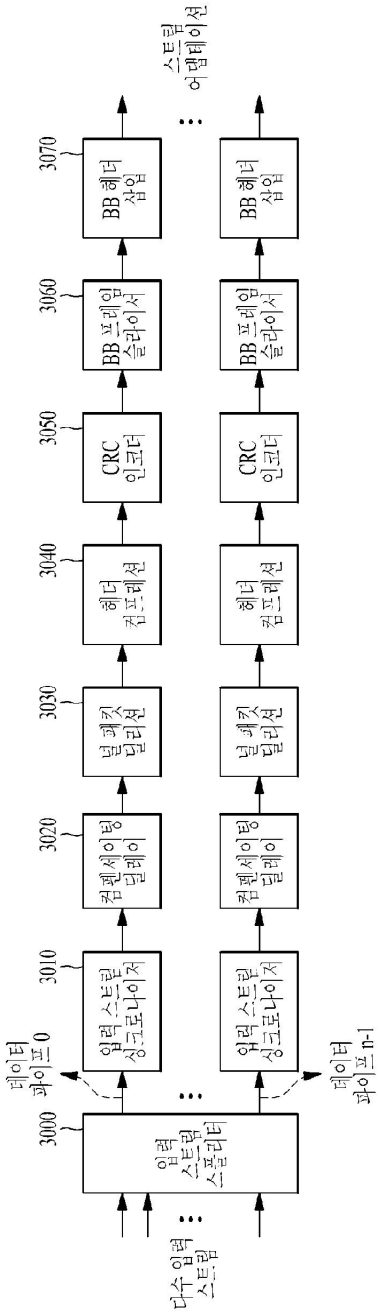
### 도면1


송신 안테나
1 신호
송신 신호
출력
송신 안테나 2
(어드벤스드 프로파일)
1030
OFDM
제너레이션
1020
프레임
빌딩
물리 계층 시그널링
MIMO
(어드벤스드 프로파일)
1010
BICM
데이터
파이프 0
데이터
파이프 n-1
1000
인풋 포맷
시그널링
생성
1040
MPEG2-TS,
IP 또는
GS
스트림 입력
관리 정보

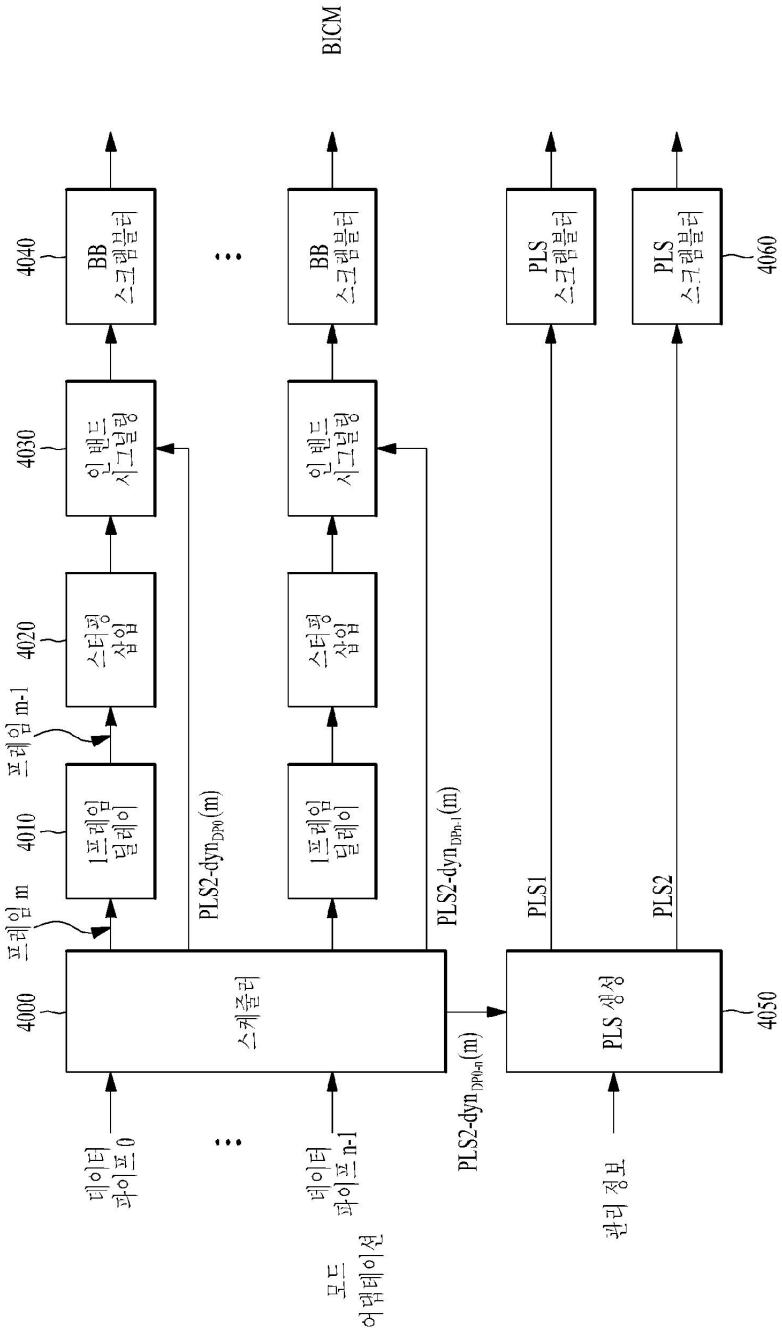
도면2


단일 입력 스트림 (TS/IP/GS)
CRC 인코더
BB 프레임 슬라이서
BB 프레임 헤더 삽입
스터핑 삽입
BB 프레임 스크램블러
2000
2010
모드 어댑테이션
스트림 어댑테이션
(a)
관리 정보
물리 계층 시그널링 생성
2020
PLS1
PLS2
PLS 스크램블러
PLS 스크램블러
2030
(b)

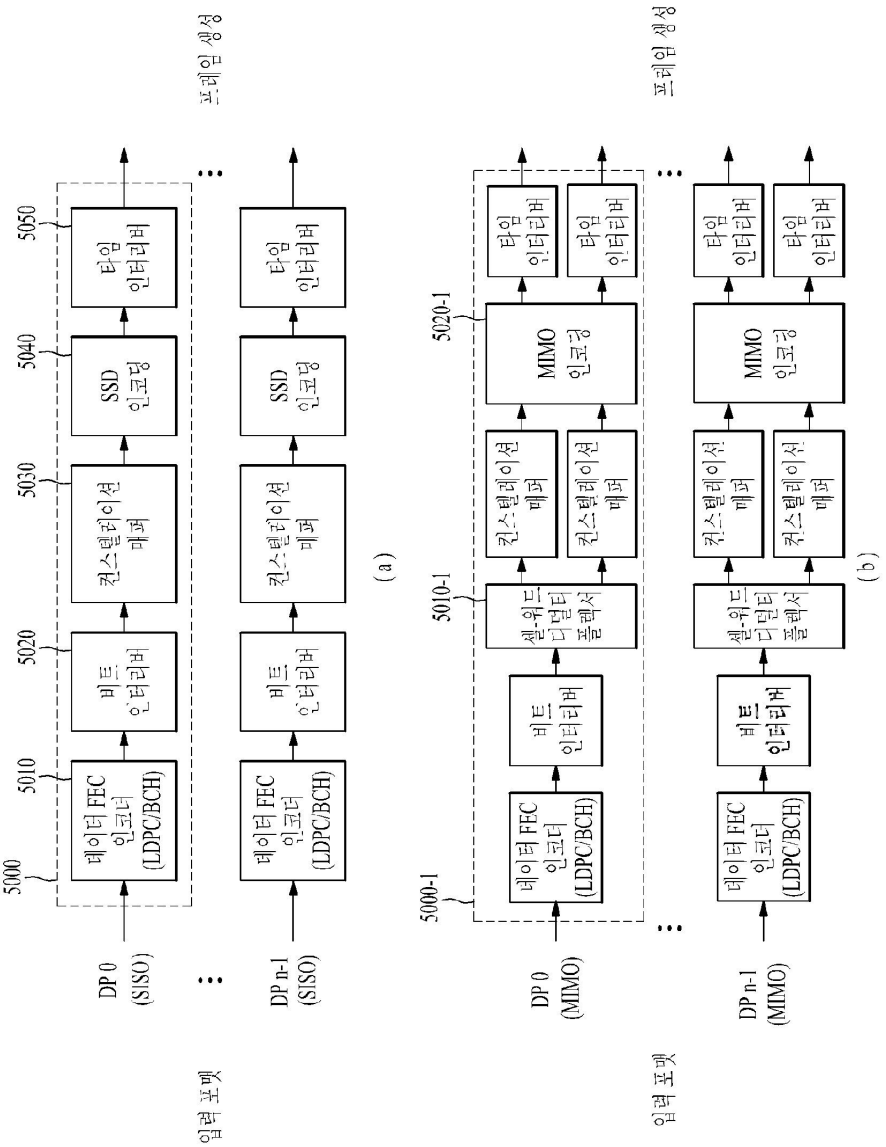
도면3


다수 입력 스트림
입력 스트림 스플리터
3000
데이터 파이프 0
데이터 파이프 n-1
입력 스트림 싱크로나이저
3010
컴펜세이팅 딜레이
3020
널 패킷 딜리션
3030
헤더 컴프레션
3040
CRC 인코더
3050
BB 프레임 슬라이서
3060
BB 헤더 삽입
3070
스트림 어댑테이션

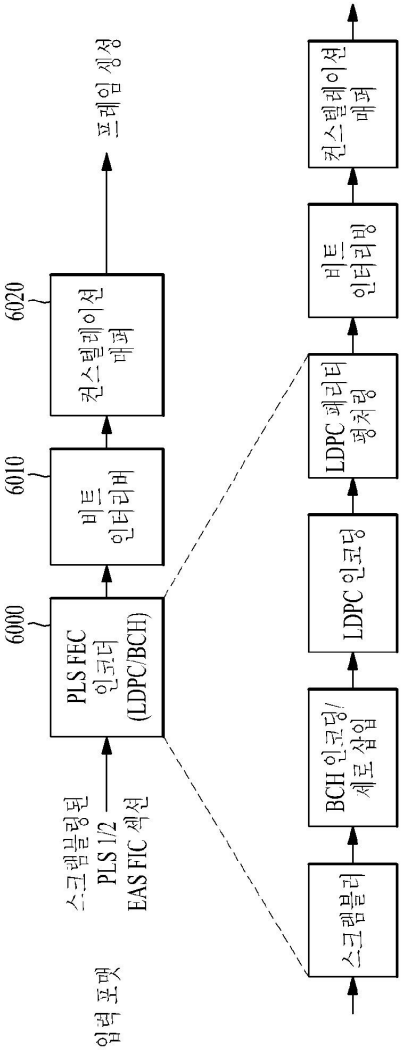
도면4


BICM
4000
스케줄러
4010
1프레임 딜레이어
4020
스터핑 삽입
4030
인 밴드 시그널링
4040
BB 스크램블러
4050
PLS 생성
4060
PLS 스크램블러
프레임 m
프레임 m-1
PLS2-dyn$_{DFM}$(m)
PLS2-dyn$_{DFM-1}$(m)
PLS2-dyn$_{DFMn}$(m)
PLS1
PLS2
데이터 파이프 0
데이터 파이프 n-1
모드 어댑테이션
관리 정보

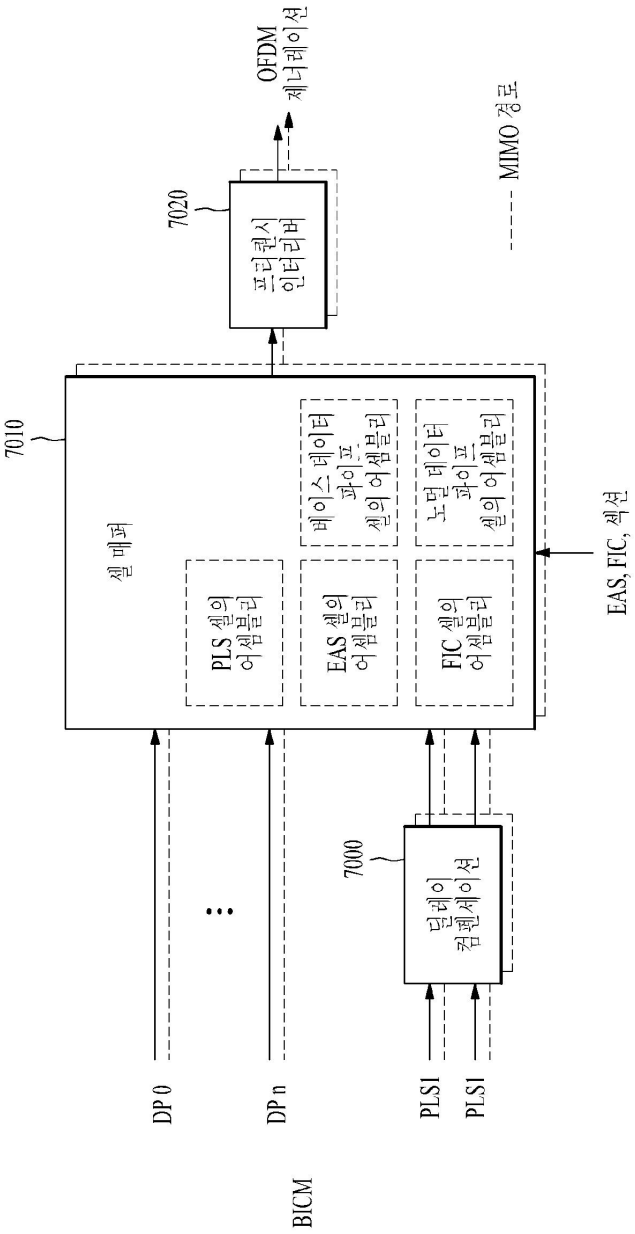
도면5


입력 포맷
프레임 생성
DP 0 (SISO)
DP n-1 (SISO)
5000
데이터 FEC 인코더 (LDPC/BCH)
5010
비트 인터리버
5020
컨스텔레이션 매퍼
5030
SSD 인코딩
5040
타임 인터리버
5050
(a)
입력 포맷
프레임 생성
DP 0 (MIMO)
DP n-1 (MIMO)
5000-1
데이터 FEC 인코더 (LDPC/BCH)
비트 인터리버
5010-1
셀-워드 디멀티 플렉서
컨스텔레이션 매퍼
5020-1
MIMO 인코딩
타임 인터리버
(b)

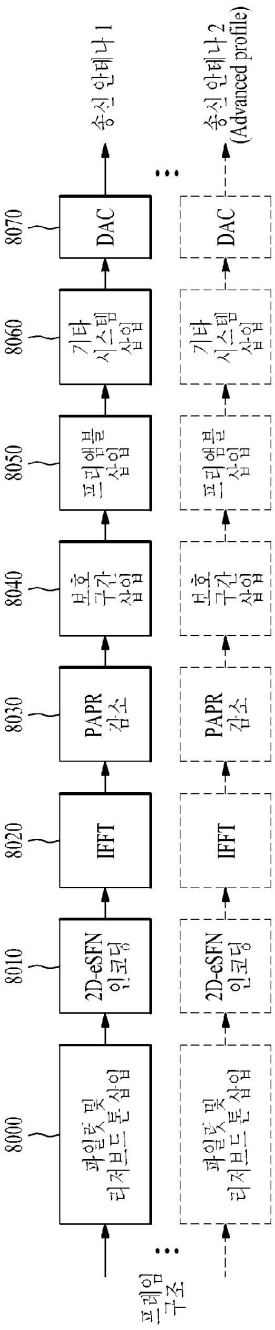
도면6


입력 포맷
스크램블링된
PLS 1/2
EAS FIC 섹션
6000
PLS FEC
인코더
(LDPC/BCH)
6010
비트
인터리버
6020
컨스텔레이션
매퍼
프레임 생성
스크램블러
BCH 인코딩/
쇼트 삽입
LDPC 인코딩
LDPC 패리티
펑처링
비트
인터리빙
컨스텔레이션
매퍼

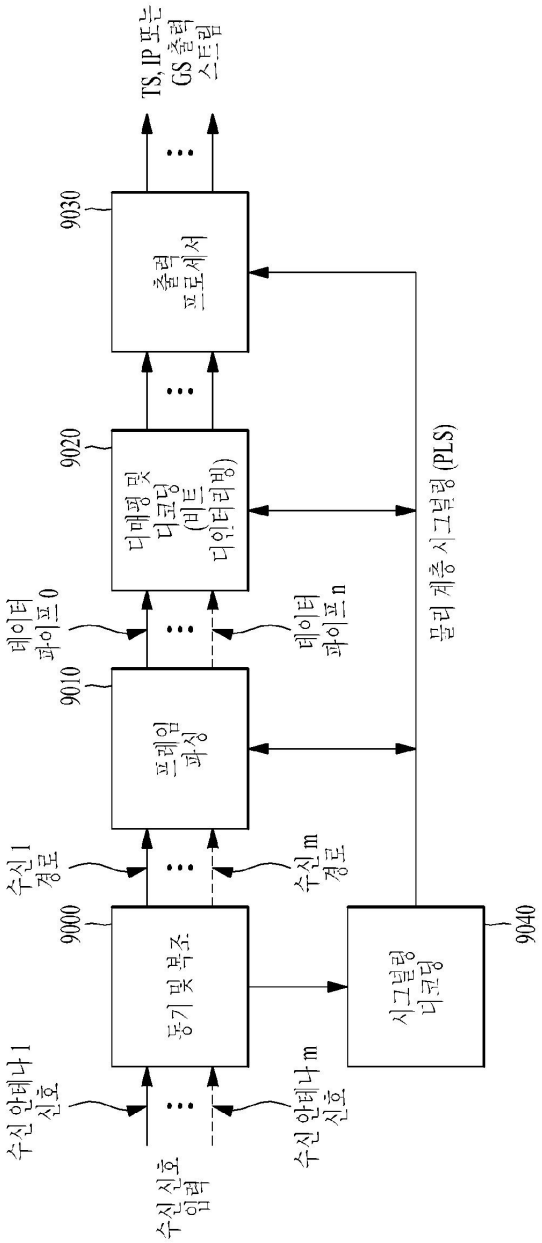
도면7


OFDM 제너레이션
7020
프리앰블 인터리버
MIMO 경로
7010
셀 매퍼
PLS 셀의 어셈블리
EAS 셀의 어셈블리
FIC 셀의 어셈블리
베이스 데이터 파이프 셀의 어셈블리
노멀 데이터 파이프 셀의 어셈블리
EAS, FIC, 섹션
7000
딜레이 컴펜세이션
DP 0
DP n
PLS1
PLS1
BICM

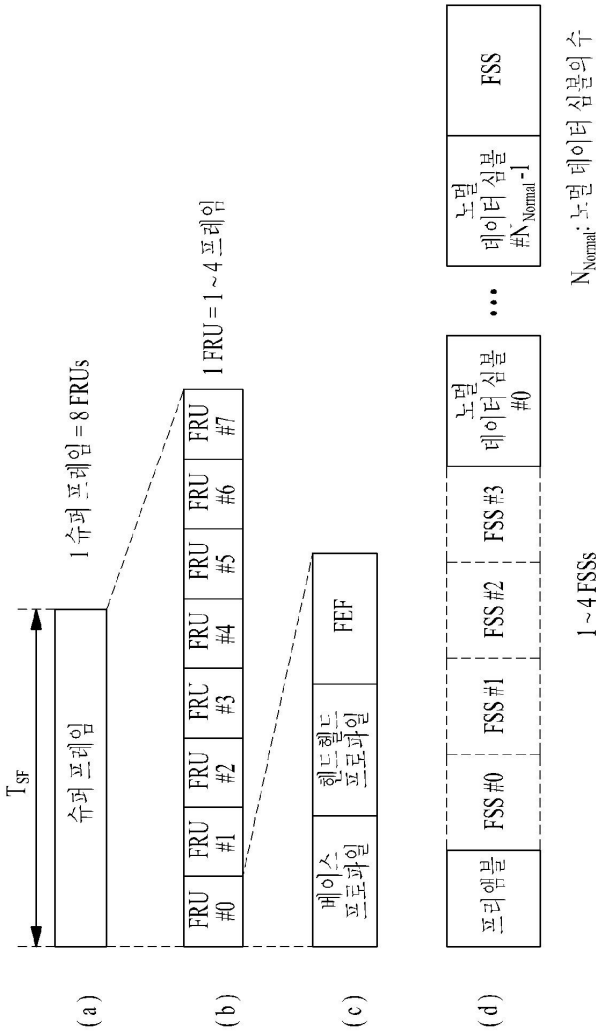
도면8


프레임 구조
8000
파일럿 및 리저브드 톤 삽입
8010
2D-eSFN 인코딩
8020
IFFT
8030
PAPR 감소
8040
보호 구간 삽입
8050
프리앰블 삽입
8060
기타 시스템 삽입
8070
DAC
송신 안테나 1
송신 안테나 2 (Advanced profile)

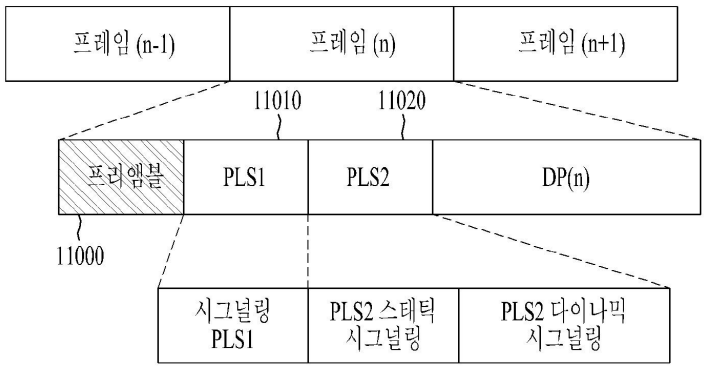
도면9


TS, IP 또는
GS 출력
스트림
9030
출력
프로세서
9020
디매핑 및
디코딩
(빔
디인터리빙)
9010
프레임
파싱
9000
동기 및 복조
9040
시그널링
디코딩
수신 안테나 1
신호
수신 안테나 m
신호
수신 신호
입력
수신 1
경로
수신 m
경로
데이터
파이프 0
데이터
파이프 n
물리 계층 시그널링 (PLS)

도면10


1 슈퍼 프레임 = 8 FRUs
1 FRU = 1 ~ 4 프레임
$T_{SF}$
슈퍼 프레임
FRU #0
FRU #1
FRU #2
FRU #3
FRU #4
FRU #5
FRU #6
FRU #7
베이스 프로파일
헤드헬드 프로파일
FEF
프리앰블
FSS #0
FSS #1
FSS #2
FSS #3
노멀 데이터 심볼 #0
노멀 데이터 심볼 #$N_{Normal}$-1
FSS
1 ~ 4 FSSs
$N_{Normal}$: 노멀 데이터 심볼의 수
(a)
(b)
(c)
(d)

도면11


프레임 (n-1)
프레임 (n)
프레임 (n+1)
11010
11020
프리앰블
PLS1
PLS2
DP(n)
11000
시그널링 PLS1
PLS2 스태틱 시그널링
PLS2 다이나믹 시그널링

도면12

| 콘텐트 | 비트 |
|---|---|
| PHY_PROFILE | 3 |
| FFT_SIZE | 2 |
| GI_FRACTION | 3 |
| EAC_FLAG | 1 |
| PILOT_MODE | 1 |
| PAPR_FLAG | 1 |
| FRU_CONFIGURE | 3 |
| RESERVED | 7 |

도면13

| 콘텐트 | 비트 |
|---|---|
| PREAMBLE_DATA | 20 |
| NUM_FRAME_FRU | 2 |
| PAYLOAD_TYPE | 3 |
| NUM_FSS | 2 |
| SYSTEM_VERSION | 8 |
| CELL_ID | 16 |
| NETWORK_ID | 16 |
| SYSTEM_ID | 16 |
| for i = 0:3 | |
| FRU_PHY_PROFILE | 3 |
| FRU_FRAME_LENGTH | 2 |
| FRU_GI_FRACTION | 3 |
| RESERVED | 4 |
| end | |
| PLS2_FEC_TYPE | 2 |
| PLS2_MOD | 3 |
| PLS2_SIZE_CELL | 15 |
| PLS2_STAT_SIZE_BIT | 14 |
| PLS2_SYN_SIZE_BIT | 14 |
| PLS2_REP_FLAG | 1 |
| PLS2_REP_SIZE_CELL | 15 |
| PLS2_NEXT_FEC_TYPE | 2 |
| PLS2_NEXT_MODE | 3 |
| PLS2_NEXT_REP_FLAG | 1 |
| PLS2_NEXT_REP_SIZE_CELL | 15 |
| PLS2_NEXT_REP_STAT_SIZE_BIT | 14 |
| PLS2_NEXT_REP_DYN_SIZE_BIT | 14 |
| PLS2_AP_MODE | 2 |
| PLS2_AP_SIZE_CELL | 15 |
| PLS2_NEXT_AP_MODE | 2 |
| PLS2_NEXT_AP_SIZE_CELL | 15 |
| RESERVED | 32 |
| CRC 32 | 32 |

도면14

| 콘텐트 | 비트 |
|---|---|
| FIC_FLAG | 1 |
| AUX_FLAG | 1 |
| NUM_DP | 6 |
| for i = 1: NUM_DP | |
| DP_ID | 6 |
| DP_TYPE | 3 |
| DP_GROUP_ID | 8 |
| BASE_DP_ID | 6 |
| DP_FEC_TYPE | 2 |
| DP_COD | 4 |
| DP_MOD | 4 |
| DP_SSD_FLAG | 1 |
| if PHY_PROFILE = '010' | |
| DP_MIMO | 3 |
| end | |
| DP_TI_TYPE | 1 |
| DP_TI_LENGTH | 2 |
| DP_TI_BYPASS | 1 |
| DP_FRAME_INTERVAL | 2 |
| DP_FIRST_FRAME_IDX | 5 |
| DP_NUM_BLOCK_MAX | 10 |
| DP_PAYLOAD_TYPE | 2 |
| DP_INBAND_MODE | 2 |
| DP_PROTOCOL_TYPE | 2 |
| DP_CRC_MODE | 2 |
| if DP_PAYLOAD_TYPE = = TS('00') | |
| DNP_MODE | 2 |
| ISSY_MODE | 2 |
| HC_MODE_TS | 2 |
| if HC_MODE_TS = = '01' or '10' | |
| PID | 13 |
| end | |
| if DP_PAYLOAD_TYPE == IP('01') | |
| HC_MODE_IP | 2 |
| end | |
| RESERVED | 8 |
| end | |
| if FIC_FLAG = = 1 | |
| FIC_VERSION | 8 |
| FIC_LENGTH_BYTE | 13 |
| RESERVED | 8 |
| end | |
| if AUX_FLAG = = 1 | |
| NUM_AUX | 4 |
| AUX_CONFIG_RFU | 8 |
| for - 1 : NUM_AUX | |
| AUX_STREAM_TYPE | 4 |
| AUX_PRIVATE_CONF | 28 |
| end | |
| end | |

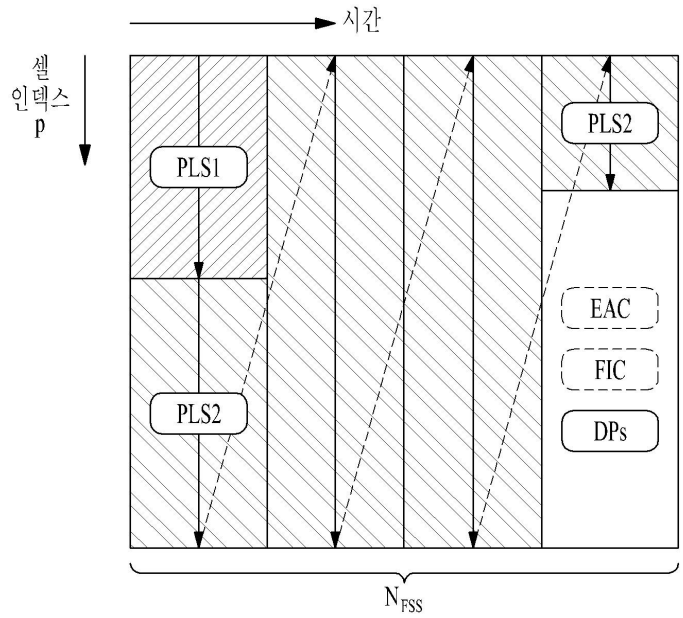
도면15

| 콘텐트 | | 비트 |
|---|---|---|
| FRAME_INDEX | | 5 |
| PLS_CHANGE_COUNTER | | 4 |
| FIC_CHANGE_COUNTER | | 4 |
| RESERVED | | 16 |
| for i = 1: NUM_DP | | |
| | DP_ID<br>DP_START | 6<br>15 (또는 13) |
| | DP_NUM_BLOCK | 10 |
| end | RESERVED | 8 |
| EAC_FLAG | | 1 |
| EAS_WAKE_UP_VERSION_NUM | | 8 |
| if EAC_FLAG == 1 | | |
| | EAC_LENGTH_BYTE | 12 |
| else | | |
| | EAC_COUNTER | 12 |
| end | | |
| for i=1:NUM_AUX | | |
| | AUX_PRIVATE_DYN | 48 |
| end | | |
| CRC 32 | | 32 |

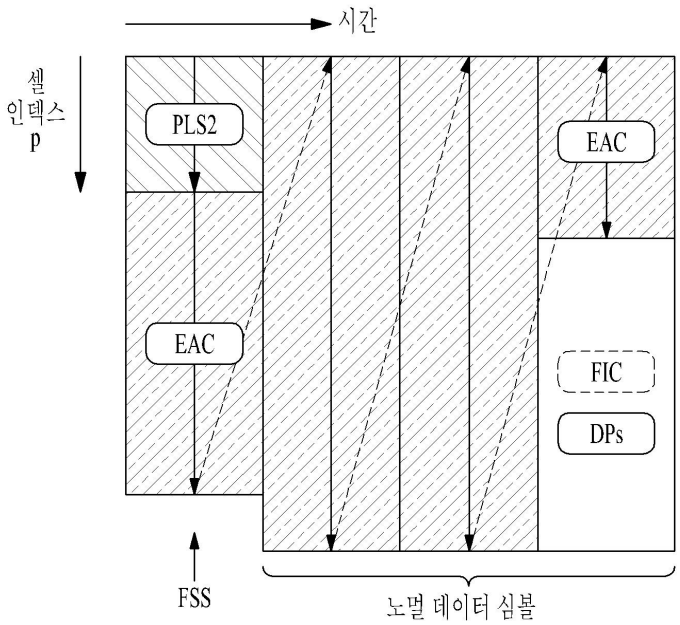
도면16



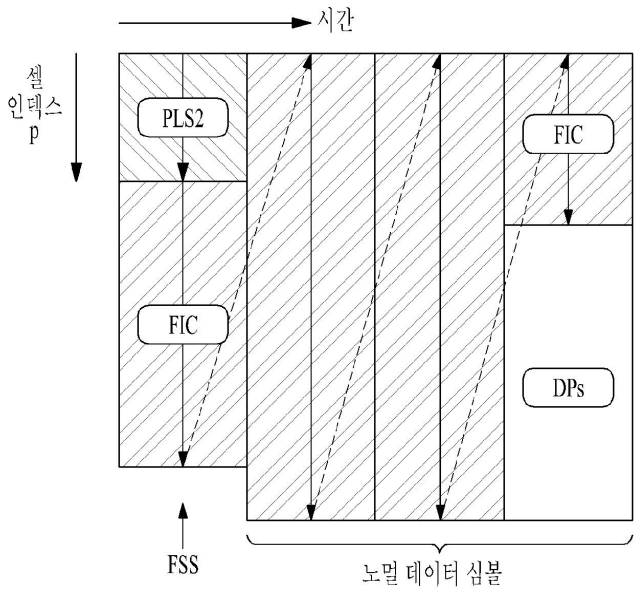
도면17


시간
셀
인덱스
p
PLS1
PLS2
PLS2
EAC
FIC
DPs
$N_{FSS}$

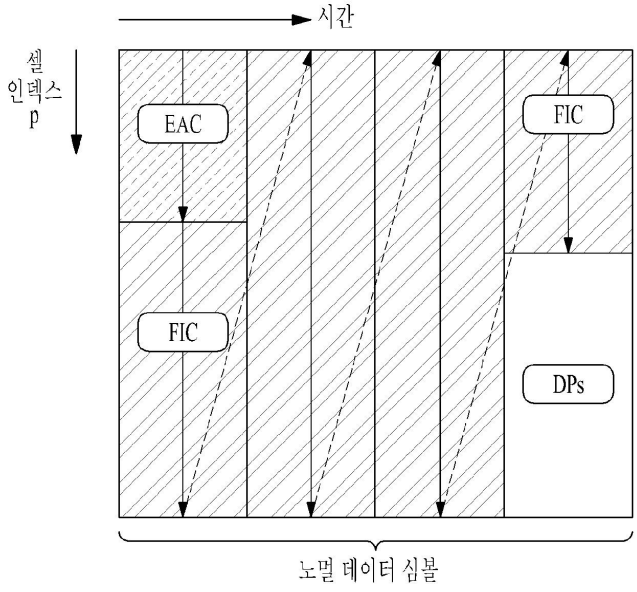
도면18


시간
셀
인덱스
p
PLS2
EAC
EAC
FIC
DPs
FSS
노멀 데이터 심볼

도면19

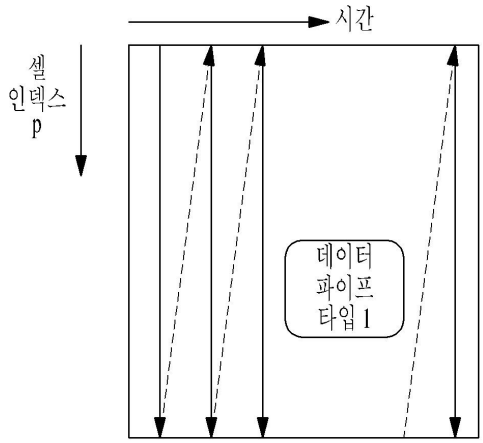

시간
셀
인덱스
p
PLS2
FIC
FSS
FIC
DPs
노멀 데이터 심볼

(a)

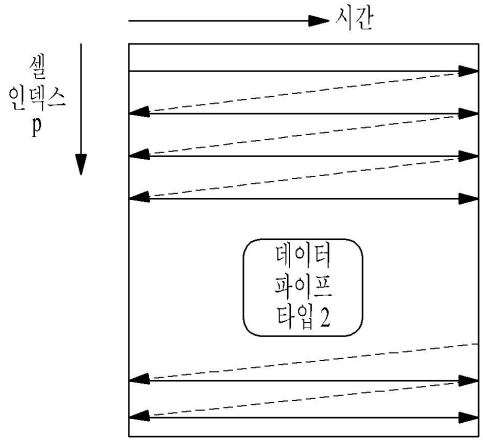

시간
셀
인덱스
p
EAC
FIC
FIC
DPs
노멀 데이터 심볼

(b)

도면20

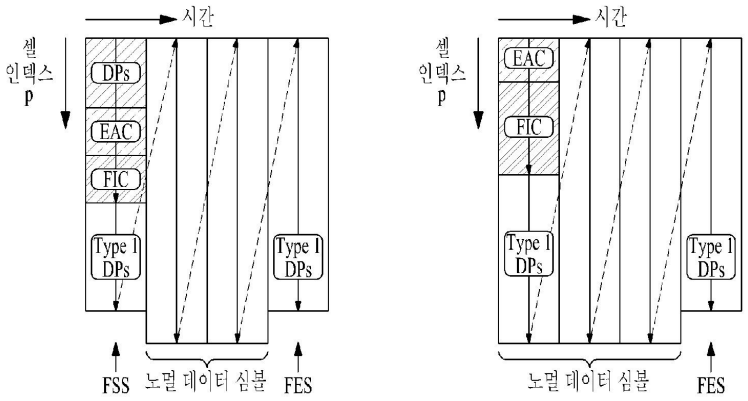



(a)

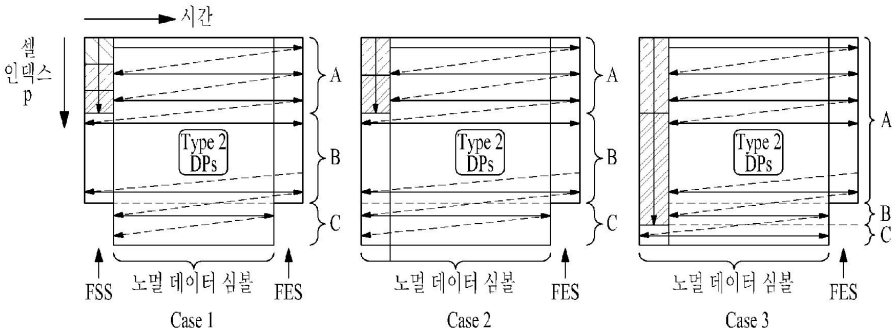



(b)

도면21

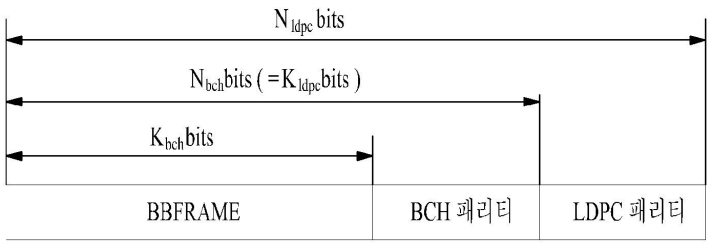

시간
셀
인덱스
p
DPs
EAC
FIC
Type 1
DPs
Type 1
DPs
FSS
노멀 데이터 심볼
FES
시간
셀
인덱스
p
EAC
FIC
Type 1
DPs
Type 1
DPs
노멀 데이터 심볼
FES

(a)

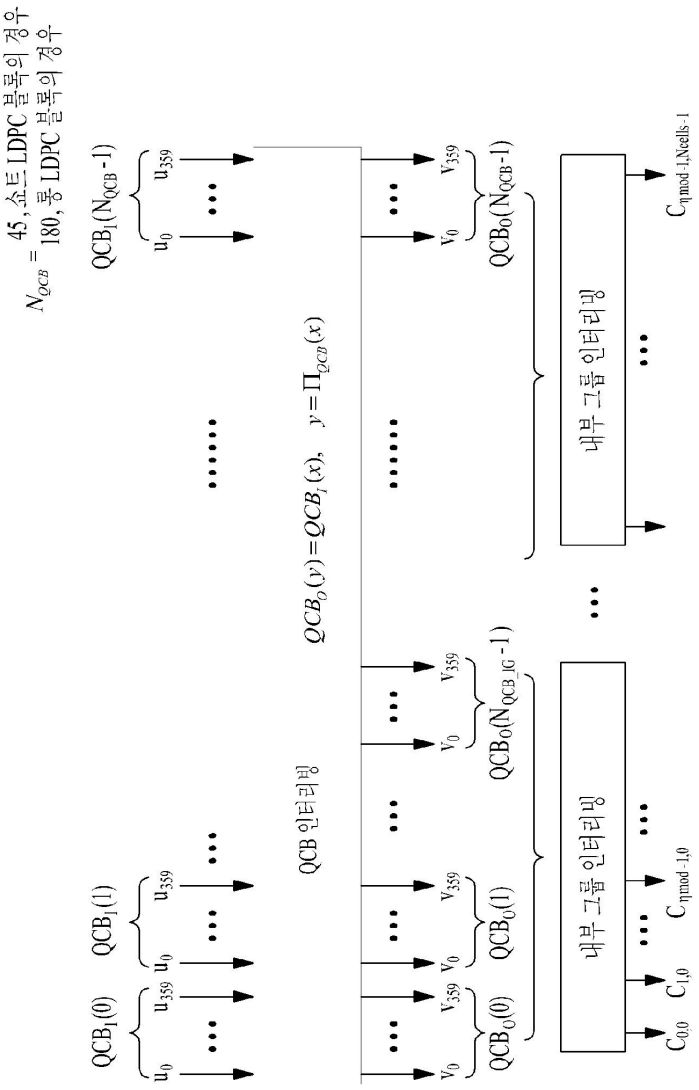

시간
셀
인덱스
p
A
B
C
Type 2
DPs
FSS
노멀 데이터 심볼
FES
Case 1
Case 2
Case 3

(b)

도면22


$N_{ldpc}$ bits
$N_{bch}$bits ( =$K_{ldpc}$bits )
$K_{bch}$bits
BBFRAME
BCH 패리티
LDPC 패리티

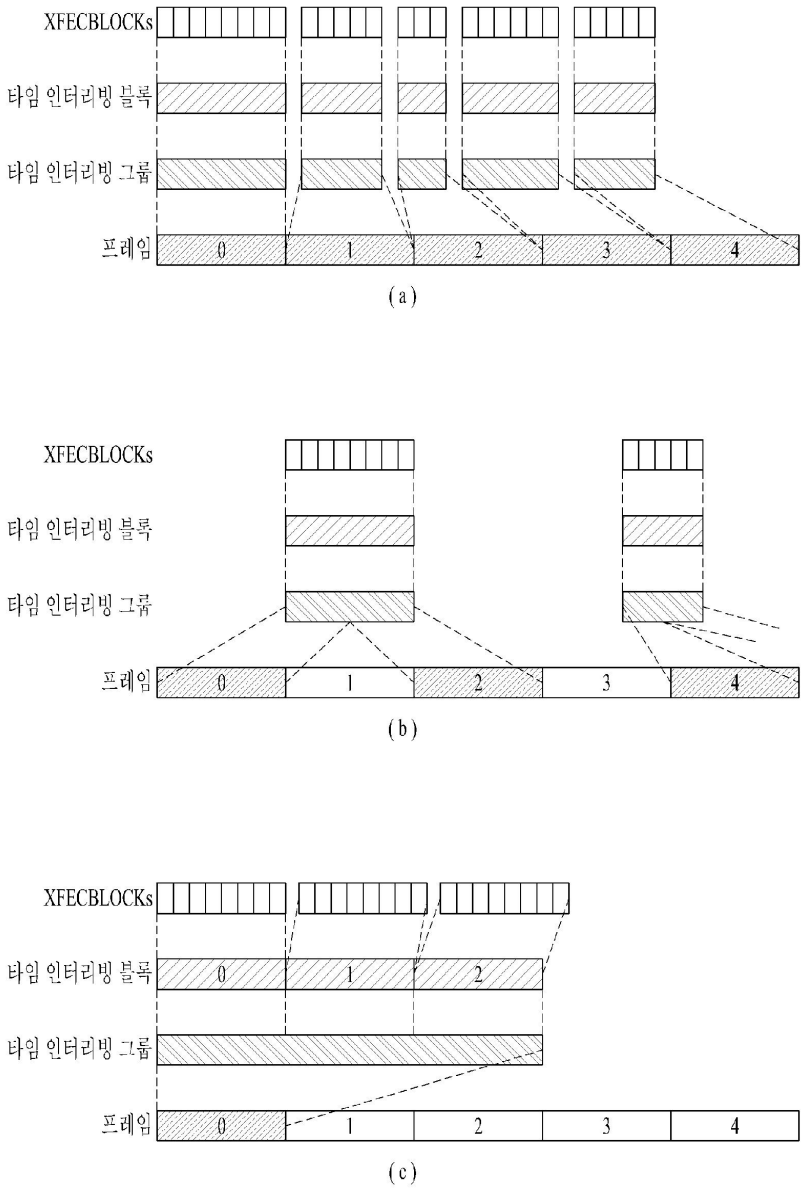
도면23


$N_{QCB} = \begin{matrix} 45, \text{쇼트 LDPC 블록의 경우} \\ 180, \text{롱 LDPC 블록의 경우} \end{matrix}$
$QCB_I(0)$
$QCB_I(1)$
$QCB_I(N_{QCB}-1)$
$u_0$ $u_{359}$
QCB 인터리빙
$QCB_O(y) = QCB_I(x), \quad y = \Pi_{QCB}(x)$
$QCB_O(0)$
$QCB_O(1)$
$QCB_O(N_{QCB_IG}-1)$
$QCB_O(N_{QCB}-1)$
$v_0$ $v_{359}$
내부 그룹 인터리빙
내부 그룹 인터리빙
$C_{0,0}$ $C_{1,0}$ $C_{\eta mod\ 1,0}$
$C_{\eta mod\ 1,Neells-1}$

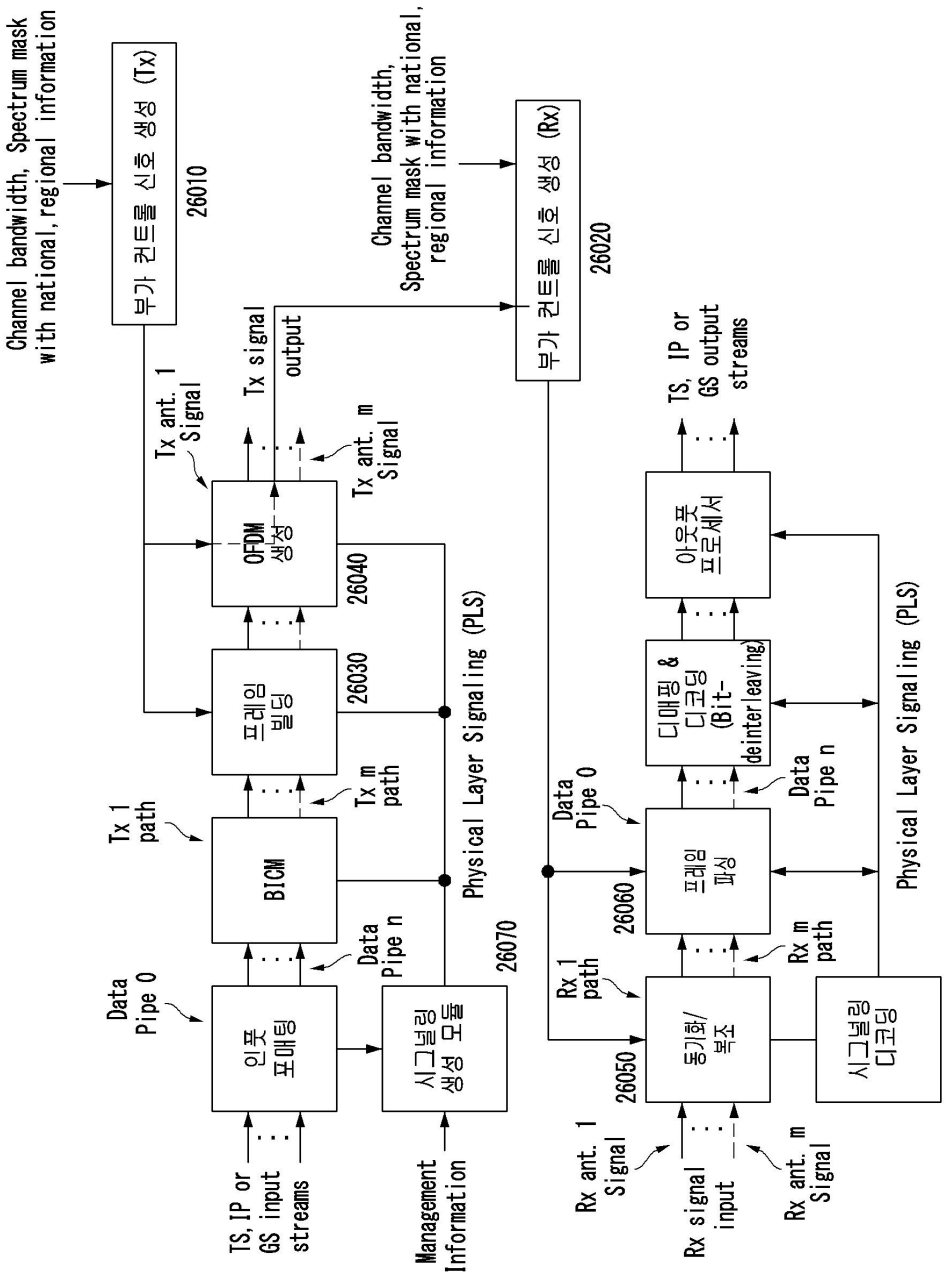
도면24


비트
인터리버
비트-셀
디멀티
플렉서
컨스텔레이션
매퍼
컨스텔레이션
매퍼
$c_{0,l}, c_{1,l}, \cdots, c_{\eta \bmod -1,l}$
$d_{1,0,m}, d_{1,1,m}, \cdots, d_{1,\eta \bmod -1,m}$
$d_{2,0,m}, d_{2,1,m}, \cdots, d_{2,\eta \bmod -1,m}$
$l = 0,1,2,\ldots, N_{cells}-1$
$m = 0,1,2,\ldots, \frac{N_{cells}}{2}-1$
$\eta \bmod = \begin{cases} 4 & \text{, for 8 bpcu MIMO} \\ 6 & \text{, for 12 bpcu MIMO} \end{cases}$
$d_{1,k,m} = c_{k,2m}$
$d_{2,k,m} = c_{k,2m+1}$
$k = 0,1,\ldots, \eta \bmod -1,\ m = 0,1,\ldots, \frac{N_{cells}}{2}-1$
(a)
$\eta \bmod = 10$, for10 bpcu MIMO
비트
인터리버
(NUQ-1024)
비트-셀
디멀티
플렉서
컨스텔레이션
매퍼
(NUQ-16)
컨스텔레이션
매퍼
(NUQ-64)
$c_{0,l}, c_{1,l}, \cdots, c_{9,l}$
$l = 0,1,2,\ldots, N_{cells}-1$
$d_{1,0,m}, d_{1,1,m}, \cdots, d_{1,3,m}$
$d_{2,0,m}, d_{2,1,m}, \cdots, d_{2,5,m}$
$m = 0,1,2,\ldots, N_{cells}-1$
$\{d_{1,0,m}, d_{1,1,m}, d_{1,2,m}, d_{1,3,m}\} = \{c_{0,m}, c_{1,m}, c_{4,m}, c_{5,m}\}$
$\{d_{2,0,m}, d_{2,1,m}, d_{2,2,m}, d_{2,3,m}, d_{2,4,m}, d_{2,5,m}\} = \{c_{2,m}, c_{3,m}, c_{6,m}, c_{7,m}, c_{8,m}, c_{9,m}\}$
$m = 0,1,\ldots, N_{cells}-1$
(b)

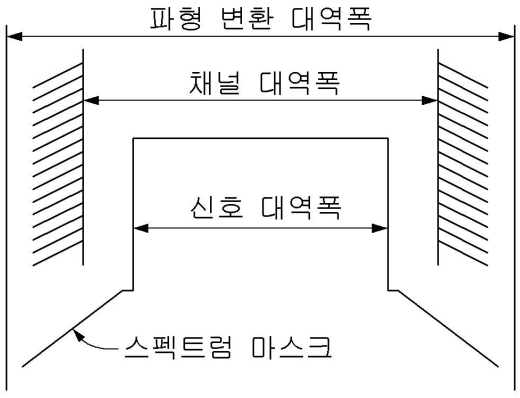
도면25


XFECBLOCKs
타임 인터리빙 블록
타임 인터리빙 그룹
프레임
0
1
2
3
4
(a)
XFECBLOCKs
타임 인터리빙 블록
타임 인터리빙 그룹
프레임
0
1
2
3
4
(b)
XFECBLOCKs
타임 인터리빙 블록
타임 인터리빙 그룹
프레임
0
1
2
3
4
(c)

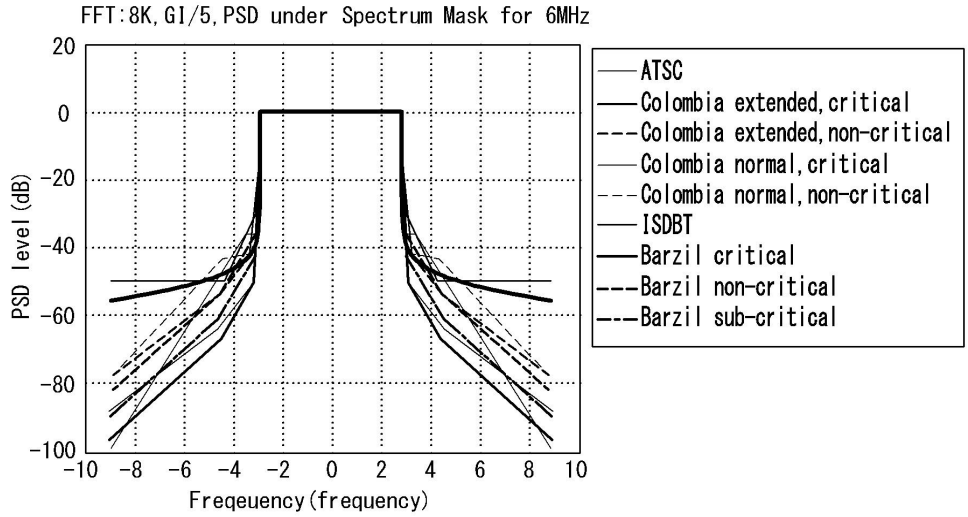
도면26


Channel bandwidth, Spectrum mask with national, regional information
부가 컨트롤 신호 생성 (Tx)
26010
Channel bandwidth, Spectrum mask with national, regional information
부가 컨트롤 신호 생성 (Rx)
26020
Tx ant. 1 Signal
Tx signal output
Tx ant. m Signal
OFDM 생성
26040
프레임 빌딩
26030
Tx 1 path
Tx m path
BICM
Data Pipe 0
Data Pipe n
인풋 포매팅
시그널링 생성 모듈
26070
Physical Layer Signaling (PLS)
TS, IP or GS input streams
Management Information
Data Pipe 0
Data Pipe n
Rx 1 path
Rx m path
프레임 파싱
26060
동기화/ 복조
26050
디매핑 & 디코딩 (Bit-deinterleaving)
아웃풋 프로세서
TS, IP or GS output streams
시그널링 디코딩
Physical Layer Signaling (PLS)
Rx ant. 1 Signal
Rx signal input
Rx ant. m Signal

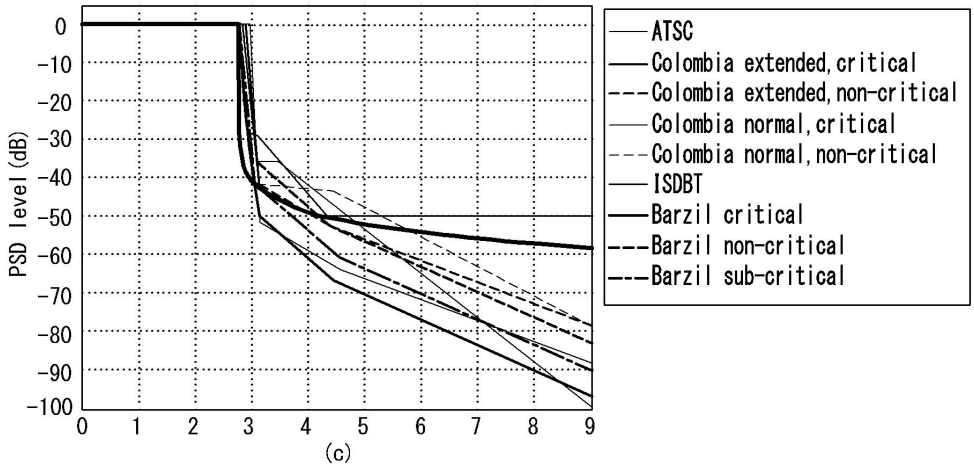
도면27a


파형 변환 대역폭
채널 대역폭
신호 대역폭
스펙트럼 마스크

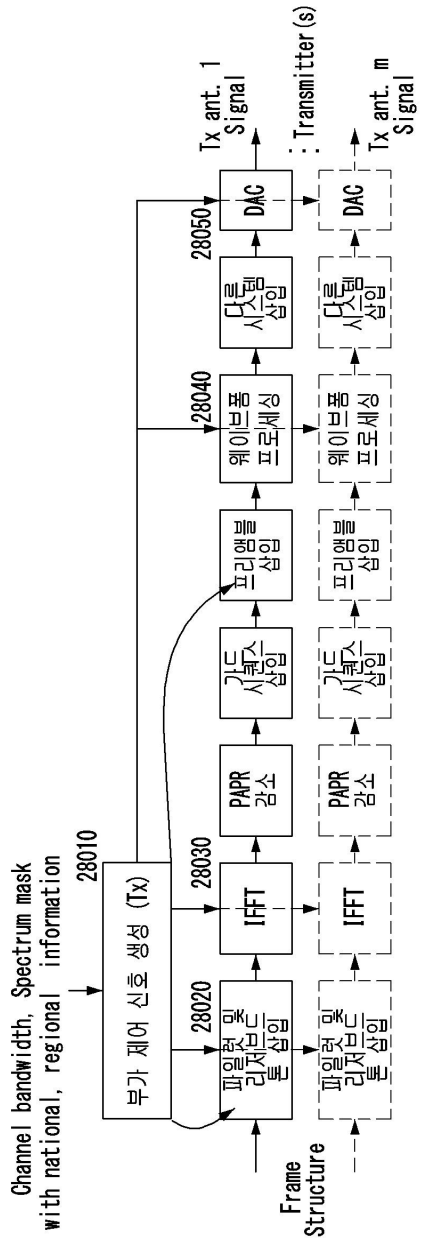
도면27b


FFT:8K,GI/5,PSD under Spectrum Mask for 6MHz
PSD level(dB)
Freqeuency(frequency)
ATSC
Colombia extended,critical
Colombia extended,non-critical
Colombia normal,critical
Colombia normal,non-critical
ISDBT
Barzil critical
Barzil non-critical
Barzil sub-critical

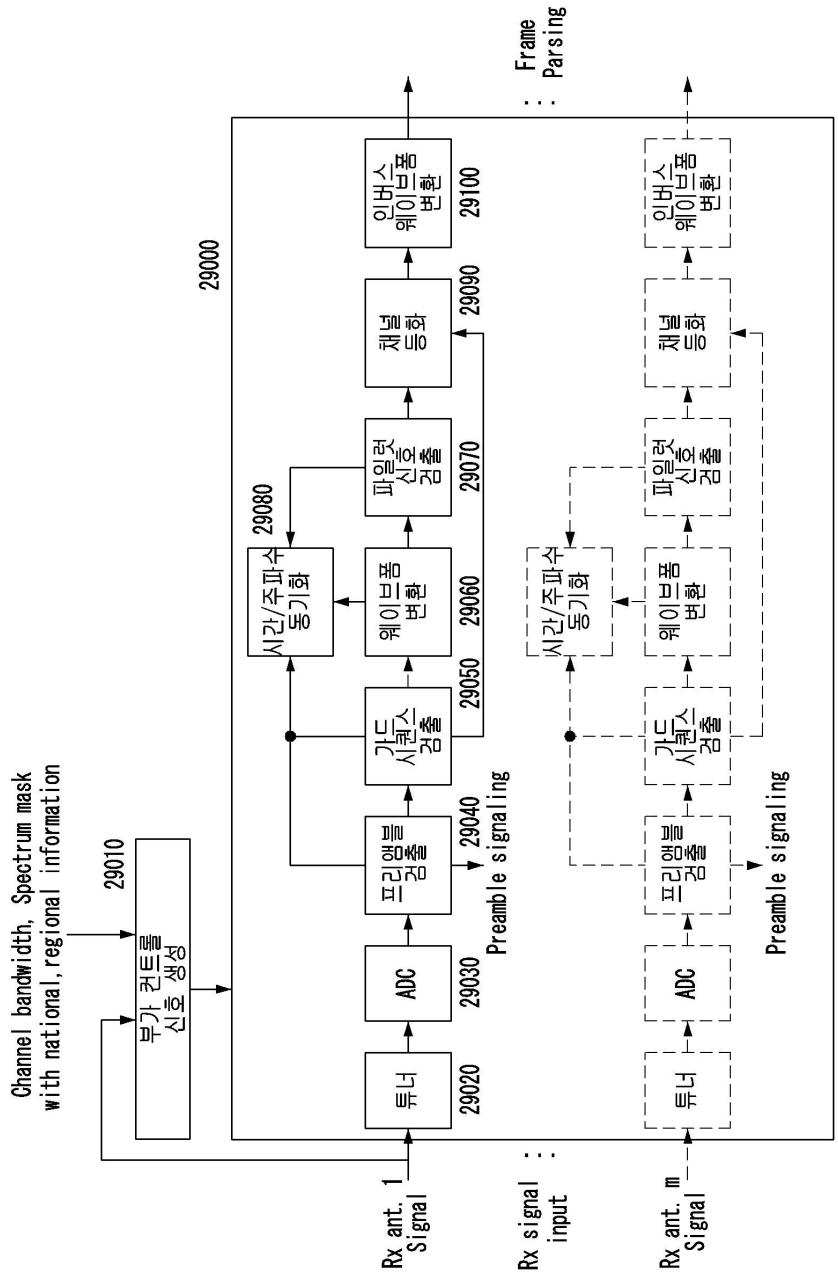
도면27c


PSD level(dB)
(c)
ATSC
Colombia extended,critical
Colombia extended,non-critical
Colombia normal,critical
Colombia normal,non-critical
ISDBT
Barzil critical
Barzil non-critical
Barzil sub-critical

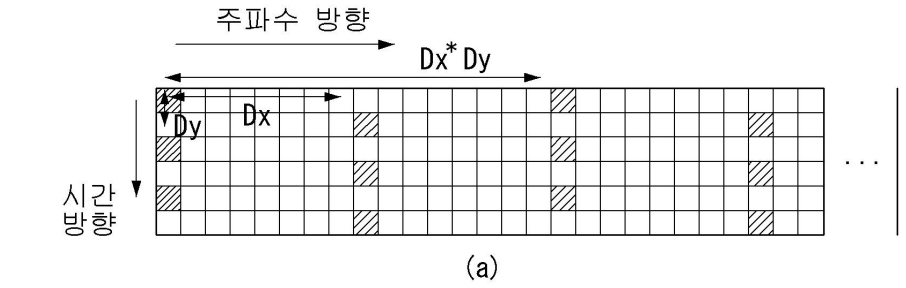
도면28


Channel bandwidth, Spectrum mask
with national, regional information
28010
부가 제어 신호 생성 (Tx)
28020
파일럿 및 널 리저브드 톤 삽입
28030
IFFT
PAPR 감소
가드 시퀀스 삽입
프리앰블 삽입
28040
웨이브폼 프로세싱
다중 시스템 삽입
28050
DAC
Tx ant. 1 Signal
Frame Structure
파일럿 및 널 리저브드 톤 삽입
IFFT
PAPR 감소
가드 시퀀스 삽입
프리앰블 삽입
웨이브폼 프로세싱
다중 시스템 삽입
DAC
Tx ant. m Signal
: Transmitter(s)

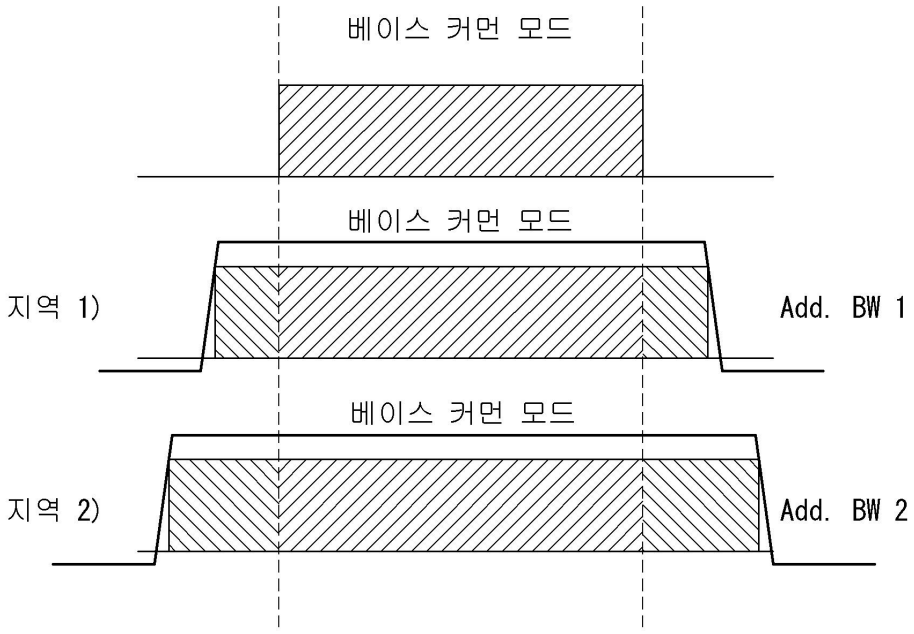
도면29


Channel bandwidth, Spectrum mask
with national,regional information
29010
부가 컨트롤
신호 생성
29000
Frame
Parsing
튜너
29020
ADC
29030
프리앰블
검출
29040
Preamble signaling
가드
시퀀스
검출
29050
웨이브폼
변환
29060
시간/주파수
동기화
29080
파일럿
신호검출
29070
채널
등화
29090
인버스
웨이브폼
변환
29100
Rx ant. 1
Signal
Rx signal
input
Rx ant. m
Signal

도면30

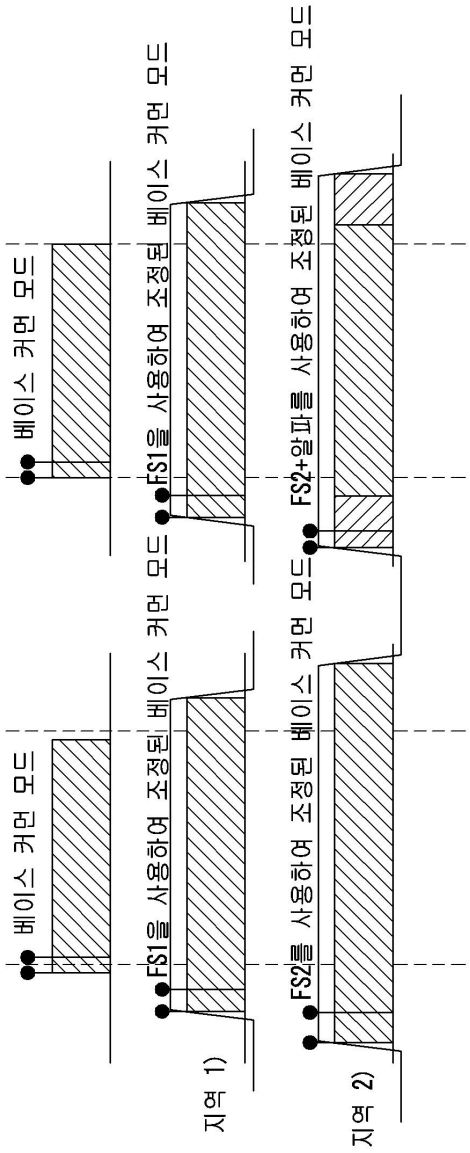

주파수 방향
Dx*Dy
Dy
Dx
시간
방향
...

(a)

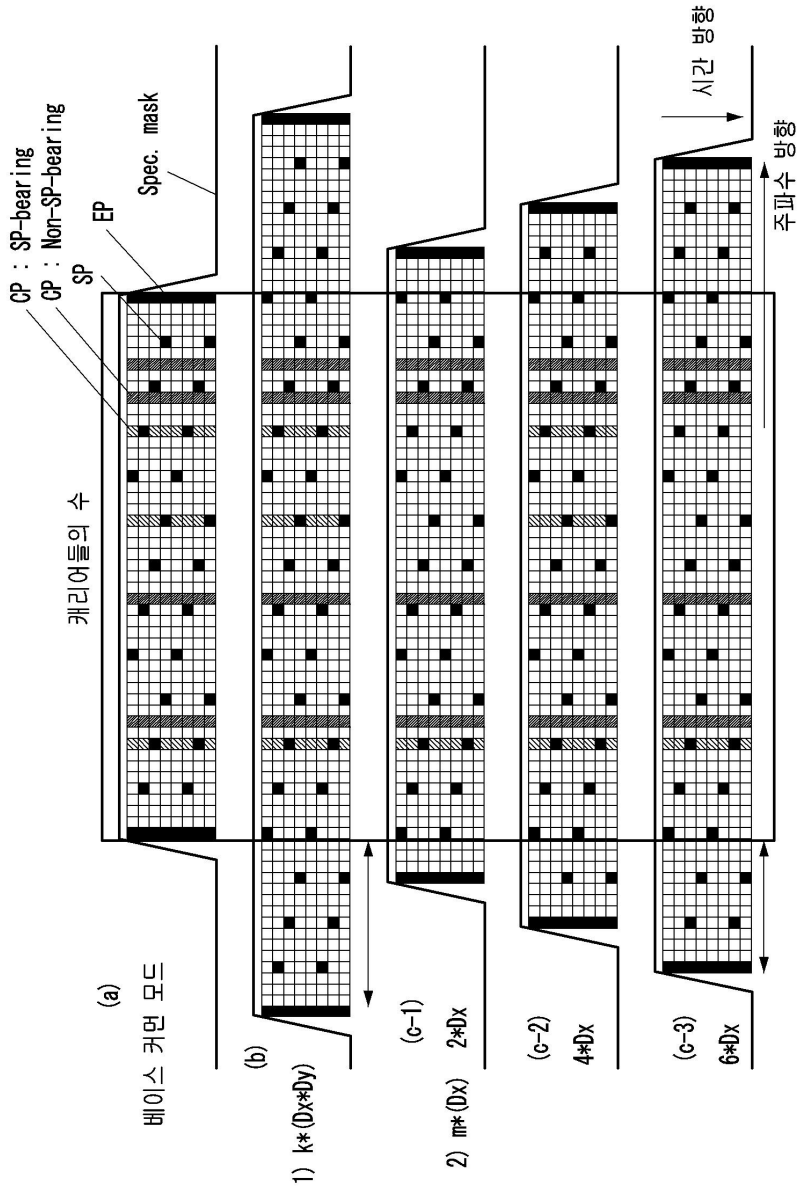

베이스 커먼 모드
베이스 커먼 모드
지역 1)
Add. BW 1
베이스 커먼 모드
지역 2)
Add. BW 2

(b)

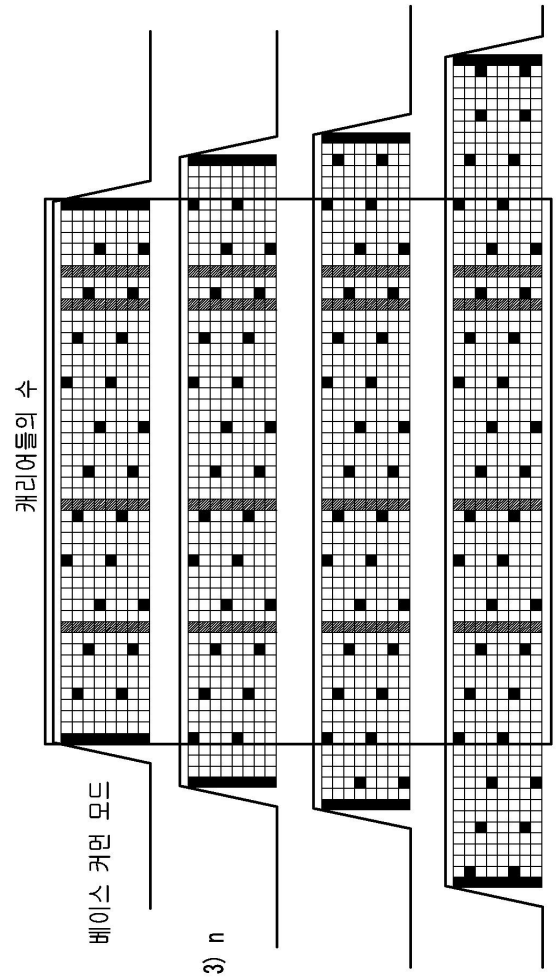
도면31


베이스 커먼 모드
FS1을 사용하여 조정된 베이스 커먼 모드
베이스 커먼 모드
FS1을 사용하여 조정된 베이스 커먼 모드
지역 1)
FS2를 사용하여 조정된 베이스 커먼 모드
FS2+알파를 사용하여 조정된 베이스 커먼 모드
지역 2)

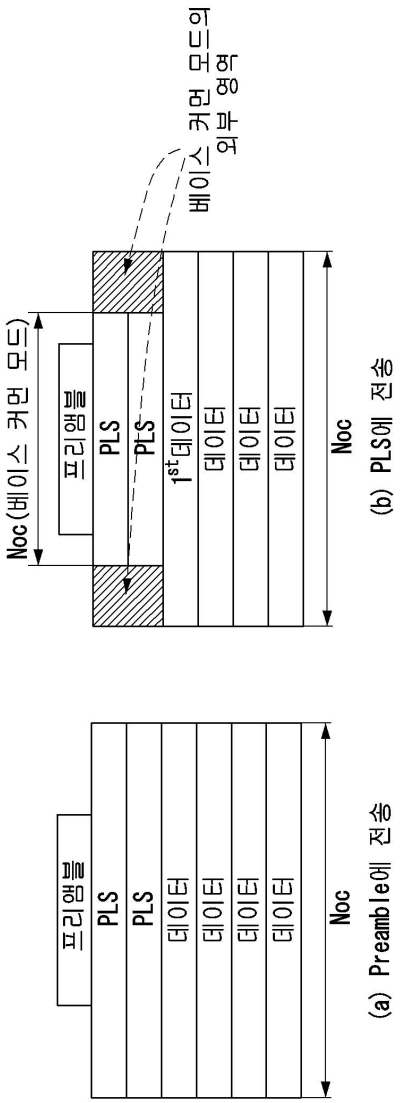
도면32


CP : SP-bearing
CP : Non-SP-bearing
SP
EP
Spec. mask
캐리어들의 수
시간 방향
주파수 방향
(a)
베이스 커먼 모드
(b)
1) k*(Dx*Dy)
(c-1)
2) m*(Dx) 2*Dx
(c-2)
4*Dx
(c-3)
6*Dx

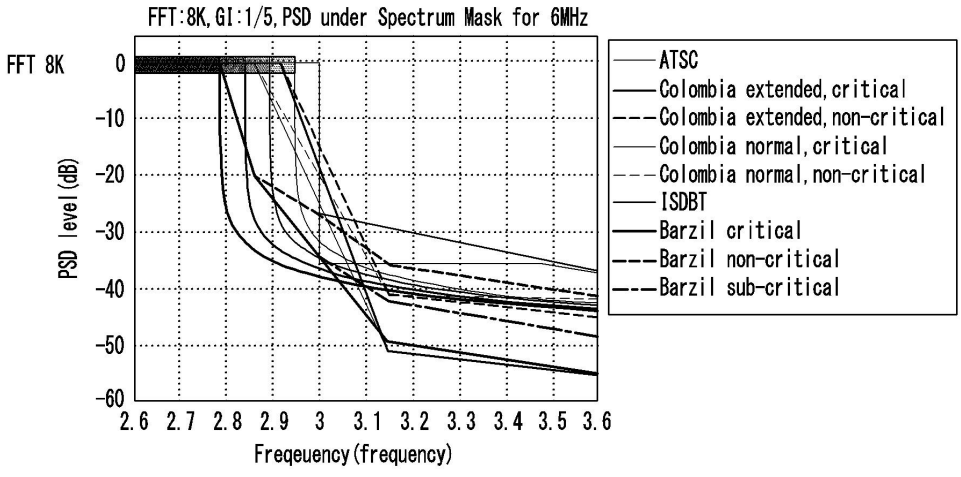
도면33



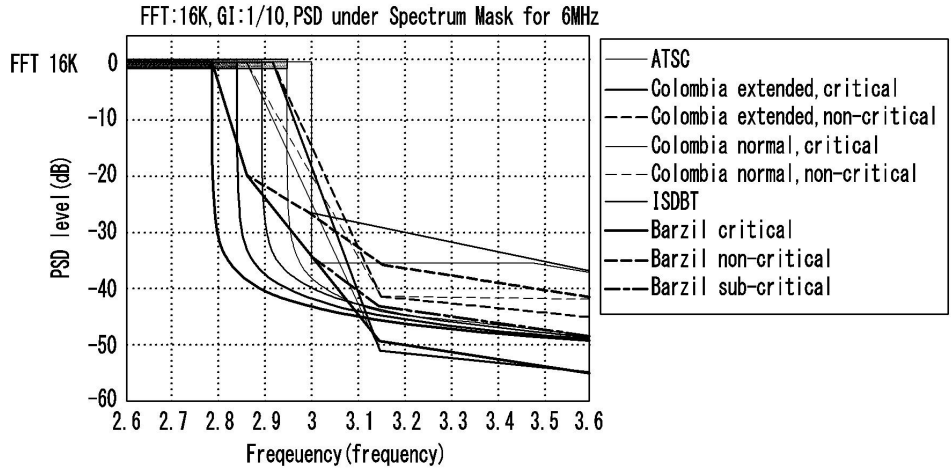
도면34


베이스 커먼 모드의 영역
Noc(베이스 커먼 모드)
프리앰블
PLS
PLS
1st데이터
데이터
데이터
데이터
Noc
(b) PLS에 전송
프리앰블
PLS
PLS
데이터
데이터
데이터
데이터
Noc
(a) Preamble에 전송

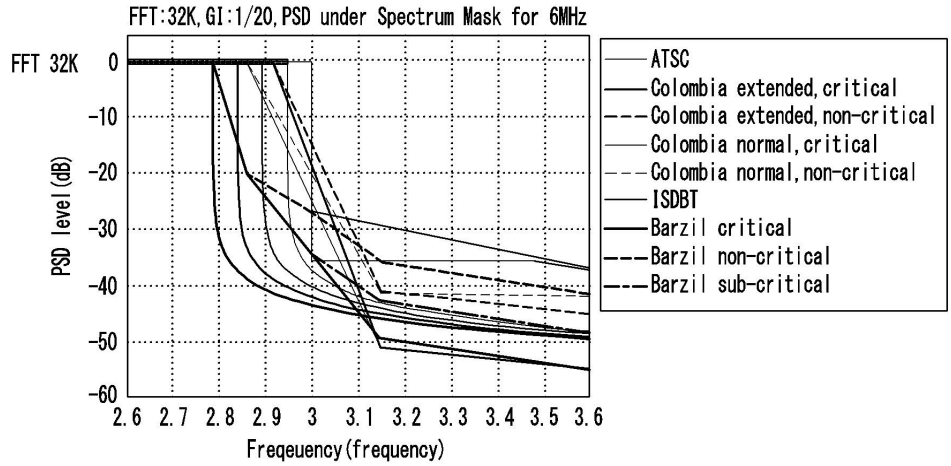
도면35a


FFT:8K, GI:1/5, PSD under Spectrum Mask for 6MHz
FFT 8K
PSD level(dB)
0
-10
-20
-30
-40
-50
-60
2.6 2.7 2.8 2.9 3 3.1 3.2 3.3 3.4 3.5 3.6
Freqeuency(frequency)
ATSC
Colombia extended, critical
Colombia extended, non-critical
Colombia normal, critical
Colombia normal, non-critical
ISDBT
Barzil critical
Barzil non-critical
Barzil sub-critical

도면35b



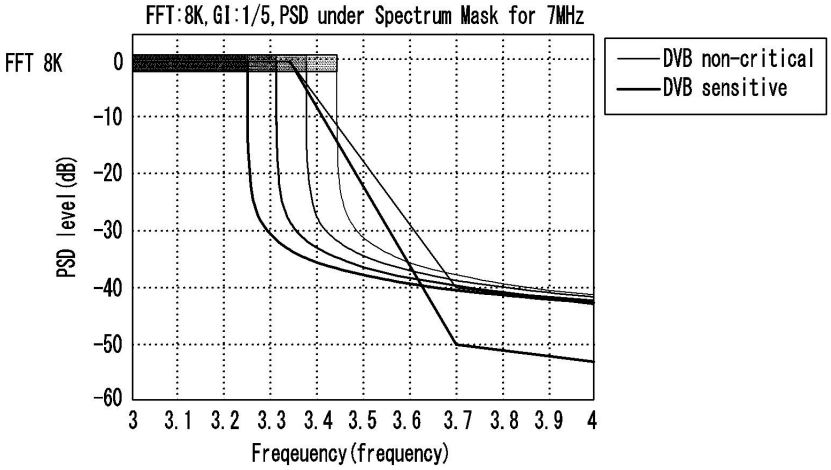

도면35c



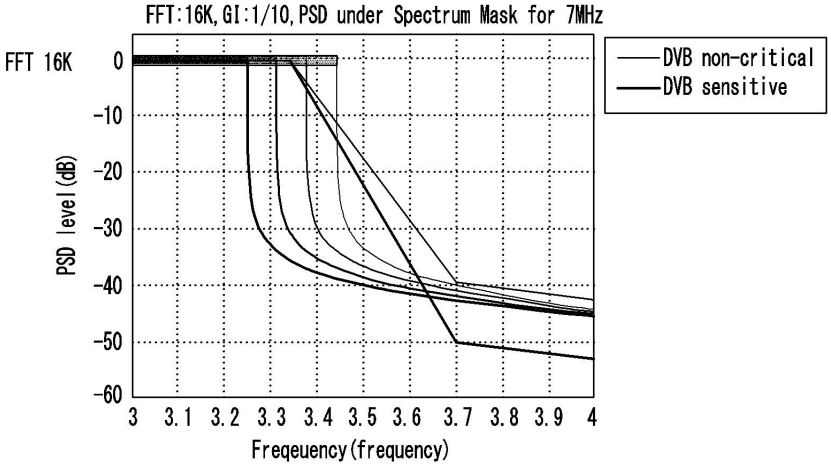

도면35d

| Spectrum mask | 8K | 16K | 32K |
|---|---|---|---|
| (Base common)<br>Brazil (6M)<br>Japan(ISDBT) (6M) | 6657<br>(128x51+128x0+1) | 13312<br>(256x52+256x0+1) | 26624<br>(256x104+256x0+1) |
| Col, nor (6M) | 6785<br>(128x51+128x1+1) | 13568<br>(256x52+256x1+1) | 27136<br>(256x104+256x2+1 |
| Col, ext (6M) | 6913<br>(128x51+128x2+1) | 13825<br>(256x52+256x2+1) | 27649<br>(256x104+256x4+1)<br>27905<br>(256x104+256x5+1) |
| ATSC (opt1) (6M)<br>ATSC (opt2) (6M) | 6913<br>(128x51+128x2+1)<br>7041<br>(128x51+128x3+1) | 13825<br>(256x52+256x2+1)<br>14081<br>(256x52+256x3+1) | 28161<br>(256x104+256x6+1)<br>28417<br>(256x104+256x7+1) |

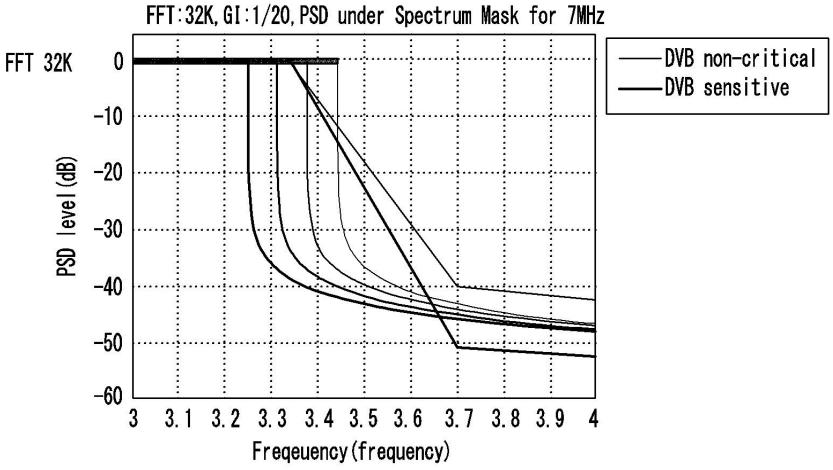
도면36a




도면36b



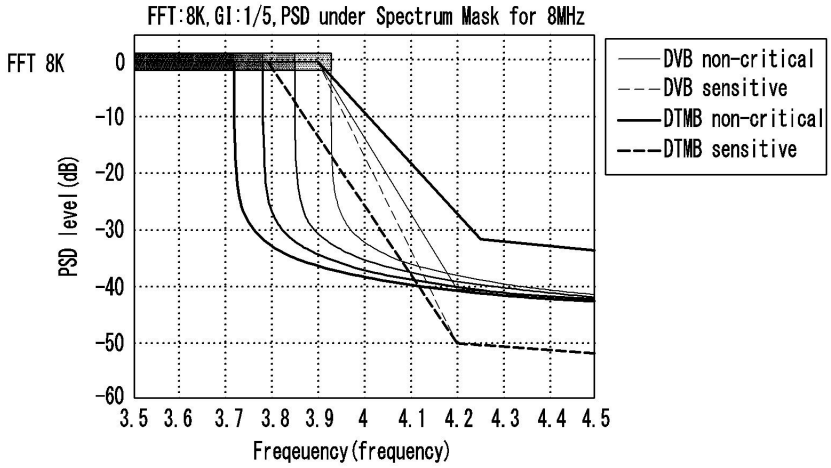

도면36c



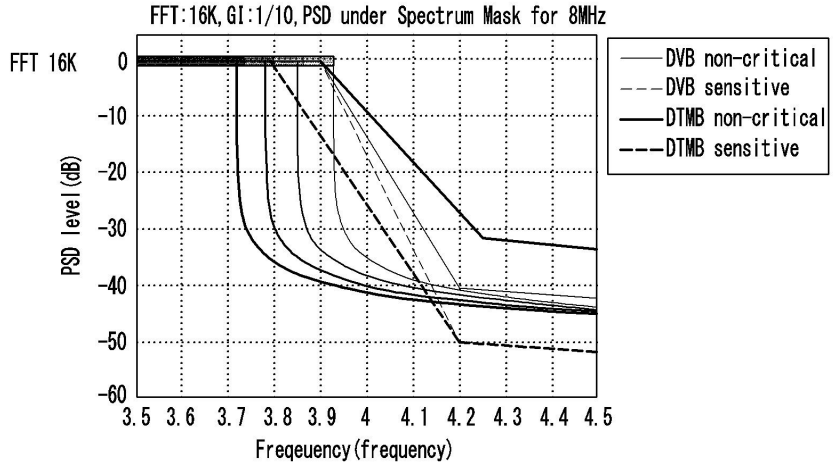
도면36d

| Spectrum mask | 8K | 16K | 32K |
|---|---|---|---|
| (Base common)<br>Brazil (6M)<br>Japan(ISDBT) (6M) | 6657<br>(128x51+128x0+1) | 13312<br>(256x52+256x0+1) | 26624<br>(256x104+256x0+1) |
| Col, nor (6M)<br>DVB (7M) | 6785<br>(128x51+128x1+1) | 13568<br>(256x52+256x1+1) | 27136<br>(256x104+256x2+1 |
| Col, ext (6M) | 6913<br>(128x51+128x2+1) | 13825<br>(256x52+256x2+1) | 27649<br>(256x104+256x4+1)<br>27905<br>(256x104+256x5+1) |
| ATSC (opt1) (6M)<br>ATSC (opt2) (6M) | 6913<br>(128x51+128x2+1)<br>7041<br>(128x51+128x3+1) | 13825<br>(256x52+256x2+1)<br>14081<br>(256x52+256x3+1) | 28161<br>(256x104+256x6+1)<br>28417<br>(256x104+256x7+1) |

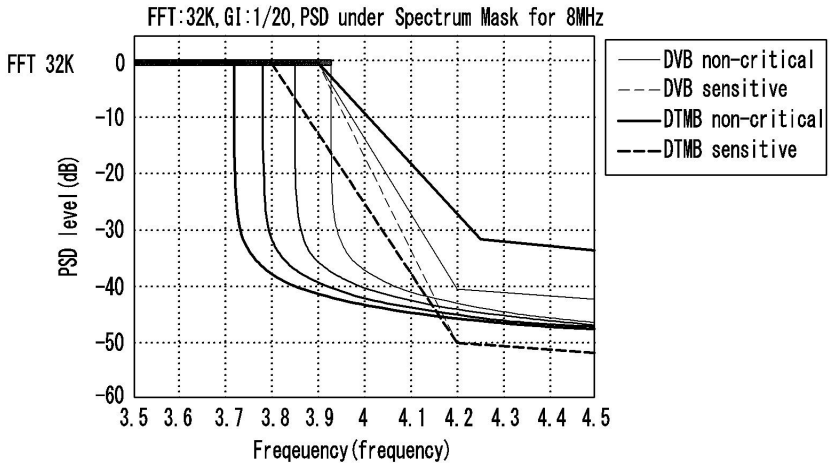
도면37a




도면37b



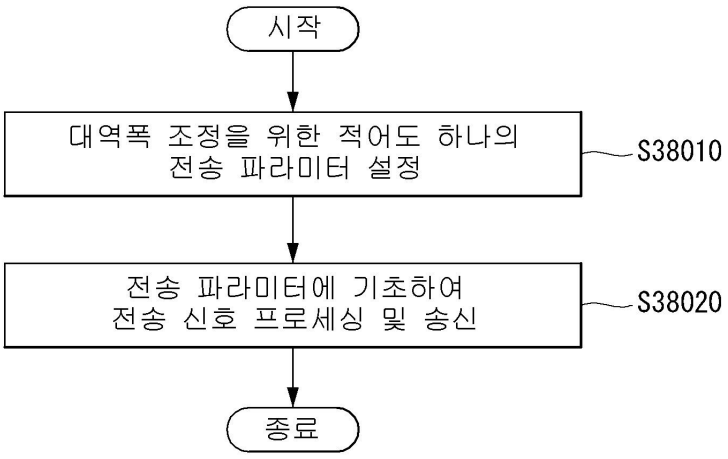
도면37c



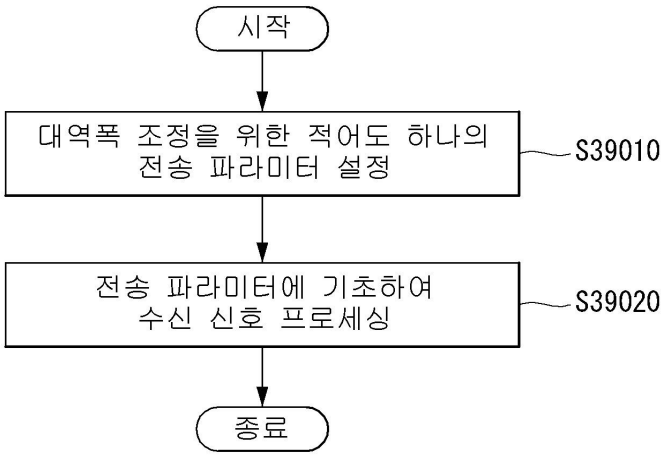

도면37d

| Spectrum mask | 8K | 16K | 32K |
|---|---|---|---|
| (Base common)<br>Brazil (6M)<br>Japan(ISDBT) (6M) | 6657<br>(128x51+128x0+1) | 13312<br>(256x52+256x0+1) | 26624<br>(256x104+256x0+1) |
| Col, nor (6M)<br>DVB (7M)<br>DVB (8M)<br>DTMB, critical (8M) | 6785<br>(128x51+128x1+1) | 13568<br>(256x52+256x1+1) | 27136<br>(256x104+256x2+1 |
| Col, ext (6M)<br>DVB (8M)<br>DTMB, non-critical (8M) | 6913<br>(128x51+128x2+1) | 13825<br>(256x52+256x2+1) | 27649<br>(256x104+256x4+1)<br>27905<br>(256x104+256x5+1) |
| ATSC (opt1) (6M)<br>ATSC (opt2) (6M) | 6913<br>(128x51+128x2+1)<br>7041<br>(128x51+128x3+1) | 13825<br>(256x52+256x2+1)<br>14081<br>(256x52+256x3+1) | 28161<br>(256x104+256x6+1)<br>28417<br>(256x104+256x7+1) |

도면38



도면39




도면40

| GI(sample) | GI(us) for channelBW | | | FFT size | | | Dy (pilot distance in time direction) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 6MHz (BSR:48/7MHz) | 7MHz (BSR:48/7MHz) | 8MHz (BSR:48/7MHz) | Dx (pilot distance in freq. direction) 8K | 16K | 32K | |
| 206 | 30 | 26 | 23 | 32 | 64 | 128 | 8K, 16K : 2 or 4<br>32K : 2 |
| 412 | 60 | 52 | 45 | 16 | 32 | 64 | |
| 824 | 120 | 103 | 90 | 8 | 16 | 32 | |
| 1648 | 240 | 206 | 180 | 4 | 8 | 16 | |
| 2472 | 361 | 309 | 270 | | 4 | 8 | |
| 3296 | 481 | 412 | 361 | | 4 | 8 | |
| 4120 | 601 | 515 | 451 | | | 4 | |
| 4944 | 721 | 618 | 541 | | | 4 | |

Asp(a) - for each pilot pattern

- Normal data symbol

| | PP4-2 | PP4-4 | PP8-2 | PP8-4 | PP16-2 | PP16-4 | PP32-2 | PP32-4 | PP64-2 | PP64-4 | PP128-2 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| SISO | 1.4475 | 1.5067 | 1.5395 | 1.8056 | 1.8466 | 2.1564 | 2.2046 | 2.5710 | 2.6268 | 3.0594 | 3.1273 |
| MIMO | | - | 1.2728 | 1.5067 | 1.5395 | 1.8056 | 1.8466 | 2.1564 | 2.2046 | 2.5710 | 2.6268 |

- FSS/FES

| | Dx4 | Dx8 | Dx16 | Dx32 | Dx64 | Dx128 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| SISO | 1.1045 | 1.3675 | 1.6553 | 1.9850 | 2.3685 | 2.8231 |
| MIMO | - | 1.1045 | 1.3675 | 1.6553 | 1.9850 | 2.3685 |

Asp (b) - average value for same pilot density

- Normal data symbol

| | PP4-2 | PP4-4 | PP8-2 | PP8-4 | PP16-2 | PP16-4 | PP32-2 | PP32-4 | PP64-2 | PP64-4 | PP128-2 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| SISO | 1.26 | 1.52 | | 1.83 | | 2.18 | | 2.60 | | 3.09 | |
| MIMO | - | -/ 1.26 | | 1.52 | | 1.83 | | 2.18 | | 2.60 | |

- FSS/FES

| | Dx4 | Dx8 | Dx16 | Dx32 | Dx64 | Dx128 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| SISO | 1.10 | 1.37 | 1.66 | 1.99 | 2.37 | 2.82 |
| MIMO | - | 1.10 | 1.37 | 1.66 | 1.99 | 2.37 |

Asp (c) - average value for same pilot density (approximated & fractional description)

- Normal data symbol

| | PP4-2 | PP4-4 | PP8-2 | PP8-4 | PP16-2 | PP16-4 | PP32-2 | PP32-4 | PP64-2 | PP64-4 | PP128-2 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| SISO | 5/4 | 6/4 | | 9/5 | | 13/6 | | 18/7 | | 18/6 | |
| MIMO | - | -/ 5/4 | | 6/4 | | 9/5 | | 13/6 | | 18/7 | |

- FSS/FES

| | Dx4 | Dx8 | Dx16 | Dx32 | Dx64 | Dx128 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| SISO | 10/9 | 4/3 | 5/3 | 6/3 | 7/3 | 14/5 |
| MIXO | - | 10/9 | 4/3 | 5/3 | 6/3 | 7/3 |