(12) 특허협력조약에 의하여 공개된 국제출원

(19) 세계지식재산권기구
국제사무국

(43) 국제공개일
2011 년 8 월 11 일 (11.08.2011)

PCT

(10) 국제공개번호
WO 2011/096768 A2

(51) 국제특허분류:
*H04N 7/015* (2006.01) *H04L 27/26* (2006.01)
*H04B 7/04* (2006.01)

(21) 국제출원번호: PCT/KR2011/000783

(22) 국제출원일: 2011 년 2 월 7 일 (07.02.2011)

(25) 출원언어: 한국어

(26) 공개언어: 한국어

(30) 우선권정보:
61/302,522 2010 년 2 월 8 일 (08.02.2010) US

(71) 출원인 (US 을(를) 제외한 모든 지정국에 대하여): **엘지전자 주식회사 (LG ELECTRONICS INC.)** [KR/KR]; 서울 영등포구 여의도동 20, 150-721 Seoul (KR).

(72) 발명자; 겸
(75) 발명자/출원인 (US 에 한하여): **고우석 (KO, Woo Suk)** [KR/KR]; 서울시 서초구 우면동 16 번지 엘지전자 특허센터, 137-724 Seoul (KR). **문상철 (MOON, Sang Chul)** [KR/KR]; 서울시 서초구 우면동 16 번지 엘지전자 특허센터, 137-724 Seoul (KR).

(74) 대리인: **김용인 (KIM, Yong In)** 등; 서울 송파구 잠실동 175-9 현대빌딩 7 층 KBK 특허법률사무소, 138-861 Seoul (KR).

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

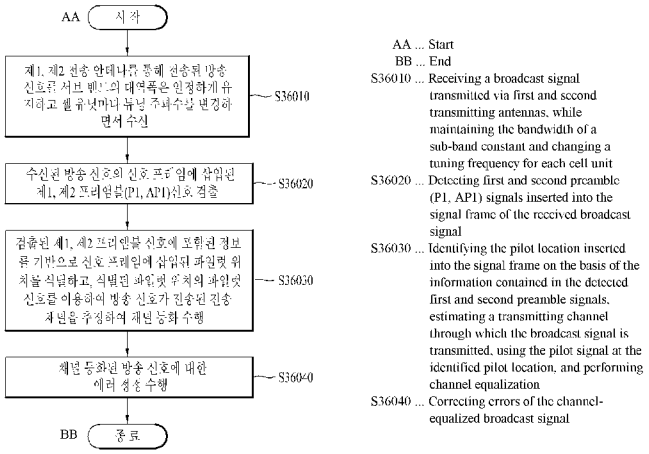
(84) 지정국 (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 역내 권리의 보호를 위하여): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 유라시아 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), 유럽 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK,

[다음 쪽 계속]

(54) **Title**: BROADCAST SIGNAL TRANSMITTING APPARATUS, BROADCAST SIGNAL RECEIVING APPARATUS, AND METHOD FOR TRANSCEIVING A BROADCAST SIGNAL IN A BROADCAST SIGNAL TRANSCEIVING APPARATUS

(54) **발명의 명칭** : 방송 신호 송신 장치, 방송 신호 수신 장치, 및 방송 신호 송/수신 장치에서 방송 신호 송수신 방법

[Fig. 53]




AA ... Start
BB ... End
S36010 ... Receiving a broadcast signal transmitted via first and second transmitting antennas, while maintaining the bandwidth of a sub-band constant and changing a tuning frequency for each cell unit
S36020 ... Detecting first and second preamble (P1, AP1) signals inserted into the signal frame of the received broadcast signal
S36030 ... Identifying the pilot location inserted into the signal frame on the basis of the information contained in the detected first and second preamble signals, estimating a transmitting channel through which the broadcast signal is transmitted, using the pilot signal at the identified pilot location, and performing channel equalization
S36040 ... Correcting errors of the channel-equalized broadcast signal

(57) **Abstract**: Disclosed are a broadcast signal transmitting apparatus, a broadcast signal receiving apparatus, and a method for transceiving a broadcast signal in a broadcast signal transceiving apparatus. A method for transmitting a broadcast signal comprises the following steps: receiving a broadcast signal transmitted via first and second transmitting antennas, while maintaining the bandwidth of a sub-band constant and changing a tuning frequency for each cell unit, wherein the received broadcast signal includes a signal frame; detecting first and second preamble signals inserted into the signal frame; identifying the pilot location inserted into the signal frame on the basis of the FFT size information contained in the detected first preamble signal and the pilot pattern information contained in the detected second preamble signal, estimating a transmitting channel through which said broadcast signal is transmitted, using the pilot signal at the identified pilot location, and performing channel equalization; and correcting errors of the channel-equalized broadcast signal.

(57) **요약서**:

[다음 쪽 계속]

WO 2011/096768 A2

SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

**공개**:

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

방송 신호 송신 장치, 방송 신호 수신 장치, 및 방송 신호 송/수신 장치에서 방송 신호 송수신 방법이 개시된다. 방송 신호 송신 방법은 제 1, 제 2 전송 안테나를 통해 전송된 방송 신호를 서브 밴드의 대역폭은 일정하게 유지하고 셀 유닛마다 튜닝 주파수를 변경하면서 수신하는 단계, 수신된 방송 신호는 신호 프레임을 포함하며, 상기 신호 프레임에 삽입된 제 1, 제 2 프리앰블 신호를 검출하는 단계, 상기 검출된 제 1 프리앰블 신호에 포함된 FFT 사이즈 정보와 제 2 프리앰블 신호에 포함된 파일럿 패턴 정보를 기반으로 상기 신호 프레임에 삽입된 파일럿 위치를 식별하고, 식별된 파일럿 위치의 파일럿 신호를 이용하여 상기 방송 신호가 전송된 전송 채널을 추정하여 채널 등화하는 단계, 및 상기 채널 등화된 방송 신호의 에러를 정정하는 단계를 포함한다.

# 명세서

# 발명의 명칭: 방송 신호 송신 장치, 방송 신호 수신 장치, 및 방송 신호 송/수신 장치에서 방송 신호 송수신 방법

## 기술분야

[1] 본 발명은 방송 신호를 송신하는 방송 신호 송신 장치, 방송 신호를 수신하는 방송 신호 수신 장치 및 방송 신호를 송신하고 수신하는 방법에 관한 것으로, 더욱 상세하게는 모바일 방송 신호를 송신하고 수신하기 위한 장치 및 방법에 관한 것이다.

## 배경기술

[2] 아날로그 방송 신호에 대한 송출의 중단 시점이 다가오면서, 디지털 방송 신호를 송수신하기 위한 다양한 기술들이 개발되고 있다. 디지털 방송 신호는 아날로그 방송 신호에 비해 대용량의 비디오/오디오 데이터를 포함할 수 있으며, 비디오/오디오 데이터 외에도 다양한 부가 데이터를 포함할 수 있다.

[3] 즉, 디지털 방송을 위한 디지털 방송 시스템은 HD(High Definition)급의 영상과 다채널의 음향 및 다양한 부가 서비스를 제공할 수 있다. 다만, 고용량의 데이터 전송을 위한 데이터 전송 효율, 송수신 네트워크의 강인성(robustness) 및 모바일 수신 장비를 고려한 네트워크의 유연성(flexibility)은 여전히 개선해야 하는 과제이다.

## 발명의 상세한 설명

## 기술적 과제

[4] 따라서 본 발명의 목적은 기존의 방송 시스템의 RF 신호를 사용하여 추가적인 주파수 확보없이도, 추가적인 방송 신호를 전송하고 수신할 수 있는 방송 신호 송신 장치, 방송 신호 수신 장치, 그리고 추가적인 방송 신호를 송신하고 수신하는 방법을 제공하는데 있다.

[5] 본 발명의 다른 목적은 기존의 방송 시스템의 RF 신호를 사용하여 추가적인 주파수 확보없이도, 모바일 방송 신호를 전송하고 수신할 수 있는 방송 신호 송신 장치, 방송 신호 수신 장치, 그리고 모바일 방송 신호를 송신하고 수신하는 방법을 제공하는데 있다.

[6] 본 발명의 또 다른 목적은 PLP를 신호 프레임 내 서브 밴드 단위의 좁은 주파수 영역에만 할당하도록 함으로써, 방송 신호 수신 장치의 소비 전력을 최소화하는 방송 신호 송신 장치, 방송 신호 수신 장치, 그리고 방송 신호를 송신하고 수신하는 방법을 제공하는데 있다.

[7] 본 발명의 또 다른 목적은 방송 신호에 모바일 환경에 강인한 파일럿 패턴을 삽입하여 전송함으로써, 방송 신호 수신 장치의 채널 추정 성능을 향상시킬 수 있도록 하는 방송 신호 송신 장치, 방송 신호 수신 장치, 그리고 방송 신호를 송신하고 수신하는 방법을 제공하는데 있다.

[8] 본 발명의 또 목적은 신호 프레임에 추가로 프리앰블 심볼을 할당하여 전송하고 수신하도록 함으로써, 모바일 페이딩 환경에서 버스트 페이딩에 더욱 강인해지도록 하는 방송 신호 송신 장치, 방송 신호 수신 장치, 그리고 방송 신호를 송신하고 수신하는 방법을 제공하는데 있다.

## 과제 해결 수단

[9] 상기와 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명의 일 실시예에 따른 방송 신호 송신 방법은 제1, 제2 전송 안테나를 통해 전송된 방송 신호를 서브 밴드의 대역폭은 일정하게 유지하고 셀 유닛마다 튜닝 주파수를 변경하면서 수신하는 단계, 수신된 방송 신호는 신호 프레임을 포함하며, 상기 신호 프레임에 삽입된 제1, 제2 프리앰블 신호를 검출하는 단계, 상기 검출된 제1 프리앰블 신호에 포함된 FFT 사이즈 정보와 제2 프리앰블 신호에 포함된 파일럿 패턴 정보를 기반으로 상기 신호 프레임에 삽입된 파일럿 위치를 식별하고, 식별된 파일럿 위치의 파일럿 신호를 이용하여 상기 방송 신호가 전송된 전송 채널을 추정하여 채널 등화하는 단계, 및 상기 채널 등화된 방송 신호의 에러를 정정하는 단계를 포함한다.

[10] 일 실시예로, 상기 신호 프레임은 하나 이상의 OFDM 심볼을 포함하고, 각 OFDM 심볼 내 적어도 하나의 파일럿 위치의 서브 캐리어에서는 상기 제1, 제2 전송 안테나로부터 전송된 두 파일럿 신호의 합이 검출되고, 적어도 다른 하나의 파일럿 위치의 서브 캐리어에서는 상기 제1, 제2 전송 안테나로부터 전송된 두 파일럿 신호의 차가 검출된다.

[11] 다른 실시예로, 상기 신호 프레임은 하나 이상의 OFDM 심볼을 포함하고, 각 OFDM 심볼 내 적어도 하나의 파일럿 위치의 서브 캐리어에서는 상기 제1, 제2 전송 안테나로부터 전송된 두 파일럿 신호의 합이 검출되고, 적어도 다른 하나의 파일럿 위치의 서브 캐리어에서는 상기 제1, 제2 전송 안테나로부터 전송된 두 파일럿 신호의 차가 검출된다.

## 발명의 효과

[12] 본 발명은 PLP를 신호 프레임에 매핑할 때, 서브 밴드 단위의 좁은 주파수 영역에 매핑함으로써, 수신기의 소비 전력을 최소화할 수 있다. 이러한 본 발명을 모바일을 위한 방송 송/수신기에 적용하면 더 효과적이다.

[13] 본 발명은 제9 파일럿 패턴(PP9)을 삽입하여 전송하고, 이를 수신기에서 채널 추정에 이용함으로써, 빠른 채널 변화에 강력하게 대응할 수 있게 된다. 특히 본 발명에 따른 제9 파일럿 패턴(PP9)을 모바일 환경에 적용하면 더욱 효과적이다. 또한 제9 파일럿 패턴(PP9)은 기존 지상파 방송 시스템의 네트워크 인프라(network infra)를 그대로 사용하면서 모빌러티(mobility)를 향상시키는 장점을 가진다.

[14] 그리고 본 발명은 2개 이상의 프리앰블 심볼을 사용함으로써 모바일 페이딩 환경에서 발생할 수 있는 버스트 페이딩(burst fading)에 더욱 강인해지고, 신호

검출(signal detection) 성능을 향상시키는 장점을 가진다.

[15] 또한 본 발명은 MIMO 시스템을 사용함으로써 데이터 전송 효율을 높이고 방송 신호 송수신의 강인성(Robustness)를 증가시킬 수 있다.

[16] 따라서 본 발명에 따르면 모바일 수신 장비 또는 인도어 환경에서도 디지털 방송 신호를 오류없이 수신할 수 있는 방송 신호의 송수신 방법 및 장치를 제공할 수 있다.

## 도면의 간단한 설명

[17] 도 1은 본 발명에 따른 추가적인 방송 신호 프레임을 포함하는 수퍼 프레임 구조의 일 실시예를 보인 도면

[18] 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 신호 프레임의 구조를 보인 도면

[19] 도 3은 본 발명에 따른 방송 신호 송신 장치의 일 실시예를 보인 구성 블록도

[20] 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 인풋 프로세서의 구성 블록도

[21] 도 5는 본 발명의 다른 실시예에 따른 인풋 프로세서의 모드 어댑테이션 모듈의 구성 블록도

[22] 도 6은 본 발명의 다른 실시예에 따른 인풋 프로세서의 스트림 어댑테이션 모듈의 구성 블록도

[23] 도 7은 본 발명에 따른 BICM 모듈의 일 실시예를 보인 구성 블록도

[24] 도 8은 본 발명에 따른 BICM 모듈의 다른 실시예를 보인 구성 블록도

[25] 도 9는 본 발명에 따른 프레임 빌더의 일 실시예를 보인 구성 블록도

[26] 도 10은 본 발명에 따른 OFDM 제네레이션의 일 실시예를 보인 구성 블록도

[27] 도 11은 본 발명에 따른 방송 신호 수신 장치의 일 실시예를 보인 구성 블록도

[28] 도 12는 본 발명에 따른 OFDM 디모듈레이터의 일 실시예를 보인 구성 블록도

[29] 도 13은 본 발명에 따른 프레임 디매퍼의 일 실시예를 보인 구성 블록도

[30] 도 14는 본 발명에 따른 BICM 디코더의 일 실시예를 보인 구성 블록도

[31] 도 15는 본 발명에 따른 아웃풋 프로세서의 일 실시예를 보인 구성 블록도

[32] 도 16은 본 발명에 따른 아웃풋 프로세서의 다른 실시예를 보인 구성 블록도

[33] 도 17은 본 발명의 일 실시예에 따른 MIMO 전송 시스템의 구성 블록도

[34] 도 18은 본 발명의 일 실시예에 따른 MIMO 수신 시스템의 구성 블록도

[35] 도 19는 본 발명의 일 실시예에 따른 채널 환경에서 SM 기법의 MIMO 전송에 따른 데이터 송수신 방법을 나타낸 도면

[36] 도 20은 본 발명의 일 실시예에 따른 MIMO 인코딩 방법을 수행한 입력 신호 및 송수신 신호를 나타낸 도면

[37] 도 21은 본 발명에 따른 MIMO 인코딩 매트릭스로서 GC의 서브세트를 사용한 경우 및 제 1 실시예의 경우의 성상도를 각각 나타낸 도면

[38] 도 22는 본 발명에 따른 MIMO 인코딩 매트릭스로서 GC의 서브세트를 사용한 경우 및 제 1 실시예의 경우의 성상도에서 유클리디언 디스턴스와 해밍 디스턴스의 관계를 나타낸 도면

[39] 도 23은 본 발명의 제 2 실시예에 따른 MIMO 인코딩 방법을 수행한 입력 신호 및 송수신 신호를 나타낸 도면

[40] 도 24는 본 발명의 제 3 실시예에 따른 MIMO 인코딩 방법을 나타낸 도면

[41] 도 25는 본 발명의 제 3 실시예에 따른 MIMO 인코딩 방법을 수행한 입력 신호 및 송수신 신호를 나타낸 도면

[42] 도 26은 본 발명에 따른 방송 신호 송신 장치의 다른 실시예를 보인 구성 블록도

[43] 도 27은 본 발명에 따른 방송 신호 수신 장치의 다른 실시예를 보인 구성 블록도

[44] 도 28은 본 발명에 따른 방송 신호 송신 장치의 또 다른 실시예를 보인 구성 블록도

[45] 도 29는 본 발명에 따른 방송 신호 수신 장치의 또 다른 실시예를 보인 구성 블록도

[46] 도 30은 본 발명의 일 실시예에 따른 SVC를 사용한 MIMO 전송 시스템 및 방송 신호 송신 방법을 나타낸 도면

[47] 도 31은 본 발명의 다른 일 실시예에 따른 SVC를 사용한 MIMO 전송 시스템 및 방송 신호 송신 방법을 나타낸 도면

[48] 도 32는 본 발명의 또 다른 일 실시예에 따른 SVC를 사용한 MIMO 전송 시스템 및 방송 신호 송신 방법을 나타낸 도면

[49] 도 33 내지 도 35는 본 발명에 따른 베이스 레이터와 인핸스먼트 레이어의 데이터 전송을 위한 신호 프레임의 실시예들을 보인 도면

[50] 도 36은 본 발명에 따른 방송 신호 송신 장치의 또 다른 실시예를 보인 구성 블록도

[51] 도 37은 본 발명에 따른 방송 신호 수신 장치의 또 다른 실시예를 보인 구성 블록도

[52] 도 38의 (a) 내지 (d), 도 39, 도 40은 본 발명에 따른 셀 매핑 방식의 실시예들을 보인 도면

[53] 도 41은 본 발명에 따른 방송 신호 수신 장치의 또 다른 실시예를 보인 구성 블록도

[54] 도 42의 (a)는 본 발명에 따른 P1 심볼 구조의 일 예를 보인 도면

[55] 도 42의 (b)는 본 발명에 따른 P1 심볼 제네레이터의 일 실시예를 보인 구성 블록도

[56] 도 43은 본 발명에 따른 추가적인 방송 신호 프레임에 추가적인 프리앰블 심볼이 포함될 때의 수퍼 프레임 구조의 일 실시예를 보인 도면

[57] 도 44는 본 발명에 따른 OFDM 제네레이터의 또 다른 실시예를 보인 구성 블록도

[58] 도 45는 본 발명에 따른 9개의 분산형 파일럿 패턴들의 파라미터의 일 예를 보인 테이블

[59] 도 46은 본 발명에 따른 9개의 분산형 파일럿 패턴들 중 FFT 사이즈와 GI 사이즈에 따라 해당 신호 프레임에서 사용할 수 있는 분산형 파일럿 패턴들의

예를 보인 도면

[60] 도 47은 본 발명에 따른 제9 파일럿 패턴의 일 실시예를 보인 도면

[61] 도 48은 본 발명에 따른 제9 파일럿 패턴의 다른 실시예를 보인 도면

[62] 도 49는 본 발명에 따른 P1 심볼의 구조와 AP1 심볼의 구조의 일 실시예를 보인 도면

[63] 도 50은 본 발명에 따른 OFDM 디모듈레이터의 또 다른 실시예를 보인 구성 블록도

[64] 도 51은 본 발명에 따른 P1 심볼 검출기의 일 실시예를 보인 구성 블록도

[65] 도 52는 본 발명에 따른 AP1 심볼 검출기의 일 실시예를 보인 구성 블록도

[66] 도 53은 본 발명에 따른 방송 신호를 수신하는 방법의 일 실시예를 보인 흐름도

## 발명의 실시를 위한 최선의 형태

[67] 이하 상기의 목적을 구체적으로 실현할 수 있는 본 발명의 바람직한 실시예를 첨부한 도면을 참조하여 설명한다. 이때 도면에 도시되고 또 이것에 의해서 설명되는 본 발명의 구성과 작용은 적어도 하나의 실시예로서 설명되는 것이며, 이것에 의해서 본 발명의 기술적 사상과 그 핵심 구성 및 작용이 제한되지는 않는다.

[68] 본 발명에서 사용되는 용어는 본 발명에서의 기능을 고려하면서 가능한 현재 널리 사용되는 일반적인 용어를 선택하였으나, 이는 당분야에 종사하는 기술자의 의도 또는 관례 또는 새로운 기술의 출현 등에 따라 달라질 수 있다. 또한 특정한 경우는 출원인이 임의로 선정한 용어도 있으며, 이 경우 해당되는 발명의 설명 부분에서 상세히 그 의미를 기재할 것이다. 따라서 본 발명에서 사용되는 용어는 단순한 용어의 명칭이 아닌 그 용어가 가지는 의미와 본 발명의 전반에 걸친 내용을 토대로 정의되어야 함을 밝혀두고자 한다.

[69] 본 발명은 종래 방송 시스템, 예컨대 DVB-T2 등의 기존의 지상파 방송 시스템(또는 T2 시스템이라 함)과 RF 주파수 대역을 공유하면서, 추가적인 방송 신호를 송수신할 수 있는 장치 및 방법을 제공하는데 있다. 본 발명에서 추가적인 방송 신호는 확장(또는 인핸스드) 방송 신호 및/또는 모바일 방송 신호가 될 수 있다.

[70] 본 발명에서 추가적인 방송 신호는 비MIMO(non-MIMO, Multi Input Multi Output) 방식 또는 MIMO 방식으로 처리되어 전송되는 것을 일 실시예로 한다. 상기 비MIMO 방식은 MISO (Multi Input Single Output), SISO (Single Input Single Output) 방식 등이 해당된다.

[71] 상기 SISO 방식은 방송 신호의 송수신을 위해 1개의 전송 안테나와 1개의 수신 안테나를 사용한다.

[72] 상기 MISO 방식은 복수개의 전송 안테나와 1개의 수신 안테나로 방송 신호를 성능 손실(performance loss) 없이 수신할 수 있는 방식을 말하며, 일 예로서 알라모우티(Alamouti) 방식 등을 사용한다. 수신 시스템에서 성능 향상을 위해

복수의 수신 안테나로 동일한 데이터를 수신할 수 있지만, 이러한 경우에도 본 명세서에서는 MISO의 범위에 포함하여 설명하도록 한다. 반대로 SIMO 방식은 방송 신호의 송수신을 위해 1개의 전송 안테나와 복수개의 수신 안테나를 사용하는 방식이다.

[73] 상기 MIMO 방식은 복수의 전송 안테나와 복수의 수신 안테나를 사용하여 방송 신호의 송신/수신 다이버시티와 높은 전송 효율을 제공하는 방식을 말한다. 즉, 상기 MIMO 방식은 시간 및 공간 차원에서 상이하게 신호를 처리하여, 동일 주파수 대역에서 동시에 동작하는 병렬적 경로를 통해 복수의 데이터 스트림을 전송하여 다이버시티 효과와 높은 전송 효율을 달성할 수 있다.

[74] 이하에서, MISO 또는 MIMO의 다중 안테나는 설명의 편의를 위해 2개의 안테나를 예로서 설명할 수 있으나, 이러한 본 발명의 설명은 2개 이상의 안테나를 사용하는 시스템에 적용될 수 있다.

[75] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 추가적인 방송 신호(예를 들면, 모바일 방송 신호)를 전송하기 위한 수퍼 프레임 구조를 나타낸다. 수퍼 프레임은 복수의 프레임들로 구성될 수 있으며, 한 수퍼 프레임에 속하는 프레임들은 동일한 전송 방식에 의해 전송될 수 있다. 본 발명의 일 실시예에 따른 수퍼 프레임은 복수의 T2 프레임(지상파 방송 프레임 또는 신호 프레임이라 하기도 한다)과 추가적인 방송 신호를 위한 복수의 비-T2(Non-T2) 프레임으로 구성될 수 있다. 상기 비-T2 프레임은 종래 T2 시스템에서 제공되는 FEF(Future Extension Frame)를 포함할 수 있다. FEF는 연속되지 않고, T2 프레임들 사이에 삽입될 수 있다. 추가적인 방송 신호는 T2 프레임 또는 FEF에 포함되어 전송될 수 있다.

[76] 본 발명은 설명의 편의를 위해 모바일 방송 신호를 전송하는 FEF 파트를 NGH(Next Generation Handheld) 프레임(또는 신호 프레임)이라 하기로 한다. 이때 N개의 T2 프레임마다 1개의 NGH 프레임을 전송할 수도 있고(즉, NGH-T2 프레임 비율 = 1/N), T2 프레임과 NGH 프레임을 교대로 전송할 수도 있다(즉, NGH-T2 프레임 비율 = 1/2). 본 발명에서 신호 프레임(또는 전송 프레임)은 T2 프레임, FEF, NGH 프레임, 확장(또는 인핸스드) 방송 신호를 위한 프레임 중 하나를 지시하는 것을 일 실시예로 한다.

[77] 본 발명에 따른 NGH 프레임은 도 1에서와 같이 P1 심볼, 하나 이상의 P2 심볼, 복수개의 데이터 심볼들로 구성된다. 여기서 P1 심볼은 P1 시그널링 정보를 전송하고, P2 심볼은 L1 시그널링 정보를 전송한다.

[78] 상기 P1 심볼에 의해 전송(carry)되는 P1 시그널링 정보는 전송 타입 및 기본적인 전송 파라미터들을 포함한다. 이를 위해 P1 시그널링 정보는 S1 필드와 S2 필드를 포함한다. S1 필드는 프리앰블 포맷을 시그널링한다. 예를 들어, 상기 S1 필드 값이 000이면 프리앰블은 T2 프리앰블이며 데이터가 SISO 포맷으로 전송됨을 나타낸다(T2_SISO). S1 필드 값이 001이면 프리앰블은 T2 프리앰블이며 데이터는 MISO 포맷으로 전송됨을 나타낸다(T2_MISO). S1 필드 값이 010이면 프리앰블은 비T2 프리앰블임을 지시한다.

[79] 도 1에서, T2 프레임 또는 FEF 파트를 구성하는 각 PLP(physical layer pipe)는 하나 이상의 방송 서비스에 해당할 수도 있고, 방송 서비스를 구성하는 각 컴포넌트, 예컨대 비디오, 확장 비디오, 오디오, 데이터 스트림에 해당할 수도 있다. FEF 파트에 대한 속성 정보, 예컨대 타입, 길이 및 간격 등의 정보는 P1 시그널링 정보의 S2 필드를 이용하여 시그널링될 수 있다. 본 발명에서 PLP는 데이터 전송을 위한 단위이다. 즉, 하나의 서비스가 하나의 PLP로 전송될 수도 있고, 하나의 서비스를 구성하는 서비스 컴포넌트들이 구분되어 서로 다른 PLP로 전송될 수도 있다. 만일 하나의 서비스를 구성하는 서비스 컴포넌트들이 구분되어 서로 다른 PLP로 전송된다면, 수신단에서 다시 하나의 서비스로 결합된다.

[80] 또한 본 발명에서는 독립적으로 처리될 신호 경로를 PLP라 하기로 한다. 즉, 각각의 서비스는 다수의 RF 채널을 통해 송수신될 수 있는데, PLP는 이러한 서비스가 전송되는 경로 또는 그 경로를 통해서 전송되는 스트림이다. PLP는 다수의 RF 채널들에 시간적인 간격을 가지고 분포하는 슬롯들에 위치할 수도 있고, 하나의 RF 채널에 시간적인 간격을 가지고 분포할 수도 있다. 이러한 신호 프레임은 적어도 하나의 RF 채널에 시간적으로 분포한 PLP를 전송할 수 있다. 다시 말하면, 하나의 PLP는 하나의 RF 채널 또는 다수의 RF 채널들에 시간적으로 분포되어 전송될 수도 있다.

[81] 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 피지컬 레이어 상의 신호 프레임의 구조를 나타낸다. 상기 신호 프레임은 P1 시그널링 파트, L1 시그널링 파트, PLP 파트를 포함한다. 즉, 상기 P1 시그널링 파트는 해당 신호 프레임에서 맨 앞에 할당되며, 그 뒤에 L1 시그널링 파트, PLP 파트가 차례로 할당된다. 본 발명에서는 L1 시그널링 파트에 포함된 정보만을 L1 시그널링 정보라 하기도 하고, P1 시그널링 파트에 포함된 시그널링 정보와 L1 시그널링 파트에 포함된 시그널링 정보를 모두 L1 시그널링 정보라 하기도 한다.

[82] 도 2에 도시된 바와 같이, P1 시그널링 파트로 전송되는 P1 시그널링 정보는 신호 프레임을 검출하는데 사용되며, 튜닝 정보를 제공한다. 상기 P1 시그널링 정보를 바탕으로 다음의 L1 시그널링 파트를 디코딩하여 PLP의 구조 및 신호 프레임 구성에 대한 정보를 얻는다. 즉, L1 시그널링 정보는 Pl 시그널링 파트의 P1 시그널링 정보, L1 시그널링 파트의 L1-프리 시그널링 정보와 L2-포스트 시그널링 정보를 포함한다. L1-프리 시그널링 정보는 수신기가 L1-포스트 시그널링 정보를 수신하여 디코딩하는데 필요한 정보를 포함한다. L1-포스트 시그널링 정보는 수신기가 PLP에 액세스하는데 필요한 파라미터들을 포함한다. 상기 L1-포스트 시그널링 정보는 다시 컨피규러블(Configurable) L1-포스트 시그널링 정보, 다이나믹(Dynamic) L1-포스트 시그널링 정보, 확장(Extension) L1-포스트 시그널링 정보, CRC 정보를 포함하며, L1 패딩 데이터를 더 포함할 수 있다.

[83] 한편 상기 신호 프레임에서 PLP 파트는 적어도 하나의 커먼(common) PLP와

적어도 하나의 데이터 PLP로 구성된다. 커먼 PLP는 NIT(Network Information Table)와 같은 네트워크 정보 또는 PLP 정보, 및 SDT(Service Description Table) 또는 EIT(Event Information Table)와 같은 서비스 정보를 포함할 수 있다. 데이터 PLP는 오디오, 비디오 및 데이터 TS 스트림 및 PAT(Program Association Table), PMT(Program Map Table)와 같은 PSI/SI 정보를 포함할 수 있다. 데이터 PLP는 신호 프레임당 하나의 서브 슬라이스에 의해 전송되는 Type1 데이터 PLP와 복수개의 서브 슬라이스에 의해 전송되는 Type2 데이터 PLP를 포함할 수 있다.

[84] 이때 하나의 데이터 PLP는 하나의 서비스에 해당할 수도 있고, 서비스를 구성하는 서비스 컴포넌트들 중 하나, 예컨대 비디오(또는 베이스 레이어의 비디오라 함), 확장 비디오(또는 인핸스먼트 레이어의 비디오라 함), 오디오, 데이터 컴포넌트(또는 스트림)에 해당할 수도 있다. 데이터 PLP가 서비스가 아닌 서비스 컴포넌트에 해당하는 경우는 L1-포스트 시그널링 정보 특히, 컨피규러블 L1-포스트 시그널링 정보 내 PLP_TYPE 필드를 사용하여 서비스 컴포넌트에 해당하는 PLP임을 표시할 수 있다.

[85] 커먼 PLP는 데이터 PLP와도 함께 디코딩이 가능하며, 데이터 PLP는 선택적으로 디코딩될 수 있다. 즉, 커먼 PLP+데이터 PLP는 항상 디코딩이 가능하지만, 데이터 PLP1 + 데이터 PLP2는 경우에 따라 디코딩이 불가능할 수도 있다. 커먼 PLP에 들어가는 정보는 PSI/SI 정보를 포함할 수 있다. 그 외에 보조 데이터(Auxiliary Data)가 상기 신호 프레임에 추가될 수 있다. 즉, 신호 프레임을 심볼 레벨에서 보면, P1 심볼은 P1 시그널링 정보를 전송하고, 하나 이상의 P2 심볼들은 L1-프리 시그널링 정보, L1-포스트 시그널링 정보 및 커먼 PLP를 전송한다. 그리고 데이터 심볼들은 데이터 PLP를 전송한다.

[86] 도 3은 본 발명에 따른 방송 신호 송신 장치(또는 방송 송신기라 함)의 일 실시예를 보인 구성 블록도이다.

[87] 도 3에 도시된 바와 같이, 방송 신호 송신 장치는 인풋 프리-프로세서(128000), 인풋 프로세서(128100), BICM 모듈(128200), 프레임 빌더(128300), OFDM 제네레이터(128400)를 포함할 수 있다.

[88] 입력 스트림은 MPEG-TS 스트림 또는 인터넷 프로토콜(IP) 스트림 또는 GSE((General Sream Encapsulation) 스트림(또는 GS 스트림이라 함) 중 적어도 하나를 포함할 수 있다.

[89] 상기 인풋 프리-프로세서(128000)는 MPEG-TS 스트림 또는 IP 스트림 또는 GSE 스트림 중 적어도 하나를 입력받아, 강인성을 부여하기 위하여 서비스 단위(또는 서비스 컴포넌트 단위)로 하나 이상의 PLP를 생성한다.

[90] 상기 인풋 프로세서(128100)는 인풋 프리-프로세서(128000)에서 생성된 하나 이상의 PLP를 포함하는 BB 프레임을 생성한다. 상기 인풋 프로세서(128100)는 서비스에 해당하는 PLP를 입력받은 경우, 이를 서비스 컴포넌트에 해당하는 PLP들로 분리한 후 BB 프레임을 생성할 수도 있다. 상기 BICM 모듈(128200)은 전송 채널상의 오류를 정정할 수 있도록 상기 인풋 프로세서(128100)의 출력에

리던던시(redundancy)를 추가하고 인터리빙을 수행한다. 상기 프레임 빌더(128300)는 복수개의 PLP들을 셀 단위로 전송 프레임에 매핑하여 전송 프레임 구조를 완성한다.

[91] 상기 OFDM 제네레이터(128400)는 입력 데이터들을 OFDM 변조하여 안테나로 전송할 수 있는 베이스밴드 신호를 생성한다.

[92] 도 4는 본 발명에 따른 방송 신호 송신 장치의 인풋 프로세서(128100)의 일 실시예를 보인 구성 블록도이다.

[93] 도 4는 인풋 스트림이 1개인 경우 인풋 프로세서(128100)의 실시예를 도시하고 있다. 인풋 스트림이 1개인 경우 인풋 프로세서(128100)는 인풋 인터페이스 모듈(129100), CRC-8 인코더(129200), BB 헤더 삽입기(129300), 패딩 삽입기(129300) 및 BB 스크램블러(129400)를 포함할 수 있다. 도 4에서 설명의 편의를 위해, 인풋 인터페이스 모듈 (129100), CRC-8 인코더(129200) 및 BB 헤더 삽입기(129300)를 모드 어댑테이션 모듈이라 하고, 패딩 삽입기(129300) 및 BB 스크램블러(129400)를 스트림 어댑테이션 모듈이라 하기로 한다.

[94] 상기 인터페이스 모듈 (129100)은 입력 스트림을 BB(Base Band) 프레임을 생성하기 위해 필요한 개수의 비트수 단위로 슬라이싱하여 BB 프레임을 생성한다. 상기 CRC-8 인코더(129200)는 상기 BB 프레임에 대해 CRC 인코딩을 수행하며, 상기 BB 헤더 삽입기(129300)는 CRC 인코딩이 수행된 BB 프레임의 전단에 고정된 크기를 갖는 헤더를 삽입한다.

[95] 상기 패딩 삽입기(129300)는 입력된 비트 스트림의 데이터량이 FEC를 위한 BB 프레임의 양보다 적은 경우, BB 프레임을 형성하기 위하여 상기 BB 프레임에 패딩 비트를 삽입할 수 있다. 상기 BB 스크램블러(129400)는 BB 프레임의 비트 스트림에 대해 PRBS(Pseudo Random Binary Sequence)으로 XOR(Exclusive OR) 연산하여 랜더마이징을 수행한다.

[96] 도 5는 본 발명에 따른 멀티 PLP 입력에 대한 인풋 프로세서 (128100)의 모드 어댑테이션 모듈의 일 실시예를 나타낸다.

[97] 상기 인풋 프로세서(128100)는 p+1개의 인풋 인터페이스 모듈 (input interface module)(111200-0~p), p+1개의 인풋 스트림 싱크 모듈 (input stream sync module)(111210-0~p), p+1개의 딜레이 보상기(delay compensator)(111220-0~p), p+1개의 널 패킷 제거기(null packet deleter)(111230-0~p), p+1개의 CRC(Cyclic Redundancy Check) 인코더 (111240-0~p) 및 p+1개의 BB 헤더 삽입기(BB header inserter)(111250-0~p)를 포함할 수 있다. 도 5는 입력 스트림 타입이 MPEG-TS일 경우를 예로 들고 있으며, 만일 입력 스트림 타입이 IP이면 딜레이 보상기와 널 패킷 제거기는 생략될 수 있다. 또한 입력 스트림 타입이 GSE이면 딜레이 보상기, 널 패킷 제거기 및 CRC 인코더는 생략될 수 있다.

[98] 입력된 MPEG-TS 또는 IP 또는 GSE 스트림들은 인풋 프리 프로세서(128000) 또는 인풋 프로세서(128100)를 통해 독립적으로 처리될 p+1개의 스트림으로 변환될 수 있다. 이때 독립적으로 처리될 스트림은 여러 개의 서비스

컴포넌트들을 포함하는 완전한 TS 스트림이 될 수도 있고, 하나의 서비스 컴포넌트 (예를 들면 비디오 혹은 오디오 등)만을 포함하는 최소 단위의 TS 스트림이 될 수도 있다. 같은 방식으로 여러 개의 서비스 컴포넌트들을 포함하는 완전한 GSE 스트림 혹은 하나의 서비스 컴포넌트만을 포함하는 GSE 스트림이 될 수도 있다. 같은 방식으로 여러 개의 서비스 컴포넌트들을 포함하는 완전한 IP 스트림 혹은 하나의 서비스 컴포넌트만을 포함하는 IP 스트림이 될 수도 있다.

[99] 이때 MPEG-TS의 트랜스포트 레이어 신호(transport layer signal)와 같이 복수개의 PLP에 공통적으로 전송될 수 있는 정보를 하나의 PLP에 포함시켜 전송함으로써 전송 효율을 높일 수 있다. 도 5에 도시된 PLP-0가 이러한 역할을 하며, 이러한 PLP를 본 발명에서는 커먼 PLP(common PLP)라 한다. 도 5의 PLP-0을 제외한 나머지 P개의 PLP들은 데이터 전송을 위해서 사용될 수 있으며, 이러한 PLP를 본 발명에서는 데이터 PLP라 한다. 도 5는 일 실시예이며, PLP-0와 같은 커먼 PLP는 복수개가 될 수도 있다.

[100] 상기 인풋 인터페이스 모듈들(111200-0~p)은 해당 PLP의 입력 스트림을 BB 프레임(Base Band frame)을 생성하기 위해 필요한 개수의 비트수 단위로 슬라이싱하여 필요한 BB 프레임을 생성한다.

[101] 상기 인풋 스트림 싱크 모듈들(111210-0~p)은 해당 수신부에서 서비스 복원시, 원래의 타이밍에 서비스가 복원될 수 있도록 채널과 전송 프로세스에서 발생할 수 있는 모든 딜레이를 고려하여 싱크 타이밍 정보를 발생시킨다. 상기 싱크 타이밍 정보는 ISCR(Input Stream Clock Reference) 정보가 될 수 있다.

[102] 상기 딜레이 보상기들(111220-0~p)은 복수개의 PLP들이 존재하는 경우 각 PLP들의 딜레이 차이를 각각 보상하여 프레임이 효율적으로 형성할 수 있도록 한다. 즉, 상기 딜레이 보상기들(111220-0~p)은 인풋 스트림 싱크 모듈들(111210-0~p)에서 생성된 싱크 타이밍 정보를 기반으로 각 PLP들을 지연시켜 동기를 맞춘다.

[103] 상기 널 패킷 제거기들(111230-0~p)은 VBR (variable bit rate) 서비스의 경우에 삽입된 널 패킷을 각각 제거하여 전송 효율을 높일 수 있다. 이때 제거된 위치에 따라 제거된 널 패킷(DNP)의 개수를 삽입하여 출력한다.

[104] 상기 CRC 인코더들(111240-0~p)은 BB 프레임의 전송 신뢰도를 높이기 위하여 해당 BB 프레임에 CRC 인코딩을 수행하여 CRC 데이터를 부가한다.

[105] 상기 BB 헤더 삽입기(111250-0~p)는 데이터 필드의 포맷을 식별할 수 있도록, 해당 BB 프레임의 전단에 고정된 크기를 갖는 헤더를 삽입한다. 상기 헤더는 TS인지 IP인지 GS인지를 나타내는 모드 적응 타입(Mode Adaptation Type)정보, 유저 패킷 길이(User Packet Length) 정보, 데이터 필드 길이(Data Field Length) 정보, 유저 패킷 싱크 바이트(User Packet Sync Byte) 등의 정보를 포함할 수 있다.

[106] 도 6은 본 발명에 따른 멀티 PLP 입력에 대한 인풋 프로세서 (128100)의 스트림 어댑테이션 모듈의 일 실시예를 나타낸다.

[107] 상기 스트림 어댑테이션 모듈은 스케쥴러(110300), p+1개의 프레임

지연기들(130100-0~p), p+1개의 인밴드 시그널링/패딩 삽입기들(130200-0~p) 및 p+1개의 BB 스크램블러(130300-0~p)를 포함할 수 있다.

[108] 상기 스케쥴러(110300)는 복수개의 PLP들을 전송 프레임의 각 슬롯에 할당하기 위한 스케쥴링을 수행할 수 있다.

[109] 만일 MIMO 방식을 이용할 경우, 상기 스케쥴러(110300)는 듀얼 극성(dual polarity) MIMO를 위한 스케쥴러를 포함할 수 있다. 즉, BICM 모듈 (128200)의 제2 디먹스, 셀 인터리버, 타임 인터리버에서 사용될 수 있는 파라미터들 예를 들어, H-경로, V-경로와 같은 극성 경로(polarity path)와 관련된 파라미터들을 발생시킬 수 있다. 상기 프레임 지연기들(130100-0~p)은 인밴드 시그널링을 위해서 다음 프레임에 대한 스케쥴링 정보가 현재 프레임을 통해 전송될 수 있도록 입력 데이터를 하나의 전송 프레임만큼 지연시킨다.

[110] 상기 인밴드 시그널링/패딩 삽입기들(130200-0~p)은 한 개의 전송 프레임만큼 지연된 데이터에 지연되지 않은 L1 시그널링 정보 중 다이내믹 블록에 포함되는 정보, 즉 다이나믹 L1-포스트 시그널링 정보를 삽입한다. 이 경우 입력 데이터 내에 여유 공간이 있는 경우 패딩 비트를 삽입할 수도 있고, 인밴드 시그널링 정보를 여유 공간에 삽입할 수도 있다.

[111] 상기 BB 스크램블러들(130300-0~p)은 전송 비트열간의 상관성을 최소화하기 위해서 입력 비트열을 각각 랜더마이징한다.

[112] 또한 스케쥴러(110300)는 인밴드 시그널링과 별개로 현재 프레임의 다이나믹 L1-포스트 시그널링 정보를 프레임 빌더의 셀 매퍼로 전송할 수 있다. 셀 매퍼는 입력된 정보를 이용하여 입력 셀들을 전송 프레임에 매핑한다.

[113] 또한 스케쥴러(110300)는 L1 시그널 정보를 BICM 모듈 (110200)에 전송할 수 있다. 도 6의 멀티 PLP 입력에 대한 스트림 어댑테이션 모듈이 도 4의 싱글 PLP 입력에 대한 스트림 어댑테이션 모듈과 다른 점은, 스케줄러(110300), p+1개의 프레임 지연기들(130100-0~p), p+1개의 인밴드 시그널링/패딩 삽입기들(130200-0~p) 등이 추가되었다는 점이다.

[114] 도 7은 본 발명에 따른 방송 신호 송신 장치의 BICM 모듈 (128200)의 일 실시예이다.

[115] 도 7에 도시된 바와 같이 복수개의 PLP에 포함된 데이터를 인코딩하기 위한 BICM 모듈(110200)은 p+1개의 FEC 인코더들(131100-0~p), p+1개의 비트 인터리버들(131200-0~p), p+1개의 제 1 디먹스들(131300-0~p), p+1개의 성상도 매퍼들(131400-0~p), p+1개의 셀 인터리버들(131600-0~p) 및 p+1개의 타임 인터리버들(131700-0~p) 을 포함할 수 있다. 상기 성상도 매퍼(Constellation mapper)는 심볼 매퍼(Symbol mapper)라 하기도 한다. 상기 제1 디먹스는 비트-셀(Bit to Cell) 디먹스라 하기도 한다.

[116] 상기 BICM 모듈(110200)은 MIMO 컴포넌트인 FRFD (Full Rate Full Diversity) 코드의 기능을 수행하기 위하여, p+1개의 제 2 디먹스들(131500-0~p)과 p+1개의 성상도 로테이터/재매핑기들(131800-0~p)을 더 포함할 수 있다. 상기 제 2

디먹스는 셀-극성(Cell to Polarity) 디먹스 또는 SM(spatial multiplexer)라 하기도 한다. 만일 FRFD 코드를 사용하게 되면 2x2 MIMO의 옵티멀 코드로 알려진 GC(Golden code)의 경우, 수신부에서 ML(Maximum Likelihood) 디코딩과 같이 상당히 높은 복잡도를 요구하는 디코딩을 수행할 수 밖에 없다.

[117] 따라서 본 발명에서는 성상도 로테이터/재매핑기들(131800-0~p)을 포함하여 수신부에서의 디코딩 복잡도를 낮출 수 있다. 본 발명은 MIMO 방식을 이용하여 방송 신호를 전송하는 것을 일 실시예로 설명한다.

[118] 본 발명은 FEC 인코더(131100-0), 비트 인터리버(131200-0), 제 1 디먹스(131300-0), 성상도 매퍼(131400-0), 제 2 디먹스(131500-0), 셀 인터리버(131600-0), 타임 인터리버(131700-0) 및 성상도 로테이터/재매핑기들(131800-0)를 이용하여 상세 설명을 하기로 한다. 나머지 블록들은 상세 설명을 참조하기로 한다.

[119] 상기 FEC 인코더(131100-0)은 전송채널상에 발생하는 오류를 정정할 수 있도록 입력 PLP0의 비트 스트림에 리던던시를 추가하고, 1/4, 1/3, 2/5과 같은 코드 레이트로 비트 스트림을 인코딩한다. 일 예로, 상기 FEC 인코더(131100-0)는 BCH(Bose-Chaudhuri-Hocquengham)/LDPC(Low Density Parity Check) 코드와 같은 아우터(outer) 코드를 사용하여 에러 정정을 위한 리던던시를 추가하고 인코딩을 수행한다.

[120] 상기 비트 인터리버(131200-0)는 인코딩된 비트 스트림에 대해서 비트 단위로 인터리빙을 수행하고, 제 1 디먹스(131300-0)는 셀을 구성하는 비트들의 순서를 조절하여 비트의 강인성(robustness)을 제어하고, 비트들을 포함하는 셀을 출력한다. 즉, 상기 제1 디먹스(131300-0)는 이후 성상도 매퍼(131400-0)에서 심볼 매핑을 수행할 때 LDPC 부호화에서 발생한 데이터 신뢰도(reliability)의 분포를 분산 배치하기 위하여 비트 출력 순서를 조절한다.

[121] 상기 성상도 매퍼(131400-0)는 입력된 셀들을 성상도(constellation)에 매핑한다. 제 2 디먹스(131500-0)은 성상도에 매핑된 셀들을 H 극성 경로(이후, H-경로라 함)와 V 극성 경로(이후, V-경로라 함)로 분리하여 출력한다.

[122] 상기 셀 인터리버(131600-0)는 하나의 LDPC 블록 내에 포함되는 셀들을 인터리빙하고, 타임 인터리버(131700-0)은 여러 개의 LDPC 블록내에 포함되는 셀들을 시간 단위로 인터리빙한다. 상기 셀 인터리버(131600-0)와 타임 인터리버(131700-0)는 각 극성 경로 내에서만 인터리빙을 수행하는 것을 일 실시예로 한다.

[123] 상기 성상도 로테이터/재매핑기(131800-0)는 입력된 H-경로 및 V-경로에 대하여 성상도를 회전시킬 수 있고, 회전시킨 성상도의 I/Q를 이용하여, 각 경로에 포함된 심볼열들을 출력 성상도로 재매핑할 수 있다. 이렇게 하면 H-경로와 V-경로의 I/Q 컴포넌트들은 서로 섞이게 되어 동일한 정보가 H-경로와 V-경로 각각을 통해 전송되므로 다이버시티 게인(diversity gain)을 얻을 수 있다. 즉, 각각의 출력 성상도는 제 2 디먹스를 통해 각 극성 경로에 포함된 정보를

모두 포함할 수 있다. 본 발명은 상기 성상도 회전과 성상도 재매핑을 통해 full rate와 full diversity 성능을 얻을 수 있다.

[124] 본 발명은 다른 실시예로, ROT(rotation) Q-딜레이 모듈을 성상도 매퍼와 셀 인터리버 사이에 구비할 수 있다. 상기 ROT Q-딜레이 모듈은 성상도 매퍼의 출력에 대해 성상도를 회전시키고 복소수 파트를 딜레이시킴으로써, 추가적인 다이버시티를 획득한다.

[125] 도 8은 본 발명에 따른 시그널링 정보를 인코딩하기 위한 BICM 모듈의 일 실시예이다.

[126] 도 8의 BICM 모듈 은 L1 시그널링 제네레이터(L1 signaling generator)(132100), 2개의 FEC 인코더들(132200-0~1), 비트 인터리버(132200), 제 1 디먹스(132300) 및 2개의 성상도 매퍼들(132400-0~1)을 포함할 수 있다. 본 발명은 2개의 성상도 매퍼들(132400-0~1)의 후단에 각각 타임 인터리버를 더 구비할 수 있다. 또한 상기 L1 시그널링 제네레이터(132100)는 상기 BICM 모듈 대신 인풋 프로세서(128100)에 포함될 수도 있다. 도 8에서도 MIMO 컴포넌트인 FRFD 코드의 기능을 수행하기 위하여, 2개의 제 2 디먹스들(132500-0~1) 및 2개의 성상도 로테이터/재매퍼들(132600-0~1)를 더 포함할 수 있다. 상기 제1 디먹스는 비트-셀(Bit to Cell) 디먹스, 상기 제 2 디먹스는 셀-극성(Cell to Polarity) 디먹스 또는 SM(spatial multiplexer)라 하기도 한다.

[127] 상기 L1 시그널링 제네레이터(132100)는 입력된 다이나믹 L1-포스트 시그널링 정보와 컨피규러블 L1-포스트 시그널링 정보를 인코딩하여 L1-프리 시그널링 정보와 L1-포스트 시그널링 정보를 출력한다. 여기서 상기 다이나믹 L1-포스트 시그널링 정보는 스케쥴러(110300)로부터 입력받는 것을 일 실시예로 한다.

[128] 상기 2개의 FEC 인코더들(132200-0~1)은 입력된 L1-프리 시그널링 정보와 L1-포스트 시그널링 정보에 대해 각각 쇼트닝과 펑처링을 포함한 FEC 인코딩을 수행한다. 상기 FEC 인코딩은 BCH 인코딩 및 LDPC 인코딩을 포함할 수 있다.

[129] 상기 비트 인터리버(132200), 제 1 디먹스(132300), 2개의 성상도 매퍼들(132400-0~1), 2개의 제 2 디먹스들(132500-0~1) 및 2개의 성상도 로테이터/재매퍼들(132600-0~1)은 도 7에서 상술한 바와 동일한 기능을 수행하므로 여기서는 상세 설명을 생략한다.

[130] 도 9는 본 발명에 따른 방송 신호 송신 장치의 프레임 빌더(128300)의 일 실시예이다. 상기 프레임 빌더는 프레임 매퍼라 하기도 한다.

[131] 상기 프레임 빌더(128300)는 딜레이 보상기(133100), 셀 매퍼(133200) 및 주파수 인터리버(133300)을 포함할 수 있다. 도 9의 셀 매퍼(133200)는 커먼 PLP 어셈블러(133200-1), 서브 슬라이스 프로세서(133200-2), 데이터 PLP 어셈블러(133200-3) 및 시그널링 정보 어셈블러(133200-4)를 포함할 수 있다.

[132] 상기 딜레이 보상기(133100)는 셀 매핑을 위해, 시그널링 정보에 발생한 딜레이를 보상하여 입력되는 PLP들과 시간 동기를 맞춘다.

[133] 상기 셀 매퍼(133200)는 입력된 커먼 PLP 셀들과 일반적인 데이터를 포함하는

데이터 PLP 셀들 및 시그널링 정보를 포함하는 셀들을 전송 프레임에 할당된 OFDM 심볼 기반의 어레이(array)에 배치(assembly)한다.

[134] 이때 상기 셀 매퍼(133200)는 시그널링 정보에 포함된 스케쥴링 정보를 이용하여 배치 관련 기능을 수행할 수 있다. 상기 셀 매퍼(133200)는 본 발명의 MIMO 방식에 따라 서로 다른 극성 경로에 대하여 동일한 셀 매핑 방식을 적용할 수도 있고, 서로 다른 셀 매핑 방식을 적용할 수도 있다. 이는 스케쥴링 정보에 따라 달라질 수 있다.

[135] 구체적으로, 커먼 PLP 어셈블러(133200-1)는 스케쥴링 정보에 따라 커먼 PLP 셀들을 해당 전송 프레임에 배치하고, 서브 슬라이스 프로세서(133200-2)는 서브 슬라이스를 생성하고, 생성된 서브 슬라이스를 스케쥴링 정보에 따라 상기 신호 프레임에 배치한다. 데이터 PLP 어셈블러(133200-3)는 스케쥴링 정보에 따라 데이터를 포함하는 데이터 PLP 셀들을 상기 신호 프레임에 배치하며, 시그널링 정보 어셈블러(133200-4)는 스케쥴링 정보에 따라 시그널링 정보를 포함하는 셀들을 상기 신호 프레임에 배치한다.

[136] 상기 주파수 인터리버(133300)는 OFDM 심볼 기반으로 신호 프레임에 배치된 셀들을 주파수 영역에서 인터리빙한다.

[137] 도 10은 본 발명에 따른 방송 신호 송신 장치의 OFDM 제네레이터 (128400)의 일 실시예이다. 특히 도 10은 다중 안테나 예를 들어, MISO 또는 MIMO 방식 중 하나로 방송 신호를 전송하는 경우의 일 실시예를 보인 OFDM 제네레이터이다.

[138] 상기 OFDM 제네레이터(128400)는 제1 경로(예를 들어, H-경로)를 통해 입력된 신호를 OFDM 변조하여 제1 전송 안테나(Tx1)를 통해 전송하기 위한 제1 송신부와 제2 경로(예를 들어, V-경로)를 통해 입력된 신호를 OFDM 변조하여 제2 전송 안테나(Tx2)를 통해 전송하기 위한 제2 송신부로 구성된다.

[139] 상기 OFDM 제네레이터(128400)는 MISO 프로세서들(134100-0~1)을 더 포함할 수 있으며, 상기 MISO 프로세서들(134100-0~1)은 각 경로로 전송된 입력된 심볼들에 대하여 전송 다이버시티를 가질 수 있도록 MISO 인코딩을 수행한다.

[140] 본 발명은 설명의 편의를 위해 제1 송신부의 파일럿 삽입기(134200-0), IFFT 모듈(134300-0), PAPR 리덕션 모듈(134400-0), GI 삽입 모듈(134500-0), P1 삽입 모듈(134600-0) 및 DAC(134700-0)를 이용하여 상세 설명을 하기로 한다. 제2 송신부의 각 블록의 동작은 제1 송신부의 해당 블록의 동작과 동일하므로 제2 송신부의 상세 설명은 생략하기로 한다.

[141] 상기 파일럿 삽입기(134200-0)는 수신단에서 전송채널 추정 및 시간/주파수 동기를 수행할 수 있도록, 미리 결정된 파일럿 패턴의 파일럿을 주파수 인터리버에서 출력되는 전송 프레임 내 해당 위치에 삽입한다. 또한 전송 프레임 내 OFDM 심볼의 시간 영역에서의 PAPR을 감소시키기 위하여 특정 캐리어에 데이터를 전송하지 않을 수도 있다.

[142] 상기 IFFT 모듈(134300-0)은 파일럿이 삽입된 주파수 영역의 신호를 시간 영역의 신호로 변환하는 역고속푸리에 변환(IFFT)을 수행한다.

[143] 상기 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio) 리덕션 모듈(134400-0)은 시간 영역의 신호들의 PAPR을 감소시킨다. 상기 PAPR 리덕션 모듈(134400-0)은 ACE(Active Constellation Extension) 기법 또는 톤 예약(Tone Reservation) 기법 중 적어도 하나를 사용하여 변조된 OFDM 심볼에서 PAPR를 감소시킨다. 또한 상기 PAPR 리덕션 모듈(134400-0)은 PAPR 리덕션 알고리즘(PAPR reduction algorithm)에 따라 필요한 정보를 파일럿 삽입기(134200-0)로 피드백할 수 있다.

[144] 상기 GI 삽입 모듈(134500-0)은 이펙티브 OFDM 심볼의 마지막 부분을 해당 OFDM 심볼의 앞부분에 복사함에 의해 cylic prefix 형태로 가드 인터벌을 삽입한다.

[145] 상기 P1 삽입 모듈(134600-0)은 수신기의 복호 과정에 필요한 최소한의 파라미터들을 포함하는 P1 심볼을 전송 프레임의 시작 부분에 삽입한다.

[146] 상기 DAC(134700-0)는 P1 심볼이 삽입된 디지털 형태의 전송 프레임을 아날로그 신호로 변환한다. 이후, 상기 DAC(134700-0)에서 변환된 아날로그 신호는 제1 전송 안테나(Tx1)를 통해 전송되고, 상기 DAC(134700-1)에서 변환된 아날로그 신호는 제2 전송 안테나(Tx2)를 통해 전송된다.

[147] 도 11은 본 발명에 따른 방송 신호 수신 장치(또는 방송 수신기라 함)의 일 실시예를 보인 구성 블록도이다.

[148] 본 발명에 따른 방송 신호 수신 장치는 OFDM 디모듈레이터(138100), 프레임 디매퍼(138200), BICM 디코더(138300) 및 아웃풋 프로세서(138300)를 포함할 수 있다.

[149] 상기 프레임 디매퍼(128200)는 프레임 파서라 하기도 한다. 상기 OFDM 디모듈레이터(138100) 전단에는 적어도 하나의 튜너가 포함되는 것을 일 실시예로 한다. 본 발명에서 튜너는 수신된 신호 중 원하는 주파수 대역의 신호만을 선택할 수 있다. 또한 본 발명에서 튜너는 TFS 시스템에 적용되기 위하여 FH(Frequency Hopping)기능을 가지는 것을 일 실시예로 한다.

[150] 상기 OFDM 디모듈레이터(138100)는 여러 개의 수신 안테나로 수신되어 디지털로 변환된 시간 영역의 신호들을 주파수 영역의 신호로 변환한다. 상기 프레임 디매퍼(138200)는 주파수 영역으로 변환된 신호 중 필요한 서비스를 위한 PLP들을 출력한다. 상기 BICM 디코더(138300)는 전송 채널에 의해 발생한 에러를 정정하며, 상기 아웃풋 프로세서(138300)는 출력 TS 또는 IP 또는 GS 스트림을 발생시키기 위해 필요한 과정들을 수행한다.

[151] 도 12는 본 발명에 따른 방송 신호 수신 장치의 OFDM 디모듈레이터(138100)의 일 실시예이다. 본 발명은 MIMO 혹은 MISO로 전송된 방송 신호를 수신하기 위해서 두 개의 수신 안테나(Rx1, Rx2)를 이용하는 것을 일 실시예로 한다.

[152] 도 12의 OFDM 디모듈레이터(138100)는 제1 수신 안테나(Rx1)를 통해 수신된 H-경로의 신호를 OFDM 복조하는 제1 수신부와 제2 수신 안테나(Rx2)를 통해 수신된 V-경로의 신호를 OFDM 복조하는 제2 수신부를 포함한다.

[153] 상기 제1 수신부는 ADC(139100-0), P1 심볼 검출기(139200-0), 시간/주파수

동기부(139300-0), GI 제거기(139400-0), FFT 모듈(139500-0), 채널 추정기(139600-0) 및 등화/MISO 디코더(139700-0)를 포함할 수 있다. 상기 제2 수신부는 ADC(139100-1), P1 심볼 검출기(139200-1), 시간/주파수 동기부(139300-1), GI 제거기(139400-1), FFT 모듈(139500-1), 채널 추정기(139600-1) 및 등화/MISO 디코더(139700-1)를 포함할 수 있다. 본 발명은 제1 수신부의 블록들에 대해 상세히 설명하기로 하며, 제2 수신부의 각 블록의 동작은 제1 수신부의 해당 블록의 동작과 동일하므로 제2 수신부의 상세 설명은 생략하기로 한다.

[154] 상기 ADC(139100-0)는 H-경로로 입력된 아날로그 방송 신호를 디지털 방송 신호로 변환한다.

[155] 상기 P1 심볼 검출기(139200-0)는 디지털 방송 신호로부터 P1 심볼을 검출하고, 상기 P1 심볼로 전송된 P1 시그널링 정보를 이용하여 현재 수신한 신호가 어떤 프레임 구성을 갖고 있는지 알아낸다.

[156] 상기 시간/주파수 동기부(139300-0)는 상기 P1 시그널링 정보를 이용하여 GI 추출 및 시간 동기와 캐리어 주파수 동기를 수행한다.

[157] 상기 GI 제거기(139400-0)는 동기화된 신호로부터 GI를 제거하고, FFT 모듈(139500-0)은 GI가 제거된 신호를 주파수 영역의 신호로 변환한다.

[158] 상기 채널 추정기(139600-0)는 주파수 영역의 신호에 삽입된 파일럿 신호를 이용하여 전송 안테나로부터 수신 안테나까지의 전송 채널을 추정한다. 상기 등화/MISO 디코더(139700-0)는 상기 추정된 채널을 사용하여 전송 채널의 왜곡을 보상하고 MISO 디코딩을 수행할 수 있다.

[159] 도 13은 본 발명에 따른 방송 신호 수신 장치의 프레임 디매퍼(138200)의 일 실시예이다.

[160] 상기 프레임 디매퍼(138200)는 본 발명에 따른 방송 송신 장치의 프레임 빌더(128300)의 역변환 과정을 수행하는 것을 일 실시예로 한다.

[161] 상기 프레임 디매퍼(138200)는 주파수 디인터리버(140100)와 셀 디매퍼(140200)를 포함할 수 있다.

[162] 상기 주파수 디인터리버(140100)는 입력된 H-경로 및 V-경로의 신호에 대해서 주파수 영역의 디인터리빙을 수행한다. 즉, 상기 주파수 디인터리버(140100)는 송신측의 주파수 인터리버의 역과정으로 디인터리빙을 수행한다. 이때 상기 주파수 디인터리버는 복수개가 구비되어 MIMO 입력 신호 각각에 대하 주파수 디인터리빙을 병렬로 수행할 수도 있다. 상기 셀 디매퍼(140200)는 주파수 인터리브된 신호로부터 커먼 PLP 셀들, 데이터 PLP 셀들, L1 시그널링 셀들을 추출해내며, 필요한 경우 여러 개의 서브 슬라이스에 분산되어 전송된 데이터들을 머징하여 하나의 PLP를 구성할 수도 있다.

[163] 도 14는 본 발명에 따른 방송 신호 수신 장치의 BICM 디코더(138300)의 일 실시예이다.

[164] 상기 BICM 디코더(138300)는 방송 송신기의 BICM 모듈의 역변환 과정을

수행하는 것을 일 실시예로 한다.

[165] 상기 BICM 디코더(138300)는 데이터 디코더(141100)를 이용하여 복수개의 PLP들을 디코딩하고, 시그널링 정보 디코더(141200)를 이용하여 시그널링 정보를 디코딩한다. 상기 데이터 디코더(141100)는 입력되는 PLP의 개수만큼 성상도 디매퍼, 타임 디인터리버, 셀 디인터리버, 제1 먹스, 제2 먹스, 비트 디인터리버, FEC 디코더를 포함하는 것을 일 실시예로 한다.

[166] 본 발명은 설명의 편의를 위해 PLP0 디코딩을 수행하는 성상도 디매퍼, 타임 디인터리버, 셀 디인터리버, 제1 먹스, 제2 먹스, 비트 디인터리버, FEC 디코더에 대해 상세히 설명하기로 한다. 다른 PLP를 위한 블록들은 상세 설명을 참조하기로 한다.

[167] 상기 성상도 디매퍼는 입력 심볼에 대해서 2D-LLR(2 Dimensional Log Likelihood Ratio)를 계산하고, 원래의 H-경로 및 V-경로 신호로 분리한다. 상기 타임 디인터리버는 시간 영역에서 입력된 심볼들에 대해 디인터리빙을 수행하여 원래의 위치로 복원시킨다. 상기 셀 디인터리버는 하나의 LDPC 블록에 포함된 셀들에 대하여 디인터리빙을 수행하여 원래의 위치로 복원시킨다. 상기 제 1 먹스는 H-경로 및 V-경로로 분리되어 입력된 셀들을 하나의 셀 스트림으로 머징하며, 상기 제 2 먹스는 셀에 할당된 비트들을 할당되기 이전의 비트 스트림의 형태로 복원한다.

[168] 상기 비트 디인터리버는 입력된 비트 스트림을 디인터리빙하여 원래의 순서로 복원시키며, 상기 FEC 디코더는 비트 디인터리브된 비트 스트림을 입력받아 전송상의 에러를 정정한다. 이 경우 디코딩 방법으로 LDPC 디코딩 및/또는 BCH 디코딩 방법을 사용하는 것을 일 실시예로 한다.

[169] 또한 상기 시그널링 정보 복호부(141200)는 L1-포스트 시그널링 정보의 디코딩을 위해 성상도 디매퍼, 제1 먹스, 제2 먹스, 비트 디인터리버, FEC 디코더를 포함하고, L1-프리 시그널링 정보의 디코딩을 위해 성상도 디매퍼, 제1 먹스, FEC 디코더를 포함하는 것을 일 실시예로 한다. 각 FEC 디코더의 출력단에는 L1 시그널링 디코더가 구비된다. 상기 L1 시그널링 디코더는 각 FEC 디코더에서 L1 포스트 시그널링 정보와 L1-프리 시그널링 정보를 입력받아 다이나믹 L1-포스트 시그널링 정보와 컨피규러블 L1-포스트 시그널링 정보를 복호하여 출력한다. 상기 시그널링 정보 복호부(141200) 내 각 FEC 디코더는 디-쇼트닝과 디-펑처링을 수행한 후에 FEC 디코딩을 수행하는 것을 일 실시예로 한다. 상기 L1 시그널링 디코더는 L1-프리 시그널링 정보와 L1-포스트 시그널링 정보를 포함하는 L1 시그널링 정보를 원래의 형태로 복원하여, 다이내믹 L1-포스트 시그널링 정보와 컨피규러블 L1-포스트 시그널링 정보로 출력한다.

[170] 도 14에서 제1 먹스는 극성-셀(Polarity to Cell) 먹스로서, 듀얼 극성 MIMO 방식을 지원하기 위해 필요한 블록이다. 제2 먹스는 셀-비트(Cell to Bit) 먹스라 하기도 한다.

[171] 도 15는 본 발명에 따른 방송 신호 수신 장치의 아웃풋 프로세서(138300)의 일

실시예이다.

[172] 도 15는 아웃풋 스트림이 1개인 경우(또는 1개의 PLP 입력인 경우) 아웃풋 프로세서(138300)의 실시예를 도시한 것으로, 방송 송신기의 인풋 프로세서(128100)의 역과정을 수행하는 것을 일 실시예로 한다.

[173] 아웃풋 스트림이 1개인 경우 아웃풋 프로세서(138300)는 BB 디스크램블러(142100), 패딩 제거기(142200), CRC-8 디코더(142300) 및 BB 프레임 프로세서(142400)을 포함할 수 있다.

[174] 상기 BB 디스크램블러(142100)는 입력된 비트 스트림을 디스크램블링하고, 상기 패딩 제거기(142200)는 필요에 따라 삽입된 패딩 비트를 제거한다. 상기 CRC-8 디코더(142300)는 입력된 비트 스트림에 대해 CRC 디코딩을 수행하며, 상기 BB 프레임 프로세서(142400)는 BB 프레임 헤더에 포함된 정보를 디코딩한 후, 디코딩된 정보를 사용하여 TS/IP/GS 스트림을 복원하고 출력한다.

[175] 도 16은 본 발명에 따른 방송 신호 수신 장치의 아웃풋 프로세서(138300)의 또 다른 실시예이다.

[176] 도 16은 아웃풋 스트림이 복수개인 경우, 즉 복수개의 PLP 들을 입력받는 아웃풋 프로세서(138300)의 실시예를 도시하고 있으며, 방송 송신기의 인풋 프로세서(110100)의 역과정과 유사하다.

[177] 아웃풋 스트림이 복수개(p+1개)인 경우 아웃풋 프로세서(138300)는 p+1개의 BB 디스크램블러들(143100-0~p), p+1개의 패딩 제거기들(143200-0~p), p+1개의 CRC-8 디코더들(143300-0~p), p+1개의 BB 프레임 프로세서들(143400-0~p), p+1개의 디-지터(De-jitter) 버퍼들(143500-0~p), p+1개의 널 패킷 삽입기들(143600-0~p), p-m+1개의 인밴드 시그널링 디코더들(143700-m~p), TS 클럭 재생산기(143800) 및 TS 재결합기(143900)을 포함할 수 있다.

[178] 상기 BB 디스크램블러들(143100-0~p), 상기 패딩 제거기들(143200-0~p), 상기 CRC-8 디코더들(143300-0~p) 및 상기 BB 프레임 프로세서들(143400-0~p)의 각각의 동작은 도 15의 해당 블록의 동작과 동일하므로 도 15의 설명을 참조하기로 하고, 여기서는 생략한다. 도 16에서는 도 15와 차이나는 부분에 대해 설명하기로 한다.

[179] 상기 디-지터 버퍼들(143500-0~p)은 복수개의 PLP들간의 싱크를 위해서 전송단에서 임의로 삽입된 딜레이를 TTO(time to output parameter)에 따라 보상한다.

[180] 상기 널 패킷 삽입기들(143600-0~p)은 DNP(deleted null packet)를 참고하여 송신측에서 제거된 널 패킷을 삽입한다. 이때, 상기 TS 클럭 재생산기(143800)는 ISCR(Input Stream Time Reference)를 기준으로 출력 패킷의 상세한 시간 동기를 복원할 수 있다. 상기 TS 재결합기(143900)는 위와 같이 복원된 커먼 PLP, 데이터 PLP들을 원래의 TS 혹은 IP 또는 GS 스트림으로 복원하여 출력한다. TTO, DNP, ISCR 정보는 모두 BB 프레임 헤더에 포함되어 전송되는 것을 일 실시예로 한다. 상기 인밴드 시그널링 디코더들(143700-m~p)은 데이터 PLP를 통해서 전송되는

인밴드 시그널링 정보를 복원하여 출력한다.

[181] 다음은 MIMO 방식으로 방송 신호를 송신하고 수신하기 위하여, 본 발명에 따른 MIMO 기술의 다양한 실시예들을 설명하기로 한다.

[182] 이때 변조 방식은 M-QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 또는 N-QAM으로 표현할 수 있다. 즉, M(또는 N)이 2인 경우에는 2-QAM으로 BPSK(Binary Phase Shift Keying) 방식을, M(또는 N)이 4인 경우에는 4-QAM으로 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)을 나타낸다. 또한 M(또는 N)이 16이면 16-QAM, M(또는 N)이 64이면 64-QAM, M(또는 N)이 256이면 256-QAM을 나타낸다. M,N은 변조에 사용되는 심볼의 개수를 나타낸다.

[183] 일 예로, M+M QAM MIMO는 MIMO 인코딩 및 MIMO 디코딩에 사용되는 QAM 심볼이 서로 같은 M-QAM을 사용함을 나타낸다.

[184] 다른 예로, M+N QAM MIMO는 MIMO 인코딩 및 MIMO 디코딩에 사용되는 QAM 심볼이 서로 다른 M-QAM, N-QAM을 사용함을 나타낸다.

[185] 도 17은 본 발명의 일 실시예에 따른 MIMO 방식을 지원하는 방송 신호 송신 장치를 나타낸 구성 블록도이다. 이 후 MIMO 방식을 지원하는 방송 신호 송신 장치를 MIMO 전송 시스템 또는 송신기와 혼용하여 사용하기로 한다.

[186] 도 17에서, MIMO 전송 시스템은 입력 신호 생성부(201010), MIMO 인코더(201020), 제 1 전송 안테나(Tx1, 201030) 및 제 2 전송 안테나(Tx2, 201040)를 포함한다.

[187] 이하에서 MIMO 인코더(201020)는 MIMO 프로세서로 각각 지칭할 수도 있다. 상기 입력 신호 생성부(201010)는 복수의 안테나로 전송하기 위한 복수의 입력 신호를 생성한다. 즉, 송신하려는 신호를 복수의 입력 신호로 분배하여 MIMO 전송을 위한 제1 입력 신호 S1 및 제2 입력 신호 S2를 출력할 수 있다. 상기 MIMO 인코더(201020)는 복수의 입력 신호(S1 및 S2)에 MIMO 인코딩을 수행하여 MIMO 전송을 위한 제1 전송 신호 St1 및 제2 전송 신호 St2를 출력하며, 출력된 전송 신호들 각각은 필요한 신호 처리 및 변조 과정을 거쳐 각각 제 1 전송 안테나(201030) 및 제 2 전송 안테나(201040)를 통해 전송될 수 있다. MIMO 인코더(201020)는 심볼 단위로 인코딩을 수행할 수 있다.

[188] 본 발명은 MIMO 인코딩 방법으로는 SM 기법, GC 기법을 사용할 수 있다. 다른 실시예로, 본 발명에서는 새로운 MIMO 인코딩 방법을 제안한다. MIMO 인코더는 이하에서 설명하는 MIMO 인코딩 방법을 사용하여 복수의 입력 신호를 MIMO 인코딩할 수 있다. 특히 MIMO 인코더(201020)는 이하에서 제안하는 MIMO 매트릭스와 MIMO 매트릭스의 파라미터 값에 따라 복수의 입력 신호를 프로세싱하여 복수의 전송 신호를 출력한다.

[189] 도 17에서는 도시하지 않았으나, 입력 신호 생성부(201010)는 MIMO 인코딩을 위한 복수의 입력 신호를 출력하는 엘러먼트로서, 전송 시스템에 따라 디멀티플렉서, 프레임 빌더 등의 엘러먼트가 될 수도 있다. 또한, MIMO 인코더(201020)에 포함되어, MIMO 인코더(201020)가 복수의 입력 신호를

생성하여 인코딩을 수행할 수도 있다. 그리고 MIMO 인코더(201020)는 MIMO 전송 시스템의 다이버시티 이득 및 멀티플렉싱 이득을 획득할 수 있도록 복수의 신호를 MIMO 인코딩 또는 MIMO 프로세싱하여 출력하는 디바이스를 나타낸다.

[190] 입력 신호 생성부(201010) 이후의 신호 처리는 복수의 입력 신호들에 대하여 행해져야 하므로, 복수의 디바이스들이 구비되어 병렬로 신호를 처리하거나, 메모리를 구비한 하나의 디바이스에서 순차적으로 또는 동시에 병렬로 신호를 처리할 수 있다.

[191] 도 18은 본 발명의 일 실시예에 따른 MIMO 방식을 지원하는 방송 신호 수신 장치를 나타낸 도면이다. 이 후 MIMO 방식을 지원하는 방송 신호 수신 장치를 MIMO 수신 시스템 또는 수신기와 혼용하여 사용하기로 한다.

[192] 도 18의 MIMO 수신 시스템은 제 1 수신 안테나(201050), 제 2 수신 안테나(201060), MIMO 디코더(201070) 및 출력 신호 생성부(201080)를 포함할 수 있다. 이하에서 MIMO 디코더(201070)는 ML 디텍터로 지칭할 수도 있다.

[193] 도 18의 MIMO 수신 시스템은, 제 1 수신 안테나(Rx1, 201050) 및 제 2 수신 안테나(Rx2, 201060)를 사용하여 제 1 수신 신호 Sr1 및 제 2 수신 신호 Sr2를 수신한다. 그리고 MIMO 디코더(201070)가 제 1 수신 신호 및 제 2 수신 신호를 처리하여 제 1 출력 신호 및 제 2 출력 신호를 출력한다. 상기 MIMO 디코더(201070)는 MIMO 인코더(201020)가 사용한 MIMO 인코딩 방법에 따라 제 1 수신 신호 및 제 2 수신 신호를 처리한다. MIMO 디코더(201070)는 전송 시스템에서 MIMO 인코더가 사용한 MIMO 매트릭스와 수신 신호, 채널 환경에 대한 정보를 사용하여 제 1 출력 신호 및 제 2 출력 신호를 출력한다. 실시예에 따라, ML 디텍팅을 수행하는 경우 제 1 출력 신호 및 제 2 출력 신호는 비트 값이 아닌 비트에 대한 확률 정보를 포함할 수 있고, 이러한 제 1 출력 신호 및 제 2 출력 신호는 FEC 디코딩을 거쳐 비트 값으로 변환될 수도 있다.

[194] 상기 MIMO 디코더(201070)는 MIMO 전송 시스템에서 처리한 제 1 입력 신호 및 제 2 입력 신호의 QAM 타입에 따라 제 1 수신 신호 및 제 2 수신 신호를 처리한다. MIMO 수신 시스템에서 수신하는 제 1 수신 신호 및 제 2 수신 신호는 동일한 QAM 타입 또는 상이한 QAM 타입의 제 1 입력 신호 및 제 2 입력 신호가 MIMO 인코딩되어 전송된 신호이므로, MIMO 수신 시스템은 수신 신호가 어떤 QAM 타입의 조합인지를 파악하여 수신 신호를 MIMO 디코딩할 수 있다. 따라서, MIMO 전송 시스템은 전송 신호에 전송 신호의 QAM 타입을 식별하는 정보를 전송할 수 있으며, 이때 전송 신호의 QAM 타입을 식별하는 정보는 전송 신호의 프리앰블 부분에 포함될 수 있다.

[195] 본 발명은 전송 신호의 QAM 타입을 식별하는 정보를 컨피규러블 L1-포스트 시그널링 정보 내 PLP_MOD 필드를 이용하여 표시하는 것을 일 실시예로 한다. 그리고 MIMO 수신 시스템은 수신 신호를 MIMO 디코딩할 때 전송 신호의 QAM 타입을 식별하는 정보를 참조할 수 있다. 이하에서는, 본 발명의 일 실시예에 따라 다양한 채널 환경에서 낮은 시스템 복잡도, 높은 데이터 전송 효율 및 높은

신호 복구 성능을 갖는 MIMO 인코더 및 MIMO 인코딩 방법에 대하여 설명하도록 한다.

[196] SM 기법은 전송하려는 데이터를 MIMO 방식을 위한 별도의 인코딩없이 복수의 안테나로 동시에 전송하는 방식이다. 이 경우 수신기는 복수의 수신 안테나로 동시에 수신된 데이터에서 정보를 획득할 수 있다. SM 기법의 경우 수신기에서 신호 복원시 사용하는 ML(Maximum Likelihood) 디코더는 수신된 복수의 신호 조합을 검사하면 되므로 복잡도가 비교적 낮은 장점이 있다. 다만, 송신측에서의 송신 다이버시티를 기대할 수 없는 단점이 있다. 이하에서, SM 기법의 경우 MIMO 인코더는 복수의 입력 신호들을 바이패스하며, 이러한 바이패스 처리를 MIMO 인코딩으로 표현할 수 있다.

[197] GC 기법은 전송하려는 데이터를 정해진 규칙(예를 들면, 골든 코드를 사용하는 인코딩 방법)으로 인코딩한 후 이를 복수의 안테나로 전송하는 방식이다. 안테나가 2개인 경우, GC 기법은 2x2 행렬을 사용하여 인코딩하므로, 송신측에서의 송신 다이버시티가 획득된다. 다만 수신기의 ML 디코더는 4개의 신호 조합을 검사해야 하므로 복잡도가 높아지는 단점이 있다.

[198] GC 기법은 SM 기법에 비해 송신 다이버시티가 획득되는 점에서 강건한 통신이 가능해지는 장점이 있다. 다만, 이는 데이터 전송시 데이터 가공에 GC 기법과 SM 기법만을 사용한 경우를 비교한 것으로, 별도의 데이터 코딩(또는, 아우터 코딩(outer coding)이라 지칭할 수 있다)을 함께 사용하여 데이터를 전송하는 경우에는 GC 기법의 송신 다이버시티가 추가적인 이득을 주지 못할 수도 있다. 이러한 현상은 특히 이러한 아우터 코딩이 넓은(large) 미니멈 해밍 디스턴스(hamming distance)를 갖는 경우 쉽게 나타난다. 예를 들면, 미니멈 해밍 디스턴스가 넓은 LDPC(Low Density Parity Check) 부호 등을 사용하여, 에러 정정을 위한 리던던시를 추가하여 부호화한 데이터를 전송하는 경우 GC 기법의 송신 다이버시티가 SM 기법에 비해 추가적인 이득을 주지 못할 수도 있으며, 이러한 경우에는 복잡도가 낮은 SM 기법을 사용하는 것이 방송 시스템에 있어서 유리할 수 있다. 여기서 해밍 디스턴스는 같은 비트 수를 갖는 2진 부호 사이에 대응되는 비트값이 일치하지 않는 것의 개수를 나타낸다.

[199] 따라서, 본 발명에서는 복잡도가 낮은 SM 기법과 강한 아우터 코드를 사용함으로써 보다 효율적인 MIMO 방송 시스템을 설계하고자 한다.

[200] 도 19는 본 발명의 일 실시예에 따른 채널 환경에서 SM 기법의 MIMO 전송에 따른 데이터 송수신 방법을 나타낸 도면이다.

[201] MIMO 전송 시스템은 SM 기법으로 전송 안테나 1(Tx1) 및 전송 안테나 2(Tx2)로 각각 제1 입력 신호 1(S1) 및 제2 입력 신호 2(S2)를 보낼 수 있다. 도 19는 송신측에서 4-QAM으로 변조된 심볼을 전송하는 실시예에 해당한다.

[202] 수신 안테나 1(Rx1)은 두 경로로 신호를 수신하며, 도 19의 채널 환경에서 수신 안테나 1(Rx1)의 수신 신호는 $S1*h_{11} + S2*h_{21}$과 같고, 수신 안테나 2(Rx2)의 수신 신호는 $S1*h_{12} + S2*h_{22}$와 같다. 수신측에서는 채널 추정을 통해 S1과 S2를

획득하여 데이터를 복구할 수 있게 된다.

[203] 이는 송수신 경로가 서로 독립적인 경우의 시나리오로서, 이러한 환경을 이하에서 무상관(un-correlated)이라고 지칭하도록 한다. 반면에, LOS(Line Of Sight) 환경과 같이 송수신 경로의 채널들 간의 상관이 매우 높을 수 있으며, 이를 전상관(fully correlated)이라고 지칭하도록 한다.

[204] MIMO에서 채널들이 전상관 채널인 경우는 도 19에서 채널을 나타내는 2 by 2 행렬의 각 파라미터들이 모두 1인 경우에 해당한다($h_{11}=h_{12}=h_{21}=h_{22}=1$). 이때 수신 안테나 1과 수신 안테나 2는 동일한 수신 신호(S1+S2)를 수신한다. 다시 말해, 수신 안테나 1과 수신 안테나 2는 모두 전송 신호들을 더한 신호와 같은 신호를 수신하게 되는 것이다. 결국, 2개의 전송 안테나에서 전송된 신호들이 모두 같은 채널을 겪고 2개의 수신 안테나에서 수신되면, 수신기에서 수신한 수신 신호 즉 채널에 의해 더해진 데이터는 두 개의 심볼 S1 및 S2를 모두 표현하지 못하게 된다. 도 19에서, 전상관 채널 환경인 경우 수신기에서는 4-QAM인 심볼로 표현되는 신호 S1과 4-QAM 심볼로 표현되는 신호 S2가 더해진 16-QAM 심볼을 수신하지 못하고, 우측 도면에서와 같이 9개의 심볼로 표현되는 신호 S1+S2를 수신하게 되므로 S1과 S2를 분리하여 복구할 수 없게 되는 것이다.

[205] 이하에서, 전상관 채널을 통과한 수신 신호는 MIMO 전송 시스템에서 전송하는 전송 신호들을 더한 신호로 표현할 수 있다. 즉, 안테나가 2개인 경우 MIMO 전송 시스템에서 제 1 전송 신호 및 제 2 전송 신호를 전송하면, 전상관 채널을 통과한 수신 신호는 제 1 전송 신호와 제 2 전송 신호를 더한 신호로 가정하여 MIMO 인코딩하는 방법을 설명하도록 한다.

[206] 이러한 경우 수신기는 매우 높은 SNR 환경에 있더라도 SM 기법을 이용하여 MIMO로 송신된 신호를 복구하지 못한다. 통신 시스템의 경우 통상 양방향 통신을 전제로 하므로 송수신기 간의 피드백 채널을 통해 이러한 채널 상황을 송신기에 알려 전송 방법을 변경하는 등의 처리가 가능하다. 그러나 방송 시스템의 경우 피드백 채널을 통한 양방향 통신이 어려울 수 있고, 송신기당 커버하는 수신기의 수가 크고 범위 또한 매우 넓어지므로 다양한 채널 환경 변화에 대응하기 어려운 점이 있다. 따라서 이러한 전상관 채널 환경에서 SM 기법을 사용하면 수신기는 서비스를 사용할 수 없고 방송망의 커버리지(coverage)를 줄이지 않으면 이런 환경에 대응이 어려워 비용이 증가된다.

[207] 이하에서는 MIMO 채널간의 상관이 1인 경우 즉 전상관 채널 환경인 경우를 극복하기 위한 방법을 상술하도록 한다.

[208] 본 발명은, MIMO 채널이 전상관 채널인 경우를 극복할 수 있도록, 채널을 통과하여 수신된 신호가 다음과 같은 조건을 만족하도록 MIMO 시스템을 설계하고자 한다.

[209] 1) 수신된 신호는 원래의 신호 S1, S2를 모두 표현할 수 있어야 한다. 다시 말하면, 수신기에서 수신한 성상도의 좌표들이 S1 및 S2의 시퀀스를

유니크하게(uniquely) 표현할 수 있어야 한다.

[210] 2) 심볼 에러 레이트를 낮출 수 있도록 수신된 신호의 미니멈 유클리디언 디스턴스(minimum Euclidean distance)가 커지도록 한다. 여기서, 유클리디언 디스턴스란, 성상도 상에서 좌표간의 거리를 의미한다.

[211] 3) 비트 에러 레이트를 낮출 수 있도록 수신된 신호의 해밍 디스턴스 특성이 좋아야 한다.

[212] 이러한 요구를 만족시킬 수 있도록, 본 발명은 먼저 다음 수학식 1과 같이 인코딩 파라미터(또는 인코딩 계수라 함) a를 포함하는 MIMO 인코딩 매트릭스를 사용하는 MIMO 인코딩 방법을 제안한다.

[213] 수학식 1

$$\begin{bmatrix} 1 & a \\ a & -1 \end{bmatrix}$$

[214] 수학식 1과 같은 MIMO 인코딩 매트릭스를 사용하여 MIMO 인코더에서 입력 신호 S1, S2를 인코딩하는 경우 수신 안테나 1 및 수신 안테나 2에서 수신하는 수신 신호 1(Rx1) 및 수신 신호 2(Rx2)는 다음의 수학식 2와 같이 산출되며, 특히 MIMO 채널이 전상관인 경우는 수학식 2의 마지막 줄과 같이 산출된다.

[215] 수학식 2

$$\begin{aligned} Rx_1 &= h_{11}(S1 + aS2) + h_{21}(aS1 - S2) \\ Rx_2 &= h_{12}(S1 + aS2) + h_{22}(aS1 - S2) \end{aligned} \quad , if\ h_{11} = h_{21} = h_{12} = h_{22} = h,$$

$$R = Rx_1 = Rx_2 = h\{(a+1)S1 + (a-1)S2\}$$

[216] 먼저 MIMO 채널이 무상관 채널인 경우, 수신 신호 1(Rx1)은 $Rx1 = h_{11}(S1+a*S2)+h_{21}(a*S1-S2)$로, 수신 신호 2(Rx2)는 $Rx2 = h_{12}(S1+a*S2)+h_{22}(a*S1-S2)$와 같이 산출되어, S1과 S2가 같은 파워를 갖게 된다. 따라서 MIMO 시스템의 이득(gain)을 SM 기법과 같이 모두 이용할 수 있다.

[217] 한편 MIMO 채널이 전상관 채널인 경우에 수신 신호들(R=Rx1=Rx2)은 $R = h\{(a+1)S1+(a-1)S2\}$와 같이 획득되어, S1과 S2를 분리하여 획득할 수 있으며, S1과 S2는 각각 다른 파워를 갖도록 설계되고, 이를 이용하여 강인성을 확보할 수 있다.

[218] 다시 말해, MIMO 인코더는 입력 신호 S1 및 S2가 인코딩 파라미터(또는 인코딩 계수라 함) a에 따라 다른 전력(power)을 갖고, 전상관 채널에서도 S1과 S2가 상이한 분포로 수신되도록 입력 신호들을 인코딩할 수 있다. 예를 들면, S1과 S2가 다른 전력을 갖도록 인코딩하고, 노멀라이제이션에 의해 상이한 유클리디언 디스턴스를 갖는 성상도로 전송함으로써 수신기에서 전상관 채널을 겪은 경우에도 입력 신호들을 분리하여 복구할 수 있게 된다.

[219] 수학식 1의 MIMO 인코딩 매트릭스를 노멀라이제이션 팩터를 고려하여

표현하면 수학식 3과 같다.

[220] 수학식 3

$$\frac{1}{\sqrt{1+a^2}}\begin{bmatrix}1 & a\\ a & -1\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\frac{1}{\sqrt{1+a^2}} & \frac{a}{\sqrt{1+a^2}}\\ \frac{a}{\sqrt{1+a^2}} & \frac{-1}{\sqrt{1+a^2}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cos\theta & \sin\theta\\ \sin\theta & -\cos\theta\end{bmatrix}$$

[221] 수학식 3과 같은 MIMO 인코딩 매트릭스를 사용하는 MIMO 인코더의 MIMO 인코딩은, 입력 신호들을 인코딩파라미터 a로 표현할 수 있는 임의의 각도(세타)만큼 회전하여, 회전된 신호의 코사인 성분과 사인 성분 (또는 실수 성분과 허수 성분)을 각각 분리하고 분리된 성분들에 각각 +/- 부호를 할당하여 다른 안테나로 전송하는 것으로도 볼 수 있다. 예를 들면, MIMO 인코더는 입력 신호 S1의 코사인 성분과 입력 신호 S2의 사인 성분을 하나의 전송 안테나로, 입력 신호 S1의 사인 성분과 입력 신호 S2의 - 부호를 붙인 코사인 성분을 다른 전송 안테나로 전송하도록 인코딩할 수 있다. 인코딩 파라미터 a값의 변화에 따라 회전시키는 각도가 변화하며, 이 파라미터의 값 및 각도에 따라 입력 신호 S1 및 S2 간의 전력(파워) 분포가 달라진다. 달라진 전력의 분포는 성상도에서 심볼 좌표간의 거리(즉, 유클리디언 디스턴스)로 표현될 수 있으므로, 이렇게 인코딩된 입력 신호들은 수신측에서 전상관 채널을 겪고 수신되더라도 다른 성상도로 표현되어, 식별 및 분리하여 복구가 가능하게 된다.

[222] 다시 말하면, 달라진 전력의 분포에 해당하는 만큼 송신 신호의 유클리디언 디스턴스가 달라지므로, 수신측에서 수신한 송신 신호들은 각각 상이한 유클리디언 디스턴스를 갖는 식별 가능한 성상도로 표현되어, 전상관 채널에서도 복구가 가능하게 되는 것이다. 즉, MIMO 인코더는 입력 신호 S1과 입력 신호 S2를 a값에 따라 다른 유클리디언 디스턴스를 갖는 신호로 인코딩할 수 있으며, 이렇게 인코딩된 송신 신호들은 수신단에서 식별 가능한 성상도들로 수신 및 복구될 수 있다.

[223] 상술한 MIMO 인코딩 매트릭스를 사용한 입력 신호의 MIMO 인코딩은 다음의 수학식 4과 같이 표현할 수 있다.

[224] 수학식 4

$$\begin{bmatrix}X1\\ X2\end{bmatrix}=\frac{1}{\sqrt{1+a^2}}\begin{bmatrix}1 & a\\ a & -1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}S1\\ S2\end{bmatrix}$$

[225] 수학식 4에서, S1 및 S2는 각각 입력 신호 S1 및 입력 신호 S2의 MIMO 경로의 성상도 매퍼에서 매핑된 성상도의 노멀라이즈된 QAM 심볼들을 나타낸다. 그리고 X1 및 X2는 각각 MIMO 인코딩된 심볼들을 나타낸다. 다시 말하면,

MIMO 인코더는 S1에 해당하는 심볼들을 포함하는 제 1 입력 신호 및 S2에 해당하는 심볼들을 포함하는 제 2 입력 신호에 수학식 4와 같은 매트릭스를 적용하여, X1에 해당하는 심볼들을 포함하는 제 1 전송 신호 및 X2에 해당하는 심볼들을 포함하는 전송 신호 X2의 심볼들을 출력할 수 있다.

[226] MIMO 인코더는, 위와 같은 MIMO 인코딩 매트릭스를 사용하여 입력 신호들에 MIMO 인코딩을 수행하면서, 인코딩 파라미터 a 값을 추가로 조정하여 인코딩을 수행할 수도 있다. 즉, MIMO 송수신 시스템의 추가적인 데이터 복구 성능의 고려 및 조정은 인코딩 파라미터 a값을 조정하여 최적화할 수 있으며, 이에 대하여는 이하에서 상술하도록 하겠다.

[227]

[228] 1. 제 1 실시예: 유클리디언 디스턴스를 고려하여 인코딩 파라미터 a값을 최적화하는 MIMO 인코딩 방법(전상관 MIMO 채널)

[229] 상술한 MIMO 인코딩 매트릭스를 사용하면서, 유클리디언 디스턴스를 고려하여 인코딩 파라미터인 a값을 산출할 수 있다. 본 발명의 제1 실시예는 전상관 MIMO 채널을 거쳐 수신측에서 더해지는 신호가 QAM 신호와 같은 유클리디언 디스턴스를 갖도록 한다. 일 예로, 송수신 안테나가 각각 2개인 MIMO 시스템에서, 제1 전송 신호 St1이 M-QAM 심볼, 제2 전송 신호 St2가 N-QAM 심볼인 경우 전상관 MIMO 채널을 거쳐 수신측에서 더해지는(combined) 신호 St1+St2는 (M*N)-QAM 신호가 된다. 다른 예로, 송수신 안테나가 각각 2개인 MIMO 시스템에서, 제1 전송 신호 St1이 M-QAM 심볼, 제2 전송 신호 St2가 M-QAM 심볼인 경우 전상관 MIMO 채널을 거쳐 수신측에서 더해지는(combined) 신호 St1+St2는 (M*M)-QAM 신호가 된다.도 20은 본 발명의 제1 실시예에 따른 MIMO 인코딩 방법을 수행한 입력 신호 및 송수신 신호를 나타낸 도면이다.

[230] 도 20의 실시예에서, 입력 신호 S1은 4-QAM 심볼의 성상도(203010)를 갖고, 입력 신호 S2는 4-QAM 심볼의 성상도(203020)를 갖는다. MIMO 인코딩 매트릭스를 사용하여 입력 신호 S1 및 입력 신호 S2를 MIMO 인코딩하면 전송 안테나 1(Tx1) 및 전송 안테나 2(Tx2)에서 전송되는 인코딩된 제1 전송 신호 St1 및 제2 전송 신호 St2는 16-QAM 심볼이 되며, 도 20에서 성상도(203030) 및 성상도(203040)와 같다.

[231] 본 발명의 제 1 실시예에는, 전상관 채널을 통과한 수신 신호의 심볼 성상도(203050)에서 각 심볼들이 도 20에서 도시된 바와 같이 동일한 유클리디언 디스턴스를 갖도록 a값을 최적화하는 방법을 제안한다. 도 20에서, 수신 신호의 성상도(203050)는 이하의 수학식 5와 같은 a값을 사용하여, 유클리디언 디스턴스를 조정한 성상도이다.

[232] 즉, MIMO 인코더는 상술한 MIMO 매트릭스를 사용하여 입력 신호들을 인코딩하는 경우, 전상관 채널을 겪은 수신 신호(즉, 제 1 전송 신호 St1과 제 2 전송 신호 St2가 더해진 신호)의 성상도에서 수신 심볼들의 유클리디언

디스턴스가 동일하도록 인코딩 파라미터 a의 값을 산출 또는 설정하여 인코딩할 수 있으며, 이러한 a값은 변조 방식의 조합에 따라 수학식 5와 같이 표현될 수 있다.

[233] 수학식 5

$$a=\begin{cases}3 & ,\text{for QPSK+QPSK}\\ \left(4+\sqrt{5}\right)/\left(4-\sqrt{5}\right) & ,\text{for QPSK+16QAM}\\ 0.6 & ,\text{for16QAM+16QAM}\end{cases}$$

[234] 도 20의 실시예에서 수신 심볼의 성상도(203050)는 입력 신호들이 각각 4-QAM과 4-QAM, 즉 QPSK+QPSK와 같은 경우로, a값이 3으로 설정되어 MIMO 인코딩된 경우에 해당한다. 다시 말해, 송수신 심볼의 분포 및 성상도는 수신 신호의 변조 방식 및 그들의 조합에 따라 달라지고, 심볼의 분포 및 성상도에 따라 유클리디언 디스턴스가 달라지므로 유클리디언 디스턴스를 최적화하기 위한 a값도 달라질 수 있다. 수학식 5에서 송수신 신호가 4-QAM과 16-QAM의 조합인 경우(QPSK+16QAM) 및 16-QAM과 16-QAM의 조합인 경우(16QAM+16QAM) 유클리디언 디스턴스를 최적화하는 a값을 각각 산출하여 나타내었다.

[235] 다시 말하면, 제 1 실시예의 경우 예를 들면 4-QAM의 제 1 입력 신호와 4-QAM의 제 2 입력 신호를 MIMO 인코딩하여 출력하는 제 1 전송 신호와 제 2 전송 신호를 더한 신호에서, 더한 신호의 성상도가 16-QAM 신호의 성상도와 같도록 a 값을 설정하는 것이다.

[236] 본 발명의 제 1 실시예에 따른 MIMO 인코딩 방법은 전상관 MIMO 채널에서 GC 기법이나 SM 기법에 비해 월등한 SNR 성능을 나타낸다. 특히, 본 발명의 제1 실시예에 따른 SNR 이득은 아우터 코드의 코드 레이트가 높을수록 높아진다. 이에 반해, SM의 경우 2/5 이상의 코드 레이트에서는 전상관 채널에서 전혀 디코딩이 불가능하며, 서비스의 수신이 SNR과 상관없이 불가능하다. 또한 본 발명의 제1 실시예에 따른 MIMO 인코딩 방법은 무상관 채널에서 SM과 동일한 성능을 나타내며, 다른 방식들에 비하여 가장 좋은 성능을 나타낸다.

[237] 따라서 본 발명의 제 1 실시예에 따른 MIMO 인코딩 방법은 GC 기법에 비해 복잡도가 낮은 시스템을 사용하면서 보다 좋은 성능을 획득할 수 있고, 복잡도가 비슷한 SM 기법에 비해 전상관 채널에서 월등한 성능을 획득할 수 있다.

[238] 본 발명의 다른 일 실시예로서, MIMO 인코딩시 MIMO 인코딩 매트릭스로서 GC의 서브세트를 사용할 수 있으며, 이 경우 MIMO 인코딩 매트릭스는 수학식 6과 같다.

[239] 수학식 6

$$\begin{bmatrix} \alpha & \alpha\theta \\ i\bar{\alpha} & i\bar{\alpha}\bar{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S1 \\ S2 \end{bmatrix}, \alpha = 1+(1-\theta)i, \bar{\alpha} = 1+(1-\bar{\theta})i, \theta = \frac{1+\sqrt{5}}{2}, \bar{\theta} = \frac{1-\sqrt{5}}{2}$$

[240] 수학식 6과 같은 인코딩 매트릭스를 사용한 경우 성능은 본 발명의 제 1 실시예보다 양호한 것으로 나타난다.

[241] 도 21은 MIMO 인코딩 매트릭스로서 GC의 서브세트를 사용한 경우 및 제 1 실시예의 경우의 성상도를 각각 나타낸 도면이다.

[242] 도 21은 송신기에서 MIMO 인코딩 매트릭스를 사용하여 16-QAM 타입의 입력 신호 S1 및 16-QAM 타입의 입력 신호 S2를 MIMO 인코딩하여 2개의 전송 안테나를 통해 전송하고, 수신기에서 2개의 전송 안테나에서 송신된 신호를 전상관 MIMO 채널을 통해 수신한 성상도이다. 좌측이 GC의 서브세트를 사용한 경우의 수신 성상도이며, 우측이 제 1 실시예(SM OPT1)를 사용한 경우의 수신 성상도에 해당하다.

[243] GC의 서브세트를 사용한 MIMO 인코딩과 본 발명의 제1 실시예(SM OPT1)의 MIMO 인코딩을 전상관 MIMO 채널에서 비교하면, 제 1 실시예의 경우(SM OPT1), 수신 신호의 성상도 상의 미니멈 유클리디언 디스턴스가 GC의 서브세트를 사용한 경우보다 넓지만 SNR 성능은 GC의 서브세트를 사용한 경우(SM OLDP Golden)가 더 양호하게 나타난다. 따라서 유클리디언 디스턴스 외의 요소로 인해 성능의 차이가 나고 있는 것을 알 수 있으며, 그 이유는 이하에서 설명한다.

[244] 도 22는 MIMO 인코딩 매트릭스로서 GC의 서브세트를 사용한 경우 및 제 1 실시예의 경우의 성상도에서 유클리디언 디스턴스와 해밍 디스턴스의 관계를 나타낸 도면이다.

[245] 좌측의 도면이, GS의 서브세트를 사용한 경우의 성상도를 나타내고, 우측의 도면이 제 1 실시예의 경우의 성상도를 나타낸다.

[246] 미니멈 유클리디언 디스턴스가 제 1 실시예의 경우가 더 넓음에도 불구하고 SNR 성능이 GC의 서브세트를 사용한 경우보다 좋지 않은 이유는 유클리디언 디스턴스와 해밍 디스턴스의 관계에 기인하다.

[247] 제 1 실시예의 경우 및 GC의 서브세트를 사용한 경우는 모두 해밍 디스턴스의 분포 자체는 비슷하며, 두 경우 모두 그레이 매핑을 갖지 못한다. 즉, 전체 성상도에서 16개의 영역에 분포하는 4 by 4의 16-QAM 성상도들 내부의 유클리디언 디스턴스는 양 경우가 유사하나 이 4 by 4의 16-QAM 성상도들간의 유클리디언 디스턴스는 GC의 서브세트를 사용한 경우가 더 넓어, 해밍 디스턴스의 성능 차이를 보완해주고 있는 것이다.

[248] 이러한 특성으로 인해, GC의 서브세트를 사용한 경우 미니멈 유클리디언 디스턴스가 제 1 실시예의 경우보다 더 좁음에도 불구하고 BER 성능이 제 1 실시예의 경우보다 양호하게 나타난다. 따라서, 이하에서는 더 나은 SNR 성능

또는 BER 성능을 갖는 MIMO 인코딩 방법을 제안하도록 한다.

[249]

[250] 2. 제 2 실시예: 유클리디언 디스턴스에 추가로 그레이 매핑을 고려하는 MIMO 인코딩 방법

[251] 제 2 실시예에서는, 제 1 실시예에서와 같이 유클리디언 디스턴스가 최적화되도록 a 값을 설정한 상태에서 전상관 채널을 거친 수신 신호가 그레이 매핑을 갖도록 하는 MIMO 인코딩 방법을 제시한다.

[252] 제 2 실시예의 MIMO 인코딩 방법에서는, 수신단에서 그레이 매핑이 되도록 입력신호 S1, S2 중 S2의 실수(real), 허수(imaginary) 부분의 부호를 S1의 값에 따라 변경할 수 있다. S2에 포함된 데이터 값의 변경은 이하의 수학식 7과 같은 방법을 사용하여 수행할 수 있다.

[253] 즉, MIMO 인코더는 제 1 실시예에서 사용한 MIMO 인코딩 매트릭스를 사용하면서, 입력 신호 S2의 부호를 S1의 값에 따라 변경하여 MIMO 인코딩을 수행할 수 있다. 다시 말하면, 수학식 7에서와 같이 입력 신호 S2의 부호를 입력 신호 S1의 부호에 따라 결정한 후, 결정된 입력 신호 S1 및 입력 신호 S2에 상술한 바와 같이 MIMO 인코딩 매트릭스를 적용하여 제 1 전송 신호 St1 및 제 2 전송 신호 St1를 출력할 수 있다.

[254] 수학식 7

$$S1 = b_0 b_1 ... b_{N-1}, \quad N = \log_2 M, \quad M = \text{QAM size of } S1$$

$$real(S1) = b_0 b_2 .. b_{N-2}$$

$$imag(S1) = b_1 b_3 .. b_{N-1}$$

$$for\ i = 1 ... N-1$$

$$si = sq = 1$$

$$if\ i = index\ of\ real(S1)\ and\ b_i = 1$$

$$si = -si$$

$$if\ i = index\ of\ imag(S1)\ and\ b_i = 1$$

$$sq = -sq$$

$$end\ for$$

$$S2 = si \cdot real(S2) + i \cdot sq \cdot imag(S2)$$

[255] 도 23은 본 발명의 제 2 실시예에 따른 MIMO 인코딩 방법을 수행한 입력 신호 및 송수신 신호를 나타낸 도면이다.

[256] 수학식 7에서와 같이 입력 신호 S1(206010) 및 S2(206020)에서 S1의 실수부 및 허수부에 할당된 비트 값들에 각각 XOR 연산을 수행하고 그 결과에 따라 S2의 실수부 및 허수부의 부호를 정한다. 그리고 이렇게 처리된 입력 신호 S1 및 입력

신호 S2에 MIMO 인코딩 매트릭스를 적용한 전송 신호 1(206030) 및 전송 신호 2(206040)를 전송 안테나 1 및 전송 안테나 2에서 각각 전송하면, 수신기에서 수신한, 전상관 채널을 거친 수신 신호(206050)의 수신 심볼들은 그레이 매핑을 갖게 된다. 따라서, 도 23에서 도시한 바와 같이 성상도에서 인접한 심볼 간의 해밍 디스턴스는 2를 넘지 않게 된다.

[257] 수신단에서 수신한 (M*N)-QAM 신호(또는 (M*M)-QAM 신호)가 미니멈 (또는 균등한) 유클리디언 디스턴스와 그레이 매핑을 가지므로, 제 2 실시예의 경우 전상관 MIMO 채널에서도 SIMO 방식과 같은 성능을 기대할 수 있다. 다만, ML 디코더에서 수신 신호를 디코딩하여 S1과 S2를 획득할 때 S2의 값이 S1에 의존하므로 복잡도가 증가할 수 있고, 무상관 MIMO 채널에서 입력 신호간의 상관으로 인해 성능이 열화될 가능성이 있다.

[258]

[259] 3. 제 3 실시예: 유클리디언 디스턴스에 추가로 해밍 디스턴스를 고려하여 MIMO 인코딩 파라미터를 설정하는 MIMO 인코딩 방법

[260] 제 3 실시예에서는, 제 1 실시예에서와 같이 수신 신호의 성상도 전체가 미니멈 유클리디언 디스턴스를 갖도록 하지 않고, 수신 신호의 해밍 디스턴스를 고려하여 유클리디언 디스턴스가 최적화되도록 a 값을 설정하여 MIMO 인코딩을 수행하는 방법을 제시한다.

[261] 도 24는 본 발명의 제 3 실시예에 따른 MIMO 인코딩 방법을 나타낸 도면이다.

[262] 도 24는 전상관 MIMO 채널을 통해 수신한 수신 신호의 성상도에서 해밍 디스턴스와 MIMO 인코딩 매트릭스의 인코딩 파라미터 a 값과의 관계를 나타낸다. 제 3 실시예에서는 수신 신호의 성상도에서 D_E1 구간의 해밍 디스턴스가 D_E2 구간의 해밍 디스턴스보다 작으므로, D_E1 구간이 D_E2 구간의 2배의 전력(파워) 차이를 유지하여 해밍 디스턴스의 차이가 보상되도록 유클리디언 디스턴스를 조정한다. 다시 말하면, 해밍 디스턴스의 차이에 따른 복구 성능의 차이를 파워 차이로 보상할 수 있도록, 유클리디언 디스턴스를 조정하는 것이다.

[263] 도 24에서, D_E2 구간은 D_E1 구간의 2배의 해밍 디스턴스를 갖는다. 즉, 인접한 심볼들에 있어서, 다른 비트 수의 차이가 2배인 것으로, 2배의 해밍 디스턴스를 갖는 구간은 더 많은 파워를 갖도록 유클리디언 디스턴스를 더 넓게 조정하여 수신 신호 복구시 해밍 디스턴스의 차이에 따른 성능 열화를 보상할 수 있다. 먼저, 수신단에서 수신한 2개의 전송 신호(St2, St2)가 합해진 도 24와 같은 수신 신호에 있어서 상대적인 유클리디언 디스턴스를 파악한다. 상술한 수학식 2로부터 파워가 작아지는 16-QAM 심볼의 미니멈 유클리디언 디스턴스는 2(a-1)이 되고, 파워가 커지는 16-QAM 심볼의 미니멈 유클리디언 디스턴스는 2(a+1)가 됨을 알 수 있다(하나의 수신 신호가 $R = h\{(a+1)S1+(a-1)S2\}$로 표현되므로). 도 24에서, D_E1은 파워가 작아진 16-QAM 심볼들의 유클리디언 디스턴스와 같다. 그리고 D_E2는 파워가 커진 16-QAM 심볼의 유클리디언

디스턴스의 1/2로부터 파워가 작아진 16-QAM 심볼들의 유클리디언 디스턴스의 3/2에 해당하는 거리를 빼고, 이렇게 계산된 거리의 2배가 됨을 알 수 있으며, 이는 수학식 8과 같이 나타낼 수 있다.

[264] 수학식 8

$$2D_{H_1} = D_{H_2}$$
$$\sqrt{2}D_{E_1} = D_{E_2}$$
$$2\sqrt{2}(a-1) = 2((a+1)-3(a-1))$$
$$a = \frac{\sqrt{2}+4}{\sqrt{2}+2}$$

[265] 다시 말하면, MIMO 인코더는 상술한 MIMO 매트릭스를 사용하여 입력 신호들의 파워가 다르게 분배되어 각각 다른 크기의 유클리디언 디스턴스를 갖도록 MIMO 인코딩한다. 이 경우 제 3 실시예에서 MIMO 인코더는, 파워가 분배된 입력 신호들이 해밍 디스턴스의 차이를 보상하는 유클리디언 디스턴스를 갖도록 인코딩 파라미터 a값을 산출 및 설정하여 MIMO 인코딩을 수행할 수 있다.

[266] 도 25는 본 발명의 제 3 실시예에 따른 MIMO 인코딩 방법을 수행한 입력 신호 및 송수신 신호를 나타낸 도면이다.

[267] 도 25에서, 입력 신호 S1(208010) 및 입력 신호 S2(208020)를 제 3 실시예에 따라 MIMO 인코딩하는 경우, 인코딩되어 전송되는 송신 신호들의 성상도는 각각 송신 신호 1(208030) 및 송신 신호 2(208040)과 같다. 이러한 송신 신호들이 전상관 MIMO 채널을 통해 전송되면 수신기에서 수신하는 수신 신호의 성상도는 수신 신호(208050)와 같고, 수신 신호의 성상도(208050)에서 해밍 디스턴스에 따라 유클리디언 디스턴스가 조정되었음을 알 수 있다.

[268] 도 24 및 도 25와 관련하여 설명한 예는 입력 신호 S1이 16-QAM, 입력 신호 S2가 16-QAM인 경우에 a 값을 산출하는 예로서, 같은 원리를 사용하여 다른 변조 방식의 a 값을 수학식 9와 같이 산출할 수 있다.

[269] 수학식 9

$$a = \begin{cases} \sqrt{2}+1 & ,\text{for QPSK+QPSK} \\ \left(\sqrt{2}+3+\sqrt{5}\right)/\left(\sqrt{2}+3-\sqrt{5}\right) & ,\text{for QPSK+16QAM} \\ \left(\sqrt{2}+4\right)/\left(\sqrt{2}+2\right) & ,\text{for 16QAM+16QAM} \end{cases}$$

[270] QPSK+16QAM MIMO의 경우 위에 제시된 값은 성상도 매퍼가 입력 신호 S1과 S2를 각각 QPSK 및 16QAM으로 QAM 변조를 수행한 후 파워를 1로 노멀라이제이션(normalization)을 수행하였을 때를 가정한다. 만약 노멀라이제이션을 수행하지 않은 경우 그에 맞게 a 값을 수정할 수 있다.

[271] 또한, QPSK+16QAM의 경우 위에 제시된 값 외에 4.0등의 값을 a 값으로 사용할 수 있다. 이는 QPSK+16QAM MIMO의 경우 전상관 채널에서 SM 기법의 경우에도 더해진 신호가 S1,S2를 모두 표현할 수 있는 특성에 기인한다. 이 경우 아우터 코드의 높은 코드 레이트에서의 성능을 보완하기 위해서 수학식 9에서 산출한 값 대신 4.0 혹은 근처의 값을 사용할 수 있다.

[272] 상술한 설명을 기초로 제 2 실시예 및 제 3 실시예를 비교하여 보면, 제 2 실시예는 전상관 MIMO 채널에서는 SIMO와 동일한 성능을 나타내어 성능 손실이 없고, 전상관 MIMO 채널에서의 MIMO 방식의 단점을 개선할 수 있다. 다만, 제 2 실시예는 MIMO 인코딩에 의해 입력 데이터 S1, S2가 서로 독립적이지 않고 S1에 따라 S2가 변화하게 되어, 무상관 채널에서 성능 열화가 발생한다. 따라서 S1의 수신 및 디코딩 에러가 S2에 반영되어 S2의 디코딩 에러에 추가적인 에러를 발생시키는 문제를 해결하기 위해서 이터래티브(iterative) ML 디텍션을 사용할 수 있다.

[273] 이터래티브 ML 디텍션은, 이터래티브 루프(loop)안에 아우터 코드를 포함시키고, 아우터 코드에서 출력되는 S1의 소프트 (soft) 사후확률(posteriori probability) 값을 ML 디텍터의 사전확률(priori probability) 값으로 이용하여, S1 디텍션 에러를 줄임으로써 S2 디텍션에 S1의 디텍션 에러가 인가되는 것을 줄일 수 있다. 이러한 방식을 사용하면 제 2 실시예의 MIMO 인코딩 방법을 사용하여 전상관 MIMO 채널에서는 SIMO 시스템의 성능을, 무상관 MIMO 채널에서는 SM 기법의 성능을 나타낼 수 있다.

[274] 제 3 실시예의 MIMO 인코딩 방법은 전상관 MIMO 채널을 통해 수신된 수신 신호가 해밍 디스턴스와 유클리디언 디스턴스를 모두 고려하도록 설계된다. 따라서 전상관 MIMO 채널에서 좋은 성능을 가질 뿐 아니라, 무상관 MIMO 채널에서도 SM 기법과 비교하여 성능 손실이 없으므로 MIMO 송수신의 이득을 모두 사용할 수 있음을 확인하였다. 이 경우는 수신기의 복잡도도 SM 기법과 비슷한 복잡도를 가지므로 수신기의 구현에 있어서도 장점을 갖는다.

[275] 이하에서는, 상술한 MIMO 인코딩 또는 MIMO 프로세싱을 수행하여 방송신호를 송신하는 방송 신호 송신 장치 및 MIMO 인코딩 또는 MIMO 프로세싱이 수행된 방송 신호를 수신하는 방송 신호 수신 장치에 대하여 설명하도록 한다.

[276] 도 26은 본 발명의 다른 실시예에 따른 방송 신호 송신 장치의 구성 블록도이다. 이하 방송 신호 송신 장치는 MIMO 전송 시스템 또는 송신기와 혼용하여 사용하기로 한다.

[277] 도 26의 방송 신호 송신 장치는 2개의 안테나를 사용하여 MIMO 방식으로 방송 신호를 전송하는 예이다. 도 26의 방송 신호 송신 장치는 입력 신호의 변조 방식이 동일한 경우에 적용될 수 있다. 예를 들어, 2개의 안테나를 사용하여 전송하기 위한 2개의 입력 신호 S1 및 S2가 각각 QPSK+QPSK, 16-QAM+16-QAM과 같은 경우에 사용될 수 있다. 이하에서는

M-QAM+M-QAM으로 표현하도록 한다. 입력되는 데이터는 스트림 또는 PLP 단위로 처리될 수 있다.

[278] 도 26의 방송 신호 송신 장치는, BICM 모듈(209010), 프레임 빌더(209020), MIMO 인코더(209040) 및 OFDM 제네레이터(209050)를 포함하며, BICM 모듈(209010)은 FEC 인코더(209060), 비트 인터리버(209070), 디먹스(DEMUX; 209080), 성상도 매퍼(209090), 및 타임 인터리버(209100)를 포함한다.

[279] 상기 MIMO 인코더(209040)는, MIMO 프로세서로 지칭할 수도 있다. 상기 프레임 빌더(209020)는 셀 매퍼와 주파수 인터리버를 포함하는 것을 일 실시예로 한다. 다른 실시예로, 주파수 인터리버는 프레임 빌더에 포함되지 않고, 프레임 빌더 뒤에 구비될 수도 있다. 상기 BICM 모듈(209010)은 성상도 매퍼(209090)와 타임 인터리버(209080) 사이에 ROT(ROTation) Q-딜레이 모듈와 셀 인터리버를 더 포함할 수 있다. 상기 ROT Q-딜레이 모듈은 심볼 매핑된 성상도를 회전시켜(rotating) 허수 방향에 사이클릭 딜레이를 발생시키고, 셀 인터리버는 셀 단위의 인터리빙을 통해 데이터 셀들을 분산시켜 FEC의 규칙성을 감소시킨다. 방송 신호 송신 장치에서 복수의 PLP는 각각의 BICM 경로들로 입력되며, 도 26에서는 하나의 PLP가 BICM 모듈(209010)로 입력되는 경우를 예로서 도시하고 설명하도록 한다. BICM 모듈은 복수개가 구비될 수 있으며, 각각 별도로 BICM 처리된 PLP들이 프레임 빌더(209020)로 입력될 수 있다.

[280] 도 26에서 방송 신호 송신 장치의 각 블록의 동작은 도 7 내지 도 10의 동일한 이름을 갖는 블록의 동작을 참조하면 되므로 여기서는 상세 설명을 생략하기로 한다. 여기서는 도 7 내지 도 10과 차이나는 부분만을 설명하기로 한다. 여기서 설명되지 않는 부분은 도 7 내지 도 10의 해당 블록의 동작이 그대로 적용되는 것을 일 실시예로 한다.

[281] 상기 디먹스(209080)는 비트 인터리버(209070)로부터 입력받은 비트 스트림을 M-QAM 기준으로 디멀티플렉싱하여 출력한다. 성상도 매퍼(209090)는 디먹스(209080)에서 출력된 비트 스트림을 M-QAM 그레이 매핑하여 M-QAM 심볼 스트림을 출력한다. 타임 인터리버(209100)는 심볼 스트림을 시간 단위에서 인터리빙하며, 특히 1개 또는 복수개의 LDPC 블록에서 나온 심볼들을 타임 인터리빙한다. 도 26에서, 성상도 매퍼 이후의 블록들에서의 신호 처리는 심볼 단위로 수행될 수 있다.

[282] 프레임 빌더(209020)는 각각의 BICM 경로를 거쳐 출력된 PLP 단위의 심볼들을 신호 프레임에 배치한다. 프레임 빌더(209020)는, MIMO 송신을 위해 복수의 입력 신호를 생성 또는 배열하는, 입력 신호 생성부의 역할을 추가로 수행한다. 이때 방송 신호 송신 장치에서 프레임 빌더(209020)는 서로 다른 PLP들이 함께 MIMO 인코딩되지 않도록 심볼들을 배치할 수도 있다. 2개의 안테나로 전송하는 도 26의 실시예에서 프레임 빌더(209020)는 같은 셀 포지션에 서로 다른 2개의 심볼들을 각각 배치하여, 2개의 입력 신호를 생성 및 출력할 수 있다. 그리고 프레임 빌더(209020)의 셀 매퍼가 같은 셀 포지션에 할당되는 2개의 심볼

데이터(즉, 2개의 입력 신호)를 병렬로 출력하면, 주파수 인터리버는 2개의 심볼 데이터를 동일한 패턴으로 주파수 영역에서 인터리빙한다.

[283] MIMO 인코더(209040)는 2개의 안테나를 위한 2개의 입력 신호, 즉 주파수 인터리버에서 출력되는 2개의 심볼 데이터를 MIMO 인코딩한다. 이때 사용하는 MIMO 인코딩은 상술한 제1 내지 제3 실시예들 중 어느 하나의 MIMO 인코딩 방법을 사용할 수 있다. 즉, MIMO 인코딩은 상술한 인코딩 파라미터 a를 포함하는 MIMO 인코딩 매트릭스를 사용하여 MIMO 인코딩을 수행할 수 있다. 상세한 설명은 전술한 MIMO 인코딩 방법을 참조하기로 한다.

[284] 상기 OFDM 제네레이터(209050)는 MIMO 인코딩된 심볼 데이터를 OFDM 변조하여 전송한다. 상기 OFDM 제네레이터(209050)는 파일럿 삽입기, IFFT 모듈, PAPR 리덕션 모듈, GI 삽입 모듈, P1 삽입 모듈 및 DAC를 포함할 수 있다. 상기 OFDM 제네레이터(209050)의 동작 설명은 도 10을 참조하면 되므로, 여기서는 상세 설명을 생략한다.

[285] 상기 MIMO 인코더(209040)는 MIMO 인코딩 외에, MISO 프로세싱을 수행하거나 SISO 프로세싱을 추가로 수행할 수도 있다. 도 26과 같은 실시예에서 MIMO 프로세싱만 수행한 경우에 방송 신호 송신 장치는 2개의 안테나를 사용할 수 있고, MISO 프로세싱이 추가로 수행된 경우에는 총 4개의 안테나를 사용할 수 있다. 모든 PLP를 SISO 프로세싱하여 전송하는 경우에는 1개에서 4개까지의 안테나를 임의로 사용할 수 있다.

[286] 이에 대응하여 방송 신호 수신 장치는 MIMO 신호 수신을 위해 적어도 2개의 안테나를 사용한다. 수신 신호가 SISO 신호 또는 MISO 신호인 경우에는 적어도 1개의 안테나를 사용할 수 있다.

[287] 또한 주파수 인터리버 및 OFDM 제네레이터(209050)는 MIMO 방식으로 복수의 안테나로 송신하는 입력 신호의 숫자만큼 병렬로 구비되어, 상술한 동작을 병렬로 수행할 수 있다. 또는, 실시예에 따라 하나의 주파수 인터리버 및 OFDM 제네레이터(209050)가 메모리를 구비하여 복수의 신호들을 병렬로 처리할 수도 있다.

[288] 한편, 도 26의 방송 신호 송신 장치는 입력 신호들의 변조 방식이 상이한 경우에도 적용될 수 있다. 즉, 2개의 안테나를 사용하여 전송하기 위한 2개의 입력 신호가 각각 BPSK+QPSK, QPSK+16-QAM과 같은 경우에도 사용될 수 있다. 이를 M-QAM+N-QAM으로 표현하도록 한다. 다만, 이하에서 디먹스의 동작과 관련하여 QPSK+QPSK, QPSK+16-QAM, 16-QAM+16-QAM과 같은 경우에 대해 함께 설명하도록 한다.

[289] 이 경우 상기 디먹스(209080)는 비트 인터리버(209070)로부터 출력되는 비트 스트림의 비트 출력 순서를 조정하는데, 이는 이후 심볼 매핑을 수행할 때 LDPC 부호화에서 발생한 데이터 신뢰도(reliability)를 분산 배치하기 위함이다. 상기 디먹스(209080)는 비트 스트림을 M-QAM 및 N-QAM 기준으로 디멀티플렉싱하여 출력한다. 디먹스(209080)는, MIMO 송신을 위해 복수의 입력

신호를 생성 또는 배열하는, 입력 신호 생성부의 역할을 추가로 수행한다. 성상도 매퍼(209090)는 디먹스(209080)에서 출력된 비트 스트림을 M-QAM/N-QAM 그레이 매핑하여 M-QAM 심볼 스트림 및 N-QAM 심볼 스트림을 출력한다. 이때 성상도 매퍼(209090)는 복수개가 구비되어 각각 M-QAM 기준으로 디멀티플렉싱된 비트 스트림과 N-QAM 기준으로 디멀티플렉싱된 비트 스트림을 병렬적으로 M-QAM/N-QAM 그레이 매핑하여 M-QAM 심볼 스트림 및 N-QAM 심볼 스트림을 출력한다.

[290] 이때 상기 디먹스(209080)는 MIMO에 사용되는 입력 신호의 QAM 사이즈 별로 상이하게 동작할 수 있다. 즉, MIMO 전송을 위한 입력 신호의 조합이 QPSK+QPSK 혹은 16-QAM+16-QAM MIMO의 경우 QAM 디멀티플렉서 및 16-QAM 디멀티플렉서를 사용하고, QPSK+16-QAM의 경우 64-QAM 디멀티플렉서를 사용할 수 있다. 혹은 QPSK+QPSK, 16-QAM+16-QAM 조합의 경우 각각 16-QAM 디멀티플렉서 및 256-QAM 디멀티플렉서를 사용할 수도 있다. 이는 M+N-QAM MIMO 전송이 M*N QAM SISO와 같은 수의 bit을 한번에 송신하는 것을 이용한 것이다. 여기서 설명되지 않은 부분은 M-QAM+M-QAM 처리 부분의 설명이 그대로 적용된다.

[291] 도 27은 본 발명의 다른 실시예에 따른 방송 신호 수신 장치의 구성 블록도이다. 이하 방송 신호 수신 장치는 MIMO 수신 시스템 또는 수신기와 혼용하여 사용하기로 한다. 도 27의 방송 신호 수신 장치는 2개의 안테나를 통해 MIMO 방식으로 수신된 신호들의 변조 방식이 동일한 경우에 적용될 수 있다. 예를 들어, 송신측에서 2개의 입력 신호가 QPSK+QPSK, 16-QAM+16-QAM 등으로 변조되어 2개의 안테나를 통해 전송된 경우에 사용될 수 있다. 이를 M-QAM+M-QAM으로 표현하도록 한다.

[292] 도 27의 방송 신호 수신 장치는, OFDM 디모듈레이터(209110), MIMO 디코더(209120), 주파수 디인터리버(209130), 프레임 파서(209140), 타임 디인터리버(209150), 먹스(209160), 비트 디인터리버(209170) 및 FEC 디코더(209180)를 포함한다. 상기 주파수 디인터리버(209130)와 프레임 파서(209140)를 포함하여 프레임 디매퍼라 하기도 하며, 상기 프레임 파서는 셀 디매퍼라 하기도 한다. 상기 타임 디인터리버(209150), 먹스(209160), 비트 디인터리버(209170) 및 FEC 디코더는, 송신측의 BICM 모듈의 역처리를 수행하며, 이하에서 BICM 디코더(209190)로 지칭할 수도 있다. 상기 MIMO 디코더(209120)는, MIMO ML 디텍터로 지칭할 수도 있다.

[293] 도 27의 방송 신호 수신 장치의 각 블록의 동작 설명은 도 11 내지 도 16의 동일한 이름을 갖는 블록의 동작을 참조하면 되므로 여기서는 상세 설명을 생략하기로 한다. 여기서는 도 11 내지 도 16과 차이나는 부분만을 설명하기로 한다. 여기서 설명되지 않는 부분은 도 11 내지 도 16의 해당 블록의 동작이 그대로 적용되는 것을 일 실시예로 한다. 즉, OFDM 디모듈레이터(209110)의 동작 설명은 도 12의 OFDM 디모듈레이터의 동작 설명이 그대로 적용된다.

[294] 상기 MIMO 디코더(209120)는 OFDM 디모듈레이터(209110)에서 획득한 채널 정보와 복수의 수신 심볼 데이터를 처리하여 복수의 출력 신호를 출력한다. MIMO 디코더(209120)는 이하의 수학식 10을 사용할 수 있다.

[295] 수학식 10

$$\log\left(\frac{\sum_{s\in S_0} e^{-\frac{1}{2\sigma^2}\sum_{s,h,t}\left|y_{h,t}-H_{h,t}WS_s\right|^2}}{\sum_{s\in S_1} e^{-\frac{1}{2\sigma^2}\sum_{s,h,t}\left|y_{h,t}-H_{h,t}WS_s\right|^2}}\right)$$

[296] 수학식 10에서, yh,t는 수신기에서 수신된 신호를 나타내며, h는 수신 채널로서, 수신 안테나 별로 수신한 채널을 나타내므로 시간 t에 해당하는 채널을 거친 수신 신호를 나타낸다. 예를 들어 SM 기법의 경우 1 단위의 시간 동안만 수신하면 되지만, 알라모우티 코딩, GC 기법의 경우는 2 단위의 시간동안 수신한 신호를 나타낼 수 있다. Hh,t는 수신된 신호가 겪은 채널 정보를 나타낸다. 본 발명의 실시예에서 h는 MIMO 채널을 나타내는 2x2 행렬로 표현될 수 있고, t는 시간 단위를 나타낸다. W는 상술한 실시예들 중 어느 하나의 MIMO 인코딩 매트릭스를 나타내고, Ss는 송신된 QAM 신호로서, MIMO 인코딩되기 전의 입력 신호를 나타낸다. 작은 s는 MIMO 전송에 사용된 2개의 신호에 대한 단위이다.

[297] 수학식 10에서

$\|Y-HWS\|^2$

은 수신된 신호 벡터(동시에 2개의 신호가 되었으므로, 이를 벡터라 지칭할 수 있다)와 송신된 신호 벡터 사이의 차이를 나타내므로 MIMO 디코더(209120)는 이를 최소화하는 벡터 Ss를 찾고자 한다. 따라서 MIMO 디코더(209120)는 yh,t, Hh,t 및 W를 알고 있으므로, 수학식 10을 사용하여 해당 비트가 1인 확률(S1)과 해당 비트가 0인 확률(S0)을 로그 도메인에서 비교하여 LLR(Log Likelihood Ratio)을 획득할 수 있다.

[298] MIMO 디코더(209120)는 상술한 바와 같이 수학식 10을 사용하여 수신한 신호로부터 송신 신호에 가장 근접한 신호를 찾는 방식을 사용한다. 이때 MIMO 디코더(209120)에서 디텍션 결과 획득한 정보는 비트 단위의 확률(probability)이므로, MIMO 디코더(209120)의 복수의 출력 신호는 LLR(Log Likelihood Ratio)로 표시되는 비트 단위의 데이터이다. 이때, MIMO 디코더(209120)는 LLR값을 얻기 위해서 MIMO 인코딩에 사용된 데이터의 모든

조합과 채널정보를 이용해 수신된 데이터와 비교하는 작업을 하게 되는데, 복잡도를 감소시키기 위해서 수신된 데이터에서 가장 근접한 값만을 이용하는 Approximated ML 방식, 수신된 신호의 일정 근처의 조합만을 이용하는 Sphere decoding방식 등을 사용할 수 있다. 즉, 도 27에서 MIMO 디코더(209120)는 2개의 안테나로 수신한 2개의 수신 신호를 MIMO 디코딩하여, 송신단의 입력 신호들과 같은 복수의 출력 신호 S1 및 S2를 출력하며, 이때 출력되는 출력 신호 S1 및 S2는 비트 단위의 스트림이 될 수 있다. 이 경우 출력 신호들은 각각 전송측 입력 신호의 QAM 타입에 대응되는 출력 신호이다.

[299] 상기 MIMO 디코더(209120)에 사용된 수식 중 WS, W는 MIMO 인코딩 매트릭스로 앞서 제안된 MIMO 인코딩 방법의 MIMO 인코딩 매트릭스를 모두 포함한다. MIMO 전송 시스템은 MIMO 인코딩에 사용한 MIMO 인코딩 매트릭스를 나타내는 정보를 전송할 수 있으며, MIMO 수신 시스템은 이러한 정보를 사용하여 MIMO 인코딩 매트릭스를 파악, 디코딩할 수 있다. 선택적으로 MIMO 수신 시스템은 기설정된 MIMO 인코딩 매트릭스를 사용할 수도 있다.

[300] 상기 주파수 디인터리버(209130)는 복수의 출력 신호에 대하여 송신기의 주파수 인터리버에서 수행한 인터리빙의 역순으로 디인터리빙을 수행한다. 이때 송신기의 주파수 인터리버에서는 심볼 단위로 주파수 인터리빙을 수행한데 비해, 수신기에서의 주파수 디인터리버(209130)는 LLR 비트 정보를 사용하므로 하나의 QAM 심볼에 속하는 LLR 비트 정보들을 심볼 단위로 재정렬하여 출력한다. 주파수 디인터리버(209130)는 복수로 구비되어, MIMO 입력 신호 각각에 대해 주파수 디인터리빙을 병렬로 수행할 수도 있다.

[301] 상기 프레임 파서(209140)는 주파수 디인터리버의 출력 데이터로부터 원하는 PLP의 데이터만을 획득하여 출력하고, 타임 디인터리버(209150)는 송신기의 타임 인터리버의 역순으로 디인터리빙을 수행한다. 여기에서 타임 디인터리버(209150) 역시 송신기에서와 달리 비트 단위로 디인터리빙을 수행하므로, LLR 비트 정보를 고려하여 비트 스트림을 재정렬하여 출력한다. 이때 상기 프레임 파서(209140)는 복수의 입력 신호에 대해 프레임 파싱을 수행하여, 입력 신호를 하나의 스트림으로 재배열하여 출력한다. 즉, 프레임 파서(209140)는 도 27에서 설명한 입력 신호 생성부의 역동작을 수행하고, 수신부에서 프레임 파서(209140) 이후의 블록들은 하나의 스트림에 대해 신호 처리를 수행하게 된다.

[302] 상기 먹스(209160)는 타임 인터리버(209150)로부터 출력되는 LLR 비트 정보를 재정렬하고, 비트 디인터리버(209170)는 상기 먹스(209160)의 출력에 대해 비트 디인터리빙을 수행한다. FEC 디코더(209180)는 비트 디인터리버(209170)의 출력에 대해 LDPC/BCH 디코딩을 수행하여 에러를 정정한 후 PLP의 비트 데이터를 출력한다. 상술한 주파수 인터리버, 주파수 디인터리버, OFDM 제네레이터, OFDM 디모듈레이터는 복수개가 구비되어 MIMO 송수신 신호의 수에 맞게 MIMO 송수신 신호들에 대해 각각 상술한 동작을 병렬적으로 수행할

수도 있다. 또한 한번에 복수의 데이터를 처리하는 메모리를 포함하는 주파수 인터리버, 주파수 디인터리버, OFDM 제네레이터, OFDM 디모듈레이터로 대체하여 시스템의 복잡도를 낮출 수도 있다.

[303] 한편, 도 27의 방송 신호 수신 장치는 2개의 안테나를 통해 수신된 신호들의 변조 방식이 상이한 경우에도 적용될 수 있다. 예를 들어, 송신측에서 2개의 입력 신호가 QPSK+16-QAM으로 변조되어 2개의 안테나를 통해 전송된 경우에 사용될 수 있다. 이를 M-QAM+N-QAM으로 표현하도록 한다.

[304] 이 경우 상기 주파수 디인터리버(209130)는 복수의 출력 신호에 대하여 송신기의 주파수 인터리버에서 수행한 인터리빙의 역순으로 디인터리빙을 수행한다. 이때 송신기의 주파수 인터리버에서는 심볼 단위로 주파수 인터리빙을 수행한데 비해, 수신기의 주파수 디인터리버(209130)는 LLR 비트 정보를 사용하므로 M-QAM 심볼에 속하는 LLR 비트 데이터 및 N-QAM 심볼에 속하는 비트 데이터를 각각 심볼 단위로 재정렬하여 출력할 수 있다. 주파수 디인터리버(209130)는 MIMO 입력 신호 각각에 대해 병렬적으로 주파수 디인터리빙을 수행할 수도 있다. 특히, MIMO 입력 신호의 M-QAM 심볼 데이터에 포함되는 비트 데이터의 수와 N-QAM 심볼 데이터에 포함되는 비트 데이터의 수는 상이할 수 있으므로 이를 감안하여 디인터리빙을 수행하여야 한다. 이는 타임 디인터리버(209150)에서도 마찬가지이다. 상기 먹스(209160)는 도 17에서 설명한 입력 신호 생성부의 역동작을 수행하고, 방송 신호 수신 장치에서 먹스(209140) 이후의 블록들은 하나의 스트림에 대해 신호 처리를 수행하게 된다. 여기서 설명되지 않은 부분은 M-QAM+M-QAM 처리 부분의 설명이 그대로 적용된다.

[305] 도 28은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 방송 신호 송신 장치의 구성 블록도이다. 도 28의 방송 신호 송신 장치는 2개의 안테나를 사용하여 MIMO 방식으로 방송 신호를 전송하는 예이다.

[306] 도 28의 방송 신호 송신 장치는 입력 신호의 변조 방식이 동일한 경우에 적용될 수 있다. 예를 들어, 2개의 안테나를 사용하여 전송하기 위한 2개의 입력 신호가 각각 QPSK+QPSK, 16-QAM+16-QAM 등과 같은 경우에 사용될 수 있다.

[307] 도 28의 방송 신호 송신 장치는 BICM 모듈(210010), 프레임 빌더(210020), 및 OFDM 제네레이터(210040)를 포함하며, BICM 모듈(210010)은 FEC 인코더(210050), 비트 인터리버(210060), 디먹스(210070), 성상도 매퍼(210080), MIMO 인코더(210090) 및 타임 인터리버(210100)를 포함한다. 상기 프레임 빌더(210020)는 셀 매퍼와 주파수 인터리버를 포함하는 것을 일 실시예로 한다. 다른 실시예로, 주파수 인터리버는 프레임 빌더에 포함되지 않고, 프레임 빌더 뒤에 구비될 수도 있다. 도 28과 도 26의 차이점은 MIMO 인코더의 위치이다. 즉, 도 28의 MIMO 인코더(210090)는 성상도 매퍼(210080)와 타임 인터리버(210100) 사이에 위치하고, 도 26의 MIMO 인코더(209040)는 프레임 빌더(209020)의 주파수 인터리버와 OFDM 제네레이터(209050) 사이에 위치한다.

[308] 그러므로 도 28의 방송 신호 송신 장치의 구성 및 동작은, 도 26과 관련하여 설명한 방송 신호 송신 장치의 구성 및 동작과 유사하다. 이하에서는 도 26의 방송 신호 송신 장치의 구성 및 동작과 동일한 내용은 중복하여 설명하지 않고, 차이점에 대하여 설명하도록 하겠다.

[309] 즉, 도 26에서는 프레임 빌더가 MIMO 인코딩된 QAM 심볼들을 병렬로 출력했으나, 도 28에서는 MIMO 인코더(210090)가 성상도 매퍼(210080)에서 출력되는 심볼들을 수신하여 병렬로 배치하고, MIMO 인코딩하여 병렬로 데이터를 출력한다. MIMO 인코더(210090)가 입력 신호 생성부의 역할을 수행하여, 복수의 입력 신호를 생성하고, MIMO 인코딩을 수행하여 복수의 전송 신호를 출력하는 것이다. 병렬로 출력되는 MIMO 송신 데이터는, 복수의 또는 내부에서 병렬로 처리하는 하나의 타임 인터리버(210100), 프레임 빌더(210020), 및 OFDM 제네레이터(210040)에서 병렬로 처리되어 전송된다. 2개의 전송 안테나를 사용하는 도 28의 실시예에서, 타임 인터리버(210100), 프레임 빌더(210020), 및 OFDM 제네레이터(210040)는 각각 2개씩 구비되어 MIMO 인코더(210090)에서 출력되는 데이터를 병렬로 처리할 수도 있다.

[310] 상기 MIMO 인코더(210090)에서 사용하는 MIMO 인코딩은 상술한 제1 내지 제3 실시예들 중 어느 하나가 될 수 있다. 즉, MIMO 인코딩은 상술한 인코딩 파라미터 a를 포함하는 MIMO 인코딩 매트릭스를 사용하여 MIMO 인코딩을 수행할 수 있다. 상세한 설명은 전술한 MIMO 인코딩 방법을 참조하기로 한다.

[311] 한편, 도 28의 방송 신호 송신 장치는 입력 신호들의 변조 방식이 상이한 경우에도 적용될 수 있다. 예를 들어, 2개의 안테나를 사용하여 전송하기 위한 2개의 입력 신호가 QPSK+16-QAM인 경우에 사용될 수 있다.

[312] 도 29는 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 방송 신호 수신 장치의 구성 블록도이다. 이하 방송 신호 수신 장치는 MIMO 수신 시스템 또는 수신기와 혼용하여 사용하기로 한다. 도 29의 방송 신호 수신 장치는 2개의 안테나를 통해 MIMO 방식으로 수신된 신호들의 변조 방식이 동일한 경우에 적용될 수 있다. 예를 들어, 송신측에서 2개의 입력 신호가 QPSK+QPSK, 16-QAM+16-QAM 등으로 변조되어 2개의 안테나를 통해 전송된 경우에 사용될 수 있다.

[313] 도 29의 방송 신호 수신 장치는, OFDM 디모듈레이터(210110), 주파수 디인터리버(210120), 프레임 파서(210130), 타임 디인터리버(210140), MIMO 디코더(210150), 먹스(210160), 비트 디인터리버(210170) 및 FEC 디코더(210180)를 포함한다. 상기 주파수 디인터리버(210120)와 프레임 파서(210130)를 포함하여 프레임 디매퍼라 하기도 하며, 상기 프레임 파서(210130)는 셀 디매퍼라 하기도 한다.

[314] 상기 타임 디인터리버(210150), 멀티플렉서(210160), 비트 디인터리버(210170) 및 FEC 디코더는, 송신측의 BICM 모듈의 역처리를 수행하며, 이하에서 BICM 디코더(210190)로 지칭할 수도 있다. 상기 MIMO 디코더(210150)는 MIMO ML 디텍터로 지칭할 수도 있다.

[315] 도 29과 도 27의 차이점은 MIMO 디코더의 위치이다. 즉, 도 29의 MIMO 디코더(210150)는 타임 디인터리버(210140)와 먹스(210160) 사이에 위치하고, 도 27의 MIMO 디코더(209120)는 OFDM 디모듈레이터(209110)와 프레임 디인터리버(209130) 사이에 위치한다.

[316] 그러므로 도 29의 방송 신호 수신 장치의 구성 및 동작은, 도 27과 관련하여 설명한 방송 신호 수신 장치 의 구성 및 동작과 유사하다. 이하에서는 도 27의 방송 신호 송신 장치의 구성 및 동작과 동일한 내용은 중복하여 설명하지 않고, 차이점에 대하여 설명하도록 하겠다.

[317] 즉, 도 29의 방송 신호 수신 장치에서 OFDM 디모듈레이터(210110), 주파수 디인터리버(210120), 프레임 파서(210130), 타임 디인터리버(210140)는 복수의 안테나로 수신한 MIMO 신호를 복수의 경로로 심볼 단위에서 처리하고, MIMO 디코더(210150)에서 심볼 단위의 데이터를 LLR 비트 데이터로 변환하여 출력한다. 도 29의 실시예에서 OFDM 디모듈레이터(210110), 주파수 디인터리버(210120), 프레임 파서(210130), 타임 디인터리버(210140)는 복수로 구비되거나, 상술한 병렬 처리를 수행할 수 있는 메모리를 구비하여 하나로 대체될 수도 있다. 주파수 디인터리버(210120), 프레임 파서(210130), 타임 디인터리버(210140)는 모두 심볼 단위의 데이터를 처리하게 되므로, 도 27의 실시예에서처럼 LLR 비트 정보를 처리하는 경우보다 복잡도나 메모리 요구량이 줄어들 수 있다.

[318] 도 26 내지 도 29에서 프레임 빌더/프레임 디매퍼는 각각 디바이더/머저의 역할을 수행할 수 있다. 그러나, 디바이더/머저의 역할은 다른 디바이스 엘러먼트에서 수행할 수도 있다. 예를 들면, 방송 신호 송신 장치에서는 디먹스에서 디바이더의 역할을 수행하거나, 디먹스 뒤에 디바이더가 구비되고, 이에 대응되는 방송 신호 수신 장치는 먹스에서 머저의 역할을 수행하거나, 먹스 앞에 머저가 구비될 수 있다. 다만, 디바이더/머저의 위치에 따라 디바이더 후단의 엘러먼트들은 복수로 구비되어 디바이더의 출력 신호들 수만큼의 경로에 따라 병렬적으로 출력 신호들을 처리할 수 있으며, 머저 앞단의 엘러먼트들도 복수로 구비되어 머저에 입력되는 입력 신호들의 수만큼의 경로에 따라 병렬적으로 입력 신호들을 처리할 수 있다.

[319] 한편, 도 29의 방송 신호 수신 장치는 2개의 안테나를 통해 수신된 신호들의 변조 방식이 상이한 경우에도 적용될 수 있다. 예를 들어, 송신측에서 2개의 입력 신호가 QPSK+16-QAM으로 변조되어 2개의 안테나를 통해 전송된 경우에도 사용될 수 있다.

[320] 도 26 내지 도 29에서 방송 신호 송신 장치는 MIMO 인코딩시 사용한 입력 신호들의 QAM 타입을 나타내는 정보를 전송할 수도 있다. 상기 QAM 타입을 나타내는 정보는 컨피규러블 L1-포스트 시그널링 정보에 시그널링되는 것을 일 실시예로 한다. 즉, 프레임 빌더에서 출력하는 제 1 입력 신호 및 제 2 입력 신호의 QAM 타입을 나타내는 정보를 컨피규러블 L1-포스트 시그널링 정보에

시그널링하여 전송할 수 있다. 본 실시예에서 제 1 입력 신호와 제 2 입력 신호는 동일한 QAM 타입을 갖거나, 상이한 QAM 타입을 갖는다. 이 경우, 방송 신호 수신 장치의 MIMO 디코더는 수신 신호에 포함된 입력 신호들의 QAM 타입을 나타내는 정보를 사용하여 MIMO 디코딩을 수행, QAM 타입의 출력 신호들을 출력할 수 있다. 다만, 이 QAM 타입의 출력 신호들은 비트 단위의 데이터를 포함하고, 이 비트 단위의 데이터는 상술한 비트 단위의 확률을 나타내는 소프트 디시전 밸류이다. 이러한 소프트 디시전 밸류들은 FEC 디코딩을 통해 하드 디시전 밸류로 변환될 수 있다.

[321] 한편 본 발명에서는 방송 서비스를 구성하는 컴포넌트들 중 비디오 데이터(또는 비디오 신호)를 복수의 컴포넌트로 구분하여 전송하는 것을 일 실시예로 한다.

[322] 본 발명은 SVC 방식으로 비디오 데이터를 인코딩하여 베이스 레이어의 데이터와 인핸스먼트 레이어의 데이터로 구분하는 것을 일 실시예로 한다. 본 발명은 베이스 레이어의 데이터는 베이스 레이어의 비디오 컴포넌트와 혼용하여 사용하고, 인핸스먼트 레이어의 데이터는 인핸스먼트 레이어의 비디오 컴포넌트와 혼용하여 사용하기로 한다.

[323] 상기 베이스 레이어의 데이터는 기본 화질의 영상을 위한 데이터로서 통신환경에 강인하지만 화질이 낮은 특징이 있으며, 인핸스먼트 레이어의 데이터는 상위 화질의 영상을 위한 추가 데이터로서 고화질의 영상을 제공할 수 있지만 통신 환경에 다소 취약한 특징이 있다.

[324] 본 발명에서는 지상파 방송을 위한 비디오 데이터가 베이스 레이어의 데이터와 인핸스먼트 레이어의 데이터로 구분될 수도 있고, 모바일 방송을 위한 비디오 데이터가 모바일 방송 통신 환경에 유연성있게 대응하기 위해 베이스 레이어의 데이터와 인핸스먼트 레이어의 데이터로 구분될 수도 있다.

[325] 수신기에서는 베이스 레이어의 비디오 데이터만을 수신하여 디코딩하여 기본 화질의 영상을 획득하거나, 베이스 레이어의 비디오 데이터와 인핸스먼트 레이어의 비디오 데이터를 모두 디코딩하여 상위 화질의 영상을 획득할 수 있다. 이하에서 베이스 레이어는 베이스 레이어에 해당하는 비디오 데이터를 포함하는 의미로, 인핸스먼트 레이어는 인핸스먼트 레이어에 해당하는 비디오 데이터를 포함하는 의미로 사용될 수 있다. 또한, 이하에서 SVC의 대상은 비디오 데이터만이 아닐 수도 있으며, 베이스 레이어는 베이스 레이어에 해당하는 기본 영상/음성/데이터를 포함하는 기본 서비스를 제공할 수 있는 데이터를, 인핸스먼트 레이어는 인핸스먼트 레이어에 해당하는 상위 영상/음성/데이터를 포함하는 상위 서비스를 제공할 수 있는 데이터를 포함하는 의미로 사용될 수 있다.

[326] 본 발명의 방송 신호 송신 장치에서는, 일 실시예로 베이스 레이어의 데이터는 SISO 또는 MISO 방식으로 전송하고, 인핸스먼트 레이어의 데이터는 개선된 쓰루풋(throughput)을 제공하기 위해 MIMO 방식으로 전송한다. 다른 실시예로

MIMO 방식으로 베이스 레이어의 데이터와 인핸스먼트 레이어의 데이터를 모두 전송할 수도 있다. 일 예로, 단일 안테나를 갖는 수신기의 경우 SISO 또는 MISO 방식으로 베이스 레이어의 데이터를 수신하여 기본 화질의 영상을 획득하고, 복수의 안테나를 갖는 수신기의 경우 MIMO 방식으로 베이스 레이어와 인핸스먼트 레이어의 데이터를 수신하여 상위 화질의 영상을 획득할 수 있도록 한다.

[327] 도 30는 본 발명의 제 1 실시예에 따른 SVC를 사용한 MIMO 전송 시스템의 개념도이다.

[328] 도 30에서 도시된 바와 같이 MIMO 전송 시스템은 방송 데이터를 SVC로 인코딩하는 SVC 인코더(244100)와 데이터를 복수의 안테나로 전송할 수 있도록 공간 다이버시티 또는 공간 멀티플렉싱 방식을 통해 분배하는 MIMO 인코더(244200)를 포함할 수 있다. 이하에서 MIMO 인코더는 MIMO 프로세서로 지칭될 수도 있다.

[329] 도 30에서는 계층 변조(Hierarchical modulation) 방식을 사용하는 방송 신호 송신 장치를 도시하고 있다.

[330] 상기 SVC 인코더(244100)는 방송 데이터를 SVC 인코딩하여 베이스 레이어와 인핸스먼트 레이어의 데이터로 출력한다. 베이스 레이어의 데이터는 제 1 전송 안테나(Tx1; 244300) 및 제 2 전송 안테나(Tx2; 244400)에서 동일하게 전송되며, 인핸스먼트 레이어의 데이터는 MIMO 인코더(244200)에서 MIMO 인코딩되어 동일한 데이터 또는 상이한 데이터로 각각 제 1 전송 안테나(244300) 및 제 2 전송 안테나(244400)를 통해 전송된다. 이 경우 전송 시스템의 성상도 매퍼는 도면의 좌측에서 도시한 바와 같이 변조 타입에 따라 해당 심볼로 심볼 매핑을 수행한다. 일 예로, 상기 성상도 매퍼는 계층 변조를 수행하여, 해당 심볼의 MSB(Most Significant Bit) 부분에는 베이스 레이어에 해당하는 비트들을, LSB(Least Significant Bit) 부분에는 인핸스먼트 레이어에 해당하는 비트들을 매핑할 수 있다.

[331] 수신 시스템에서는 성상도 디매퍼를 사용하여 복조된 비트 정보로부터 베이스 레이어의 데이터와 인핸스먼트 레이어의 데이터를 분리하여 획득할 수 있다. 인핸스먼트 레이어의 데이터는 MIMO 디코딩을 거친 후 최종 SVC의 비트 정보를 사용하여 획득될 수 있다. MIMO에 해당하는 비트 정보를 분리할 수 없는 경우, 수신기는 SISO 또는 MISO에 해당하는 비트 정보만을 사용하여 베이스 레이어의 데이터를 획득하고 서비스를 제공할 수 있다.

[332] 도 31은 본 발명의 제 2 실시예에 따른 SVC를 사용한 MIMO 전송 시스템의 개념도이다.

[333] 도 31에서 MIMO 전송 시스템은 방송 데이터를 SVC로 인코딩하는 SVC 인코더(245100)와 데이터를 복수의 안테나로 전송할 수 있도록 공간 다이버시티 또는 공간 멀티플렉싱 방식을 통해 분배하는 MIMO 인코더(245200)를 포함한다. 도 31에서는 하이브리드 변조 또는 FDM(Frequency Division Multiplexing) 방법을

사용하는 전송 시스템의 실시예를 나타낸다.

[334] SVC 인코더(245100)는 방송 데이터를 SVC 인코딩하여 베이스 레이어의 데이터와 인핸스먼트 레이어의 데이터로 출력한다. 상기 베이스 레이어의 데이터는 제 1 전송 안테나(Tx1; 245300) 및 제 2 전송 안테나(Tx2; 245400)에서 동일하게 전송되며, 인핸스먼트 레이어의 데이터는 MIMO 인코더(245200)에서 MIMO 인코딩되어 동일한 데이터 또는 상이한 데이터로 각각 제 1 전송 안테나(245300) 및 제 2 전송 안테나(245400)를 통해 전송된다.

[335] 이때 도 31의 MIMO 전송 시스템은 데이터 전송 효율을 높이기 위해 FDM 방식을 사용하여 데이터를 처리할 수 있으며, 특히 OFDM 방식을 사용, 복수의 서브 캐리어를 통해 데이터를 전송할 수 있다. 이렇게 OFDM 방식을 사용하는 전송 시스템에서 서브 캐리어들을 SISO/MISO 신호를 전송하는데 사용하는 서브 캐리어와 MIMO 신호를 전송하는 서브 캐리어로 할당하여 각각의 신호를 전송할 수 있다. SVC 인코더(245100)에서 출력되는 베이스 레이어의 데이터는 SISO/MISO 캐리어를 통해 복수의 안테나에서 동일하게 전송되고, 인핸스먼트 레이어의 데이터는 MIMO 인코딩을 거쳐 MIMO 캐리어를 통해 복수의 안테나에서 전송될 수 있다.

[336] 수신 시스템은 OFDM 심볼을 수신하여 SISO/MISO 캐리어에 해당하는 데이터를 SISO/MISO 디코딩하여 베이스 레이어의 데이터를 획득하고, MIMO 캐리어에 해당하는 데이터를 MIMO 디코딩하여 인핸스먼트 레이어의 데이터를 획득할 수 있다. 이후 채널 상황 및 수신 시스템에 따라 MIMO 디코딩이 불가능한 경우에는 베이스 레이어의 데이터만으로, MIMO 디코딩이 가능한 경우에는 인핸스먼트 레이어의 데이터까지 포함하여 디코딩을 수행한 후 서비스를 제공할 수 있다. 제 2 실시예의 경우, 서비스의 비트 정보가 심볼로 매핑된 후에 MIMO 처리가 수행되므로 MIMO 인코더(245200)가 성상도 매퍼 후에 위치할 수 있어 수신 시스템의 구조가 도 30에 도시된 실시예의 경우보다 간단해질 수도 있다.

[337] 도 32은 본 발명의 제 3 실시예에 따른 SVC를 사용한 MIMO 전송 시스템의 개념도이다.

[338] 도 32에서 MIMO 전송 시스템은 방송 데이터를 SVC로 인코딩하는 SVC 인코더(246100)와 데이터를 복수의 안테나로 전송할 수 있도록 공간 다이버시티 또는 공간 멀티플렉싱 방식을 통해 분배하는 MIMO 인코더(246200)를 포함한다. 도 32에서는 계층 PLP 또는 TDM 방법을 사용하는 전송 시스템의 일 실시예를 나타낸다.

[339] 도 32의 실시예에서, 전송 시스템은 SVC 인코딩된 베이스 레이어의 데이터와 인핸스먼트 레이어의 데이터를 각각 SISO/MISO 슬롯 및 MIMO 슬롯을 통해 전송할 수 있다. 이 슬롯은 전송 신호의 시간 또는 주파수 단위의 슬롯일 수 있으며, 도 32의 실시예에서는 시간 슬롯으로 도시하였다. 또한, 이 슬롯은 PLP가 될 수도 있다.

[340] 수신 시스템은 수신되는 슬롯이 어떤 종류의 슬롯인지를 파악하고, SISO/MISO 슬롯으로부터 베이스 레이어의 데이터를, MIMO 슬롯으로부터 인핸스먼트 레이어의 데이터를 수신한다. 상술한 바와 같이 채널 또는 수신 시스템에 따라 MIMO 디코딩이 불가능한 경우에는 베이스 레이어의 데이터만으로, MIMO 디코딩이 가능한 경우에는 인핸스먼트 레이어의 데이터까지 포함하여 디코딩을 수행한 후 서비스를 제공할 수 있다.

[341] 도 30 내지 도 32의 MIMO 인코더(244200,245200,246200)는 도 17 내지 도 29에서 설명한 제1 내지 제3 실시예의 MIMO 인코딩 방식 중 적어도 하나를 이용하여 MIMO 인코딩을 수행하는 것을 일 실시예로 한다. 이는 하나의 실시예이며, SM 또는 GC 방식을 이용하여 MIMO 인코딩을 수행할 수도 있다.

[342] 본 발명에서는 하나의 PLP로 베이스 레이어의 데이터와 인핸스먼트 레이어의 데이터를 전송할 수도 있고, 각각의 PLP로 베이스 레이어의 데이터와 인핸스먼트 레이어의 데이터를 전송할 수도 있다.

[343] 본 발명에서는 일 실시예로 베이스 레이어의 데이터는 T2 프레임(즉, 지상파 방송 프레임)을 통해 전송하고, 인핸스먼트 레이어의 데이터는 FEF 파트를 통해 전송할 수도 있다.

[344] 본 발명에서는 다른 실시예로 베이스 레이어의 데이터와 인핸스먼트 레이어의 데이터를 FEF 파트를 통해서만 전송할 수도 있다.

[345] 본 발명은 설명의 편의를 위해 인핸스먼트 레이어의 데이터를 전송하는 FEF 파트를 MIMO 방송 프레임이라 하기로 한다. 상기 MIMO 방송 프레임은 신호 프레임 또는 전송 프레임과 혼용하여 사용하기로 한다.

[346] 또한 본 발명은 설명의 편의를 위해 베이스 레이어의 데이터와 인핸스먼트 레이어의 데이터를 포함하여 MIMO 방송 데이터라 하기로 한다.

[347] 이하의 설명에서 MIMO 방송 데이터는 아래의 제 1 내지 제 3 방법 중 하나에 의해 생성되어 전송될 수 있으며, 또한 이 중 하나 이상의 조합에 의해 생성되어 전송될 수도 있다.

[348]

[349] (1) MIMO 방송 데이터를 특정 PLP로 전송하는 방법

[350] 본 발명은 MIMO 방송 데이터를 특정 PLP에 포함시키면서, 지상파 방송(예를 들어, T2 방송) 데이터를 포함하는 PLP와 구별하여 전송하는 방법이 가능하다. 이 경우 특정 PLP는 MIMO 방송 데이터를 전송하기 위해 사용되며, 이때 특정 PLP에 대한 부가 정보를 시그널링하여 기존의 수신 시스템에서의 오동작을 방지할 수 있다. 이하에서, MIMO 방송 데이터를 포함하는 특정 PLP를 MIMO 방송 PLP로, 지상파 방송 데이터를 포함하는 PLP를 지상파 방송 PLP로 지칭할 수 있다.

[351] 기존 지상파 방송 신호 수신 장치에서 MIMO 방송 데이터는 처리하지 못할 수 있으므로, 지상파 방송 PLP와 MIMO 방송 PLP를 식별하기 위한 추가 정보를 시그널링할 필요가 있다. 이때 상기 PLP 타입을 식별하기 위한 정보의

시그널링은 L1 시그널링 정보 내의 미사용(reserved) 필드를 사용할 수 있다. 일 실시예로, 상기 PLP 타입의 식별을 위해, L1-포스트 시그널링 정보의 PLP_TYPE 필드를 사용할 수 있다. 이때 MIMO 방송 PLP는 PLP_TYPE 필드값 011~111 중 하나의 값을 이용하여 표시할 수 있다.

[352] PLP의 전송시 보다 강화된 강인성을 획득하기 위해 새로운 변조 방식과 에러 정정 코드의 코드 레이트를 사용할 수 있다. 이 경우 이러한 변조 방식과 에러 정정 코드의 코드 레이트를 식별하기 위해 L1-포스트 시그널링 정보를 사용할 수 있다. 본 발명은 L1-포스트 시그널링 정보의 PLP_COD 필드를 이용하여 MIMO 방송 PLP의 코드 레이트를 지시하는 것을 일 실시예로 한다. 일 실시예로서, MIMO 방송 PLP의 코드 레이트를 식별하기 위해 PLP_COD 필드 값 110 또는 111를 이용할 수 있다.

[353] 또한 본 발명은 L1-포스트 시그널링 정보의 PLP_MOD 필드를 이용하여 MIMO 방송 PLP의 변조 방식을 지시하는 것을 일 실시예로 한다. 일 실시예로서, MIMO 방송 PLP의 변조 방식을 식별하기 위해 PLP_MOD 필드 값 100 내지 111 중 어느 하나를 이용할 수 있다

[354] 이때 MIMO 방송 데이터를 구성하는 베이스 레이어의 데이터와 인핸스먼트 레이어의 데이터는 하나의 PLP로 전송될 수도 있고, 각각의 PLP로 전송될 수도 있다. 예를 들어, 베이스 레이어의 데이터는 베이스 레이어의 PLP로 전송되고, 인핸스먼트 레이어의 데이터는 인핸스먼트 레이어의 PLP로 전송되는 경우 PLP_PROFILE 필드를 이용하여 현재 PLP가 베이스 레이어의 PLP인지 아니면 인핸스먼트 레이어의 PLP인지를 지시할 수 있다.

[355]

[356] (2) MIMO 방송 데이터를 특정 프레임으로 전송하는 방법

[357] 본 발명은 MIMO 방송 데이터를 특정 프레임에 포함시키면서, 기존의 지상파 방송 데이터를 포함하는 프레임과 구별하여 전송하는 방법이 가능하다. 이 경우 특정 프레임은 MIMO 방송 데이터를 전송하기 위해 사용되며, 이때 특정 프레임에 대한 부가 정보를 시그널링하여 기존의 수신 시스템에서의 오동작을 방지할 수 있다. 이하에서, MIMO 방송 데이터를 포함하는 특정 프레임을 MIMO 방송 프레임으로, 기존의 지상파 방송 데이터를 포함하는 프레임을 지상파 방송 프레임으로 지칭할 수 있다. 또한 MIMO 방송 프레임을 포함하는 특정 프레임이 FEF인 경우, 상기 FEF는 MIMO 방송 프레임으로 지칭될 수도 있다.

[358] 본 발명은 프레임 단위로 지상파 방송 데이터와 MIMO 방송 데이터를 구별하여 전송할 수 있으며, 이때 기존의 지상파 방송 신호 수신 장치는 L1 시그널링 정보를 통해 프레임을 식별하여 MIMO 방송 프레임은 무시함으로써 오동작을 방지할 수 있다.

[359]

[360] (3) MIMO 방송 PLP를 지상파 방송 프레임과 MIMO 방송 프레임으로 전송하는 방법

[361] 본 발명은 MIMO 방송 데이터를 포함하는 PLP를 지상파 방송 프레임과 MIMO 방송 프레임을 통해 전송할 수 있다. 예를 들어, 베이스 레이어의 데이터는 지상파 방송 프레임을 통해 전송하고, 인핸스먼트 레이어의 데이터는 MIMO 방송 프레임을 통해 전송할 수 있다. 이 경우 앞의 실시예들과 달리, MIMO 방송 PLP가 지상파 방송 프레임에도 존재하므로, 지상파 방송 프레임과 MIMO 방송 프레임에 존재하는 연결되는 PLP간의 관계를 시그널링해줄 필요가 있다. 이를 위해 MIMO 방송 프레임도 L1 시그널링 정보를 포함하도록 하며, 프레임 내에 존재하는 MIMO 방송 PLP에 대한 정보를 지상파 방송 프레임의 L1 시그널링 정보와 같이 전송할 수 있다.

[362] 서로 다른 프레임들에 존재하는 MIMO 방송 PLP들의 연결은 각각의 프레임들의 L1-포스트 시그널링 정보에 포함되는 PLP에 대한 필드들을 사용할 수 있다. 일 실시예로서, 수신 시스템은 L1-포스트 시그널링 정보에 포함되는 PLP_ID 필드, PLP_TYPE 필드, PLP_PAYLOAD_TYPE 필드, PLP_GROUP_ID 필드 중 적어도 하나를 사용하여 상이한 프레임에 포함된 MIMO 방송 PLP들의 연결 관계를 확인하고, 원하는 MIMO 방송 PLP들을 연속으로 디코딩하여 서비스를 획득할 수 있다.

[363] 기존의 지상파 방송 프레임(즉, T2 프레임)에 존재하는 지상파 방송 PLP는 지상파 방송 시스템에서 기정의되어 지원되는 전송 모드로 전송될 수 있으며, 또한 상술한 바와 같이 MIMO 시스템을 지원하는 형태의 새로운 모드로 전송될 수도 있다. 일 실시예로서, 상술한 바와 같이 지상파 방송 프레임에 포함되는 MIMO 방송 PLP는 베이스 레이어로서 MISO 또는 SISO 방식으로 지상파 방송의 전송 모드로 전송되고, MIMO 방송 프레임에 포함되는 MIMO 방송 PLP는 인핸스먼트 레이어로서 MIMO 방식으로 전송될 수도 있다.

[364] 도 33은 본 발명의 다른 실시예에 따른 수퍼 프레임의 구조를 보인 도면으로서, 지상파 방송 프레임을 통해 베이스 레이어의 PLP를 전송하고, MIMO 방송 프레임(즉, FEF 파트)를 통해 인핸스먼트 레이어의 PLP를 전송하는 예를 보이고 있다. 이때 베이스 레이어의 데이터를 포함하는 PLP는 SISO 또는 MISO 방식으로 전송될 수 있으며, 인핸스먼트 레이어의 데이터를 포함하는 PLP는 SISO, MISO, 또는 MIMO 방식으로 전송될 수 있다.

[365] 도 34은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 수퍼 프레임의 구조를 보인 도면으로서, MIMO 방송 프레임(즉, FEF 파트)를 통해 베이스 레이어의 PLP와 인핸스먼트 레이어의 PLP를 모두 전송하는 예를 보이고 있다.

[366] 이때 베이스 레이어의 데이터를 포함하는 베이스 레이어 PLP는 SISO 또는 MISO 방식으로 전송될 수 있으며, 인핸스먼트 레이어의 데이터를 포함하는 인핸스먼트 레이어 PLP는 SISO, MISO, 또는 MIMO 방식으로 전송될 수 있다. 상술한 바와 같이 MIMO 방송 프레임 내에서 베이스 레이어 PLP와 인핸스먼트 레이어 PLP의 비율은 0~100%로 변화할 수 있다.

[367] 도 35는 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 수퍼 프레임의 구조를 보인

도면으로서, MIMO 방송 프레임(즉, FEF 파트)를 통해 베이스 레이어의 데이터와 인핸스먼트 레이어의 데이터를 모두 전송하는 예를 보이고 있다. 다만, 도 34의 실시예에서와 달리 도 35에서는 베이스 레이어와 인핸스먼트 레이어를 PLP로 구분하지 않고, 캐리어로 구분하여 전송한다. 즉, 베이스 레이어에 해당하는 데이터와 인핸스먼트 레이어에 해당하는 데이터를 각각 별도의 서브 캐리어에 할당하여 OFDM 변조하여 전송할 수 있다.

[368] 도 36은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 방송 신호 송신 장치를 나타낸 도면이다.

[369] 도 36의 방송 신호 송신 장치는 베이스 레이어의 데이터는 베이스 레이터 PLP로, 인핸스먼트 레이어의 데이터는 인핸스먼트 레이어 PLP로 구분하여 전송하는 실시예에 해당한다. 도 36에서 도시되지 않았으나, 방송 신호 송신 장치는 데이터를 SVC 인코딩하여 베이스 레이어의 데이터와 인핸스먼트 레이어의 데이터로 출력하는 SVC 인코더를 포함한다. 이때 베이스 레이어의 데이터는 PLP1에, 인핸스먼트 레이어의 데이터는 PLP2에 포함되는 것을 일 실시예로 설명한다.

[370] 도 36의 방송 신호 송신 장치는, 베이스 레이어의 PLP(PLP1)를 BICM 처리하기 위한 제1 BICM 모듈(258100), 인핸스먼트 레이어의 PLP(PLP2)를 BICM 처리하기 위한 제2 BICM 모듈(258200), 제1, 제2 BICM 모듈(258200)에서 처리된 PLP들을 수신하여 프레임을 빌딩(building)하는 프레임 빌더(258300), 프레임 빌더(258300)의 출력 데이터에 대해 MIMO, MISO 또는 SISO 프로세싱을 수행하는 MIMO 인코더(258400), 상기 MIMO 인코더(258400)에서 출력되는 제1 전송 신호를 OFDM 변조하는 제1 OFDM 제네레이터(258500), 및 상기 MIMO 인코더(258400)에서 출력되는 제2 전송 신호를 OFDM 변조하는 제2 OFDM 제네레이터(2586500)을 포함한다.

[371] 상기 도 36의 방송 신호 송신 장치의 제1 BICM 모듈(258100), 제2 BICM 모듈(258200), 프레임 빌더(258300), MIMO 인코더(258400), 제1 OFDM 제네레이터(258500), 및 제2 OFDM 제네레이터(258600)의 상세 동작은 도 26의 방송 신호 송신 장치의 해당 블록의 상세 동작과 중복되므로 여기서는 상세 설명을 생략하기로 한다.

[372] 상기 도 36의 방송 신호 송신 장치에서 MIMO 인코더(258400)는 제2 BICM 모듈(258200) 내 성상도 매퍼와 타임 인터리버 사이에 위치할 수도 있다. 이 경우 도 36의 방송 신호 송신 장치는 도 28의 방송 신호 송신 장치의 동작 설명을 따른다.

[373] 도 37은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 방송 신호 수신 장치를 나타낸 도면이다.

[374] 도 37의 방송 신호 수신 장치는 도 36에서와 같이 베이스 레이어와 인핸스먼트 레이어가 PLP로 구분되어 전송되는 경우, 이를 수신하여 처리하는 방송 신호 수신 장치의 실시예에 해당한다. 도 37에서 도시되지 않았으나, 방송 신호 수신

장치는 베이스 레이어와 인핸스먼트의 데이터를 SVC 디코딩하여 데이터를 복구하는 SVC 디코더를 포함한다. 이때 베이스 레이어는 PLP1에, 인핸스먼트 레이어는 PLP2에 포함되어 수신되는 것을 일 실시예로 한다.

[375] 도 37의 방송 신호 수신 장치는 복수의 안테나로 수신된 신호들을 OFDM 복조하는 OFDM 디모듈레이터들(259100, 259200), 상기 각 OFDM 디모듈레이터(259100, 259200)에서 OFDM 복조된 신호들을 채널 특성에 따라 MIMO 디코딩하는 MIMO 디코더(259300), 상기 MIMO 디코딩된 신호를 포함하는 신호 프레임으로부터 베이스 레이어의 PLP와 인핸스먼트 레이어의 PLP를 출력하는 프레임 디매퍼(259400), 상기 프레임 디매퍼(259400)에서 출력되는 각 PLP에 대해 BICM 모듈의 역과정을 수행하여 전송 채널에 의해 발생된 에러를 정정하는 BICM 디코더들(259500, 259600)을 포함한다.

[376] 상기 도 37의 방송 신호 수신 장치의 OFDM 디모듈레이터들(259100, 259200), MIMO 디코더(259300), 프레임 디매퍼(259400), BICM 디코더들(259500, 259600)의 상세 동작은 도 27의 방송 신호 수신 장치의 해당 블록의 상세 동작과 중복되므로 여기서는 상세 설명을 생략하기로 한다.

[377] 도 37의 방송 신호 수신 장치는 제 1 BICM 디코더(259500)에서 출력된 PLP(PLP1)로부터 베이스 레이어의 데이터를, 제 2 BICM 디코더 (259600)에서 출력된 PLP(PLP2)로부터 인핸스먼트 레이어의 데이터를 획득한 후 이들을 SVC 디코딩하여 서비스를 제공할 수 있다. 만일 방송 신호 수신 장치에서 베이스 레이어의 데이터만을 획득한 경우에는, 베이스 레이어의 데이터를 디코딩하여 기본 서비스를 제공할 수 있으며, 인핸스먼트 레이어의 데이터까지 획득한 경우에는 상위 화질/음질의 서비스를 제공할 수 있을 것이다.

[378] 한편, 하나의 PLP를 이용하여 베이스 레이어의 데이터와 인핸스먼트 레이어의 데이터를 모두 전송하는 경우에는 도 36의 방송 신호 송신 장치의 BICM 모듈 앞에 먹스가 더 포함되는 것을 일 실시예로 한다.

[379] 즉, SVC 인코더에서 출력되는 베이스 레이어와 인핸스먼트 레이어의 데이터가 하나의 PLP(PLP1)에 포함되어 먹스로 입력된다. 이 경우 먹스는 PLP(PLP1)에 포함된 베이스 레이어의 데이터와 인핸스먼트 레이어의 데이터를 구분하여 각 BICM 모듈(258100,258200)로 출력한다. 이 경우 방송 신호 송신 장치는 하나의 타임 인터리버가 구비되며, 타임 인터리버에서 베이스 레이어와 인핸스먼트 레이어가 합쳐져서 두 레이어가 섞인채 인터리빙이 수행되어, 시간 영역의 다이버시티가 획득된다. 이때 PLP내의 베이스 레이어에 해당하는 데이터는 SISO 또는 MISO 처리되고, 인핸스먼트 레이어에 해당하는 데이터는 MIMO 처리되어 전송되는 것을 일 실시예로 한다.

[380] 그리고 송신측에서 하나의 PLP를 이용하여 베이스 레이어의 데이터와 인핸스먼트 레이어의 데이터를 모두 전송하는 경우, 도 37의 방송 신호 수신 장치의 프레임 디매퍼는 베이스 레이어의 데이터와 인핸스먼트 레이어의 데이터를 포함하는 PLP(PLP1)를 추출하여 출력한다. 이 경우 방송 신호 수신

장치는 하나의 타임 디인터리버가 구비되며, 타임 디인터리버에서 상기 PLP(PLP1)를 타임 디인터리빙하여 베이스 레이어의 데이터와 인핸스먼트 레이어의 데이터를 분리한 후 각각을 시간 영역에서 재배치하여 각각의 스트림으로 출력한다. BICM 디코더들(259500, 259600)은 베이스 레이어 스트림과 인핸스먼트 레이어 스트림을 각각 처리한다.

[381] 이때 BICM 디코더들(259500, 259600)에서 에러 정정되어 출력되는 베이스 레이어의 데이터와 인핸스먼트 레이어의 데이터는 SVC 디코딩되어 서비스를 제공할 수 있다. 만일 베이스 레이어의 데이터만을 획득한 경우에는, 베이스 레이어의 데이터를 디코딩하여 기본 서비스를 제공할 수 있으며, 인핸스먼트 레이어의 데이터까지 획득한 경우에는 상위 화질/음질의 서비스를 제공할 수 있다.

[382] 상기 도 37의 방송 신호 수신 장치에서 MIMO 디코더(259300)는 프레임 디매퍼(259400)와 BICM 디코더들(259500, 259600) 사이에 위치할 수도 있다. 이 경우 도 37의 방송 신호 수신 장치는 도 29의 방송 신호 수신 장치의 동작 설명을 따른다.

[383] 한편 본 발명의 프레임 빌더에 포함되는 셀 매퍼는 커먼 PLP의 셀들과 데이터 PLP의 셀들 및 시그널링 정보를 포함하는 셀들을 BICM 모듈에서 입력받아 신호 프레임에 매핑한다. 상기 셀 매퍼는 하나 이상의 PLP의 셀들을 하나의 신호 프레임에 매핑하는 것을 일 실시예로 한다. 이때 상기 프레임 빌더는 도 3, 도 26, 도 28, 도 36 중 어느 하나가 될 수 있다.

[384] 특히 본 발명은 PLP의 셀들을 신호 프레임에 매핑할 때, 서브 밴드 단위의 좁은 주파수 영역에 매핑함으로써, 수신기의 소비 전력을 최소화할 수 있다. 즉, 수신기가 좁은 주파수 영역만을 수신할 수 있게 되면 서브 밴드의 밴드폭(bandwidth)에 반비례하여 샘플링 레이트(sampling rate)를 낮출 수 있고, 이를 통해서 수신기의 ADC로부터 이후의 모든 프로세싱에 필요한 동작 주파수를 낮추므로, 결과적으로 수신기의 소비전력을 최소화 할 수 있다. 이러한 본 발명은 모바일을 위한 방송 송/수신기에 적용하면 더 효과적이다.

[385] 이후 본 발명은 PLP를 신호 프레임에 매핑하는 다양한 실시예들을 설명하기로 한다.

[386] 본 발명의 각 실시예는 송신기의 인풋 프로세서의 스케쥴러에서 각 서비스(또는 서비스 콤포넌트)를 전송하는 PLP를 스케쥴링하고, 프레임 빌더에서 셀 매핑하여 신호 프레임을 구성한다.

[387] 본 발명에 따른 신호 프레임은 P1 시그널링 파트, L1 시그널링 파트, PLP 파트를 포함한다. 상기 PLP 파트는 적어도 하나의 커먼(common) PLP와 적어도 하나의 데이터 PLP로 구성된다. 상기 신호 프레임을 OFDM 심볼 레벨에서 보면, 상기 신호 프레임은 P1 심볼, 하나 이상의 P2 심볼, 하나 이상의 데이터 심볼을 포함한다. 이때 P1 심볼은 각 신호 프레임의 시작에 위치하며 P1 시그널링 정보를 전송한다. P2 심볼은 상기 P1 심볼 바로 다음에 위치하여 L1 시그널링

정보를 전송하며, 데이터를 전송할 수도 있다. 상기 P1 심볼과 P2 심볼을 포함하는 영역을 프리앰블(preamble) 영역 또는 파일럿(pilot) 영역이라 한다. 상기 P2 심볼은 커먼 PLP에 포함된다.

[388] 도 38의 (a) 내지 (d), 도 39, 도 40은 본 발명에 따른 셀 매핑 방식의 다양한 실시예들을 보인 도면이다.

[389] 도 38의 (a)는 신호 프레임에 PLP의 셀들을 할당하는 본 발명의 일 실시예로서, 특히 하나의 신호 프레임에서 일정한 밴드폭의 서브 밴드에 PLP의 셀들을 할당하는 예를 보이고 있다. 도 38의 (a)의 경우, 하나의 PLP가 할당되는 주파수 위치(즉, 서브 캐리어 값)는 상기 신호 프레임 내 모든 데이터 심볼에서 동일하다. 즉, 수신기에서 상기 PLP를 수신하기 위한 튜닝 주파수와 튜닝 밴드폭이 상기 신호 프레임 내 모든 데이터 심볼에서 동일하다. 이때 서브 밴드에 포함되는 서브 캐리어의 개수에 따라 상기 서브 밴드의 대역폭이 달라진다.

[390] 도 38의 (a)와 같이 PLP를 신호 프레임에 매핑하면, PLP 전송에 필요한 대역폭과 주파수가 한정되어 있으므로 최대의 절전 효과를 얻을 수 있다. 하지만, 주파수 인터리버가 셀 매퍼의 출력을 입력받아 도 38의 (a)와 같은 스케쥴링을 바꾸면 안 되기 때문에, 최종적인 셀 매핑은 주파수 인터리버 이후에 수행하는 것을 일 실시예로 한다. 이때, 주파수 인터리빙은 서브 밴드의 대역폭 내에서 이루어질 수 있으며, 이로 인해 하나의 신호 프레임 내에서 제한된 주파수 인터리빙 성능을 갖는다.

[391] 도 38의 (b)는 신호 프레임에 PLP를 할당하는 본 발명의 다른 실시예로서, 도 38의 (a)보다 높은 주파수 인터리빙 성능을 얻기 위한 예이다.

[392] 도 38의 (b)에서는 서브 밴드의 대역폭은 일정하게 유지하지만 하나의 PLP가 할당되는 주파수 위치를 매 데이터 심볼마다 다르게 스케쥴링하여 할당함으로써, 주파수 인터리빙 효과를 향상시킨다. 즉, 수신기에서 상기 PLP를 수신하기 위한 튜닝 밴드폭은 고정되지만, 튜닝 주파수는 신호 프레임 내 매 데이터 심볼마다 다르다. 따라서 도 38의 (b)의 경우, 수신기의 튜너에서는 매 데이터 심볼마다 튜닝 포지션을 바꿔야 한다. 이로 인해, 주파수 인터리빙 효과는 도 38의 (a)보다 높지만, 절전 효과는 도 38의 (a)보다 낮다.

[393] 도 38의 (c)는 신호 프레임에 PLP를 할당하는 본 발명의 또 다른 실시예로서, 주파수 인터리빙과 절전 (power saving) 효과를 더욱 향상시킨 예이다.

[394] 도 38의 (c)에서, 각 PLP는 하나의 신호 프레임 동안 동일한 서브 밴드의 대역폭과 주파수 위치를 갖지만, 신호 프레임마다 PLP가 할당되는 주파수 위치를 다르게 스케쥴링하여 할당한다. 즉, 수신기에서 상기 PLP를 수신하기 위한 튜닝 주파수와 튜닝 밴드폭이 하나의 신호 프레임 내 모든 데이터 심볼에서는 동일하지만, 신호 프레임마다 튜닝 주파수가 달라진다. 따라서 도 38의 (c)의 경우, 수신기의 튜너에서는 한 신호 프레임 동안 고정된 주파수 위치의 제한된 대역폭에 대해서만 수신하여 절전(power saving) 효과를 얻고, 매 신호 프레임마다 달라지는 주파수 위치를 통해서 주파수 인터리빙 효과를 얻을

수 있다. 하지만, 한 신호 프레임 내에서는 주파수 인터리빙이 제한될 수 있다.

[395] 도 38의 (d)는 신호 프레임에 PLP를 할당하는 본 발명의 또 다른 실시예로서, 서브 밴드의 대역폭은 일정하게 유지하지만 PLP가 할당되는 주파수 위치는 셀 유닛(cell unit)마다 다르게 스케쥴링하여 할당함으로써, 주파수 인터리빙 효과와 절전 효과를 모두 향상시킨다. 즉, 수신기에서 상기 PLP를 수신하기 위한 튜닝 밴드폭은 고정되지만, 튜닝 주파수는 셀 유닛마다 다르다.

[396] 도 38의 (d)는 동일한 서브 밴드의 대역폭을 가지면서 2개의 PLP(즉, PLP1, PLP2)가 셀 유닛마다 다른 주파수 위치에 할당된 예를 보이고 있다. 하나의 신호 프레임에는 하나 이상의 PLP가 할당될 수 있다.

[397] 상기 셀 유닛은 수신기의 튜너가 고정된 주파수 위치에서 수신할 수 있는 단위이다. 셀 유닛은 하나 이상의 데이터 심볼과 하나 이상의 서브 캐리어로 구성된다. 도 38의 (d)에서 셀 유닛은 데이터 심볼 구간내에서 작은 직사각형 구획으로 구분되어 있다.

[398] 만일, 셀 유닛의 길이가 가드 간격(guard period)보다 길면, 도 38의 (d)와 같이 두개의 셀 유닛마다 PLP가 전송되도록 스케쥴링하였을 때 한 신호 프레임 내에서 하나의 PLP가 서로 다른 주파수 위치에 할당되어 전송하는데 아무런 문제가 없게 된다. 상기 가드 간격은 수신기의 튜너가 주파수 호핑(frequency hopping)을 하여 새로운 튜닝 포지션(tuning position)으로 이동하고, 수신된 신호의 게인(gain)을 측정하여 정상적인 동작을 하는데까지 필요한 시간이다.

[399] 따라서 수신기는 한 셀 유닛동안 동일한 주파수 위치에서 제한된 서브 밴드의 대역폭을 수신하여 절전 효과를, 서로 다른 셀 유닛의 서로 다른 주파수 위치를 통해서 한 신호 프레임 내에서 주파수 인터리빙 효과를 갖게 된다.

[400] 그리고 도 38의 (a), 도 38의 (c), 도 38의 (d)에서와 같이 한정된 서브 밴드의 대역폭을 사용하는 경우, 각 서브 밴드 에지마다 파일럿을 전송하는 것을 일 실시예로 한다. 이렇게 하면, 수신기에서 각 PLP를 디코딩할 때, 각 서브 밴드의 파일럿을 이용하여 채널 추정(channel estimation) 성능을 향상시킬 수 있다.

[401] 도 39는 본 발명에 따른 셀 유닛을 이용한 셀 매핑 방식의 다른 실시예이다.

[402] 도 39에서, N_GP는 가드 간격을 나타낸다. 상기 가드 간격은 수신기의 튜너가 재튜닝을 통해서 정상적으로 수신 신호를 디코딩하는 데까지 필요한 시간이다. 다시 말해, 가드 간격은 수신기의 튜너가 주파수 호핑(frequency hopping)을 하여 새로운 튜닝 포지션(tuning position)으로 이동하고, 수신된 신호의 게인(gain)을 측정하여 정상적인 동작을 하는데까지 필요한 시간이다. 본 발명은 상기 가드 간격(N_GP) 정보를 L1 시그널링 정보에 시그널링하는 것을 일 실시예로 한다. 다른 실시예로, 상기 PLP 정보를 전송하는 인밴드 시그널링 정보에 시그널링할 수도 있다.

[403] 이때 셀 유닛을 이용하여 각 서비스 (또는 서비스 콤포넌트)를 셀 매핑하게 되면, 한 신호 프레임 내 시간 영역과 주파수 영역에서 모두 슬라이싱을 이용한 전송이 가능하다. 따라서 절전 효과를 극대화할 수 있고, 동시에 시간과 주파수

영역 모두에서 넓은 영역에 PLP가 스프레딩(spreading)되어 있으므로 최대의 다이버시티 게인을 얻게 된다.

[404] 일 예로, 싱글 튜너(Single tuner)를 이용하여 방송 신호를 수신하는 수신기의 경우, 절전(power saving) 효과를 얻고자 하는 모든 PLP들은 할당된 셀 유닛(cell unit)간의 간격이 적어도 가드 간격 (N_GP)보다 크거나 같아야 한다. 이 경우는 도 39의 PLP1, PLP2가 해당된다. 이러한 PLP들은 결과적으로 제한된 전송률을 가지며, 이론적으로 전송할 수 있는 최대 전송률은 전체 프레임을 통한 최대 전송률의 1/2 이다. 이에 반해, 더 큰 전송률을 요구하는 서비스 (또는 서비스 콤포넌트)에 대해서는 절전 효과(power saving gain)를 포기하고 다이버시티 효과만을 얻을 수 밖에 없다. 이런 경우 셀 유닛 간의 간격은 N_GP보다 작을 수 있다. 이 경우는 도 39의 PLP3, PLP4가 해당된다.

[405] 다른 예로, 두 개 이상의 튜너를 이용하여 방송 신호를 수신하는 수신기의 경우, 상기와 같은 셀 매핑에 따른 제약없이 항상 절전과 인터리빙 효과를 얻을 수 있다.

[406] 도 39와 같은 셀 매핑 방식의 경우, 수신기에서 하나의 PLP를 수신하기 위한 튜닝 주파수와 튜닝 밴드폭은 신호 프레임 내 모든 데이터 심볼에서 동일하다.

[407] 도 40은 본 발명에 따른 셀 유닛을 이용한 셀 매핑 방식의 또 다른 실시예이다.

[408] 도 40에서, N_TS는 임의의 한 PLP에 대해서 시간 슬라이싱(time slicing)을 통해 할당된 셀 유닛 간의 시간 도메인 상의 간격을 나타내고, N_FS는 주파수 슬라이싱을 통해 할당된 셀 유닛 간의 주파수 도메인 상의 간격을 나타낸다. N_TS와 N_FS는 각 PLP에 대해서 서로 다른 값을 가질 수 있으며, 한 신호 프레임 내에서는 고정된 값으로 유지되고, 서로 다른 신호 프레임 또는 여러 개의 신호 프레임을 하나의 단위로 갖는 수퍼 프레임 단위로 바뀔 수 있다. 그리고 N_CU는 하나의 데이터 심볼(즉, OFDM 심볼)에 대해 주파수 영역에서 가능한 셀 유닛의 총 개수를 나타낸다.

[409] 도 40과 같은 셀 매핑 방식의 경우, 수신기에서 하나의 PLP를 수신하기 위한 튜닝 밴드폭은 하나의 신호 프레임 내에서 고정된다. 그러나 튜닝 주파수는 N_TS, N_FS, N_CU 값에 따라 임의의 데이터 심볼에서는 동일하고, 다른 데이터 심볼에서는 달라진다. 본 발명은 셀 유닛간 시간 간격(N_TS)과 주파수 간격(N_FS) 정보, 그리고 주파수 도메인에서 사용된 셀 유닛의 개수 (N_CU) 정보는 L1 시그널링 정보에 시그널링하는 것을 일 실시예로 한다. 다른 실시예로, 상기 PLP 정보를 전송하는 인밴드 시그널링 정보에 시그널링할 수도 있다.

[410] 도 40에서 PLP1과 PLP2는 서로 다른 스케쥴링 방식을 사용하였다. 그리고 송신기의 셀 매퍼는 각 서비스(또는 서비스 콤포넌트)에 대해 전송률과 QoS 관점에서 하나의 신호 프레임에 셀 매핑을 할 때, 시간-주파수 슬라이싱을 통해서 스케쥴링을 하는 경우 각 PLP들간에 셀 유닛 할당(cell unit allocation)이 서로 충돌되지 않도록 해야 한다.

[411] 도 41은 본 발명의 셀 매핑 방식의 실시예들에서와 같이 신호 프레임에 PLP를 할당하여 전송하였을 때, 이를 수신하여 복원하는 수신기의 일 실시예를 보이고 있다.

[412] 도 41의 수신기는 튜너(301010), OFDM 디모듈레이터(301020), 프레임 디매퍼(301030), BICM 디코더(301040), 및 아웃풋 프로세서(output processor)(301050)를 포함한다. 도 41의 수신기는 하나 이상의 튜너를 사용할 수 있으며, 만일 2개의 튜너를 사용한다면, 튜너(30101n)를 더 포함한다. 상기 수신기는 하나 또는 2개 이상의 안테나를 통해 방송 신호를 수신한다. 그리고 상기 튜너(301010)는 아날로그 프로세싱 단에서 사용된다.

[413] 즉, 상기 튜너(301010)는 시스템 콘트롤러(도시되지 않음)에서 입력되는 튜닝 주파수와 튜닝 밴드폭에 따라 주파수 호핑(frequency hopping)을 하여, 신호 프레임을 포함하는 방송 신호를 수신한다. 즉, 입력되는 튜닝 주파수를 중심으로 튜닝 밴드폭만큼의 방송 신호를 튜닝한다. 상기와 같이 튜닝된 방송 신호는 자동 게인 콘트롤을 거쳐 OFDM 디모듈레이터(301020)로 출력된다.

[414] 상기 OFDM 디모듈레이터(301020)는 입력되는 방송 신호에 대해 OFDM 복조를 수행하여 신호 프레임 단위로 프레임 디매퍼(301030)로 출력한다.

[415] 상기 OFDM 디모듈레이터(301020)에서 P1 심볼로 전송되는 P1 시그널링 정보가 검출된다. 상기 P1 시그널링 정보로부터 현재 수신한 신호가 어떤 신호 프레임 구성을 갖고 있는지 알아낼 수 있다.

[416] 상기 프레임 디매퍼(301030)는 복조되어 출력되는 신호 프레임에 대해 주파수 디인터리빙과 셀 디매핑을 수행하여 각 PLP(또는 사용자가 원하는 서비스를 포함하는 PLP)를 복구하고 BICM 디코더(301040)로 출력한다. 상기 BICM 디코더(301040)는 하나만 구비될 수도 있고, 신호 프레임에 포함되는 PLP의 개수만큼 구비될 수도 있다.

[417] 상기 BICM 디코더(301040)는 입력되는 PLP에 대해 BICM의 역과정을 수행하여 전송 채널에 의해서 발생한 에러를 정정한 후 아웃풋 프로세서(301050)로 출력한다. 상기 아웃풋 프로세서(301050)는 상기 BICM 디코더(301040)에서 출력되는 해당 PLP로부터 TS 또는 IP 또는 GS 스트림을 발생시키기 위해 필요한 과정들을 수행한다.

[418] 다음은 도 38의 (a) 내지 (d), 도 39, 도 40의 실시예들에서와 같이 신호 프레임에 PLP를 매핑하여 전송할 때의 도 41의 수신기의 튜너(301010)의 동작을 설명하기로 한다.

[419] 도 38의 (a)와 같이 하나의 신호 프레임에서, 하나의 PLP를 할당하는 서브 밴드의 대역폭도 일정하게 유지하면서, PLP가 할당되는 주파수 위치가 모든 데이터 심볼에 대해 동일한 경우, 파라미터(즉, 튜닝 주파수와 튜닝 밴드폭)은 각 PLP마다 고정된다. 즉, 상기 PLP를 수신하기 위한 튜닝 주파수와 튜닝 밴드폭이 신호 프레임 내 모든 데이터 심볼에서 동일하다. 따라서 도 41의 튜너(301010)는 PLP가 한번 선택되면 고정된 파라미터(즉, 튜닝 주파수와 튜닝 밴드폭)를

이용하여 튜닝을 수행한다.

[420] 도 38의 (b)와 같이 하나의 신호 프레임에서, 하나의 PLP를 할당하는 서브 밴드의 대역폭은 일정하게 유지되지만, PLP가 할당되는 주파수 위치가 매 데이터 심볼마다 달라지는 경우, 상기 PLP를 수신하기 위한 튜닝 밴드폭은 신호 프레임 내에서 고정되지만 튜닝 주파수는 매 데이터 심볼마다 다르다. 따라서, 도 41의 튜너(301010)는 매 데이터 심볼마다 튜닝 주파수(즉, 튜닝 포지션)를 바꾸어 튜닝을 수행한다.

[421] 도 38의 (c)와 같이 하나의 신호 프레임에서 하나의 PLP를 할당하는 서브 밴드의 대역폭과 주파수 위치는 동일하지만, 신호 프레임마다 상기 PLP가 할당되는 주파수 위치가 다른 경우, 상기 PLP를 수신하기 위한 튜닝 주파수와 튜닝 밴드폭이 하나의 신호 프레임 내 모든 데이터 심볼에서는 동일하지만, 신호 프레임마다 튜닝 주파수가 달라진다.

[422] 따라서 도 41의 튜너(301010)는 하나의 신호 프레임 동안은 고정된 파라미터(즉, 튜닝 주파수와 튜닝 밴드폭)를 이용하여 튜닝을 수행하고, 신호 프레임마다 튜닝 주파수(즉, 튜닝 포지션)를 바꾸어 튜닝을 수행한다. 즉, 매 신호 프레임마다 주파수 호핑을 수행한다.

[423] 도 38의 (d)와 같이 하나의 신호 프레임에서 서브 밴드의 대역폭은 일정하게 유지하지만 PLP가 할당되는 주파수 위치는 셀 유닛마다 다른 경우, 상기 PLP를 수신하기 위한 튜닝 밴드폭은 하나의 신호 프레임에서 동일하지만, 튜닝 주파수는 신호 프레임 내 셀 유닛마다 다르다.

[424] 이때, 도 41의 튜너(301010)는 주파수 호핑에 필요한 충분한 가드 간격이 보장되어 있기 때문에, 한 신호 프레임 내에서도 주파수 호핑을 수행할 수 있다. 상기 가드 간격은 상기 튜너(301010)가 주파수 호핑을 하여 새로운 튜닝 포지션(tuning position)으로 이동하고, 수신된 신호의 게인(gain)을 측정하여 정상적인 동작을 하는데까지 필요한 시간이다.

[425] 도 38의 (a) 내지 도 38의 (d)와 같이 셀 매핑이 이루어져 수신된 경우, 도 41의 수신기의 OFDM 디모듈레이터(301020) 내 ADC는 제한된 대역폭에 비례하여 낮아진 샘플링 레이트(sampling rate)를 이용하여 디지털 변환을 수행하고, FFT 모듈이 수행해야 하는 FFT 사이즈도 비례하여 감소한다. 또한 BICM 디코더(301040) 내 시간 디인터리빙을 위한 메모리가 적게 사용되고 LDPC 디코딩 레이트(decoding rate)도 낮아지게 된다. 이와 같이 전체적으로 수신기 모듈들이 동작하는 주파수가 낮아지므로 수신기에서는 절전 효과를 얻게 된다.

[426] 한편 도 39와 같이 셀 유닛을 이용한 셀 매핑이 수행된 경우, 도 41의 수신기는 먼저, BICM 디코더(301040)에서 L1 시그널링 정보의 디코딩을 수행하여 L1 시그널링 정보를 포함하는 각 필드로부터 디코딩을 원하는 PLP에 대한 셀 매핑 정보를 얻는다. 상기 셀 매핑 정보는 셀 유닛간 시간 간격(N_GP)과 주파수 도메인에서 사용된 셀 유닛의 개수 등을 포함한다. 그리고 상기 얻어진 셀 매핑 정보를 기반으로 튜닝 주파수와 튜닝 밴드폭을 검출하고, 검출된 튜닝 주파수와

튜닝 밴드폭을 튜너(301010)에 전달한다. 이때 상기 튜너(301010)에서 입력되는 튜닝 주파수를 중심으로 튜닝 밴드폭만큼의 방송 신호를 튜닝하면, 디코딩하고자 하는 셀 유닛을 전송하고 있는 대역의 신호만을 수신하게 된다.

[427] 도 40과 같이 셀 유닛을 이용한 셀 매핑이 수행된 경우, 수신기는 먼저, BICM 디코더(301040)에서 L1 시그널링 정보의 디코딩을 수행하여 L1 시그널링 정보를 포함하는 각 필드로부터 디코딩을 원하는 PLP에 대한 셀 매핑 정보를 얻는다. 상기 셀 매핑 정보는 셀 유닛간 시간 간격(N_TS)과 주파수 간격(N_FS) 정보, 주파수 도메인에서 사용된 셀 유닛의 개수(N_CU) 정보 등을 포함한다. 그리고 상기 얻어진 셀 매핑 정보를 기반으로 튜닝 주파수와 튜닝 밴드폭을 검출하고, 검출된 튜닝 주파수와 튜닝 밴드폭을 튜너(301010)에 전달한다. 이때 상기 튜너(301010)에서 입력되는 튜닝 주파수를 중심으로 튜닝 밴드폭만큼의 방송 신호를 튜닝하면, 디코딩하고자 하는 셀 유닛을 전송하고 있는 대역의 신호만을 수신하게 된다.

[428] 한편 본 발명은 수신기에서 NGH 프레임과 같은 추가의 방송 신호 프레임을 식별하고 처리할 수 있도록 송신기에서 별도의 시그널링 정보를 전송할 수 있다. 본 발명은 별도의 시그널링 정보를 P1 심볼을 통해 전송하며, 이때의 P1 심볼을 new_system_P1 심볼이라 하기로 한다.

[429] 상기 new_system_P1 심볼은 P1 심볼과 다를 수 있으며, 복수개가 될 수도 있다. 이때 new_system_P1 심볼은 신호 프레임의 시작 위치 즉, 프리앰블 영역 내 첫번째 P2 심볼 전단에 위치하는 것을 일 실시예로 한다. 이 경우 프리앰블 영역은 하나 이상의 new_system_P1 심볼과 하나 이상의 P2 심볼로 구성된다.

[430] 도 42의 (a)는 본 발명에 따른 P1 심볼 구조이다. 도 42의 (a)에서 P1 심볼과 P2 심볼 부분을 프리앰블 영역이라 하고, 바디 영역을 데이터 영역이라 하기로 한다. 상기 데이터 영역은 복수개의 데이터 심볼(또는 데이터 OFDM 심볼이라 함)들로 구성된다.

[431] 도 42의 (a)에서 P1 심볼은 유효(effective) 심볼(A)의 앞쪽 일부와 뒤쪽 일부를 각각 복사하고 $+f_{SH}$ 만큼 주파수 쉬프트한 후 유효 심볼(A)의 앞(C)과 뒤(B)에 위치시켜 생성된다. 본 발명은 C 부분을 프리픽스(prefix)라 하고, B 부분을 포스트픽스(postfix)라 하기로 한다. 즉, P1 심볼은 프리픽스, 유효 심볼, 포스트픽스 부분으로 구성된다. 본 발명은 이러한 P1 심볼 구조를 C-A-B 구조라 하기도 한다. 이때 P1 심볼은 1K OFDM 심볼인 것을 일 실시예로 한다. 그리고 A 부분($T_{P1A}$)은 112us의 길이를, C 부분($T_{P1C}$)은 59us의 길이를, B 부분($T_{P1B}$)은 53us의 길이를 갖는 것을 일 실시예로 한다.

[432] 도 42의 (b)는 본 발명에 따른 P1 심볼의 생성 과정을 보인 P1 심볼 제네레이터의 구성 블록도이다. 도 42의 (b)는 CDS(Carrier Distribution Sequence) 테이블 모듈(280110), MSS(Modulation Signaling Sequence) 모듈(280120), DBPSK(Differential Binary Phase Shift Keying) 매핑 모듈(280130), 스크램블링 모듈(280140), IFFT 모듈(280160), 및 C-A-B 구조 모듈(280170)을 포함한다. 도

42의 (b)의 P1 심볼 제네레이터의 각 블록의 동작을 통해 최종적으로 C-A-B 구조 모듈(280170)에서 도 42의 (a)와 같은 P1 심볼을 출력한다.

[433] 본 발명은 도 42의 (a)의 P1 심볼 구조를 변형하거나 도 42의 (b)의 P1 심볼 제네레이터를 변형시켜 new_system_P1 심볼을 생성하는 것을 일 실시예로 한다. 또는 도 42의 (a)의 P1 심볼 구조와 도 42의 (b)의 P1 심볼 제네레이터를 모두 변형시켜 new_system_P1 심볼을 생성할 수도 있다.

[434] 도 42의 (a)의 P1 심볼을 변형시켜 new_system_P1 심볼을 생성한다면, 다음의 방법들 중 적어도 하나를 사용하여 생성할 수 있다. 일 예로, 프리픽스와 포스트픽스를 위한 주파수 쉬프트(또는 변위라 함) 값($f_{SH}$)을 변형시켜 new_system_P1 심볼을 생성할 수 있다. 다른 예로, P1 심볼의 길이(예, $T_{P1C}$, $T_{P1B}$의 길이)를 변형시켜 new_system_P1 심볼을 생성할 수 있다. 또 다른 예로, P1 심볼의 길이를 1K에서 512,256,128 등으로 대체하여 new_system_P1 심볼을 생성할 수 있다. 이 경우 P1 심볼 구조에 사용되는 파라미터들(예, $f_{SH}$, $T_{P1C}$, $T_{P1B}$ )도 적절하게 수정되어야 한다.

[435] 도 42의 (b)의 P1 심볼 제네레이터를 변형시켜 new_system_P1 심볼을 생성한다면, 다음의 방법들 중 적어도 하나를 사용하여 생성할 수 있다. 일 예로, CDS 테이블 모듈(280110), MSS 모듈(280120) 및 C-A-B 구조 모듈(280170)으로부터 P1 심볼에 사용되는 액티브 캐리어(active carrier)의 분포를 바꾸는 방법(예를 들어, CDS 테이블 모듈(280110)이 다른 CSS(Complementary Set of Sequence)를 사용하는 방법 등)을 사용하여 new_system_P1 심볼을 생성할 수 있다. 다른 예로, P1 심볼로 전송하는 정보를 위한 패턴을 변형시키는 방법(예를 들어, MSS 모듈(280120)이 다른 CSS를 사용하는 방법 등)등을 사용하여 new_system_P1 심볼을 생성할 수 있다.

[436] 한편 본 발명은 신호 프레임 내 프리앰블 영역에 추가적으로 프리앰블 심볼을 할당할 수도 있다. 본 발명은 설명의 편의를 위해 추가의 프리앰블 심볼을 AP1 심볼(Additional Preamble symbol)이라 하기로 한다. 본 발명은 매우 낮은 SNR 또는 시간-선택적인 페이딩 조건들에서 모바일 방송(즉, NGH) 신호의 검출 성능을 향상시키기 위해 신호 프레임에 하나 이상의 AP1 심볼을 추가한다.

[437] 이때 상기 AP1 심볼은 신호 프레임의 프리앰블 영역 내 P1 심볼과 첫번째 P2 심볼 사이에 위치하는 것을 일 실시예로 한다. 즉, P1 심볼과 AP1 심볼이 연속적으로 전송된다. 만일 신호 프레임으로 P2 심볼이 전송되지 않는다면, 상기 AP1 심볼은 신호 프레임의 프리앰블 영역 내 P1 심볼과 첫번째 데이터 심볼 사이에 위치하는 것을 일 실시예로 한다. 다른 실시예로, P1 심볼과 AP1 심볼은 하나의 신호 프레임 내에서 비연속적인 위치에 할당되어 전송될 수도 있다.

[438] 본 발명에 따른 신호 프레임에서 프리앰블 영역은 P1 심볼, 하나 이상의 AP1 심볼, 하나 이상의 P2 심볼로 구성된다. 그리고 데이터 영역은 복수개의 데이터 심볼들(또는 데이터 OFDM 심볼이라 함)들로 구성된다.

[439] 상기 AP1 심볼은 전술한 new_system_P1 심볼을 생성하는 실시예에서와 같이

도 42의 (a)의 P1 심볼 구조를 변형하거나 도 42의 (b)의 P1 심볼 제네레이터를 변형시켜 생성하는 것을 일 실시예로 한다. 다른 실시예로, 도 42의 (a)의 P1 심볼 구조와 도 42의 (b)의 P1 심볼 제네레이터를 모두 변형시켜 AP1 심볼을 생성할 수도 있다.

[440] 본 발명에 따른 P1 심볼과 AP1 심볼은 송신기의 OFDM 제네레이터 내 P1 삽입 모듈에서 매 신호 프레임마다 삽입하는 것을 일 실시예로 한다. 즉, 상기 P1 삽입 모듈은 매 신호 프레임마다 2개 이상의 프리앰블 심볼을 삽입한다. 다른 실시예로, P1 삽입 모듈 후단에 AP1 삽입 모듈을 추가하고, AP1 삽입 모듈에서 AP1 심볼을 삽입할 수도 있다. 본 발명에서와 같이 2개 이상의 프리앰블 심볼을 사용하는 경우 모바일 페이딩 환경에서 발생할 수 있는 버스트 페이딩(burst fading)에 더욱 강인해지고, 신호 검출(signal detection) 성능을 향상시키는 장점을 가진다.

[441] 도 43은 본 발명에 따른 AP1 심볼을 포함하는 추가적인 방송 신호 예를 들어, 모바일 방송 신호를 전송하기 위한 수퍼 프레임 구조를 나타낸다.

[442] 상기 수퍼 프레임 내 추가적인 방송 신호를 전송하는 신호 프레임 예를 들어, NGH 신호를 전송하는 NGH 프레임은 도 43에서와 같이 P1 심볼, AP1 심볼, 하나 이상의 P2 심볼, 복수개의 데이터 심볼들로 구성된다. 여기서 P1 심볼은 P1 시그널링 정보를 전송하고, AP1 심볼은 AP1 시그널링 정보를 전송하며, P2 심볼은 L1 시그널링 정보를 전송한다. 상기 P1 시그널링 정보는 S1 필드와 S2 필드를 포함한다. S1 필드는 프리앰블 포맷을 시그널링하고, S2 필드는 FFT 사이즈 등을 시그널링한다.

[443] AP1 심볼을 제외한 나머지 심볼들은 도 1과 중복되므로 여기서는 중복되는 부분의 설명은 생략하고, 차이나는 부분에 대해서만 설명하기로 한다.

[444] 상기 AP1 심볼에 의해 전송되는 AP1 시그널링 정보는 추가적인 전송 파라미터를 포함한다. 상기 AP1 시그널링 정보는 해당 신호 프레임에 삽입되는 파일럿의 패턴 정보를 포함하는 것을 일 실시예로 한다. 이를 이용하여 L1 프리 시그널링 정보를 전송 프레임(예를 들어, 데이터 영역의 데이터 심볼)에 스프레드시켜서 L1 프리 시그널링 정보의 페이딩(fading) 환경에 대한 로버스트니스(robustness)를 증가시킬 수 있다.

[445] 본 발명은 AP1 시그널링 정보를 통해 현재 신호 프레임의 파일럿 패턴을 지시함으로써, L1-프리 시그널링 정보가 데이터 영역의 데이터 심볼들에 스프레드되어 있을 때에도 수신기는 데이터 영역의 L1-프리 시그널링 정보를 디코딩하기 전에 파일럿 패턴을 알 수 있다.

[446] 도 44는 본 발명에 따른 AP1 심볼을 삽입하기 위한 방송 신호 송신 장치의 OFDM 제네레이터의 일 실시예를 보이고 있다. 도 44의 OFDM 제네레이터는 MISO 또는 MIMO 방식으로 방송 신호를 전송할 때의 일 실시예를 보인 것으로서, 특히 2개의 전송 안테나를 통해 MISO 또는 MIMO 방식으로 방송 신호를 전송하는 예를 보인 것이다.

[447] 이를 위해, OFDM 제네레이터는 MISO/MIMO 프로세서(302110), 2개의 파일럿 삽입기(302121,302122), 2개의 IFFT 모듈(302131,302132), 2개의 PAPR 리덕션 모듈(302141,302142), 2개의 GI 삽입 모듈(302151,302152), 2개의 P1 심볼 삽입 모듈(302161,302162), 2개의 AP1 심볼 삽입 모듈(302171,302172), 및 2개의 DAC(302181,302182)로 구성된다. 본 발명은 제1 전송 안테나(Tx1)를 통해 전송될 방송 신호를 변조하는 블록을 제1 송신부라 하고, 제2 전송 안테나(Tx2)를 통해 전송될 방송 신호를 변조하는 블록을 제2 송신부라 하기로 한다. 제1 송신부는 파일럿 삽입기(302121), IFFT 모듈(302131), PAPR 리덕션 모듈(302141), GI 삽입 모듈(302151), P1 심볼 삽입 모듈(302161), AP1 심볼 삽입 모듈(302171), 및 DAC(302181)를 포함한다. 제2 송신부는 파일럿 삽입기(302122), IFFT 모듈(302132), PAPR 리덕션 모듈(302142), GI 삽입 모듈(302152), P1 심볼 삽입 모듈(302162), AP1 심볼 삽입 모듈(302172), 및 DAC(302182)를 포함한다.

[448] 상기 MISO/MIMO 프로세싱 모듈(301110)은 2개의 전송 안테나를 통해 전송하기 위해, 각 경로로 입력된 신호에 대하여 전송 다이버시티를 가질 수 있도록 MISO 및/또는 MIMO 인코딩을 수행한 후 각 파일럿 삽입기(302121, 302122)로 출력한다. 여기서 MIMO 인코딩은 BICM 모듈 내 성상도 매퍼에서 수행될 수 있으며, 이 경우 OFDM 제네레이터에서 MIMO 인코딩은 수행되지 않는다.

[449] 상기 파일럿 삽입기(302121, 302122)는 결정된 파일럿 패턴의 파일럿을 신호 프레임 내 해당 위치에 삽입하여 IFFT 모듈(302131, 302132)로 출력한다. 이때 파일럿 패턴 정보는 AP1 시그널링 정보에 시그널링될 수도 있고, L1 시그널링 정보에 시그널링될 수도 있다. 또는 AP1 시그널링 정보와 L1 시그널링 정보에 모두 시그널링될 수도 있다.

[450] 상기 IFFT 모듈(302131, 302132)은 고속 역푸리에 변환을 통해 파일럿이 삽입된 각 신호를 시간 영역으로 변환하여 PAPR 리덕션 모듈(302141, 302142)로 출력한다.

[451] 상기 PAPR 리덕션 모듈(302141, 302142)은 시간 영역의 신호들의 PAPR을 감소시켜 GI 삽입 모듈(302151, 302152)로 출력한다. 또한 PAPR 리덕션 알고리즘(PAPR reduction algorithm)에 따라 필요한 정보를 파일럿 삽입기(302121, 302122)로 피드백할 수 있다.

[452] 상기 GI 삽입 모듈(302151, 302152)은 이펙티브 OFDM 심볼의 마지막 부분을 해당 OFDM 심볼의 앞부분에 복사함에 의해 cyclic prefix 형태로 가드 인터벌을 삽입하여 P1 심볼 삽입 모듈(302161, 302162)로 출력한다. 상기 GI 정보는 L1 프리 시그널링 정보에 시그널링된다. 또한 상기 GI 정보의 일부는 P1 시그널링 정보에 시그널링된다.

[453] 상기 P1 심볼 삽입 모듈(302161, 302162)은 각 신호 프레임의 시작 부분에 P1 심볼을 삽입하여 AP1 심볼 삽입 모듈(302171, 302172)로 출력한다.

[454] 상기 AP1 심볼 삽입 모듈(302171, 302172)는 상기 P1 심볼 다음에 AP1 심볼을 삽입하여 DAC(302181, 302182)로 출력한다. 여기서, P1 심볼과 AP1 심볼의 삽입은 P1 심볼 삽입 모듈(302161, 302162)에서 수행될 수 있으며, 이 경우 AP1 심볼 삽입 모듈(302171, 302172)은 생략된다.

[455] 상기 DAC(302181, 302182)는 AP1 심볼이 삽입된 각 신호 프레임을 아날로그 신호로 변환한 후 해당 전송 안테나(Tx1, Tx2)를 통해 전송한다.

[456] 한편 상기 파일럿 삽입기(302121, 302122)에서 신호 프레임에 파일럿을 삽입하여 전송하면, 수신기에서는 상기 파일럿을 프레임 동기, 주파수 동기, 시간 동기, 채널 추정, 전송 모드 인식 등에 사용한다.

[457] 본 발명에 따른 파일럿은 크게 2 종류로 나눌 수 있다. 하나는 분산형 파일럿(scattered pilot)이고, 다른 하나는 연속형 파일럿(continual pilot)이다. 분산형 파일럿은 무선 채널의 영향을 수신기에서 추정하고 보상하기 위해 사용되고, 연속형 파일럿은 수신기에서 정밀한 주파수 동기나 위상 에러를 제거하기 위해 사용된다.

[458] 본 발명에서 분산형 파일럿 패턴의 종류는 복수개가 존재하며, FFT 사이즈 및 가이드 인터발(GI) 사이즈에 따라 복수개의 분산형 파일럿 패턴들 중 하나를 신호 프레임의 OFDM 심볼들에 삽입하여 전송하는 것을 일 실시예로 한다. 더욱 상세하게는, 본 발명에서 MIMO 방식을 사용할 경우, FFT 사이즈 및 GI 사이즈에 따라 9개의 분산형 파일럿 패턴들(PP1~PP9) 중 하나를 해당 신호 프레임의 OFDM 심볼들에 삽입하여 전송하는 것을 일 실시예로 한다.

[459] 본 발명에서 FFT 사이즈는 1k, 2k, 4k, 8k, 16k가 사용되고, GI 사이즈는 1/128, 1/32, 1/16, 19/256, 1/8, 19/128, 1/4가 사용되는 것을 일 실시예로 한다. 상기 FFT 사이즈는 하나의 OFDM 심볼을 구성하는 서브 캐리어의 개수를 의미하고, 상기 GI 사이즈는 하나의 OFDM 심볼에서 GI가 차지하는 비율을 의미한다. 그러므로, OFDM 심볼 길이는 FFT 사이즈와 GI 사이즈에 따라 달라진다.

[460] 상기 GI 사이즈 정보는 L1 프리 시그널링 정보의 GUARD_INTERVAL 필드에 시그널링된다. 그리고 현재 신호 프레임에 삽입되는 파일럿 패턴 정보는 L1 프리 시그널링 정보 및/또는 AP1 시그널링 정보에 시그널링된다.

[461] 도 45는 본 발명에 따른 9개의 분산형 파일럿 패턴들의 파라미터의 일 예를 보인 테이블이다.

[462] 도 45의 테이블에서 Dx는 주파수 영역에서 파일럿을 전송하는 서브 캐리어간 거리이고, Dy는 시간 영역에서 동일한 위치의 파일럿 서브 캐리어간 OFDM 심볼의 개수를 의미한다. 즉, Dx는 하나의 OFDM 심볼 내에서 파일럿을 전송하는 서브 캐리어 간격(즉, Separation of pilot bearing carriers)을 의미하고, Dy는 파일럿의 OFDM 심볼 간격(즉, Number of symbols forming one scattered pilot sequence)을 의미한다.

[463] 여기서, 제1 분산형 파일럿 패턴(PP1)의 Dx값은 6이고 Dy값은 4이다. 즉, 제1 분산형 파일럿 패턴(PP1)은 신호 프레임 내 특정 OFDM 심볼에서 6개의 서브

캐리어마다 할당되고, 신호 프레임 내 동일한 위치의 특정 서브 캐리어에서 4개의 OFDM 심볼마다 할당된다. 제2 분산형 파일럿 패턴(PP2)의 Dx값은 12이고 Dy값은 2이다. 제3 분산형 파일럿 패턴(PP3)의 Dx값은 12이고 Dy값은 4이다. 제4 분산형 파일럿 패턴(PP4)의 Dx값은 24이고 Dy값은 2이다. 제5 분산형 파일럿 패턴(PP5)의 Dx값은 24이고 Dy값은 4이다. 제6 분산형 파일럿 패턴(PP6)의 Dx값은 48이고 Dy값은 2이다. 제7 분산형 파일럿 패턴(PP7)의 Dx값은 24이고 Dy값은 4이다. 제8 분산형 파일럿 패턴(PP8)의 Dx값은 12이고 Dy값은 16이다. 마지막으로 제9 분산형 파일럿 패턴(PP9)의 Dx값은 6이고 Dy값은 2이다. 즉, 제9 분산형 파일럿 패턴(PP9)은 신호 프레임 내 특정 OFDM 심볼에서 6개의 서브 캐리어마다 할당되고, 신호 프레임 내 동일한 위치의 특정 서브 캐리어에서 2개의 OFDM 심볼마다 할당된다. 본 발명은 다른 실시예로 제9 분산형 파일럿 패턴(PP9)의 Dx값은 12로, Dy값은 3으로 설정할 수도 있다. 이 경우의 상세한 설명은 뒤에서 하기로 한다.

[464] 도 46은 본 발명에 따른 MIMO 방식이 적용되는 송신 장치에서 사용할 수 있는 9개의 분산형 파일럿 패턴들 중 FFT 사이즈와 GI 사이즈에 따라 해당 신호 프레임에서 사용할 수 있는 분산형 파일럿 패턴들의 예를 보이고 있다.

[465] 예를 들면, FFT 사이즈가 16K이고 GI 사이즈가 FFT 사이즈의 1/32이면, 해당 신호 프레임에서 제2 파일럿 패턴(PP2), 제4 파일럿 패턴(PP4), 제5 파일럿 패턴(PP5) 중 하나를 사용할 수 있다. 다른 예로, FFT 사이즈가 16K이고 GI 사이즈가 FFT 사이즈의 1/16이면, 해당 신호 프레임에서 제2 파일럿 패턴(PP2), 제3 파일럿 패턴(PP3), 제9 파일럿 패턴(PP9) 중 하나를 사용할 수 있다.

[466] 도 45와 도 46에서 각 분산형 파일럿 패턴을 보면, 각 신호 프레임에 삽입될 분산형 파일럿 패턴은 Dx, Dy, FFT 사이즈, GI 사이즈에 의해 결정됨을 알 수 있다.

[467] 도 47은 본 발명에 따른 제9 파일럿 패턴(PP9)의 일 실시예를 보이고 있다.

[468] 도 47에서 보면, 제9 파일럿 패턴(PP9)은 주파수 영역에서 파일럿을 전송하는 서브 캐리어간 거리인 Dx = 6이고, 시간 영역에서 동일한 위치의 파일럿 서브 캐리어간 OFDM 심볼의 개수인 Dy = 2이다. 이러한 규칙은 신호 프레임 내 마지막 OFDM 심볼을 제외한 모든 OFDM 심볼들에 동일하게 적용된다. 도 47의 신호 프레임 내 마지막 OFDM 심볼에서는 파일럿 패턴이 변경된다. 일 예로, 마지막 OFDM 심볼의 Dx값은 3이 된다.

[469] 도 47의 제9 분산형 파일럿 패턴은 두개의 송신기 안테나(transmitter antenna)를 사용하는 MIMO/MISO 시스템을 위한 것이다. 도 47에서 설명의 편의를 위해, 도트로 헤칭된 파일럿 셀들을 포함하는 OFDM 심볼을 이븐 인덱스 OFDM 심볼이라 하고, 사선으로 헤칭된 파일럿 셀들을 포함하는 OFDM 심볼을 오드 인덱스 OFDM 심볼이라 하기로 한다. 여기서 마지막 OFDM 심볼은 제외된다. 즉, 마지막 OFDM 심볼은 도트로 헤칭된 파일럿 셀들과 사선으로 헤칭된 파일럿 셀들을 모두 포함한다. 또한 이븐 인덱스 OFDM 심볼들의 첫번째 셀(즉, 첫번째

서브 캐리어)과 오드 인덱스 OFDM 심볼들의 첫번째 셀(즉, 첫번째 서브 캐리어)에는 파일럿이 삽입된다. 이 경우, 각 오드 인덱스 OFDM 심볼의 첫번째 파일럿 셀과 두번째 파일럿 셀간의 거리 즉, Dx는 3이 되고, 그 이후의 Dx는 6이 된다.

[470] 이때, 수신기가 각 전송 안테나로부터 각 수신 안테나까지의 전송 채널을 추정할 수 있도록, 송신기는 이븐 인덱스 OFDM 심볼(even index OFDM symbol)에 대해서는 두 안테나로 전송할 분산형 파일럿의 부호를 똑같게 하고, 오드 인덱스 OFDM 심볼에 대해서는 정반대의 부호를 갖는 분산형 파일럿을 전송한다. 즉, 도트로 헤칭된 파일럿 셀들은 두개의 전송 안테나가 동일한 부호의 동일한 파일럿 값을 전송하는 위치이고, 사선으로 헤칭된 파일럿 셀들은 두개의 전송 안테나가 동일한 파일럿 값을 전송하지만, 그 파일럿 값의 부호는 정반대인 위치이다. 그러므로, 수신기에서 파일럿을 검출할 때, 도트로 헤칭된 파일럿 셀에서는 두 송신기 안테나로부터 전송되는 파일럿 값의 합이 검출되고, 사선으로 헤칭된 파일럿 셀에서는 두 송신기 안테나로부터 전송되는 파일럿 값의 차가 검출된다. 이때 파일럿 값은 송/수신기간의 약속에 의해 미리 결정된 값이다. 즉, 2개의 전송 안테나를 통해 각 신호 프레임을 포함하는 방송 신호를 전송한다면, OFDM 제네레이터 내 제1 송신부와 제2 송신부의 파일럿 삽입기에서 각각의 신호 프레임에 파일럿 신호를 삽입한다. 이때 제1 송신부의 파일럿 삽입기와 제2 송신부의 파일럿 삽입기 중 하나에서 사선으로 헤칭된 파일럿 셀들에 삽입되는 파일럿 신호의 부호를 반대로 한다. 그리고 제1 송신부의 파일럿 삽입기와 제2 송신부의 파일럿 삽입기에서는 도트로 헤칭된 파일럿 셀들에 삽입되는 두 파일럿 신호의 부호는 같게 한다. 본 발명은 제1 송신부와 제2 송신부에서 동일한 파일럿 패턴의 파일럿 신호를 해당 신호 프레임에 삽입하는 것을 일 실시예로 한다.

[471] 이때 도 47의 분산형 파일럿 패턴은 합과 차를 보내는 주기가 2개의 OFDM 심볼 동안(duration)이다. 즉, 두 OFDM 심볼 주기로 합과 차가 전송된다.

[472] 이와 같이 합과 차를 전송하면 수신기는 이를 이용해서 각 전송 안테나로부터 전송된 파일럿 신호를 복원하고 채널을 추정할 수 있게 된다.

[473] 이런 경우에 합과 차를 모두 수신하기 위해서는 2개의 OFDM 심볼을 수신해야 하고, 따라서 이 시스템의 전송 채널에 대한 요구조건은 채널의 코히어런스 시간(coherence time)이 2개의 OFDM 심볼이 수신되는 시간 (symbol duration)보다 커야 한다. 이 조건은 앞서 설명한 Dy = 2의 경우와 동일한 조건이므로 Dy값으로 인한 추가적인 요구 사항(requirement)은 발생하지 않는다. 이때 Dy 값은 2이면서 Dx 값은 6이므로 도 42와 같은 제9 파일럿 패턴(PP9)은 고속 모바일 서비스(fast mobile service)에 적합하다.

[474] 도 48은 본 발명에 따른 제9 파일럿 패턴(PP9)의 다른 실시예를 보이고 있다.

[475] 도 48에서 보면, 제9 파일럿 패턴(PP9)은 주파수 영역에서 파일럿을 전송하는 서브 캐리어간 거리인 Dx = 12이고, 시간 영역에서 동일한 위치의 파일럿 서브

캐리어간 OFDM 심볼의 개수인 Dy = 3이다. 이러한 규칙은 신호 프레임 내 마지막 OFDM 심볼을 제외한 모든 OFDM 심볼들에 동일하게 적용된다. 도 48의 신호 프레임 내 마지막 OFDM 심볼에서는 파일럿 패턴이 변경된다. 일 예로, 마지막 OFDM 심볼의 Dx값은 4가 된다.

[476] 도 48의 제9 분산형 파일럿 패턴은 두 개의 송신기 안테나(transmitter antenna)를 사용하는 MIMO/MISO 시스템을 위한 것이다. 신호 프레임 내 각 OFDM 심볼은 도트로 헤칭된 파일럿 셀들과 사선으로 헤칭된 파일럿 셀들을 모두 포함한다. 또한 각 OFDM 심볼의 첫번째 서브 캐리어에는 도트로 헤칭된 파일럿 셀들이 할당되고, 각 OFDM 심볼의 두번째 서브 캐리어에는 사선으로 헤칭된 파일럿 셀들이 할당된다.

[477] 이때, 수신기가 각 전송 안테나로부터 각 수신 안테나까지의 전송 채널을 추정할 수 있도록, 송신기는 두 전송 안테나로부터 파일럿 들의 합과 차를 전송한다. 즉, 도트로 헤칭된 파일럿 셀들은 두개의 전송 안테나가 동일한 부호의 동일한 파일럿 값을 전송하는 위치이고, 사선으로 헤칭된 파일럿 셀들은 두개의 전송 안테나가 동일한 파일럿 값을 전송하지만, 그 파일럿 값의 부호는 정반대인 위치이다. 그러므로, 수신기에서 파일럿을 검출할 때, 도트로 헤칭된 파일럿 셀에서는 두 송신기 안테나로부터 전송되는 파일럿 값의 합이 검출되고, 사선으로 헤칭된 파일럿 셀에서는 두 송신기 안테나로부터 전송되는 파일럿 값의 차가 검출된다. 이때 파일럿 값은 송/수신기간의 약속에 의해 미리 결정된 값이다.

[478] 도 48과 같은 구조의 파일럿 패턴에서는 매 OFDM 심볼마다 파일럿의 합과 차가 전송된다. 특히 각 OFDM 심볼의 처음 2개의 서브 캐리어가 파일럿의 합과 차를 전송하기 위해 각각 사용된다. 따라서, 도 48과 같은 파일럿 패턴을 사용하는 송신기가 전송 채널에 요구하는 조건은 채널의 코히어런스 시간(coherence time)이 1개의 OFDM 심볼 동안(symbol duration)이 되어야 한다는 것이다. 이것은 OFDM 방식을 이용한 시스템이 제공할 수 있는 가장 빠른 채널 추정 속도(speed)이다. 따라서 도 48과 같은 제9 파일럿 패턴(PP9)은 고속 모바일 서비스(fast mobile service)에 적합하다.

[479] 다만, 도 48에서 보듯이 Dy=3이기 때문에 전술한 최고의 채널 추정 속도를 얻기 위하여, 본 발명의 OFDM 디모듈레이터는 분산형 파일럿 위치로부터 추정된 채널을 주파수 도메인(frequency domain)에서만 보간(interpolation)하는 것을 일 실시예로 한다.

[480] 또한 도 48의 제9 파일럿 패턴(PP9)을 이용하면, 파일럿의 합과 차를 보내는 파일럿 위치가 매 OFDM 심볼마다 존재하기 때문에, 각각 합과 차를 위한 에지 파일럿(edge pilot)을 전송한다. 이렇게 함으로써, 스펙트럼(spectrum)의 에지(edge)에서 채널 추정 오차를 줄일 수 있게 된다.

[481] 이와 같이 합과 차를 전송하면 수신기는 이를 이용해서 각 전송 안테나로부터 전송된 파일럿 신호를 복원하고 채널을 추정할 수 있게 된다. 이런 경우, 1개의

OFDM 심볼만 수신하여도 파일럿의 합과 차를 모두 수신할 수 있다. 이 경우 채널의 코히어런스 시간(coherence time)은 1개의 OFDM 심볼이 수신되는 시간(symbol duration)이 된다.

[482] 도 49는 본 발명에 따른 P1 심볼의 구조와 AP1 심볼의 구조의 일 실시예를 보이고 있다. 도 49는 P1 심볼을 변형시켜 AP1 심볼을 생성하는 예이다.

[483] 도 49에서, 좌측의 P1 심볼은 유효 심볼(A)의 앞쪽 일부와 뒤쪽 일부를 각각 복사하고 $+f_{SH}$ 만큼 주파수 쉬프트한 후 유효 심볼(A)의 앞(C)과 뒤(B)에 위치시켜 생성된다. 본 발명은 C 부분을 prefix 부분이라 하고, B 부분을 postfix 부분이라 하기로 한다. 즉, P1 심볼은 프리픽스, 유효 심볼, 포스트픽스 부분으로 구성된다.

[484] 도 49에서, 우측의 AP1 심볼은 유효 심볼(D)의 앞쪽 일부와 뒤쪽 일부를 각각 복사하고 $-f_{SH}$ 만큼 주파수 쉬프트한 후 유효 심볼(D)의 앞(F)과 뒤(E)에 위치시켜 생성된다. 본 발명은 F 부분을 prefix 부분이라 하고, E 부분을 postfix 부분이라 하기로 한다. 즉, AP1 심볼은 프리픽스, 유효 심볼, 포스트픽스 부분으로 구성된다.

[485] 여기서 P1 심볼과 AP1 심볼에 사용된 두 주파수 쉬프트 값 $+f_{SH}$, $-f_{SH}$은 서로 동일하고 부호만 정반대이다. 즉, 주파수 쉬프트는 반대 방향으로 수행된다. 그리고 유효 심볼의 앞에 복사되는 C와 F의 길이는 서로 다르게 설정하고, 또한 유효 심볼의 뒤에 복사되는 B와 E의 길이도 서로 다르게 설정한다. 또는 C와 F의 길이는 다르게 하고, B와 E의 길이는 같게 설정할 수도 있으며, 그 반대로 설정할 수도 있다. 본 발명은 다른 실시예로, P1 심볼의 유효 심볼 길이와 AP1 심볼의 유효 심볼 길이를 다르게 설정할 수도 있다. 또 다른 실시예로, P1 심볼과 다른 CSS(Complementary Set Sequence)가 AP1 내 톤 선택 및 데이터 스크램블을 위해 사용될 수 있다.

[486] 본 발명은 유효 심볼의 앞에 복사되는 C와 F의 길이는 서로 다르게 설정하고, 유효 심볼의 뒤에 복사되는 B와 E의 길이도 서로 다르게 설정하는 것을 일 실시예로 한다.

[487] 본 발명에 따른 C,B,F,E 길이는 다음의 수학식 11과 같이 구할 수 있다.

[488] 수학식 11

$$C\text{의 길이}(T_C) = \{A\text{의 길이}(T_A)/2 + 30\}$$

$$B\text{의 길이}(T_B) = \{A\text{의 길이}(T_A)/2 - 30\}$$

$$F\text{의 길이}(T_F) = \{D\text{의 길이}(T_D)/2 + 15\}$$

$$E\text{의 길이}(T_E) = \{D\text{의 길이}(T_D)/2 - 15\}$$

[489] 상기 수학식 11에서와 같이 P1 심볼과 AP1 심볼은 주파수 쉬프트 값은 동일하지만 정반대의 부호를 가진다. 또한 C,B의 길이를 설정하기 위해 A의

길이($T_A$)/2 값에 더해지거나 빼지는 옵셋 값과 F,E의 길이를 설정하기 위해 D의 길이($T_D$)/2 값에 더해지거나 빼지는 옵셋 값을 서로 다르게 설정한다. 본 발명은 P1 심볼의 옵셋 값은 30으로 설정하고, AP1 심볼의 옵셋 값은 15로 설정하는 것을 일 실시예로 한다. 상기 수치는 본 발명의 이해를 돕기 위한 실시예이며, 이 수치는 당업자에 의해 용이하게 변경될 수 있으므로 본 발명은 상기 수치에 한정되지 않는다.

[490] 본 발명은 도 49와 같은 구조로 P1 심볼과 AP1 심볼을 생성하여 각 신호 프레임에 삽입함으로써, P1 심볼은 AP1 심볼의 검출 성능을 저하시키지 않고, 반대로 AP1 심볼은 P1 심볼의 검출 성능을 저하시키지 않는다. 또한 P1 심볼과 AP1 심볼의 검출 성능은 거의 동일하다. 그리고 P1 심볼과 AP1 심볼이 비슷한 구조를 가지도록 함으로써, 수신기의 복잡도를 최소화할 수 있다.

[491] 이때, P1 심볼과 AP1 심볼은 서로 연속적으로 전송될 수도 있고, 또는 신호 프레임 내에서 서로 다른 위치에 할당되어 전송될 수도 있다. 서로 다른 위치에 할당되어 전송되는 경우, 프리앰블 심볼에 대해 높은 타임 다이버시티 효과를 얻을 수 있다. 본 발명은 연속적으로 전송하는 것을 일 실시예로 한다.

[492] 도 50는 본 발명에 따른 OFDM 디모듈레이터의 또 다른 실시예를 보이고 있다. 본 발명은 MIMO 혹은 MISO로 전송된 신호를 수신하기 위해서 두 개의 수신 안테나(Rx1, Rx2)를 이용하는 것을 일 실시예로 한다. 도 50의 OFDM 디모듈레이터는 두 개의 안테나(Rx1, Rx2)를 통해 수신되는 각 경로의 방송 신호를 입력받아 각각 OFDM 복조를 수행한다.

[493] 도 50의 OFDM 디모듈레이터는 제1 수신부와 제2 수신부로 구성된다. 상기 제1 수신부는 ADC(306600), P1 심볼 검출기(306601), AP1 심볼 검출기(306602), 시간/주파수 동기부(306603), GI 제거기(306604), FFT 모듈(306605), 및 채널 추정기(306606)를 포함한다. 상기 제2 수신부는 ADC(306610), P1 심볼 검출기(306611), AP1 심볼 검출기(306612), 시간/주파수 동기부(306613), GI 제거기 (306614), FFT 모듈(306615), 및 채널 추정기(306616)을 포함한다. 상기 제1 수신부는 등화/MISO 디코더를 더 포함할 수 있으며, 상기 제2 수신부도 등화/MISO 디코더를 더 포함할 수 있다.

[494] 본 발명은 제1 수신부와 제2 수신부의 구조가 동일하므로, 제1 수신부에 대해서만 설명하기로 한다.

[495] 즉, ADC(306600)는 안테나(Rx1)를 통해 수신된 아날로그 방송 신호를 디지털 신호로 변환하여 P1 심볼 검출기(306601)로 출력한다. 상기 P1 심볼 검출기(306601)은 디지털 방송 신호 중 P1 시그널링 정보를 전송하는 P1 심볼을 검출 및 디코딩하여 현재 수신한 신호가 어떤 프레임 구성을 갖고 있는지 알아낸다. 상기 AP1 심볼 검출기(306602)은 디지털 방송 신호 중 AP1 시그널링 정보를 전송하는 AP1 심볼을 검출 및 디코딩하여 현재 신호 프레임의 파일럿 패턴 정보 등을 얻는다. 여기서, P1 심볼과 AP1 심볼의 검출 및 디코딩은 P1 심볼 검출기(306601에서 수행될 수 있으며, 이 경우 AP1 심볼 검출기(306602)는

생략된다.

[496] 상기 시간/주파수 동기부(306603)는 상기 P1 시그널링 정보와 AP1 시그널링 정보를 이용하여 가드 인터벌 검출을 포함하는 시간 동기와 주파수 동기를 수행한다. 동기가 이뤄진 후에 가드 인터벌 제거기(306604)에서 가드 인터벌을 제거하고, FFT 모듈(306605)을 통해서 주파수 영역의 신호로 변환된다. 채널 추정 모듈(306606)은 주파수 영역에 삽입된 파일럿 신호들로부터 전송 안테나로부터 수신 안테나까지의 전송 채널을 추정한다.

[497] 도 51은 본 발명에 따른 P1 심볼 검출기(306601)의 일 실시예를 보이고 있다. P1 심볼 검출기(306601)은 C-A-B 프리앰블 검출기라 하기도 한다. 즉, 상기 ADC(306600)에서 디지털로 변환된 신호는 P1 심볼 검출기(306601)의 다운 쉬프터(307101), 제1 콘쥬게이터(307103), 및 제2 지연기(307106)로 입력된다.

[498] 상기 다운 쉬프터(307101)는 입력 신호에

$$e^{-j2\pi f_{SH}t}$$

값을 곱해서 역변조를 수행한다. 상기 다운 쉬프터(307101)에서 역변조가 수행되면, 주파수 쉬프트되어 입력되는 신호가 원래의 신호로 복원된다. 상기 역변조된 신호는 제1 지연기(307102)와 제2 콘쥬게이터(307107)로 출력된다.

[499] 상기 제1 지연기(307102)는 역변조된 신호를 C 파트의 길이($T_C$)만큼 지연시켜 제1 콘쥬게이터(307103)로 출력한다. 상기 제1 콘쥬게이터(307103)는 C 파트의 길이($T_C$)만큼 지연된 신호를 복소 콘쥬게이트(complex-conjugate) 시킨 후 입력 신호와 곱하여 제1 필터(307104)로 출력한다. 상기 제1 필터(307104)는 $T_R$=$T_A$ 길이를 갖는 러닝 애버리지 필터(running average filter)를 이용하여 입력 신호에 불필요하게 남아있는 변조 성분을 제거한 후 제3 지연기(307105)로 출력한다. 상기 제3 지연기(307105)는 필터링된 신호를 A 파트(즉, 유효 심볼)의 길이($T_A$)만큼 지연시켜 곱셈기(307109)로 출력한다.

[500] 상기 제2 지연기(307106)는 입력 신호를 B 파트의 길이($T_B$)만큼 지연시켜 제2 콘쥬게이터(307107)로 출력한다. 상기 제2 콘쥬게이터(307107)는 B 파트의 길이($T_B$)만큼 지연된 신호를 복소 콘쥬게이트(complex-conjugate) 시킨 후 역변조된 신호와 곱하여 제2 필터(307108)로 출력한다. 상기 제2 필터(307108)는 $T_R$=$T_A$ 길이를 갖는 러닝 애버리지 필터(running average filter)를 이용하여 입력 신호에 불필요하게 남아있는 변조 성분을 제거한 후 곱셈기(307109)로 출력한다.

[501] 상기 곱셈기(307109)는 상기 제2 필터(307109)의 출력과 A 파트의 길이($T_A$)만큼 지연된 신호를 곱한다. 이렇게 함으로써, 수신된 방송 신호의 각 신호 프레임으로부터 P1 심볼을 검출할 수 있다.

[502] 여기서, C의 길이($T_C$), B의 길이($T_B$)는 상기 수학식 11을 적용하여 구할 수 있다.

[503] 도 52은 본 발명에 따른 AP1 심볼 검출기(306602)의 일 실시예를 보이고 있다. AP1 심볼 검출기(306602)은 F-D-E 프리앰블 검출기라 하기도 한다. 즉, 상기

ADC(306600)에서 디지털로 변환된 신호 또는 P1 심볼 검출기(306601)에서 출력되는 신호는 AP1 심볼 검출기(306602)의 업 쉬프터(308101), 제1 콘쥬게이터(308103), 및 제2 지연기(308106)로 입력된다.

[504] 상기 업 쉬프터(308101)는 입력 신호에

$$e^{j2\pi f_{SH}t}$$

값을 곱해서 역변조를 수행한다. 상기 업 쉬프터(308101)에서 역변조가 수행되면, 주파수 쉬프트되어 입력되는 신호가 원래의 신호로 복원된다. 즉, 도 52의 업 쉬프터(308101)는 P1 심볼 검출기(306601)의 다운 쉬프터(307101)와 동일한 구조이지만, 역변조의 주파수 방향을 정반대로 하는 것이 다르다. 상기 업 쉬프터(308101)에서 역변조된 신호는 제1 지연기(308102)와 제2 콘쥬게이터(308107)로 출력된다.

[505] 상기 제1 지연기(308102)는 역변조된 신호를 F 파트의 길이($T_F$)만큼 지연시켜 제1 콘쥬게이터(308103)로 출력한다. 상기 제1 콘쥬게이터(308103)는 F 파트의 길이($T_F$)만큼 지연된 신호를 복소 콘쥬게이트(complex-conjugate) 시킨 후 입력 신호와 곱하여 제1 필터(308104)로 출력한다. 상기 제1 필터(308104)는 $T_R$=$T_D$ 길이를 갖는 러닝 애버리지 필터(running average filter)를 이용하여 입력 신호에 불필요하게 남아있는 변조 성분을 제거한 후 제3 지연기(308105)로 출력한다. 상기 제3 지연기(308105)는 필터링된 신호를 D 파트(즉, 유효 심볼)의 길이($T_D$)만큼 지연시켜 곱셈기(308109)로 출력한다.

[506] 상기 제2 지연기(308106)는 입력 신호를 E 파트의 길이($T_E$)만큼 지연시켜 제2 콘쥬게이터(308107)로 출력한다. 상기 제2 콘쥬게이터(308107)는 E 파트의 길이($T_E$)만큼 지연된 신호를 복소 콘쥬게이트(complex-conjugate) 시킨 후 역변조된 신호와 곱하여 제2 필터(308108)로 출력한다. 상기 제2 필터(308108)는 $T_R$=$T_D$ 길이를 갖는 러닝 애버리지 필터(running average filter)를 이용하여 입력 신호에 불필요하게 남아있는 변조 성분을 제거한 후 곱셈기(308109)로 출력한다.

[507] 상기 곱셈기(308109)는 상기 제2 필터(308109)의 출력과 D 파트의 길이($T_D$)만큼 지연된 신호를 곱한다. 이렇게 함으로써, 수신된 방송 신호의 각 신호 프레임으로부터 AP1 심볼을 검출할 수 있다. 여기서, F의 길이($T_F$), E의 길이($T_E$)는 상기 수학식 11을 적용하여 구할 수 있다.

[508] 한편 수신기에서는 파일럿을 이용하여 프레임 동기, 주파수 동기, 시간 동기, 채널 추정, 전송 모드 인식 등을 수행한다.

[509] 이를 위해 먼저, P1 시그널링 정보, AP1 시그널링 정보, L1 시그널링 정보를 이용하여 해당 신호 프레임의 FFT 사이즈, GI 사이즈, 파일럿 패턴 등을 알아야 한다. 본 발명의 수신기는 OFDM 디모듈레이터에서 P1 시그널링 정보를 디코딩하여 FFT 사이즈를 추출하고, BICM 디코더에서 L1 시그널링 정보를 디코딩하여 GI 사이즈, 파일럿 패턴등을 추출한다. 이때 파일럿 패턴은 OFDM

모듈레이터에서 디코딩된 AP1 시그널링 정보로부터 획득할 수도 있다. 즉, 도 50의 채널 추정기(306606,306616)는 P1 시그널링 정보, AP1 시그널링 정보, L1 시그널링 정보로부터 획득한 FFT 사이즈, GI 사이즈, 파일럿 패턴 정보를 기반으로 각 신호 프레임 내 각 OFDM 심볼에서 파일럿이 삽입된 서브 캐리어의 위치를 계산할 수 있다. 그리고, 이렇게 계산된 파일럿 서브 캐리어 위치의 파일럿 값을 이용하여 전송 채널을 추정한다. 이렇게 추정된 채널값은 이후에 수신기내 채널 등화나 MIMO 디코딩에 사용될 수 있다. 만일 수신 안테나가 하나라면, OFDM 디모듈레이터 내 하나의 수신부에서 전술한 시그널링 정보(즉, P1, AP1, L1 시그널링 정보) 획득 및 파일럿 신호를 이용한 채널 추정 과정이 수행된다. 다른 예로, 2개의 수신 안테나가 구비된다면 OFDM 디모듈레이터 내 제1, 제2 수신부에서 전술한 과정이 동시에 수행된다.

[510] 다음은 도 47과 같은 분산형 파일럿을 이용하여 채널을 추정하는 과정을 상세히 설명하기로 한다.

[511] 도 47에서 보듯이 주파수 영역에서 파일럿을 전송하는 서브 캐리어간 거리인 Dx = 6이고, 시간 영역에서 동일한 위치의 파일럿 서브 캐리어간 OFDM 심볼의 개수인 Dy = 2이다. 그리고 도트로 헤칭된 셀은 두개의 전송 안테나가 동일한 부호의 동일한 파일럿 값을 송신한 위치이고, 사선으로 헤칭된 셀은 서로 정반대의 부호를 갖지만 값은 동일한 파일럿을 전송한 위치이다.

[512] 이때, 송신단의 파일럿 값의 절대값을 p라고 하고, 전송 안테나 x로부터 수신 안테나 y로의 전송 채널을 hxy라고 하면, 2x2 MIMO 방식의 수신기에서 각 수신 안테나가 도트로 헤칭된 셀을 포함하는 이븐 인덱스 OFDM 심볼 구간 동안 수신한 파일럿 값은 하기의 수학식 12와 같이 구할 수 있다.

[513] 수학식 12

$$r1(2k) = h11*p + h21*p$$

$$r2(2k) = h12*p + h22*p$$

[514] 마찬가지로, 사선으로 헤칭된 셀을 포함하는 오드 인덱스 OFDM 심볼 구간 동안 수신한 파일럿 값은 하기의 수학식 13과 같이 구할 수 있다.

[515] 수학식 13

$$r1(2k+1) = h11*p - h21*p$$

$$r2(2k+1) = h12*p - h22*p$$

[516] 상기 수학식 12,13에서 rm(n)은 m번째 수신 안테나가 n번째 OFDM 심볼 동안(symbol duration) 수신한 파일럿 값을 의미한다. 따라서, 각 전송 안테나로부터 각 수신 안테나로의 채널 추정은 다음의 수학식 14와 같이 간단한 계산에 의해 얻을 수 있다.

[517] 수학식 14

$$h11 = (r1(2k) + r1(2k+1)) / 2p$$

$$h12 = (r2(2k) + r2(2k+1)) / 2p$$

$$h21 = (r1(2k) - r1(2k+1)) / 2p$$

$$h22 = (r2(2k) - r2(2k+1)) / 2p$$

[518] 이렇게 얻은 채널 추정값은 채널 등화와 MIMO 디코딩에 사용될 수 있다. 이때 신호 프레임 내에서 파일럿 값의 합을 수신하게 되는 서브 캐리어(즉, 도트로 헤칭된 셀)의 위치와 차를 수신하게 되는 서브 캐리어(즉, 사선으로 헤칭된 셀)의 위치가 서로 틀리기 때문에, 상기 채널 추정에 앞서 모든 서브 캐리어 위치에서의 합과 차를 먼저 계산해야 한다. 이를 위해서 수신기의 채널 추정기는 각 OFDM 심볼마다 파일럿 위치에서 파일럿 값을 이용하여 복조를 수행하고 파일럿 위치에서의 채널 값을 먼저 추정해 낸다. 이후에 주파수 보간(frequency interpolation)을 수행하여 모든 서브 캐리어 위치에서의 채널 값을 획득한다. 이렇게 획득한 채널 값은 이븐 인덱스 OFDM 심볼에 대해서는 채널의 합이 구해지고, 오드 인덱스 OFDM 심볼에 대해서는 채널의 차가 구해진다. 이 두 값을 이용하여 상기 수학식 12,13에서 p=1로 대입한 후에 동일한 계산을 하게 되면 모든 서브 캐리어 위치에서 전송 채널의 값을 구할 수 있다.

[519] 상기 채널 추정기에서 수행될 수 있는 다른 채널 추정 방법은 다음과 같다. 우선 도트로 헤칭된 파일럿 위치와 사선으로 헤칭된 파일럿 위치 각각에 대해서 시간 방향(time direction)으로 시간 보간(time interpolation)을 수행하고, 이렇게 시간 보간된 두 종류의 채널값을 이용해서 매 OFDM 심볼마다 상기 수학식 14에 따른 채널 추정을 수행한다. 도 47과 같은 파일럿 패턴으로 파일럿이 삽입되어 전송되는 경우, 모두 2개의 OFDM 심볼 동안(symbol duration) 전송채널이 변하지 않아야 한다는 가정을 포함하고 있으므로, 채널의 코히어런스 시간(coherence time)은 2 OFDM 심볼 동안(symbol duration)이 된다.

[520] 다음은 도 48과 같은 분산형 파일럿을 이용하여 채널을 추정하는 과정을 상세히 설명하기로 한다.

[521] 도 48에서 보듯이 주파수 영역에서 파일럿을 전송하는 서브 캐리어간 거리인 Dx = 12이고, 시간 영역에서 동일한 위치의 파일럿 서브 캐리어간 OFDM 심볼의 개수인 Dy = 3이다. 그리고 도트로 헤칭된 셀은 두개의 전송 안테나가 동일한 부호의 동일한 파일럿 값을 송신한 위치이고, 사선으로 헤칭된 셀은 서로 정반대의 부호를 갖지만 값은 동일한 파일럿을 전송한 위치이다.

[522] 이때, 송신단의 파일럿 값의 절대값을 p라고 하고, 전송 안테나 x로부터 수신 안테나 y로의 전송 채널을 hxy라고 하면, 2x2 MIMO 방식의 수신기에서 각 수신 안테나가 매 OFDM 심볼마다 도트로 헤칭된 셀로부터 수신한 파일럿 값은 상기

수학식 12와 같이 구할 수 있다.

[523] 마찬가지로, 매 OFDM 심볼마다 사선으로 헤칭된 셀로부터 수신한 파일럿 값은 상기 수학식 13과 같이 구할 수 있다.

[524] 또한 각 전송 안테나로부터 각 수신 안테나로의 채널 추정은 상기 수학식 14와 같이 간단한 계산에 의해 얻을 수 있다.

[525] 이렇게 얻은 채널 추정값은 채널 등화와 MIMO 디코딩에 사용될 수 있다. 이때, 도 48과 같은 제9 파일럿 패턴을 이용하면, 매 OFDM 심볼마다 파일럿의 합과 차가 전송되기 때문에, 채널 추정기에서 각 OFDM 심볼마다 주파수 도메인에서 주파수 보간(frequency interpolation)만 수행해도 한 OFDM 심볼에 대한 전송채널의 합과 차를 얻게 된다. 따라서, 본 발명은 이븐 인덱스 또는 오드 인덱스 OFDM 심볼에 상관없이 한 개의 OFDM 심볼에 대한 채널 추정만을 이용하여 파일럿의 합과 차를 구할 수 있고, 이러한 합과 차를 이용한 개별적인 채널 계산이 가능하게 된다. 이런 경우 시간 방향으로의 추가적인 보간은 필요하지 않게 된다.

[526] 만일 전송 채널이 도플러 속도(Doppler speed)는 낮고 대신 다중경로에 의한 주파수 선택적인 페이딩(frequency selective fading)이 강한 경우라면, 수신기는 다른 방식을 이용하여 채널 추정 성능을 높일 수 있다. 일 실시예로, 도트로 헤칭된 파일럿 셀의 위치와 사선으로 헤칭된 파일럿 셀의 위치에 대해서 각각 시간 방향(time direction)으로 시간 보간(time interpolation)을 수행한 후에, 결과값을 이용하여 주파수 방향(frequency direction)으로 주파수 보간(frequency interpolation)을 수행하게 되면 effective Dx=8이 되어 앞서 설명한 주파수 보간만을 이용하는 경우에 해당하는 Dx=24보다 3배 더 긴 채널 지연 프로파일(channel delay profile)에 대해서도 채널을 추정할 수 있게 된다.

[527] 본 발명은 도 47 또는 도 48과 같은 제9 파일럿 패턴(PP9)을 송신기에서 신호 프레임에 삽입하여 전송하고, 이를 수신기에서 채널 추정에 이용함으로써, 빠른 채널 변화에 강력하게 대응할 수 있게 된다. 특히 제9 파일럿 패턴(PP9)은 기존 지상파 방송 시스템의 네트워크 인프라(network infra)를 그대로 사용하면서 모빌리티(mobility)를 향상시키는 장점을 가진다.

[528] 도 53은 본 발명에 따른 방송 신호를 수신하는 방법의 일 실시예를 보인 흐름도이다.

[529] 튜너에서는 제1, 제2 전송 안테나를 통해 전송된 방송 신호를 서브 밴드의 대역폭은 일정하게 유지하고 셀 유닛마다 튜닝 주파수를 변경하면서 수신한다(S36010).

[530] OFDM 디모듈레이터에서는 수신된 방송 신호의 신호 프레임에 삽입된 제1, 제2 프리앰블 신호를 검출한다(S36020). 그리고 상기 검출된 제1 프리앰블 신호에 포함된 FFT 사이즈 정보와 제2 프리앰블 신호에 포함된 파일럿 패턴 정보를 기반으로 상기 신호 프레임에 삽입된 파일럿 위치를 식별하고, 식별된 파일럿 위치의 파일럿 신호를 이용하여 상기 방송 신호가 전송된 전송 채널을

추정하여 채널 등화를 수행한다(S36030). 이어 채널 등화된 방송 신호의 에러 정정을 수행한다(S36040).

[531] 만일 방송 신호 수신 장치가 2개의 안테나를 포함한다면, 튜너는 제1 튜너와 제2 튜너로 구성되고, 상기 OFDM 디모듈레이터는 제1 수신부와 제2 수신부로 구성되며, 제2 튜너는 제1 튜너와 동일한 동작을 수행하여 방송 신호를 수신하고, 제2 수신부는 제1 수신부와 동일한 동작을 수행하여 파일럿을 이용한 채널 추정 및 채널 등화를 수행한다. 상기 에러 정정은 BICM 디코더에서 수행되는 것을 일 실시예로 한다.

[532] 상기 제1 프리앰블 신호는 P1 심볼에 대응되고, 제2 프리앰블 신호는 AP1 심볼에 대응된다.

[533] 상기 제1 프리앰블 신호는 상기 방송 신호에

$$e^{-j2\pi f_{SH}t}$$

값을 곱하는 역변조를 수행하여 검출하고, 상기 제2 프리앰블 신호는 상기 방송 신호에

$$e^{j2\pi f_{SH}t}$$

값을 곱하는 역변조를 수행하여 검출하는 것을 일 실시예로 한다.

[534] 일 실시예로, 상기 신호 프레임은 하나 이상의 이븐 인덱스 OFDM 심볼과 하나 이상의 오드 인덱스 OFDM 심볼을 포함하고, 상기 신호 프레임의 각 이븐 인덱스 OFDM 심볼 내 파일럿 위치의 서브 캐리어에서는 상기 제1, 제2 전송 안테나로부터 전송된 두 파일럿 신호의 합이 검출되고, 상기 신호 프레임의 각 오드 인덱스 OFDM 심볼 내 파일럿 위치의 서브 캐리어에서는 상기 제1, 제2 전송 안테나로부터 전송된 두 파일럿 신호의 차가 검출되는 것을 일 실시예로 한다. 이는 도 47의 제9 파일럿 패턴으로 삽입된 파일럿 신호가 수신될 때의 검출 예이다.

[535] 다른 실시예로, 상기 신호 프레임은 하나 이상의 OFDM 심볼을 포함하고, 각 OFDM 심볼 내 적어도 하나의 파일럿 위치의 서브 캐리어에서는 상기 제1, 제2 전송 안테나로부터 전송된 두 파일럿 신호의 합이 검출되고, 적어도 다른 하나의 파일럿 위치의 서브 캐리어에서는 상기 제1, 제2 전송 안테나로부터 전송된 두 파일럿 신호의 차가 검출된다. 이는 도 48의 제9 파일럿 패턴으로 삽입된 파일럿 신호가 수신될 때의 검출 예이다.

[536] 지금까지 설명한 본 발명은 상술한 실시예에 한정되지 않으며, 첨부된 청구범위에서 알 수 있는 바와 같이 본 발명이 속한 분야의 통상의 지식을 가지 자에 의해 변형이 가능하고 이러한 변형은 본 발명의 범위에 속한다.

## 발명의 실시를 위한 형태

[537] 전술한 바와 같이, 상기 발명의 실시를 위한 최선의 형태에서, 관련된 사항을

기술하였다.

## 산업상 이용가능성

[538] 전술한 바와 같이, 본 발명은 디지털 방송 시스템에 전체적으로 또는 부분적으로 적용될 수 있다.

# 청구범위

[청구항 1] 제1, 제2 전송 안테나를 통해 전송된 방송 신호를 서브 밴드의 대역폭은 일정하게 유지하고 셀 유닛마다 튜닝 주파수를 변경하면서 수신하는 단계;
수신된 방송 신호는 신호 프레임을 포함하며, 상기 신호 프레임에 삽입된 제1, 제2 프리앰블 신호를 검출하는 단계;
상기 검출된 제1 프리앰블 신호에 포함된 FFT 사이즈 정보와 제2 프리앰블 신호에 포함된 파일럿 패턴 정보를 기반으로 상기 신호 프레임에 삽입된 파일럿 위치를 식별하고, 식별된 파일럿 위치의 파일럿 신호를 이용하여 상기 방송 신호가 전송된 전송 채널을 추정하여 채널 등화하는 단계; 및
상기 채널 등화된 방송 신호의 에러를 정정하는 단계를 포함하며,
상기 제1 프리앰블 신호는 상기 방송 신호에 $e^{-j2\pi f_{SH}t}$ 값을 곱하는 역변조를 수행하여 검출하고, 상기 제2 프리앰블 신호는 상기 방송 신호에 $e^{j2\pi f_{SH}t}$ 값을 곱하는 역변조를 수행하여 검출하는 것을 특징으로 하는 방송 신호 수신 방법.

[청구항 2] 제 1 항에 있어서,
상기 신호 프레임은 하나 이상의 OFDM 심볼을 포함하고, 각 OFDM 심볼 내 적어도 하나의 파일럿 위치의 서브 캐리어에서는 상기 제1, 제2 전송 안테나로부터 전송된 두 파일럿 신호의 합이 검출되고, 적어도 다른 하나의 파일럿 위치의 서브 캐리어에서는 상기 제1, 제2 전송 안테나로부터 전송된 두 파일럿 신호의 차가 검출되는 것을 특징으로 하는 방송 신호 수신 방법.

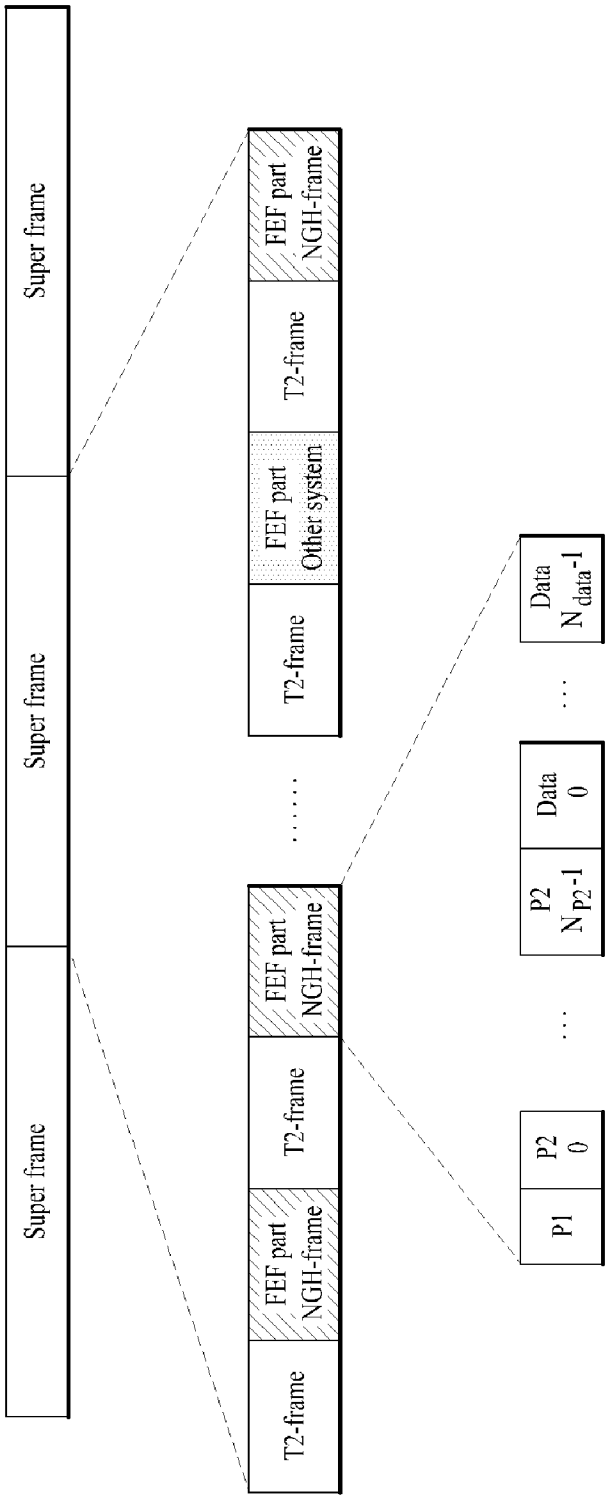
[청구항 3] 제 2 항에 있어서,
상기 파일럿 신호는 상기 신호 프레임 내 적어도 하나의 OFDM 심볼에서 6개의 서브 캐리어마다 삽입되고, 상기 신호 프레임 내 동일한 위치의 특정 서브 캐리어에서 2개의 OFDM 심볼마다 삽입되어 수신되는 것을 특징으로 하는 방송 신호 수신 방법.

[청구항 4] 제 1 항에 있어서,
상기 신호 프레임은 하나 이상의 OFDM 심볼을 포함하고, 각 OFDM 심볼 내 적어도 하나의 파일럿 위치의 서브 캐리어에서는 상기 제1, 제2 전송 안테나로부터 전송된 두 파일럿 신호의 합이 검출되고, 적어도 다른 하나의 파일럿 위치의 서브 캐리어에서는 상기 제1, 제2 전송 안테나로부터 전송된 두 파일럿 신호의 차가

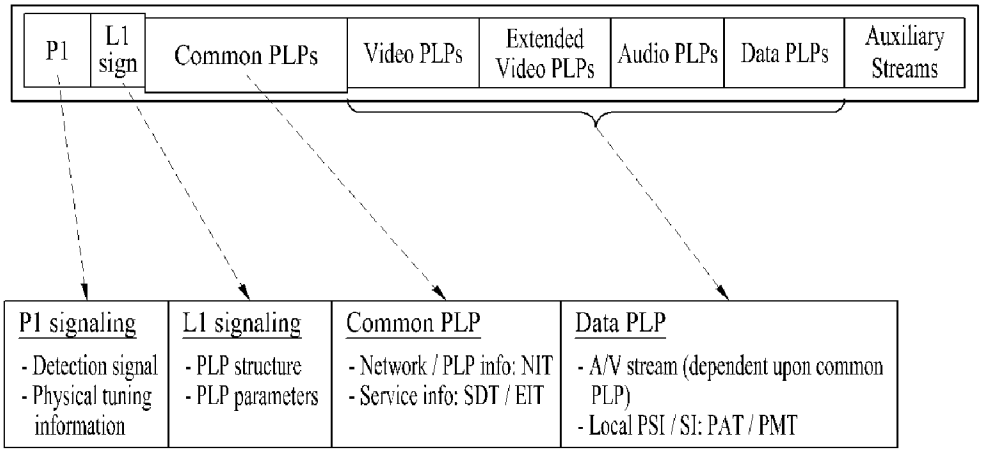
검출되는 것을 특징으로 하는 방송 신호 수신 방법.

[청구항 5] 제 1 항에 있어서,
상기 파일럿 신호는 상기 신호 프레임 내 적어도 하나의 OFDM 심볼에서 12개의 서브 캐리어마다 삽입되고, 상기 신호 프레임 내 동일한 위치의 특정 서브 캐리어에서 3개의 OFDM 심볼마다 삽입되어 수신되는 것을 특징으로 하는 방송 신호 수신 방법.

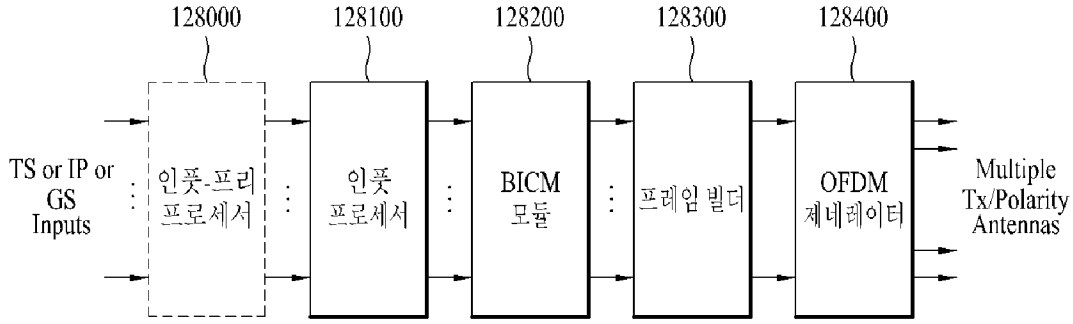
[Fig. 1]


Super frame
Super frame
Super frame
T2-frame
FEF part NGH-frame
T2-frame
FEF part NGH-frame
T2-frame
FEF part Other system
T2-frame
FEF part NGH-frame
P1
P2 0
P2 N P2 -1
Data 0
Data N data -1

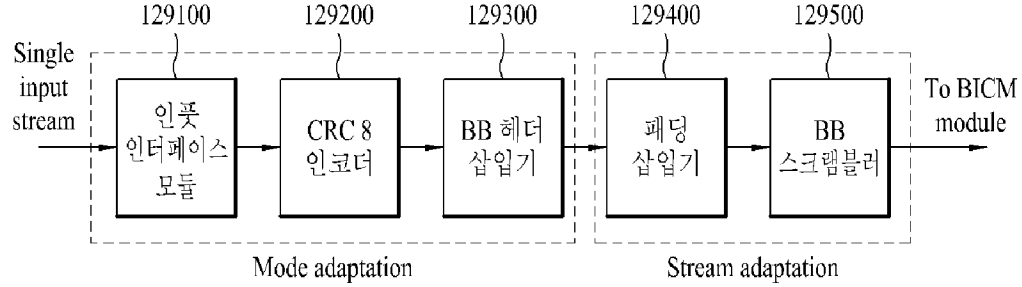
[Fig. 2]



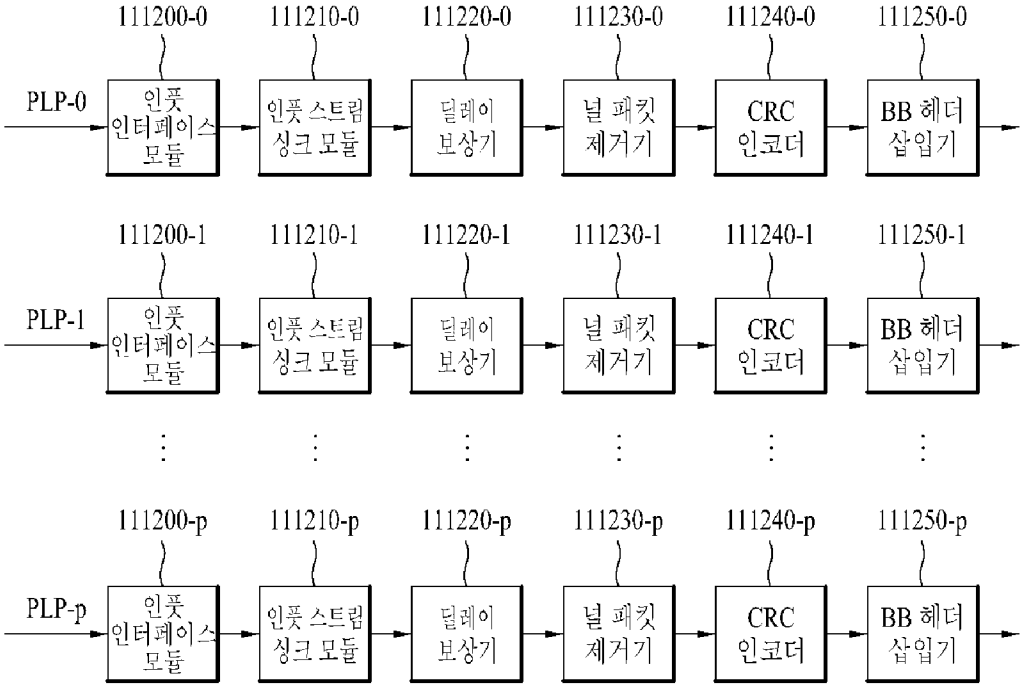

[Fig. 3]



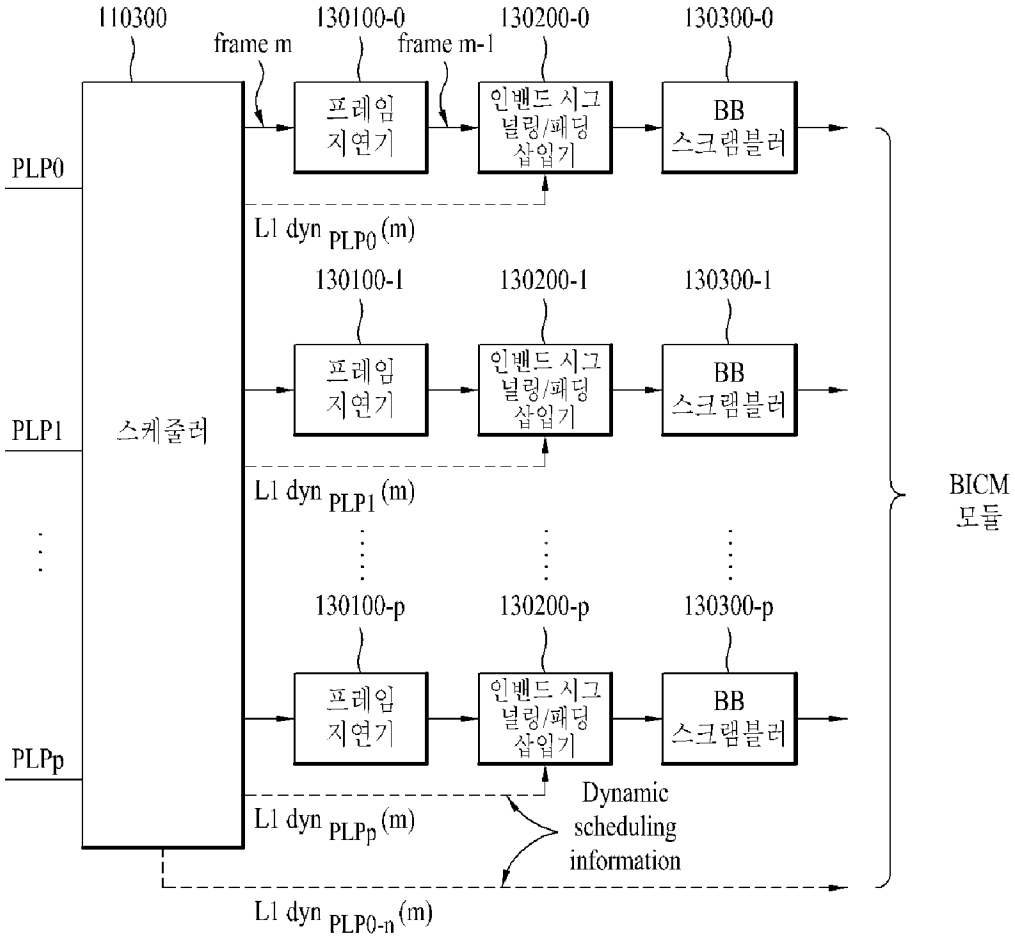

[Fig. 4]



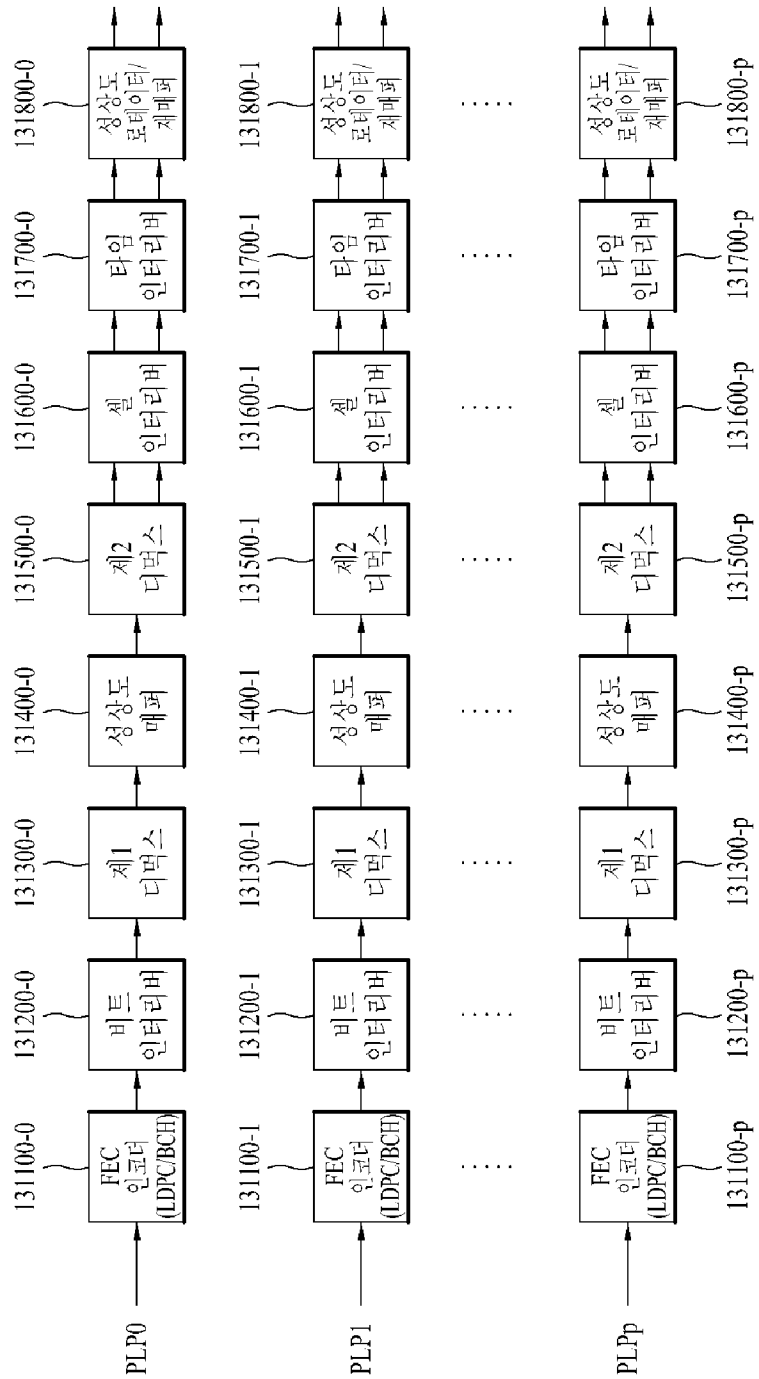
[Fig. 5]


111200-0
111210-0
111220-0
111230-0
111240-0
111250-0
PLP-0
인풋 인터페이스 모듈
인풋 스트림 싱크 모듈
딜레이 보상기
널 패킷 제거기
CRC 인코더
BB 헤더 삽입기
111200-1
111210-1
111220-1
111230-1
111240-1
111250-1
PLP-1
111200-p
111210-p
111220-p
111230-p
111240-p
111250-p
PLP-p

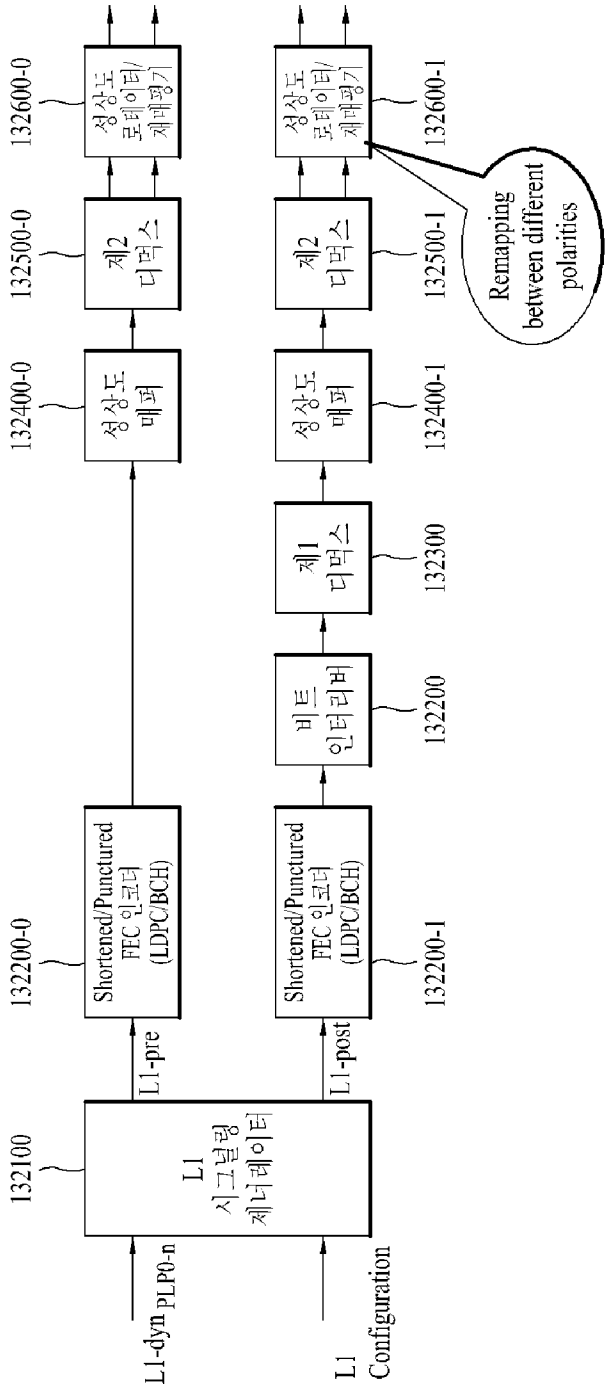
[Fig. 6]


110300
frame m
frame m-1
130100-0
130200-0
130300-0
프레임 지연기
인밴드 시그널링/패딩 삽입기
BB 스크램블러
PLP0
L1 dyn PLP0 (m)
130100-1
130200-1
130300-1
PLP1
스케줄러
L1 dyn PLP1 (m)
130100-p
130200-p
130300-p
PLPp
L1 dyn PLPp (m)
Dynamic scheduling information
L1 dyn PLP0-n (m)
BICM 모듈

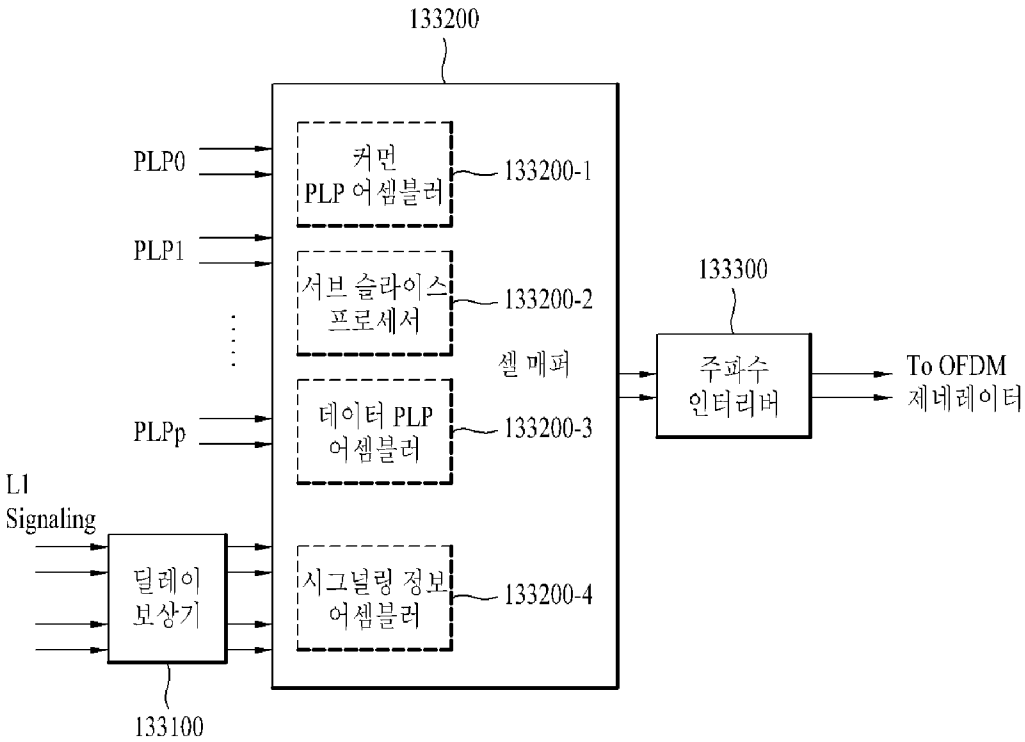
[Fig. 7]


PLP0
PLP1
PLPp
131100-0
131100-1
131100-p
FEC 인코더 (LDPC/BCH)
131200-0
131200-1
131200-p
비트 인터리버
131300-0
131300-1
131300-p
제1 디먹스
131400-0
131400-1
131400-p
성상도 매퍼
131500-0
131500-1
131500-p
제2 디먹스
131600-0
131600-1
131600-p
셀 인터리버
131700-0
131700-1
131700-p
타임 인터리버
131800-0
131800-1
131800-p
성상도 로테이터/ 재배열

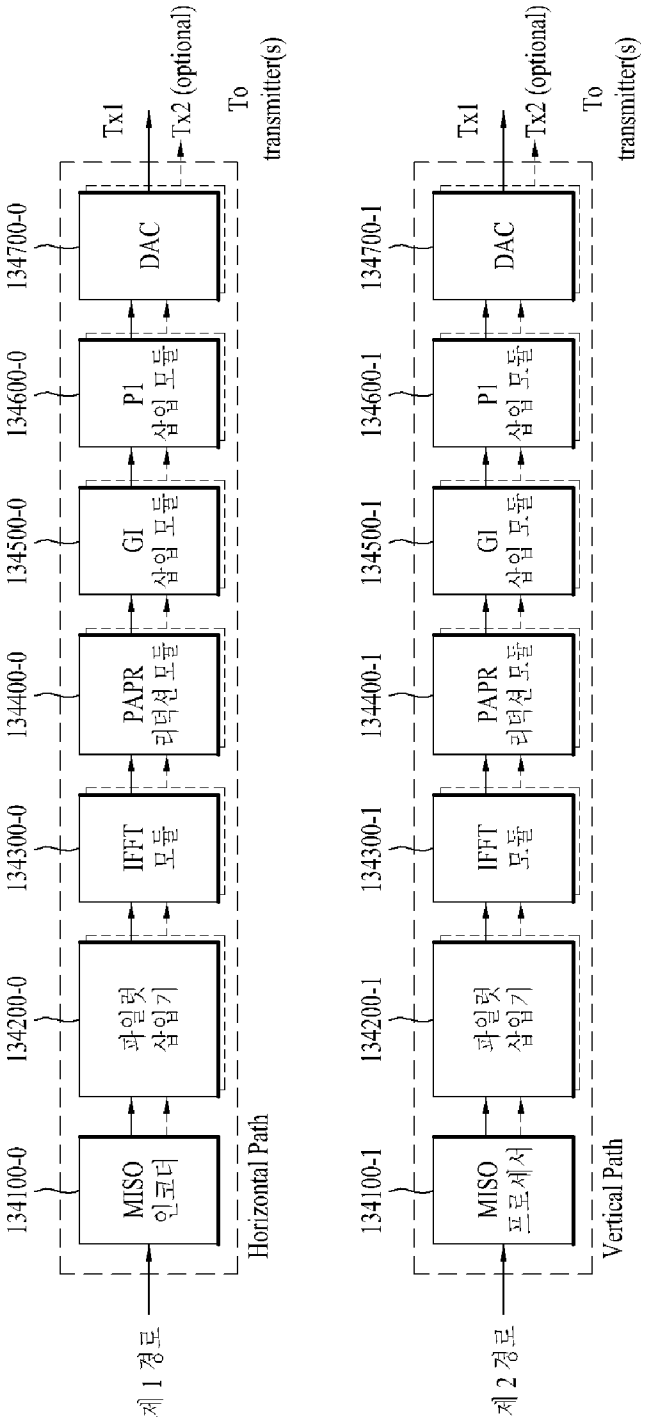
[Fig. 8]


132100
L1
시그널링
제너레이터
L1-dyn PLP0-n
L1
Configuration
L1-pre
L1-post
132200-0
Shortened/Punctured
FEC 인코더
(LDPC/BCH)
132200-1
Shortened/Punctured
FEC 인코더
(LDPC/BCH)
132400-0
성상도
매퍼
132400-1
성상도
매퍼
132500-0
제2
디먹스
132500-1
제2
디먹스
132600-0
성상도
로테이터/
채매평기
132600-1
성상도
로테이터/
채매평기
132200
비트
인터리버
132300
제1
디먹스
Remapping
between different
polarities

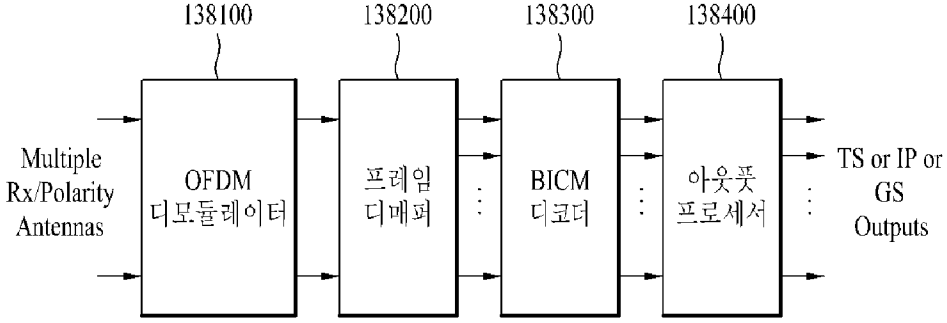
[Fig. 9]


133200
PLP0
PLP1
PLPp
커먼
PLP 어셈블러
133200-1
서브 슬라이스
프로세서
133200-2
셀 매퍼
데이터 PLP
어셈블러
133200-3
시그널링 정보
어셈블러
133200-4
133300
주파수
인터리버
To OFDM
제네레이터
L1
Signaling
딜레이
보상기
133100

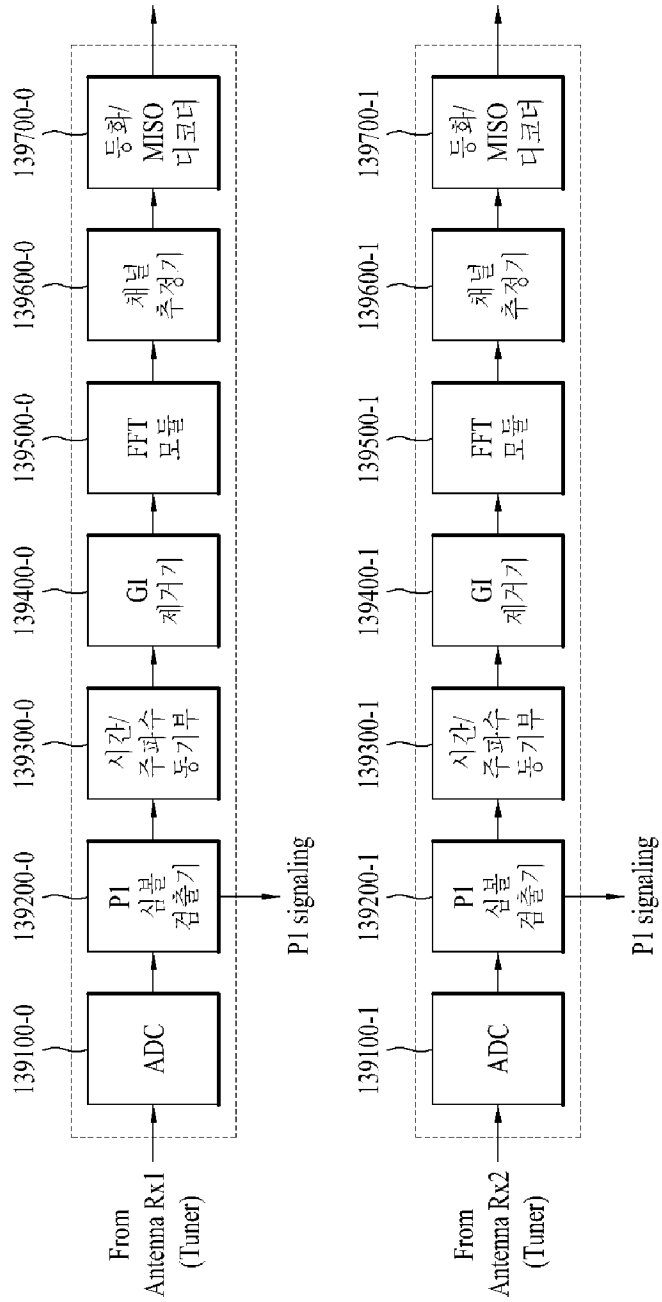
[Fig. 10]


제 1 경로
제 2 경로
MISO 인코더
MISO 프로세서
파일럿 삽입기
IFFT 모듈
PAPR 리덕션 모듈
GI 삽입 모듈
P1 삽입 모듈
DAC
134100-0
134100-1
134200-0
134200-1
134300-0
134300-1
134400-0
134400-1
134500-0
134500-1
134600-0
134600-1
134700-0
134700-1
Tx1
Tx2 (optional)
To transmitter(s)
Horizontal Path
Vertical Path

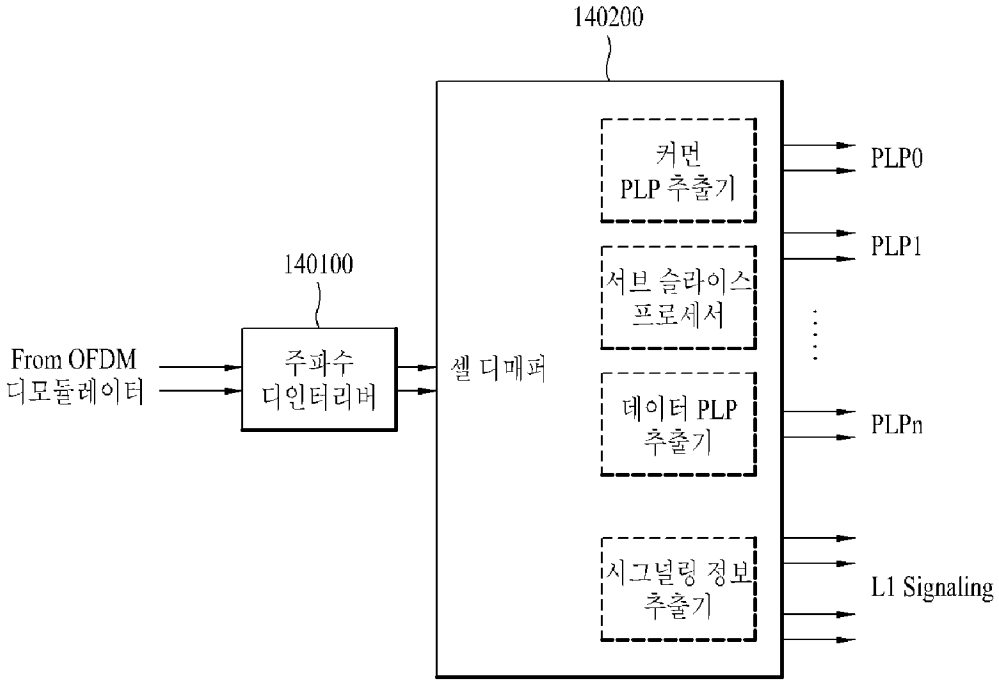
[Fig. 11]


138100
138200
138300
138400
Multiple Rx/Polarity Antennas
OFDM 디모듈레이터
프레임 디매퍼
BICM 디코더
아웃풋 프로세서
TS or IP or GS Outputs

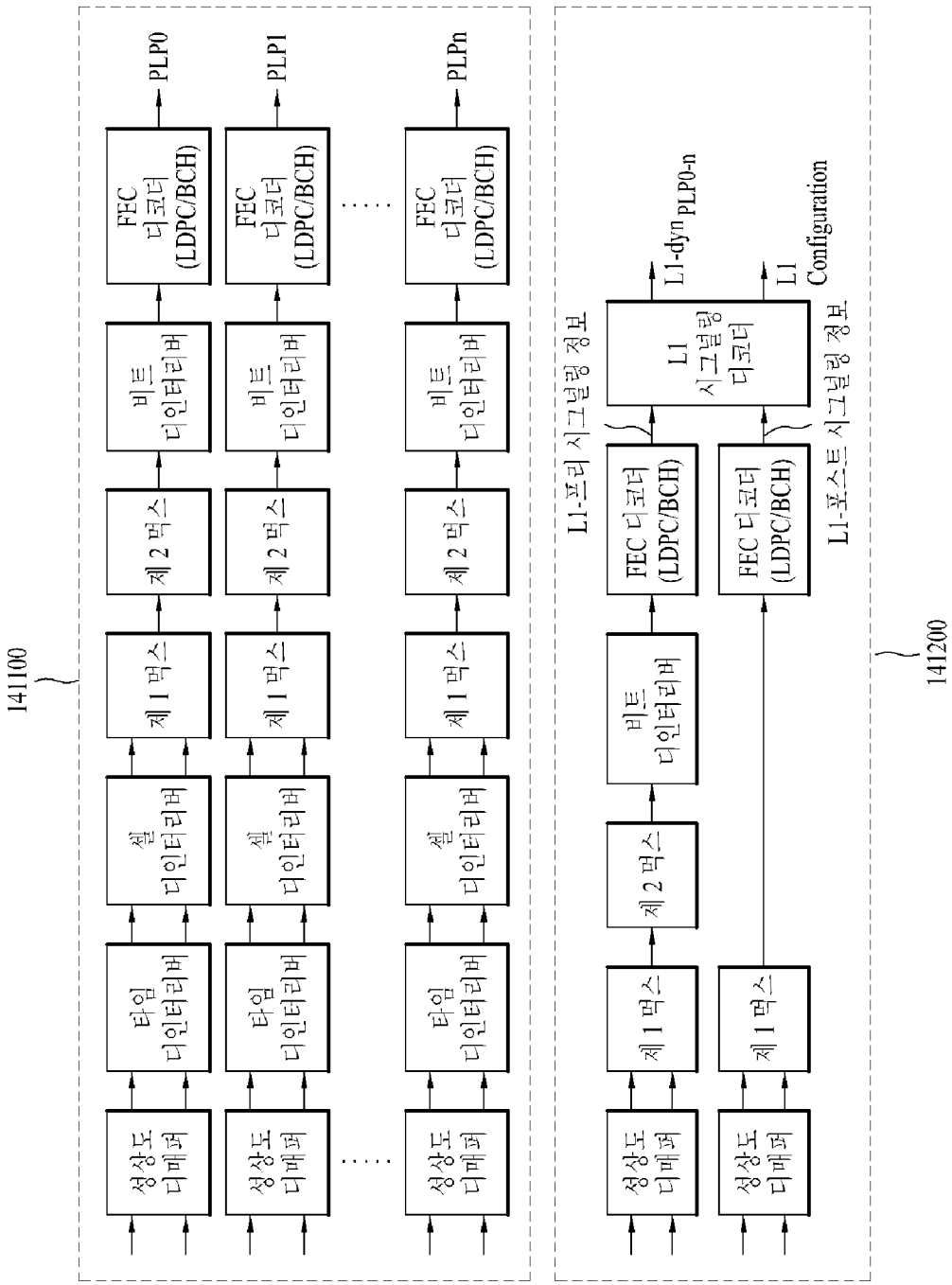
[Fig. 12]


From Antenna Rx1 (Tuner)
139100-0
ADC
139200-0
P1 심볼 검출기
139300-0
시간/ 주파수 동기부
139400-0
GI 제거기
139500-0
FFT 모듈
139600-0
채널 추정기
139700-0
등화/ MISO 디코더
P1 signaling
From Antenna Rx2 (Tuner)
139100-1
ADC
139200-1
P1 심볼 검출기
139300-1
시간/ 주파수 동기부
139400-1
GI 제거기
139500-1
FFT 모듈
139600-1
채널 추정기
139700-1
등화/ MISO 디코더
P1 signaling

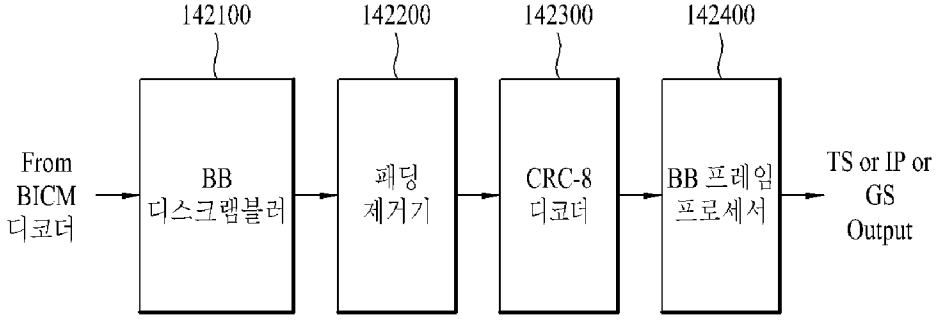
[Fig. 13]


140200
커먼
PLP 추출기
서브 슬라이스
프로세서
데이터 PLP
추출기
시그널링 정보
추출기
PLP0
PLP1
PLPn
L1 Signaling
140100
From OFDM
디모듈레이터
주파수
디인터리버
셀 디매퍼

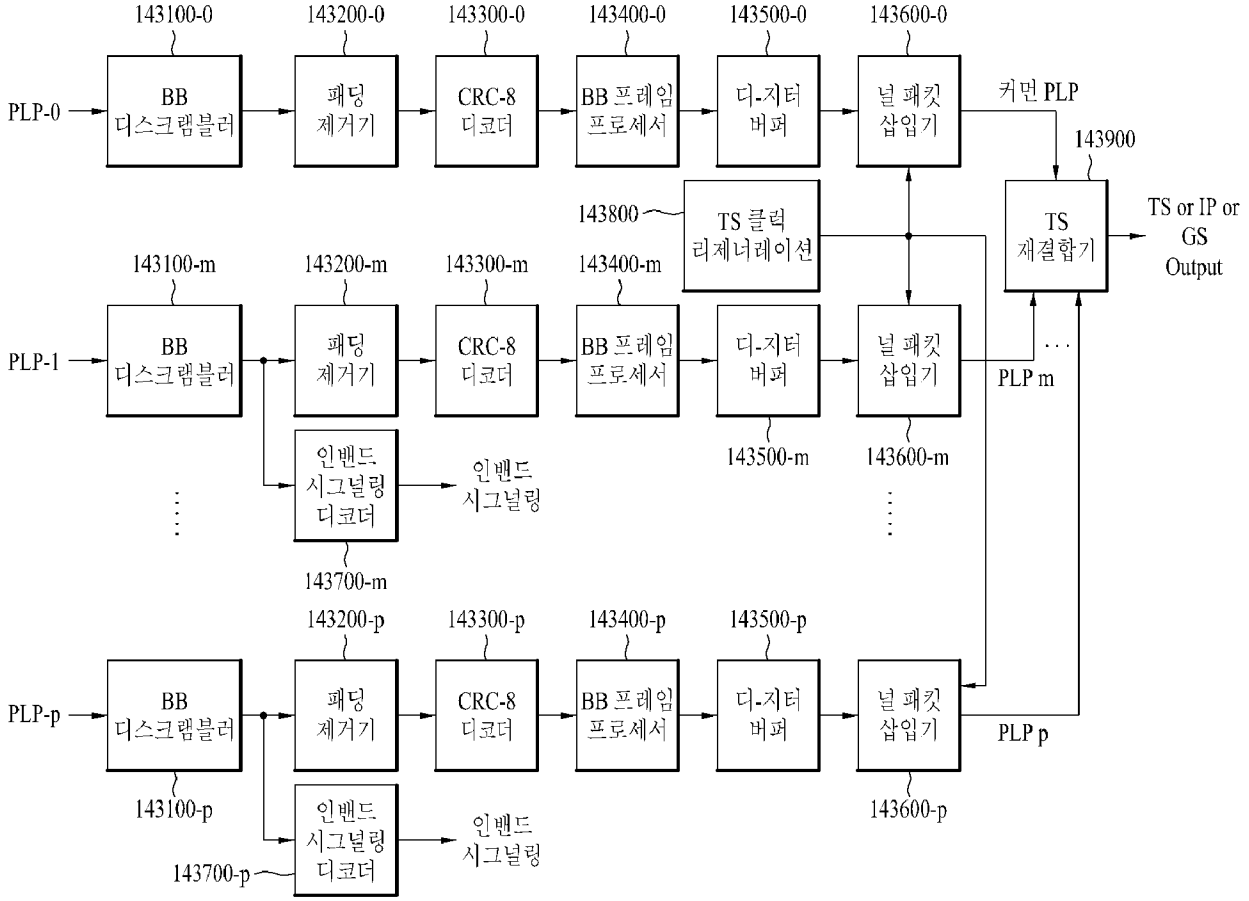
[Fig. 14]


141100
성상도 디매퍼
타임 디인터리버
셀 디인터리버
제 1 먹스
제 2 먹스
비트 디인터리버
FEC 디코더 (LDPC/BCH)
PLP0
PLP1
PLPn
141200
L1-프리 시그널링 정보
L1-포스트 시그널링 정보
FEC 디코더 (LDPC/BCH)
비트 디인터리버
제 2 먹스
제 1 먹스
L1 시그널링 디코더
L1-dyn PLP0-n
L1 Configuration

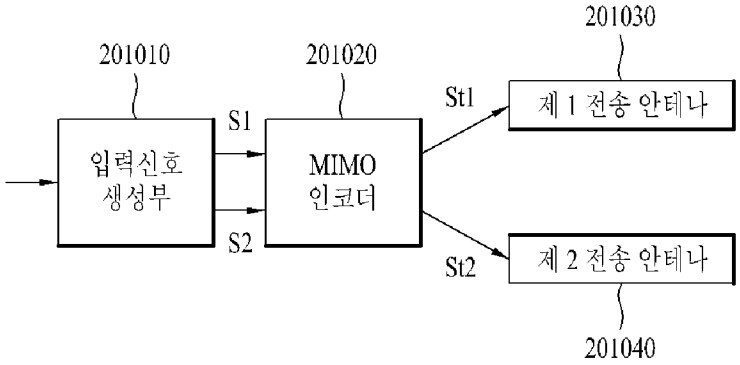
[Fig. 15]


142100
142200
142300
142400
From BICM 디코더
BB 디스크램블러
패딩 제거기
CRC-8 디코더
BB 프레임 프로세서
TS or IP or GS Output

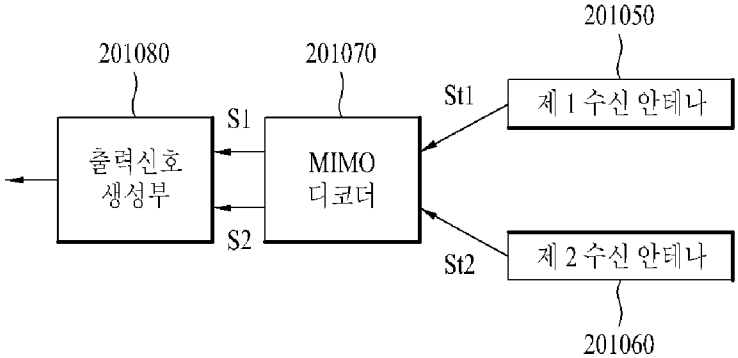
[Fig. 16]



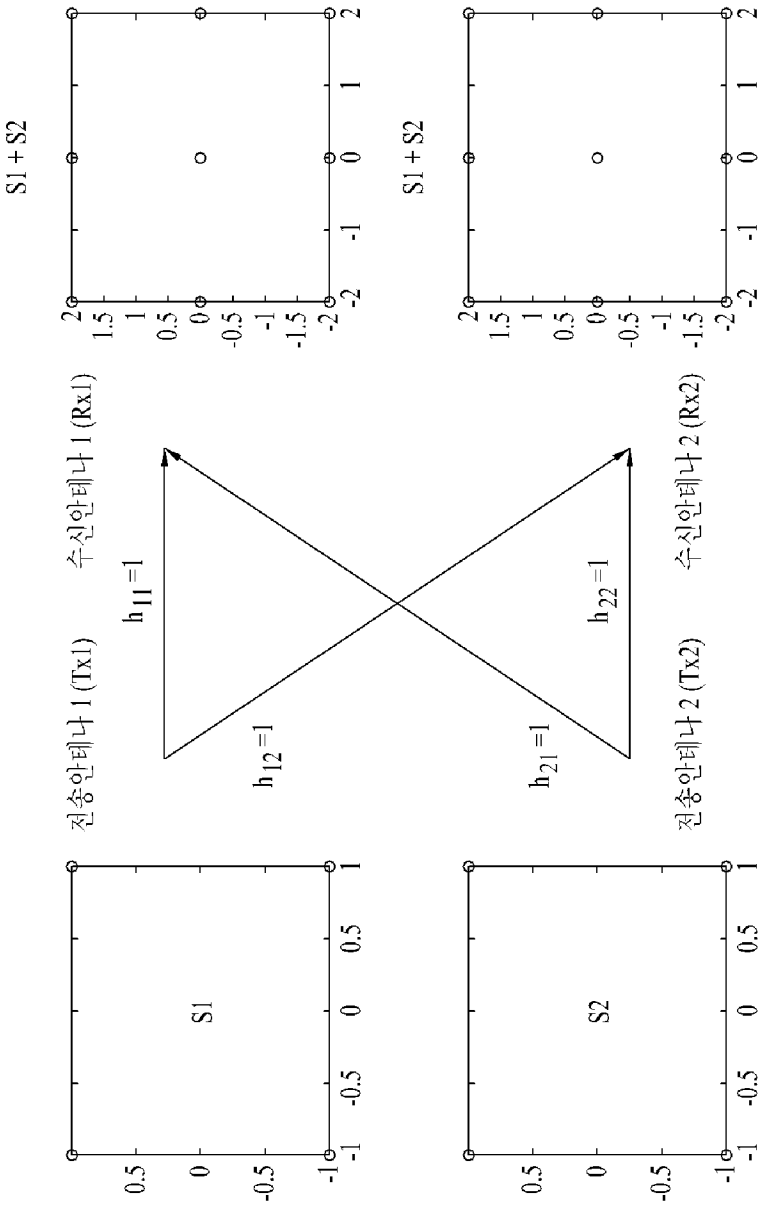

[Fig. 17]



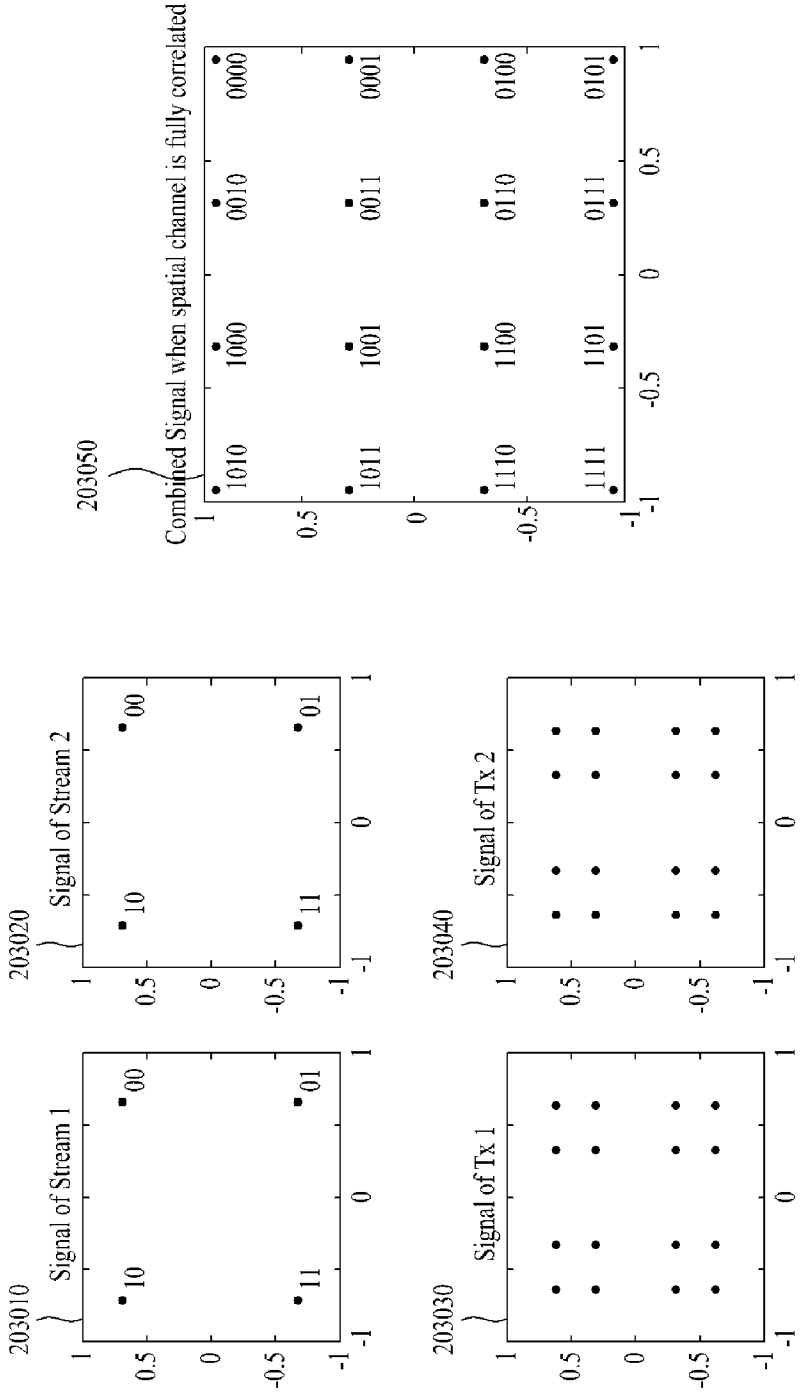

[Fig. 18]



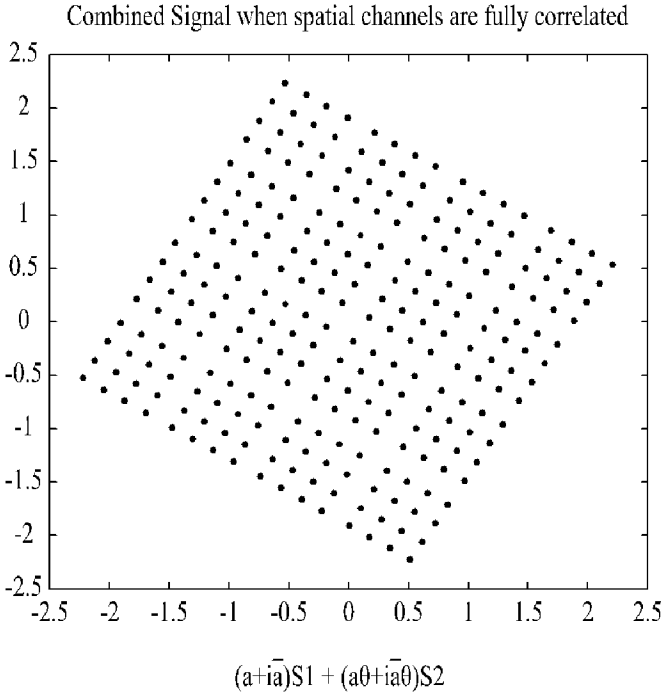
[Fig. 19]

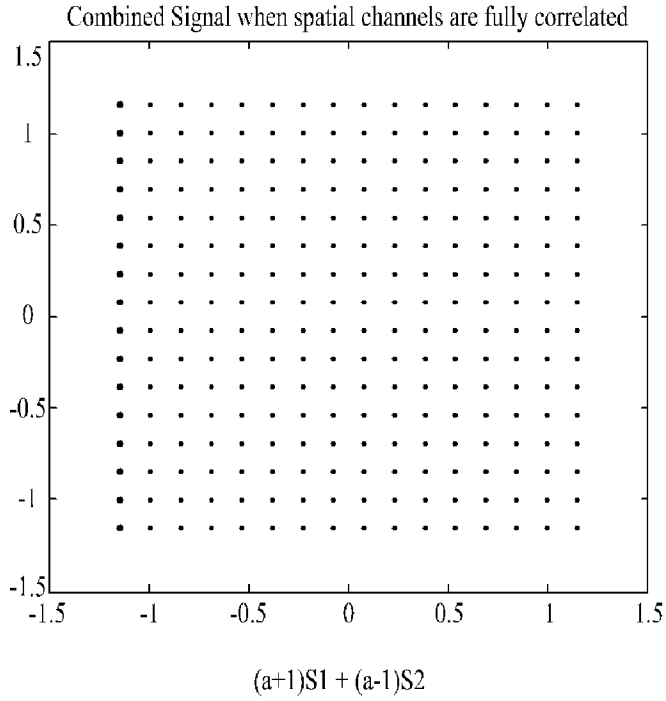

S1 + S2
S1 + S2
수신안테나 1 (Rx1)
수신안테나 2 (Rx2)
전송안테나 1 (Tx1)
전송안테나 2 (Tx2)
h11=1
h12=1
h21=1
h22=1
S1
S2

[Fig. 20]

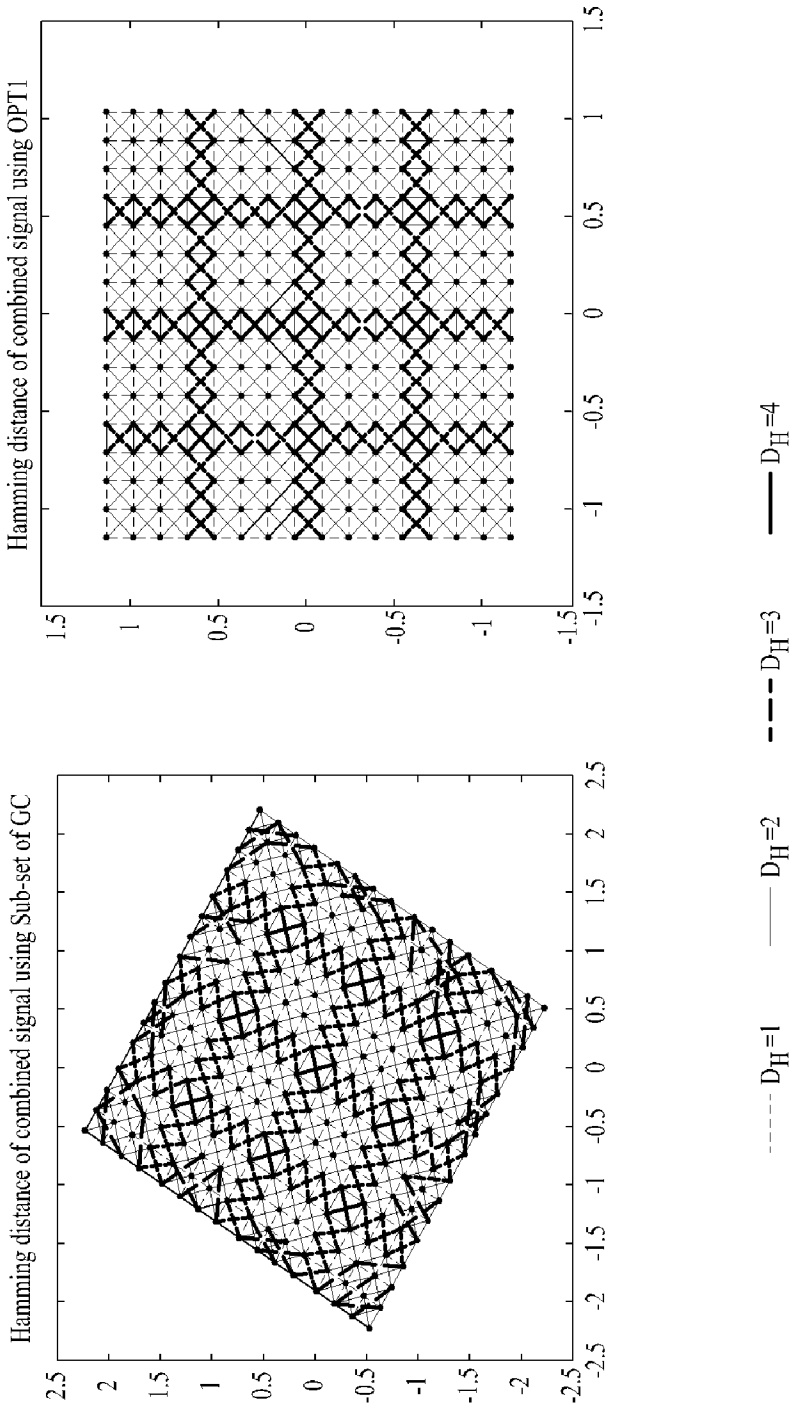

203050
Combined Signal when spatial channel is fully correlated
1010
1000
0010
0000
1011
1001
0011
0001
1110
1100
0110
0100
1111
1101
0111
0101
203020
Signal of Stream 2
00
10
01
11
203010
Signal of Stream 1
00
10
01
11
203040
Signal of Tx 2
203030
Signal of Tx 1

[Fig. 21]

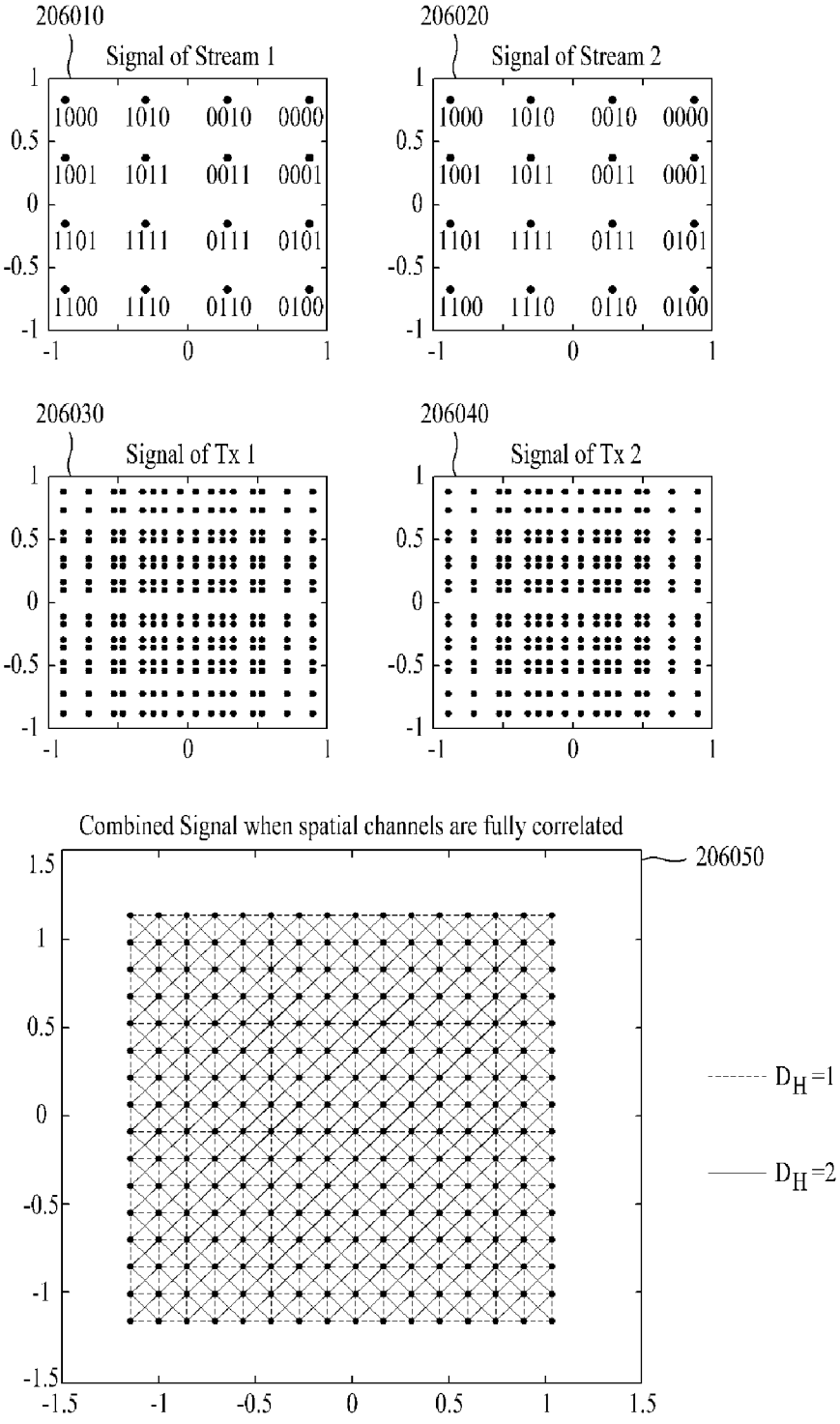

Combined Signal when spatial channels are fully correlated
2.5
2
1.5
1
0.5
0
-0.5
-1
-1.5
-2
-2.5
-2.5 -2 -1.5 -1 -0.5 0 0.5 1 1.5 2 2.5
(a+ia)S1 + (aθ+iaθ)S2


Combined Signal when spatial channels are fully correlated
1.5
1
0.5
0
-0.5
-1
-1.5
-1.5 -1 -0.5 0 0.5 1 1.5
(a+1)S1 + (a-1)S2

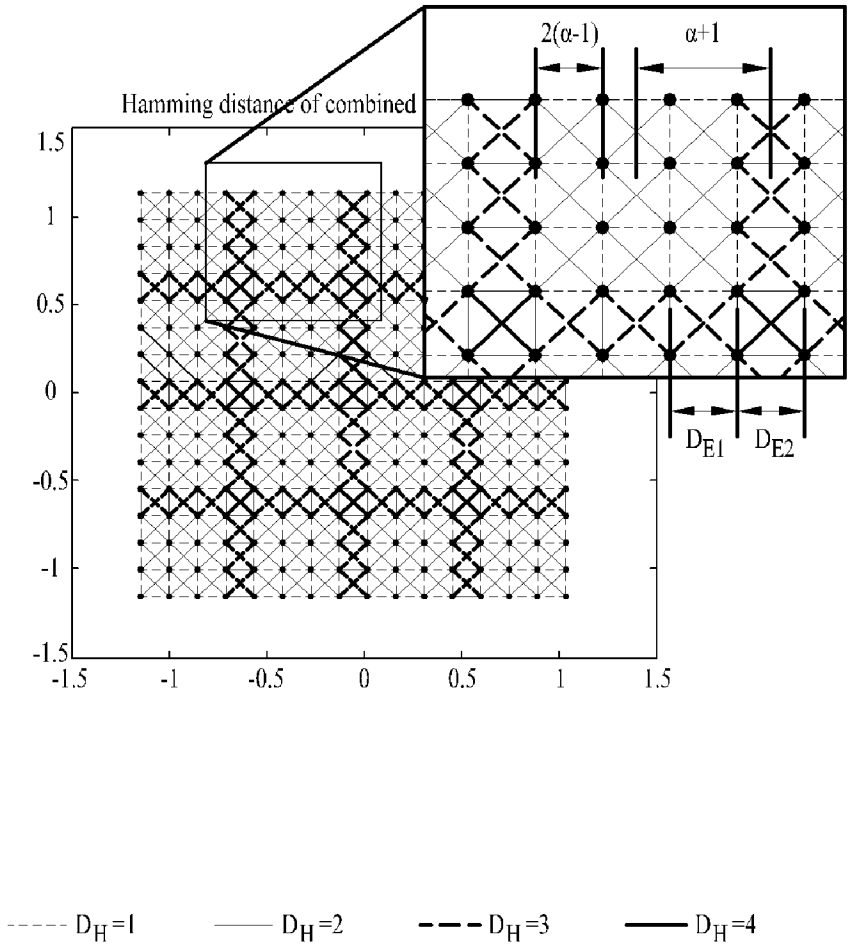
[Fig. 22]


Hamming distance of combined signal using OPT1
Hamming distance of combined signal using Sub-set of GC
$D_H$=1
$D_H$=2
$D_H$=3
$D_H$=4

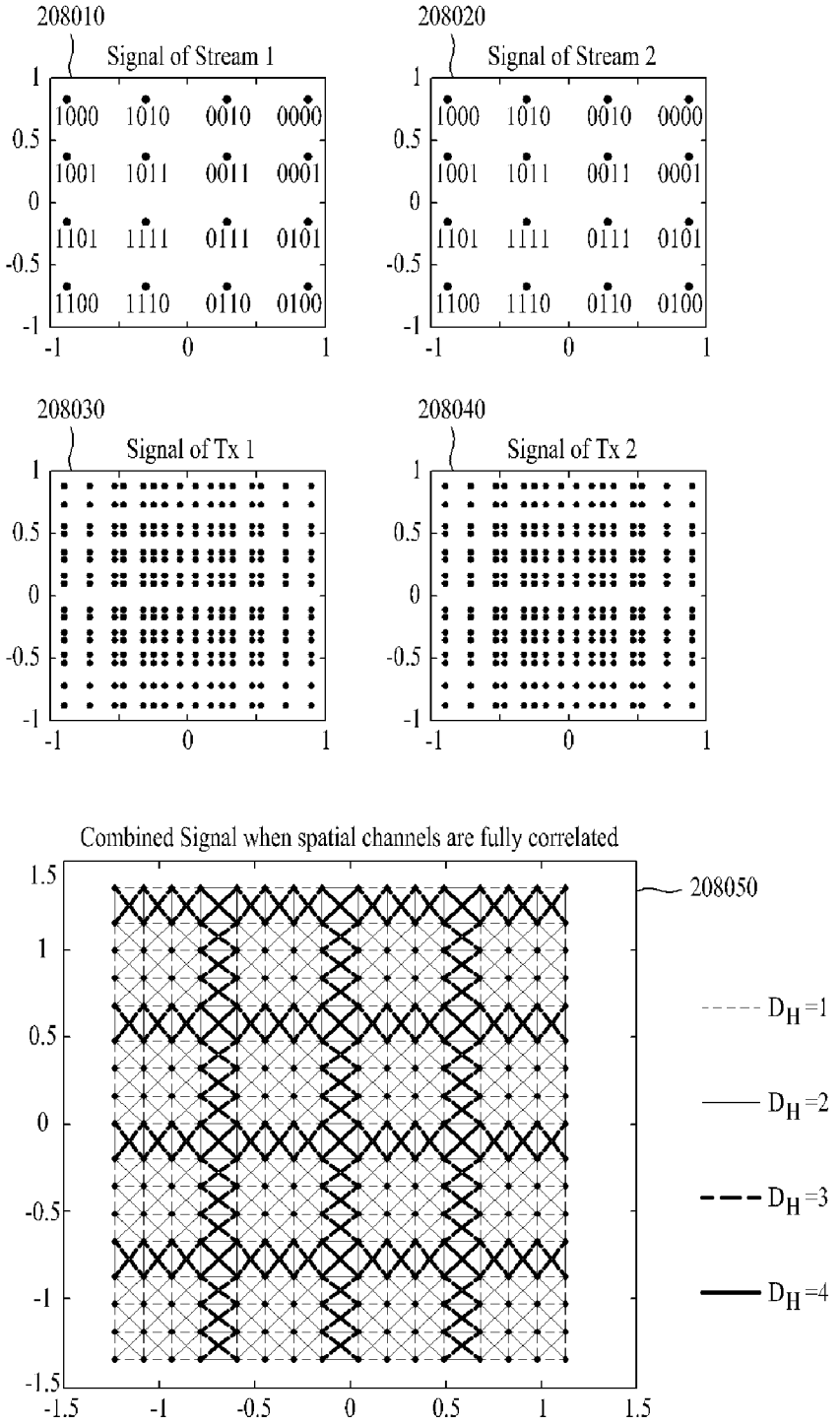
[Fig. 23]


206010
Signal of Stream 1
1000 1010 0010 0000
1001 1011 0011 0001
1101 1111 0111 0101
1100 1110 0110 0100
206020
Signal of Stream 2
206030
Signal of Tx 1
206040
Signal of Tx 2
Combined Signal when spatial channels are fully correlated
206050
$D_H$=1
$D_H$=2

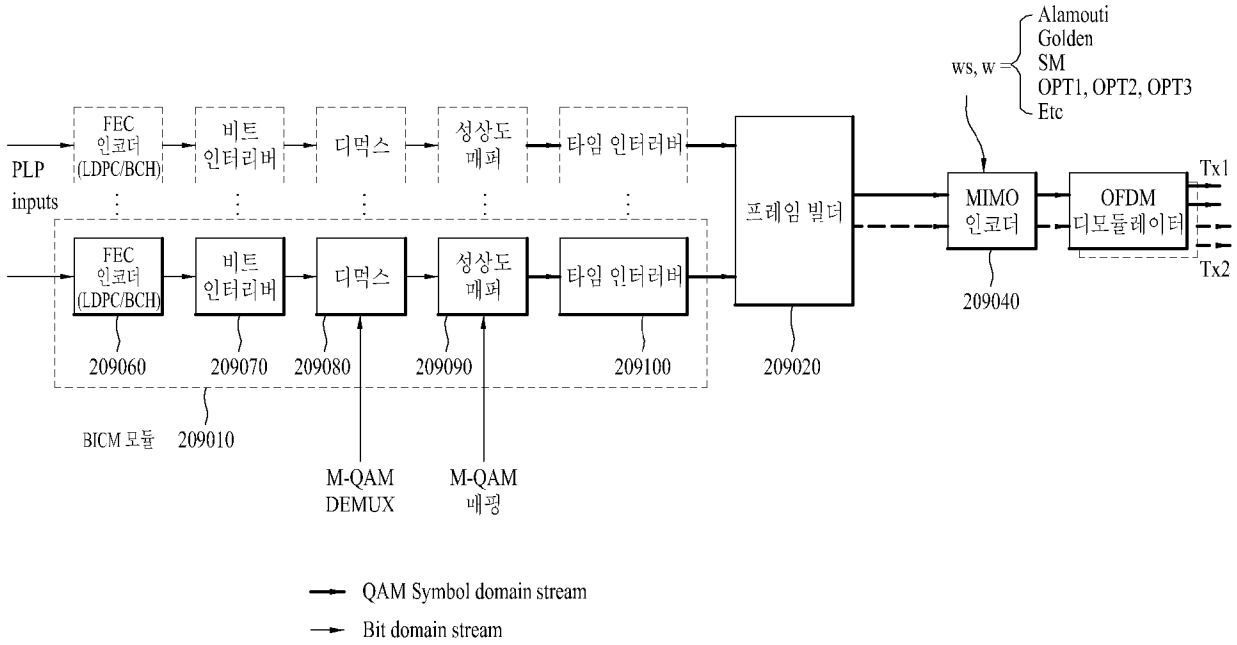
[Fig. 24]


Hamming distance of combined
2(α-1)
α+1
D_E1
D_E2
1.5
1
0.5
0
-0.5
-1
-1.5
-1.5
-1
-0.5
0
0.5
1
1.5
D_H=1
D_H=2
D_H=3
D_H=4

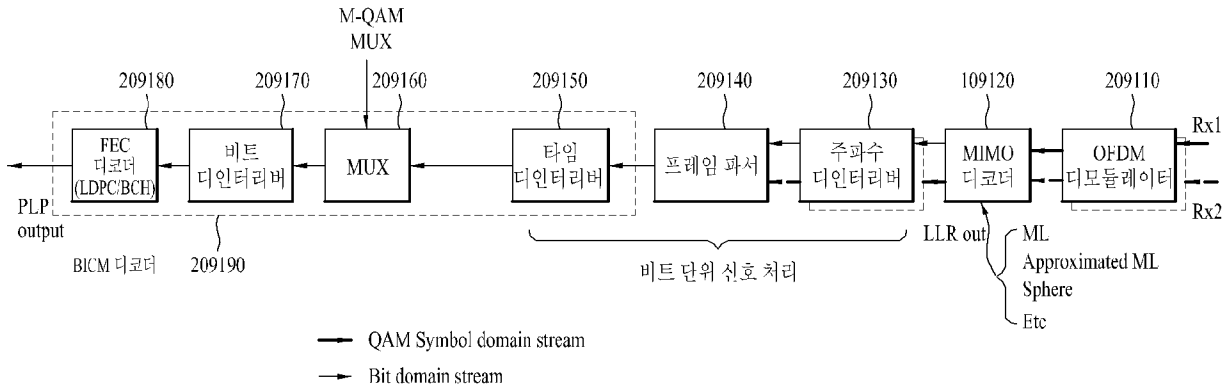
[Fig. 25]


208010
Signal of Stream 1
208020
Signal of Stream 2
208030
Signal of Tx 1
208040
Signal of Tx 2
Combined Signal when spatial channels are fully correlated
208050
$D_H$=1
$D_H$=2
$D_H$=3
$D_H$=4

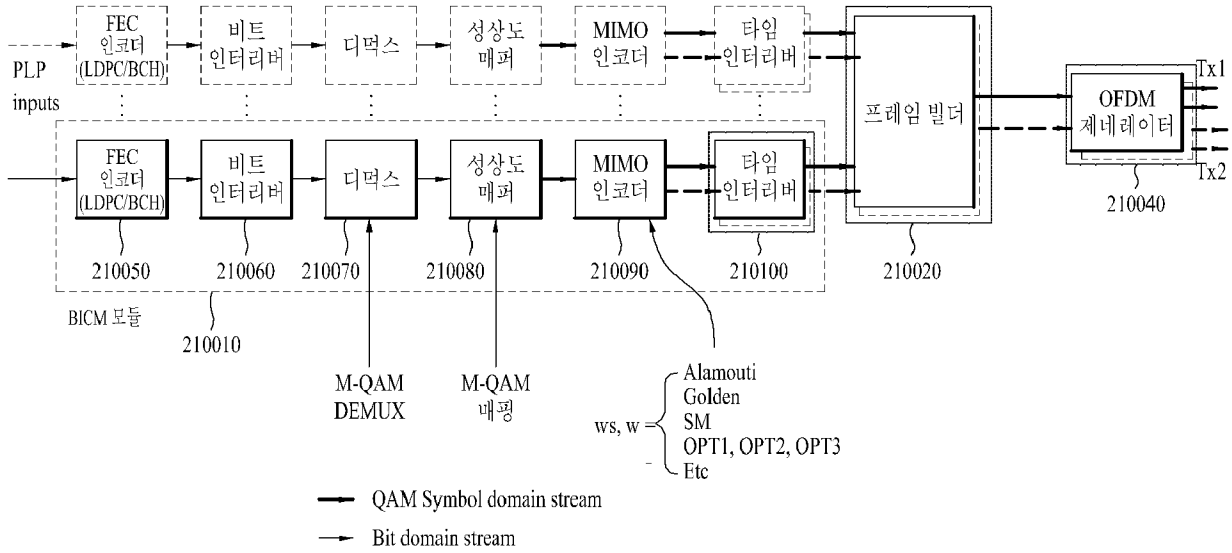
[Fig. 26]



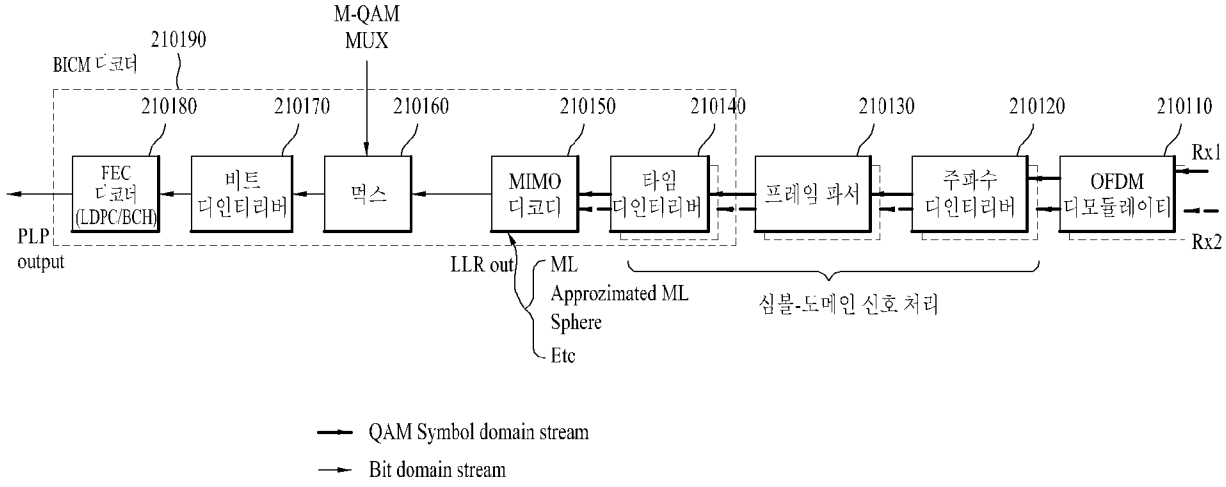

[Fig. 27]



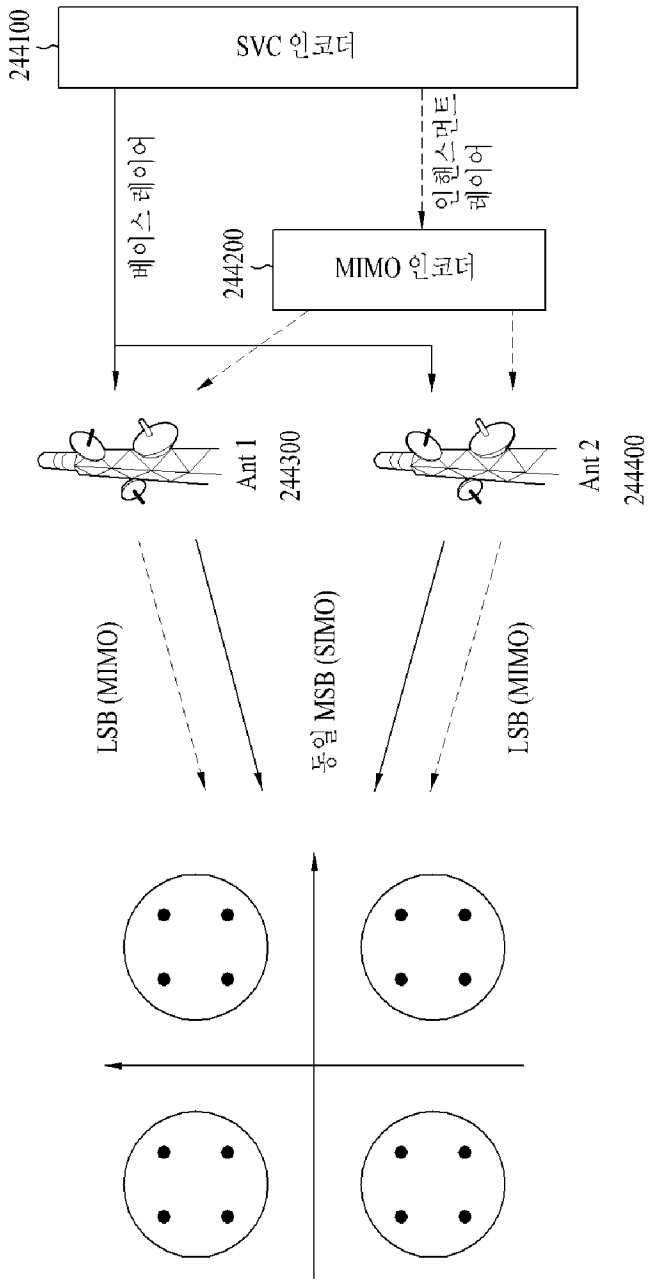

[Fig. 28]



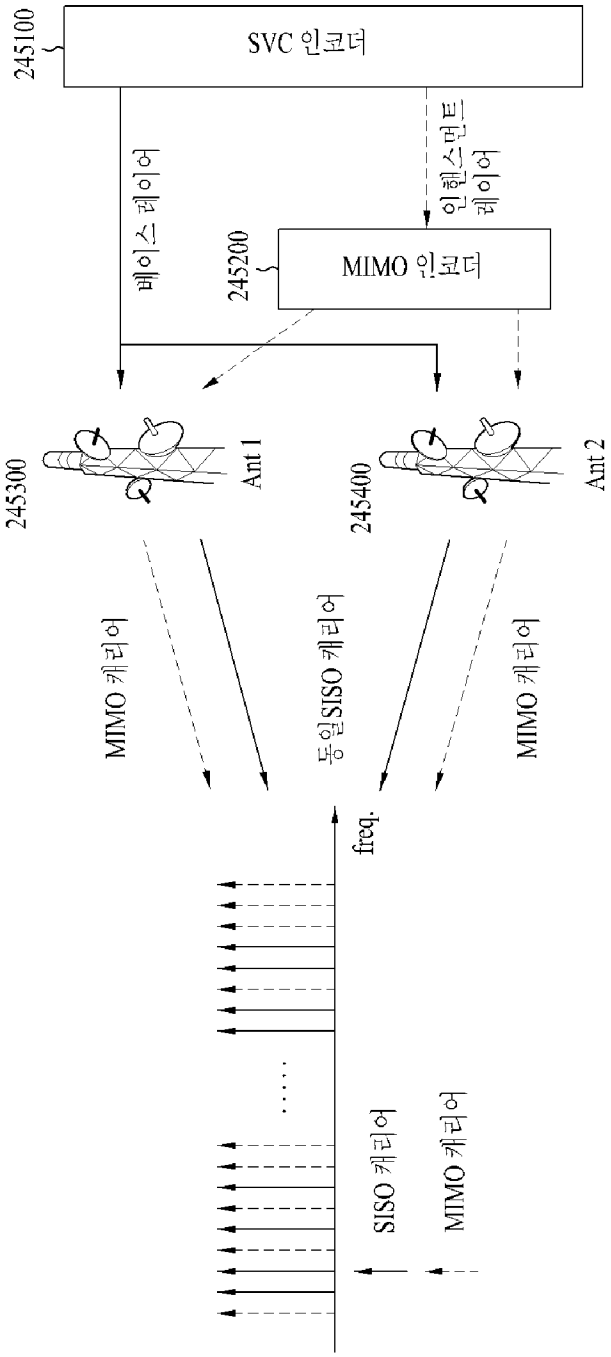
[Fig. 29]


M-QAM
MUX
210190
BICM 디코더
210180
210170
210160
210150
210140
210130
210120
210110
FEC
디코더
(LDPC/BCH)
비트
디인터리버
먹스
MIMO
디코디
타임
디인터리버
프레임 파서
주파수
디인터리버
OFDM
디모듈레이터
Rx1
Rx2
PLP
output
LLR out
ML
Approzimated ML
Sphere
Etc
심볼-도메인 신호 처리
QAM Symbol domain stream
Bit domain stream

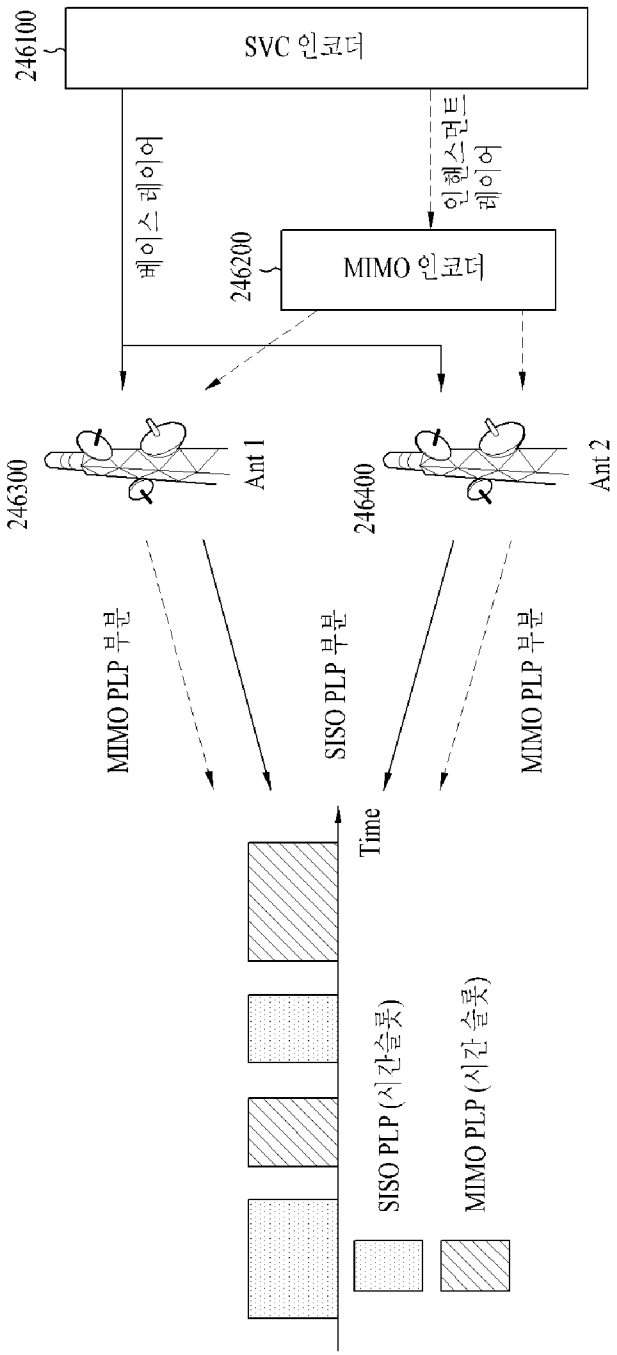
[Fig. 30]


244100
SVC 인코더
베이스 레이어
인핸스먼트
레이어
244200
MIMO 인코더
Ant 1
244300
Ant 2
244400
LSB (MIMO)
동일 MSB (SIMO)
LSB (MIMO)

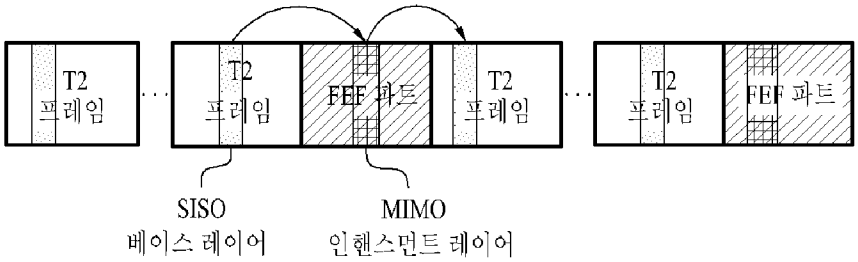
[Fig. 31]


245100
SVC 인코더
베이스 레이어
인핸스먼트 레이어
245200
MIMO 인코더
245300
Ant 1
245400
Ant 2
MIMO 캐리어
동일SISO 캐리어
MIMO 캐리어
freq.
SISO 캐리어
MIMO 캐리어

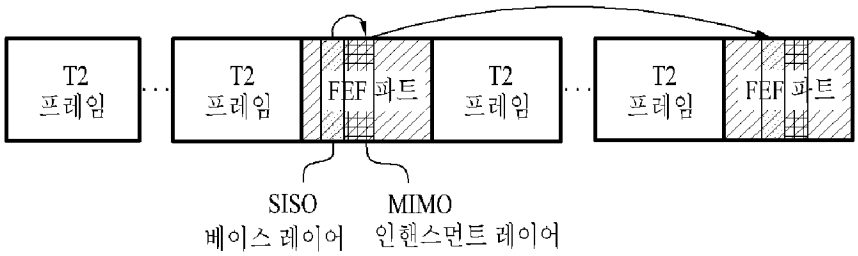
[Fig. 32]


246100
SVC 인코더
베이스 레이어
인핸스먼트 레이어
246200
MIMO 인코더
246300
Ant 1
246400
Ant 2
MIMO PLP 부분
SISO PLP 부분
MIMO PLP 부분
Time
SISO PLP (시간슬롯)
MIMO PLP (시간 슬롯)

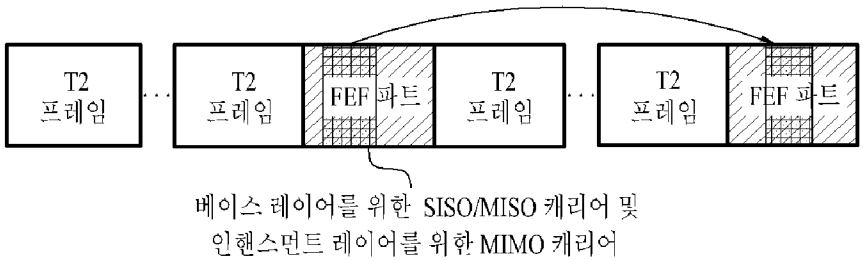
[Fig. 33]


T2 프레임
T2 프레임
FEF 파트
T2 프레임
T2 프레임
FEF 파트
SISO
베이스 레이어
MIMO
인핸스먼트 레이어

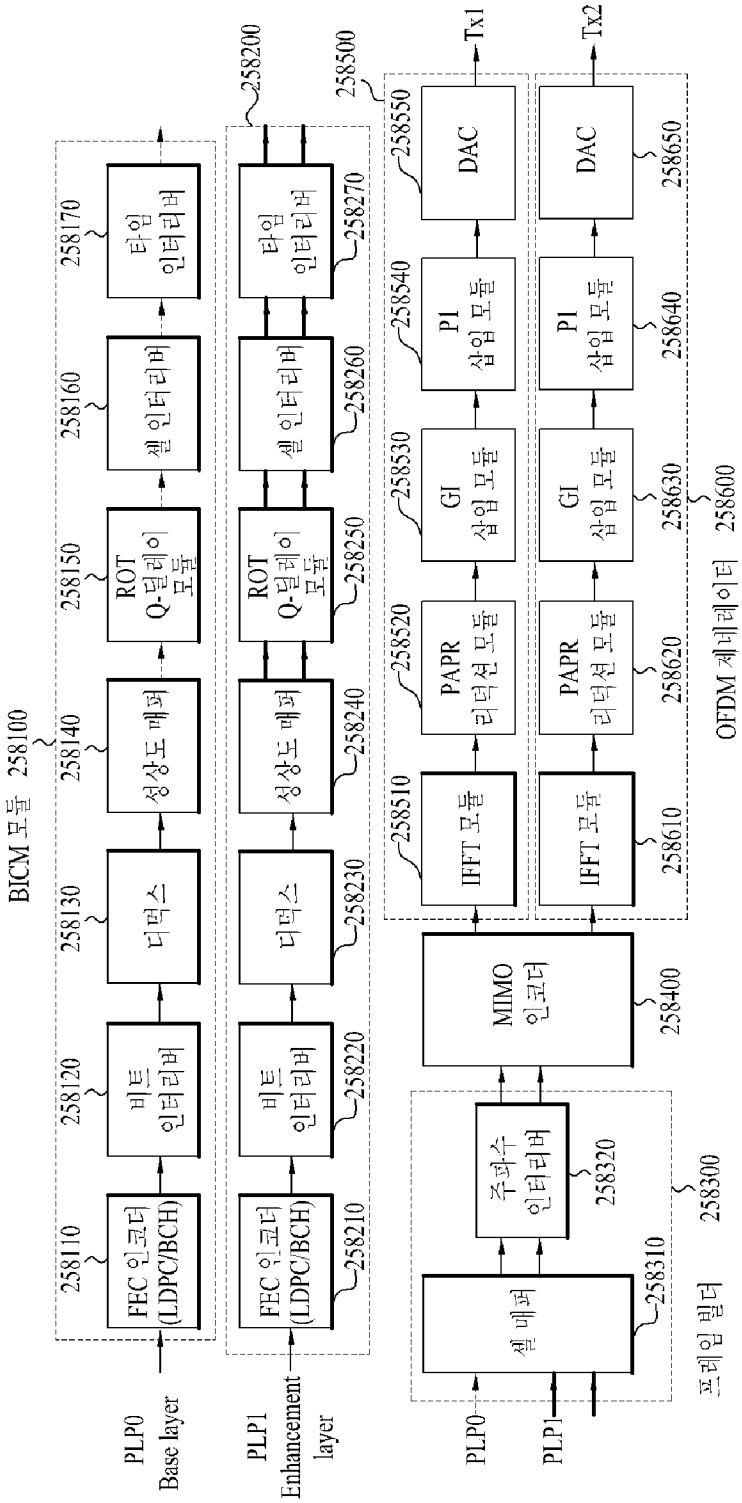
[Fig. 34]


T2
프레임
T2
프레임
FEF 파트
T2
프레임
T2
프레임
FEF 파트
SISO
베이스 레이어
MIMO
인핸스먼트 레이어

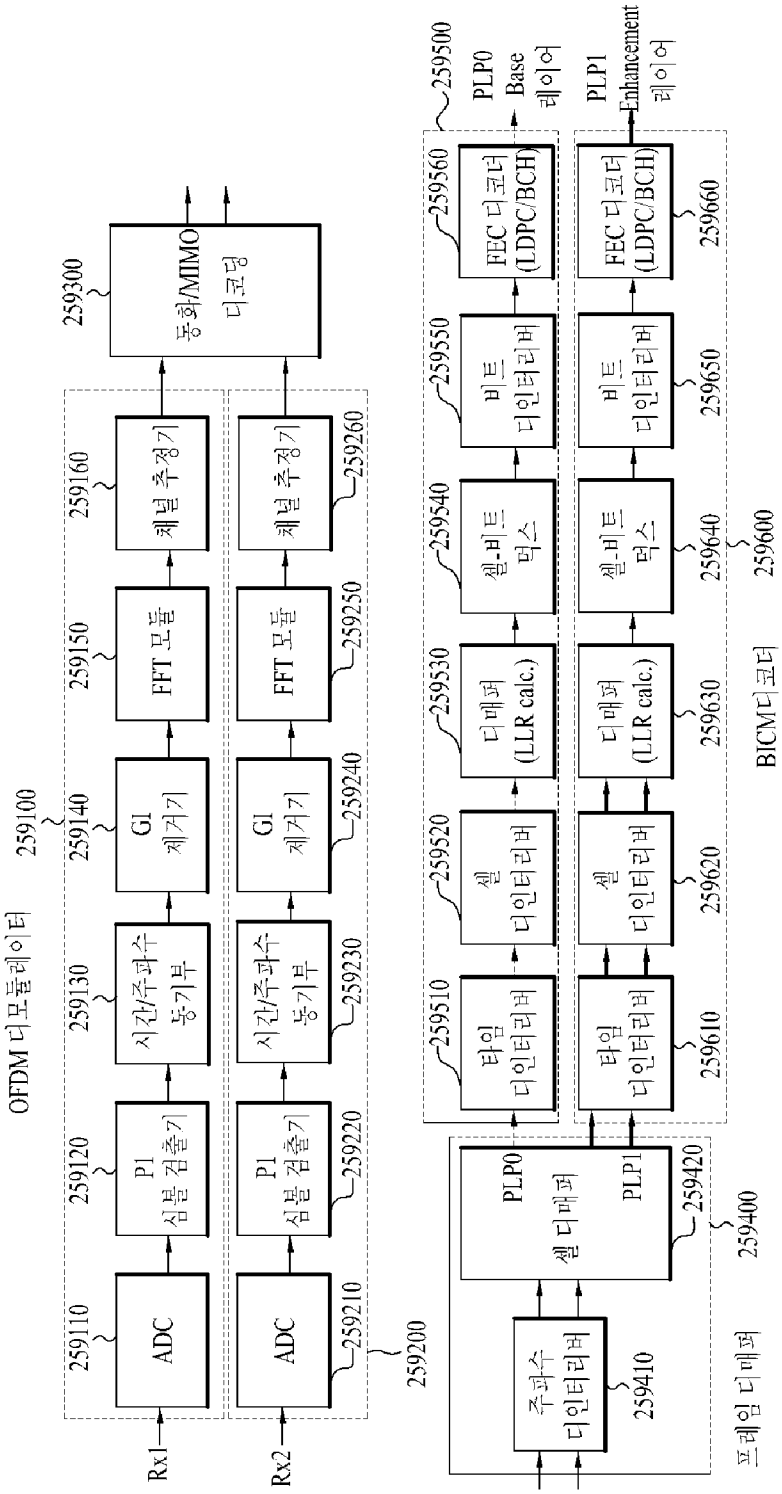
[Fig. 35]


T2
프레임
T2
프레임
FEF 파트
T2
프레임
T2
프레임
FEF 파트
베이스 레이어를 위한 SISO/MISO 캐리어 및
인핸스먼트 레이어를 위한 MIMO 캐리어

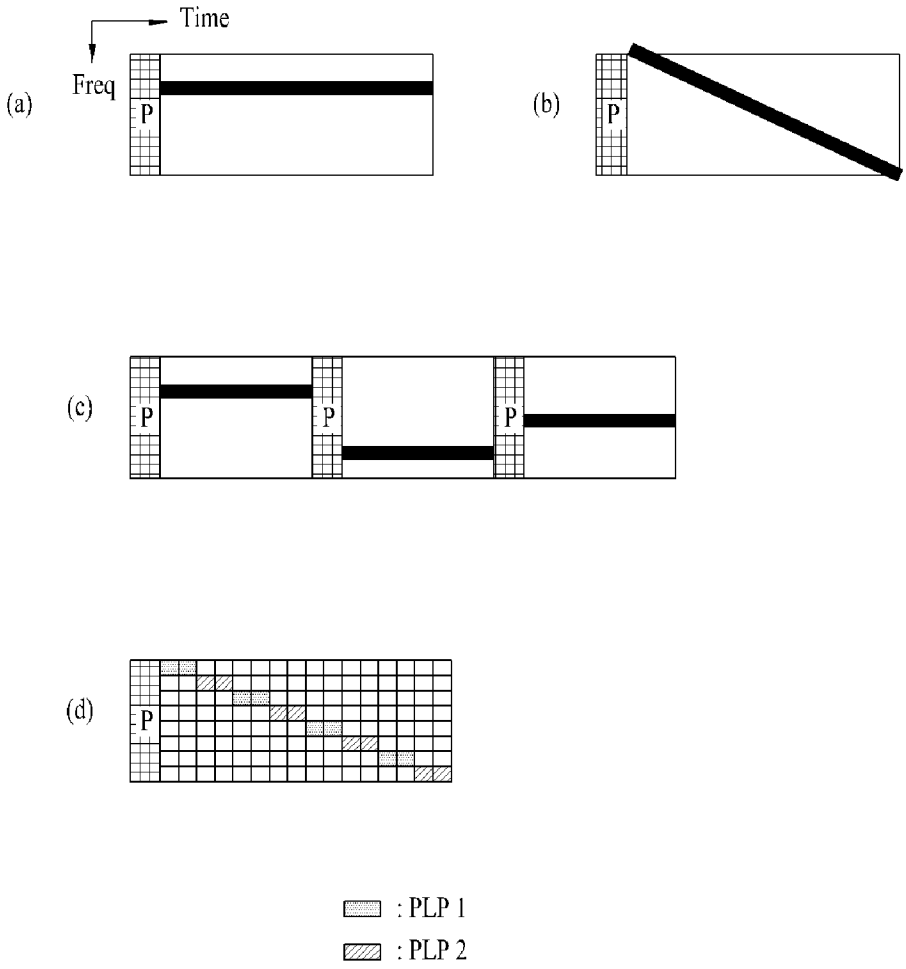
[Fig. 36]


BICM 모듈 258100
258110
FEC 인코더 (LDPC/BCH)
258120
비트 인터리버
258130
디먹스
258140
성상도 매퍼
258150
ROT Q-딜레이 모듈
258160
셀 인터리버
258170
타임 인터리버
PLP0 Base layer
258200
258210
FEC 인코더 (LDPC/BCH)
258220
비트 인터리버
258230
디먹스
258240
성상도 매퍼
258250
ROT Q-딜레이 모듈
258260
셀 인터리버
258270
타임 인터리버
PLP1 Enhancement layer
258500
프레임 빌더 258300
258310
셀 매퍼
258320
주파수 인터리버
PLP0
PLP1
258400
MIMO 인코더
OFDM 제네레이터 258600
258510
IFFT 모듈
258520
PAPR 리덕션 모듈
258530
GI 삽입 모듈
258540
PI 삽입 모듈
258550
DAC
Tx1
258610
IFFT 모듈
258620
PAPR 리덕션 모듈
258630
GI 삽입 모듈
258640
PI 삽입 모듈
258650
DAC
Tx2

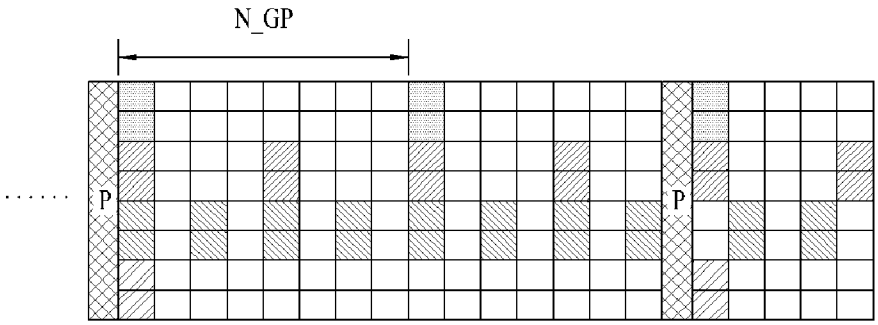
[Fig. 37]


OFDM 디모듈레이터
259100
259110
ADC
259120
P1 심볼 검출기
259130
시간/주파수 동기부
259140
GI 제거기
259150
FFT 모듈
259160
채널 추정기
259210
ADC
259220
P1 심볼 검출기
259230
시간/주파수 동기부
259240
GI 제거기
259250
FFT 모듈
259260
채널 추정기
259200
Rx1
Rx2
259300
동화/MIMO 디코딩
259500
PLP0 Base 레이어
PLP1 Enhancement 레이어
259510
타임 디인터리버
259520
셀 디인터리버
259530
디매퍼 (LLR calc.)
259540
셀-비트 먹스
259550
비트 디인터리버
259560
FEC 디코더 (LDPC/BCH)
259610
타임 디인터리버
259620
셀 디인터리버
259630
디매퍼 (LLR calc.)
259640
셀-비트 먹스
259650
비트 디인터리버
259660
FEC 디코더 (LDPC/BCH)
BICM디코더
259600
PLP0
셀 디매퍼
PLP1
259420
259400
주파수 디인터리버
259410
프레임 디매퍼

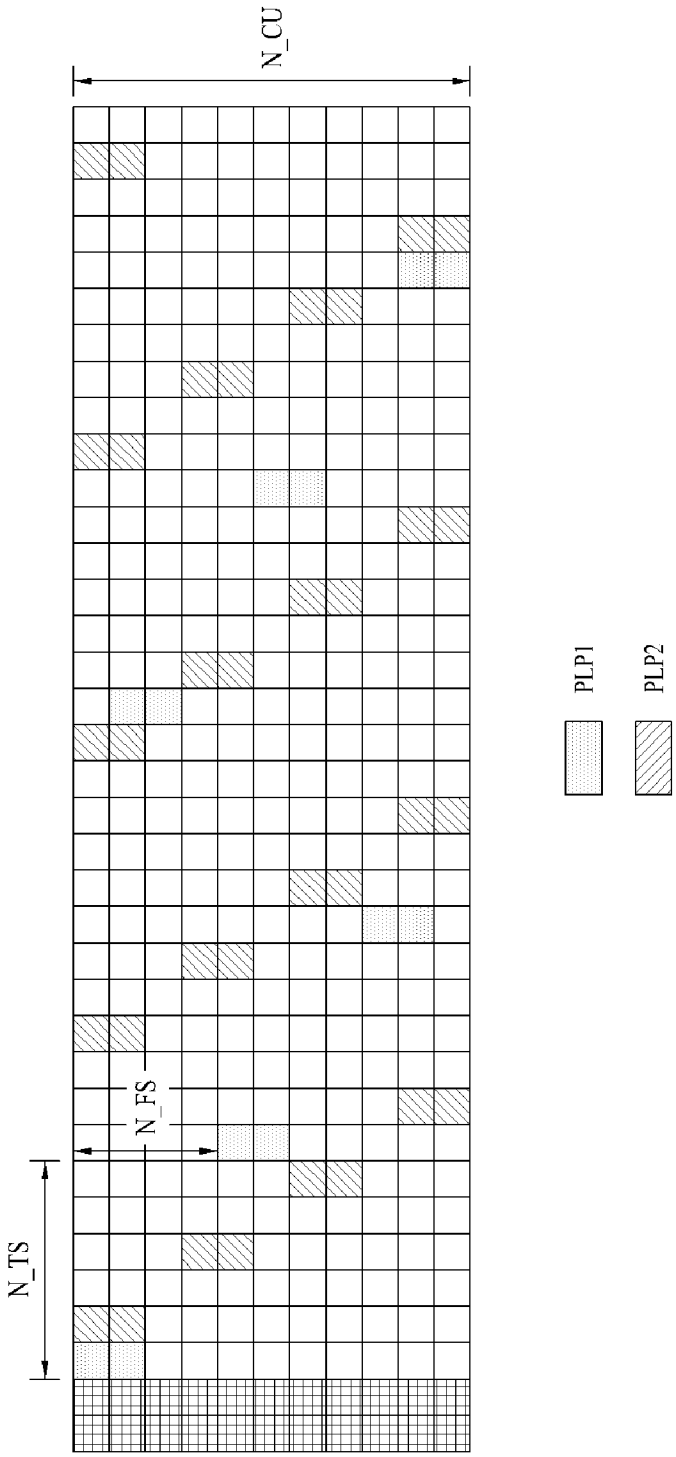
[Fig. 38]



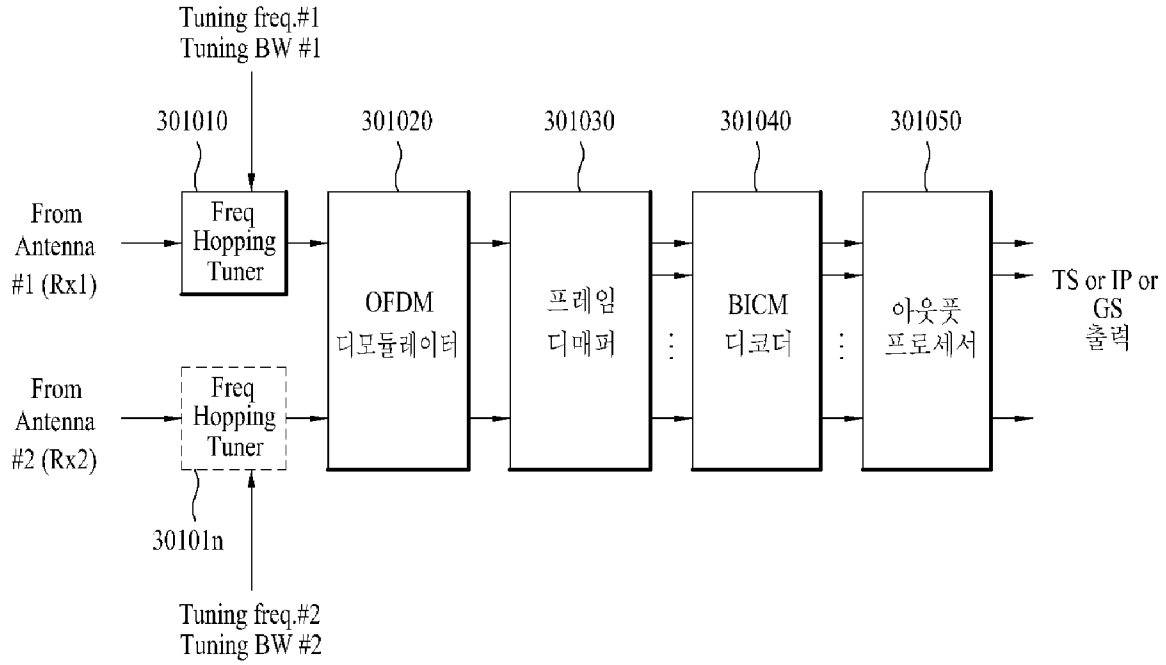

[Fig. 39]



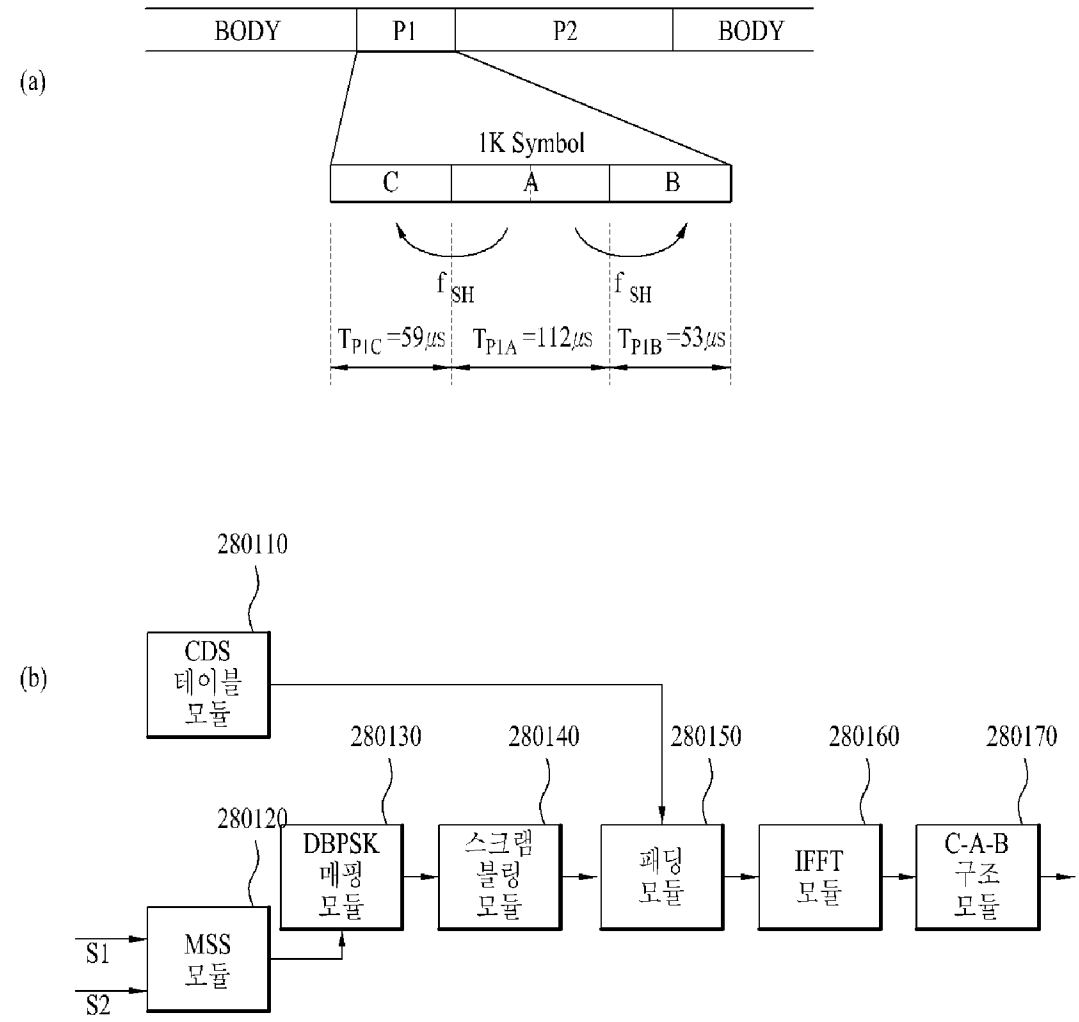
[Fig. 40]



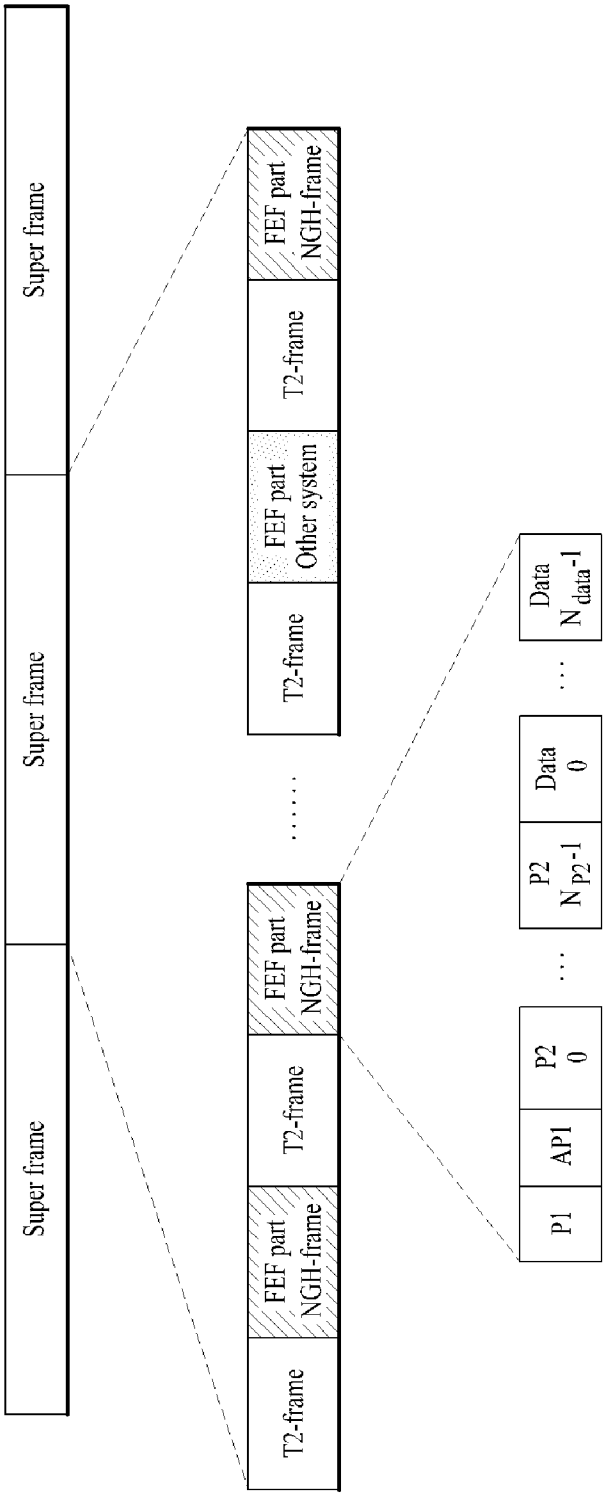
[Fig. 41]


Tuning freq.#1
Tuning BW #1
301010
301020
301030
301040
301050
From Antenna #1 (Rx1)
Freq Hopping Tuner
OFDM 디모듈레이터
프레임 디매퍼
BICM 디코더
아웃풋 프로세서
TS or IP or GS 출력
From Antenna #2 (Rx2)
Freq Hopping Tuner
30101n
Tuning freq.#2
Tuning BW #2

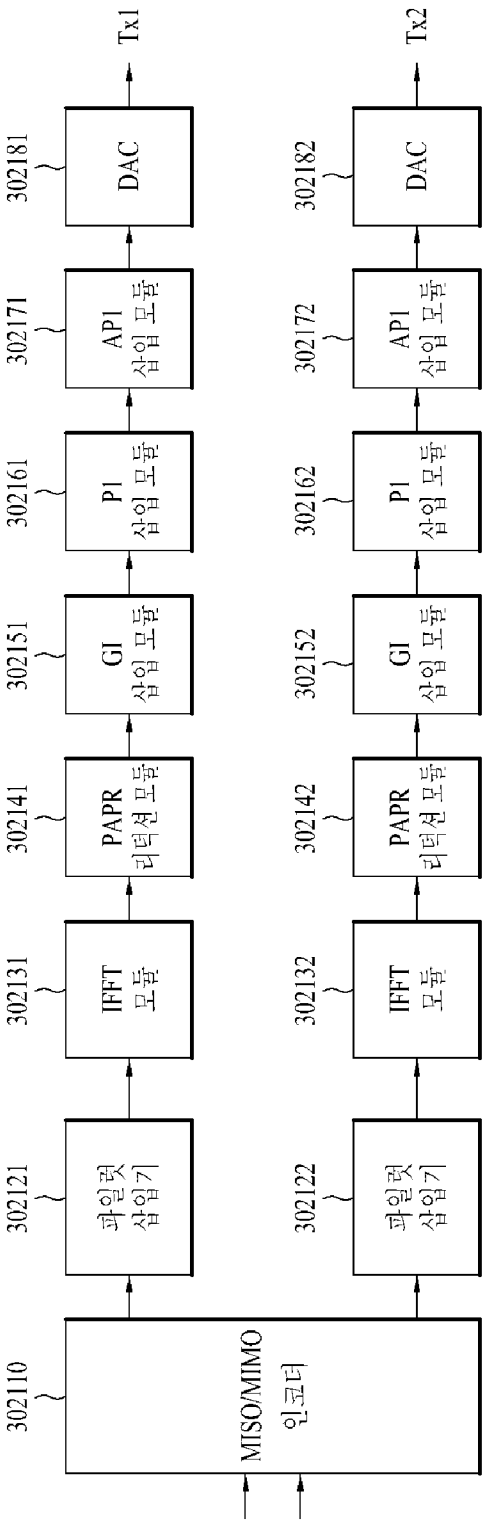
[Fig. 42]


(a)
BODY
P1
P2
BODY
1K Symbol
C
A
B
f SH
f SH
T P1C =59μs
T P1A =112μs
T P1B =53μs
(b)
280110
CDS 테이블 모듈
280130
280140
280150
280160
280170
280120
DBPSK 매핑 모듈
스크램블링 모듈
패딩 모듈
IFFT 모듈
C-A-B 구조 모듈
MSS 모듈
S1
S2

[Fig. 43]


Super frame
Super frame
Super frame
T2-frame
FEF part NGH-frame
T2-frame
FEF part Other system
T2-frame
FEF part NGH-frame
.....
P1
AP1
P2 0
...
P2 N P2 -1
Data 0
...
Data N data -1

[Fig. 44]


302110
MISO/MIMO 인코더
302121
파일럿 삽입기
302122
파일럿 삽입기
302131
IFFT 모듈
302132
IFFT 모듈
302141
PAPR 리덕션 모듈
302142
PAPR 리덕션 모듈
302151
GI 삽입 모듈
302152
GI 삽입 모듈
302161
P1 삽입 모듈
302162
P1 삽입 모듈
302171
AP1 삽입 모듈
302172
AP1 삽입 모듈
302181
DAC
302182
DAC
Tx1
Tx2

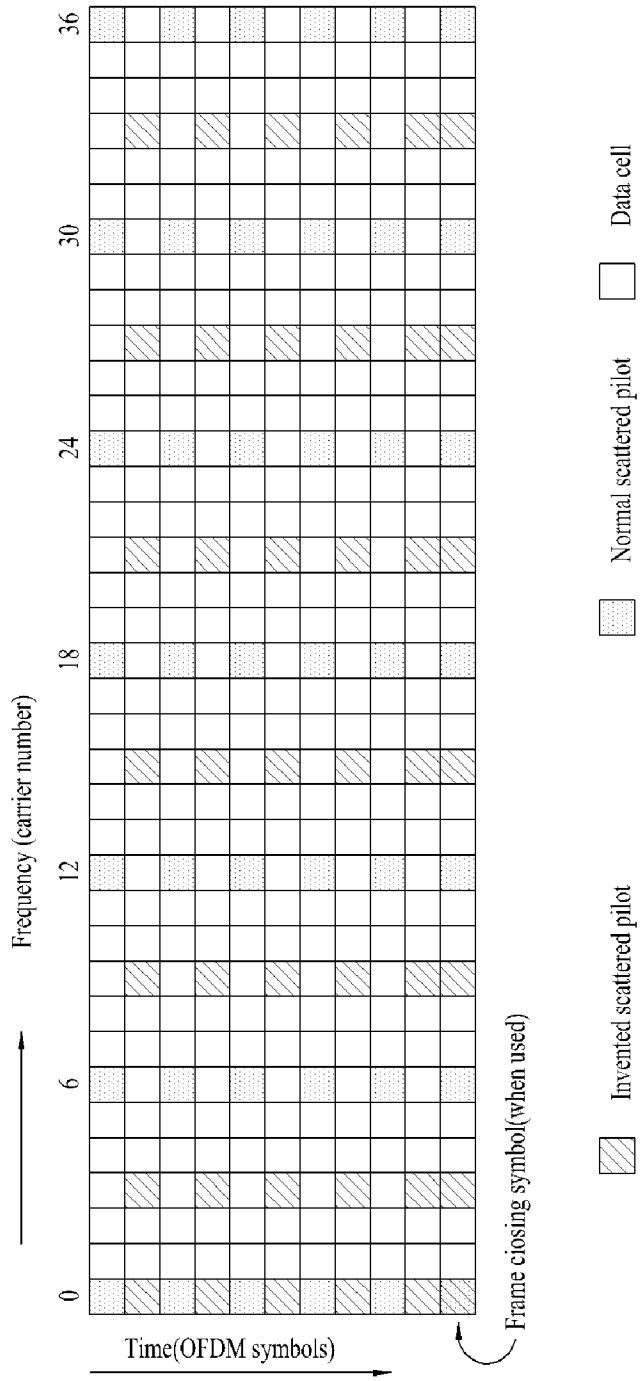
[Fig. 45]

| Pilot Pattern | Dx | Dy |
|---|---|---|
| pp1 | 6 | 4 |
| pp2 | 12 | 2 |
| pp3 | 12 | 4 |
| pp4 | 24 | 2 |
| pp5 | 24 | 4 |
| pp6 | 48 | 2 |
| pp7 | 24 | 4 |
| pp8 | 12 | 16 |
| pp9 | 6 | 2 |

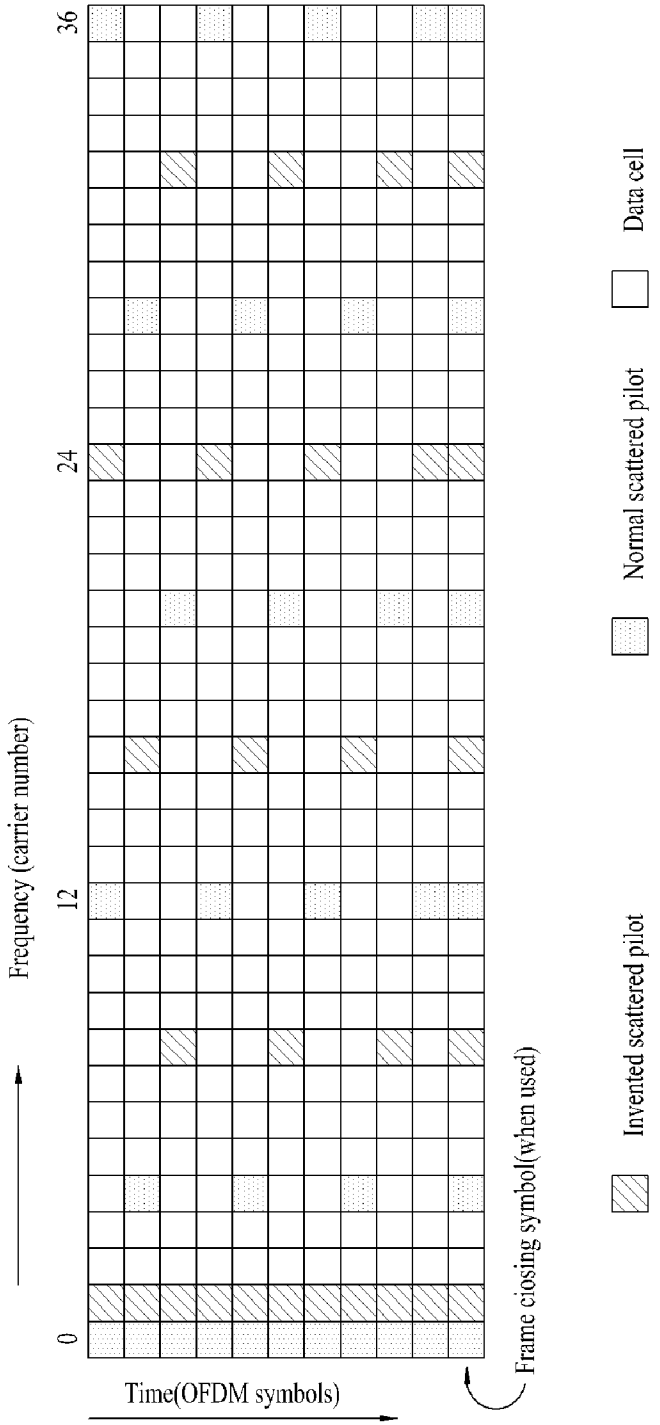
[Fig. 46]

| FFT | 1/128 | Dx | Dy | 1/32 | Dx | Dy | 1/16 | Dx | Dy | 19/256 | Dx | Dy | 1/8 | Dx | Dy | 19/128 | Dx | Dy | 1/4 | Dx | Dy |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 32K | PP8 | 12 | 16 | PP8 | 12 | 16 | PP2 | 12 | 2 | PP2 | 12 | 2 | | | | | | | | | |
| | PP4 | 24 | 2 | PP4 | 24 | 2 | PP8 | 12 | 16 | PP8 | 12 | 16 | | | | | | | | | |
| | PP6 | 48 | 2 | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 16K | PP4 | 24 | 2 | PP2 | 12 | 2 | PP2 | 12 | 2 | PP2 | 12 | 2 | PP1 | 6 | 4 | PP1 | 6 | 4 | | | |
| | PP5 | 24 | 4 | PP4 | 24 | 2 | PP3 | 12 | 4 | PP3 | 12 | 4 | PP9 | 6 | 2 | PP9 | 6 | 2 | | | |
| | | | | PP5 | 24 | 4 | PP9 | 6 | 2 | PP9 | 6 | 2 | | | | | | | | | |
| 8K | PP4 | 24 | 2 | PP2 | 12 | 2 | PP3 | 12 | 4 | PP3 | 12 | 4 | PP1 | 6 | 4 | PP1 | 6 | 4 | | | |
| | PP5 | 24 | 4 | PP4 | 24 | 2 | PP2 | 12 | 2 | PP2 | 12 | 2 | PP9 | 6 | 2 | PP9 | 6 | 2 | | | |
| | | | | PP5 | 24 | 4 | | | | | | | | | | | | | | | |
| 4K | | | | PP2 | 12 | 2 | PP3 | 12 | 4 | | | | PP1 | 6 | 4 | | | | | | |
| | | | | PP4 | 24 | 2 | PP2 | 12 | 2 | | | | PP9 | 6 | 2 | | | | | | |
| | | | | PP5 | 24 | 4 | | | | | | | | | | | | | | | |
| 2K | | | | PP2 | 12 | 2 | PP3 | 12 | 4 | | | | PP1 | 6 | 4 | | | | | | |
| | | | | PP4 | 24 | 2 | PP2 | 12 | 2 | | | | PP9 | 6 | 2 | | | | | | |
| | | | | PP5 | 24 | 4 | | | | | | | | | | | | | | | |
| 1K | | | | | | | PP3 | 12 | 4 | | | | PP1 | 6 | 4 | | | | | | |
| | | | | | | | PP2 | 12 | 2 | | | | PP9 | 6 | 2 | | | | | | |

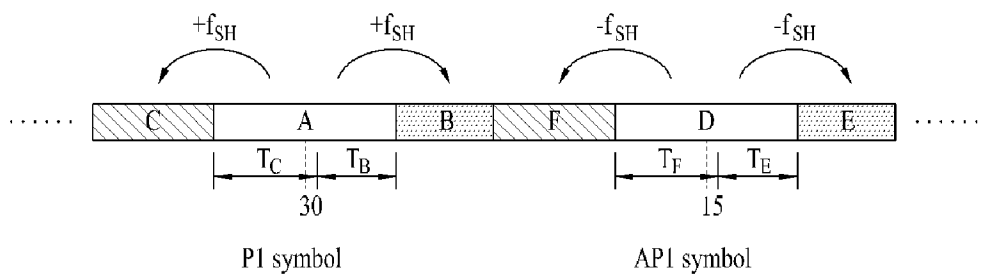
[Fig. 47]


Frequency (carrier number)
0
6
12
18
24
30
36
Time(OFDM symbols)
Frame closing symbol(when used)
Data cell
Normal scattered pilot
Invented scattered pilot

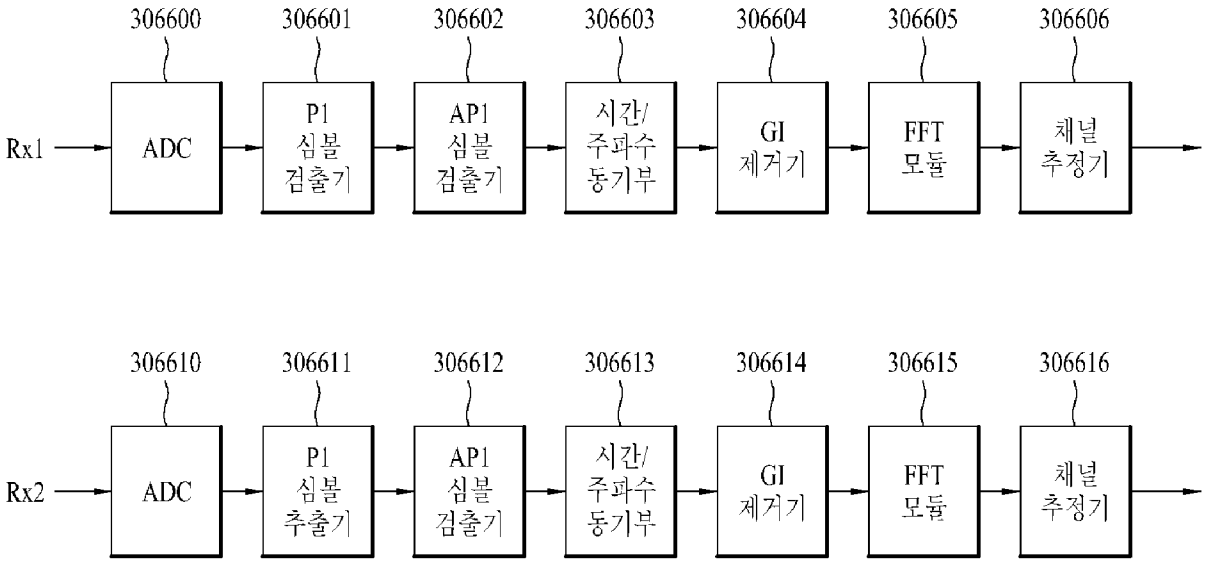
[Fig. 48]


36
24
12
0
Frequency (carrier number)
Time(OFDM symbols)
Frame closing symbol(when used)
Data cell
Normal scattered pilot
Invented scattered pilot

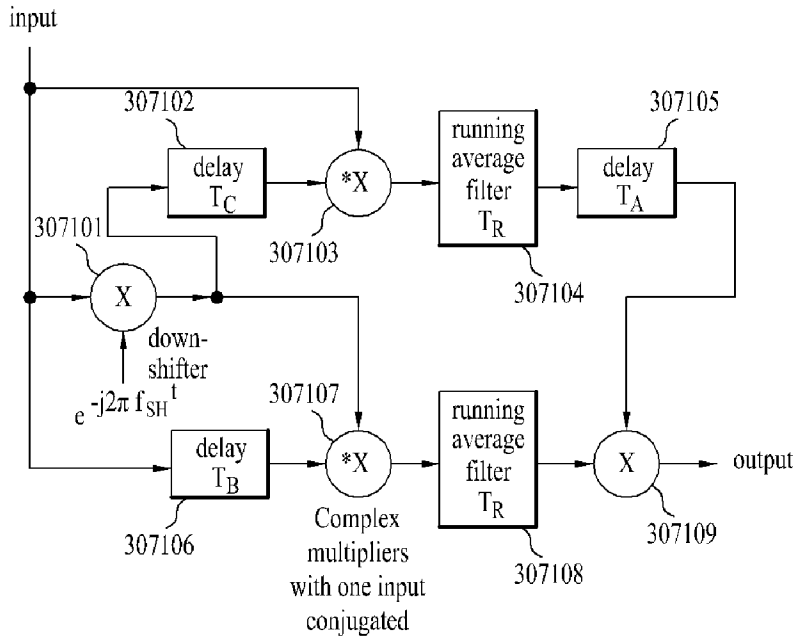
[Fig. 49]


+fSH
+fSH
-fSH
-fSH
C
A
B
F
D
E
TC
TB
TF
TE
30
15
P1 symbol
AP1 symbol

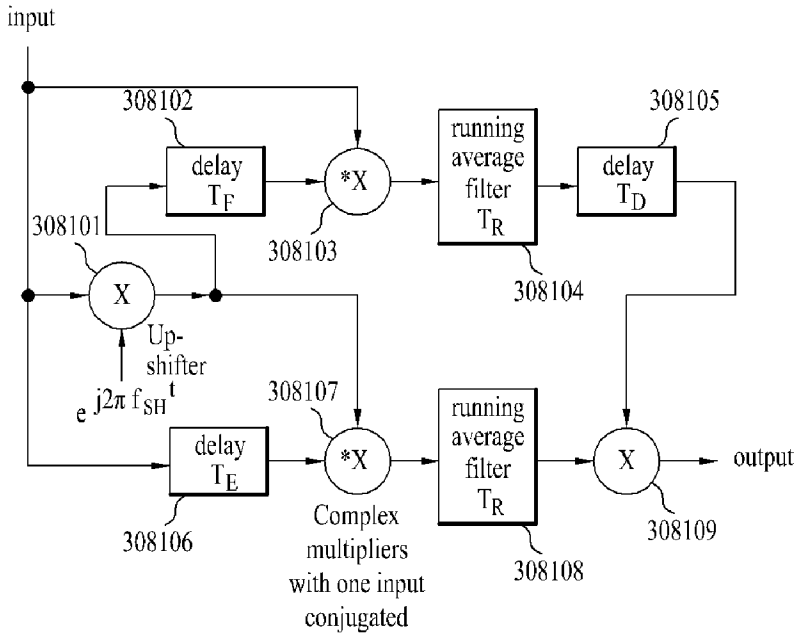
[Fig. 50]


306600
306601
306602
306603
306604
306605
306606
Rx1
ADC
P1 심볼 검출기
AP1 심볼 검출기
시간/주파수 동기부
GI 제거기
FFT 모듈
채널 추정기
306610
306611
306612
306613
306614
306615
306616
Rx2
ADC
P1 심볼 추출기
AP1 심볼 검출기
시간/주파수 동기부
GI 제거기
FFT 모듈
채널 추정기

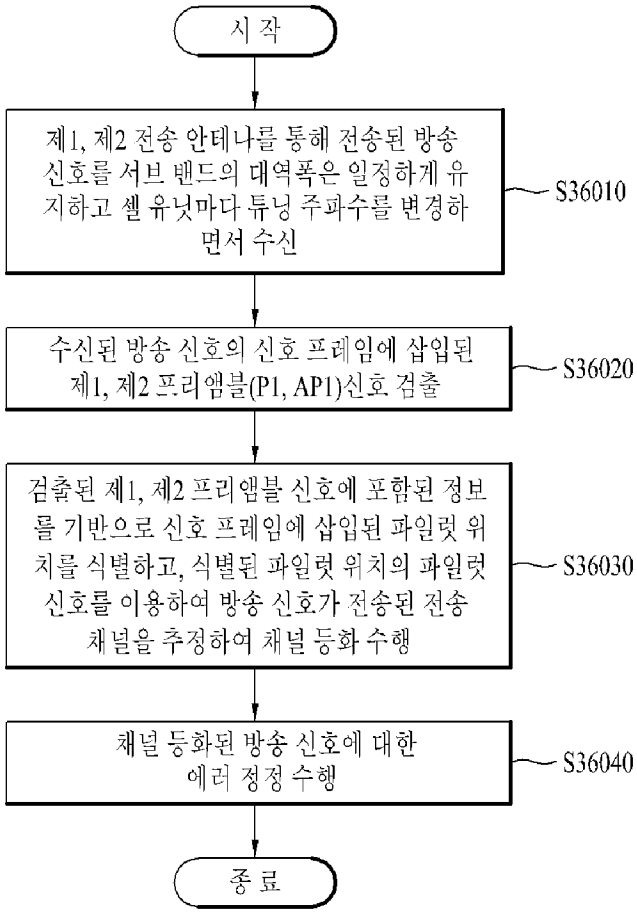
[Fig. 51]


input
307102
delay $T_C$
*X
307103
running average filter $T_R$
307104
307105
delay $T_A$
307101
X
down-shifter
$e^{-j2\pi f_{SH} t}$
307107
delay $T_B$
307106
*X
Complex multipliers with one input conjugated
running average filter $T_R$
307108
X
307109
output

[Fig. 52]


input
308102
delay
$T_F$
*X
308103
running
average
filter
$T_R$
308104
308105
delay
$T_D$
308101
X
Up-
shifter
$e^{j2\pi f_{SH} t}$
308107
delay
$T_E$
*X
Complex
multipliers
with one input
conjugated
308106
running
average
filter
$T_R$
308108
X
308109
output

[Fig. 53]


시 작
제1, 제2 전송 안테나를 통해 전송된 방송 신호를 서브 밴드의 대역폭은 일정하게 유지하고 셀 유닛마다 튜닝 주파수를 변경하면서 수신
S36010
수신된 방송 신호의 신호 프레임에 삽입된 제1, 제2 프리앰블(P1, AP1)신호 검출
S36020
검출된 제1, 제2 프리앰블 신호에 포함된 정보를 기반으로 신호 프레임에 삽입된 파일럿 위치를 식별하고, 식별된 파일럿 위치의 파일럿 신호를 이용하여 방송 신호가 전송된 전송 채널을 추정하여 채널 등화 수행
S36030
채널 등화된 방송 신호에 대한 에러 정정 수행
S36040
종 료