



(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2017-0037405  
(43) 공개일자 2017년04월04일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)  
H04L 27/26 (2006.01) H04L 1/00 (2006.01)  
H04L 27/00 (2006.01)  
(52) CPC특허분류  
H04L 27/2697 (2013.01)  
H04L 1/0071 (2013.01)  
(21) 출원번호 10-2015-0136976  
(22) 출원일자 2015년09월25일  
심사청구일자 없음

(71) 출원인  
삼성전자주식회사  
경기도 수원시 영통구 삼성로 129 (매탄동)  
연세대학교 산학협력단  
서울특별시 서대문구 연세로 50 (신촌동, 연세대학교)  
(72) 발명자  
배재현  
서울특별시 서초구 태봉로2길 5, 508동 1202호 (우면동, 서초네이처힐5단지)  
서중수  
서울특별시 송파구 잠실로 88, 113동 904호 (잠실동, 레이크팰리스)  
(뒷면에 계속)  
(74) 대리인  
정홍식, 김태현

전체 청구항 수 : 총 18 항

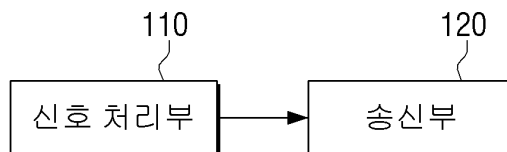
(54) 발명의 명칭 송신 장치, 수신 장치 및 그 제어 방법

### (57) 요약

송신 장치가 개시된다. LDM(Layered Division Multiplexing) 방식으로 신호를 전송하는 송신 장치는, 제1 및 제2 신호를 중첩 코딩하여 중첩 코딩 신호를 생성하는 신호 처리부 및, 중첩 코딩 신호에 기설정된 직교 코드 성분을 곱하여 전송하는 송신부를 포함한다.

대표도 - 도12

100



(52) CPC특허분류

**H04L 27/0008** (2013.01)

(72) 발명자

**오영호**

경기도 수원시 영통구 광교호수공원로 45, 1001동  
1703호 (원천동, 광교 호반베르디움)

**최정민**

충청남도 천안시 동남구 성남면 봉양5길 92

**한재신**

서울특별시 동대문구 한천로11길 10-1, 101동 408  
호 (답십리동, 동아아파트)

## 명세서

### 청구범위

#### 청구항 1

LDM(Layered Division Multiplexing) 방식으로 신호를 전송하는 송신 장치에 있어서,  
제1 및 제2 신호를 중첩 코딩하여 중첩 코딩 신호를 생성하는 신호 처리부; 및  
상기 중첩 코딩 신호에 기설정된 직교 코드 성분을 곱하여 전송하는 송신부;를 포함하는 송신 장치.

#### 청구항 2

제1항에 있어서,  
상기 직교 코드 성분은,  
기설정된 직교 코드 패턴에 의해 결정되는, 송신 장치.

#### 청구항 3

제1항에 있어서,  
상기 신호 처리부는,  
상기 제1 및 제2 신호를 서로 다른 전력을 할당하여 LDM(Layered Division Multiplexing) 방식으로 중첩하여  
상기 중첩 코딩 신호를 생성하는, 송신 장치.

#### 청구항 4

제1항에 있어서,  
상기 제1 및 제2 신호는 각각 모바일 방송 신호 및 지상파 방송 신호인, 송신 장치.

#### 청구항 5

제1 및 제2 송신 장치로부터 전송된 제1 및 제2 중첩 코딩 신호를 수신하는 수신 장치에 있어서,  
상기 제1 송신 장치 및 상기 제2 송신 장치로부터 제1 및 제2 시간 구간 동안 신호를 수신하는 수신부; 및,  
상기 제1 및 제2 시간 구간 동안 수신된 신호에 기설정된 직교 코드 성분을 곱하여 제1 및 제2 송신 장치로부터  
수신된 제1 및 제2 중첩 코딩 신호를 분리하여 신호 처리하는 신호 처리부;를 포함하는 수신 장치.

#### 청구항 6

제5항에 있어서,  
상기 직교 코드 성분은,  
상기 수신 장치 및 상기 제1 및 제2 송신 장치 사이에서 기 알려진 성분이며,  
상기 제1 및 제2 송신 장치에서 상기 제1 및 제2 중첩 코딩 신호에 곱하여 전송한 직교 코드 성분의 인버스 성  
분인 것을 특징으로 하는 수신 장치.

#### 청구항 7

제5항에 있어서,  
상기 신호 처리부는,  
상기 분리된 제1 중첩 코딩 신호에 대한 복조를 수행하는 디맵퍼;  
상기 디맵퍼의 출력을 디인터리빙하는 디인터리버; 및

상기 디인터리버의 출력을 디코딩하는 디코더;를 포함하는, 수신 장치.

#### 청구항 8

제5항에 있어서,

상기 제1 중첩 신호는, 제1 및 제2 신호에 서로 다른 전력을 할당하여 LDM 방식으로 중첩한 신호이며,

상기 제2 중첩 신호는, 제3 및 제4 신호에 서로 다른 전력을 할당하여 LDM 방식으로 중첩한 신호인, 수신 장치.

#### 청구항 9

제8항에 있어서,

상기 제1 및 제2 신호는 각각 모바일 방송 신호 및 지상파 방송 신호이며,

상기 제3 및 제4 신호는 각각 모바일 방송 신호 및 지상파 방송 신호인, 수신 장치.

#### 청구항 10

LDM(Layered Division Multiplexing) 방식으로 신호를 전송하는 송신 장치의 제어 방법에 있어서,

제1 및 제2 신호를 중첩 코딩하여 중첩 코딩 신호를 생성하는 단계; 및

상기 중첩 코딩 신호에 기설정된 직교 코드 성분을 곱하여 전송하는 단계;를 포함하는 제어 방법.

#### 청구항 11

제10항에 있어서,

상기 중첩 코딩 신호를 생성하는 단계는,

상기 제1 및 제2 신호를 서로 다른 전력을 할당하여 LDM(Layered Division Multiplexing) 방식으로 중첩하여  
상기 중첩 코딩 신호를 생성하는, 제어 방법.

#### 청구항 12

제10항에 있어서,

상기 제1 및 제2 신호는 각각 모바일 방송 신호 및 지상파 방송 신호인, 제어 방법.

#### 청구항 13

제1 및 제2 송신 장치로부터 전송된 제1 및 제2 중첩 코딩 신호를 수신하는 수신 장치의 제어 방법에 있어서,

상기 제1 송신 장치 및 상기 제2 송신 장치로부터 제1 및 제2 시간 구간 동안 신호를 수신하는 단계; 및,

상기 제1 및 제2 시간 구간 동안 수신된 신호에 기설정된 직교 코드 성분을 곱하여 제1 및 제2 송신 장치로부터  
수신된 제1 및 제2 중첩 코딩 신호를 분리하는 단계;를 포함하는 제어 방법.

#### 청구항 14

제13항에 있어서,

상기 직교 코드 성분은,

상기 수신 장치 및 상기 제1 및 제2 송신 장치 사이에서 기 알려진 성분이며,

상기 제1 및 제2 송신 장치에서 상기 제1 및 제2 중첩 코딩 신호에 곱하여 전송한 직교 코드 성분의 인버스 성  
분인 것을 특징으로 하는 제어 방법.

#### 청구항 15

제14항에 있어서,

상기 분리된 제1 중첩 코딩 신호에 대한 복조를 수행하는 단계;

상기 복조된 신호를 디인터리빙하는 단계; 및

상기 디인터리빙된 신호를 디코딩하는 단계;를 더 포함하는, 제어 방법.

#### 청구항 16

제15항에 있어서,

상기 제1 중첩 신호는, 제1 및 제2 신호에 서로 다른 전력을 할당하여 LDM 방식으로 중첩한 신호이며,

상기 제2 중첩 신호는, 제3 및 제4 신호에 서로 다른 전력을 할당하여 LDM 방식으로 중첩한 신호인, 제어 방법.

#### 청구항 17

제10항에 있어서,

상기 제1 및 제2 신호는 각각 모바일 방송 신호 및 지상파 방송 신호이며,

상기 제3 및 제4 신호는 각각 모바일 방송 신호 및 지상파 방송 신호인, 제어 방법.

#### 청구항 18

LDM(Layered Division Multiplexing) 방식으로 신호를 전송하는 제1 및 제2송신 장치 및 수신 장치를 포함하는 시스템에 있어서,

제1 및 제2 신호를 중첩 코딩하여 제1 중첩 코딩 신호를 생성하고 상기 중첩 코딩 신호에 기설정된 직교 코드 성분을 곱하여 전송하는 제1 송신 장치;

제3 및 제4 신호를 중첩 코딩하여 제2 중첩 코딩 신호를 생성하고 상기 중첩 코딩 신호에 기설정된 직교 코드 성분을 곱하여 전송하는 제2 송신 장치; 및

상기 제1 송신 장치 및 상기 제2 송신 장치로부터 제1 및 제2 시간 구간 동안 신호를 수신하고, 상기 제1 및 제2 시간 구간 동안 수신된 신호에 기설정된 직교 코드 성분을 곱하여 수신된 신호에서 상기 제1 및 제2 중첩 코딩 신호를 분리하여 신호처리하는 수신 장치;를 포함하는 시스템.

### 발명의 설명

#### 기술 분야

[0001] 본 발명은 송신 장치, 수신 장치 및 그 제어 방법에 관한 것으로, 더욱 상세하게는 LDM 방식으로 신호를 전송하는 송신 장치, 수신 장치 및 그 제어 방법에 관한 것이다.

#### 배경 기술

[0002] 21세기 정보화 사회에서 방송 통신 서비스는 본격적인 디지털화, 다채널화, 광대역화, 고품질화의 시대를 맞이하고 있다. 특히 최근에 고화질 디지털 TV 및 PMP, 휴대방송 기기 보급이 확대됨에 따라 디지털 방송 서비스도 다양한 수신방식 지원에 대한 요구가 증대되고 있다.

[0003] 이러한 요구에 따라 표준 그룹에서는 다양한 표준을 제정하여, 사용자의 니즈를 만족시킬 수 있는 다양한 서비스를 제공하고 있는 실정에서, 보다 우수한 성능을 통해 보다 나은 서비스를 제공하기 위한 방안의 모색이 요청된다.

### 발명의 내용

#### 해결하려는 과제

[0004] 본 발명은 상술한 필요성에 따라 안출된 것으로, 본 발명의 목적은 수신 장치에서 원하는 방송 신호만 추출할 수 있도록 LDM 방식으로 신호를 처리하여 전송하는 송신 장치, 수신 장치 및 그 제어 방법을 제공함에 있다.

#### 과제의 해결 수단

[0005] 이상과 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명의 일 실시 예에 따른 LDM(Layered Division Multiplexing) 방식으

로 신호를 전송하는 송신 장치는, 제1 및 제2 신호를 중첩 코딩하여 중첩 코딩 신호를 생성하는 신호 처리부 및, 상기 중첩 코딩 신호에 기설정된 직교 코드 성분을 곱하여 전송하는 송신부를 포함한다.

- [0006] 여기서, 상기 직교 코드 성분은, 기설정된 직교 코드 패턴에 의해 결정될 수 있다.
- [0007] 또한, 상기 신호 처리부는, 상기 제1 및 제2 신호를 서로 다른 전력을 할당하여 LDM(Layered Division Multiplexing) 방식으로 중첩하여 상기 중첩 코딩 신호를 생성할 수 있다.
- [0008] 또한, 제1 및 제2 신호는 각각 모바일 방송 신호 및 지상파 방송 신호일 수 있다.
- [0009] 또한, 본 발명의 일 실시 예에 따른 제1 및 제2 송신 장치로부터 전송된 제1 및 제2 중첩 코딩 신호를 수신하는 수신 장치는, 상기 제1 송신 장치 및 상기 제2 송신 장치로부터 제1 및 제2 시간 구간 동안 신호를 수신하는 수신부 및, 상기 제1 및 제2 시간 구간 동안 수신된 신호에 기설정된 직교 코드 성분을 곱하여 제1 및 제2 송신 장치로부터 수신된 제1 및 제2 중첩 코딩 신호를 분리하는 신호 처리부를 포함한다.
- [0010] 여기서, 상기 직교 코드 성분은, 상기 수신 장치 및 상기 제1 및 제2 송신 장치 사이에서 기 알려진 성분이며, 상기 제1 및 제2 송신 장치에서 상기 제1 및 제2 중첩 코딩 신호에 곱하여 전송한 직교 코드 성분의 인버스 성분이 될 수 있다.
- [0011] 또한, 상기 신호 처리부는, 상기 분리된 제1 중첩 코딩 신호에 대한 복조를 수행하는 디뮵퍼, 상기 디뮵퍼의 출력을 디인터리빙하는 디인터리버, 상기 디인터리버의 출력을 디코딩하는 디코더를 포함할 수 있다.
- [0012] 여기서, 상기 제1 중첩 신호는, 제1 및 제2 신호에 서로 다른 전력을 할당하여 LDM 방식으로 중첩한 신호이며, 상기 제2 중첩 신호는, 제3 및 제4 신호에 서로 다른 전력을 할당하여 LDM 방식으로 중첩한 신호일 수 있다.
- [0013] 또한, 상기 제1 및 제2 신호는 각각 모바일 방송 신호 및 지상파 방송 신호이며, 상기 제3 및 제4 신호는 각각 모바일 방송 신호 및 지상파 방송 신호일 수 있다.
- [0014] 한편, 본 발명의 일 실시 예에 따른 LDM(Layered Division Multiplexing) 방식으로 신호를 전송하는 송신 장치의 제어 방법은, 제1 및 제2 신호를 중첩 코딩하여 중첩 코딩 신호를 생성하는 단계 및, 상기 중첩 코딩 신호에 기설정된 직교 코드 성분을 곱하여 전송하는 단계를 포함한다.
- [0015] 또한, 상기 중첩 코딩 신호를 생성하는 단계는, 상기 제1 및 제2 신호를 서로 다른 전력을 할당하여 LDM(Layered Division Multiplexing) 방식으로 중첩하여 상기 중첩 코딩 신호를 생성할 수 있다.
- [0016] 여기서, 상기 제1 및 제2 신호는 각각 모바일 방송 신호 및 지상파 방송 신호일 수 있다.
- [0017] 또한, 본 발명의 일 실시 예에 따른 제1 및 제2 송신 장치로부터 전송된 제1 및 제2 중첩 코딩 신호를 수신하는 수신 장치의 제어 방법은, 상기 제1 송신 장치 및 상기 제2 송신 장치로부터 제1 및 제2 시간 구간 동안 신호를 수신하는 단계 및, 상기 제1 및 제2 시간 구간 동안 수신된 신호에 기설정된 직교 코드 성분을 곱하여 제1 및 제2 송신 장치로부터 수신된 제1 및 제2 중첩 코딩 신호를 분리하는 단계를 포함한다.
- [0018] 여기서, 상기 직교 코드 성분은, 상기 수신 장치 및 상기 제1 및 제2 송신 장치 사이에서 기 알려진 성분이며, 상기 제1 및 제2 송신 장치에서 상기 제1 및 제2 중첩 코딩 신호에 곱하여 전송한 직교 코드 성분의 인버스 성분일 수 있다.
- [0019] 또한, 상기 분리된 제1 중첩 코딩 신호에 대한 복조를 수행하는 단계, 상기 복조된 디인터리빙하는 단계, 상기 디인터리빙된 신호를 디코딩하는 단계를 더 포함할 수 있다.
- [0020] 여기서, 상기 제1 중첩 신호는, 제1 및 제2 신호에 서로 다른 전력을 할당하여 LDM 방식으로 중첩한 신호이며, 상기 제2 중첩 신호는, 제3 및 제4 신호에 서로 다른 전력을 할당하여 LDM 방식으로 중첩한 신호일 수 있다.
- [0021] 또한, 상기 제1 및 제2 신호는 각각 모바일 방송 신호 및 지상파 방송 신호이며, 상기 제3 및 제4 신호는 각각 모바일 방송 신호 및 지상파 방송 신호일 수 있다.
- [0022] 한편, 본 발명의 일 실시 예에 따른 LDM(Layered Division Multiplexing) 방식으로 신호를 전송하는 제1 및 제2 송신 장치 및 수신 장치를 포함하는 시스템은, 제1 및 제2 신호를 중첩 코딩하여 제1 중첩 코딩 신호를 생성하고 상기 중첩 코딩 신호에 기설정된 직교 코드 성분을 곱하여 전송하는 제1 송신 장치, 제3 및 제4 신호를 중첩 코딩하여 제2 중첩 코딩 신호를 생성하고 상기 중첩 코딩 신호에 기설정된 직교 코드 성분을 곱하여 전송하는 제2 송신 장치 및, 상기 제1 송신 장치 및 상기 제2 송신 장치로부터 제1 및 제2 시간 구간 동안 신호를 수신하고, 상기 제1 및 제2 시간 구간 동안 수신된 신호에 기설정된 직교 코드 성분을 곱하여 수신된 신호에서 상기

제1 및 제2 중첩 코딩 신호를 분리하여 신호처리하는 수신 장치를 포함한다.

### 발명의 효과

상술한 다양한 실시 예에 따르면, 수신 장치는 상대 채널의 정보 없이도 원하는 방송 신호만 추출할 수 있게 된다.

### 도면의 간단한 설명

도 1a 내지 도 1c는 NGH-W에서 논의되는 주파수 공유형 방송 기술을 설명하기 위한 도면들이다.

도 2는 신호 중첩도에 따른 신호 크기 비율을 나타내는 도면이다.

도 3은 변조 방식에 따른 Shannon-limit를 나타내는 도면이다.

도 4는 주파수 공유형 방송 시스템의 계층적 스펙트럼을 설명하기 위한 도면이다.

도 5는 계층적 스펙트럼 재사용방식을 사용한 클라우드 전송 수신기의 일 실시 예를 나타내는 도면이다.

도 6은 세 개의 스트림을 가진 주파수 공유형 전송의 커버리지를 설명하기 위한 도면이다.

도 7은 두 개의 스트림을 가진 기존 SFN 네트워크에 대한 주파수 공유형 방송 전송 네트워크의 커버리지를 설명하기 위한 도면이다.

도 8은 송신기가 두 개인 경우 기존 단일 주파수 망(SFN)과 주파수 공유형 방송 서비스의 차이를 설명하기 위한 도면이다.

도 9는 주파수 공유형 방송 시스템에서 두 송신기가 다른 프로그램을 송출할 경우에 나타나는 서비스를 설명하기 위한 도면이다.

도 10은 현재 ATSC 3.0 표준에 채택된 주파수 공유형 방송 전송 모델을 나타낸다.

도 11은 제안 시스템과 기존 주파수 공유형 방송 시스템 성능을 BER 커브로 나타낸 도면이다.

도 12는 본 발명의 일 실시 예에 따른 송신 장치의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 13은 본 발명의 다른 실시 예에 따른 송신 장치의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 14 및 도 15는 본 발명의 일 실시 예에 따른 중첩 코딩 신호를 설명하기 위한 도면들이다.

도 16은 본 발명의 일 실시 예에 따른 수신 장치의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 17은 본 발명의 다른 실시 예에 따른 수신 장치의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 18은 본 발명의 일 실시 예에 따른 송신 장치의 제어 방법을 설명하기 위한 흐름도이다.

도 19는 본 발명의 일 실시 예에 따른 송신 장치의 제어 방법을 설명하기 위한 흐름도이다.

### 발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

이하에서, 첨부된 도면을 이용하여 본 발명에 대하여 구체적으로 설명한다.

도 1a 내지 도 1c는 NGH-W에서 논의되는 주파수 공유형 방송 기술을 설명하기 위한 도면들이다.

단일 주파수 망을 구현하더라도 하더라도 현재까지 방송망 구축을 위한 문제점은 아직까지 논의되고 있다. 특히 기존의 디지털 방송 서비스는 동일 채널 간섭 문제를 해결하지 못했다. 예를 들어 디지털 방송 시스템이 약 직경 100km 이내라고 가정한다면 단일 주파수 내에서 비록 수신이 닿지 않는 지역(100km 이후) 동일 채널 간섭(Co-Channel Interference: CCI)이 발생하여 잠재된 간섭이 300km까지 영향을 줄 수 있다. 따라서 단일 주파수 내에서 다른 신호를 동일채널로 사용하기 위해서는 400km 떨어진 곳에 설치해야 하며 주파수 효율은 매우 비효율적이 된다.

도 1a는 기존의 DTV 시스템의 영역에서 이상적인 동일 채널 할당 환경을 나타낸다. 도 1a에서 보는 바와 같이 동일 채널 방송 서비스로 이용하지 못한 영역이 매우 큰 것을 볼 수 있으며 전체 지역에 대비 실제 공간적 활용율은 28%에 불과하다. 여기서 실제로 사용할 수 없는 지역(명암이 없는 지역)을 실제로 동일 주파수에서 사용할 수 없기 때문에 white space라고 불린다. 따라서 도 1b와 같이 white space 영역은 다른 주파수 전송을 통해 공

간 부족 효율을 극복할 수 있으며 이와 같은 방식으로 전송할 경우 다수의 주파수를 사용해야 하므로 주파수 효율성이 매우 낮다. 도 1c는 주파수 공유형 방송망을 구축하였을 때 예상 가능한 시나리오를 나타낸다. 기존 단일 주파수망에 비교하여 주파수 공유형 방송망은 해당 방송 지역에 공동 채널 송신기의 위치 송신기의 출력과는 상관없이 공간적 이용률을 100%로 활용할 수 있다.

[0029] 동일 채널 간섭에 대한 강인성과 동일 채널 전송의 사용이 가능함에 따라 주파수 공유형 방송망은 방송 서비스에 더 많은 채널을 사용할 수 있을 것으로 예측된다. 또한 도심지에서 모든 채널을 사용하는 것이 아니기 때문에 이용 가능한 채널의 증가는 법규로 인가되지 않은 장치 및 시스템을 작동할 수 있도록 도와주게 되는데 특히 스마트폰 또는 태블릿 장치, 중계기 등 같은 여러 가지 내재된 장비를 활용하여 방송사는 양방향 방송 서비스에 크게 활용할 수 있다. 기존의 디지털 방송 시스템은 대부분 10-20년 전에 개발되었지만 주파수 공유형 방송 기술은 최근 기술이 상당히 발전되었다. 대부분의 디지털 방송 시스템은 MPEG-2 비디오 코딩을 사용하고 있지만 최근에 들어 H.264와 AVC 표준이 제안되어 같은 데이터 전송을 대비 HDTV 서비스에 대해 50%이상의 압축율을 보이고 있다. 비디오 코딩의 개선 뿐 아니라 LDPC 코드와 같은 Shannon-limit에 근접하는 고효율 오류정정부호부의 발전과 그리고 다중 안테나 같은 다이버시티 기술과 같은 방법에 의해 주파수 공유형 방송 기술이 발전하고 있다.

[0030] 주파수 공유형 방송 전송 시스템에 관련된 주요 이슈는 동일 채널 간섭을 어떤 식으로 다루는 것으로 구체화된다. 특히 디지털 전송 무선 통신 시스템에서 동일 채널 간섭의 영향은 백색 잡음 (Additive White Gaussian Noise: AWGN) 와 일치한다고 알려져 있는데 이러한 동일 채널의 확률적인 특성을 기반으로 주파수 공유형 방송 시스템은 매개 변수 2dB 부터 -3dB까지의 AWGN SNR 임계값을 가진다고 가정한다. 즉 주파수를 공유하는 형태의 방송망이 구축되는 경우 negative SNR 임계 값이 존재하는 잡음이 결합된 신호와 동일 채널 간섭 그리고 원하는 신호 전력보다 더 높은 다중 경로 왜곡 전력으로 구성할 수가 있다. 주파수 공유형 방송 시스템은 동일 채널 간섭을 2가지 유형으로 구분하고 있는데 첫째로 AWGN 처럼 서로 다른 두 개 또는 두 개 이상의 상관관계가 없는 수신기가 신호를 전송하는 경우 또는 단일 주파수 환경에서 두 개 이상의 송신기가 동일한 프로그램을 전송하는 것으로 이는 기존 단일 주파수 망 서비스 시나리오와 동일하다. 다중 경로 지연 확산이 수신기의 보호 구간 또는 등화기 범위보다 긴 경우나, 수신기에 구현된 등화기가 없는 경우 첫 번째 경우로 설명된다. 또한 수신 성능을 평가할 때 가장 최악의 경우는 주경로와 다중경로 신호는 동일한 전력 수준을 가지는 0dB 에코이다.

[0031] 도 2는 두 개의 송신기가 주파수 공유 형태로 방송 서비스를 할 때 수신 신호가 어떤 식으로 구성되는지 나타낸다.

[0032]  $\alpha$  는 dB 단위로 계산되며 상대적인 값으로 계산된다. 따라서 송신기 1 (Tx #1)과 송신기 2 (Tx #2)의 신호가 동일하게 들어온다고 가정하면 그 지역은 0 dB 에코에 노출되며 성능 열화가 가장 낮다. 주파수 공유형 시스템이 만약 -2dB부터 -3dB까지의 AWGN 임계값을 가진다면, 이 시스템은 반드시 적응형 등화기 또는 보호 구간이 없이 0dB 에코를 견딜 수 있어야 한다. 이런 상황에 있는 다중경로 왜곡은 동일 채널 간섭 유형 첫 번째에 정의된 시스템의 오류 정정 기능에 의해 처리되어야만 하며 기존 단일 주파수 망과는 다른 등화 또는 복구 시스템을 가지고 있어야 한다.

[0033] 주파수 공유형 방송 시스템에서만 나타나는 동일 채널 간섭은 자연스럽게 송신기 커버리지 영역에 여러 신호가 겹쳐지는 현상이 발생된다. 주파수 공유형 방송 전송 시스템은 동일 채널 간섭의 유형을 견딜 수 있고 강한 신호 경로에 동기화할 수 있는 장점이 있다. 그러므로 도 1c에 나타난 것과 같이 송신기는 지정된 서비스 영역에 제한 없이 배치할 수 있으며 다양한 프로그램을 전송할 수 있다. 도 1a 및 도 1b와는 다르게 4개의 주파수 대신 단일 주파수만 사용해도 큰 영역을 효율적으로 커버할 수 있다. 이 방식을 통해 스펙트럼 활용성이 4배 정도로 증대되는 것을 알 수 있다. 도 1c에서 나타난 중복된 커버리지 윤곽이 구름과 같은 형상을 가지기 때문에 제안된 새로운 전송 시스템의 명칭은 세계적으로 클라우드 전송 (Cloud Transmission) 이라고 불린다.

[0034] 기존의 단일 주파수에서 모든 송신기는 같은 RF 채널에 동일한 신호를 송출한다. 서로 다른 송신기로부터의 신호는 주파수와 위상이 고정되어 있어서 신호의 송출 타이밍은 커버 영역에서 다중 지연 확산을 제어하기 때문에 보호 구간 또는 수신기의 등화기 범위 내에 들어갈 수 있어야 한다.

[0035] 하지만 주파수 공유형 방송 시스템인 클라우드 전송은 단일 주파수 방송 시스템의 송신기에서는 동일한 신호, 서로 다른 신호 그리고 조합된 신호까지 송출가능하다. 서로 다른 송신기는 고정된 RF 주파수만 요구하며 신호의 위상까지 고정될 필요가 없다. 따라서 주파수 공유형 방송망의 전송 SNR은 기존의 SNR 보다 낮은 복잡도와 저비용으로 구현 가능하다. 반면 송신기 송출 타이밍을 제어가 필요하기 때문에 수신기 계산의 복잡성과 빠른 수신기 동기화의 문제가 고려되어야 한다.



- [0036] 스펙트럼 효율성을 개선하기 위한 두 가지 방법은 데이터 처리량 혹은 데이터 강인성을 증가시키는 것인데 최근의 대부분 연구들이 데이터 처리량을 늘이는 것 방향과 Shannon-limit에 근접시키는 방향에 집중하고 있다. 반면, 주파수 공유형 방송 전송 시스템은 Shannon-limit의 negative SNR 지역에 집중되어 있다. 비록 각 RF채널의 데이터 처리량을 감소되지만, 수신 강인성이 크게 증가되고 그 동시에 스펙트럼 공간 재사용 능력과 전송 타워 위치의 유연성이 크게 향상된다.
- [0037] 도 3은 시스템의 변조 방식에 따라 Shannon-limit를 나타내는데 SNR 임계값이 -2부터 -3dB까지인 경우에 스펙트럼 효율이 0.4-0.5bit/s/Hz가 되는 것을 볼 수 있다. RF (Radio Frequency) 채널의 대역폭이 6MHz인 경우라고 가정하면 시스템 처리 데이터 전송 속도가 2.4-3.0Mbps 가 된다. 이 정도 수준의 낮은 데이터 속도는 실제적인 HDTV 서비스를 제공하기가 어렵지만 하나 이상의 SDTV (Standard Definition Television) 품질 프로그램을 휴대용 모바일이나 태블릿 그리고 실내 서비스로 제공하는데 용이하다.
- [0038] 시스템의 데이터 처리량을 높일 수 있는 간단한 방법은 두 개 주파수 공유형 기지국을 같은 위치에 배치하는 방법이 있는데, 예를 들어 두 개의 다른 방송망 신호를 같은 송신기와 안테나로 전송하는 방법이 있다. 이는 주파수 공유형 시스템의 특징상 동일 채널 간섭을 강력하게 견딜 수 있기 때문에 가능하다. 기지국을 공동 위치에 배치시키면 시스템 데이터 처리량은 두 배로 증가하므로 스펙트럼 효율이 0.8-1.0bit/s/Hz 정도를 나타내며 6MHz RF채널의 데이터 속도가 5-6Mbps 정도로 증가할 것이다. 따라서 제안된 시스템에서 HEVC를 사용하여 HDTV 서비스를 제공할 수 있다. 데이터 속도를 증대시킬 수 있는 또 다른 방법은 클라우드 전송 시스템이 매우 강인하기 때문에 계층적 스펙트럼 재사용(Hierarchical Spectrum Re-use) 방식을 사용하여 데이터 처리량을 크게 증가시킬 수 있다.
- [0039] 도 4는 계층적 스펙트럼 재사용 방식을 설명하기 위한 도면이다.
- [0040] 도 4에 도시된 방법을 통해 기존 스트림에 두 번째 디지털 방송 콘텐츠 B를 삽입할 수 있다. 예를 들어, 2개의 방송 시스템이 전송된다고 가정하면 콘텐츠 A는 모바일 방송 및 넓은 커버리지를 커버하는 낮은 전송량의 데이터를 선택하고 콘텐츠 B는 고정 수신 HDTV 가 선택된다. 두 개의 신호를 동시에 전송하기 위해 콘텐츠 B는 약 5dB 이하의 낮은 신호로 스케일 되며 두 신호가 더해져 전송되는 방식이 된다.
- [0041] 도 5는 계층적 스펙트럼 재사용방식을 사용한 클라우드 전송 수신기의 일 실시 예를 나타내는 도면이다.
- [0042] 도 4의 전송 구조 및 도 5의 수신기 블록도를 참고하면, 주파수 공유형 전송 신호 시스템에서는 모바일 방송 콘텐츠 A가 먼저 디코드를 통해 전송 오류를 제거한 후 디코딩된 신호가 다시 피드백해서 수신된 조합 신호에서 분리되며 결 고정 HD방송 콘텐츠를 디코딩할 때 사용된다. 콘텐츠 B를 성공적으로 디코딩하기 위해 콘텐츠 A보다 5dB 낮게 전송되었다고 가정하면 콘텐츠 A에 대해 최소 이득이 약 10dB 인 신호도 포함되어야 한다.
- [0043] 다른 전력의 계층화된 서비스를 제공하는 세 개의 데이터 스트림(또는 콘텐츠) 이 있다고 가정한다면 데이터 전송 속도가 2.5-3.0Mbps로 스트림A는 가장 강력한 신호이며 모바일 및 이동 서비스로 사용할 수 있고 품질 좋은 SDTV 프로그램을 제공할 수 있다. 그리고 A와 B의 조합 스트림의 데이터 속도는 9Mbps까지 증가시킬 수 있으며 HEVC 또는 SVC를 사용하여 HDTV 서비스를 제공할 수 있다. 채널 추정 및 신호 간섭 제거 기술의 발전과 함께 미래에 두 스트림 A와 B 모두 이동 수신에 가능할 것으로 예상된다. 결합된 스트림 (A+B+C)은 12 Mbps의 데이터 처리량을 제공할 수 있기 때문에 스트림 C의 데이터는 3D-TV 또는 데이터 서비스를 고정된 수신으로 사용할 수 있다.
- [0044] 세 개의 스트림이 (A+B+C) 앞에서 언급된 스펙트럼 언더 레이 (Spectrum Underlay) 기술을 사용하여 구현되어 있다고 가정하면 6 MHz의 채널 내에서 약 2 bit/s/Hz의 스펙트럼 효율이 달성된다. 이 효율은 기존의 스펙트럼 효율 3-5bit/s/Hz인 DTV시스템보다 작는데 이 부분을 개선하기 위해 주파수 공유형 전송 시스템은 기존 단일 주파수 망과는 다르게 매우 효율적인 주파수 활용의 이득이 존재한다.
- [0045] 주파수 공유형 전송 네트워크는 하나 이상의 레이어 데이터 서비스 또는 하나 이상의 스트림을 가질 수 있기 때문에 스트림 A는 사용하지 않는 DTV 채널을 통해 저 전력으로 전송을 할 수 있으며 스트림 B는 나중에 추가할 수 있는 것이 가장 큰 장점이다. 이는 기존의 디지털 TV 서비스가 사용되지 않는 경우 주파수 공유형 전송의 전력이 서비스 요구에 따라 더 나은 커버리지를 제공하기 위해 발전할 수 있다. 또한 주파수 공유형 전송 네트워크의 점진적 구현 방법은 방송사업자들에게 보다 더 많은 비즈니스 계획에 대한 권한과 새로운 시스템으로의 전환을 제시할 수 있다. 따라서 주파수 공유형 방송 시스템에 맞춰진 수신기 배치도 역 호환이 가능한 방식으로 순차적으로 진행될 수 있다. 이전의 수신기는 스트림 A 신호만 수신 가능하도록 설계되었지만, 스트림 B가 사용할 수 있으므로 스트림 A와 B 동시 수신 가능에 대한 수요가 있다. 그동안에 스트림 A만 위해 설계한 초기 세대

수신기가 점점 없어질 가능성이 있다. 다양한 서비스, 예를 들어 모바일, 휴대용, 고정용 장치 등 다양한 시장 수요를 만족하기 위해 수화기, 셋톱 박스 등 여러 가지 종류의 수신기가 있을 것이다. 이런 수신기들은 사용 가능한 모든 데이터 스트림 또는 응용 프로그램에 따라 일부의 스트림을 디코딩할 수 있다.

[0046] 도 6은 세 개의 스트림을 가진 주파수 공유형 전송의 커버리지를, 도 7은 두 개의 스트림을 가진 기존 SFN 네트워크에 대한 주파수 공유형 방송 전송 네트워크의 커버리지를 설명하기 위한 도면이다.

[0047] 따라서 주파수 공유형 방송은 도 6에서 보는 바와 같이 세 개의 스트림 A, B, C가 동작하는 서비스 개념도를 구현할 수 있다. 이런 서비스는 스트림 A는 고정 서비스 스트림 A+B 역시 고정 서비스 그리고 스트림 A+B+C는 고정 서비스, 마지막으로 스트림 A 이동 서비스를 위해 사용될 수 있다

[0048] 도 8a 및 도 8b는 송신기가 두 개인 경우 기존 단일 주파수 망(SFN)과 주파수 공유형 방송 서비스의 차이를 설명하기 위한 도면이다.

[0049] 기존 단일 주파수 망은 두 송신기가 동일한 신호를 송출하고 이들의 커버리지를 중첩해서 같은 프로그램을 전송할 수 있지만 주파수 공유형 전송의 경우 두 송신가가 스트림 A1과 A2 다른 신호를 송출하며 각자의 프로그램을 위한 커버리지를 제공한다.

[0050] 도 9는 주파수 공유형 방송 시스템에서 두 송신기가 다른 프로그램을 송출할 경우에 나타나는 서비스를 설명하기 위한 도면이다.

[0051] 도시된 바와 같이 각 송신가가 서로 다른 두 개 스트림을 가지고 있다고 가정했을 때 각 스트림은 A1, B1와 A2, B2로 표시했다(A1, B1와 A2, B2서로 다름). A1, A2에 대한 커버리지는 도 8과 거의 일치하는 것을 알 수 있다. 각 송신기가 각자의 프로그램 커버리지를 가지며 스트림 A1, A2 동시에 수신할 수 있는 영역이 있다. 스트림 B1, B2에 대한 수신 임계값은 Negative dB 값이 아니기 때문에 B1, B2에 대한 커버리지는 중첩되지 않는다. 하지만, 지향성 수신 안테나를 쓸 경우 스트림 B1, B2를 모두 수신할 수 있는 중첩 영역이 발생하게 된다.

[0052] 한편, 본 발명의 일 실시 예에 따르면, 단순히 +1 또는 -1의 Signed Identity Matrix를 송신기에 전송하는 방식을 취한다. +1과 -1의 성분 결정은 일반적으로 잘 알려진 직교 코드의 패턴을 이용하고 그 형태가 수신단에서 시간 별로 받았을 경우 완성되도록 전송한다. 기존 주파수 공유형 방송 시스템과 차별점은 직교 코드가 형성되기까지 데이터를 실시간으로 수신이 불가능 하지만 이러한 전송 방송은 기존 시공간 블록 코드 전송 방식과 동일하며 데이터율의 손실이 발생하지 않는다.

[0053] 수식의 편의성을 위해 도 8b의 주파수 공유형 모델을 가정하고 k 번째 샘플시간 j번째 중첩 시간에 수신된 벡터 r은 다음 수학적 식 1과 같다.

### 수학적 식 1

$$\mathbf{r}_j^k = \mathbf{H}_1^k \mathbf{P}_{1j}^k \mathbf{Q}^\dagger \mathbf{d}_1^k + \mathbf{H}_2^k \mathbf{P}_{2j}^k \mathbf{Q}^\dagger \mathbf{d}_2^k + \mathbf{n}_j^k$$

[0054]

[0055] 여기서  $\mathbf{H}_1$ ,  $\mathbf{H}_2$ 는 송신기 1, 송신기 2에서 생성된 Circulant Channel Matrix를 나타내며 일반적으로 OFDM 시스템에서 Cyclic Prefix (CP)가 제거된 등가 모델로 간주된다. 최대 다중 경로 탭은 CP 안에 있다고 가정하였다. 또한  $\mathbf{P}_{1j}$ ,  $\mathbf{P}_{2j}$ 는 송신기 1, 송신기 2에서 전송을 하게 될 Signed Identity Matrix이며 형태는 이후에 설명 하도록 한다. Q는 FFT 매트릭스를 나타내며  $\mathbf{d}_1$ ,  $\mathbf{d}_2$ 는 송신기 1, 송신기 2에서 전송되는 각각의 데이터 벡터 스트림을 나타낸다. 가우시안 잡음 n는 벡터의 분산이 N을 따르고 평균이 0인 Normal Distribution을 따른다고 가정하였다. OFDM 전송 모델이므로 수신단은 FFT 연산을 취할 수 있으며 그 식은 다음과 같이 표현 가능하다.

### 수학적 식 2

$$\mathbf{Q} \mathbf{r}_j^k = \mathbf{Q} \mathbf{H}_1^k \mathbf{P}_{1j}^k \mathbf{Q}^\dagger \mathbf{d}_1^k + \mathbf{Q} \mathbf{H}_2^k \mathbf{P}_{2j}^k \mathbf{Q}^\dagger \mathbf{d}_2^k + \mathbf{Q} \mathbf{n}_j^k$$

[0056]

[0057] 여기서 프리코딩 매트릭스  $P_{1j}$ ,  $P_{2j}$ 는 Signed Identity Matrix라고 가정하였기 때문에 상수만을 곱해진 형태가 될 것이며 위 식은 아래와 같이 등가로 간주해도 동일하게 나타낼 수 있다.

### 수학식 3

$$[0058] \quad \mathbf{Qr}_j^k = \mathbf{QH}_1^k \mathbf{Q}^\dagger \mathbf{P}_{1j}^k \mathbf{d}_1^k + \mathbf{QH}_2^k \mathbf{Q}^\dagger \mathbf{P}_{2j}^k \mathbf{d}_2^k + \mathbf{Qn}_j^k$$

[0059] OFDM 채널 특성에 의해 Circulant 채널 상수 값은 Diagonal 성분의 주파수 축 채널로 변환되며 위 식은 아래와 같이 쓸 수 있다.

### 수학식 4

$$[0060] \quad \mathbf{Qr}_j^k = \Lambda_1^k \mathbf{P}_{1j}^k \mathbf{d}_1^k + \Lambda_2^k \mathbf{P}_{2j}^k \mathbf{d}_2^k + \mathbf{Qn}_j^k$$

[0061] 2개의 time slot 동안 받은 수신 신호는 매트릭스 형태로 표현할 수 있으며  $j=2$ 인 경우 식은 다음과 같이 표현된다.

### 수학식 5

$$[0062] \quad \begin{bmatrix} \mathbf{Qr}_1^k \\ \mathbf{Qr}_2^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Lambda_1^k \mathbf{P}_{11}^k & \Lambda_2^k \mathbf{P}_{21}^k \\ \Lambda_1^k \mathbf{P}_{12}^k & \Lambda_2^k \mathbf{P}_{22}^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{d}_1^k \\ \mathbf{d}_2^k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{Qn}_1^k \\ \mathbf{Qn}_2^k \end{bmatrix}$$

[0063] 제안한 프리코딩 전송 방식은 Signed Identity Matrix를 전송한다고 가정하였으므로 위 식은 단순히 상수의 값을 곱한 식과 동일하게 표현할 수 있다.

### 수학식 6

$$[0064] \quad \begin{bmatrix} \mathbf{Qr}_1^k \\ \mathbf{Qr}_2^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{11} \Lambda_1^k & \alpha_{21} \Lambda_2^k \\ \alpha_{12} \Lambda_1^k & \alpha_{22} \Lambda_2^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{d}_1^k \\ \mathbf{d}_2^k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{Qn}_1^k \\ \mathbf{Qn}_2^k \end{bmatrix}$$

[0065] 제안한 프리코딩 전송 방식을 구현하기 위해 Orthogonal Matrix의 성분을 이용하여 전송하고 송신기가 2개인 경우  $\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$ 의 상수가 곱해진 값을 얻을 수 있다.

### 수학식 7

$$[0066] \quad \begin{bmatrix} \mathbf{Qr}_1^k \\ \mathbf{Qr}_2^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Lambda_1^k & \Lambda_2^k \\ \Lambda_1^k & -\Lambda_2^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{d}_1^k \\ \mathbf{d}_2^k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{Qn}_1^k \\ \mathbf{Qn}_2^k \end{bmatrix}$$

[0067] 다음과 같은 수신 모델은 주파수 공유형 방송 시스템에서 한 개의 송신기에서 2 개의 안테나를 사용해서 전송하는 방법, 또는 두 개의 송신기에서 각각의 데이터 서비스를 송출하는 모델로 간주할 수 있다. 제안된 시스템은

도 6 및 도 8과 같은 모델에도 적용이 바로 가능하기 때문에 현재 ATSC 3.0 표준에 채택된 주파수 공유형 전송 방식의 모델을 우선 고려한다.

[0068] 도 10은 현재 ATSC 3.0 표준에 채택된 주파수 공유형 방송 전송 모델이다.

[0069] CRC&ETRI에서 논의되는 이 기술은 Mobile Service를 수신하기 위해서는 최소 SNR이 -3dB 이상 작동해야 하고 고정방송은 10dB 이상의 SNR이 보장되어야 수신이 가능하다. 하지만 도 9와 같이 4개 이상의 방송 서비스가 송출될 경우 스트림 A1과 스트림 A2만 중첩되어야 하며 만약 스트림 B1과 B2가 A1과 A2이 중첩된 공간에 신호가 들어올 경우 수신되지 못한다고 알려져 있다. 이는 가장 중요한 Mobile Service의 최소 SNR조건인 -3dB를 만족하지 못하기 때문이다.

[0070] 도 9와 같은 환경에서 수신 등가 모델은 다음과 같이 다시 정리할 수 있다.

### 수학식 8

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1^k \\ \mathbf{y}_2^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Lambda_1^k & \Lambda_2^k \\ \Lambda_1^k & -\Lambda_2^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}_1^k + \mathbf{b}_1^k \\ \mathbf{a}_2^k + \mathbf{b}_2^k \end{bmatrix}$$

[0071]

[0072] 수신기는 송신기에서 +1과 -1의 Signed Identity Matrix가 곱해져 전송된다는 것을 알고 있다고 가정한다면 채널 추정 필요 없이 우선적으로 직교 매트릭스를 다음과 같이 곱한다.

### 수학식 9

$$\begin{bmatrix} \mathbf{z}_1^k \\ \mathbf{z}_2^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_D & \mathbf{I}_D \\ \mathbf{I}_D & -\mathbf{I}_D \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1^k \\ \mathbf{y}_2^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Lambda_1^k & 0 \\ 0 & \Lambda_2^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}_1^k + \mathbf{b}_1^k \\ \mathbf{a}_2^k + \mathbf{b}_2^k \end{bmatrix}$$

[0073]

[0074] 수신기는 송신기에서 +1과 -1의 Signed Identity Matrix가 곱해져 전송된다는 것을 알고 있다고 가정한다면 Z1, Z2는 독립적으로 각각 성분을 나눌 수 있다.

### 수학식 10

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_1^k &= \Lambda_1^k (\mathbf{a}_1^k + \mathbf{b}_1^k) \\ \mathbf{z}_2^k &= \Lambda_2^k (\mathbf{a}_2^k + \mathbf{b}_2^k) \end{aligned}$$

[0075]

[0076] 수신기는 상대편 송신기에서 전송하는 채널과 간섭 제거할 필요 없이 본인의 방송(또는 해당 지역방송) 서비스를 시청할 수 있다.

### 수학식 11

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Qr}_1^k \\ \mathbf{Qr}_2^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{11}\Lambda_1^k & \alpha_{21}\Lambda_2^k \\ \alpha_{12}\Lambda_1^k & \alpha_{22}\Lambda_2^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{d}_1^k \\ \mathbf{d}_2^k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{Qn}_1^k \\ \mathbf{Qn}_2^k \end{bmatrix}$$

[0077]

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \alpha_{11}\mathbf{\Lambda}_1^k & \alpha_{21}\mathbf{\Lambda}_2^k \\ \alpha_{12}\mathbf{\Lambda}_1^k & \alpha_{22}\mathbf{\Lambda}_2^k \end{bmatrix}$$

여기서 이라 가정하면 본 특허는 3개 이상의 Tx 또는 수신 신호를 다 받지 않아도 간섭 제거를 완벽하게 할 수 있다.

증명)  $\mathbf{M}$ 을 (1, -1, 0)로 이루어진 임의의 크기  $m \times n$  매트릭스이고  $m > n$ 일 때,  $\mathbf{M}^\dagger \mathbf{M} = n\mathbf{I}_n$ 의 특징을 갖는다. 따라서 매트릭스의 랭크 특성을 이용하여 다음과 같은 상관관계를 갖는  $r$ 이 존재하게 된다.

### 수학식 12

$$r = \text{rank}(\mathbf{M}^\dagger \mathbf{M}) = \text{rank}(n\mathbf{I}_n) \leq \text{rank}(\mathbf{M}) \leq m$$

한편, 제안 시스템의 성능을 평가하기 위해 도 8b에서 논의되는 시스템을 구현하였다. FFT 사이즈와 CP 길이는 각각의 서비스별로 동일하게 설정하였다. 다음과 같이 수행하는 이유는 비용 효율적으로 구현하여 동기화나 캐리어 복구를 동시에 수행하도록 하였다. 다만 변조와 인코딩 파라미터는 각각 다르게 수행하였다. 상위 레벨의 바이너리 비트들은 LDPC인코딩을 수행한 후 QPSK로 매핑하였다. 반면에 하위 레벨의 바이너리 비트들은 16QAM 변조로 전송을 하였다. 이렇게 전송할 경우 데이터율은 2.4, 10.4 Mbps를 전송하도록 구현하였으며 6MHz 대역에서 SD 프로그램, 720p의 HDTV, 또는 UHDTV 서비스를 HEVC 코덱을 이용하여 전송할 수 있다. 모의 실험에 사용된 파라미터는 다음 표 1과 같다.

표 1

Layer	Modulation	Code Rate	FFT Size	Data Rate
Upper	QPSK	1/4	4K	2.4Mbps
Lower	16-QAM	1/2	4K	10.4Mbps

상위 계층의 신호는 최순위 신호로 간주되어 먼저 신호가 복구되고 하위 레벨의 신호가 복구되도록 설정하였다. 두 신호 간의 Injection Level은 5dB가 차이 나도록 하였다. LDPC 코드는 DVB-T2 표준을 사용하였다. 신호 복구는 주파수 축에서 수행하였다.

도 11은 제안 시스템과 기존 주파수 공유형 방송 시스템 성능을 BER 커브로 나타낸 도면이다.

도시된 바와 같이 제안 시스템은 간섭 제거 기술이 필요 없이 독립적인 데이터 추출이 가능하므로 기존 시스템 대비 하위 계층은 약 2dB, 상위 계층은 6dB이상의 성능 향상을 나타내어 목표 달성을 수행하였다.

도 12는 본 발명의 일 실시 예에 따른 송신 장치의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 12에 따르면, 본 발명의 일 실시 예에 따른 송신 장치(100)는 신호 처리부(110) 및 송신부(120)를 포함한다.

신호 처리부(110)는 제1 및 제2 신호를 중첩 코딩하여 중첩 코딩 신호를 생성한다. 이 경우, 신호 처리부(110)는 제1 및 제2 신호를 서로 다른 전력을 할당하여 LDM(Layered Division Multiplexing) 방식으로 중첩하여 중첩 코딩 신호를 생성할 수 있다. 이 경우, 제1 및 제2 신호는 각각 모바일 방송 신호 및 지상파 방송 신호가 될 수 있다.

송신부(120)는 중첩 코딩 신호에 기설정된 직교 코드 성분을 곱하여 전송한다. 여기서, 직교 코드 성분은, 기설정된 직교 코드 패턴에 의해 결정될 수 있다. 중첩 코딩 신호에 기설정된 직교 코드 성분을 곱하여 전송하는 자세한 방식은 상기에서 수학식에 기초하여 상술하였으므로 자세한 설명을 생략하도록 한다.

도 13은 본 발명의 다른 실시 예에 따른 송신 장치의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 13을 참조하면, 송신 장치(200)는 제1 인코더(211), 제1 인터리버(212) 및 제1 매퍼(또는, 성상도 매퍼)(213)를 포함하는 제1 신호 처리부(210)를 구비하여, 스트림 A를 인코딩 및 인터리빙한 후 이를 성상점에 매퍼할 수 있다. 그리고, 송신 장치(100)는 제2 인코더(221), 제2 인터리버(222) 및 제2 매퍼(223)를 포함하는 제



2 신호 처리부(223)를 구비하여, 스트림 B를 인코딩 및 인터리빙한 후 이를 성상점에 맵핑할 수 있다.

- [0092] 이 경우, 제1 및 제2 인코더(211, 221)는 BCH(Bose, Chaudhri, Hocquenghem) 인코더(미도시), CRC(Cyclic Redundancy Check) 인코더(미도시) 및 LDPC(Low Density Parity Check) 인코더(미도시)를 포함하여, BCH 인코딩 및 LDPC 인코딩을 연접(concatenation)하여 수행하거나, CRC 인코딩 및 LDPC 인코딩을 연접하여 수행할 수 있다.
- [0093] 또한, 송신 장치(200)는 베이스 레이어 게인 컨트롤러(230)를 통해 제2 신호 처리부(220)에서 출력되는 신호에 대한 게인(즉, 파워)을 조절한 후, 이를 제1 신호 처리부(210)에서 출력되는 신호와 중첩하여, 중첩 코딩 신호를 생성할 수 있다.
- [0094] 그리고, 송신 장치(200)는 게인 컨트롤러(240)를 통해 중첩 코딩 신호에 대한 게인을 조절하고, 타임 인터리버(250)를 통해 중첩 코딩 신호가 맵핑된 성상점들 즉, 셀들을 인터리빙한 후, OFDM 송신부(260)를 통해 인터리빙된 셀들을 OFDM 프레임에 맵핑하여 수신 장치(300, 1000)로 전송할 수 있다. 이 경우, OFDM 송신부(260)는 중첩 코딩 신호에 기설정된 직교 코드 성분을 곱하여 전송할 수 있다.
- [0095] 한편, 중첩 코딩 신호에 대한 성상도의 일 예는 도 14와 같이 나타낼 수 있다.
- [0096] 도 14의 경우, 상부 레이어에 대응되는 신호는 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)으로 변조되고 베이스 레이어에 대응되는 신호는 64-QAM(Quadrature Amplitude Modulation)으로 변조된 경우를 일 예로 나타내었다.
- [0097] 도 14를 참조하면, 상대적으로 큰 파워를 갖는 상부 레이어에 대응되는 신호에 대한 성상점을 기준으로 상대적으로 작은 파워를 갖는 베이스 레이어에 대응되는 신호에 대한 성상점이 중첩되어 나타내어짐을 알 수 있다.
- [0098] 한편, 중첩 코딩 신호를 파워 측면에서 나타내면 도 15와 같이 나타낼 수 있다.
- [0099] 도 15를 참조하면, RF 채널 대역에서 상부 레이어에 대응되는 신호의 파워가 베이스 레이어에 대응되는 신호의 파워보다 약 5dB 정도 크다는 점을 알 수 있다.
- [0100] 도 16은 본 발명의 일 실시 예에 따른 수신 장치의 구성을 나타내는 블록도이다.
- [0101] 도 16에 따르면 수신 장치(300)는 수신부(310) 및 신호 처리부(320)를 포함한다.
- [0102] 수신부(310)는 제1 송신 장치 및 상기 제2 송신 장치로부터 제1 및 제2 시간 구간 동안 신호를 수신한다.
- [0103] 신호 처리부(320)는 제1 및 제2 시간 구간 동안 수신된 신호에 기설정된 직교 코드 성분을 곱하여 제1 및 제2 송신 장치로부터 수신된 제1 및 제2 중첩 코딩 신호를 분리한다. 여기서, 직교 코드 성분은, 수신 장치(300) 및 제1 및 제2 송신 장치 사이에서 기 알려진 성분이며, 제1 및 제2 송신 장치에서 제1 및 제2 중첩 코딩 신호에 곱하여 전송한 직교 코드 성분의 인버스 성분일 수 있다. 여기서, 제1 및 제2 송신 장치는 각각 도 12 또는 도 13에 도시된 송신 장치(100 또는 200)로 구현될 수 있다. 수신된 신호에 직교 코드를 곱하여 제1 및 제2 송신 장치에서 수신된 신호를 분리하는 자세한 방식은 상기에서 수학식에 기초하여 상술하였으므로 자세한 설명을 생략하도록 한다.
- [0104] 한편, 신호 처리부(320)는 분리된 제1 중첩 코딩 신호에 대한 복조를 수행하는 디맵퍼, 디맵퍼의 출력을 디인터리빙하는 디인터리버, 디인터리버의 출력을 디코딩하는 디코더를 포함할 수 있다. 여기서, 제1 중첩 신호는, 제1 송신 장치에서 전송하고자 하는 제1 및 제2 신호에 서로 다른 전력을 할당하여 LDM(Layered Division Multiplexing) 방식으로 중첩한 신호가 될 수 있다. 이 경우, 제1 및 제2 신호는 각각 모바일 방송 신호 및 지상파 방송 신호가 될 수 있다. 또한, 제2 중첩 신호는 제2 송신 장치에서 전송하고자 하는 제3 및 제4 신호에 서로 다른 전력을 할당하여 LDM 방식으로 중첩한 신호가 될 수 있다.
- [0105] 도 17은 본 발명의 다른 실시 예에 따른 수신 장치의 구성을 나타내는 블록도이다.
- [0106] 도 17에 도시된 바와 같이 본 발명의 다른 실시 예에 따른 수신 장치(1000)는 OFDM 수신부(1010), 타임 디인터리버(1020), 게인 컨트롤러(1030), 버퍼(1040), 신호 제거부(1050), 베이스 레이어 게인 컨트롤러(1060), 제1 신호 처리부(1070) 및, 제2 신호 처리부(1080)를 포함할 수 있다.
- [0107] 우선, 수신 장치(1000)는, 제1 및 제2 시간 구간 동안 수신된 신호에 기설정된 직교 코드 성분을 곱하여 제1 및 제2 송신 장치로부터 수신된 제1 및 제2 중첩 코딩 신호를 분리할 수 있다.
- [0108] OFDM 수신부(1010)는 제1 송신 장치(100, 200)가 전송한 중첩 코딩 신호 즉, 제1 중첩 신호에 대한 OFDM 복조

를 수행하여, OFDM 프레임으로부터 셀들을 생성하여 타임 디인터리버(1020)로 출력할 수 있다.

- [0109] 타임 디인터리버(1020)는 OFDM 수신부(1010)의 출력을 디인터리빙한다.
- [0110] 구체적으로, 타임 디인터리버(1020)는 송신 장치(200)의 타임 인터리버(250)에 대응되는 구성으로, 셀들을 인터리빙하고, 인터리빙된 셀들을 게인 컨트롤러(1030)로 출력할 수 있다.
- [0111] 게인 컨트롤러(1030)는 타임 디인터리버(1020)의 출력에 대한 게인을 조절한다.
- [0112] 구체적으로, 게인 컨트롤러(1030)는 송신 장치(200)의 게인 컨트롤러(240)에 대응되는 구성으로, 타임 디인터리버(1020)에서 출력되는 신호에 대한 게인을 조절하고, 게인이 조절된 신호를 제1 신호 처리부(1070) 및 버퍼(1040)로 출력한다.
- [0113] 제1 신호 처리부(1000)는 게인 컨트롤러(1030)에서 출력되는 신호를 처리하여 제1 신호를 생성할 수 있다. 여기에서, 제1 신호는 상부 레이어에 대응되는 신호일 수 있다.
- [0114] 한편, 버퍼(1040)는 게인 컨트롤러(1030)에서 출력되는 신호를 저장한다.
- [0115] 그리고, 신호 제거부(1050)는 버퍼(1040)로부터 제공되는 신호 즉, 중첩 코딩 신호에서 제1 신호 처리부(1070)에서 출력되는 신호를 제거하여 베이스 레이어 게인 컨트롤러(1060)로 출력한다.
- [0116] 여기서, 제1 신호 처리부(1070)는 제1 디맵퍼(1071), 제1 디인터리버(1072) 및 제1 디코더(1073)를 포함하며, 이들 각각은 송신 장치(200)의 제1 맵퍼(213), 제1 인터리버(212) 및 제1 인코더(211)의 역 과정을 수행할 수 있다.
- [0117] 베이스 레이어 게인 컨트롤러(1060)는 송신 장치(200)는 베이스 레이어 게인 컨트롤러(230)에 대응되는 구성으로, 신호 제거부(1050)에서 출력되는 신호에 대한 게인을 조절하고, 이를 제2 신호 처리부(1080)로 출력한다.
- [0118] 제2 신호 처리부(1080)는 중첩 코딩 신호를 처리하여 제2 신호를 생성할 수 있다. 여기에서, 제2 신호는 베이스 레이어에 대응되는 신호일 수 있다.
- [0119] 이를 위해, 제2 신호 처리부(1080)는 제2 디맵퍼(1081), 제2 디인터리버(1082) 및 제2 디코더(1083)를 포함할 수 있다. 여기서, 제2 디맵퍼(1081), 제2 디인터리버(1082) 및 제2 디코더(1083) 각각은 송신 장치(200)의 제2 맵퍼(223), 제2 인터리버(222) 및 제2 인코더(221)의 역 과정을 수행할 수 있다.
- [0120] 제2 디맵퍼(1081)는 중첩 코딩 신호에서 제1 신호 처리부(1070)에서 출력되는 신호가 제거된 신호에 대한 복조를 수행한다.
- [0121] 구체적으로, 제2 디맵퍼(1081)는 중첩 코딩 신호에서 제1 신호 처리부(1070)에서 출력되는 신호가 제거된 신호를 복조하여 LLR 값을 생성하고, 이를 제2 디인터리버(1081)로 출력한다.
- [0122] 이 경우, 제2 디맵퍼(410)는 베이스 레이어에 대응되는 신호에 적용된 변조 방식에 기초하여, 중첩 코딩 신호에서 제1 신호 처리부(1070)에서 출력되는 신호가 제거된 신호에 대한 복조를 수행할 수 있다. 예를 들어, 송신 장치(200)에서 베이스 레이어에 대응되는 신호를 64-QAM 방식으로 변조한 경우, 제2 디맵퍼(1081)는 64-QAM 방식에 기초하여 중첩 코딩 신호에서 제1 신호 처리부(1070)에서 출력되는 신호가 제거된 신호에 대해 복조를 수행할 수 있다.
- [0123] 여기에서, LLR 값은 송신 장치(200)에서 전송한 비트가 0일 확률과 1일 확률의 비율에 Log를 취한 값으로 나타낼 수 있다. 또는, LLR 값은 송신 장치(200)에서 전송한 비트가 0 또는 1일 확률이 속하는 구간에 따라 결정된 대표 값이 될 수도 있다.
- [0124] 제2 디인터리버(1082)는 제2 디맵퍼(1081)의 출력을 디인터리빙한다.
- [0125] 구체적으로, 제2 디인터리버(1082)는 송신 장치(200)의 제2 인터리버(222)에 대응되는 구성으로, 제2 인터리버(222)에서 수행된 인터리빙 동작을 역으로 수행하여 LLR 값을 디인터리빙하고, 이를 제2 디코더(1083)로 출력할 수 있다.
- [0126] 제2 디코더(1083)는 제2 디인터리버(1082)의 출력을 디코딩하여 신호를 복원한다.
- [0127] 도 18은 본 발명의 일 실시 예에 따른 송신 장치의 제어 방법을 설명하기 위한 흐름도이다.
- [0128] 도 18에 도시된 송신 장치의 제어 방법에 따르면, 우선 제1 및 제2 신호를 중첩 코딩하여 중첩 코딩 신호를 생

성한다(S1810).

- [0129] 이어서, 중첩 코딩 신호에 기설정된 직교 코드 성분을 곱하여 전송한다(S1820).
- [0130] 또한, 상기 중첩 코딩 신호를 생성하는 S1810 단계에서는, 제1 및 제2 신호를 서로 다른 전력을 할당하여 LDM(Layered Division Multiplexing) 방식으로 중첩하여 상기 중첩 코딩 신호를 생성할 수 있다.
- [0131] 여기서, 제1 및 제2 신호는 각각 모바일 방송 신호 및 지상파 방송 신호일 수 있다.
- [0132] 도 19는 본 발명의 일 실시 예에 따른 송신 장치의 제어 방법을 설명하기 위한 흐름도이다.
- [0133] 도 19에 도시된 송신 장치의 제어 방법에 따르면, 제1 송신 장치 및 제2 송신 장치로부터 제1 및 제2 시간 구간 동안 신호를 수신한다(S1910).
- [0134] 이어서, 제1 및 제2 시간 구간 동안 수신된 신호에 기설정된 직교 코드 성분을 곱하여 제1 및 제2 송신 장치로부터 수신된 제1 및 제2 중첩 코딩 신호를 분리한다(S1920). 여기서, 직교 코드 성분은, 수신 장치 및 제1 및 제2 송신 장치 사이에서 기 알려진 성분이며, 제1 및 제2 송신 장치에서 제1 및 제2 중첩 코딩 신호에 곱하여 전송한 직교 코드 성분의 인버스 성분일 수 있다.
- [0135] 또한, 분리된 제1 중첩 코딩 신호에 대한 복조를 수행하는 단계, 상기 복조된 디인터리빙하는 단계, 상기 디인터리빙된 신호를 디코딩하는 단계를 더 포함할 수 있다. 여기서, 제1 중첩 신호는, 제1 및 제2 신호에 서로 다른 전력을 할당하여 LDM(Layered Division Multiplexing) 방식으로 중첩한 신호일 수 있다. 이 경우, 제1 및 제2 신호는 각각 모바일 방송 신호 및 지상파 방송 신호일 수 있다.
- [0136] 한편, 상술한 본 발명의 다양한 실시 예들에 따른 송신 장치 및 수신 장치의 제어 방법은 컴퓨터로 실행가능한 프로그램 코드로 구현되어 다양한 비일시적 판독 가능 매체(non-transitory computer readable medium)에 저장된 상태로 프로세서에 의해 실행되도록 송신 장치 및 수신 장치에 제공될 수 있다.
- [0137] 또한, 송신 장치 및 수신 장치에 대해 도시한 상술한 블록도에서는 버스(bus)를 미도시하였으나, 각 장치에서 각 구성요소 간의 통신은 버스를 통해 이루어질 수도 있다. 또한, 각 장치에는 상술한 다양한 단계를 수행하는 CPU, 마이크로 프로세서 등과 같은 프로세서가 더 포함될 수도 있다.
- [0138] 비일시적 판독 가능 매체란 레지스터, 캐쉬, 메모리 등과 같이 짧은 순간 동안 데이터를 저장하는 매체가 아니라 반영구적으로 데이터를 저장하며, 기기에 의해 판독(reading)이 가능한 매체를 의미한다. 구체적으로는, 상술한 다양한 어플리케이션 또는 프로그램들은 CD, DVD, 하드 디스크, 블루레이 디스크, USB, 메모리카드, ROM 등과 같은 비일시적 판독 가능 매체에 저장되어 제공될 수 있다.
- [0139] 또한, 이상에서는 본 발명의 바람직한 실시 예에 대하여 도시하고 설명하였지만, 본 발명은 상술한 특징의 실시 예에 한정되지 아니하며, 청구범위에서 청구하는 본 발명의 요지를 벗어남이 없이 당해 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진자에 의해 다양한 변형실시가 가능한 것은 물론이고, 이러한 변형실시들은 본 발명의 기술적 사상이나 전망으로부터 개별적으로 이해되어져서는 안될 것이다.

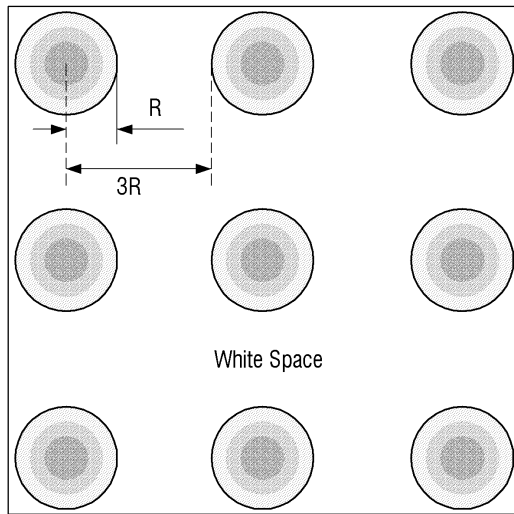
## 부호의 설명

- |        |            |             |
|--------|------------|-------------|
| [0140] | 100: 송신 장치 | 110: 신호 처리부 |
|        | 120: 송신부   | 300: 수신 장치  |
|        | 310: 수신부   | 320: 신호 처리부 |

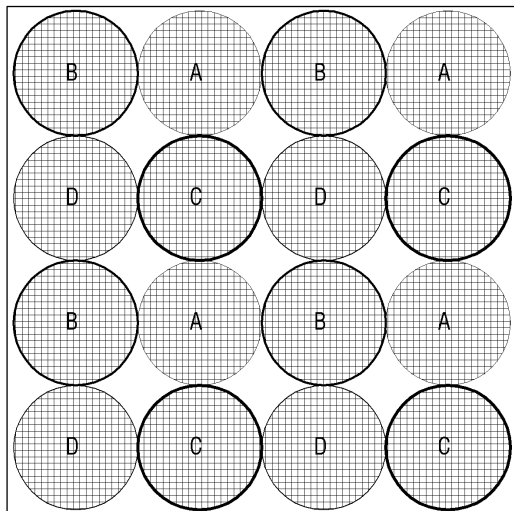


도면

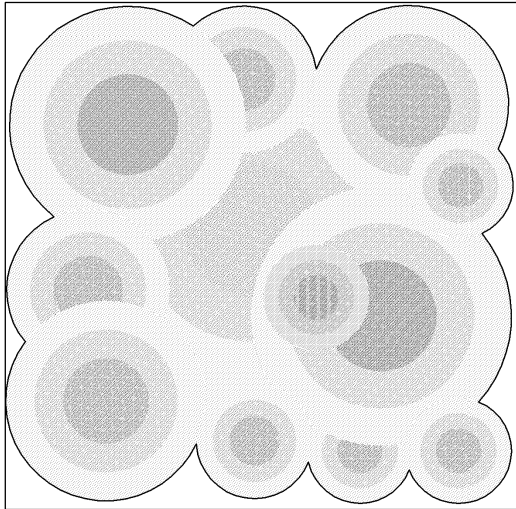
도면1a



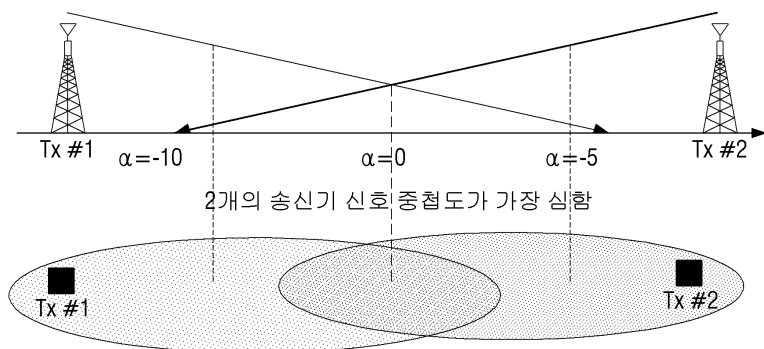
도면1b



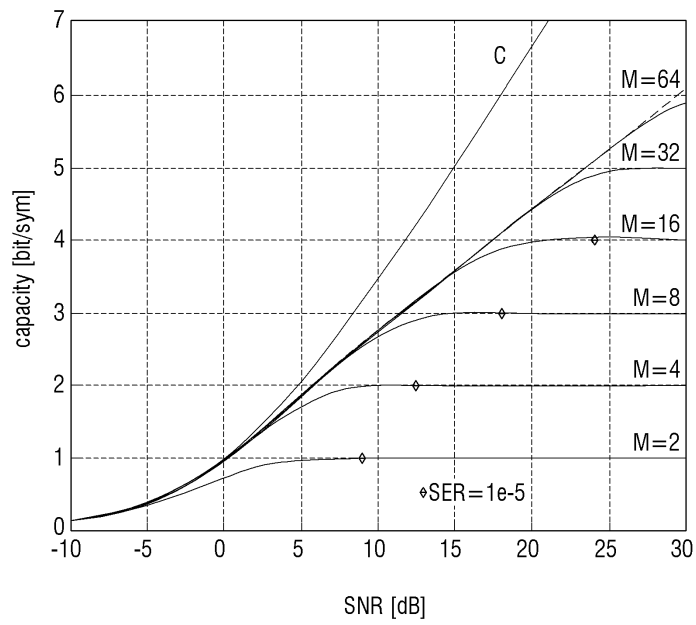
도면1c



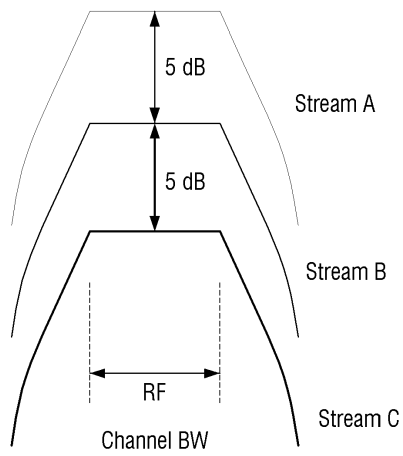
도면2



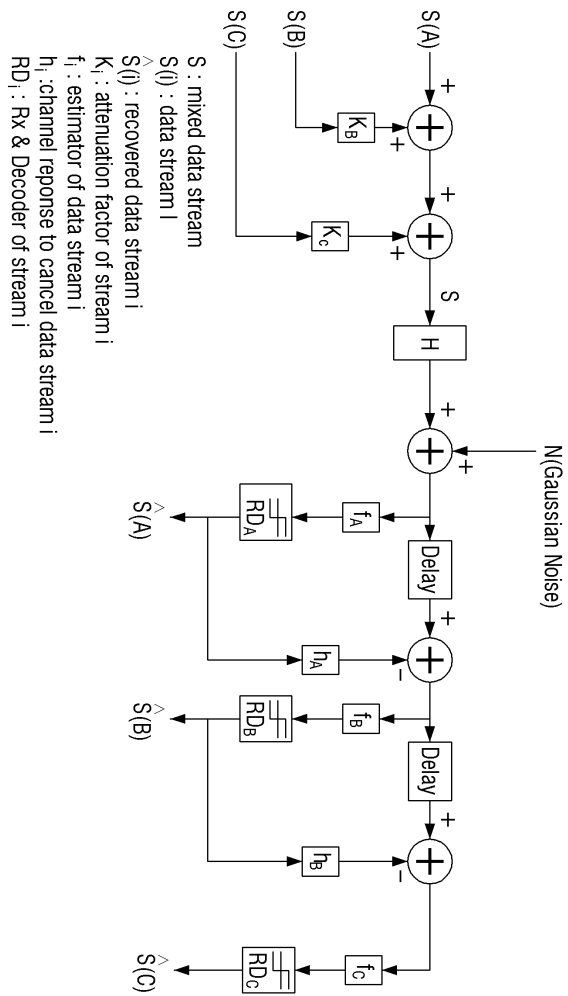
도면3



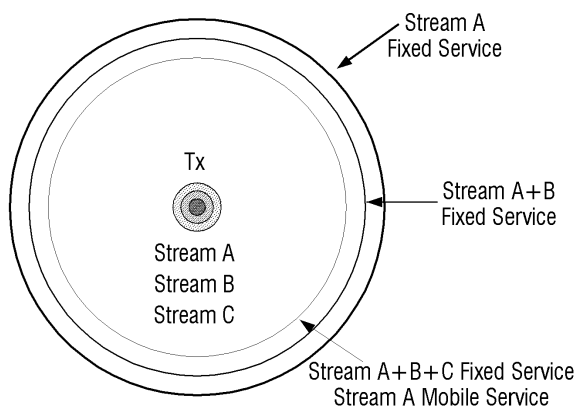
도면4



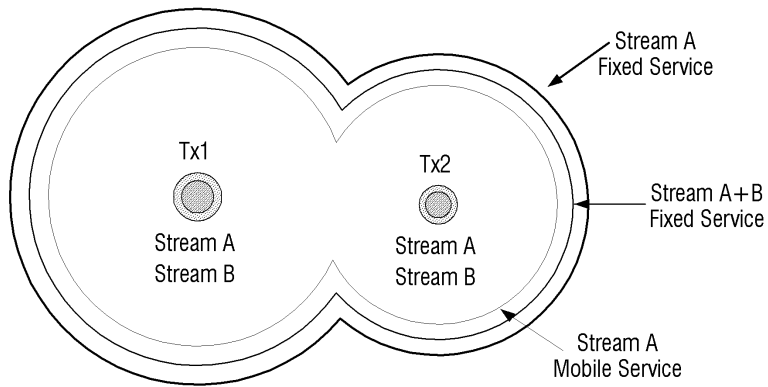
도면5



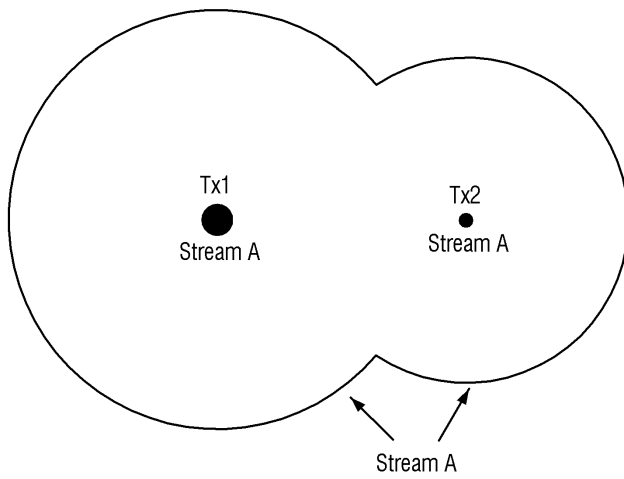
도면6



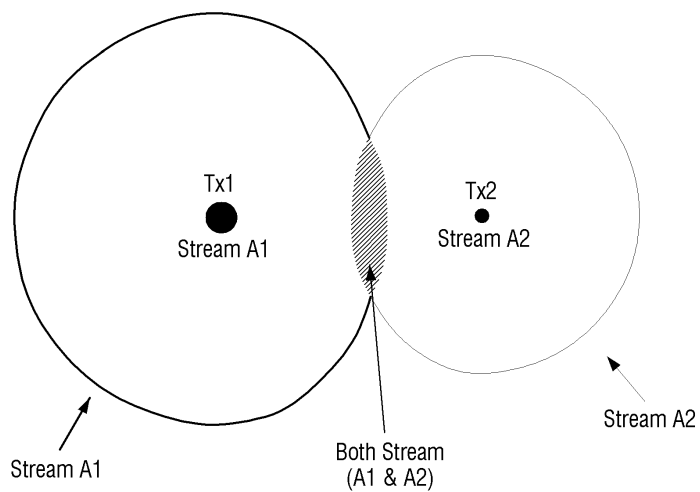
도면7



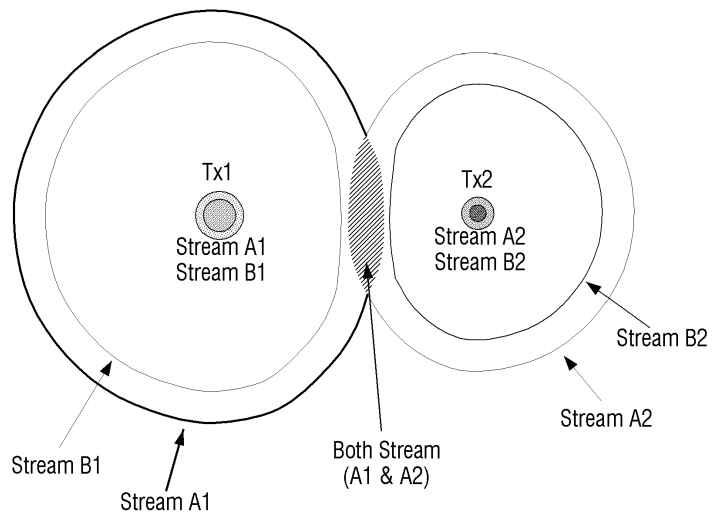
도면8a



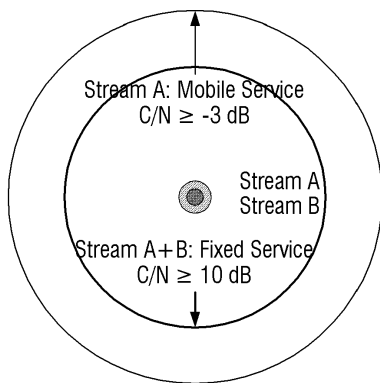
도면8b



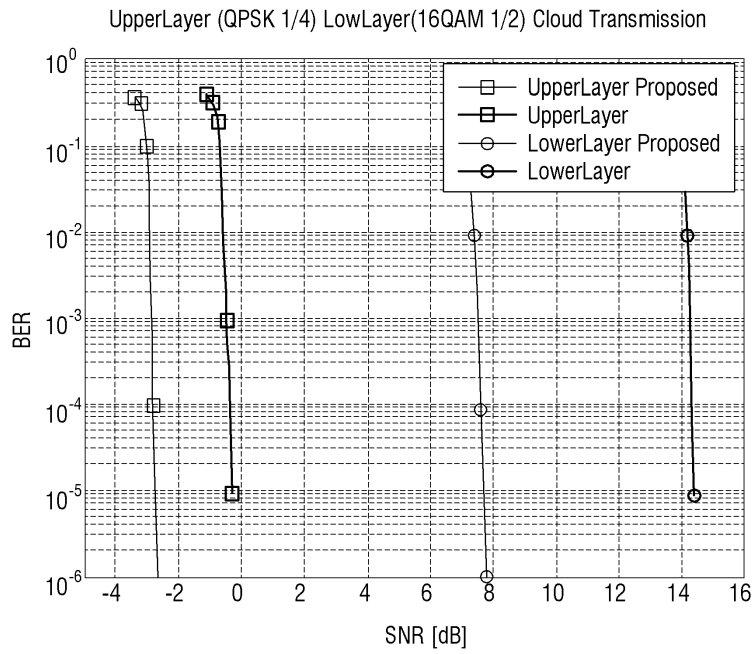
도면9



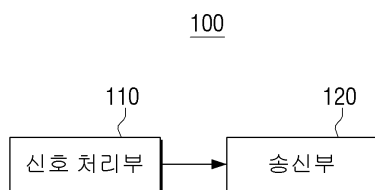
도면10



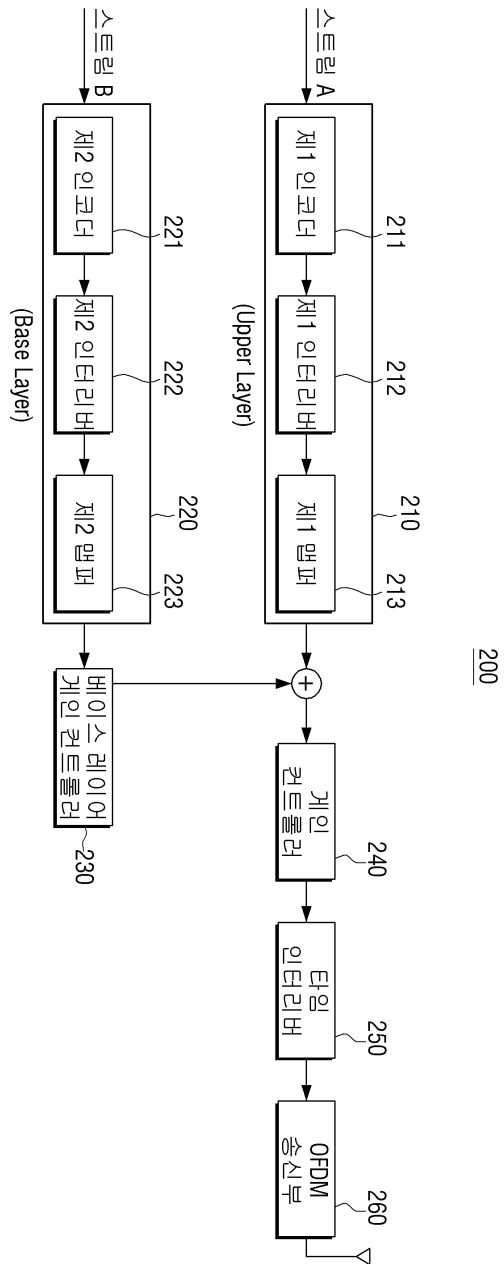
도면11



도면12

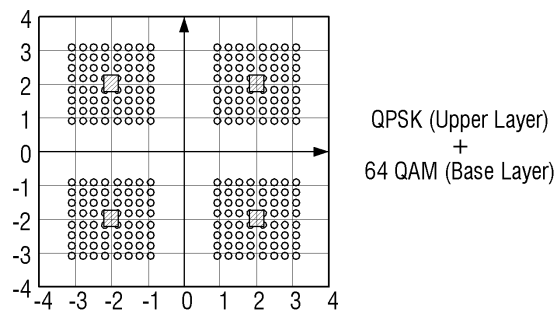


도면13

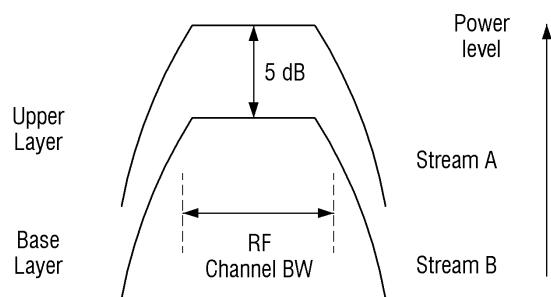




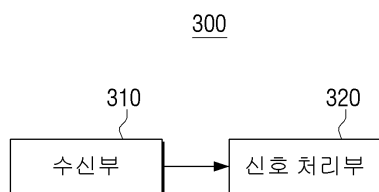
도면14



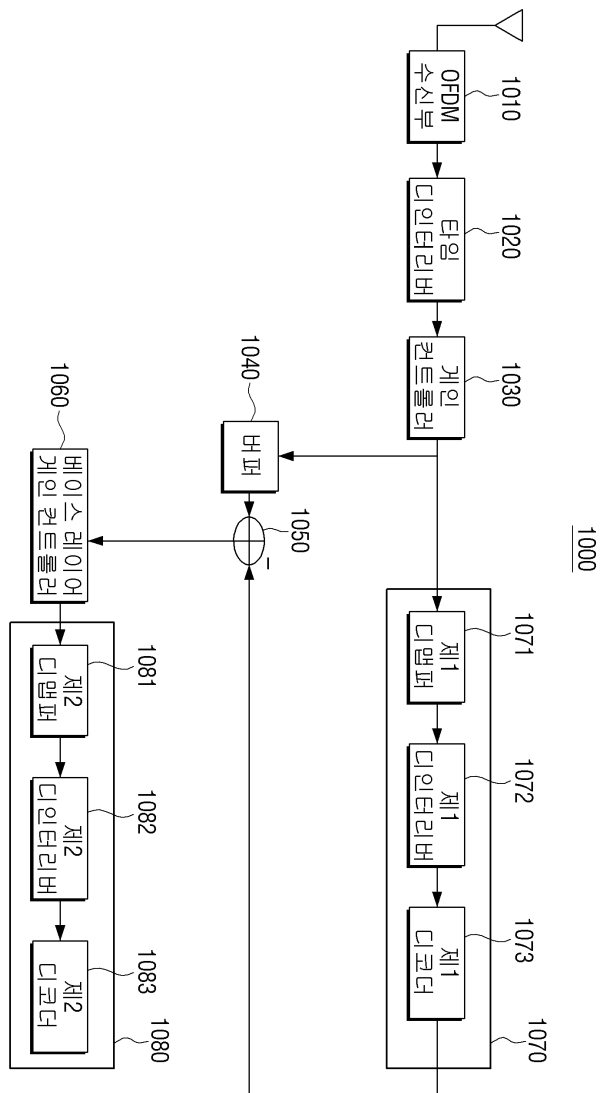
도면15



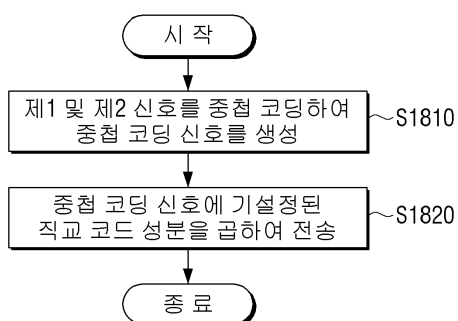
도면16



도면17



도면18



도면19

