



(19)대한민국특허청(KR)  
(12) 등록특허공보(B1)

(51) Int. Cl.

H04L 27/26 (2006.01)  
H04B 7/04 (2006.01)  
H04J 11/00 (2006.01)  
H04L 12/28 (2006.01)

(45) 공고일자 2007년05월30일  
(11) 등록번호 10-0723018  
(24) 등록일자 2007년05월22일

(21) 출원번호 10-2006-0027259  
(22) 출원일자 2006년03월27일  
심사청구일자 2006년03월27일

(65) 공개번호  
(43) 공개일자

(30) 우선권주장 1020050134343 2005년12월29일 대한민국(KR)

(73) 특허권자 고려대학교 산학협력단  
서울 성북구 안암동5가1 고려대학교 내

(72) 발명자 이인규  
서울 서초구 서초동 삼풍아파트 21동 1203호

성창경  
서울 강남구 논현2동 동현아파트 5동 309호

조정호  
경기 수원시 영통구 매탄2동 동남빌라 10동 101호

(74) 대리인 현중철

(56) 선행기술조사문헌  
EP1037426 A1 KR1020020050299 A  
KR1020050027186 A KR1020050053312 A

심사관 : 박상현

전체 청구항 수 : 총 15 항

(54) 잔여 파워를 이용하는 적응 변조 방법 및 그 장치

(57) 요약

잔여 파워를 이용하는 적응 변조 방법 및 그 장치가 개시된다.

본 발명은 복수의 스트림들을 고유치가 큰 순서대로 정렬하고, 상기 스트림들마다 소정의 파워를 할당하는 단계, 상기 스트림들 중 고유치가 큰 선순위 스트림의 코드 레이트 및 수신단의 피드백 정보를 이용하여 상기 선순위 스트림에서 전송할

심볼의 에너지 레벨을 결정하는 단계, 상기 선순위 스트림에 잔여 파워가 존재하면, 상기 선순위 스트림보다 작은 고유치를 갖는 다음 스트림에 상기 잔여 파워를 추가로 할당하는 단계 및 상기 다음 스트림의 코드 레이트 및 상기 피드백 정보를 이용하여 상기 다음 스트림에서 전송할 심볼의 에너지 레벨을 결정하는 단계를 포함한다.

본 발명에 의하면, 스트림마다 다른 코드 레이트를 고려하여 심볼의 에너지 레벨을 결정하고, 잔여 파워를 고유치가 낮은 스트림에 추가로 할당함으로써, 잔여 파워의 낭비를 막고, 목표 비트 에러율의 제약조건이 있는 경우나 성상의 최대크기가 제한된 경우에도 시스템의 성능을 향상시킬 수 있으며, 구현 과정에 추가적인 계산량을 요구하지 않는다.

## 대표도

도 2

## 특허청구의 범위

### 청구항 1.

복수의 스트림들을 고유치가 큰 순서대로 정렬하고, 상기 스트림들마다 소정의 파워를 할당하는 단계;

상기 스트림들 중 고유치가 큰 선순위 스트림의 코드 레이트 및 수신단의 피드백 정보를 이용하여 상기 선순위 스트림에서 전송할 심볼의 에너지 레벨을 결정하는 단계;

상기 선순위 스트림에 잔여 파워가 존재하면, 상기 선순위 스트림보다 작은 고유치를 갖는 다음 스트림에 상기 잔여 파워를 추가로 할당하는 단계; 및

상기 다음 스트림의 코드 레이트 및 상기 피드백 정보를 이용하여 상기 다음 스트림에서 전송할 심볼의 에너지 레벨을 결정하는 단계를 포함하는 잔여 파워를 이용하는 적응 변조 방법.

### 청구항 2.

제 1 항에 있어서,

상기 스트림마다 소정의 파워를 할당하는 단계는

상기 수신단의 피드백 정보로부터 상기 심볼이 전송되는 채널의 상태를 검출하는 단계; 및

상기 채널의 상태에 따라 상기 소정의 파워를 결정하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 잔여 파워를 이용하는 적응 변조 방법.

### 청구항 3.

제 1 항에 있어서,

상기 스트림마다 소정의 파워를 할당하는 단계는

상기 수신단의 피드백 정보로부터 스트림별 고유치를 연산하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 잔여 파워를 이용하는 적응 변조 방법.

### 청구항 4.

제 1 항에 있어서,

상기 선순위 스트림에서 전송할 심볼의 에너지 레벨을 결정하는 단계는

상기 선순위 스트림의 코드 레이트에 따른 코딩 오프셋을 이용하여 상기 선순위 스트림에서 전송할 심볼의 에너지 레벨을 보상하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 잔여 파워를 이용하는 적응 변조 방법.

### 청구항 5.

제 4 항에 있어서,

상기 코딩 오프셋은

소정의 비트 에러율을 기준으로 상기 선순위 스트림의 코드 레이트에 대응하는 오프셋을 미리 저장한 코딩 오프셋 테이블을 이용하여 결정되는 것을 특징으로 하는 잔여 파워를 이용하는 적응 변조 방법.

### 청구항 6.

제 1 항에 있어서,

상기 다음 스트림에서 전송할 심볼의 에너지 레벨을 결정하는 단계는

상기 다음 스트림의 코드 레이트에 따른 코딩 오프셋을 이용하여 상기 다음 스트림에서 전송할 심볼의 에너지 레벨을 보상하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 잔여 파워를 이용하는 적응 변조 방법.

### 청구항 7.

제 6 항에 있어서,

상기 코딩 오프셋은

소정의 비트 에러율을 기준으로 상기 다음 스트림의 코드 레이트에 대응하는 오프셋을 미리 저장한 코딩 오프셋 테이블을 이용하여 결정되는 것을 특징으로 하는 잔여 파워를 이용하는 적응 변조 방법.

### 청구항 8.

제 1 항에 있어서,

상기 다음 스트림에 잔여 파워가 존재하면, 상기 다음 스트림보다 작은 고유치를 갖는 후순위 스트림에 상기 잔여 파워를 추가로 할당하는 단계; 및

상기 후순위 스트림의 코드 레이트 및 상기 피드백 정보를 이용하여 상기 후순위 스트림에서 전송할 심볼의 에너지 레벨을 결정하는 단계를 더 포함하고,

상기 잔여 파워를 추가로 할당하는 단계 및 상기 후순위 스트림에서 전송할 심볼의 에너지 레벨을 결정하는 단계를 모든 스트림에 대해 반복하는 것을 특징으로 하는 잔여 파워를 이용하는 적응 변조 방법.

## 청구항 9.

제 8 항에 있어서,

상기 후순위 스트림에서 전송할 심볼의 에너지 레벨을 결정하는 단계는

상기 후순위 스트림의 코드 레이트에 따른 코딩 오프셋을 이용하여 상기 후순위 스트림에서 전송할 심볼의 에너지 레벨을 보상하는 단계를 포함하고,

상기 코딩 오프셋은 소정의 비트 에러율을 기준으로 상기 후순위 스트림의 코드 레이트에 대응하는 오프셋을 미리 저장한 코딩 오프셋 테이블을 이용하여 결정되는 것을 특징으로 하는 잔여 파워를 이용하는 적응 변조 방법.

## 청구항 10.

제 1 항 내지 제 9 항 중 어느 한 항의 방법을 컴퓨터에서 실행시키기 위한 프로그램을 기록한 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록 매체.

## 청구항 11.

복수의 스트림들을 고유치가 큰 순서대로 정렬하고, 상기 스트림들마다 소정의 파워를 할당하는 초기화부;

상기 스트림들마다 상기 고유치가 큰 순서대로 상기 스트림들의 코드 레이트 및 수신단의 피드백 정보를 이용하여 상기 스트림들에서 전송할 심볼의 에너지 레벨을 결정하는 적응적 심볼 생성부;

상기 스트림들 중 임의의 스트림에서 심볼의 에너지 레벨을 결정한 후에 상기 임의의 스트림에 잔여 파워가 존재하면, 상기 임의의 스트림보다 작은 고유치를 갖는 다음 스트림에 상기 잔여 파워를 추가로 할당하는 파워 재할당부를 포함하는 잔여 파워를 이용하는 적응 변조 장치.

## 청구항 12.

제 11 항에 있어서,

상기 초기화부는

상기 수신단의 피드백 정보로부터 상기 심볼이 전송되는 채널의 상태를 검출하고, 상기 채널의 상태에 따라 상기 소정의 파워를 결정하는 것을 특징으로 하는 잔여 파워를 이용하는 적응 변조 장치.

## 청구항 13.

제 11 항에 있어서,

상기 초기화부는

상기 수신단의 피드백 정보로부터 스트림별 고유치를 연산하는 것을 특징으로 하는 잔여 파워를 이용하는 적응 변조 장치.

## 청구항 14.

제 11 항에 있어서,

상기 적응적 심볼 생성부는

상기 스트림들의 코드 레이트에 따른 코딩 오프셋을 이용하여 상기 스트림들에서 전송할 심볼의 에너지 레벨을 보상하는 것을 특징으로 하는 잔여 파워를 이용하는 적응 변조 장치.

## 청구항 15.

제 14 항에 있어서,

상기 코딩 오프셋은

소정의 비트 에러율을 기준으로 상기 스트림들의 코드 레이트에 대응하는 오프셋을 미리 저장한 코딩 오프셋 테이블을 이용하여 결정되는 것을 특징으로 하는 잔여 파워를 이용하는 적응 변조 장치.

명세서

## 발명의 상세한 설명

### 발명의 목적

#### 발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 직교 주파수 다중 분할 변조에 관한 것으로 특히, 잔여 파워를 이용하는 적응 변조 방법 및 그 장치에 관한 것이다.

근래의 무선통신 분야에서는 고속의 패킷 데이터 전송을 지원하는 시스템을 추구한다. 높은 데이터 전송률을 지원하기 위한 기법으로 다중입력 다중출력(MIMO) 시스템이 주목받고 있으며, 직교 주파수 다중 분할(OFDM) 변조 방식의 적용을 통해 채널의 주파수 선택적인 성질을 효과적으로 극복할 수 있다. 여기에

비트 인터리브드 코디드 모듈레이션(Bit Interleaved Coded Modulation; BICM)을 결합하여 주파수 도메인에서 좋은 다이버시티 이득을 얻는 방식이, 최근 무선 표준 기술에 광범위하게 적용되고 있다. IEEE 802.11a 무선 랜(WLAN)과 IEEE 802.16e 무선 도시권 통신망(WMAN)과 같은 기술이 그 예이다.

채널 상태 정보(CSI; channel state information)를 송신단에서 알고 있는 경우 적응 변조(AMC; adaptive modulation and coding) 방식을 통해 전송률을 극대화시킬 수 있다. 근래에, SISO BIC-OFDM 시스템에서 레빈 캠펠로(Levin-Campello ; LC) 알고리즘을 이용한 비트 할당 기법이 제안되었는데, 이 기법은 LC 알고리즘을 적용하기 위해 근사적인 코딩 이득(asymptotic coding gain)을 이용하므로, 비트 에러율(BER; bit error rate)의 제약조건이 느슨해진다.

또한 송신단에서 채널 상태 정보를 완전히 알고 있는 경우, 각 부반송파 주파수에 해당되는 다중입력 다중출력(MIMO) 채널은 단일값 분해(singular value decomposition; SVD) 기법을 적용함으로써 독립적인 평행한 채널들로 분할될 수 있다. 공간 도메인에서의 워터 필링(water-filling; WF)을 통한 최적화된 파워 할당 기법과 각 부채널에서의 비트 할당 기법을 사용하면 시스템 성능이 극대화될 수 있다. 그러나, 위와 같은 종래의 변조 방법에 따르면 높은 SNR 범위에서, 최대 가능한 숫자만큼의 비트를 할당하고도 잔여 파워가 존재하게 된다.

따라서, 종래의 변조 방법은 성상(constellation)의 최대 크기가 제한된 경우 단일값 분해 기법의 고유한 성질로 인하여 성능 향상을 제한하고, 잔여 파워를 낭비하는 문제점이 있다.

#### 발명이 이루고자 하는 기술적 과제

따라서, 본 발명이 이루고자 하는 첫번째 기술적 과제는 잔여 파워의 낭비를 막고, 성상의 최대크기가 제한된 경우에도 성능을 향상시킬 수 있는 잔여 파워를 이용하는 적응 변조 방법을 제공하는데 있다.

본 발명이 이루고자 하는 두번째 기술적 과제는 상기의 잔여 파워를 이용하는 적응 변조 방법이 적용된 잔여 파워를 이용하는 적응 변조 장치를 제공하는데 있다.

**발명의 구성**

상기의 첫번째 기술적 과제를 해결하기 위하여, 본 발명은 복수의 스트림들을 고유치가 큰 순서대로 정렬하고, 상기 스트림들마다 소정의 파워를 할당하는 단계, 상기 스트림들 중 고유치가 큰 선순위 스트림의 코드 레이트 및 수신단의 피드백 정보를 이용하여 상기 선순위 스트림에서 전송할 심볼의 에너지 레벨을 결정하는 단계, 상기 선순위 스트림에 잔여 파워가 존재하면, 상기 선순위 스트림보다 작은 고유치를 갖는 다음 스트림에 상기 잔여 파워를 추가로 할당하는 단계 및 상기 다음 스트림의 코드 레이트 및 상기 피드백 정보를 이용하여 상기 다음 스트림에서 전송할 심볼의 에너지 레벨을 결정하는 단계를 포함하는 잔여 파워를 이용하는 적응 변조 방법을 제공한다.

상기의 두번째 기술적 과제를 해결하기 위하여, 본 발명은 복수의 스트림들을 고유치가 큰 순서대로 정렬하고, 상기 스트림들마다 소정의 파워를 할당하는 초기화부, 상기 스트림들마다 상기 고유치가 큰 순서대로 상기 스트림들의 코드 레이트 및 수신단의 피드백 정보를 이용하여 상기 스트림들에서 전송할 심볼의 에너지 레벨을 결정하는 적응적 심볼 생성부, 상기 스트림들 중 임의의 스트림에서 심볼의 에너지 레벨을 결정한 후에 상기 임의의 스트림에 잔여 파워가 존재하면, 상기 임의의 스트림보다 작은 고유치를 갖는 다음 스트림에 상기 잔여 파워를 추가로 할당하는 파워 재할당부를 포함하는 잔여 파워를 이용하는 적응 변조 장치를 제공한다.

본 발명은 MIMO BIC-OFDM 시스템에서 더욱 향상된 성능을 제공하는 적응 변조 방식에 특징이 있는데, 특히 종래에 근사적인 코딩 이득을 이용하는 방식과 달리, 각 스트림에 사용되는 코드 레이트를 고려하여 비트 할당 기법을 더욱 최적화하고 있으며, 각 스트림에서 할당되고 남은 잔여 파워를 하위 스트림에 전달시켜줌으로써 파워 효율을 증가시키는 특징이 있다.

이하에서는 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예를 설명하기로 한다.

도 1a 및 도 1b는 본 발명의 일 실시예에 따른 MIMO BIC-OFDM 시스템을 도시한 것이다. 도 1a 및 도 1b는 송신 안테나 개수  $N_t=4$ , 수신 안테나 개수  $N_r=4$ 인 적응 변조 MIMO BIC-OFDM 시스템을 가정한 것이다.

도 1a는 적응 변조 MIMO BIC-OFDM 시스템의 전송단을 도시한 블럭도이다.

도 1a를 참조하면, 기지국에서 전송된 사용자 정보(Data of user 1, 2, 3, ..., K)는 총  $N_t$ 개 즉, 4개의 스트림을 형성한다. 여기서  $i$ 번째 스트림은  $i$ 번째 안테나를 통해 송신되는 사용자 정보를 의미한다.

스캐줄러(100)는 복수의 사용자 정보를 한정된 스트림(1, 2, 3, 4)으로 출력한다.

다음, 피드백 정보를 통해 현재의 채널 상태를 파악하고 이를 바탕으로 하여 데이터 전송률과 파워 레벨을 조절한다. 전송률과 파워가 결정되면, 각 스트림 별로 BICM 방식을 따라 변조된 데이터는  $N_c$ 개의 부반송파를 갖는 직교 주파수 다중 분할(OFDM) 변조 기법을 통해 전송된다.

채널 정보를 제공하는 피드백 채널은 보통 좋은 성능의 채널 코딩과 낮은 변조 레벨을 사용함으로써 신뢰성이 높은 전송을 보장한다. 따라서 본 발명에서는 에러가 없는 이상적인 피드백 채널을 가정한다.

AMC 블럭(110)에서는 각 스트림에 전송할 비트를 할당하여 출력한다.

복수의 BICM들(120)은 각 스트림의 코드 레이트에 따라 데이터의 크기를 확장시킨다.

복수의 IFFT들(130)은 각 스트림에 대해 역 고속 푸리에 변환을 수행한다.

여기서 BICM 기법을 사용함으로써 주파수 선택적 채널에서, 채널 코딩을 통하여 주파수 도메인에서의 다이버시티 이득을 형성할 수 있다. OFDM은 2진 길쌈 부호기와 심벌 매핑을 비트 단위 인터리버를 통해 결합함으로써 구현된다. BIC-OFDM은 BICM 기법에 역 고속 푸리에 변환(IFFT)와 고속 푸리에 변환(FFT)의 변조 방식을 통해 구현된다.

도 1b는 적응 변조 MIMO BIC-OFDM 시스템의 수신단을 도시한 블럭도이다.

복수의 FFT들(140)은 각 수신 안테나로 수신된 신호에 대해 고속 푸리에 변환을 수행한다. 가중치 적용부(150)는 각 스트림에 가중치를 적용하고, 디멀티플렉서(160)은 할당 정보에 따라 각 스트림을 결합하고, 디매퍼(170), 디인터리버(180) 및 디코더(190)는 원래의 비트를 복원한다.

도 2는 스트림의 갯수가 N인 경우에 본 발명의 블럭도이다.

초기화부(200)는 복수의 스트림들을 고유치가 큰 순서대로 정렬하고, 스트림들마다 소정의 파워를 할당한다. 또한, 초기화부(200)는 수신단의 피드백 정보로부터 스트림별 고유치를 연산할 수 있다. 또한, 초기화부(200)는 수신단의 피드백 정보로부터 적응적 심볼 생성부(210)에서 생성된 심볼이 전송되는 채널의 상태를 검출하고, 검출된 채널의 상태에 따라 소정의 파워를 결정할 수 있다.

적응적 심볼 생성부(210)는 스트림들마다 고유치가 큰 순서대로 스트림들의 코드 레이트 및 수신단의 피드백 정보를 이용하여 스트림들에서 전송할 심볼의 에너지 레벨을 결정한다. 이때, 심볼은 사용자 정보에 포함된 복수의 비트들로 구성되는 비트 단위의 정보이다.

또한, 적응적 심볼 생성부(210)는 스트림들의 코드 레이트에 따른 코딩 오프셋을 이용하여 스트림들에서 전송할 심볼의 에너지 레벨을 보상할 수 있다. 바람직하게는, 코딩 오프셋은 소정의 비트 에러율을 기준으로 스트림들의 코드 레이트에 대응하는 오프셋을 미리 저장한 코딩 오프셋 테이블을 참조하여 결정될 수 있다. 이때, 출력 스트림 1 내지 N은 심볼의 에너지 레벨 결정 과정과 잔여 파워의 추가 할당 과정을 완료한 스트림들이다.

파워 재할당부(220)는 스트림들 중 임의의 스트림에서 심볼의 에너지 레벨을 결정한 후에 위 스트림에 잔여 파워가 존재하면, 위 스트림보다 작은 고유치를 갖는 다음 스트림에 잔여 파워를 추가로 할당한다.

바람직하게는, 도 2의 적응적 변조 장치는 도 1a의 AMC 블럭(110) 내에서 구현할 수 있다.

도 3은 본 발명의 흐름도이다.

먼저, 복수의 스트림들을 고유치가 큰 순서대로 정렬하고, 상기 스트림들마다 소정의 파워를 할당한다(300 과정). 이 과정(300 과정)은 수신단의 피드백 정보로부터 심볼이 전송되는 채널의 상태를 검출하고, 채널의 상태에 따라 소정의 파워를 결정하는 과정을 포함할 수 있다. 또한, 이 과정(300 과정)은 수신단의 피드백 정보로부터 스트림별 고유치를 연산하는 과정을 포함할 수 있다.

다음, 스트림들 중 고유치가 큰 순서대로 스트림을 선택하고, 선택된 스트림의 코드 레이트 및 수신단의 피드백 정보를 이용하여 선택된 스트림에서 전송할 심볼의 에너지 레벨을 결정한다(310 과정). 이 과정(310 과정)은 사용자 정보로부터 전송할 심볼을 생성하는 과정을 포함할 수 있다. 이때, 심볼의 에너지 레벨을 결정하는 과정(310 과정)은 최초에 스트림마다 할당된 파워를 적어도 일정부분 소모하게 된다.

선택된 스트림에서 심볼의 에너지 레벨을 결정하는 과정이 완료되면, 선택된 스트림에 잔여 파워가 존재하는지 판단한다(320 과정).

선택된 스트림에 잔여 파워가 존재하면, 선택된 스트림보다 작은 고유치를 갖는 다음 스트림에 잔여 파워를 추가로 할당한다(330 과정). 반면에, 선택된 스트림에 잔여 파워가 존재하지 않으면, 다음 과정(340 과정)으로 진행한다.

다음, 모든 스트림에 대해 위 과정(310-330 과정)이 완료되었는지 판단한다(340 과정). 이때, 모든 스트림에 대해 위 과정(310-330 과정)이 완료되지 않았다면, 다음 스트림으로 넘어가서(350 과정) 위 과정(310-330 과정)을 반복한다(340 과정).

반면에, 모든 스트림에 대해 위 과정(310-330 과정)이 완료되었으면, 모든 절차를 종료한다(340 과정).

여기서, 고유치가 가장 큰 스트림을 선순위 스트림, 선순위 스트림보다 고유치가 작은 스트림을 다음 스트림, 다음 스트림보다 고유치가 작은 스트림을 후순위 스트림으로 정의할 수 있다.

도 4는 도 3의 에너지 레벨 결정 과정(310 과정)의 상세 흐름도이다.

먼저, 피드백 정보로부터 스트림별 심볼이 전송되는 채널의 상태를 파악한다(411 과정).

다음, 스트림별 코드 레이트 및 채널 상태에 따라 코딩 오프셋 테이블의 특정 위치를 참조한다(412 과정).

다음, 스트림별 코드 레이트에 따른 코딩 오프셋을 결정한다(413 과정).

마지막으로, 결정된 코딩 오프셋으로 해당 스트림에서 전송되는 심볼의 에너지 레벨을 보상한다(414 과정).

도 5는 도 3의 에너지 레벨 결정 과정(310 과정)에서 사용되는 코딩 오프셋 테이블의 일 예를 도시한 것이다.

도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 MIMO BIC-OFDM 시스템에서 사용되는 여러 채널 코드와 변조방식에 해당하는 코딩 오프셋을 계산한 표이다. 여기에서, 가장 좌측열은 스트림의 코드 레이트를 나타내고, 가장 상단의 행은 여러가지 변조방식을 나타낸다. 여기에 기재된 코딩 오프셋은 비트 에러율(BER) 10<sup>-4</sup>을 기준으로 하여 실험적으로 구해진 값으로 단위는 데시벨(dB)이다.

본 발명을 수학식으로 설명하면 다음과 같다.

n번째 부반송파에서의 수신 신호는 다음 수학식 1과 같다.

수학식 1

$$\begin{aligned}
 \mathbf{r}_n &= \begin{bmatrix} r_1^n \\ \vdots \\ r_{N_r}^n \end{bmatrix} = \mathbf{H}_n \mathbf{x}_n + \mathbf{z}_n \\
 &= \begin{bmatrix} H_{11}^n & \cdots & H_{N_t1}^n \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{1N_r}^n & \cdots & H_{N_tN_r}^n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1^n \\ \vdots \\ x_{N_t}^n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1^n \\ \vdots \\ z_{N_r}^n \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

위 수학식 1에서, H<sub>(ij)</sub><sup>n</sup>은 n번째 부반송파에서, i번째 송신 안테나와 j번째 수신 안테나 사이의 채널 주파수 응답을 가리킨다. z<sub>j</sub><sup>n</sup>은 σ<sub>z</sub><sup>2</sup>의 분산을 따르는 독립 일차 분포의 복소 가우시안 잡음이며, x<sub>i</sub><sup>n</sup>은 σ<sub>x</sub><sup>2</sup>의 분산을 갖는 i번째 송신 안테나로 전송되는 심볼을 의미한다. 전송단에서 사용되는 총 파워는 P=N<sub>t</sub>\*σ<sub>x</sub><sup>2</sup>이라고 가정한다.

사용 가능한 채널 코드와 최대 성상의 크기는 각각 V와 2<sup>(m<sub>max</sub>)</sup>로 가정한다. 각 전송에서 i번째 스트림은 V개의 서로 다른 채널 코드 중의 하나를 택해 부호화 과정을 거치고, i번째 스트림의 n번째 부반송파는 b<sub>n</sub><sup>i</sup> ∈ {m<sub>1</sub>, m<sub>2</sub>, ..., m<sub>max</sub>} (n=1,2,...,N<sub>c</sub>) 개의 비트를 전송한다. [b<sub>1</sub><sup>i</sup>, b<sub>2</sub><sup>i</sup>, ..., b<sub>(N<sub>c</sub>)</sub><sup>i</sup>]를 i번째 스트림의 비트 벡터 **b<sub>i</sub>**라 하면, i번째 스트림에서의 스펙트럼 효율 (spectral efficiency)은 다음 수학식 2와 같이 표현된다.

수학식 2

$$R_T(\mathbf{b}_i; C_{v^*}) = R_c(C_{v^*}) \frac{1}{N_c} \sum_{n=1}^{N_c} b_n^i$$

위 수학식 2에서, R<sub>c</sub>(C<sub>v\*</sub>)는 채널 부호기 C<sub>v\*</sub>에 의해 선택된 코딩 레이트를 의미한다. 채널 부호기 C<sub>v\*</sub>와 n번째 부반송파에 할당되는 비트 수 b<sub>n</sub><sup>i</sup>는 AMC 기법에 의해 결정된다.

좀 더 자세히 설명하면, SVD 기법을 통해 n번째 부채널 H<sub>n</sub>을 다음 수학식 3과 같이 표현할 수 있다.

수학식 3

$$\mathbf{H}_n = \mathbf{V}_n \Sigma_n \mathbf{U}_n^*$$

위 수학식 3에서,  $\mathbf{V}_n$ 과  $\mathbf{U}_n$ 은 유니터리 (unitary) 행렬이고,  $\Sigma_n$ 은  $\mathbf{H}_n$ 의 고유치들을 성분으로 갖는 대각 행렬이다. SVD 정보를 알면, MIMO 채널  $\mathbf{H}_n$ 은  $\mathbf{U}_n$ 과  $\mathbf{V}_n^*$ 을 이용한 필터링을 통해 대각화될 수 있다. 수신단에서 수신된 신호의 등가 모델은 다음 수학식 4와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 4

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_n &= \mathbf{V}_n^* (\mathbf{H}_n \mathbf{U}_n \mathbf{x}_n + \mathbf{z}_n) \\ &= \Sigma_n \mathbf{x}_n + \mathbf{V}_n^* \mathbf{z}_n \end{aligned}$$

위 수학식 4에서와 같이,  $\mathbf{x}_n$ 은 n번째 부반송파에서 전송되는 심벌을 가리킨다.  $\mathbf{x}_n$ 을 제어하는 방법 중에 가장 일반적인 것은 고유모드 (eigenmode)를 통한 파워 할당 기법이다. 최적화된 파워 할당 기법은 잘 알려진 공간 도메인에서의 water-filling 기법을 통해 얻어진다. 하지만 이는 많은 복잡도를 필요로 한다.

한편, 비트 할당 기법은 더 큰 고유치를 갖는 모드에 더 많은 비트를 할당하는 방법이다. 본 발명의 다른 실시예에 따르는 MIMO BIC-OFDM 시스템에서의 비트 할당 방법을 이용하여 전송률을 극대화시킨다. 이는 시-공간 벡터 코딩 (STVC; spatio-temporal vector coding) 기법을 통하여 채널 용량 (capacity) 관점에서 최적화하는 것이다. 그러나 이 방법은  $N_r N_c \times N_t N_c$  차원에서 SVD를 수행해야 하므로 복잡도가 매우 크다. 또한  $N_r \times N_t$  차원의 SVD를  $N_c$ 번 수행하는 알고리즘은  $N_c$ 가 커짐에 따라 최적화된 성능을 거의 따라간다는 사실이 알려져 있다. 따라서, 본 발명은 복잡도를 줄이기 위해 후자의 방법을 택한다. 이러한 형태의 레이트 극대화 방법은 다음 수학식 5와 같이 수식화할 수 있다.

수학식 5

$$\begin{aligned} \text{maximize : } & \sum_{i=1}^{N_t} R_c(C_{v_i^*}) \sum_{n=1}^{N_c} b_{n,i}(\lambda_{n,i}) \\ \text{subject to : } & \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{n=1}^{N_c} \mathcal{E}_{n,i} = N_t N_c \sigma_x \\ & P_b \leq P_e \end{aligned}$$

위 수학식 5에서 볼 수 있는 바와 같이, 종래의 레빈 캠펬로(Levin-Campello ; LC) 알고리즘은 최대 성장 크기가 제한되지 않은 경우에는 각 부반송파의 균등한 파워 분배를 통해 최적화된 비트 할당 벡터  $\mathbf{b}_i$ 와 코드 색인  $v_i^*$ 를 얻는다. 그러나, 지원 가능한 최대 성장 크기가 제한되는 실용적인 상황에서는 위에서 언급한 잔여 파워 문제가 발생하여 성능이 떨어진다. 각 부반송파별로 수행되는 SVD는 고유치를 내림차순으로 정렬하는데, 높은 SNR에서는 이로 인하여  $m_{\max}$ 의 비트 수가 할당될 확률이 낮은 색인의 스트림에 집중된다. 이 경우  $m_{\max}$  비트를 전송하는 데 필요한 에너지가  $E_x$ 보다 작아지므로,  $\sum_{n=1}^{N_c} \mathcal{E}_{n,i}$  역시  $N_c \mathcal{E}_x$  보다 작은 값을 갖는다. 따라서  $N_c \mathcal{E}_x - \sum_{n=1}^{N_c} \mathcal{E}_{n,i}$  만큼의 잔여 파워가 생겨난다.

반대로 작은 고유치를 갖는 높은 색인의 스트림은 추가적인 파워를 할당하게 되면 더 많은 정보를 실을 수 있는 여지가 존재한다. 따라서 낮은 색인의 스트림에서 생겨나는 여분의 파워를 다른 스트림으로 전달시켜주면 시스템의 전체 전송률을 증가시킬 수 있다. 이를 다음 수학식 6과 같이 수식으로 정리할 수 있다.

수학식 6

$$\hat{\mathcal{E}}_{i+1} = \left( \hat{\mathcal{E}}_i - \frac{1}{N_c} \sum_{n=1}^{N_c} \mathcal{E}_{n,i} \right)_+ + \mathcal{E}_x$$

$$(x)_+ = \begin{cases} x & \text{if } x \geq 0 \\ 0 & \text{if } x < 0 \end{cases} .$$

위 수학적 식 6에서와 같이, LC Efficientizing (EF) 알고리즘과 E-Tightening (ET) 알고리즘에 적용하면, 작은 고유치를 갖는 스트림에 기존보다 더 많은 비트를 할당하므로 전송률을 증가시킬 수 있다.

한편, 이산 비트 할당 알고리즘 (MIMO)( BLCM/RPD(E\_x))에 대하여 살펴보면, 다음 수학적 식 7과 같다.

수학적 식 7

- 1) Obtain  $\Sigma_n = \mathbf{V}_n^* \mathbf{H}_n \mathbf{U}_n$  for  $n = 1, \dots, N_c$
- 2)  $\mathcal{E}_1 \leftarrow \mathcal{E}_x$

3) FOR  $1 \leq i \leq N_t$

- a)  $\hat{\mathbf{H}} \leftarrow [\lambda_{1,i}, \dots, \lambda_{N_c,i}]$
- b) obtain  $\mathbf{b}_i$  by performing the DBLC/CS( $\mathbf{H}, \sigma_x$ ) with the constraint of  $\hat{\mathcal{E}}_i$
- c)  $\hat{\mathcal{E}}_{i+1} = \left( \hat{\mathcal{E}}_i - \frac{1}{N_c} \sum_{n=1}^{N_c} \mathcal{E}_{n,i} \right)_+ + \mathcal{E}_x$

위 수학적 식 7에서는 c)의 값은 별도의 추가적인 계산량 없이 ET 알고리즘을 통해 바로 얻을 수 있다.

또한, 부호화 시스템에서의 이산 비트 할당 알고리즘 (DBLC/CS( $\mathbf{H}, \sigma_x$ ))에 대하여 살펴보면, 다음 수학적 식 8과 같다.

수학적 식 8

- 1) FOR  $1 \leq v \leq V$ 
  - a) Obtain  $\mathbf{b}_v$  with GLCA( $\mathbf{H}, v, \sigma_x$ )
  - b) Compute  $R_T(\mathbf{b}_v; \mathcal{C}_v)$
- 2)  $v^* = \arg \max_{1 \leq v \leq V} R_T(\mathbf{b}_v; \mathcal{C}_v)$
- 3)  $\mathbf{b} = \mathbf{b}_{v^*}$  .

위 수학적 식 8에서 와 같이 본 발명의 generalized LC 알고리즘 (GLC)을 살펴본다. 종래의 LC 알고리즘은 가장 잘 알려진 최적화된 비트 할당 알고리즘 중의 하나로, 고정된 채널 갭 ( $\Gamma$ ; gap)을 통한 근사적인 코딩 이득을 이용하여 알고리즘을 수행한다. M-QAM에서 갭 근사화를 통하여 구한 에너지 함수는 다음 수학적 식 9와 같다.

수학적 식 9

$$\mathcal{E}_n(b_n) = (2^{b_n} - 1) \frac{\sigma_n^2}{|H_n|^2} \cdot \Gamma$$

위 수학적 식 9에서 처럼 비부호화 시스템에서는 채널 갭이 일정하다는 가정을 따르지만, 부호화 시스템에서는 적용된 채널 코드의 특성에 따라 갭에 해당하는 값이 변하게 된다. 코드 레이트  $R_c$ 를 적용한 시스템의 갭은 다음 수학적 식 10과 같이 표현된다.

수학식 10

$$\Gamma_{coded} = 10 \log_{10}(2^{mR_c} - 1) - \Psi(m, R_c) \text{ (dB)}$$

여기서  $\Psi(m, R_c)$ 는 코드 레이트와 성상의 크기를 각각  $R_c$ 와  $2^m$ 으로 적용하였을 때, 비트 에러율 (BER; bit error rate)  $10^{-4}$ 을 만족시키기 위해 필요한 SNR 값이다. 각 스트림에 채널 코딩이 적용되면 각 부반송파에 실리는 비트 수가 더 이상 정보 비트 수를 의미하지 않게 되므로, 이 경우 채널 갭은 다음 수학식 11과 같이 정의되는 코딩 오프셋으로 대체되어야 한다.

수학식 11

$$\gamma_v(m) = \Psi(m, R_c(C_v)) - 10 \log_{10}(2^m - 1) \text{ (dB)}$$

이 코딩 오프셋을 새로운 파라미터로 고려한 에너지 함수는 다음 수학식 12와 같다.

수학식 12

$$\mathcal{E}_n(b_n; v) = 2^{b_n-1} \frac{\sigma_n^2}{|H_n|^2} \cdot \gamma_v(b_n)$$

도 6은 종래의 변조 방법 및 본 발명에 따른 성능을 도시한 그래프이다.

여기서는  $N_c=64$ 개, CP=16샘플로 구성되는 OFDM 시스템을 고려하였고, 채널은 5개의 탭으로 구성된, 파워가 지수적으로 감소하는(exponentially decaying) 채널을 사용하였다. 64-상태 RCPC 코드를 사용하였고, 목표 프레임 에러율 (FER; frame error rate)을 1%로 설정하였다. 이에 해당하는 비트 에러율은  $10^{-4}$ 이다.

도 6은  $N_t=N_r=4$ 의 단일 사용자가 사용하는 경우의 성능을 나타낸 그래프이다. 가장 오른쪽의 \*(asterisk)로 구별된 성능 곡선(conventional SVD)은 종래의 워터 필링(water-filling) 비트 할당 시스템의 스루풋(throughput)을 나타낸다. 즉, 성능 곡선(conventional SVD)의 시스템은 종래의 LC 알고리즘에 고정된 채널 갭(gap)을 사용하고, 잔여 파워 분배를 고려하지 않은 시스템이다.

본 발명에 따라 파워를 재할당하는 시스템의 성능 곡선(RPD with GLCRPD 본 발명에 따라 코드 레이트를 고려하여 심볼의 에너지를 보상하는 시스템의 성능 곡선(RPD)은 종래 시스템의 성능 곡선(conventional SVD)보다 스루풋(throughput)이 높다는 것을 알 수 있다. 즉, 본 발명에 따르면 스펙트럼 효율 18 bps/Hz를 기준으로 약 4dB 정도 성능이 향상됨을 알 수 있다.

대부분의 실용적인 시스템은 모두 지원 가능한 최대 성상 크기에 제한을 두기 때문에, 높은 SNR 범위에서 잔여 파워의 문제는 매우 일반적이다. 본 발명은 이를 보상한 비트 할당 기법을 제안함으로써 특히 높은 SNR 범위에서 큰 성능 이득을 얻을 수 있다.

바람직하게는, 본 발명의 잔여 파워를 이용하는 적응 변조 방법을 컴퓨터에서 실행시키기 위한 프로그램을 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록매체에 기록할 수 있다.

본 발명은 소프트웨어를 통해 실행될 수 있다. 소프트웨어로 실행될 때, 본 발명의 구성 수단들은 필요한 작업을 실행하는 코드 세그먼트들이다. 프로그램 또는 코드 세그먼트들은 프로세서 판독 가능 매체에 저장되거나 전송 매체 또는 통신망에서 반송파와 결합된 컴퓨터 데이터 신호에 의하여 전송될 수 있다.

본 발명은 도면에 도시된 일 실시예를 참고로 하여 설명하였으나 이는 예시적인 것에 불과하며 당해 분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 이로부터 다양한 변형 및 실시예의 변형이 가능하다는 점을 이해할 것이다. 그러나, 이와 같은 변형은 본 발명의 기술적 보호범위내에 있다고 보아야 한다. 따라서, 본 발명의 진정한 기술적 보호범위는 첨부된 특허청구범위의 기술적 사상에 의해서 정해져야 할 것이다.

### 발명의 효과

상술한 바와 같이, 본 발명에 의하면, 스트림마다 다른 코드 레이트를 고려하여 심볼의 에너지 레벨을 결정하고, 잔여 파워를 고유치가 낮은 스트림에 추가로 할당함으로써, 잔여 파워의 낭비를 막고, 목표 비트 에러율의 제약조건이 있는 경우나 성상의 최대크기가 제한된 경우에도 시스템의 성능을 향상시킬 수 있으며, 구현 과정에 추가적인 계산량을 요구하지 않는 효과가 있다.

### 도면의 간단한 설명

도 1a 및 도 1b는 본 발명의 일 실시예에 따른 MIMO BIC-OFDM 시스템을 도시한 것이다.

도 2는 본 발명의 블럭도이다.

도 3은 본 발명의 흐름도이다.

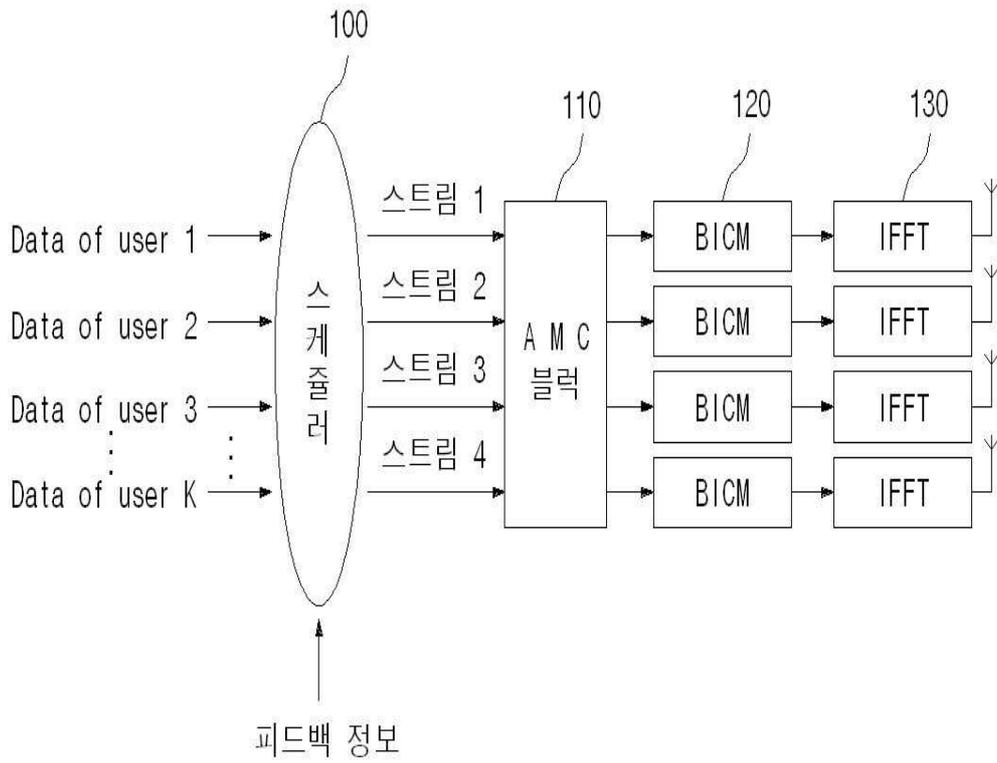
도 4는 도 3의 에너지 레벨 결정 과정의 상세 흐름도이다.

도 5는 도 3의 에너지 레벨 결정 과정에서 사용되는 코딩 오프셋 테이블의 일 예를 도시한 것이다.

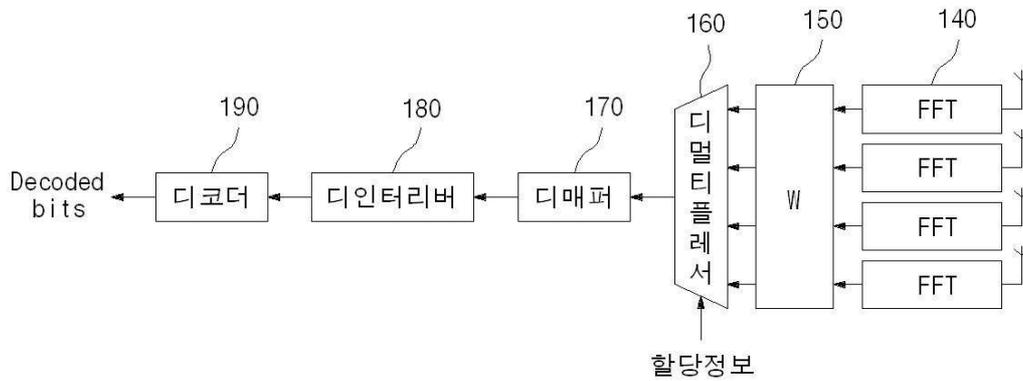
도 6은 종래의 변조 방법 및 본 발명에 따른 성능을 도시한 그래프이다.

### 도면

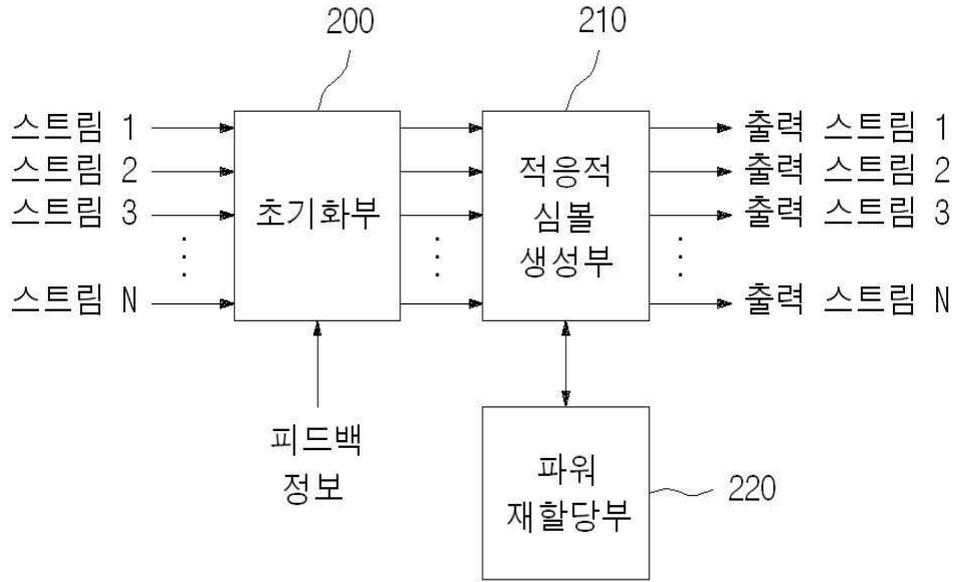
도면1a



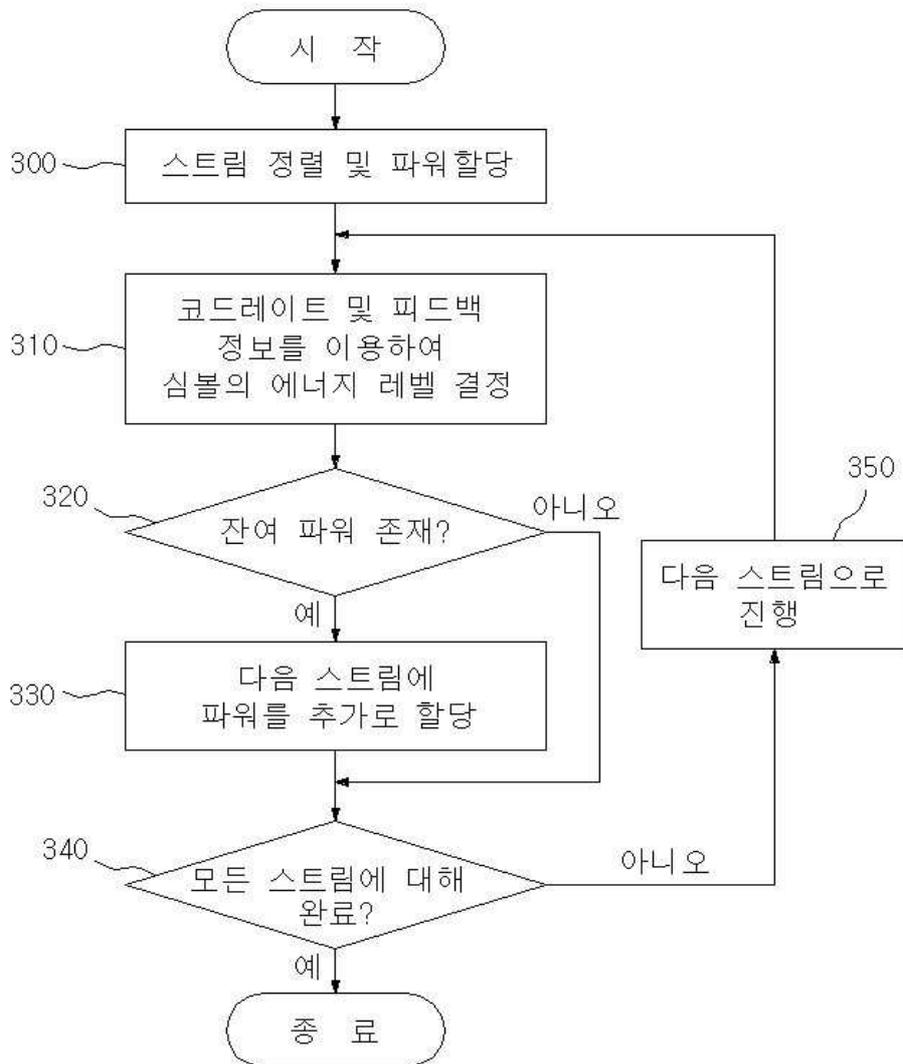
도면1b



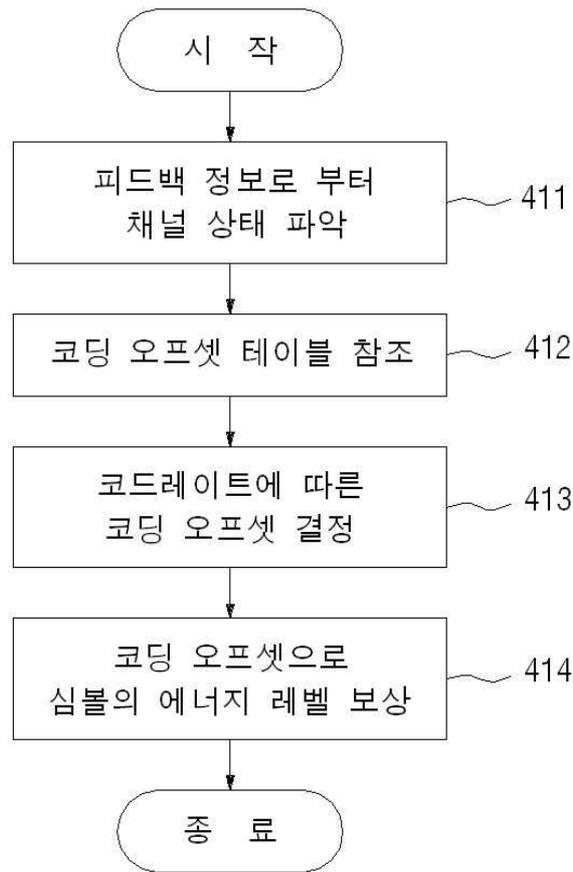
도면2



도면3



도면4



도면5

	BPSK	4QAM	8PSK	16QAM	32QAM	64QAM
1	8.40	6.62	7.98	6.329	6.32	6.30
5/6	4.5	2.86	3.98	2.40	2.31	2.06
4/5	4.15	2.43	3.53	2.01	1.89	1.65
3/4	2.97	1.40	2.25	0.94	1.00	0.37
2/3	2.09	0.42	1.00	-0.29	-0.46	-1.09
1/2	0.37	-1.34	-1.35	-2.61	-2.61	-3.98

도면6

