

**(19) 대한민국특허청(KR)**  
**(12) 공개특허공보(A)****(11) 공개번호** 10-2020-0062093  
**(43) 공개일자** 2020년06월03일

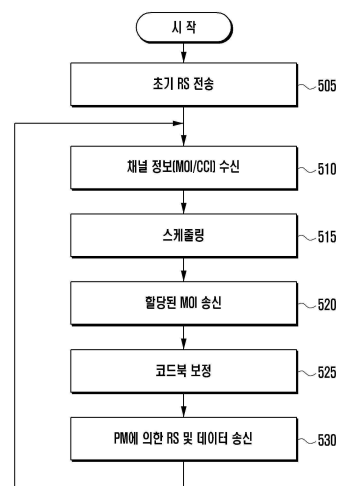
- (51) 국제특허분류(Int. Cl.)  
**H04B 7/0417** (2017.01) **H04B 7/0456** (2017.01)  
**H04L 25/02** (2006.01)
- (52) CPC특허분류  
**H04B 7/0417** (2013.01)  
**H04B 7/0482** (2013.01)
- (21) 출원번호 10-2020-0057096(분할)  
(22) 출원일자 2020년05월13일  
심사청구일자 2020년05월13일
- (62) 원출원 특허 10-2013-0035324  
원출원일자 2013년04월01일  
심사청구일자 2018년04월02일

- (71) 출원인  
**삼성전자주식회사**  
경기도 수원시 영통구 삼성로 129 (매탄동)  
**연세대학교 산학협력단**  
서울특별시 서대문구 연세로 50 (신촌동, 연세대학교)
- (72) 발명자  
**지형주**  
경기도 수원시 영통구 삼성로 129(매탄동)  
**이충용**  
서울특별시 서대문구 연세로 50  
(뒷면에 계속)
- (74) 대리인  
**윤앤리특허법인(유한)**

전체 청구항 수 : 총 12 항

**(54) 발명의 명칭 채널 관련 정보 송수신 방법 및 장치****(57) 요약**

본 명세서는 채널 관련 정보 송수신 방법 및 장치에 관한 것으로, 본 명세서의 일 실시 예에 따르는 단말의 채널 관련 정보 송신 방법은, 참조 신호 및 데이터를 포함하는 제1 신호를 수신하는 단계, 상기 제1 신호로부터 채널 상태에 상응하는 변조 차수를 추정하는 단계 및 상기 추정된 변조 차수를 지시하는 제1 변조 차수 지시자(MOI; Modulation Order Indicator)를 포함하는 채널 관련 정보를 기지국에게 송신하는 단계를 포함할 수 있다. 본 명세서의 일 실시 예에 따르면 효율적으로 신호를 송수신할 수 있다.

**대표도** - 도5a

(52) CPC특허분류

**H04L 25/0202** (2013.01)

(72) 발명자

**노훈동**

서울특별시 서대문구 연세로 50

**이효진**

경기도 수원시 영통구 삼성로 129(매탄동)

**김윤선**

경기도 수원시 영통구 삼성로 129(매탄동)

**이주호**

경기도 수원시 영통구 삼성로 129(매탄동)

**박상원**

서울특별시 서대문구 연세로 50

**최일규**

서울특별시 서대문구 연세로 50

## 명세서

### 청구범위

#### 청구항 1

단말의 채널 관련 정보 송신 방법에 있어서,

상위 계층 시그널링을 통하여 기지국으로부터, 각 주파수에 대한 변조 차수 지시자(MOI; Modulation Order Indicator)가 피드백 되거나 전체 주파수에 대한 하나의 대표 변조 차수 지시자가 피드백 되는지 여부에 대한 설정 정보를 수신하는 단계;

제1 기준 신호를 수신하는 단계;

상기 제1 기준 신호로부터 채널 상태에 상응하는 변조 차수를 추정하고, 상기 제1 기준 신호로부터 채널 상태에 상응하는 채널 상관 관계(Channel Correlation)를 추정하는 단계;

상기 추정된 변조 차수를 지시하는 제1 변조 차수 지시자 및 상기 추정된 채널 상관 관계를 지시하는 채널 상관 관계 인덱스(CCI; Channel Correlation Index)를 포함하는 채널 관련 정보를 기지국에게 송신하는 단계; 및

제2 기준 신호 및 데이터를 수신하는 단계를 포함하고,

상기 제1 변조 차수 지시자는 상기 설정 정보를 기반으로 피드백되고,

상기 제2 기준 신호 및 상기 데이터는 포트 변조 스케줄링(port modulation scheduling)과 관련되고, 상기 포트 변조 스케줄링은 상기 CCI 및 상기 기지국으로부터 상기 단말에게 할당된 제2 MOI에 기반하여 결정되고, 상기 제2 MOI는 상기 채널 관련 정보에 기반하여 결정되는 것을 특징으로 하는 채널 관련 정보 송신 방법.

#### 청구항 2

제1항에 있어서,

상기 제2 MOI를 수신하는 단계; 및

상기 제2 MOI에 상응하는 RS 구조에 따라 신호를 수신하는 단계를 더 포함하는 채널 관련 정보 송신 방법.

#### 청구항 3

제1항에 있어서,

미리 설정된 주기마다 미리 설정된 RS 구조의 신호를 수신하는 단계;

상기 미리 설정된 RS 구조의 신호로부터 채널 상태에 상응하는 변조 차수를 추정하는 단계; 및

상기 추정된 변조 차수를 지시하는 제3 MOI를 포함하는 채널 관련 정보를 상기 기지국에게 송신하는 단계를 더 포함하는 단말의 채널 관련 정보 송신 방법.

#### 청구항 4

채널 관련 정보를 송신하는 단말에 있어서,

통신부; 및

상기 통신부와 연결되어 상기 통신부를 제어하고, 상위 계층 시그널링을 통하여 기지국으로부터, 각 주파수에 대한 변조 차수 지시자(MOI; Modulation Order Indicator)가 피드백 되거나 전체 주파수에 대한 하나의 대표 변조 차수 지시자가 피드백 되는지 여부에 대한 설정 정보를 수신하고, 제1 기준 신호를 수신하고, 상기 제1 기준 신호로부터 채널 상태에 상응하는 변조 차수를 추정하고, 상기 제1 기준 신호로부터 채널 상태에 상응하는 채널 상관 관계(Channel Correlation)를 추정하고, 상기 추정된 변조 차수를 지시하는 제1 변조 차수 지시자(MOI; Modulation Order Indicator) 및 상기 추정된 채널 상관 관계를 지시하는 채널 상관 관계 인덱스(CCI; Channel Correlation Index)를 포함하는 채널관련 정보를 기지국에게 송신하고, 제2 기준 신호 및 데이터를 수신하도록

제어하는 제어부를 포함하고,

상기 제1 변조 차수 지시자는 상기 설정 정보를 기반으로 피드백되고, 상기 제2 기준 신호 및 상기 데이터는 포트 변조 스케줄링(port modulation scheduling)과 관련되고, 상기 포트 변조 스케줄링은 상기 CCI 및 상기 기지국으로부터 상기 단말에게 할당된 제2 MOI에 기반하여 결정되고, 상기 제2 MOI는 상기 채널관련 정보에 기반하여 결정되는 것을 특징으로 하는 단말.

#### 청구항 5

제4항에 있어서,

상기 제어부는 상기 제2 MOI를 수신하고, 상기 제2 MOI에 상응하는 RS 구조에 따라 신호를 수신하도록 제어하는 것을 특징으로 하는 단말.

#### 청구항 6

제4항에 있어서, 상기 제어부는,

미리 설정된 주기마다 미리 설정된 RS 구조의 신호를 수신하도록 제어하고,

상기 미리 설정된 RS 구조의 신호로부터 채널 상태에 상응하는 변조 차수를 추정하고,

상기 추정된 변조 차수를 지시하는 제3 MOI를 포함하는 채널 관련 정보를 상기 기지국에게 송신하도록 제어하는 것을 특징으로 하는 단말.

#### 청구항 7

기지국의 채널 관련 정보 수신 방법에 있어서,

상위 계층 시그널링을 통하여 단말로부터, 각 주파수에 대한 변조 차수 지시자(MOI; Modulation Order Indicator)가 피드백 되거나 전체 주파수에 대한 하나의 대표 변조 차수 지시자가 피드백 되는지 여부에 대한 설정 정보를 송신하는 단계;

제1 기준 신호를 송신하는 단계;

단말로부터, 상기 제1 기준 신호에 상응하는 추정된 변조 차수를 지시하는 제1 변조 차수 지시자(MOI; Modulation Order Indicator) 및 상기 제1 기준 신호에 상응하는 추정된 채널 상관 관계(Channel Correlation)를 지시하는 채널 상관 관계 인덱스(CCI; Channel Correlation Index)를 포함하는 채널 관련 정보를 수신하는 단계; 및

제2 기준 신호 및 데이터를 송신하는 단계를 포함하고,

상기 제1 변조 차수 지시자는 상기 설정 정보를 기반으로 피드백되고

상기 제2 기준 신호 및 상기 데이터는 포트 변조 스케줄링(port modulation scheduling)과 관련되고, 상기 포트 변조 스케줄링은 상기 CCI 및 상기 기지국으로부터 상기 단말에게 할당된 제2 MOI에 기반하여 결정되고, 상기 제2 MOI는 상기 채널 관련 정보에 기반하여 결정되는 것을 특징으로 하는 채널 관련 정보 수신 방법.

#### 청구항 8

제7항에 있어서,

상기 제1 MOI를 참조하여 상기 단말에게 상기 제2 MOI를 할당하는 단계; 및

상기 제2 MOI에 상응하는 RS 구조에 따라 신호를 송신하는 단계를 더 포함하는 채널 관련 정보 수신 방법.

#### 청구항 9

제7항에 있어서,

미리 설정된 주기마다 미리 설정된 RS 구조의 신호를 송신하는 단계;

상기 미리 설정된 RS 구조의 신호에 상응하는 추정된 변조 차수를 지시하는 제3 MOI를 포함하는 채널 관련 정보를 상기 단말로부터 수신하는 단계를 더 포함하는 채널 관련 정보 수신 방법.

## 청구항 10

채널 관련 정보를 수신하는 기지국에 있어서,

통신부; 및

상기 통신부와 연결되어 상기 통신부를 제어하고, 단말로 상위 계층 시그널링을 통하여, 각 주파수에 대한 변조 차수 지시자(MOI; Modulation Order Indicator)가 피드백 되거나 전체 주파수에 대한 하나의 대표 변조 차수 지시자가 피드백 되는지 여부에 대한 설정 정보를 송신하고, 상기 단말에게 제1 기준 신호를 송신하고, 상기 단말로부터 상기 제1 기준 신호에 상응하는 추정된 변조 차수를 지시하는 제1 변조 차수 지시자(MOI; Modulation Order Indicator) 및 상기 제1 기준 신호에 상응하는 추정된 채널 상관 관계(Channel Correlation)를 지시하는 채널 상관 관계 인덱스(CCI; Channel Correlation Index)를 포함하는 채널 관련 정보를 수신하고, 제2 기준 신호 및 데이터를 송신하도록 제어하는 제어부를 포함하고,

상기 제1 변조 차수 지시자는 상기 설정 정보를 기반으로 피드백되고

상기 제2 기준 신호 및 상기 데이터는 포트 변조 스케줄링(port modulation scheduling)과 관련되고, 상기 포트 변조 스케줄링은 상기 CCI 및 상기 기지국으로부터 상기 단말에게 할당된 제2 MOI에 기반하여 결정되고, 상기 제2 MOI는 상기 채널 관련 정보에 기반하여 결정되는 것을 특징으로 하는 기지국.

## 청구항 11

제10항에 있어서, 상기 제어부는,

상기 제1 MOI를 참조하여 상기 단말에게 상기 제2 MOI를 할당하고,

상기 제2 MOI에 상응하는 RS 구조에 따라 신호를 송신하도록 제어하는 것을 특징으로 하는 기지국.

## 청구항 12

제10항에 있어서, 상기 제어부는,

미리 설정된 주기마다 미리 설정된 RS 구조의 신호를 송신하고, 상기 미리 설정된 RS 구조의 신호에 상응하는 추정된 변조 차수를 지시하는 제3 MOI를 포함하는 채널 관련 정보를 상기 단말로부터 수신하도록 제어하는 것을 특징으로 하는 기지국.

## 발명의 설명

### 기술 분야

[0001] 본 발명은 채널 관련 정보 송수신 방법 및 장치에 관한 것이다.

### 배경 기술

[0002] 메시브(Massive) 마이모(MIMO; Multiple Input Multiple Output) 시스템을 이용하면, 통신 서비스 제공자는 기지국(base station)에 다수의 안테나(antennas)를 설치하여 단순한 선형 프리코더(linear precoder)만으로도 4G 이후의 차세대 통신 시스템에서 요구하는 높은 데이터율(data rate)을 쉽게 만족시킬 수 있다. 이론적으로 무한히 많은 수의 안테나를 사용할 경우 통신 서비스 제공자는 빠른 페이딩(fast fading), 사용자 간 간섭(inter-user interference) 등 시스템의 성능을 제한하는 다양한 문제들을 선형 프리코더를 이용하여 완벽하게 제거할 수 있다.

[0003] 메시브 MIMO 기반 다중 사용자 시스템을 구성하면 기존 통신 시스템 대비 현저히 높은 처리속도(throughput)를 적은 비용으로 얻을 수 있다. 메시브 MIMO 시스템의 이러한 장점은 기지국에서 채널 정보를 알고 있다는 가정을 기반으로 하며, 안테나 수가 매우 많은 상황에서 이와 같은 가정은 시스템에 매우 큰 부담이 된다. 따라서 기존 메시브 MIMO 연구들은 채널 상호 관계(reciprocity)로 인해 채널 추정 비용이 기지국의 안테나 수에 영향을 받지 않는 시분할 다중(TDD; time-division duplex) 시스템을 기반으로 진행되었다.

[0004] 한편 TDD 시스템은 업링크(UL; uplink)와 다운링크(DL; downlink) 간 데이터 전송량이 비슷하거나 송수신단 간 거리가 멀 경우 송신-수신 모드 전환으로 인하여 주파수 분할 다중(FDD; frequency-division duplex) 시스템 대비 주파수 효율이 떨어지는 단점이 있다. 이러한 이유로 인하여 UMTS(Universal Mobile Telecommunications

System), WCDMA(Wideband Code Division Multiple Access), CDMA2000 등 기존 통신 시스템들은 다양한 환경에서 FDD 모드를 지원하고 있다. 따라서 하위 호환성(backward compatibility) 확보를 위한 FDD 매시브 MIMO 시스템 연구 개발은 향후 매시브 MIMO 시스템이 차세대 통신 시스템의 핵심 기술이 되기 위한 필요충분 조건이라고 할 수 있다.

[0005] FDD 시스템에서는 채널 상호 관계(reciprocity)가 성립하지 않으므로 CSIT(Channel State Information at the Transmitter) 확보를 위하여 수신단에서 추정된 채널을 양자화하여 송신단으로 전송하는 제한된 피드백 시스템(limited feedback system)을 사용한다. 한편 제한된 피드백과 관련된 기존 연구들은 단일 스트림 환경에서 제한된 피드백으로 인한 시스템 성능 열화를 억제하기 위한 코드북(codebook)의 크기가 송신 안테나 수에 따라 지수적으로 증가한다는 것을 보여주고 있다. 다중 스트림(다중 사용자) 환경으로 확장될 경우 필요한 코드북의 크기는 송신 안테나 수뿐만 아니라 SNR(Signal to Noise Ratio)에 따라서도 증가해야 한다. 이러한 사실들은 파일럿(pilot) 신호의 개수, 피드백 채널 용량(feedback channel capacity), 코드북 크기 등이 FDD 매시브 MIMO 시스템의 성능을 제한하는 주요 요인이 될 것임을 암시하고 있다.

[0006] 도 1은 각 변조 기법을 나타낸다.

[0007] QAM(Quadrature Amplitude Modulation), FSK(Frequency-Shift Keying), PSK(Phase-Shift Keying) 등 종래의 변조 기법들에 따르면, 통신에 관여하는 엔티티들은 도 1과 같이 신호의 시간 도메인 또는 공간 도메인에서 심볼의 크기, 주파수, 페이즈 등을 차등하여 정보를 송수신한다. 채널 게인(gain)이 좋거나 각종 간섭이 작은 경우, 또는 큰 송신 파워를 사용할 경우 수신단에서의 유효 심볼간 거리  $d$ 가 커지므로 높은 차수의 변조 기법을 사용하여 전송률을 높일 수 있다. 매시브 MIMO 시스템에서는 통신 서비스 제공자는 MRT(Maximum Ratio Transmission), ZF(Zero-Forcing), MMSE(Minimum Mean Square Error) 필터 등의 선형 프리코딩 기법을 사용하여 채널 게인(gain)을 경로 손실(path loss)로 고착화(hardening)시켜 페이딩(fading)을 효과적으로 극복할 수 있다. 또한 통신 서비스 제공자는 같은 방식으로 셀 간(inter-cell) 또는 셀 내(intra-cell) 간섭을 효율적으로 제거할 수 있다. 그러므로 매시브 MIMO 시스템을 이용하면, 통신 서비스 제공자는 종래의 변조기법들을 사용하여 기존 일반 MIMO 시스템 대비 매우 우수한 성능을 얻을 수 있다.

[0009] 페이딩 및 간섭에 강인한 매시브 MIMO 시스템의 특성은 송신단이 채널 정보를 완벽히 알 경우에만 획득될 수 있다. 채널 상호 관계를 사용할 수 없는 FDD 시스템에서 송신단에서 채널 정보를 획득하는 과정은 통신 엔티티에게 큰 부담이 될 수 있다.

[0010] 도 2는 TDD 시스템에서의 채널 상호 관계를 나타낸다.

[0011] TDD 시스템에서는 기지국이 도 2에서와 같이 채널 상호 관계를 이용하여 단말의 안테나 수에 비례하는 UL 파워를 이용하여 전체 DL 채널을 추정할 수 있다. 반면 FDD 시스템에서는 UL 채널을 통하여 DL 채널을 추정할 수 없으므로 기지국 안테나 수에 비례하는 파워를 필요하며 단말이 추정한 채널을 기지국으로 피드백하여야 한다.

[0012] FDD 시스템에서는 일반적으로 송신단이 채널 정보(CSIT)를 획득하기 위해 DFT 또는 그래스마니언(Grassmannian) 등 코드북 기반의 제한된 피드백 시스템을 사용한다. 송신단 안테나가 하나일 경우( $M_T=1$ ), 신호 대 잡음비(SNR)에 관계 없이 전체(full) CSIT를 이용 가능한 시스템과 3dB의 성능 차이를 가지기 위한 피드백 비트 수  $B$ 는 아래 수학적 식 1과 같다.

### 수학적 식 1

$$B = M_T - 1$$

[0013]

[0014] 여기서  $M_T$ 는 송신 안테나 수이며 필요한 코드북의 크기는  $N=2^B$ 이다. 이는  $M_T=16$  일 경우 전체(full) CSIT 대비 성능 손실을 3dB 이내로 줄이기 위해  $N=32768$  이상의 크기를 가지는 코드북이 필요하게 됨을 의미한다. 한편, 여러 개의 송신 안테나가 존재할 경우( $M_T>1$ ) 송신 파워  $p$ 에 따른 전체(full) CSIT와 제한된 피드백 시스템의 용량 차이는 아래 수학적 식 2와 같다.

## 수학식 2

$$C_{CSIT}(\rho) - C_{FB}(\rho) < M_T \log_2(1 + \rho \cdot 2^{-B/(M_T-1)})$$

[0015]

[0016]

수학식 2를 참조하면,  $M_T > 1$  일 때, 전체(full) CSIT를 이용할 수 있는 경우와의 성능 차이를 일정하게 유지하기 위한 피드백 비트 수는  $M_T$  뿐만 아니라  $\rho$ 에 의해서도 증가하게 된다는 것을 알 수 있다. 이와 같이 FDD 매시브 MIMO의 성능은 코드북의 크기에 의하여 제한되어  $M_T$ 가 충분히 크더라도  $N$ 이 유한할 경우 채널 고착화(hardening) 등 매시브 MIMO의 장점을 향유할 수 없게 된다. 즉 FDD 매시브 MIMO 시스템에서는 프리코딩을 통하여 수신단에서의 유효 심볼간 거리  $d$ 를 쉽게 확보하기가 어려우므로 기존의 변조 기법을 통하여 전송률을 높이기 힘든 단점이 있다.

## 발명의 내용

### 해결하려는 과제

[0017]

본 명세서의 일 실시 예는 효율적인 송수신기법을 제공하는 데 그 목적이 있다.

### 과제의 해결 수단

[0018]

본 명세서의 일 실시 예에 따르는 단말의 채널 관련 정보 송신 방법은, 참조 신호 및 데이터를 포함하는 제1 신호를 수신하는 단계, 상기 제1 신호로부터 채널 상태에 상응하는 변조 차수를 추정하는 단계 및 상기 추정된 변조 차수를 지시하는 제1 변조 차수 지시자(MOI; Modulation Order Indicator)를 포함하는 채널 관련 정보를 기지국에게 송신하는 단계를 포함할 수 있다.

[0019]

본 명세서의 일 실시 예에 따르는 채널 관련 정보를 송신하는 단말은, 참조 신호 및 데이터를 포함하는 제1 신호를 수신하는 통신부 및 상기 제1 신호로부터 채널 상태에 상응하는 변조 차수를 추정하는 제어부를 포함할 수 있다. 상기 통신부는 상기 추정된 변조 차수를 지시하는 제1 변조 차수 지시자(MOI; Modulation Order Indicator)를 포함하는 채널 관련 정보를 기지국에게 송신할 수 있다.

[0020]

본 명세서의 일 실시 예에 따르는 기지국의 채널 관련 정보 수신 방법은, 단말에게 참조 신호 및 데이터를 포함하는 제1 신호를 송신하는 단계 및 상기 단말로부터 상기 제1 신호에 상응하는 추정된 변조 차수를 지시하는 제1 변조 차수 지시자(MOI; Modulation Order Indicator)를 포함하는 채널 관련 정보를 수신하는 단계를 포함할 수 있다.

[0021]

본 명세서의 일 실시 예에 따르는 채널 관련 정보를 수신하는 기지국은, 단말에게 참조 신호 및 데이터를 포함하는 제1 신호를 송신하고, 상기 단말로부터 상기 제1 신호에 상응하는 추정된 변조 차수를 지시하는 제1 변조 차수 지시자(MOI; Modulation Order Indicator)를 포함하는 채널 관련 정보를 수신하는 통신부를 포함할 수 있다.

## 발명의 효과

[0022]

본 명세서의 일 실시 예에 따르면 효율적으로 채널 관련 정보를 송수신할 수 있다.

## 도면의 간단한 설명

[0023]

도 1은 각 변조 기법을 나타낸다.

도 2는 TDD 시스템에서의 채널 상호 관계를 나타낸다.

도 3은 MIMO 무선 통신 시스템의 구성도이다.

도 4는 본 명세서의 일 실시 예에 따르는 포트 변조 과정의 순서도이다.

도 5a는 본 명세서의 일 실시 예에 따르는 기지국의 스케줄링 과정의 순서도이다.

도 5b는 본 명세서의 일 실시 예에 따르는 단말의 채널 정보 송신 과정의 순서도이다.

도 6은 PM 송수신을 위한 RS-프리코더 매핑 테이블의 예제이다.

도 7은 본 명세서의 일 실시 예에 따르는 RS 및 데이터의 주파수-시간 구조도이다.

도 8은 본 명세서의 일 실시 예에 따르는 송수신 과정을 나타낸다.

도 9는 본 명세서의 다른 실시 예에 따르는 송수신 과정을 나타낸다.

도 10은 PM 구조도이다.

도 11a 및 도 11b는 각 코드북 타입에 따른 일 실시 예의 BER 성능 그래프이다.

도 12a 및 도 12b는 각 코드북 타입에 따른 다른 실시 예의 BER 성능 그래프이다.

도 13a 및 도 13b는 표 1 및 수식식 22에 대한  $M_T=64$ 인 경우의  $BT_{coh}$ 에 따른 최적 변조 차수에 대한 실험 결과이다.

도 14는 본 명세서의 일 실시 예에 따르는 기지국(1400)의 블록구성도이다.

도 15는 본 명세서의 일 실시 예에 따르는 단말(1500)의 블록구성도이다.

### 발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0024] 이하, 본 발명의 실시 예를 첨부된 도면을 참조하여 상세하게 설명한다.
- [0025] 실시 예를 설명함에 있어서 본 발명이 속하는 기술 분야에 익히 알려져 있고 본 발명과 직접적으로 관련이 없는 기술 내용에 대해서는 설명을 생략한다. 이는 불필요한 설명을 생략함으로써 본 발명의 요지를 흐리지 않고 더욱 명확히 전달하기 위함이다.
- [0026] 마찬가지로 이유로 첨부 도면에 있어서 일부 구성요소는 과장되거나 생략되거나 개략적으로 도시되었다. 또한, 각 구성요소의 크기는 실제 크기를 전적으로 반영하는 것이 아니다. 각 도면에서 동일한 또는 대응하는 구성요소에 는 동일한 참조 번호를 부여하였다.
- [0027] 본 명세서의 일 실시 예는 매시브 MIMO 시스템의 공간자원을 효율적으로 이용하여 다양한 환경에 따라 유동적으로 파일럿 신호의 개수와 코드북 크기를 조정하는 것이 가능한 FDD 매시브 MIMO용 송수신기를 개발하는데 그 목적이 있다. 특히 본 명세서의 일 실시 예는 매시브 MIMO의 공간 자원을 심볼 변조에 활용하는 새로운 변조 기법을 제안하고자 한다.
- [0028] 이를 위하여 본 명세서의 일 실시 예가 이루고자 하는 세부 목표는 1) 상황에 따른 채널 추정 부담 유동성 확보가 가능하며 2) 기존 시스템 대비 현저히 작은 피드백 의존도를 가지고 3) 매시브 MIMO 환경에서 큰 문제가 될 수 있는 공간 상관 관계(correlation)에 강인한 변조 기법을 개발하는 데 있다.
- [0030] 본 명세서의 일 실시 예는 프리코더를 생성하고 포트 변조(PM; port modulation)를 수행하는 송신단과 유효 채널 및 전송된 프리코더를 추정하고 채널 상관 관계 인덱스(CCI; channel correlation index) 및/또는 변조 차수 인덱스(modulation order index; MOI)를 피드백(feedback) 하는 수신단으로 구성된다.
- [0032] 상기에서 변조 차수라 함은 한 개의 modulation symbol에 실리어 송신단에서 수신단으로 통보되는 비트수를 의미한다. 일반적으로 이동통신 시스템에서 사용되는 변조 방식인 BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM 등은 변조 차수가 각각 1, 2, 4, 6, 8이다.
- [0034] 도 3은 MIMO 무선 통신 시스템의 구성도이다.
- [0035] 도 3을 참조하면 기지국은  $M_T$ 개의 송신 안테나를 가진다. 단말은  $M_R$ 개의 수신 안테나를 가진다. PM 매핑(310)은



$$\mathbf{x} = [0, \dots, 0, \sqrt{\rho}, 0, \dots, 0]^T$$

정보 비트 시퀀스  $\mathbf{a}$ 를 송신 신호 벡터로 구성된 송신신호  $\mathbf{x}$ 는 오프라인으로 결정된  $P$ 개의 프리코더들로 이루어진 코드북

$$\mathbf{F} = [\mathbf{f}_1, \dots, \mathbf{f}_P]$$

과 채널을 통하여 수신단으로 전송된다. 이 경우 각 단말은 다음 수학적 식 3과 같은 신호를 수신한다.

수학적 식 3

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{[M_R \times 1]} &= \mathbf{H}_{[M_R \times M_T]} \mathbf{F}_{[M_T \times P]} \mathbf{x}_{[P \times 1]} + \mathbf{n}_{[M_R \times 1]} \\ &= \mathbf{H}_{eff}^{[M_R \times P]} \mathbf{x}_{[P \times 1]} + \mathbf{n}_{[M_R \times 1]} \end{aligned}$$

$$\mathbf{H} \mathbf{F} = \mathbf{H}_{eff}$$

여기서  $\mathbf{H}$  와  $\mathbf{H}_{eff}$  는 다음 수학적 식 4에 따라 구성된다.

수학적 식 4

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^{(row)} \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{M_R}^{(row)} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_{eff} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^{(row)} \mathbf{f}_1 & \dots & \mathbf{h}_1^{(row)} \mathbf{f}_P \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_{M_R}^{(row)} \mathbf{f}_1 & \dots & \mathbf{h}_{M_R}^{(row)} \mathbf{f}_P \end{bmatrix}$$

수학적 식 3과 수학적 식 4에서  $m = \log_2 P$ 의 길이를 가지는  $\mathbf{a}$ 가  $j$ 번째 포트에 매핑되었다고 가정하면 단말에서의 수신 신호  $\mathbf{y}$ 는 다음 수학적 식 5와 같다.

수학적 식 5

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho} \mathbf{h}_{eff,j}^{(col)} + \mathbf{n}$$

$$\mathbf{h}_{eff,j}^{(col)} = \left[ \mathbf{h}_1^{(row)} \mathbf{f}_j, \dots, \mathbf{h}_{M_R}^{(row)} \mathbf{f}_j \right]^T$$

여기서 이다.

본격적인 데이터 송수신에 앞서, 각 단말에서는 P개의 port를 추정하여 수학식 4의  $\mathbf{H}_{eff}$ 를 구성한다. 이후 수학식 5에 대한 최적 감지기(optimal detector)는 다음 수학식 6 및 수학식 7에 따라 구성할 수 있다.

#### 수학식 6

$$\hat{j} = \arg \min_j \sqrt{\rho} \left\| \mathbf{h}_{eff,j}^{(col)} \right\|^2 - 2 \operatorname{Re} \left\{ \mathbf{y}^H \mathbf{h}_{eff,j}^{(col)} \right\}$$

#### 수학식 7

$$\hat{\mathbf{x}} = \left[ 0, \dots, 0, \underset{\hat{j}^{th} \text{ element}}{\sqrt{\rho}}, 0, \dots, 0 \right]^T.$$

본 실시 예에서 코드북은 기존의 DFT(Discrete Fourier Transform) 코드북 또는 그래스매니언(Grassmannian)

코드북에 송신 상관 관계(correlation) 행렬(matrix)  $\mathbf{R}_T$ 를 곱한 형태로  $\mathbf{F}$ 의 j번째 열은 다음 수학식 8과 같이 구성된다.

#### 수학식 8

$$\mathbf{f}_{\mathbf{R}_T^{1/2},j} = \mathbf{R}_T^{1/2} \mathbf{f}_j / \left\| \mathbf{R}_T^{1/2} \mathbf{f}_j \right\|$$

후술하는 설명에서 볼 수 있듯이, 본 실시 예에서 제안하는 PM은 수학식 8과 같은 프리코딩 벡터로 구성되는 코드북을 통하여 상관 관계(correlation)에 강인한 특성을 얻을 수 있다. 또한 후술하는 설명에서 볼 수 있듯이, PM 송신을 위하여 필요한 파일럿의 개수는 송신 안테나 수에 관계 없이 P개 이므로 각 단말의 코히런스(coherence) 대역폭-시간(bandwidth(BW)-time)을 고려하여 P를 설정하면 우수한 성능을 얻을 수 있다.

도 4는 본 명세서의 일 실시 예에 따르는 포트 변조 과정의 순서도이다.

단계 410에서 기지국에 대해 포트 변조(PM) 모드가 설정된다. 즉, 후술하는 바와 같은 포트 변조에 관한 실시 예가 적용될 수 있는 모드로 설정된다.

- [0051] PM 모드가 설정되면 기지국은 단계 420에서 상위 시그널링을 통하여 단말에게 통신을 위한 기본 정보들을 제공한다. 기지국은 단계 430에서 PM을 위한 스케줄링을 수행한다. 기지국은 단계 440에서 PM을 적용하여 RS 및 데이터를 송신한다. 스케줄링 및 RS와 데이터의 송수신 과정의 구체적인 동작은 도 5a 및 도 5b를 참조하여 후술한다.
- [0053] 도 5a는 본 명세서의 일 실시 예에 따르는 기지국의 스케줄링 과정의 순서도이다.
- [0054] 도 5b는 본 명세서의 일 실시 예에 따르는 단말의 채널 정보 송신 과정의 순서도이다.
- [0055] 도 5a의 과정 및 도 5b의 과정은 서로 상호 작용하면서 수행된다.
- [0056] PM 스케줄링은 예를 들어 다음과 같은 순서에 따라 수행될 수 있다.
- [0057] 기지국은 단계 505에서 단말에게 채널 특성 추정을 위한 조밀한 구조의 RS를 전송한다. 향후 이러한 목적의 기준 신호(RS; reference signal) 구조를 초기 RS 또는 MCS RS라 지칭하며 이에 대한 구체적인 예시를 도 7을 참조하여 후술한다. 이 때 초기 RS에 대해 미리 약속된 특정 프리코딩이 적용될 수도 있다.
- [0058] 단말은 단계 555에서 기지국으로부터 초기 RS를 수신한다.
- [0059] 단말은 단계 560에서 수신한 초기 RS를 이용하여 코히런트 대역폭-시간 블록 및 그에 따른 기타 채널 정보를 추정한다. 단말은 공간적 상관 관계(spatial correlation)를 추정할 수 있다. 단말은 이를 기초로 MOI 및/또는 CCI 추정값을 획득할 수 있다. 단계 565에서 단말은 채널 정보를 기지국에게 피드백한다. 상기 채널 정보는 MOI와 CCI 중 적어도 하나를 포함할 수 있다.
- [0060] 상기 MOI는 각 주파수에 대해 별도로 설정될 수도 있고 시스템 주파수 전 대역을 대표하는 하나의 MOI 값이 설정될 수도 있다. 여기서 각 주파수에 대한 MOI가 피드백될지, 아니면 주파수 전 대역에 대한 하나의 대표 MOI가 설정될지는 기지국이 상위 신호로 설정할 수도 있다.
- [0061] 변형 예에 따르면 단말이 CCI를 피드백하지 않고 기지국이 UL 신호로부터 직접 송신단 상관 관계(correlation)를 추정할 수도 있다.
- [0062] 단계 510에서 기지국은 상기 채널 정보를 수신한다.
- [0063] 단계 515에서 기지국은 수신한 MOI 추정값을 참조하여 데이터 자원에 단말을 스케줄링한다. 이때, 라운드 로빈(RR; round robin), 프로포셔널 페어(proportional fair; PF) 등 다양한 스케줄링 기법이 적용될 수 있다. 기지국은 단말에 대해 적용될 RS 구조를 결정한다. 기지국은 단말로부터 MOI를 수신할 때, 또는 미리 정해진 주기마다 단말 스케줄링을 수행하고 단말에 대해 적용될 RS 구조를 재조정할 수 있다.
- [0064] 기지국은 스케줄링 과정에서 단말이 사용할 변조 차수(modulation order)를 결정한다. 단계 520에서 기지국은 스케줄링 정보를 통하여 단말에게 할당된 변조 차수 지시자(MOI)를 통보할 수 있다. 단계 510에서 단말이 기지국에게 MOI 추정값을 전달하지만, 기지국은 이 MOI 추정값을 해당 단말에 대해 적용할 수도 있고, 다른 요소를 고려하여 다른 MOI를 해당 단말에게 적용할 수도 있다.
- [0065] 단계 525에서 기지국은 획득한 CCI에 따라 코드북을 보정한다. 예를 들어, 기지국은 공간적 상관 관계(spatial correlation)에 따라 코드북을 보정할 수 있다. 상술한 바와 같이 기지국은 단말로부터 CCI를 수신하거나, UL 신호로부터 상관관계를 추정할 수도 있다. 기지국은 단말로부터 CCI를 수신할 때 코드북 보정을 수행할 수 있다. 변형 예에 따르면 기지국은 단말로부터 MOI를 수신할 때 코드북 보정을 수행할 수 있다. 다른 변형 예에 따르면 기지국은 코드북 보정이 필요한 기타 이벤트 발생 시, 코드북 보정이 요구됨을 감지하면 코드북 보정을 수행할 수 있다.
- [0066] 단계 530에서 기지국은 상기 단말에게 할당된 MOI 및 획득한 CCI를 참조하여 그에 따라 단말에게 PM 스케줄링이 적용된 RS 및 데이터를 송신한다. 기지국은 RS-프리코더 매핑 테이블을 이용하여 RS 및 데이터 심볼을 매핑한 후 송신할 수 있다. 단말의 입장에서, 단계 570에서 단말은 PM 스케줄링이 적용된 RS 및 데이터를 수신한다.
- [0067] PM 스케줄링이 완료되어 각 데이터 자원에 대해 단말이 할당되면 기지국과 단말은 다음과 같은 과정에 따라 PM 심볼(데이터 및 RS)을 송수신한다.
- [0068] 기지국은 스케줄링된 단말에게 기지국에서 결정한 MOI를 할당한다.

- [0069] 기지국과 단말은 MOI 할당을 통하여 PM 심볼 매핑과 디매핑에 사용할 RS 정보를 공유할 수 있다. 기지국은 단말에게 할당된 MOI에 따라 RS-프리코더 매핑 테이블을 결정하고, 이를 이용해 심볼 매핑을 수행할 수 있다. 단말은 할당받은 MOI에 따라 RS-프리코더 매핑 테이블을 결정하고, 이를 이용해 심볼 디매핑을 수행할 수 있다. 상기 RS 정보는 MOI 할당 정보를 특정 RS-프리코더 매핑 테이블에 매핑하여 생성될 수 있다. 예를 들어, 스케줄링 MCS 값에 따라 RS 구조가 변화할 수 있다.
- [0070] 변형 예에 따르면, 기지국의 MOI 할당을 단말에게 전달하는 과정 없이 단말이 블라인드 추정(blind estimation)을 통하여 RS 정보를 확인 할 수도 있다.
- [0071] 기지국은 각 단말의 RS 구조, 예를 들어 RS의 위치, 개수 또는 밀도 등을 결정한 후, PM 송수신을 위한 RS 및 데이터를 전송한다. 이 때 PM 송수신을 위한 RS를 위해 데이터 전송과 같은 프리코딩이 적용된다.
- [0072] 단말은 기지국으로부터 통보된 MOI 또는 스스로 추정한 MOI와 RS를 기반으로 데이터를 수신한다.
- [0074] \*단말은 RS 및 데이터를 이용하여 SNR과 코히런트 대역폭-시간 블록 크기를 추정한다.
- [0075] 기지국의 판단에 따라 추가적으로 또는 주기적으로 initial RS를 송수신 할 수 있다.
- [0076] 단말은 트리거 이벤트가 발생할 시 추정된 채널 정보, 예를 들어 MOI 및/또는 CCI를 기지국에게 전달할 수 있다. 여기서 트리거 이벤트는 예를 들어 상관 관계 및/또는 코히런트 대역폭-시간의 변화의 감지를 포함할 수 있다. 변형 예에 따르면 단말은, 미리 정해진 주기에 따라 채널 정보, 예를 들어 MOI 및/또는 CCI를 기지국에게 전달할 수 있다.
- [0078] 후술하는 설명을 참조하여 알 수 있듯이, SNR이 충분히 높을 경우 코히런트 대역폭-시간  $BT_{coh.}$ 에 따른 최적 RS 개수 (또는 밀도)  $P^*$ 를 표 1과 같이 계산할 수 있다.

표 1

코히런트 대역폭-시간	MOI( $P^*$ )
$0 < BT_{coh.} \leq 6$	0(2)
$6 < BT_{coh.} \leq 16$	1(4)
$16 < BT_{coh.} \leq 40$	2(8)
$40 < BT_{coh.} \leq 96$	3(16)
$96 < BT_{coh.} \leq 224$	4(32)
$224 < BT_{coh.}$	5(64)

- [0080]  $P^*$ 가 가변적이므로 PM 매핑/디매핑 테이블 또한 가변적이어야 한다. 기지국과 단말 사이에 효율적인 공유가 가능한 RS-프리코더 인덱스 간 매핑 테이블이 필요하다. 도 6은 PM 송수신을 위한 RS-프리코더 매핑 테이블의 예제이다.
- [0081] 기지국과 단말은 PM 모드로 동작을 시작할 때 또는 PM 송수신 도중 MOI 값 송수신에 따라 도 6의 어떤 부분을 사용할 지 결정할 수 있다. 예를 들어  $P=8$  인 경우 프리코딩 인덱스 0-3의 범위가 사용될 수 있다.  $P=64$  인 경우 도 6의 전체가 사용될 수 있다. 도 6의 구체적인 실시 예는 다음과 같다.
- [0082] 기지국 및 단말은 도 6의 형태, 또는 이와 유사한 형태의 RS-프리코더 매핑 테이블을 사전에 공유한다.
- [0083] 단말은 코히런트 대역폭-시간 트리거 이벤트 발생 시 추정된 MOI를 기지국에게 피드백한다. 이때 코히런트 대역폭-시간 트리거 이벤트는 예를 들어 추정된  $BT_{coh.}$ 가 표 1에 정의된 현재 RS 개수  $P$ 가 대표하는 구간을 벗어나는 경우를 포함할 수 있다. 또는 기지국이 미리 정해진 일정 주기마다 MOI 추정을 위한 초기 RS를 송신하고 단말은 이를 기반으로 MOI를 추정하여 기지국에 주기적으로 피드백할 수 있다.
- [0084] 기지국은 피드백된 MOI를 바탕으로  $P$ 를 결정하고 상위 시그널링을 통해 이를 단말에 통보할 수 있다. 기지국은 결정된  $P$  및 RS-프리코더 매핑 테이블을 바탕으로 정보 비트 시퀀스를 변조한 후 전송한다. 단말은 수신된 PM

신호를 통보 받은 P 및 RS-프리코더 매핑 테이블을 바탕으로 복조한다.

- [0085] 상기에서 제안한 바를 적용할 경우 송신단에서 적용한 변조 방식의 변조 차수에 따라 RS의 밀도를 조절하는 것이 가능하다. 즉, 변조 차수가 높을 경우 밀도가 높은 RS 구조를 이용하고 변조 차수가 낮을 경우 밀도가 낮은 RS 구조를 이용하는 식이다. 이는 종래의 변조방식인 BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM 등을 이용할 때에도 적용가능하다. 종래의 변조방식을 이용할 경우 일반적으로 높은 변조차수를 갖는 변조방식을 이용할 때에 상대적으로 더 우수한 채널추정 능력이 요구된다. 이와 같은 요구사항을 만족시키기 위하여 변조차수가 높을 때 더 높은 밀도의 RS를 전송하는 것이다. 이와 같은 변조방식의 변조차수에 따른 RS의 밀도변화는 변조방식에 따라 전송하는 송신단 뿐만 아니라 이를 수신하는 수신단에서도 알고 있어야 한다. 즉, 수신기는 변조 방식에 따라 RS의 밀도가 어떻게 바뀌는지를 파악하고 있어야 수신신호에 대한 채널추정 및 데이터 복원이 가능해지는 것이다. 이를 해결하는 한가지 방법으로는 송신단과 수신단 사이에 변조차수와 RS 밀도와 관련되어 약속된 관계를 이용하는 것이다. 즉, 특정 변조차수일 경우 RS 밀도 및 해당 RS의 위치가 변조차수에 따라 사전에 결정된 바에 따라 이루어지는 것이다. 이 경우 송신단은 수신단에 MOI를 통보함으로써 해당 수신기에게 RE 밀도 및 해당 RE의 위치를 통보하는 것이 가능해 진다.
- [0087] PM은 랜덤 성상도(random constellation)을 이용하는 기법이다. PM을 이용할 경우 성상도 크기 증가에 따른 성상도 추정 비용 증가와 데이터 전송률 증가 사이에 트레이드오프 관계가 존재한다. 따라서 PM은 단말의 상황, 특히 코히런트 대역폭-시간에 따라 변조 차수(modulation order)를 변화시켜 최적 처리(throughput) 성능을 얻을 수 있다.
- [0088] 도 7은 본 명세서의 일 실시 예에 따르는 RS 및 데이터의 주파수-시간 구조도이다.
- [0089] 그림 7의 프리코딩된 RS 구조는 개념도로써 실제 구현 시 프리코딩된 RS의 위치, 개수 또는 밀도는 상황에 맞게 바뀔 수 있다. 단말의 코히런트 대역폭-시간 블록 크기가 작은 경우, 또는 PM 동작이 시작될 때 기지국은 변조 차수는 낮지만 프리코딩된 RS가 조밀하게 배치된 RS 0 구조를 사용하여 단말이 코히런트 대역폭-시간을 정확하게 측정하도록 할 수 있다. RS 0 구조는 단말의 코히런트 대역폭-시간을 측정하기 위하여 주기적으로 송신되는 MCS RS의 용도로 사용될 수 있다. 상기 RS 0 구조 및 MCS RS 구조는 도 5a 및 도 5b를 참조하여 설명한 초기 RS와 같은 의미를 가진다. 단말의 코히런트 대역폭-시간 블록 크기가 크다고 판단될 경우 기지국은 RS 1 구조 이상의 RS 구조, 즉 RS가 더 드물게 사용되는 RS 구조를 사용하여 처리용량(throughput)을 증가시킬 수 있다.
- [0091] 도 8은 본 명세서의 일 실시 예에 따르는 송수신 과정을 나타낸다.
- [0092] 도 8의 실시 예에서 기지국은 주기적으로 MCS RS 구조를 사용하지 않는다. 주기적으로 MCS RS 구조를 사용하지 않으므로 단말의 트리거 이벤트에 의하여 변조 차수를 갱신한다. 도 8과 같은 방식의 PM 시스템은 다음과 같은 방식으로 동작할 수 있다.
- [0094] 기지국은 단말에게 PM 송수신을 위한 제어 정보를 송신한 후 RS 0 구조의 심볼을 전송한다.
- [0095] 단말은 채널 코히런스를 측정 후 트리거 이벤트 발생 시 MOI를 추정하고 기지국에게 추정된 MOI를 송신한다. 기지국은 MOI를 수신하면 도 7과 같은 RS 구조에 따라 송신 신호의 RS 구조, 예를 들어 RS의 개수 또는 밀도를 변화시킨다. 단말은 데이터를 수신하면서 채널 코히런스를 지속적으로 추정한다. 단말은 트리거 이벤트가 발생 시 기지국에게 추정된 MOI를 송신하여 수신 신호의 RS 구조를 갱신 한다.
- [0097] 도 9는 본 명세서의 다른 실시 예에 따르는 송수신 과정을 나타낸다. 도 9의 실시 예에서 기지국은 MCS RS를 주기적으로 송신한다. 이 경우 단말은 지속적으로 채널 코히런스를 측정할 필요가 없다. 단말은 MCS RS 수신 시에만 채널 코히런스를 측정 후 기지국에 추정된 MOI를 송신한다. 도 9와 같은 시스템은 다음과 같은 방식으로 동작할 수 있다.
- [0099] 기지국은 단말에게 PM 송수신을 위한 제어정보를 송신한 후 일정 주기마다 MCS RS를 전송한다. 단말은 MCS RS를

수신하면 채널 코히런스를 측정 후 기지국에게 MOI를 송신한다. 기지국은 MOI를 수신한 후 RS 구조, 예를 들어 RS의 개수 및/또는 밀도를 변화시킨다. 기지국은 단말에게 MCS RS를 송신한 후 일정 시간이 지나면 갱신된 RS 구조의 RS 및 데이터를 송신한다.

[0101] 도 10은 PM 구조도이다.

[0102] 도 10에 나타나듯이, 본 명세서의 일 실시 예에 따르는 PM은 공간 도메인과 프리코딩 도메인의 연계에 기반한 랜덤 성상도 매핑을 사용하는 변조 기법이다. 이는 PM이 랜덤 성상도를 사용함에도 불구하고 송신 상관 관계(correlation)를 이용한 간단한 보정을 통하여 수신단에서의 유효 심볼간 거리를 쉽게 확보할 수 있도록 해준다. 또한 PM은 기존 변조 기법 및 제한된 피드백 시스템을 이용하여 매시브 MIMO 시스템을 구성할 때 발생하는 채널 추정 및 피드백 오버헤드를 유효 채널 추정 오버헤드로 환산해준다. FDD 매시브 MIMO 시스템에 PM을 사용할 경우 이와 같은 특성으로 인하여 다음과 같은 장점들을 얻을 수 있다.

[0104] 먼저 비용이 절감될 수 있다. 기존 안테나 선택 기법 등의 기법 대비 각 안테나 포트 혹은 각 안테나 요소의 전력 제한에 강인한 특성을 유지할 수 있다. 작은 출력을 가지는 RF 체인으로 구성이 가능하므로 각 모듈의 생산 단가가 저렴하고 액티브 쿨링이 필요하지 않는 등 기존 매시브 MIMO 시스템의 장점을 유지할 수 있다. 또한 TDD 매시브 MIMO 하드웨어를 기반으로 본 명세서의 실시 예들이 구현될 수도 있다.

[0105] 코드북 구성 방법이 용이하다. 기존의 DFT 코드북 및 그래스매니언(Grassmannian) 코드북을 사용하여 FDD 매시브 MIMO 시스템이 구성될 수 있다. 또한 송신단 상관 관계 계수(correlation coefficient) 및 송신단 안테나 지오메트리(antenna geometry) 등을 이용하여 쉽게 코드북이 보정될 수 있다. 코드북 측면에서 기존 단말에 대한 하위 호환성 확보가 용이하다.

[0106] 채널 추정 비용이 유동적이다. 가변적인 RS 구조를 사용하여 단말의 상황에 따른 효율적인 대처가 가능하다. 주파수 선택도(Frequency selectivity)가 크거나 코히런트 시간(coherence time)이 짧아 채널 추정 및 피드백에 대한 부담을 크게 가져갈 수 없는 단말에게도 서비스할 수 있다.

[0108] 송신 안테나 상관 관계를 이용한 PM용 코드북 보정 과정을 좀 더 상세히 설명한다.

[0109] PM의 평균 비트 오류 확률(average bit error probability)은 다음 수학식 9와 같은 상계(upper bound)를 가진다.

### 수학식 9

$$\bar{P}_b \leq \sum_{i=1}^P \sum_{j=i+1}^P \frac{2N(i, j)}{P} \text{PEP}(i \rightarrow j)$$

[0110]

$$\text{PEP}(i \rightarrow j)$$

[0111] 이때  $N(i, j)$ 는  $i$ 번째 심볼과  $j$ 번째 심볼 사이의 비트 오류 개수이며  $\text{PEP}(i \rightarrow j)$ 는 PM 시스템의  $i$ 번째 심볼과  $j$ 번째 심볼 사이의 쌍 오류 확률(pairwise error probability)이다. PM의 PEP는 유효 채널의 열벡터 간 차이에 의하여 결정되므로 다음수학식 10에 따라 계산될 수 있다.



수학식 10

$$\begin{aligned} \text{PEP}(i \rightarrow j) &= Q \left( \sqrt{\frac{\rho}{4N_0}} \left\| \mathbf{h}_{eff,i}^{(col)} - \mathbf{h}_{eff,j}^{(col)} \right\|_F^2 \right) \\ &= Q \left( \sqrt{\frac{\rho}{4N_0}} \left\| \mathbf{H}(\mathbf{f}_i - \mathbf{f}_j) \right\|_F^2 \right) \end{aligned}$$

[0112]

[0113] 이때  $N_0$ 은 잡음의 분산이다. 수학식 9와 수학식 10을 통하여  $\text{PEP}(i \rightarrow j)$ 를 최소화 해주는 코

드북  $\mathbf{F}$ 가 PM의 최적 코드북임을 알 수 있다. 수학식 11을 통해 최적 코드북을 획득할 수 있다.

수학식 11

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_{opt} &= \arg \min_{\mathbf{F} \in \mathbf{F}_\infty} \left\{ \max_{1 \leq i \leq j \leq P} Q \left( \sqrt{\frac{\rho}{4N_0}} \left\| \mathbf{H}(\mathbf{f}_i - \mathbf{f}_j) \right\|_F^2 \right) \right\} \\ &= \arg \max_{\mathbf{F} \in \mathbf{F}_\infty} \left\{ \min_{1 \leq i \leq j \leq P} \left\| \mathbf{H}(\mathbf{f}_i - \mathbf{f}_j) \right\|_F^2 \right\} \end{aligned}$$

[0114]

[0115] 여기서  $\mathbf{F}_\infty$ 은 무한한 가지수를 가지는 코드북 뱅크를 의미한다. 수학식 11을 만족하는 최적 코드북

$\mathbf{F}_{opt}$ 를 찾기 위해서는 송신단에서 채널정보를 완벽하게 알아야 하고 채널이 변할 때 마다 그래스매니언(Grassmannian) 라인 패킹 문제(line packing problem)를 풀어야 한다. 이는 대용량의 피드백과 높은 계산량을 요구한다.

[0116] 한편, PM의 장점 중 하나는 피드백을 기존 시스템 대비 현저히 줄일 수 있다는 것이므로 수학식 11과 같은 최적 코드북을 찾는 것은 큰 부담이 될 수 있다. 만약 수신 안테나 간 상관 관계(correlation)가 0이라고 가정한다면 유효채널 간 열벡터의 차이를 다음 수학식 12에 따라 바운드할 수 있다.

수학식 12

$$\left| \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_T^{1/2} (\mathbf{f}_i - \mathbf{f}_j) \right|^2 \leq \sum_{l=1}^{M_R} \left\| \mathbf{h}_l^{(row)} \right\|^2 \left\| \mathbf{R}_T^{1/2} (\mathbf{f}_i - \mathbf{f}_j) \right\|^2$$

여기서  $\mathbf{R}_R$  은  $M_R \times M_R$  수신 안테나 상관 관계 행렬(correlation matrix)이고  $\mathbf{R}_T$  은  $M_T \times M_T$  송신 안테나

상관 관계 행렬이다.  $\mathbf{H}_w$  는  $M_R \times M_T$  레일리 페이딩 채널 행렬(Rayleigh fading channel matrix)이다.

$\mathbf{h}_l^{(row)}$  는  $\mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{H}_w$  의  $i$ 번째 행벡터이다. 수학식 12에 의하여 송신단에서 송신 안테나 간 상관

$$\left\| \mathbf{R}_T^{1/2} (\mathbf{f}_i - \mathbf{f}_j) \right\|^2$$

관계만 안다고 가정할 때  $\left\| \mathbf{R}_T^{1/2} (\mathbf{f}_i - \mathbf{f}_j) \right\|^2$  를 최대화 함으로써 PEP의 기대값을 최소화 할 수 있음을 알 수 있다. 즉 송신단에서 순시 채널 정보를 모를 경우 최적 코드북은 다음 수학식 13을 이용하여 구할 수 있다.

수학식 13

$$\tilde{\mathbf{F}} = \arg \max_{\mathbf{F}} \left\{ \min_{1 \leq i \leq j \leq P} (\mathbf{f}_i - \mathbf{f}_j)^H \mathbf{R}_T (\mathbf{f}_i - \mathbf{f}_j) \right\}, \text{ where } \|\mathbf{f}_i\|^2 = 1 \forall i$$

$$\mathbf{R}_T = \mathbf{I}$$

일 경우 수학식 13은 기존의 코드북 생성 조건(criterion)과 동일해지고 DFT 코드북 또는 그래

스매니언 라인 패킹 솔루션(Grassmannian line packing solution)을 통하여 쉽게  $\tilde{\mathbf{F}}$  를 구할 수 있다. 반면

$\mathbf{R}_T \neq \mathbf{I}$  인 경우  $\tilde{\mathbf{F}}$  를 구하기 위하여  $\mathbf{R}_T$  의 영향을 최대한 줄이거나 (zero-forcing type, ZF 타

입) 또는  $\mathbf{R}_T$  로 인한 영향을 최대한 이용하는 (matched filter type, MF type) 두 가지 방법을 생각해 볼 수 있다. 다음 수학식 14에 따라 평균 수신 코딩 거리(Chordal distance)가 정의된다.



수학식 14

$$d_R(i, j | \mathbf{H}, \mathbf{F}) = E_{\mathbf{H}_w} \left\{ \left\| \mathbf{H}(\mathbf{f}_i - \mathbf{f}_j) \right\|_F^2 \right\}$$

[0121]

$\mathbf{f}_i$  가 DFT 코드북의  $i$ 번째 열벡터라고 가정할 때, ZF 타입 코드북의  $i$ 번째 열벡터는  $\mathbf{f}_{ZF,i} = (\mathbf{R}_T^{1/2})^{-1} \mathbf{f}_i / \left\| (\mathbf{R}_T^{1/2})^{-1} \mathbf{f}_i \right\|$  와 같이 구성할 수 있다. 따라서 ZF 타입 코드북을 사용할 경우 수학식 14는 수학식 15의 형태로 정리된다.

수학식 15

$$d_{R,ZF}(i, j | \mathbf{H}, \mathbf{F}_{ZF}) = \left( \frac{\mathbf{f}_i^H}{\left\| (\mathbf{R}_T^{1/2})^{-1} \mathbf{f}_i \right\|} - \frac{\mathbf{f}_j^H}{\left\| (\mathbf{R}_T^{1/2})^{-1} \mathbf{f}_j \right\|} \right) E_{\mathbf{H}_w} \left\{ \mathbf{H}_w^H \mathbf{R}_R \mathbf{H}_w \right\} \left( \frac{\mathbf{f}_i}{\left\| (\mathbf{R}_T^{1/2})^{-1} \mathbf{f}_i \right\|} - \frac{\mathbf{f}_j}{\left\| (\mathbf{R}_T^{1/2})^{-1} \mathbf{f}_j \right\|} \right)$$

[0123]

$\mathbf{R}_T^{1/2}$  는 시메트릭 행렬(symmetric matrix)이므로  $\mathbf{R}_T^{1/2} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H$  와 같이 아이겐밸류 디컴포지션(eigenvalue decomposition)이 가능하다. 여기서

[0124]

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_{M_T}) \quad \mathbf{U} = [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_{M_T}]$$

와 는 각각

$\mathbf{R}_T^{1/2}$  의 아이겐밸류와 아이겐벡터를 원소로 가지는 행렬이다.  $\mathbf{\Lambda}$  와  $\mathbf{U}$  를 이용하여 수학식 15의 분모 부분을 수학식 16과 같이 정리할 수 있다.

수학식 16

$$\begin{aligned} \left\| (\mathbf{R}_T^{1/2})^{-1} \mathbf{f}_i \right\|^2 &= \mathbf{g}_i^H (\mathbf{\Lambda}^{-1})^2 \mathbf{g}_i \\ &= \frac{1}{\lambda_1^2} g_1^* g_1 + \dots + \frac{1}{\lambda_{M_T}^2} g_{M_T}^* g_{M_T} \end{aligned}$$

[0125]

[0126]

여기서  $\mathbf{g}_i = \mathbf{U}^H \mathbf{f}_i$  이므로  $\sqrt{g_j^* g_j}$  는 임의의 두 유닛 벡터 간 내적의 크기가 된다. 수학

식 16에 의하여  $\lambda_{M_T}$  가 작으면 작을수록 수학식 15의 기대값

$E_{\mathbf{F}} \{d_{R,ZF}(i, j | \mathbf{H}, \mathbf{F}_{ZF})\}$  가 작아지게 될 것임을 알 수 있다.

[0127]

한편, MF 타입 코드북의 i번째 열벡터는  $\mathbf{f}_{MF,i} = \mathbf{R}_T^{1/2} \mathbf{f}_i / \|\mathbf{R}_T^{1/2} \mathbf{f}_i\|$  와 같이 구성될 수 있다. 따라서 MF 타입 코드북을 사용할 경우 수학식 14는 다음 수학식 17의 형태로 정리될 수 있다.

수학식 17

$$d_{R,ZF}(i, j | \mathbf{H}, \mathbf{F}_{MF}) = \left( \frac{\mathbf{f}_i^H \mathbf{R}_T}{\|\mathbf{R}_T^{1/2} \mathbf{f}_i\|} - \frac{\mathbf{f}_j^H \mathbf{R}_T}{\|\mathbf{R}_T^{1/2} \mathbf{f}_j\|} \right) E_{\mathbf{H}_w} \{ \mathbf{H}_w^H \mathbf{R}_R \mathbf{H}_w \} \left( \frac{\mathbf{R}_T \mathbf{f}_i}{\|\mathbf{R}_T^{1/2} \mathbf{f}_i\|} - \frac{\mathbf{R}_T \mathbf{f}_j}{\|\mathbf{R}_T^{1/2} \mathbf{f}_j\|} \right)$$

[0128]

[0129]

ZF 타입 코드북의 경우와 비슷하게 수학식 17의 분자 및 분모는 다음 수학식 18 및 수학식 19의 형태로 정리될 수 있다.

수학식 18

$$\begin{aligned} \|\mathbf{R}_T \mathbf{f}_i\|^2 &= \mathbf{g}_i^H \mathbf{\Lambda}^4 \mathbf{g}_i \\ &= \lambda_1^4 g_1^* g_1 + \dots + \lambda_{M_T}^4 g_{M_T}^* g_{M_T} \end{aligned}$$

[0130]

수학식 19

$$\begin{aligned} \|\mathbf{R}_T^{1/2} \mathbf{f}_i\|^2 &= \mathbf{g}_i^H \mathbf{\Lambda}^2 \mathbf{g}_i \\ &= \lambda_1^2 g_1^* g_1 + \dots + \lambda_{M_T}^2 g_{M_T}^* g_{M_T} \end{aligned}$$

[0131]

[0132]

수학식 18과 수학식 19에 의하여 MF 타입 코드북을 사용할 경우  $\lambda_1$  이 커질수록 수학식 17의 기대값

$$E_{\mathbf{F}} \{d_{R,MF}(i, j | \mathbf{H}, \mathbf{F}_{MF})\}$$

가 커지게 될 것임을 알 수 있다.

[0133] 위 결과들은 ZF 타입 코드북을 사용할 경우 시스템 성능이 송신 상관 관계 행렬(correlation matrix)의 최소 아이겐밸류에 의하여 열화되며, MF 타입 코드북을 사용할 경우 시스템 성능이 송신 상관 관계 행렬의 최대 아이겐밸류에 의하여 향상된다는 것을 보여준다. 따라서 본 명세서의 일 실시 예에서는 송신 상관 관계 행렬을 각 단

말이 추정하여 상관 관계 계수를 기지국에게로 피드백하거나 또는 기지국이 UL 신호를 이용하여 직접  $\mathbf{R}_T$ 를 추정함으로써 시스템 성능을 향상시키고자 하였다.

[0134] 도 11a 및 도 11b는 각 코드북 타입에 따른 일 실시 예의 BER 성능 그래프이다. 도 11a 및 도 11b는  $M_T=16$ ,  $P=16$ 이고, 상관 관계 계수  $\eta=0.7$ 인 경우의 성능 그래프를 도시한다. 앞에서 살펴본 바와 같이 iid 레일리 페이

딩 채널(Rayleigh fading channel)인 경우  $\lambda_1 = \dots = \lambda_{M_T} = 1$  이므로 모든 기법들의 성능이 같지만 송신단 상관 관계가 존재하는 경우 MF 타입 코드북을 사용한 PM의 성능이 가장 좋음을 알 수 있다. 이러한 경향은 여러 개의 수신 안테나가 존재하는 경우에도 유지된다.

[0135] 도 12a 및 도 12b는 각 코드북 타입에 따른 다른 실시 예의 BER 성능 그래프이다. 도 12a 및 도 12b는  $M_T=64$ ,  $P=64$ 이고, 상관 관계 계수  $\eta=0.7$ 인 경우의 성능 그래프이다. 안테나 수가 늘어나면서 송신단 상관 관계 행렬의 아이겐밸류의 분포가 커져 코드북 타입에 따른 성능 차이가 더욱 커지는 것을 관찰할 수 있다.

[0137] 이하에서는 PM 시스템의 변조 차수 트레이드오프를 설명한다.

[0138] 도 7을 참조하여 살펴보았듯이 처리용량 향상을 위하여 PM의 변조 차수를 높이면 그에 따라 디코딩 RS 부담이 늘어나게 되는 트레이드오프 관계가 존재한다. PM의 코드된 변조(coded modulation (CM)) 용량(capacity)은 다음 수학적 식 20을 이용해 구할 수 있다.

수학적 식 20

$$C_{CM\ PM} = \log_2(P) - E_{\mathbf{y}, \mathbf{x}, \mathbf{H}_{eff}} \left[ \log_2 \frac{\sum_{\mathbf{x}' \in X} p_Y(\mathbf{y} | \mathbf{x}', \mathbf{H}_{eff})}{p_Y(\mathbf{y} | \mathbf{x}, \mathbf{H}_{eff})} \right]$$

[0139]

[0140] 코히런트 대역폭이  $N_{smooth}$ 이고 코히런트 시간이  $T_c$ 일 때 코히런트 대역폭-시간은  $BT_{coh}=N_{smooth}T_c$  이므로  $BT_{coh}$ 가 유한할 때 PM의 공간 효율을 다음 수학적 식 21을 이용하여 정의할 수 있다.

수학식 21

$$\eta_{PM}(P) = \frac{N_{smooth}T_c - P}{N_{smooth}T_c} C_{CM\ PM}$$

$$= \frac{N_{smooth}T_c - P}{N_{smooth}T_c} \left[ \log_2(P) - E_{\mathbf{y}, \mathbf{x}, \mathbf{H}_{eff}} \left[ \log_2 \frac{\sum_{\mathbf{x}' \in X} p_Y(\mathbf{y} | \mathbf{x}', \mathbf{H}_{eff})}{p_Y(\mathbf{y} | \mathbf{x}, \mathbf{H}_{eff})} \right] \right]$$

[0142]

[0143]

수학식 21은 SNR이 충분히 클 때 PM의 공간 효율이  $BT_{coh}$ 에 대한 단조 증가 함수(monotonic increasing function)이며 P에 대한 오목 함수(concave function)라는 것을 알려준다. 즉  $BT_{coh}$ 가 주어지면 하나의 최적 P를 찾을 수 있다. 수학식 21을 이용하여 단말이 자신의 코히런트 대역폭-시간을 측정하였을 때 그를 바탕으로 최적 P를 추정하기 위한 간단한 기준을 제시할 수 있다. PM 시스템에서  $m = \log_2 P$ ,  $m = 1, \dots, 6$ 의 변조 차수를 지원한다고 가정하자. SNR이 충분히 크다고 할 때, 수학식 21에 의하여 다음 수학식 22와 같은 조건에서 m의 변조 차수를 사용할 때와 m+1의 변조 차수를 사용할 때의 PM 공간 효율이 같아짐을 알 수 있다.

수학식 22

$$\{BT_{coh} - 2^m\} \log_2 2^m = \{BT_{coh} - 2^{m+1}\} \log_2 2^{m+1}$$

[0144]

$$BT_{coh} = 2^m(m+2)$$

[0145]

[0146]

수학식 22는 측정한  $BT_{coh}$ 가  $2^m(m+2)$ 보다 클 경우 변조 차수를 증가시켜야 함을 알려준다. 수학식 22에 의거 표 1과 같은 MOI 매핑 테이블을 구성할 수 있다.

[0147]

도 13a 및 도 13b는 표 1 및 수학식 22에 대한  $M_T=64$ 인 경우의  $BT_{coh}$ 에 따른 최적 변조 차수에 대한 실험 결과이다.  $p=5dB$  이상의 SNR에서 최적 변조 차수가 표 1과 일치하는 결과를 보여주는 것을 알 수 있다.

[0149]

도 14는 본 명세서의 일 실시 예에 따르는 기지국(1400)의 블록구성도이다.

[0150]

본 명세서의 일 실시 예에 따르는 기지국(1400)은 통신부(1410) 및 제어부(1420)를 포함할 수 있다. 통신부(1410)는 상술한 실시 예들 중 어느 하나에 따라 필요한 RS, 데이터 기타 신호를 송수신한다. 특히 통신부(1410)는 RS와 데이터를 포함하는 신호를 단말에게 송신하고, 단말에게 해당 단말에 할당된 MOI를 송신할 수 있다. 통신부(1410)는 단말로부터 채널 추정 관련 정보, 예를 들어 MOI 및/또는 CCI를 수신할 수 있다. 제어부(1420)는 상술한 실시 예들 중 어느 하나에 따라 기지국(1400)이 동작하도록 기지국(1400)의 구성부를 제어한다. 특히 제어부(1420)는 단말에게 MOI를 할당하고, MOI에 상응하는 RS 구조에 따라 신호를 송신하도록 통신부(1410)를 제어할 수 있다.

[0152]

도 15는 본 명세서의 일 실시 예에 따르는 단말(1500)의 블록구성도이다.

[0153]

본 명세서의 일 실시 예에 따르는 단말(1500)은 통신부(1510) 및 제어부(1520)를 포함할 수 있다. 통신부(1510)는 상술한 실시 예들 중 어느 하나에 따라 필요한 RS, 데이터 기타 신호를 송수신한다. 특히 통신부(1510)는 RS와 데이터를 포함하는 신호를 기지국으로부터 수신하고, 해당 단말에 할당된 MOI를 수신할 수 있다. 통신부(1510)는 기지국에게 채널 추정 관련 정보, 예를 들어 MOI 및/또는 CCI를 송신할 수 있다. 제어부(1520)는 상술

한 실시 예 들 중 어느 하나에 따라 단말(1500)이 동작하도록 단말(1500)의 구성부를 제어한다. 특히 제어부(1520)는 채널 관련 정보를 추정하고, 해당 단말에 할당된 MOI에 상응하는 RS 구조에 따라 신호를 수신하도록 통신부(1510)를 제어할 수 있다.

[0155] 이 때, 처리 흐름도 도면들의 각 블록과 흐름도 도면들의 조합들은 컴퓨터 프로그램 인스트럭션들에 의해 수행될 수 있음을 이해할 수 있을 것이다. 이들 컴퓨터 프로그램 인스트럭션들은 범용 컴퓨터, 특수용 컴퓨터 또는 기타 프로그램 가능한 데이터 프로세싱 장비의 프로세서에 탑재될 수 있으므로, 컴퓨터 또는 기타 프로그램 가능한 데이터 프로세싱 장비의 프로세서를 통해 수행되는 그 인스트럭션들이 흐름도 블록(들)에서 설명된 기능들을 수행하는 수단을 생성하게 된다. 이들 컴퓨터 프로그램 인스트럭션들은 특정 방식으로 기능을 구현하기 위해 컴퓨터 또는 기타 프로그램 가능한 데이터 프로세싱 장비를 지향할 수 있는 컴퓨터 이용 가능 또는 컴퓨터 판독 가능 메모리에 저장되는 것도 가능하므로, 그 컴퓨터 이용가능 또는 컴퓨터 판독 가능 메모리에 저장된 인스트럭션들은 흐름도 블록(들)에서 설명된 기능을 수행하는 인스트럭션 수단을 내포하는 제조 품목을 생산하는 것도 가능하다. 컴퓨터 프로그램 인스트럭션들은 컴퓨터 또는 기타 프로그램 가능한 데이터 프로세싱 장비 상에 탑재되는 것도 가능하므로, 컴퓨터 또는 기타 프로그램 가능한 데이터 프로세싱 장비 상에서 일련의 동작 단계들이 수행되어 컴퓨터로 실행되는 프로세스를 생성해서 컴퓨터 또는 기타 프로그램 가능한 데이터 프로세싱 장비를 수행하는 인스트럭션들은 흐름도 블록(들)에서 설명된 기능들을 실행하기 위한 단계들을 제공하는 것도 가능하다.

[0156] 또한, 각 블록은 특정된 논리적 기능(들)을 실행하기 위한 하나 이상의 실행 가능한 인스트럭션들을 포함하는 모듈, 세그먼트 또는 코드의 일부를 나타낼 수 있다. 또, 몇 가지 대체 실행 예들에서는 블록들에서 언급된 기능들이 순서를 벗어나서 발생하는 것도 가능함을 주목해야 한다. 예컨대, 잇달아 도시되어 있는 두 개의 블록들은 사실 실질적으로 동시에 수행되는 것도 가능하고 또는 그 블록들이 때때로 해당하는 기능에 따라 역순으로 수행되는 것도 가능하다.

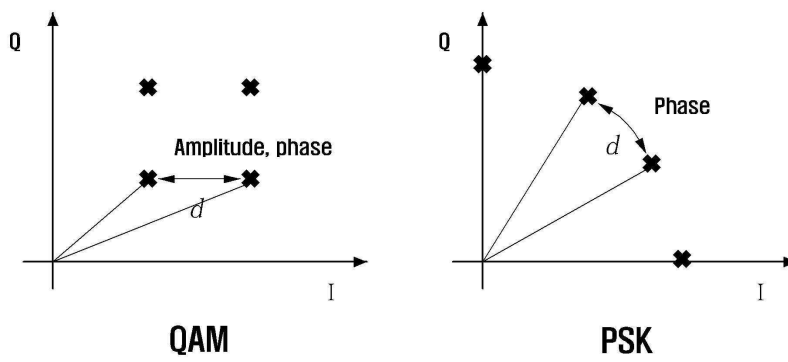
[0157] 이 때, 본 실시 예에서 사용되는 '~부'라는 용어는 소프트웨어 또는 FPGA또는 ASIC과 같은 하드웨어 구성요소를 의미하며, '~부'는 어떤 역할들을 수행한다. 그렇지만 '~부'는 소프트웨어 또는 하드웨어에 한정되는 의미는 아니다. '~부'는 어드레싱할 수 있는 저장 매체에 있도록 구성될 수도 있고 하나 또는 그 이상의 프로세서들을 재생시키도록 구성될 수도 있다. 따라서, 일 예로서 '~부'는 소프트웨어 구성요소들, 객체지향 소프트웨어 구성요소들, 클래스 구성요소들 및 태스크 구성요소들과 같은 구성요소들과, 프로세스들, 함수들, 속성들, 프로시저들, 서브루틴들, 프로그램 코드의 세그먼트들, 드라이버들, 펌웨어, 마이크로코드, 회로, 데이터, 데이터베이스, 데이터 구조들, 테이블들, 어레이들, 및 변수들을 포함한다. 구성요소들과 '~부'들 안에서 제공되는 기능은 더 작은 수의 구성요소들 및 '~부'들로 결합되거나 추가적인 구성요소들과 '~부'들로 더 분리될 수 있다. 뿐만 아니라, 구성요소들 및 '~부'들은 디바이스 또는 보안 멀티미디어카드 내의 하나 또는 그 이상의 CPU들을 재생시키도록 구현될 수도 있다.

[0159] 본 발명이 속하는 기술분야의 통상의 지식을 가진 자는 본 발명이 그 기술적 사상이나 필수적인 특징을 변경하지 않고서 다른 구체적인 형태로 실시될 수 있다는 것을 이해할 수 있을 것이다. 그러므로 이상에서 기술한 실시 예들은 모든 면에서 예시적인 것이며 한정적이 아닌 것으로 이해해야만 한다. 본 발명의 범위는 상기 상세한 설명보다는 후술하는 특허청구의 범위에 의하여 나타내어지며, 특허청구의 범위의 의미 및 범위 그리고 그 균등 개념으로부터 도출되는 모든 변경 또는 변형된 형태가 본 발명의 범위에 포함되는 것으로 해석되어야 한다.

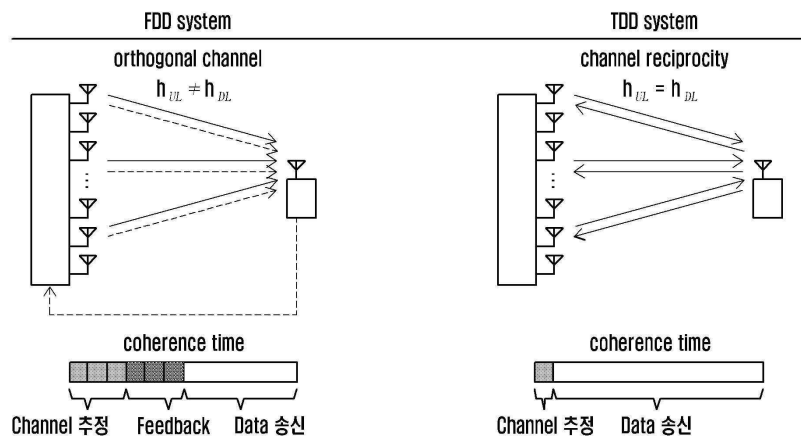
[0160] 한편, 본 명세서와 도면에는 본 발명의 바람직한 실시 예에 대하여 개시하였으며, 비록 특정 용어들이 사용되었으나, 이는 단지 본 발명의 기술 내용을 쉽게 설명하고 발명의 이해를 돕기 위한 일반적인 의미에서 사용된 것이지, 본 발명의 범위를 한정하고자 하는 것은 아니다. 여기에 개시된 실시 예 외에도 본 발명의 기술적 사상에 바탕을 둔 다른 변형 예들이 실시 가능하다는 것은 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 자명한 것이다.

도면

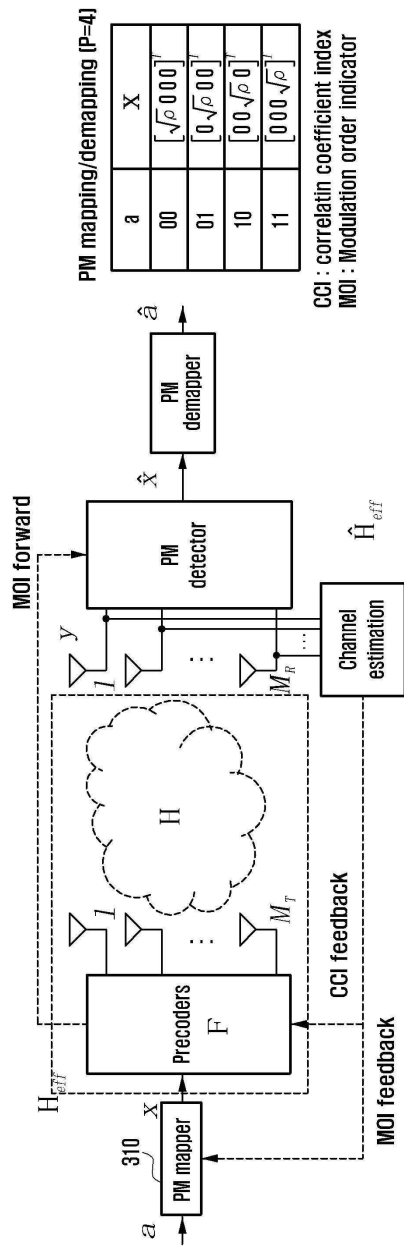
도면1



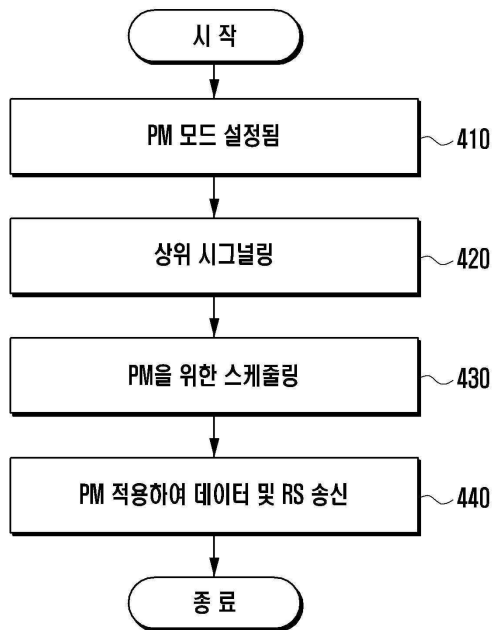
도면2



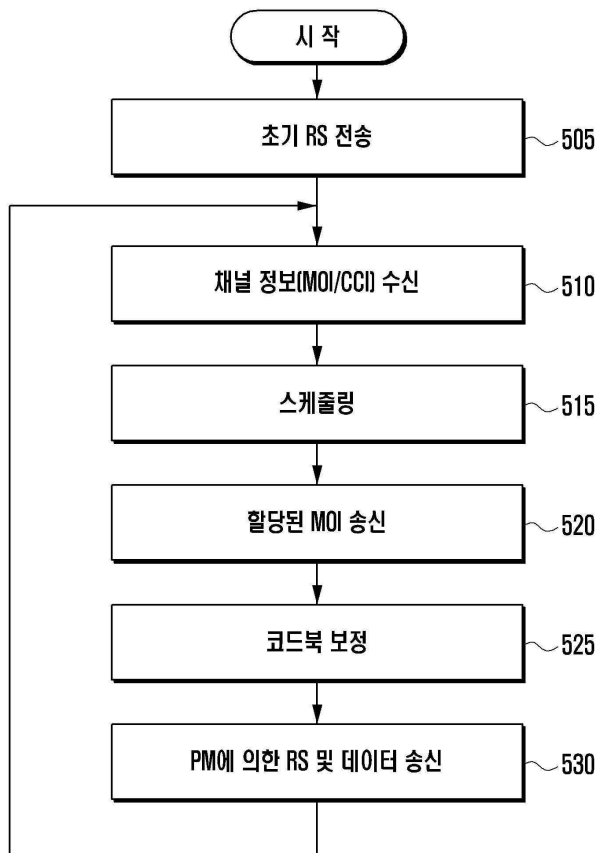
도면3



도면4

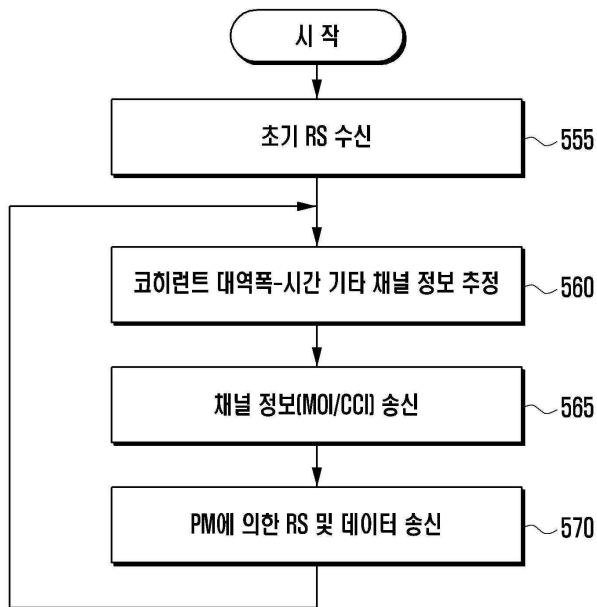


도면5a





도면5b



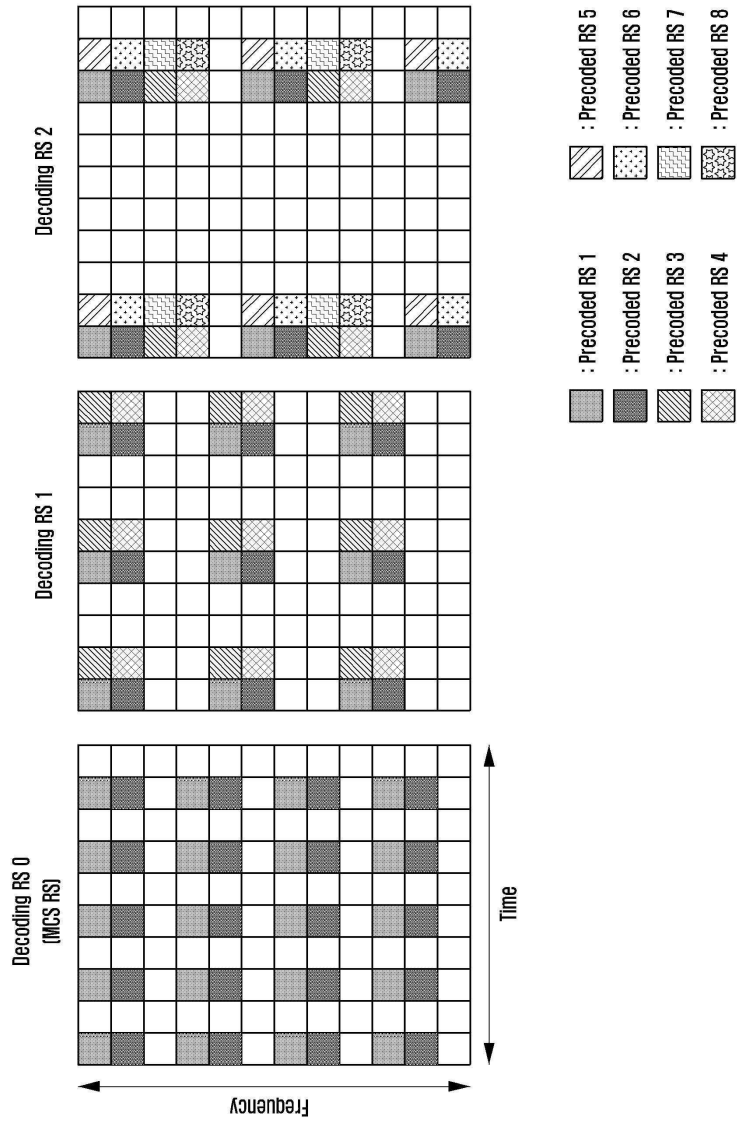
도면6

RS index	Precoder index $\log_2[P^*]$	RS index	Precoder index $\log_2[P^*]$	RS index	Precoder index $\log_2[P^*]$	RS index	Precoder index $\log_2[P^*]$	RS index	Precoder index $\log_2[P^*]$
	6 5 4 3 2 1		6 5 4 3 2 1		6 5 4 3 2 1		6 5 4 3 2 1		6 5 4 3 2 1
1	0 0 0 0 0	9	0 0 1 0 0	17	0 1 0 0 0	25	0 1 1 0 0	33	1 0 0 0 0
2	0 0 0 0 1	10	0 0 1 0 1	18	0 1 0 0 1	26	0 1 1 0 1	34	1 0 0 0 1
3	0 0 0 1 0	11	0 0 1 1 0	19	0 1 0 1 0	27	0 1 1 1 0	35	1 0 0 1 0
4	0 0 0 1 1	12	0 0 1 1 1	20	0 1 0 1 1	28	0 1 1 1 1	36	1 0 0 1 1
5	0 0 1 0 0	13	0 0 1 1 0	21	0 1 1 0 0	29	0 1 1 1 0	37	1 0 1 0 0
6	0 0 1 0 1	14	0 0 1 1 1	22	0 1 1 0 1	30	0 1 1 1 1	38	1 0 1 0 1
7	0 0 1 1 0	15	0 0 1 1 1	23	0 1 1 1 0	31	0 1 1 1 1	39	1 0 1 1 0
8	0 0 1 1 1	16	0 0 1 1 1	24	0 1 1 1 1	32	0 1 1 1 1	40	1 0 1 1 1

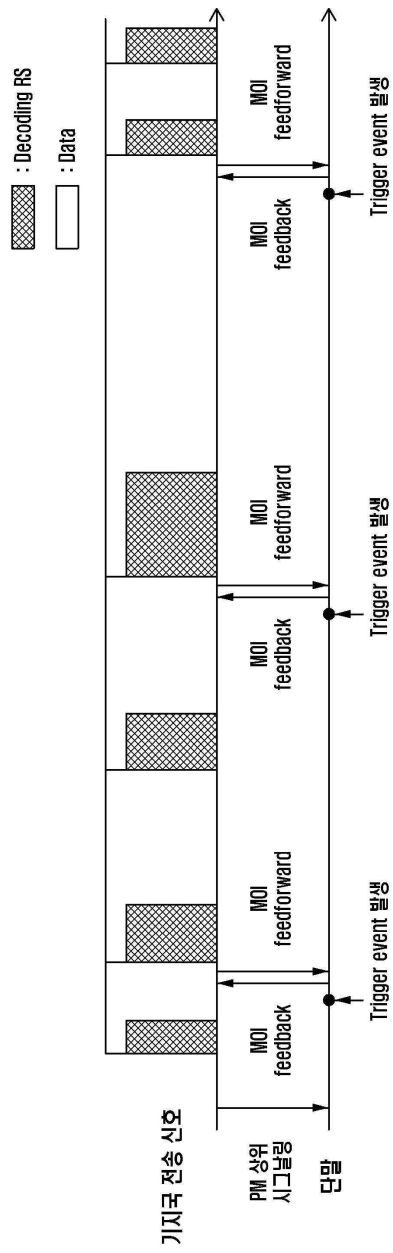
  

RS index	Precoder index $\log_2[P^*]$	RS index	Precoder index $\log_2[P^*]$	RS index	Precoder index $\log_2[P^*]$	RS index	Precoder index $\log_2[P^*]$	RS index	Precoder index $\log_2[P^*]$
	6 5 4 3 2 1		6 5 4 3 2 1		6 5 4 3 2 1		6 5 4 3 2 1		6 5 4 3 2 1
33	1 0 0 0 0	41	1 0 1 0 0	49	1 1 0 0 0	57	1 1 1 0 0	65	1 1 1 0 0
34	1 0 0 0 1	42	1 0 1 0 1	50	1 1 0 0 1	58	1 1 1 0 1	66	1 1 1 0 1
35	1 0 0 1 0	43	1 0 1 1 0	51	1 1 0 1 0	59	1 1 1 1 0	67	1 1 1 1 0
36	1 0 0 1 1	44	1 0 1 1 1	52	1 1 0 1 1	60	1 1 1 1 1	68	1 1 1 1 1
37	1 0 1 0 0	45	1 0 1 1 0	53	1 1 1 0 0	61	1 1 1 1 0	69	1 1 1 1 1
38	1 0 1 0 1	46	1 0 1 1 1	54	1 1 1 0 1	62	1 1 1 1 1	70	1 1 1 1 1
39	1 0 1 1 0	47	1 0 1 1 1	55	1 1 1 1 0	63	1 1 1 1 1	71	1 1 1 1 1
40	1 0 1 1 1	48	1 0 1 1 1	56	1 1 1 1 1	64	1 1 1 1 1	72	1 1 1 1 1

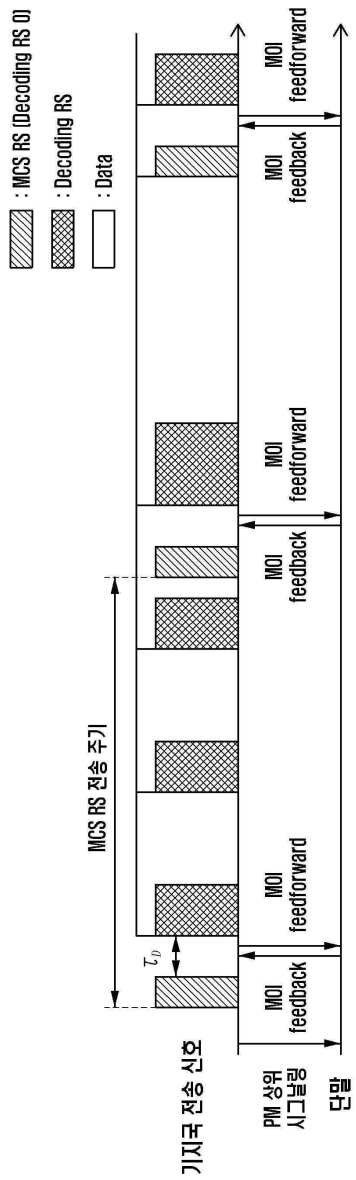
도면7



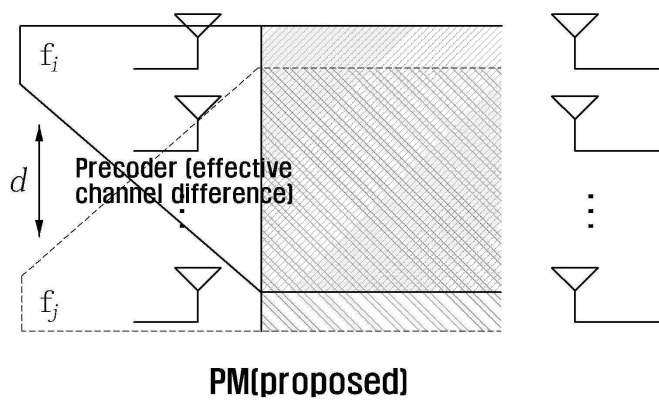
도면8



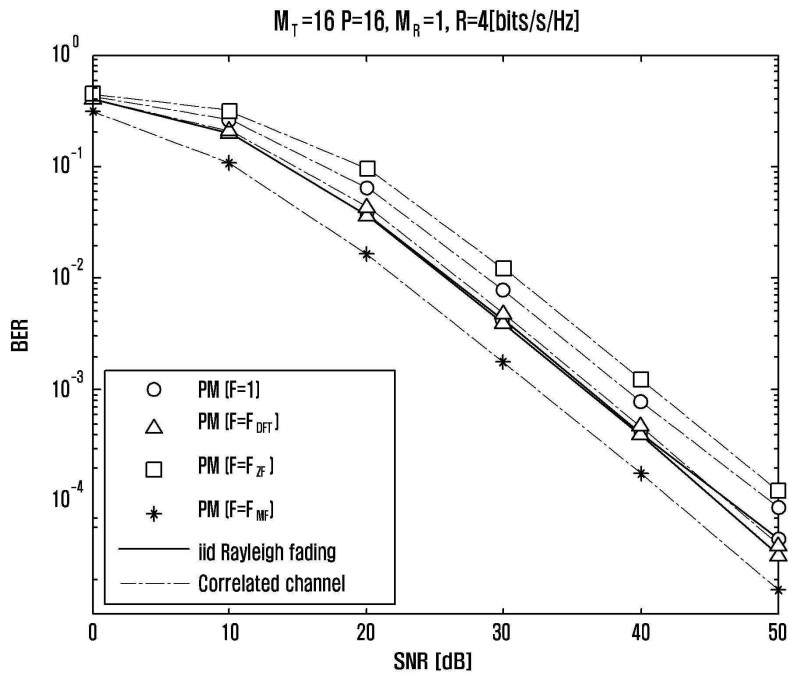
도면9



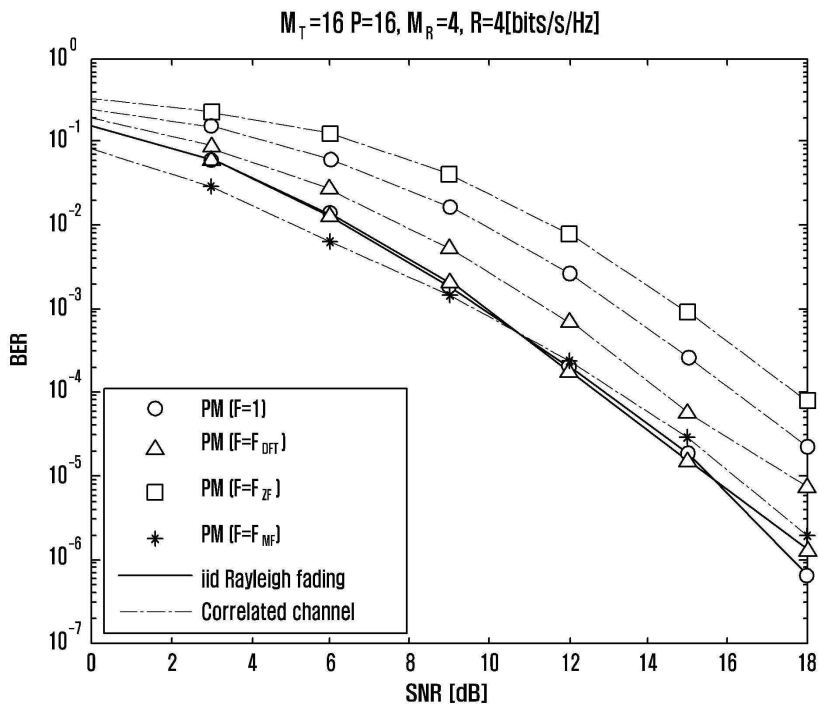
도면10



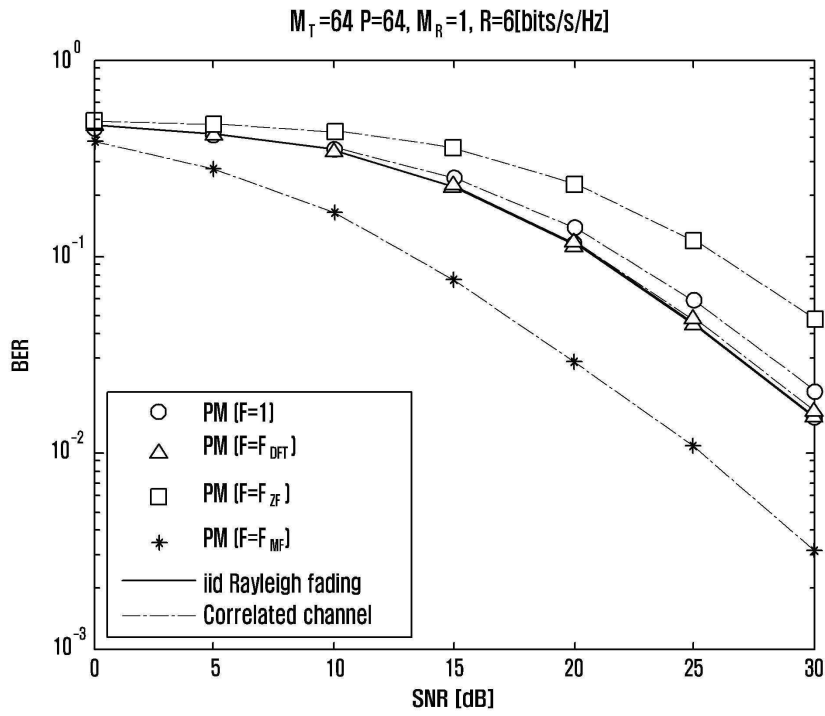
도면11a



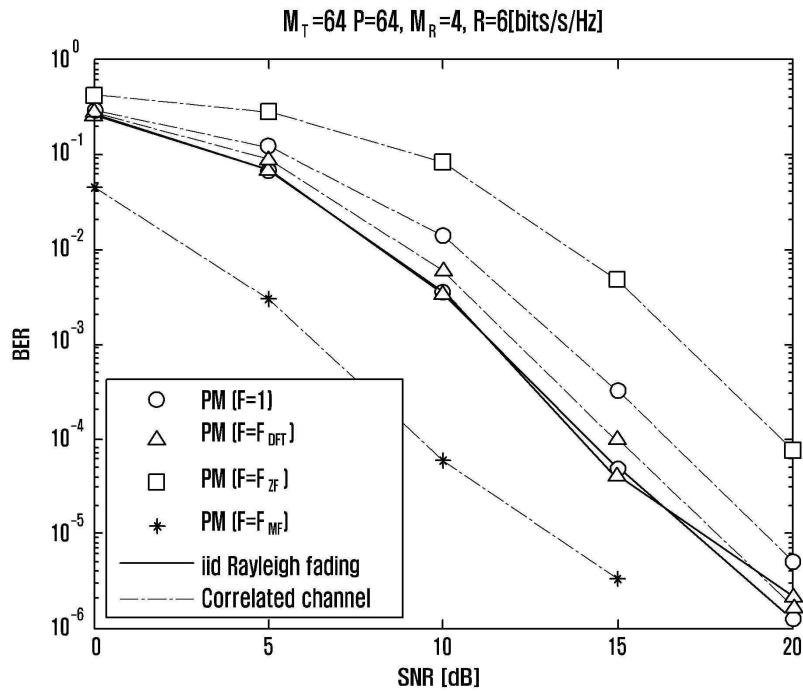
도면11b



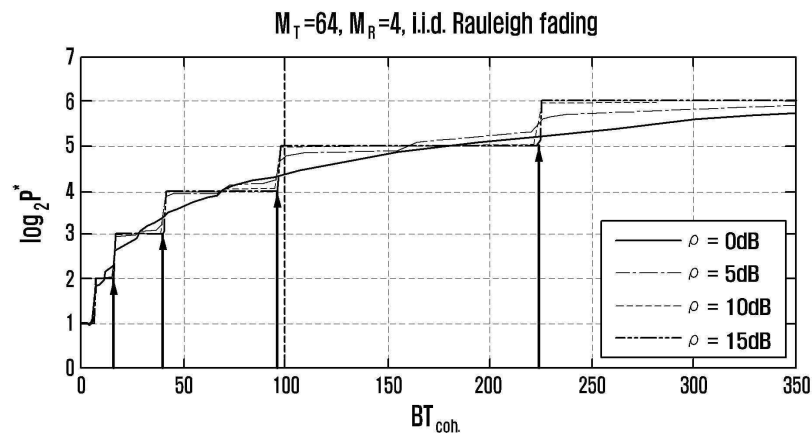
도면12a



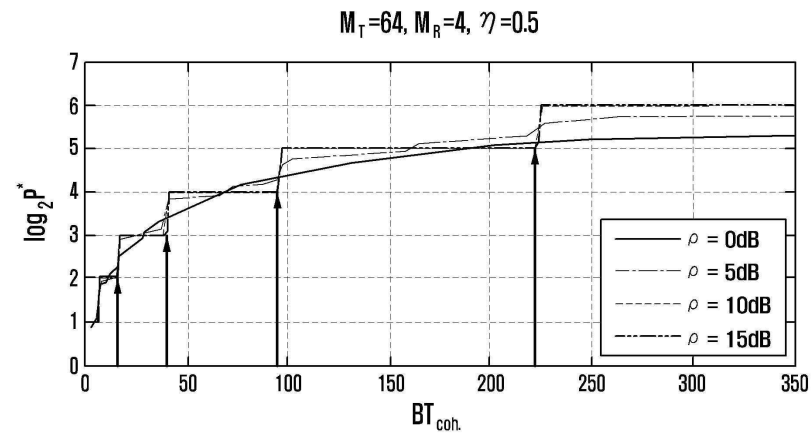
도면12b



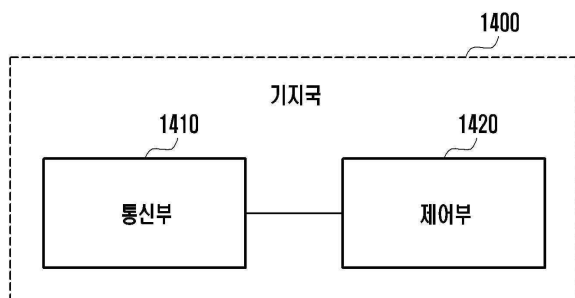
도면13a



도면13b



도면14



도면15

