



**(19) 대한민국특허청(KR)**  
**(12) 공개특허공보(A)**

(11) 공개번호 10-2014-0077953  
(43) 공개일자 2014년06월24일

- |   |   |
|---|---|
| <p>(51) 국제특허분류(Int. Cl.)<br/><i>H04L 27/26</i> (2006.01)</p> <p>(21) 출원번호 10-2014-7012335(분할)</p> <p>(22) 출원일자(국제) 2008년03월13일<br/>심사청구일자 2014년06월05일</p> <p>(62) 원출원 특허 10-2009-7015525<br/>원출원일자(국제) 2008년03월13일<br/>심사청구일자 2013년03월13일</p> <p>(85) 번역문제출일자 2014년05월07일</p> <p>(86) 국제출원번호 PCT/KR2008/001421</p> <p>(87) 국제공개번호 WO 2008/114956<br/>국제공개일자 2008년09월25일</p> <p>(30) 우선권주장<br/>11/907,944 2007년10월18일 미국(US)<br/>60/919,311 2007년03월21일 미국(US)</p> | <p>(71) 출원인<br/><b>삼성전자주식회사</b><br/>경기도 수원시 영통구 삼성로 129 (매탄동)</p> <p>(72) 발명자<br/><b>칸, 파륙</b><br/>미국, 텍사스주 75002, 콜린 카운티, 알렌 세들브룩 드라이브 820<br/><b>피, 초우유에</b><br/>미국, 텍사스주 75082, 리차슨 1023, 4000 이스트 레너 로드</p> <p>(74) 대리인<br/><b>이건주, 김정훈</b></p> |
|---|---|

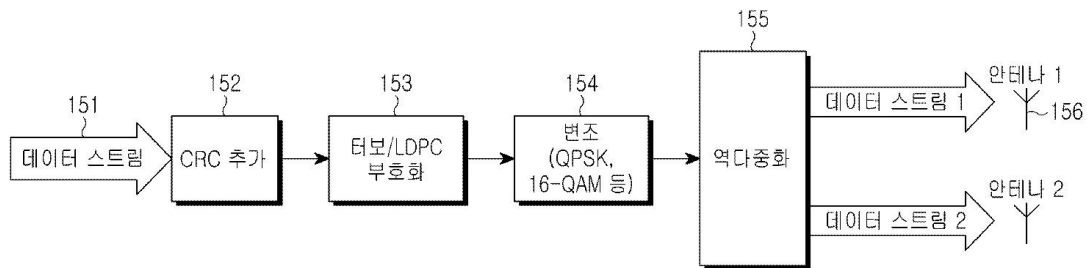
전체 청구항 수 : 총 22 항

(54) 발명의 명칭 **무선 통신 시스템에서의 효율적인 상향링크 피드백**

**(57) 요약**

제1 송수신기로부터 제2 송수신기로 기준신호를 전송함으로써 제어 정보를 전송하기 위한 방법은, 상기 기준신호의 수신에 대한 응답으로 제2 송수신기에서 상기 수신된 기준 신호를 토대로 복수의 제어 채널 요소들을 결정하고, 상기 제2 송수신기에서 제어 신호를 생성하기 위해 복수의 제어 채널 요소들을 공동으로 부호화하고, 상기 제2 송수신기에서 상기 제1 송수신기로 상기 제어 신호를 전송한다.

**대표도**



## 특허청구의 범위

### 청구항 1

이동 통신 시스템에서 제어 정보를 송신하는 방법에 있어서,  
제2송수신기가 제1송수신기로부터 기준 신호를 수신하는 과정과,  
상기 제2송수신기가 상기 제1송수신기로부터 수신한 기준 신호를 기반으로 하여 복수의 제어 정보들을 결정하는 과정과,  
상기 제2송수신기가 상기 복수의 제어 채널 정보들을 공동 부호화하는 과정과,  
제2송수신기가 상기 공동 부호화된 제어 정보들을 상기 제1송수신기로 송신하는 과정을 포함하며,  
상기 복수의 제어 정보들은 다운링크 채널의 채널 상태에 관련되고, 채널 품질 지시자 정보와 프리코딩 정보를 포함함을 특징으로 하는 제어 정보 송신 방법.

### 청구항 2

제1항에 있어서,  
상기 채널 품질 지시자 정보는 서브밴드 채널 품질 지시자 정보를 포함하며, 상기 프리코딩 정보는 멀티플 프리코딩 정보를 포함함을 특징으로 하는 제어 정보 송신 방법.

### 청구항 3

제1항에 있어서,  
상기 채널 품질 지시자 정보는 와이드밴드 채널 품질 지시자 정보를 포함하며, 상기 프리코딩 정보는 싱글 프리코딩 정보를 포함함을 특징으로 하는 제어 정보 송신 방법.

### 청구항 4

제1항에 있어서,  
상기 채널 품질 지시자 정보는 서브밴드 채널 품질 지시자 정보를 포함하며, 상기 프리코딩 정보는 싱글 프리코딩 정보를 포함함을 특징으로 하는 제어 정보 송신 방법.

### 청구항 5

제1항에 있어서,  
상기 채널 품질 지시자 정보는 와이드밴드 채널 품질 지시자 정보를 포함하며, 상기 프리코딩 정보는 멀티플 프리코딩 정보를 포함함을 특징으로 하는 제어 정보 송신 방법.

### 청구항 6

제1항에 있어서,  
상기 제2 송수신기에서 상기 복수의 제어 정보들을 공동으로 부호화하는 과정은,  
테일비트들 중 선택된 셋을 상기 복수의 제어 정보들의 정보 비트들에 삽입하는 과정과,

선택된 코드를 이용하여 상기 테일 비트들이 삽입된 제어 정보들을 부호화하는 과정과,  
 상기 부호화된 제어 정보들을 평처링하는 과정과,  
 동일 길이를 가지는 복수의 변조 심볼들을 생성하기 위해, 선택된 변조 기법으로 상기 평처링된 제어 정보들을 변조하는 과정과,  
 복수의 변조 시퀀스들을 생성하기 위해 변조 심볼들을 이용하여 선택된 시퀀스를 변조하는 과정과,  
 상기 복수의 변조 시퀀스들을 이용 가능한 전송 자원들에 매핑하는 과정과,  
 상기 매핑된 심볼들을 무선 주파수 신호로 변환하는 과정을 포함하는 제어 정보 송신 방법.

**청구항 7**

제1항 내지 제5항 중 어느 한 항에 있어서,  
 상기 복수의 제어 정보들을 부호화하는 과정은 상기 다수의 제어 정보들의 변조된 시퀀스들을 이용 가능한 전송 자원들에 매핑하는 과정을 포함하는 제어 정보 송신 방법.

**청구항 8**

제7항에 있어서,  
 상기 복수의 변조 시퀀스들을 상기 이용 가능한 전송 자원에 매핑하기 이전에, 상기 복수의 변조 시퀀스들을 FFT(Fast Fourier Transform) 기법에 따라 변조하는 과정을 더 포함하는 제어 정보 송신 방법.

**청구항 9**

제7항에 있어서,  
 상기 선택된 코드는 복수의 컨벌루션 코드들과, 복수의 테일 비트 컨벌루션 코드들과 복수의 블록 코드들을 포함하는 그룹으로부터 선택된 하나인 제어 정보 송신 방법.

**청구항 10**

제7항에 있어서,  
 상기 선택된 변조 기법은 QPSK(Quadrature Phase-Shift Keying), BPSK(Binary Phase Shift Keying), QAM(Quadrature Amplitude Modulation)을 포함하는 그룹으로부터 선택된 하나인 제어 정보 송신 방법.

**청구항 11**

제7항에 있어서,  
 상기 복수의 변조 시퀀스들 각각은 CAZAC(Constant Amplitude Zero AutoCorrelation) 시퀀스인 제어 정보 송신 방법.

**청구항 12**

이동 통신 시스템에서 제어 정보를 송신하는 장치에 있어서,  
 제1송수신기로부터 기준 신호를 수신하고,

상기 제1송수신기로부터 수신한 기준 신호를 기반으로 하여 복수의 제어 정보들을 결정하고, 상기 복수의 제어 정보들을 공동으로 부호화하고, 상기 공동으로 부호화된 제어 정보들을 상기 제1송수신기로 송신하는 제2송수신기를 포함하며,

상기 복수의 제어 정보들은 다운링크 채널의 채널 상태에 관련되고, 채널 품질 지시자 정보와 프리코딩 정보를 포함함을 특징으로 하는 제어 정보 송신 장치.

### 청구항 13

제12항에 있어서,

상기 채널 품질 지시자 정보는 서브밴드 채널 품질 지시자 정보를 포함하며, 상기 프리코딩 정보는 멀티플 프리코딩 정보를 포함함을 특징으로 하는 제어 정보 송신 장치.

### 청구항 14

제12항에 있어서,

상기 채널 품질 지시자 정보는 와이드밴드 채널 품질 지시자 정보를 포함하며, 상기 프리코딩 정보는 싱글 프리코딩 정보를 포함함을 특징으로 하는 제어 정보 송신 장치.

### 청구항 15

제12항에 있어서,

상기 채널 품질 지시자 정보는 서브밴드 채널 품질 지시자 정보를 포함하며, 상기 프리코딩 정보는 싱글 프리코딩 정보를 포함함을 특징으로 하는 제어 정보 송신 장치.

### 청구항 16

제12항에 있어서,

상기 채널 품질 지시자 정보는 와이드밴드 채널 품질 지시자 정보를 포함하며, 상기 프리코딩 정보는 멀티플 프리코딩 정보를 포함함을 특징으로 하는 제어 정보 송신 장치.

### 청구항 17

제12항 내지 제16항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 제2송수신기는 상기 복수의 제어 정보들의 변조된 시퀀스들을 가능 송신 자원들에 매핑함을 특징으로 하는 제어 정보 송신 장치.

### 청구항 18

제12항에 있어서,

상기 제2송수신기는 상기 복수의 변조 시퀀스들을 상기 이용 가능한 전송 자원에 매핑하기 이전에, 상기 복수의 변조 시퀀스들을 FFT(Fast Fourier Transform) 기법에 따라 변조함을 특징으로 하는 제어 정보 송신 장치.

### 청구항 19

제12항에 있어서,

상기 선택된 코드는 복수의 컨벌루션 코드들과, 복수의 테일 비트 컨벌루션 코드들과 복수의 블록 코드들을 포함하는 그룹으로부터 선택된 하나인 제어 정보 송신 장치.

**청구항 20**

제12항에 있어서,

상기 선택된 변조 기법은 QPSK(Quadrature Phase-Shift Keying), BPSK(Binary Phase Shift Keying), QAM(Quadrature Amplitude Modulation)을 포함하는 그룹으로부터 선택된 하나인 제어 정보 송신 장치.

**청구항 21**

제12항에 있어서,

상기 변조 시퀀스 각각은 CAZAC(Constant Amplitude Zero AutoCorrelation) 시퀀스인 제어 정보 송신 장치.

**청구항 22**

제12항에 있어서, 상기 제2 송수신기는;

테일비트들 중 선택된 셋을 상기 복수의 제어 정보들의 정보 비트들에 삽입하고, 선택된 코드를 이용하여 상기 테일 비트들이 삽입된 제어 정보들을 부호화하고, 상기 부호화된 제어 정보들을 평처링하고, 동일 길이를 가지는 복수의 변조 심볼들을 생성하기 위해, 선택된 변조 기법으로 상기 평처링된 제어 정보들을 변조하고, 복수의 변조 시퀀스들을 생성하기 위해 상기 변조 심볼을 이용하여 선택된 시퀀스를 변조하고, 상기 복수의 변조 시퀀스들을 이용 가능한 전송 자원들에 매핑하고, 상기 매핑된 심볼들을 무선 주파수 신호로 변환함을 특징으로 하는 제어 정보 송신 장치.

**명세서**

**기술분야**

[0001] 본 발명은 무선 통신 시스템에서의 제어 채널 전송 방법에 관한 것으로, 특히 무선 통신 시스템에서의 제어 채널 정보를 코딩하고 매핑하는 방법에 관한 것이다.

**배경기술**

[0002] OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기법은 주파수 영역에서 데이터를 다중화하기 위한 대중적인 무선 통신 기술이다.

[0003] 통신 시스템에서, 다중경로 통신 채널은 주파수 선택적 페이딩에 의한 것이다. 게다가, 이동 무선 환경에서, 상기 채널은 또한 시간 변경 페이딩에 의한 것이다. 그러므로 OFDM을 사용하는 무선 이동 시스템에서 전체적인 시스템 성능과 효율은 시간 영역 스케줄링, 주파수 선택적 다중 사용자 스케줄링을 사용함으로써 향상될 수 있다. 주파수 선택적 다중 사용자 스케줄링의 경우에, 잠재적으로 업페이드(upfade)를 겪는 서브캐리어들의 인접 셋은 사용자로의 전송을 위해 할당된다. 업페이드는 다중경로 조건들이 힘을 얻기 위해 무선 신호를 일으키는 곳에서의 상황이다. 전체 대역폭은 복수개의 서브밴드로 나뉘지고, 각 서브밴드는 복수개의 인접 서브캐리어들을 포함한다.

[0004] MIMO(multiple input multiple output)라고 하는 다중 안테나 통신 시스템은 무선 통신 시스템에서 시스템 성능 개선을 위해 OFDM 기술과 함께 널리 사용된다.

[0005] MIMO 시스템에서, 송신기와 수신기는 다중 안테나를 구비한다. 그러므로 송신기는 독립적인 데이터 스트림들을

동시에 동일한 주파수 대역에서 전송할 수 있다. 대역폭을 늘리거나 전체 전송 전력을 늘림으로써 처리량(즉, 단위 시간당 전송되는 데이터의 양)을 증가시키는 기존의 수단과 달리, MIMO 기술은 다중 안테나로 인한 공간 영역내의 자유도의 추가적인 차원을 개선함으로써 무선 통신 시스템의 스펙트럼 성능을 증가시킨다. 그러므로 MIMO 기술은 시스템의 처리량과 범위를 상당히 증가시킬 수 있다.

- [0006] 송신기와 수신기간의 전송 채널들이 비교적 일정할 때, 시스템 성능을 더욱 개선하기 위하여 페루프 MIMO 기법을 사용할 수 있다. 페루프 MIMO 시스템에서, 수신기는 채널 상태에 대한 피드백 정보를 송신기에게 알려준다. 송신기는 전송 기법을 최적화하기 위해, 이 피드백 정보를 스케줄링 우선순위, 데이터와 자원 이용가능성과 같은 다른 고려사항들과 함께 이용한다.
- [0007] 전형적인 페루프 MIMO 기법은 MIMO 프리코딩이다. 프리코딩에 의해, 송신기에서 다중 송신 안테나로 데이터가 전달되기 전에 전송될 데이터 스트림이 프리코딩 행렬에 의해 프리코딩 즉, 사전 다중화(pre-multiplex)된다.
- [0008] 동시(contemporary) 루프 MIMO 프리코딩 방법에서, 수신기로 데이터를 전송하기 전에 송신기가 데이터를 프리코딩할 때, 송신기는 프리코딩 정보를 전달하는 명시적인 제어 정보를 전송함으로써 프리코딩 행렬의 식별자와 같은 프리코딩 정보를 수신기에게 알려준다. 이러한 접근에 따른 큰 문제는 시스템 자원을 비효율적으로 사용하고 전체 시스템의 처리량과 성능을 낮춘다는 것이다.
- [0009] 패킷 기반 무선 데이터 통신 시스템에서, 소위 제어 채널은 일반적으로 데이터 전송을 수반한다. 3G LTE(the third Generation Long Term Evolution) 시스템에서, 제어 신호를 전송하는 제어 채널은 기지국에서 단말로의 전송을 위한 PDCCH(Physical Downlink Control Channel) 또는 단말로부터 기지국으로의 전송을 위한 PUCCH(Physical Uplink Control Channel)가 있다. PDCCH는 단말의 ID, 자원 할당 정보, 페이로드 크기, 변조, HARQ(Hybrid Automatic Repeat-reQuest) 정보, MIMO 관련 정보와 같은 정보들을 전송한다. 제어 정보를 통해 추정되고 단말에 의해 마스킹되는 CRC(Cyclic Redundancy Check)는 명시적인 단말 ID 대신에 캐리어가 될 수 있다.
- [0010] PUCCH를 통해 단말로부터 운반되는 피드백 정보의 타입들은 다음과 같이 요약된다.
- [0011] - 서브밴드 CQI 정보
- [0012] - MIMO 랭크
- [0013] - 안테나/계층 선택
- [0014] - MIMO 프리코딩
- [0015] - 하향링크 데이터 전송을 위한 ACK/NACK
- [0016] 동시에, 피드백 제어 정보의 각 타입은 각각 부호화되거나 변조되어 전송된다. 이것은 다중 제어 타입에 대한 효율적인 부호화가 적용될 수 없기 때문에 비효율적인 전송을 야기한다. 게다가, 만약 CRC의 몇몇 타입이 에러 검출 과정을 위해 이용된다면, 각각의 CRC들은 지나친 오버헤드를 일으키는 제어 정보 타입들 각각을 위해 요구된다.

**발명의 내용**

**해결하려는 과제**

- [0017] 본 발명이 해결하고자 하는 과제는 제어 채널 정보의 전송을 위한 개선된 방법 및 장치를 제공하는 것이다.
- [0018] 또한 본 발명이 해결하고자 하는 과제는 전송 자원을 효율적으로 사용하기 위한 제어 채널 전송의 개선된 방법 및 장치를 제공하는 것이다.

**과제의 해결 수단**

- [0019] 본 발명의 일 측면에 따르면, 제1 송수신기에서 제2 송수신기로 기준 신호를 전송하는 과정과, 상기 기준신호에 대한 응답으로, 상기 제2 송수신기에서, 상기 수신된 기준신호를 토대로 복수의 제어 채널 요소들을 결정하는 과정과, 상기 제2 송수신기에서 제어 신호를 생성하기 위해 상기 복수의 제어채널 요소들을 공동으로 부호화하

는 과정과, 상기 제2 송수신기에서 상기 제1 송수신기로 상기 제어 신호를 전송하는 과정을 포함할 수 있다.

- [0020] 상기 복수의 제어 채널 요소들은 서브밴드 채널 품질 지시자와, 다중 입출력 랭크와 선택된 계층들을 위한 지시자와, 다중 입출력 프리코딩을 위한 지시자와, ACK/NACK 지시자와, CRC 지시자를 포함할 수 있다.
- [0021] 상기 제1 송수신기에서 4개의 안테나가 사용될 때, 상기 다중 입출력 랭크와 선택된 계층들을 위한 지시자는 4비트로 구성될 수 있다. 상기 제1 송수신기에서 2개의 안테나가 사용될 때, 상기 다중 입출력 랭크와 선택된 계층들을 위한 지시자는 2비트로 구성될 수 있다.
- [0022] 상기 방법은 다중 입출력 랭크와 선택된 계층들을 위한 지시자를 미리 설정하는 과정을 더 포함할 수 있다. 이 경우에, 상기 복수의 제어 채널 요소들은 서브밴드 채널 품질 지시자와, 포맷 지시자와, 다중 입출력 프리코딩을 위한 지시자와, ACK/NACK 지시자와, CRC 지시자를 포함할 수 있다.
- [0023] 상기 방법은 다중 입출력 프리코딩 지시자를 미리 설정하는 과정을 더 포함할 수 있다. 이 경우에, 상기 복수의 제어 채널 요소들은 서브밴드 채널 품질 지시자와, 포맷 지시자와, 다중 입출력 랭크와 선택된 계층들을 위한 지시자와, ACK/NACK 지시자와, CRC 지시자를 포함할 수 있다.
- [0024] 상기 방법은 서브밴드 채널 품질 지시자를 미리 설정하는 과정을 더 포함할 수 있다. 이 경우에, 상기 복수의 제어 채널 요소들은 포맷 지시자와, 다중 입출력 랭크와 선택된 계층을 위한 지시자와, 다중 입출력 프리코딩을 위한 지시자와, ACK/NACK 지시자와, CRC 지시자를 포함할 수 있다.
- [0025] 상기 복수의 제어 채널 요소들은, 테일비트들 중 선택된 셋을 상기 복수의 제어 채널 요소들의 정보 비트들에 삽입하는 과정과, 선택된 코드를 이용하여 상기 테일비트들이 삽입된 제어 채널 요소들을 부호화하는 과정과, 상기 부호화된 제어 채널 요소들을 평처링하는 과정과, 동일 길이를 가지는 복수의 변조 심볼을 생성하기 위해 선택된 변조 기법으로 상기 평처링된 제어 채널 요소들을 변조하는 과정과, 복수의 변조 시퀀스를 생성하기 위해 상기 변조 심볼을 이용하여 선택된 시퀀스를 변조하는 과정과, 상기 복수의 변조 시퀀스를 이용 가능한 전송 자원들에 매핑하는 과정과, 상기 매핑된 심볼들을 무선 주파수 신호로 변환하는 과정을 통해 공동으로 부호화될 수 있다.
- [0026] 상기 선택된 코드는 컨벌루션 코드들과, 테일 비트 컨벌루션 코드들과 블록 코드들을 포함하는 그룹으로부터 선택된 하나일 수 있다.
- [0027] 상기 선택된 변조 기법은 QPSK(Quadrature Phase-Shift Keying), BPSK(Binary Phase Shift Keying), QAM(Quadrature Amplitude Modulation)을 포함하는 그룹으로부터 선택된 하나일 수 있다.
- [0028] 상기 변조된 시퀀스들 각각은 CAZAC(Constant Amplitude Zero AutoCorrelation) 시퀀스일 수 있다.
- [0029] 상기 복수의 변조 시퀀스는 상기 이용 가능한 전송 자원을, 시간축과 주파수 축에서 동일한 간격을 가지며 각각 복수개의 서브캐리어로 이루어진 복수의 자원 요소들로 나누는 과정-여기서 각 자원 요소에 포함된 서브캐리어의 개수는 상기 복수의 변조 시퀀스 각각의 요소들의 개수와 동일함-과, 제어 채널 전송을 위해 하나의 시간축 서브프레임을 선택하는 과정과, 시간축 서브프레임에서 2개의 자원요소 셋을 선택하는 과정-여기서 상기 2개의 자원요소 셋의 자원요소 개수는 상기 복수의 변조 시퀀스의 개수와 동일하고, 제1 자원 요소 셋은 시간축과 주파수 축에서 서브밴드의 한 가장자리에 위치하고, 제2 자원 요소 셋은 시간축과 주파수 축에서 서브프레임의 맞은편 가장자리에 위치함-과, 상기 복수의 변조 시퀀스를 상기 2개의 자원 요소 셋에 매핑하는 과정을 통해 이용 가능한 전송 자원에 매핑될 수 있다.
- [0030] 상기 복수의 변조 시퀀스는 상기 이용 가능한 전송 자원을, 시간축과 주파수 축에서 동일한 간격을 가지며 각각 복수개의 서브캐리어로 이루어진 복수의 자원 요소들로 나누는 과정-여기서 각 자원 요소에 포함된 서브캐리어의 개수는 상기 복수의 변조 시퀀스 각각의 요소들의 개수와 동일함-과, 제어 채널 전송을 위해 시간축에서 연속적인 복수개의 서브프레임을 선택하는 과정과, 각 시간축 서브프레임에서 2개의 자원요소 셋을 선택하는 과정-여기서 각 시간축 서브프레임 내에 있는 제1 자원 요소 셋은 시간축과 주파수 축에서 서브밴드의 한 가장자리에 위치하고, 각 시간축 서브프레임 내에 있는 제2 자원 요소 셋은 시간축과 주파수 축에서 서브프레임의 맞은편 가장자리에 위치하며, 각각의 선택된 서브프레임 내에 있는 상기 2개의 자원요소 셋의 자원요소 개수와 상기 복수의 변조 시퀀스의 개수의 관계는 다음과 같이 정의됨:
- [0031]  $M = X \times N$
- [0032] 여기서 M은 변조 시퀀스의 개수이고, X는 상기 선택된 서브프레임의 개수이고, N은 각각의 선택된 서브프레임

내에 있는 상기 2개의 자원요소 셋의 자원요소 개수임-과, 상기 복수의 변조 시퀀스를 상기 선택된 서브프레임 내에 있는 상기 선택된 자원 요소들에 매핑하는 과정-여기서 각 변조 시퀀스는 하나의 자원 요소에 대응됨-을 통해 사용 가능한 전송 자원에 매핑될 수 있다.

[0033] 상기 복수의 변조 시퀀스는 상기 이용 가능한 전송 자원을, 시간축과 주파수 축에서 동일한 간격을 가지며 각각 Y개의 서브캐리어로 이루어진 복수의 자원 요소들로 나누는 과정- 여기서 상기 복수의 변조 시퀀스 각각은 Z개의 요소들을 가지며,  $Y/Z=B$ 이고, 여기서 B는 양수임-과, 제어 채널 전송을 위해 시간축 서브프레임에서 2개의 자원요소 셋을 선택하는 과정- 여기서 상기 2개의 자원요소 셋의 자원요소 개수는 상기 복수의 변조 시퀀스의 개수와 동일하고, 제1 자원 요소 셋은 시간축과 주파수 축에서 서브밴드의 한 가장자리에 위치하고, 제2 자원 요소 셋은 시간축과 주파수 축에서 서브프레임의 맞은편 가장자리에 위치함-과, 상기 복수의 변조 시퀀스를 상기 2개의 자원 요소 셋에 매핑하는 과정- 여기서 각각의 자원 요소는 B개의 변조 시퀀스에 대응함-을 통해 이용 가능한 전송 자원에 매핑될 수 있다.

[0034] 선택적으로, 상기 복수의 제어 채널 요소들은, 선택된 테일 비트 셋을 상기 복수의 제어 채널 요소에 삽입하는 과정과, 선택된 코드를 이용해서 상기 테일 비트가 삽입된 제어 채널 요소들을 부호화하는 과정과, 상기 부호화된 제어 채널 요소들을 평처링하는 과정과, 동일 길이를 가지는 복수의 변조 심볼을 생성하기 위해 선택된 변조 기법을 사용하여 상기 평처링된 제어 채널 요소들을 변조하는 과정과, 상기 복수의 변조 심볼을 이용 가능한 전송 자원에 매핑하는 과정과, 상기 매핑된 심볼을 무선 주파수 신호로 변환하는 과정을 통해 공동으로 부호화될 수 있다.

[0035] 상기 복수의 변조 심볼은, 상기 이용 가능한 전송 자원을, 시간축과 주파수 축에서 동일한 간격을 가지며 각각 하나의 서브캐리어로 이루어진 복수의 자원 요소들로 나누는 과정과, 제어 채널 전송을 위해 시간축 서브프레임에서 2개의 자원 요소 셋을 선택하는 과정과, 상기 복수의 변조 심볼을 상기 2개의 자원 요소 셋에 매핑하는 과정을 통해 이용 가능한 전송 자원에 매핑될 수 있으며, 여기서 제1 자원 요소 셋은 시간축과 주파수 축에서 서브밴드의 한 가장자리에 위치하고, 제2 자원 요소 셋은 시간축과 주파수 축에서 서브프레임의 맞은편 가장자리에 위치하며, 서브프레임 내에 있는 상기 2개의 자원요소 셋의 자원 요소의 개수는 상기 복수의 변조심볼의 개수와 같다.

[0036] 본 발명의 다른 측면에 따르면, 송신기는, 복수의 제어 채널 요소를 생성하는 제어 정보 생성기와, 상기 복수의 제어 채널 요소들에 선택된 셋의 테일비트들을 삽입하는 테일 비트 삽입기와, 선택된 코드를 사용하여 상기 테일 비트가 삽입된 제어 채널 정보들을 부호화하는 부호화기와, 상기 부호화된 제어 채널 요소들을 평처링하는 평처링부와, 복수의 변조 심볼을 생성하기 위해 상기 평처링된 제어 채널 요소들을 선택된 변조 기법으로 변조하는 제1 변조기와, 상기 변조된 복수의 제어 채널 요소들을 가능한 전송 자원들에 매핑하는 매핑기와, 상기 매핑된 심볼들을 무선 주파수 신호로 변환하는 상향 변환기와, 상기 무선 주파수 신호를 전송하기 위한 서로 연결된 적어도 하나의 안테나를 포함할 수 있다.

**발명의 효과**

[0037] 본 발명은 제어 신호를 생성하기 위해 복수의 제어 채널 요소들을 공동으로 부호화하고 전송 자원에 매핑하여 전송함으로써 시스템의 성능을 향상시키고 지나친 오버헤드를 방지할 수 있다.

**도면의 간단한 설명**

- [0038] 도 1은 본 발명의 개념의 실시를 위한 적절한 OFDM 송수신기 체인을 도시한 것이다.
- 도 2는 DFT(discrete Fourier transform) 확장 OFDM 시스템을 위한 송신기와 수신기의 블록도이다.
- 도 3은 OFDM 시스템에서 주파수 선택적 다중 사용자 스케줄링과 주파수 다이버시티를 위한 서브캐리어 할당 방법을 도시한 것이다.
- 도 4는 OFDM 시스템에서 주파수 선택적 스케줄링의 예를 도시한 것이다.
- 도 5는 본 발명의 실시예를 위한 MIMO 시스템을 도시한 것이다.

- 도 6은 본 발명의 실시예를 위한 단일 코드워드 MIMO 기법을 도시한 것이다.
- 도 7은 본 발명의 실시를 위한 다중 코드워드 MIMO 기법을 도시한 것이다.
- 도 8a 및 도 8b는 본 발명의 실시를 위한 프리코딩 MIMO에서의 프리코딩의 예를 도시한 것이다.
- 도 9는 본 발명의 실시를 위한 서로 다른 서브밴드에서의 MIMO 프리코딩의 예를 도시한 것이다.
- 도 10은 본 발명의 실시를 위한 서로 다른 서브밴드에서의 MIMO 랭크의 예를 도시한 것이다.
- 도 11은 본 발명의 실시를 위한 2x2 MIMO 시스템을 위한 서로 다른 서브밴드에서의 MIMO 계층 순서의 예를 도시한 것이다.
- 도 12는 SC-FDMA(single carrier frequency division multiple access) 송수신기 체인을 도시한 것이다.
- 도 13은 SC-FDMA 시스템에서의 제어 채널을 위한 자원 할당 방법을 도시한 것이다.
- 도 14는 본 발명의 제1 실시예에 따라 공동으로 피드백 정보를 부호화하는 방법을 도시한 것이다.
- 도 15는 4개의 송신 안테나를 위한 랭크와 선택된 계층 지시자의 예를 도시한 것이다.
- 도 16은 본 발명의 제2 실시예에 따라 공동으로 피드백 정보를 부호화하는 방법을 도시한 것이다.
- 도 17은 본 발명의 제2 실시예에 따라 공동으로 피드백 정보를 부호화하는 구체적인 예를 도시한 것이다.
- 도 18은 본 발명의 제3 실시예에 따라 제어채널 정보를 전송 자원에 매핑하는 방법을 도시한 것이다.
- 도 19는 간섭 전송과 간섭 수신 방법을 도시한 것이다.
- 도 20은 본 발명의 제4 실시예에 따라 제어 채널 정보를 전송 자원에 매핑하는 방법을 도시한 것이다.
- 도 21은 본 발명의 제5 실시예에 따라 제어채널 정보를 전송 자원에 매핑하는 방법을 도시한 것이다.
- 도 22는 본 발명의 제6 실시예에 따라 제어채널 정보를 전송 자원에 매핑하는 방법을 도시한 것이다.
- 도 23은 본 발명의 제7 실시예에 따라 제어채널 정보를 전송 자원에 매핑하는 방법을 도시한 것이다.
- 도 24는 비간섭 송신과 비간섭 수신 방법을 도시한 것이다.
- 도 25는 본 발명의 제8 실시예에 따라 제어채널 정보를 전송 자원에 매핑하는 방법을 도시한 것이다.

**발명을 실시하기 위한 구체적인 내용**

- [0039] 도 1은 OFDM 송수신기 체인을 도시한 것이다. OFDM 기술을 사용하는 통신 시스템에서, 송신기 체인(110)에서, 제어 신호나 데이터(111)는 변조기(112)에 의해 변조되고, S/P(Serial/Parallel) 변환기(113)에 의해 직렬에서 병렬로 변환된다. IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)부(114)는 신호를 주파수 영역에서 시간 영역으로 변환하는데 사용된다. 다중 경로 페이딩에 의한 영향을 피하거나 줄이기 위해 CP 삽입부(116)에 의해 각 OFDM 심볼에 CP(Cyclic prefix) 또는 ZP(zero prefix)가 더해진다. 그 결과, 신호는 안테나(도시하지 않음)와 같은 송신기의 전처리부(117)에 의해, 또는 고정된 선 또는 케이블에 의해 전송된다. 수신기 체인(120)에서, 완전한 시간 주파수 동기화가 수행된다고 가정하면, 수신기의 전처리부(121)에 의해 수신된 신호는 CP 제거부(112)에 의해 처리된다. 추가적인 처리를 위해 FFT(Fast Fourier Transform)부(124)는 상기 수신된 신호를 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환한다.
- [0040] OFDM 시스템에서의 전체 대역폭은 서브캐리어라 하는 좁은 대역의 주파수 단위로 구분된다. 서브캐리어의 개수는 시스템에서 사용되는 FFT/IFFT의 크기 N과 같다. 일반적으로, 주파수 스펙트럼의 가장자리에 있는 몇몇 서브캐리어들은 보호 서브캐리어로서 확보되기 때문에, 데이터를 위해 사용되는 서브캐리어의 개수는 N보다 적다. 일반적으로 보호 서브캐리어로 전송되는 정보는 없다.
- [0041] DFT 확장 OFDM 시스템에서, 전송될 데이터는 먼저 QAM 변조기(131)에 의해 변조된다. 도 2에 도시된 바와 같이 QAM 변조 심볼은 IFFT부(135)에 매핑되기 전에 FFT부(133)에 의해 FFT 프리코딩된다. 이후의 신호 처리는 도 1에 도시된 예에서 송신기와 유사하므로 설명을 생략한다. 수신기에서, 수신된 신호는 FFT부(143)에서 FFT될 때까지 도 1에 도시된 수신기와 같이 처리된다. FFT 수행 이후에 FDE(Frequency-domain equalization)부(145)에 의해 FDE가 수행된다. 그런 다음 데이터 변조 심볼을 얻기 위해 균일화된 심볼들에 대해 IFFT부(147)에 의해 IFFT

동작이 수행된다.

[0042] 통신 링크에서, 다중 경로 통신 채널은 주파수 선택적 페이딩을 야기한다. 게다가 이동 무선 환경에서, 상기 채널은 또한 시간 변경 페이딩을 야기한다. 그러므로, OFDM/DFT 확장 OFDM 접속을 사용하는 무선 이동 시스템에서, 전체적인 시스템 성능과 효율은 시간 영역 스케줄링, 주파수 선택적 다중 사용자 스케줄링을 포함함으로써 향상될 수 있다. 주파수 선택적 다중 사용자 스케줄링의 경우에, 잠재적으로 업페이드(upfade)를 겪는 서브캐리어들의 인접 셋은 사용자로의 전송을 위해 할당된다. 업페이드는 다중경로 조건들이 힘을 얻기 위해 무선 신호를 일으키는 곳에서의 상황을 말한다. 전체 대역폭은 복수의 서브밴드로 나뉘어지고, 각 서브밴드는 복수의 인접한 서브캐리어들을 포함한다. 도 3에 도시된 바와 같이, 주파수 선택적 다중 사용자 스케줄링 모드에서 사용자로의 전송을 위해 서브캐리어  $f_1, f_2, f_3, f_4$ 는 서브밴드(201)로 그룹화된다. 주파수 선택적 다중 사용자 스케줄링은 일반적으로 채널 품질이 관측될 수 있는 낮은 이동성을 가지는 사용자에게 효과적이다.

[0043] OFDM 시스템에서의 균일하고 주파수 선택적인 스케줄링의 예를 도 4에 도시하였다. 도 4에 도시된 바와 같이, 사용자 1의 신호 품질은 가장자리에 위치한 자원 블록 RB#1, RB#2, RB#3, RB#8, RB#9, RB#10, RB#11, RB#12에서 더 좋고, 사용자 2의 신호 품질은 중간에 위치한 자원 블록 RB#4, RB#5, RB#6, RB#7에서 더 좋다. 만약 사용자 1이 가장자리에 위치한 자원 블록에 스케줄링 되고 사용자 2가 중간에 위치한 자원 블록에 스케줄링 되면, 신호 품질은 향상될 것이다. 주파수 선택적 다중 사용자 스케줄링을 위해 단말로부터 서브밴드마다 피드백되는 CQI(channel quality indication)가 요구된다.

[0044] MIMO 기법은 무선 통신 채널의 성능과 신뢰도를 높이기 위해 다중 송신 안테나와 다중 수신 안테나를 사용한다. MIMO 시스템은 K를 가지는 성능에서 선형적인 증가를 보장한다. 여기서 K는 송신 안테나(M)와 수신 안테나(N) 중 최소 개수, 즉  $K = \min(M, N)$ 이다.  $4 \times 4$  MIMO 시스템의 간단한 예가 도 5에 도시되어 있다. 이 예에서, 4개의 서로 다른 데이터 스트림이 각각 4개의 송신 안테나로부터 전송된다. 전송된 신호들은 4개의 수신 안테나에서 수신된다. 4개의 데이터 스트림을 복구하기 위해, 수신된 신호에 대해 몇몇 형태의 공간 신호 처리가 수행된다. 공간 신호 처리의 예는 전송된 데이터 스트림을 복구하기 위해 성공적인 간섭 제거 방법을 사용하는 V-BLAST(vertical Bell Laboratories Layered Space-Time)가 있다. 다른 MIMO 기법은 송신 안테나를 통한 몇몇 종류의 시공간 부호화를 수행하는 방법(예를 들어, D-BLAST(diagonal Bell Laboratories Layered Space-Time))과 SDMA(Spatial Division multiple Access)와 같은 빔포밍 방법을 포함한다.

[0045] MIMO 채널 추정에는 각각의 송신 안테나로부터 각각의 수신 안테나로의 링크들에 대한 채널 이득과 위상 정보의 추정을 포함한다. 그러므로  $M \times N$  MIMO 시스템의 채널은 다음 수학적 식 1과 같은  $M \times N$  행렬을 포함한다.

**수학적 식 1**

$$H = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1M} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & a_{2M} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ a_{M1} & a_{M2} & \cdots & a_{NM} \end{bmatrix}$$

[0046]

[0047] 여기에서  $a_{ij}$ 는 송신 안테나  $j$ 로부터 수신 안테나  $i$ 로의 채널 이득을 나타낸다. MIMO 채널행렬의 요소들을 추정할 수 있도록 하기 위해, 송신 안테나들 각각으로부터 개별적인 파일럿들이 전송된다.

[0048] 단일 코드워드 MIMO 기법의 예를 도 6에 도시하였다. 단일 코드워드 MIMO 전송의 경우에, CRC(152)가 단일 데이터 스트림(151)에 추가되고, 그 후 부호화(153)와 변조(154)가 순차적으로 수행된다. 부호화되고 변조된 심볼들은 그 후 다중 안테나(156)를 통해 전송되기 위해 역다중화(155)된다.

[0049] 도 4에 도시된 다중 코드워드 MIMO 전송의 경우에는, 데이터 스트림(161)이 더 작은 스트림 블록들로 역다중화(162)되고, 상기 스트림 블록들 각각에 CRC(163)가 추가된 후, 각각의 스트림 블록들에 대해 부호화(164)와 변조(165)가 수행된다. 그 후 상기 스트림 블록들은 각각 구별된 MIMO 안테나(166)를 통해 전송된다. 다중 코드워드 MIMO 전송의 경우에는, 각각의 스트림에 대해 소위 PARC(per antenna rate control) 기법을 야기하는 서로

다른 변조와 부호화가 수행될 수 있다. 또한 다중 코드워드 전송은 코드워드가 전체 신호로부터 제거되기 전에 각각의 코드워드에 대해 CRC 체크가 수행되기 때문에 더욱 효율적인 후복호화(poset-decoding)와 간섭 제거를 고려한다. 이러한 방법에서는, 제거 과정에서의 어떠한 간섭 확대를 막기 위해 오직 정확하게 수신된 코드워드들만이 제거된다.

[0050] 송신기들과 수신기들 간의 전송 채널이 비교적 일정할 때, 시스템 성능을 더욱 향상시키기 위해 페루프 MIMO 기법을 사용할 수 있다. 페루프 MIMO 시스템에서, 수신기는 송신기에게 채널 상황에 대한 피드백 정보를 알려준다. 송신기는 송신 기법을 최적화하기 위해 스케줄링 우선순위, 데이터와 자원 이용 가능성과 같은 다른 고려사항들과 함께 이 피드백 정보를 이용한다.

[0051] 대중적인 페루프 MIMO 기법은 MIMO 프리코딩이 있다. 프리코딩에 있어서, 송신기에서 다중 송신 안테나로 전달되는 전송 데이터 스트림은 프리코딩 즉, 프리코딩 행렬에 의해 사전 다중화된다.

[0052] 데이터 스트림들을 물리적 안테나로 매핑하기 전에 단일 프리코딩을 사용하는 선택적인 프리코딩 프로토콜이 도 8a와 도 8b에 도시되어 있다. 선택적인 프리코딩은 프리코딩 전에 VA(virtual antenna) 셋(171)을 형성한다. 이 경우에, 각 코드워드는 잠재적으로 모든 물리적 송신 안테나(172)를 통해 전송된다. 2개의 송신 안테나(172)의 경우에 대한 단일 프리코딩 매트릭스 P1과 P2의 두 예는 다음 수학식 2와 같다.

**수학식 2**

[0053] 
$$P_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad P_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix}$$

[0054] 변조 심볼 S1과 S2가 주어진 시간에 스트림 1, 스트림 2를 통해 각각 전송되었다고 가정한다. 그러면 도 8a에 도시된 예에서 매트릭스 P1으로 프리코딩한 후의 변조 심볼 T1과 도 8b에 도시된 예에서 매트릭스 P2로 프리코딩한 후의 변조 심볼 T2는 각각 하기 수학식 3에 기재된 바와 같다:

**수학식 3**

[0055] 
$$T_1 = P_1 \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_1 + S_2 \\ S_1 - S_2 \end{bmatrix}$$

$$T_2 = P_2 \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_1 + S_2 \\ jS_1 - jS_2 \end{bmatrix}$$

$$T_{11} = \frac{(S_1 + S_2)}{\sqrt{2}}$$

[0056] 그러므로 도 8a와 같이 프리코딩 행렬 P1에 의해 프리코딩이 완료되었을 때 심볼

$$T_{12} = \frac{(S_1 - S_2)}{\sqrt{2}}$$

은 안테나 1과 안테나 2를 통해 각각 전송될 것이다. 유사하게, 도 8b와 같이 프리코딩

$$T_{21} = \frac{(S_1 + S_2)}{\sqrt{2}} \quad \text{과} \quad T_{22} = \frac{(jS_1 - jS_2)}{\sqrt{2}}$$

행렬  $P_2$ 에 의해 프리코딩이 완료되었을 때 심볼 1과 안테나 2를 통해 각각 전송될 것이다. 도 8a와 도 8b에 도시된 바와 같이 IFFT 동작 이전에 OFDM 서브캐리어 레벨에서 프리코딩이 완료된다.

[0057] MIMO 프리코딩의 예는 푸리에 기반 프리코딩이 있다. 푸리에 행렬은 다음 수학적 식 4와 같이 주어진 원소들을 가지는  $N \times N$  정방행렬이다.

**수학적 식 4**

$$P_N = e^{j2\pi mn/N} \quad m, n = 0, 1, \dots, (N-1)$$

[0058]

[0059]  $2 \times 2$  푸리에 행렬은 다음 수학적 식 5와 같이 표현될 수 있다:

**수학적 식 5**

$$P_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & e^{j\pi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

[0060]

[0061] 유사하게,  $4 \times 4$  푸리에 행렬은 다음 수학적 식 6과 같이 표현될 수 있다:

**수학적 식 6**

$$P_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{j\pi/2} & e^{j\pi} & e^{j3\pi/2} \\ 1 & e^{j\pi} & e^{j2\pi} & e^{j3\pi} \\ 1 & e^{j3\pi/2} & e^{j3\pi} & e^{j9\pi/2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & j & -1 & -j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -j & -1 & j \end{bmatrix}$$

[0062]

[0063] 다중 프리코더 매트릭스는 다음 수학적 식 7과 같이 푸리에 행렬에서 순환 파라미터 ( $g/G$ )를 도입함으로써 정의될 수 있다:

**수학적 식 7**

$$P_{mn} = e^{\frac{j2\pi n}{N} \left( n + \frac{g}{G} \right)} \quad m, n = 0, 1, \dots, (N-1)$$

[0064]

[0065] 4개의  $2 \times 2$  푸리에 행렬 셋은  $G=4$ 를 취함으로써 정의될 수 있다.  $g=0, 1, 2, 3$ 인 이러한 4개의  $2 \times 2$  푸리에 행렬은 다음 수학적 식 8 내지 11과 같다:

수학식 8

$$P_2^0 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

[0066]

수학식 9

$$P_2^1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j\pi/4} & -e^{j\pi/4} \end{bmatrix}$$

[0067]

수학식 10

$$P_2^2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j\pi/2} & -e^{j\pi/2} \end{bmatrix}$$

[0068]

수학식 11

$$P_2^3 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j3\pi/4} & -e^{j3\pi/4} \end{bmatrix}$$

[0069]

[0070] 기지국으로부터 단말로의 전송 경로, 즉, 하향링크 전송에서, 프리코딩 행렬은 보통 단말에 의해 기지국으로 전송되는 프리코딩 피드백 정보에 따라 결정된다. 프리코딩 피드백 정보는 전형적으로 프리코딩 행렬 식별자를 포함한다.

[0071] OFDM 시스템에서의 전체 대역폭이 각각 연속되는 서브캐리어들로 이루어진 복수의 서브밴드들로 나뉘질 때, 도 9에 도시된 예와 같이 OFDM 시스템에서의 주파수 선택적 페이딩 때문에, 서로 다른 서브밴드(SB)들에 대한 최적의 프리코딩은 서로 다를 수 있다. 도 9에서, 서로 다른 SB들은 서로 다른 프리코딩 행렬을 사용한다. 연속된 OFDM 서브캐리어 1부터 64를 포함하는 SB1은 프리코딩 매트릭스  $P_2^2$ 를 사용하고, 연속된 OFDM 서브캐리어 65부터 128을 포함하는 SB2는 프리코딩 매트릭스  $P_2^1$ 를 사용한다. 그러므로 프리코딩 피드백 정보는 서브밴드를 토대로 전송된다. 게다가 피드백 에러 때문에, 기지국은 또한 단말로 전송된 서브밴드에 사용된 프리코딩 정보를 알릴 필요가 있다. 이것은 하향링크에서의 추가적인 시그널 오버헤드를 야기한다.

[0072] 프리코딩 정보 외에, 피드백 정보의 다른 형태로는 랭크 정보, 즉 MIMO 계층의 개수가 있다. MIMO 계층은 데이터 심볼이 전송될 수 있는 공간 채널이다. 시스템이 4×4 MIMO를 지원할 수 있을 때조차도 랭크-4(4 MIMO 계층) 전송이 항상 바람직한 것은 아니다. UE에 의해 경험된 MIMO 채널은 일반적으로 전송에 사용될 수 있는 최대 랭크를 제한한다. 일반적으로 시스템에서 신호가 약한 사용자에 대해, 처리량 예측으로부터 더 높은 랭크 전송을 통해 낮은 랭크 전송이 선호된다. 게다가 주파수 선택적 페이딩 때문에, 서로 다른 서브밴드에 대한 최적 랭크는 다를 수 있다. 도 10에 도시된 바와 같이, SB1은 랭크-1 전송을 사용하고, SB2는 랭크-2 전송을 사용한다. 그러므로 단말은 서브밴드에 기초한 피드백 정보에 랭크 정보를 포함시킬 필요가 있다. 또한 피드백 에러의 가

능성 때문에, 기지국은 추가적으로 서로 다른 서브밴드에 대해 전송된 MIMO 랭크를 지시할 필요가 있다. 랭크 정보는 또한 서브밴드들에 대해 공통일 수 있다. 즉, 단일 랭크 값은 모든 서브밴드에 대해 보고된다. 어떤 경우에는 이것이 하향링크에 있어서 추가적인 오버헤드를 야기한다.

[0073] MIMO 피드백 정보의 또 다른 형태로는 계층 순서 정보가 있다. 도 11의 예에서, SB1, SB2, SB4, SB5, SB8에 대한 계층 순서는 계층 2 다음에 계층 1이다. 반면에 SB3, SB6, SB7에 대한 계층 순서는 계층 1 다음에 계층 2이다. 계층 순서 정보는 일반적으로 단말에 의해 전송되고 하향링크에 대한 제어 신호에서 기지국에 의해 지시된다. 계층 순서는 그들이 경험하는 채널 품질 또는 다른 유사한 기준일 수 있다.

[0074] MIMO와 non-MIMO 시나리오에 모두 적용되는 피드백 정보의 다른 형태로는 전송을 위해 선택된 서브밴드가 있다. 이 경우에, 프리코딩, 랭크, 선택된 계층의 아이디, 계층 순서와 같은 MIMO 피드백 정보는 오직 선택된 서브밴드를 위해서만 제공된다. 그러나 이 경우에 단말과 기지국은 모두 선택된 서브밴드에 대한 정보를 시그널링 할 필요가 있다.

[0075] LTE 시스템에서 PUCCH(Physical Uplink Control Channel)는 보통 CAZAC ZC(Zadoff-Chu) 시퀀스에 사용된다. 길이 N의 ZC 시퀀스는 다음 수학적 식 12와 같이 정의된다.

**수학적 식 12**

$$g_p(n) = \begin{cases} e^{-j\frac{2\pi 1}{M 2}pn^2} & \text{when } N \text{ is even} \\ e^{-j\frac{2\pi 1}{M 2}pn(n+1)} & \text{when } N \text{ is odd} \end{cases}, n = 0, 1, \dots, N-1$$

[0076]

[0077] 여기서 시퀀스 인덱스  $p$ 는  $N$ 에 대해 상대적인 소수이다(즉,  $p$ 와  $N$ 에 대한 공약수는 오직 1뿐이다). 고정된  $p$ 에 대해, ZC 시퀀스는 이상적인 주기적 자기 상관 특성을 가진다(즉, 주기적 자기 상관은 0을 제외한 모든 시간 이동에 대해 0이다). 서로 다른  $p$ 에 대해, ZC 시퀀스는 직교하지 않으나, 낮은 상관도를 나타낸다. 만약 시퀀스 길이  $N$ 이 소수로 선택되면, 시간 이동과 관계없는 어떤 두 개의 시퀀스 사이에  $1/\sqrt{N}$ 의 주기적 상호 상관 특성을 가지는  $N-1$  개의 서로 다른 시퀀스가 존재한다.

[0078] 요약하면,  $N$ 이 소수로 주어졌을 때, ZC 시퀀스에 대해, 고정된 주기적 상호상관 특성을 가지는  $N-1$  개의 서로 다른 시퀀스들이 프리앰블로써 이용될 수 있다. 게다가, 시퀀스 각각은 이상적인 주기적 자기 상관 특성을 가진다.

[0079] 단일 캐리어 변조와 주파수 영역 등화를 사용하는 SC-FDMA(Single carrier frequency division multiple access)는 OFDMA 시스템과 유사한 성능과 복잡도를 가지는 기술이다. SC-FDMA의 이점 중 하나는 고유의 단일 캐리어 구조 때문에 SC-FDMA 신호가 낮은 PAPR(peak-to-average power ratio)을 가진다는 것이다. 낮은 PAPR은 일반적으로 높은 전력 증폭 효과를 야기하고, 그것은 특히 상향링크 전송에 있어서 단말에게 중요하다. SC-FDMA는 3GPP LTE에서 상향링크 다중 접속 기법으로서 선택된다. SC-FDMA의 송수신기 체인의 예가 도 12에 도시되어 있다. 송신기 측에서, 데이터 또는 제어 신호가 S/P 변환기(181)에 의해 직렬에서 병렬로 변환된다. 시간 영역 데이터가 서브캐리어 매핑부(183)에 의해 서브캐리어 셋에 매핑되기 전에 DFT 변환부(182)에 의해 시간 영역 데이터 또는 제어신호에 DFT가 적용된다. 낮은 PAPR 보장을 위해, 일반적으로 주파수 영역에서의 DFT 출력이 인접한 서브캐리어 셋에 매핑된다. 그리고 나서 신호를 시간 영역으로 돌리는 변환을 위해 일반적으로 DFT보다 큰 사이즈의 IFFT가 IFFT 변환기(184)에 의해 적용된다. P/S 변환기(185)에 의해 병렬에서 직렬로 변환된 후, 데이터 또는 제어 신호가 송신 전처리부(187)로 전송되기 전에 CP 삽입부(186)에 의해 데이터 또는 제어 신호에 CP가 삽입된다. CP가 삽입된 신호는 SC-FDMA 블록이라고 한다. 무선 통신 시스템에서 신호가 다중경로 페이딩과 같은 채널 통신 채널(188)을 통과한 후, 수신기는 수신 전처리부(191)에 의해 수신 전처리를 수행하고, CP 제거부(192)에 의해 CP를 제거하고, FFT 변환부(194)에 의해 FFT를 적용하며, 주파수 영역 등화를 한다. 등화된 신호가 주파수 영역에 디매핑(195)된 후에 IDFT(196)가 적용된다. IDFT의 출력은 복조, 복호와 같은 추가적인 시간 영역의 처리를 위해 전달된다.

[0080] LTE SC-FDMA 시스템에서 PUCCH를 위한 자원할당의 예가 도 13에 도시되어 있다. 대역의 가장자리에 있는 자원들은 제어 채널에 할당된다. 단말은 주어진 시간에 오직 인접한 주파수 대역 내에서 데이터를 전송하기 때문에,

단일 캐리어 전송 특성을 유지하는 동안, 주파수 다이버시티를 획득하기 위해 상향링크 제어를 위한 각 자원 채널은 한 서브프레임 내에서 두 슬롯에 걸쳐서 대역의 한 가장자리에서 다른 가장자리로 호핑한다. 상향링크 데이터의 전송이 없는 경우에, ACK(Acknowledgement) 채널은 이러한 자원 채널들 중 하나를 통해 전송된다. 상향링크 데이터 전송이 있는 경우에, ACK과 다른 상향링크 제어 채널들은 단말에게 할당된 자원 블록들 내에서 데이터 전송과 함께 다중화 될 수 있다.

- [0081] 단말로부터의 서로 다른 피드백 정보 타입은 다음과 같이 요약된다:
- [0082] - 서브밴드 CQI 정보
- [0083] - MIMO 랭크
- [0084] - 안테나/계층 선택
- [0085] - MIMO 프리코딩
- [0086] - 하향링크 데이터 전송을 위한 ACK/NACK
- [0087] 동시 전송 기법에서, 피드백 제어 정보의 각 타입은 각각 부호화/변조되고 전송된다. 이는 다중 제어 타입들에 대한 효율적인 부호화가 적용될 수 없기 때문에, 비효율적인 전송을 야기한다. 게다가 몇몇 타입의 CRC가 에러 검출 과정을 위해 사용된다면, 과도한 오버헤드를 야기하는 제어 정보 타입들 각각에 대해 CRC가 요구된다.
- [0088] 본 발명에서, 도 14와 같이 단말로부터의 서로 다른 타입의 피드백 정보를 공동으로 부호화하기 위한 기법을 설명한다. 포맷 필드는 각 필드의 길이와 필드들의 존재 여부를 나타낸다. 예를 들어, 기지국으로부터의 하향링크 전송이 수신되고 피드백 제어 메시지 전송시에 ACK 또는NACK 메시지가 전송되어야 한다면 ACK/NACK 피드백이 존재할 것이다. 유사하게, 어떤 경우에 하나의 피드백 정보가 다른 정보보다 많이 변한다. 이 경우, 큰 델타 변화를 겪은 정보를 피드백하는 것이 적당하다. 예를 들어, 몇몇 경우에, CQI 정보는 MIMO 프리코딩에 대한 정보를 제공하지 않는 동안에 갱신될 수 있다. 다른 경우에, MIMO 프리코딩정보는 CQI 정보가 갱신되지 않는 동안에 제공될 수 있다. 도 14에 도시된 메시지 필드들은 도시하기 위한 것이다. 본 발명은 도 14에 도시된 필드들의 서브셋을 공동으로 부호화하는 기법을 포함할 수 있다.
- [0089] 서로 다른 타입의 정보가 함께 부호화될 때, 또한 더욱 효율적으로 제어 정보를 전송할 수 있다. 도 15에 도시된 바와 같이, 랭크와 선택된 계층 정보는 하나의 필드에 합쳐진다. 전체 4비트의 피드백(4+6+4+1=15 조합)은 4개의 송신 안테나(안테나 1,2,3,4)의 MIMO 전송의 경우를 위한 MIMO 랭크와 계층 선택 지시를 위해 제공된다. 특히, 4개의 조합(조합 0~3)은 랭크 1 전송을 위해 제공되고, 6개의 조합(조합 4~9)은 랭크 2 전송을 위해서 전송되고, 4개의 조합(조합 10~13)은 랭크 3 전송을 위해서 제공되고, 하나의 조합(조합 14)은 랭크 4 전송을 위해서 제공된다. 2개의 전송 안테나를 가지는 경우에는, MIMO 랭크와 계층 선택 지시가 2비트를 요구한다.
- [0090] 본 발명의 제1 실시예에 따르면, 표 1은 11개의 가능한 PUCCH 포맷의 목록을 나타낸 것이다. PUCCH는 다음의 7개의 필드를 포함할 수 있다: 포맷, 서브밴드 CQI, MIMO 랭크와 선택된 계층, MIMO 프리코딩, ACK/NACK, 예비, CRC. PUCCH는 60,43,36,27,16비트의 총 5개의 가능한 페이로드 크기를 가질 수 있다. 전체 대역폭에 걸쳐서 1, 5, 10개의 서브밴드가 정의될 때, 단말이 피드백을 제공한다고 가정한다. 첫 번째 가능한 제어 채널, 즉, 제어 채널 1은 10개의 서브밴드를 가지는 경우에 대해 서브밴드 CQI와 MIMO 프리코딩 정보에 기초한 서브밴드를 운반한다. 제어채널 1의 총 페이로드 크기는 60 비트이다. 제어채널 2는 10개의 서브밴드를 가지는 경우에 대해 서브밴드 CQI를 운반하고, MIMO 정보는 운반하지 않는다. 만약 서브밴드에 대해 MIMO 랭크 정보가 공통이라면, PUCCH에 대해 MIMO 랭크와 선택된 계층에 대한 정보를 운반할 필요가 없다. 그러므로 "MIMO 랭크와 선택된 계층" 필드의 비트 수는 0일 수 있다. 제어채널 2의 페이로드 크기는 36 비트이다. 제어채널 3은 서브밴드가 10개인 경우에 MIMO 정보를 운반하고 CQI 정보는 운반하지 않는다. 제어 채널 3의 페이로드 크기는 36 비트이다. 단말은 기지국에 서브밴드 CQI와 서브밴드 기반의 프리코딩 정보를 모두 제공하기 위해 제어 채널 2와 제어채널 3을 교대로 전송한다. 1 비트 포맷 지시자는 정해진 시간에 운반되는 정보를 기지국에게 알려준다. 이러한 제어 채널 2와 제어채널 3의 교대 전송은 단말이 서브밴드 CQI와 서브밴드 프리코딩 정보를 모두 전송하기 위해 제어 채널 1을 사용하는 경우와 비교해서 낮은 전력에서 전송할 수 있도록 한다. 1 비트 포맷 지시자가 있기 때문에 기지국은 제어채널 2와 제어채널 3 사이를 블라인드 복호화 할 필요가 없다.
- [0091] 제어채널 4는 10개의 서브밴드가 있는 경우에 단말이 공통의 MIMO 프리코딩 정보와 함께 서브밴드 CQI를 피드백할 때 사용된다. 동일한 페이로드 크기(즉, 43 비트)를 가지는 제어채널 7은 5개의 서브밴드가 있는 경우에 단말이 서브밴드 CQI와 서브밴드 기반 MIMO 프리코딩MIMO 정보를 피드백 할 때 사용된다. 1비트 포맷 지시자는

널 번호 4와 7을 구별한다.

[0092] 제어채널 5,6,8,9는 동일한 27비트의 페이로드 크기를 가지며 2비트의 포맷 지시자 필드에 의해 구분된다. 예를 들어, 제어채널 5는 단말이 평균 CQI와 단일 서브밴드의 경우에 효과적인 공통 프리코딩을 피드백 할 때 사용된다.

[0093] 남은 2개의 제어채널들, 즉 제어채널 10과 제어채널 11은 평균 CQI 피드백을 위해 사용되고 MIMO 프리코딩은 피드백하지 않는다. 제어채널 10과 11의 차이는 제어채널 10이 ACK/NACK 필드를 운반하지 않는다는 것이다. 제어채널 11은 2비트의 ACK/NACK 필드와 감소된 granularity 3비트 CQI 필드를 운반한다. 두 제어채널 모두 총 16비트를 운반한다.

[0094] 여기서 기술하지 않는 다른 실시예에서, 평균 CQI와 서브밴드 프리코딩을 운반하는 다른 PUCCH 포맷이 정의될 수 있다. 또한 PUCCH에 상향링크 자원 요청과 같은 다른 필드들이 추가되어 추가적인 제어 포맷을 형성할 수도 있다. 또한, ACK/NACK이 요구되지 않을 때, 2비트 ACK/NACK 필드는 자원 요청을 전송하는 것과 같은 다른 목적을 위해 사용될 수도 있다. 유사하게, 2개의 송신 안테나가 사용될 때, MIMO 랭크와 계층 선택 필드는 단지 2비트를 요구하며, 따라서 남아있는 2비트는 다른 타입의 상향링크 피드백이나 CQI 필드와 같은 몇몇 필드들이 더 많은 비트를 이용할 수 있도록 하기 위해 사용될 수 있다.

표 1

	제어 채널 번호	포맷	서브밴드 CQI	MIMO 랭크와 선택된 계층	MIMO 프리코딩	ACK/NACK	여분	CRC	총 비트
서브밴드 CQI와 서브밴드 프리코딩 [10개의 서브밴드]	1	0	25	4	20	2	1	8	60
서브밴드 CQI 전송, MIMO 정보 전송안됨 [10개의 서브밴드]	2	1	25	0	0	2	0	8	36
MIMO와 ACK/NACK (CQI 정보는 전송안됨) [10개의 서브밴드]	3	1	0	4	20	2	1	8	36
서브밴드 CQI와 공통 프리코딩 [10개의 서브밴드]	4	1	25	4	3	2	0	8	43
평균 CQI와 공통 프리코딩 [1개의 서브밴드]	5	2	5	4	3	2	3	8	27
평균 CQI 전송, (고정된)프리코딩 전송안됨 [1개의 서브밴드]	6	2	5	4	0	2	6	8	27
서브밴드 CQI와 서브밴드 프리코딩 [5개의 서브밴드]	7	1	15	4	10	2	3	8	43
서브밴드 CQI 전송, MIMO 정보 전송안됨 [5개의 서브밴드]	8	2	15	0	0	2	0	8	27
MIMO와 ACK/NACK (CQI 정보 전송안됨) [5개의 서브밴드]	9	2	0	4	10	2	1	8	27
평균 CQI 전송, (고정된)프리코딩과 ACK/NACK 전송안됨	10	1	5	2	0	0	0	8	16
평균 CQI (3비트의 감소된 granularity) 전송, 프리코딩 전송안됨, 2비트 ACK/NACK 전송	11	1	3	2	0	2	0	8	16

[0095]

[0096] 본 발명의 제2 실시예에 따르면, 도 16에 도시된 바와 같이, 먼저 PUCCH가 테일 비트 삽입부(210)로 전달된다. 테일 비트는 컨벌루션 부호화기(212)를 미리 정해진 상태로 설정하기 위해 데이터 블록의 끝부분에 추가되는 고

정된 비트의 시퀀스이다. 그 후, PUCCH는 컨벌루션 부호화기(212)에 의해 컨벌루션 코드로 부호화된다. 부호화된 정보는 평처링/반복부(214)에 의해 필요한 만큼 평처링된다. 정보는 S/P 변환부(216)에 의해 S/P 변환된 후, QPSK(Quadrature Phase-Shift Keying) 변조를 사용하는 변조기(218)에 의해 변조된다. CAZAC 시퀀스 변조기(220)는 CASAC 시퀀스를 사용하여 복합 변조 심볼들을 추가로 변조한다. CAZAC 시퀀스는 사용 가능한 다른 시퀀스들과 함께 사용될 수 있다. 변조된 CAZAC 시퀀스에 대해 FFT 변환기(222)에서 FFT 동작이 수행되고, 그 결과 샘플들은 매핑부(224)에 의해 IFFT(225)의 입력으로 PUCCH 서브캐리어 자원들에 매핑된다. CP가 추가된 후, 그 결과 신호는 역변환부(228)에 의해 RF 신호로 역변환되고 적어도 하나의 안테나를 통해 전송된다. QPSK 외에 BPSK, 16-QAM과 같은 다른 변조 포맷이 사용될 수도 있다. 게다가, 컨벌루션 부호화 이외에 테일 비트 컨벌루션 코드와 같은 부호화 기법이나 다양한 타입의 블록 코드들이 사용될 수도 있다. 또한 상기 과정들에서 하나 또는 그 이상의 과정이 생략될 수도 있다. 예를 들어, 어떤 실시예에서는 변조 심볼이 직접 FFT 프리코딩되어 CAZAC 시퀀스 변조 없이 물리 자원에 매핑될 수도 있다. 또 다른 실시예에서는, FFT 프리코딩 동작이 생략될 수도 있다.

[0097] 도 17에 도시된 본 발명의 실시예에서, 8비트의 테일비트가 36 비트의 PUCCH 정보에 추가되고 상기 정보는 1/3 부호율로 컨벌루션 부호화된다. 이는 총 132 비트의 부호화된 비트를 생성한다. 다음 과정으로, 36 비트들이 평처링되고 96비트의 부호화 비트를 제공한다. 이 96 비트의 부호화 비트들은 QPSK 변조되어 48개의 복합 변조 심볼을 생성한다. 각 복합 변조 심볼은 추가로 CAZAC 시퀀스 변조되고, 그 결과에 따른 48개의 시퀀스들이 48개의 물리 자원 요소에 매핑된다.

[0098] 본 발명의 제3 실시예에 따르면, PUCCH 물리 자원 매핑의 예는 도 18에 도시한 바와 같다. 본 발명의 제3 실시예에서는 QPSK를 사용하는 간섭 변조가 가정된다. 도 19에 도시된 바와 같이, 간섭 전송의 경우에, CAZAC 시퀀스가 변조 심볼 및 파일럿과 함께 변조되거나 수신기에서의 채널 추정을 돕기 위해 기준 신호가 전송된다. 간섭 수신에, 채널 추정은 수신된 파일럿 또는 기준 신호를 토대로 수행된다. 그 후 채널 추정은 수신된 PUCCH 데이터 심볼에 대해 FDE를 수행하기 위해 사용된다. FDE에서 출력되는 등화된 변조 샘플들은 전송된 PUCCH 데이터 변조 심볼을 얻기 위해 상기 사용된 CAZAC 시퀀스에 의해 복조된다. QPSK를 사용하는 간섭 변조에서는, 하나의 시퀀스에 의해 2개의 비트가 운반될 수 있다. PUCCH 매핑에 대해, RE(resource element)는 단일 SC-FDMA 블록 또는 OFDM 심볼에 대해 하나의 RB가 정의된다. 도 18의 예에서, PUCCH는 48개의 RE에 매핑된다. 즉, PUCCH는 12개의 SC-FDMA 블록들에서 4개의 RB를 통해 전송된다. 각 QPSK 심볼은 12 길이의 CAZAC 시퀀스를 변조하고, 각 변조된 CAZAC 시퀀스는 하나의 RE(12개의 서브캐리어)에 매핑된다.

[0099] 도 20에 도시된 본 발명의 제4 실시예에 따르면, PUCCH는 각 서브프레임에서 사용되는 하나의 RB를 가지는 4개의 서브프레임에 매핑된다. 각 CAZAC 시퀀스는 12 길이를 가지며, 12개의 서브캐리어에 매핑된다. 하나의 서브프레임 내에는 12개의 SC-FDMA 블록이 있다. 그러므로 12 길이의 CAZAC 시퀀스는 하나의 서브프레임 내에서 운반된다. 각 서브프레임은 48개의 변조 CAZAC 시퀀스를 운반하는 4개의 서브프레임을 가지는 12개의 변조된 CAZAC 시퀀스들을 운반한다. 이는 PUCCH 전송에 있어서 시간 다이버시티를 이용할 수 있도록 한다. 또한, 작은 대역폭에 대해 RB의 총 개수가 작으므로 시간축에서 PUCCH를 확산하는 것은 서브프레임당 더 적은 RB를 사용하도록 한다.

[0100] 본 발명의 제5 실시예에서는, 서로 다른 길이를 가지는 CAZAC 시퀀스들이 사용될 수 있다. 예를 들어, 도 21은 길이 6의 CAZAC 시퀀스가 사용되는 경우를 보여준다. 이 경우에, 48개의 변조된 CAZAC 시퀀스들은 2개의 RB, 즉 24개의 자원요소를 통해 전송된다. 이 경우에 12개의 서브캐리어를 포함하는 각 자원 요소는 각각 길이 6의 CAZAC 시퀀스 2개를 포함한다.

[0101] 도 22에 도시된 본 발명의 제6 실시예에서, PUCCH는 CAZAC 시퀀스 변조 없이 12개의 SC-FDMA 블록들에서 4개의 서브캐리어에 매핑된다. 12개의 SC-FDMA 블록들에 있는 4개의 서브캐리어는 PUCCH로부터 48개의 QPSK 변조 심볼을 운반하기 위해 사용되는 48개의 서브캐리어를 제공한다.

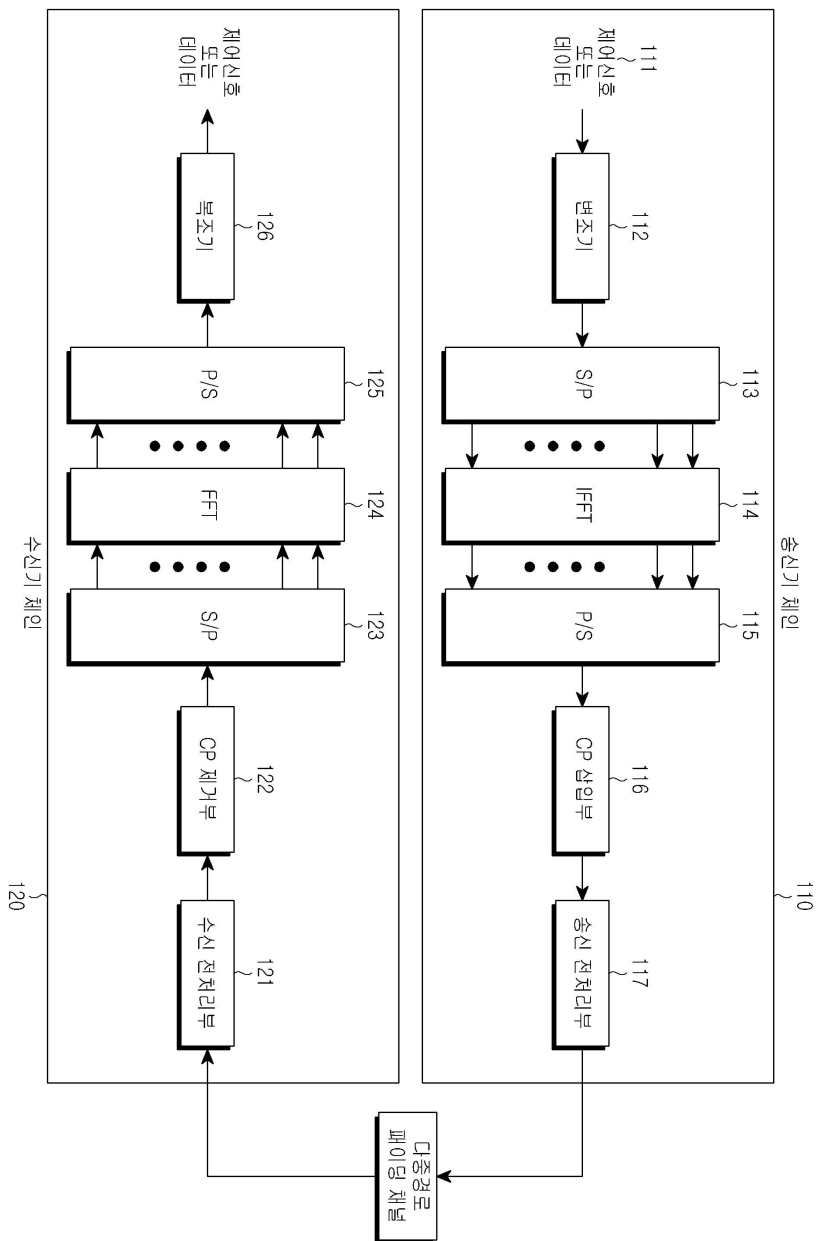
[0102] 도 23에 도시된 본 발명의 제7 실시예에서는, 길이 256의 다중 CAZAC 시퀀스들, 즉 256개의 가능한 CAZAC 시퀀스들이 12개의 SC-FDMA 블록들에서 256개의 서브캐리어를 통해 전송된다. 각 256개의 가능한 CAZAC 시퀀스는 256개의 요소들을 가진다. 이전 실시예와 달리, 제7 실시예는 비간섭 전송을 사용한다. 도 24에 도시된 바와 같이, 비간섭 전송의 경우에, CAZAC 시퀀스는 IFFT의 입력단에서 서브캐리어들에 매핑된다. FFT 프리코딩이 사용될 때, CAZAC 시퀀스는 FFT의 입력에 매핑되고 FFT의 출력 샘플들은 IFFT의 입력단에서 서브캐리어들에 매핑된다. 비간섭 수신에, 수신기는 수신된 주파수 영역의 샘플들을 모든 가능한 CAZAC 시퀀스들을 가지고 상관 동작을 수행한다. 그런 다음 문턱 값을 토대로 수신된 CAZAC 시퀀스에 대해 디시전(decision)이 이루어진다.

다중 시퀀스들로부터 단일 시퀀스가 수신되었기 때문에, 수신된 시퀀스는 PUCCH의 정보 비트를 나타낸다.  $28=256$ 이므로 8비트 정보에 의해 256개의 CAZAC 시퀀스들 각각이 표현될 수 있다. 12개의 SC-FDMA 블록들 각각에서 256 CAZAC 시퀀스들 중에 전송될 단일 시퀀스가 선택된다. 이는 12개의 SC-FDMA 블록에서 총 96개( $12 \times 8=96$ )의 부호화 비트를 가지는 각 SC-FDMA 블록에 8비트를 전송할 수 있도록 한다. 이 경우에 비간섭 검출은 PUCCH와 함께 전송되는 파일럿 요구나 기준 신호 없이 전송된 시퀀스들에 대해 수행될 수 있다.

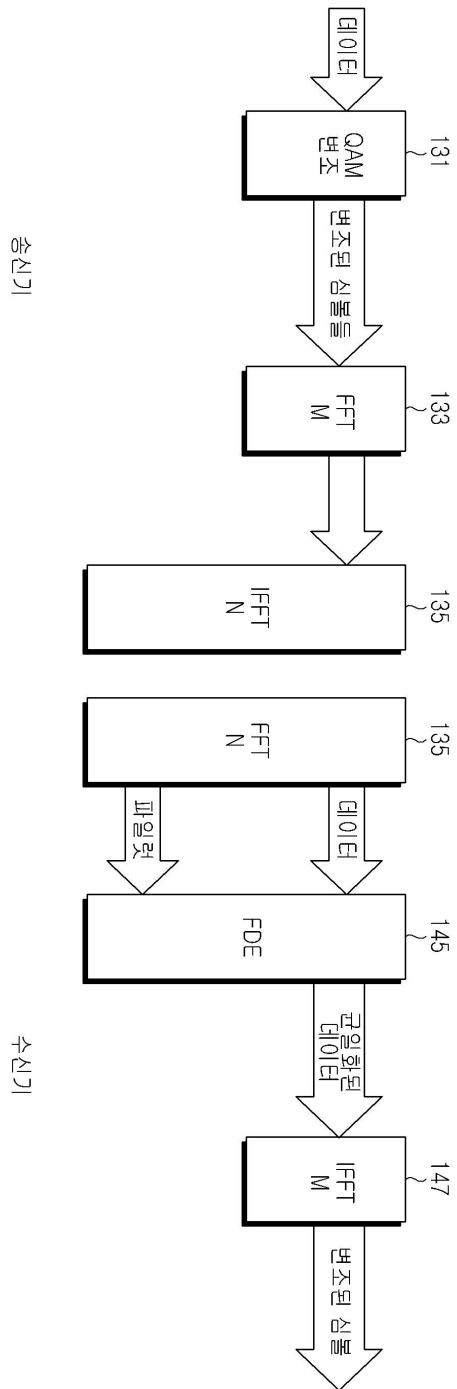
- [0103] 도 25에 도시된 본 발명의 제8 실시예에서는, 두 개의 길이 16의 CAZAC 시퀀스들, 즉 16 시퀀스들이 12개의 SC-FDMA 블록들 각각에서 32 개의 서브캐리어를 통해 전송된다. 16 CAZAC 시퀀스들 중에 하나의 시퀀스가 각 SC-FDMA 블록에서 16개의 서브캐리어를 사용하여 전송된다. 이는 각 SC-FDMA 블록에서 16개의 서브캐리어 각각에 4 비트를 전송할 수 있다. 그러므로 총 96개( $12 \times 2 \times 4=96$ )의 부호화 비트는 12개의 SC-FDMA 블록에서 32개의 서브캐리어에 전송될 수 있다. 이 경우에 비간섭 검출은 PUCCH와 함께 전송되는 파일럿 요구나 기준 신호 없이 전송된 시퀀스에 대해 수행될 수 있다.
- [0104] LTE 시스템에서 eNode-B라고 하는 기지국은 또한 단말이 사용할 수 있는 PUCCH 채널을 구성할 수 있다. eNode-B가 단말에게 표 1에 기재된 PUCCH 포맷들 모두를 사용하도록 허락한 경우에, eNode-B에서 페이로드 크기 5에 대해 총 5개의 블라인드 복호화가 필요하다. 그러나 11개의 서로 다른 PUCCH의 실제 포맷이 지원되고, 이들 포맷들 중 몇몇은 1 또는 2 비트 포맷 필드를 사용하여 구별된다. 그러므로 추가적인 블라인드 복호화는 필요하지 않다.
- [0105] CRC가 실패했을 때, ACK/NACK이 다른 정보들과 함께 공동으로 부호화되어 전송되면, eNode-B는 그 때 NACK 신호로서 전송된 어떤 ACK/NACK을 해석해야 한다.
- [0106] SC-FDMA 블록들이 기준신호(RS)를 알리는 것과 같은 다른 목적들을 위해 사용되는 경우에, 부호화 심볼들의 추가적인 평처링이 수행되거나 많은 RB나 서브캐리어들이 PUCCH에 할당될 수 있다.

도면

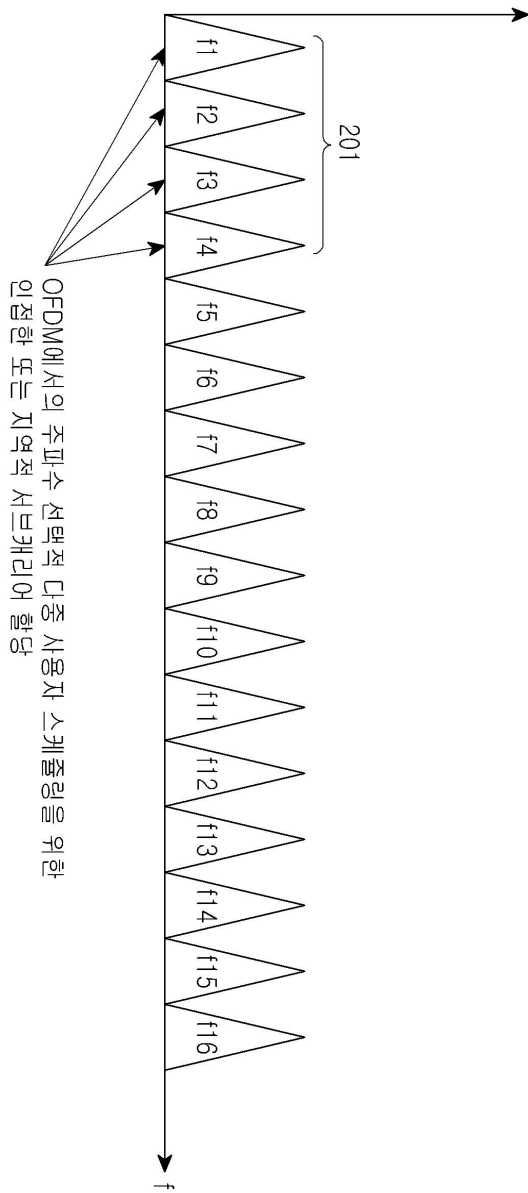
도면1



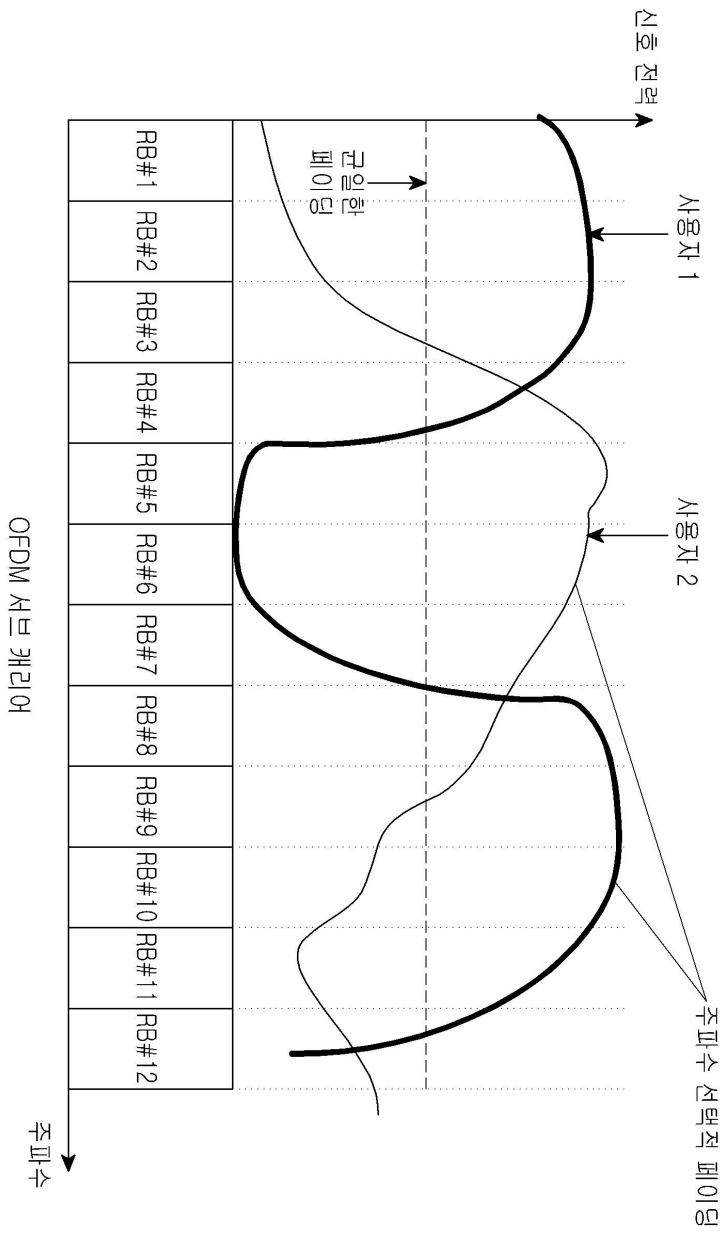
도면2



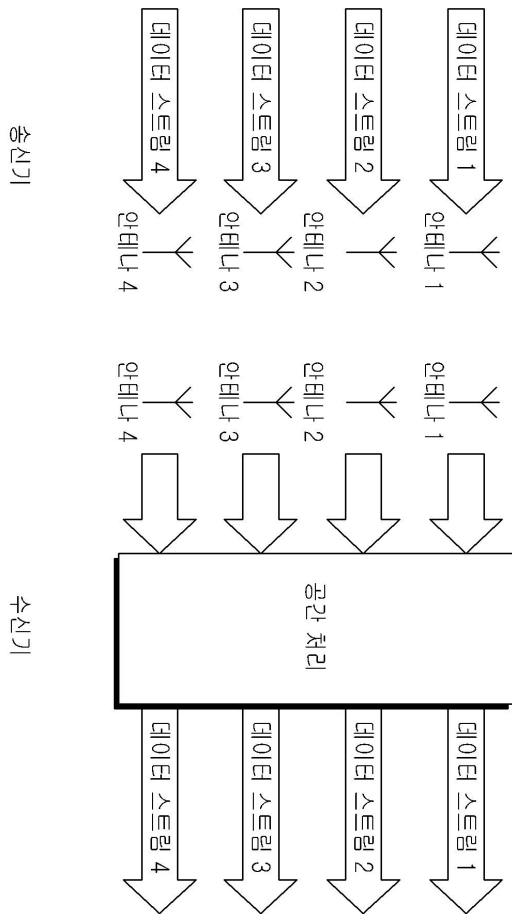
도면3



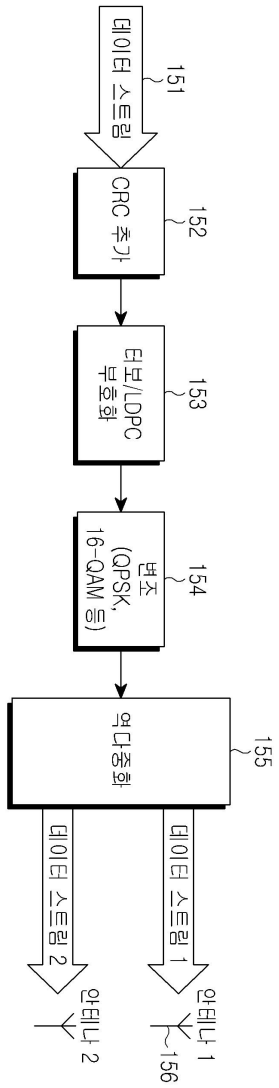
도면4



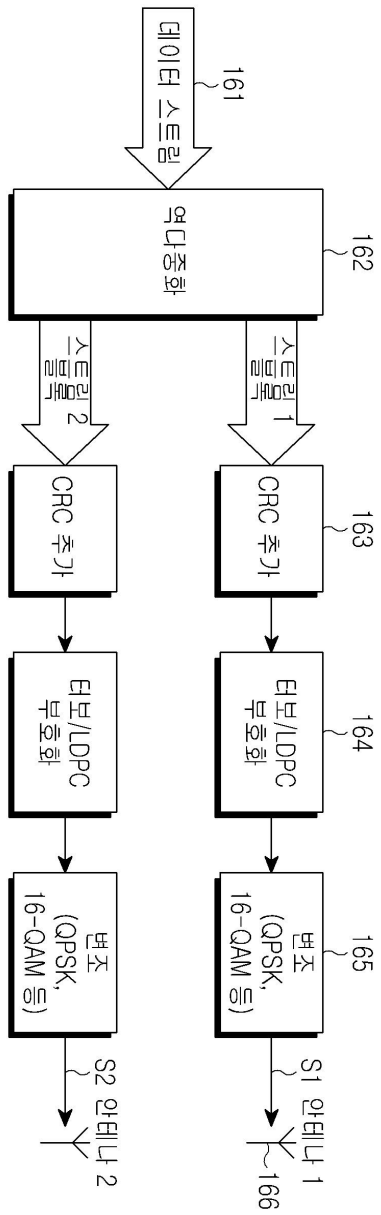
도면5



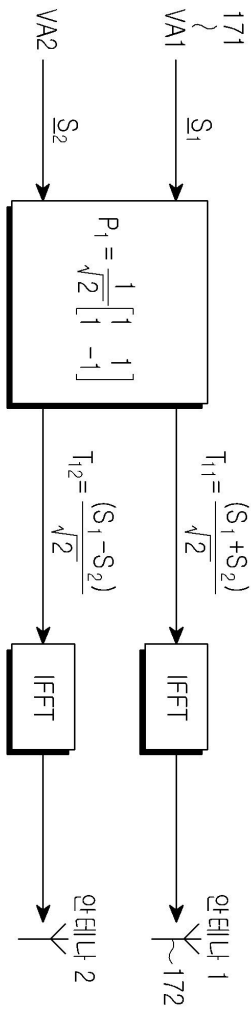
도면6



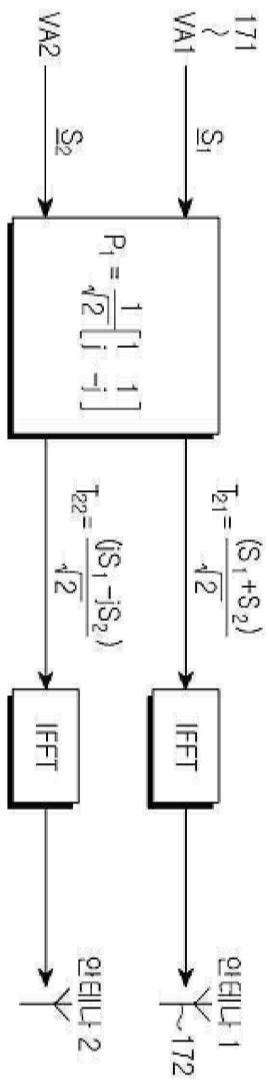
도면7



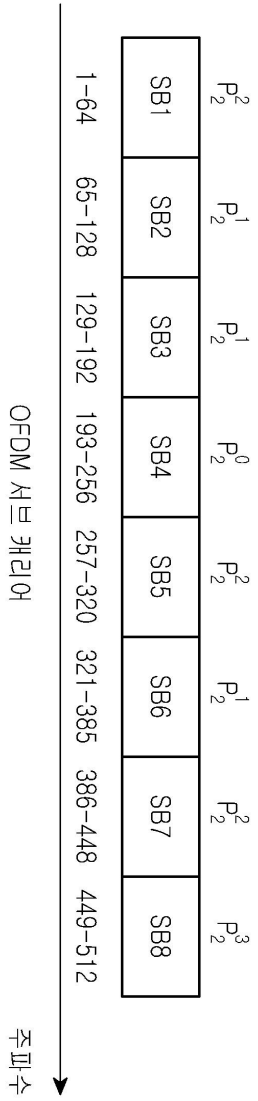
도면8a



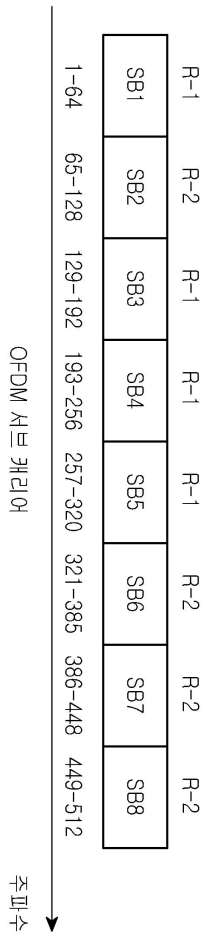
도면8b



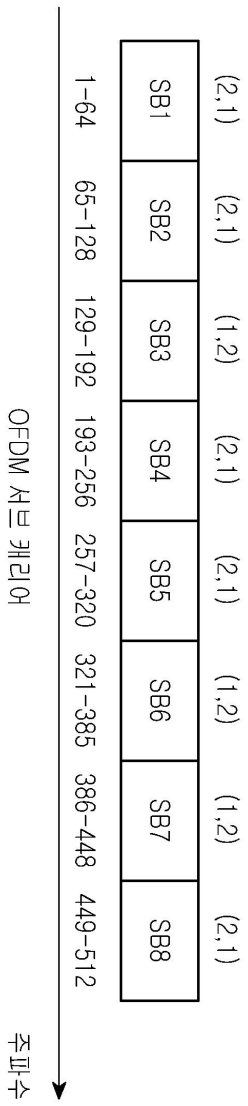
도면9



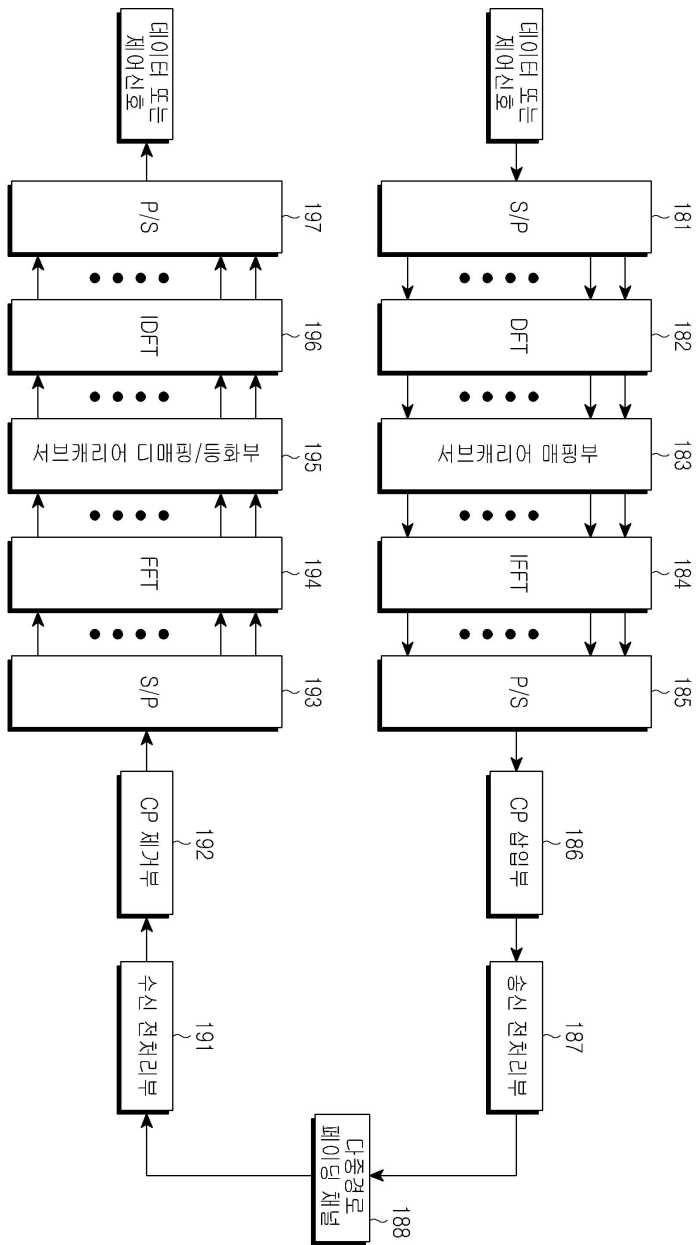
도면10



도면11

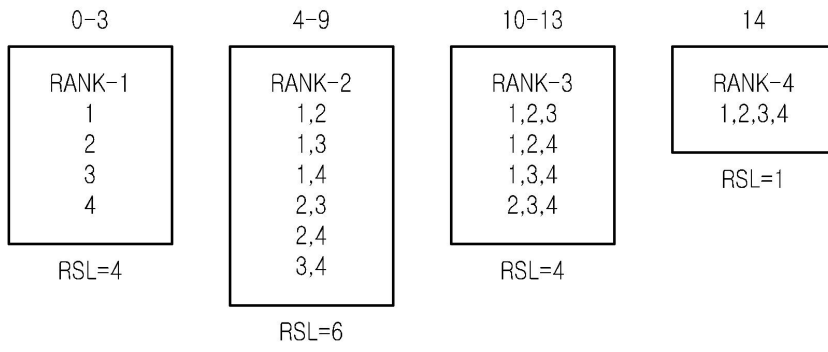


도면12

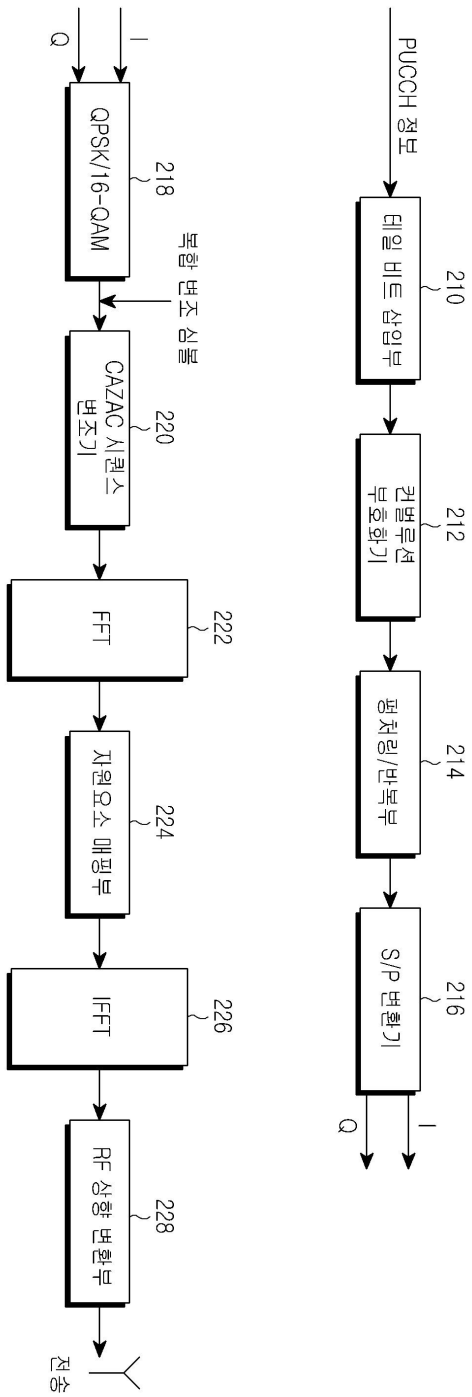




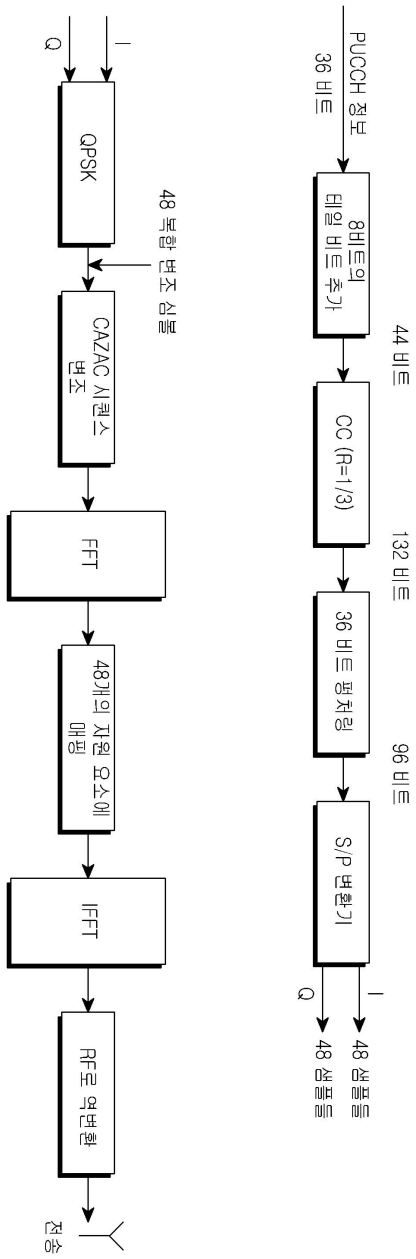
도면15



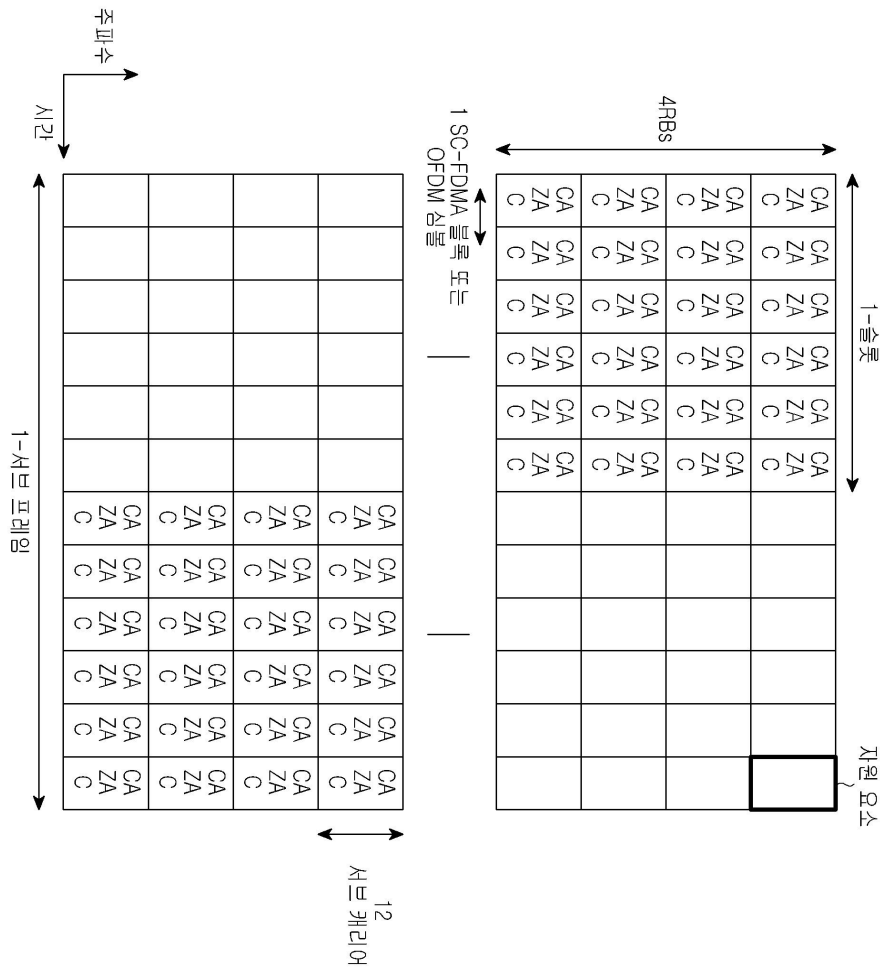
도면16



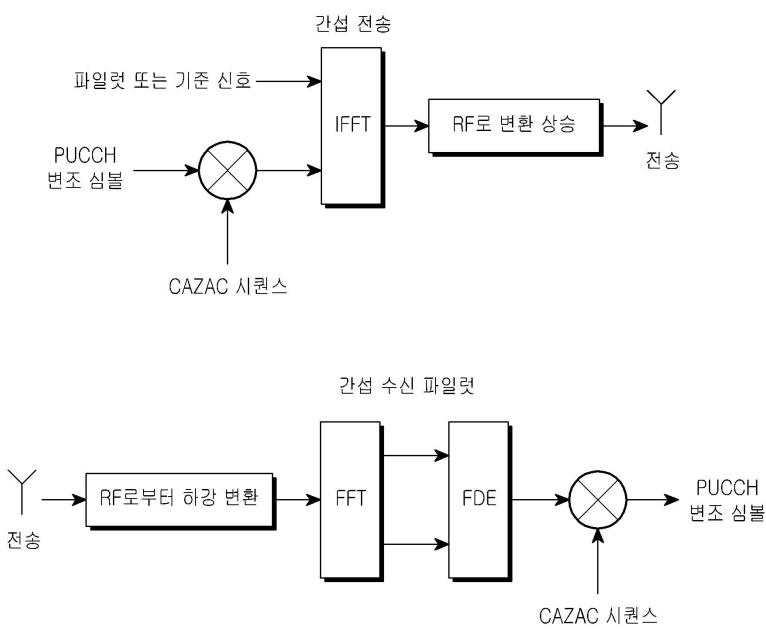
도면17



도면18

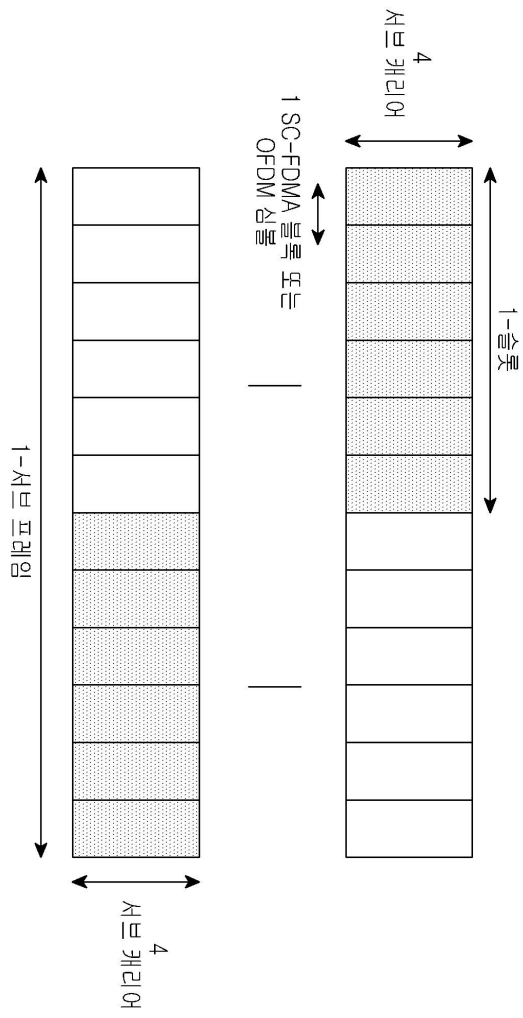


도면19

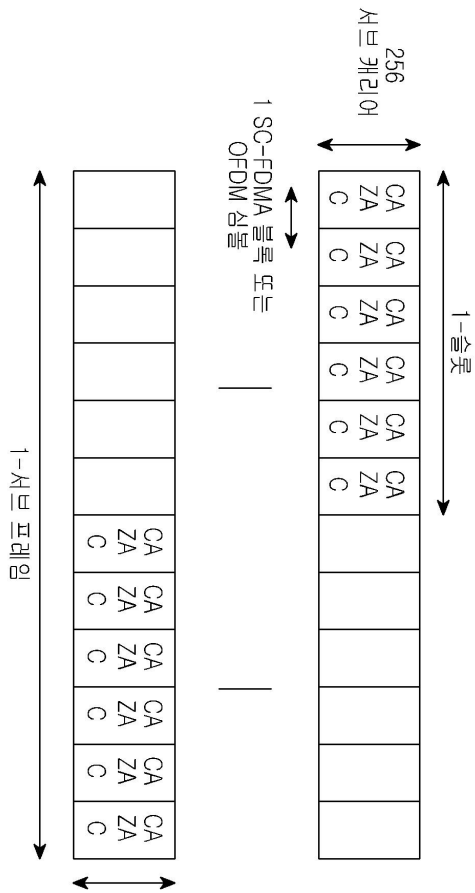




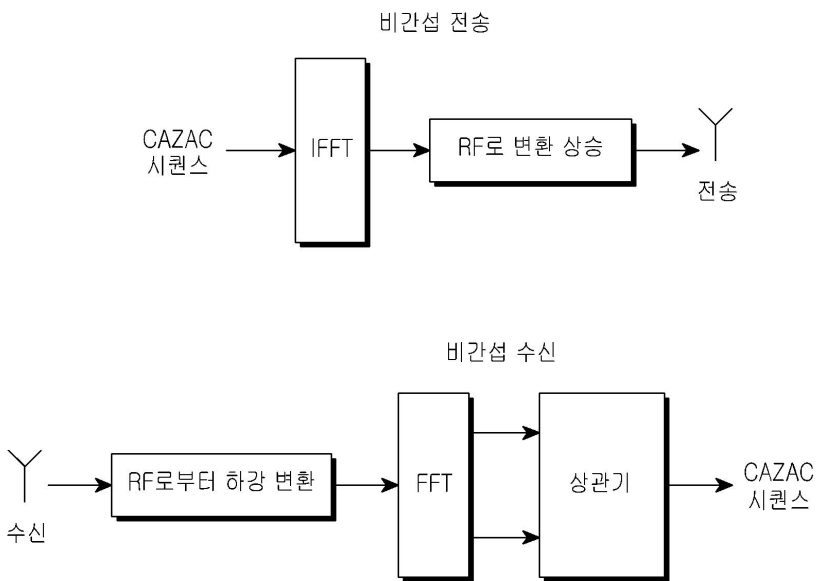
도면22



도면23



도면24



도면25

