



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2014년01월29일
 (11) 등록번호 10-1356691
 (24) 등록일자 2014년01월22일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
 H04L 27/26 (2006.01) H04J 11/00 (2006.01)
 (21) 출원번호 10-2008-0052645
 (22) 출원일자 2008년06월04일
 심사청구일자 2013년02월07일
 (65) 공개번호 10-2009-0126518
 (43) 공개일자 2009년12월09일
 (56) 선행기술조사문헌
 JP11243381 A
 KR1020020041641 A
 JP2004215022 A

(73) 특허권자
 삼성전자주식회사
 경기도 수원시 영통구 삼성로 129 (매탄동)
 (72) 발명자
 유화선
 경기도 수원시 팔달구 권선로 477, 107동 702호
 (매산로2가, 대한대우아파트)
 김상현
 경기도 수원시 영통구 청명로 132, 청명마을3단지
 아파트 334동 1703호 (영통동)
 (뒷면에 계속)
 (74) 대리인
 이정순, 권혁록

전체 청구항 수 : 총 18 항

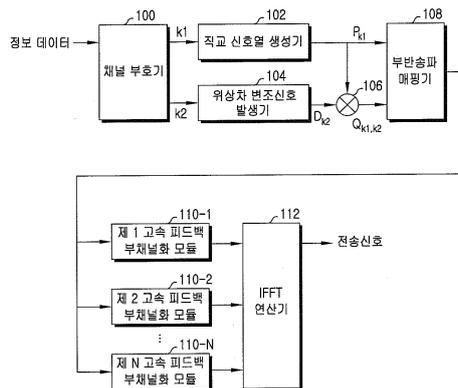
심사관 : 남인호

(54) 발명의 명칭 직교 주파수 분할 다중 접속 기반 통신 시스템에서 고속피드백 정보 송수신 장치 및 방법

(57) 요약

본 발명은 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 기반 통신 시스템에서 고속 피드백 정보 송수신 장치 및 방법에 관한 것으로서, 고속 피드백 정보 송신에 할당된 자원의 절반의 길이를 가지는 직교 신호열을 생성하는 과정과, 상기 생성된 직교 신호열에 위상차를 적용하여 나머지 길이의 직교 신호열을 생성하는 과정을 포함하여, 정확한 복소채널 추정과정이 생략될 수 있기 때문에 높은 잡음 환경에서도 동작 가능하며 간단한 방법으로 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있으므로, 신뢰도 높은 전송을 보장할 수 있는 이점이 있다.

대표도 - 도1



(72) 발명자

강희원

경기도 성남시 분당구 정자로 143, 201동 1801호
(정자동, 한솔마을)

조재희

서울특별시 영등포구 여의나루로 7 (여의도동, 광
장아파트) 10-503

특허청구의 범위

청구항 1

통신 시스템에서 단말의 고속 피드백 정보 송신 방법에 있어서,
 고속 피드백 정보 송신에 할당된 자원의 절반의 길이를 가지는 직교 신호열을 생성하는 과정과,
 상기 생성된 직교 신호열에 위상차를 적용하여 나머지 길이의 직교 신호열을 생성하는 과정을 포함하는 것을
 특징으로 하는 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,
 상기 고속 피드백 정보 송신에 할당된 자원의 절반의 길이를 가지는 직교 신호열은 하기 <수학식 5>를 이용하
 여 생성하는 것을 특징으로 하는 방법.

수학식 5

$$P_{k_1}[m] = \exp[2j\pi m \times k_1/M_1], \quad 0 \leq k_1, m \leq M_1 - 1$$

여기서, 상기 k_1 는 직교 신호열의 번호를 나타내고, 상기 m 은 해당 직교 신호열의 몇 번째 성분인지를 나타내
 며, 상기 M_1 은 직교 신호열의 길이로서, 상기 고속 피드백 정보 송신에 할당된 자원의 절반의 길이를 가짐.

청구항 3

제 1 항에 있어서,
 상향링크 고속 피드백 정보 데이터를 생성하는 과정과,
 상기 생성된 상향링크 고속 피드백 정보 데이터에 매핑되어 있는 코드워드를 결정하는 과정과,
 상기 결정된 코드워드에 매핑된 직교 신호열 번호와 위상차 인덱스를 결정하는 과정을 더 포함하여,
 상기 고속 피드백 정보 송신에 할당된 자원의 절반의 길이를 가지는 직교 신호열은, 상기 결정된 직교 신호열
 번호를 이용하여 생성하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 4

제 3 항에 있어서,
 상기 생성된 직교 신호열에 위상차를 적용하여 나머지 길이의 직교 신호열을 생성하는 과정은,
 상기 결정된 위상차 인덱스를 이용하여 위상차 변조 신호를 생성하는 과정과,
 상기 생성된 직교 신호열과 상기 결정된 위상차 변조 신호의 곱을 계산하여 상기 나머지 길이의 직교 신호열을
 생성하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 5

제 4 항에 있어서, 상기 위상차 변조 신호는 하기 <수학식 6>을 이용하여 생성하는 것을 특징으로 하는 방법.

수학식 6

$$D_{k_2} = \exp[2j\pi k_2/M_2], \quad 0 \leq k_2 \leq M_2 - 1$$

여기서, 상기 k_2 는 위상차 인덱스를 나타내고, 상기 M_2 는 상기 위상차 인덱스 k_2 가 가질 수 있는 값의 범위를 나타냄.

청구항 6

제 1 항에 있어서,

상기 생성된 서로 다른 위상을 가지는 동일한 두 직교 신호열을 부반송파에 매핑하는 과정과,

상기 부반송파 매핑된 각 직교 신호열들을 고속 피드백 정보 송신에 할당된 하나 이상의 자원에 각각 매핑하는 과정과,

상기 자원에 매핑된 직교 신호열들에 대해 IFFT 연산을 수행하여 전송하는 과정을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 7

제 6 항에 있어서, 상기 부반송파 매핑 과정은,

서로 다른 위상을 가지는 동일한 두 직교 신호열에 대해 동일 주파수를 가지며, 1 개의 심볼을 기준으로 인접하도록 매핑하는 과정임을 특징으로 하는 방법.

청구항 8

통신 시스템에서 단말의 고속 피드백 정보 송신 장치에 있어서,

고속 피드백 정보 송신에 할당된 자원의 절반의 길이를 가지는 직교 신호열을 생성하는 직교 신호열 생성기와,

위상차 변조 신호를 발생하는 위상차 변조 신호 발생기와,

상기 생성된 직교 신호열과 상기 위상차 변조 신호의 곱을 계산하여 나머지 길이의 직교 신호열을 생성하는 곱셈기를 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 9

제 8 항에 있어서,

상기 고속 피드백 정보 송신에 할당된 자원의 절반의 길이를 가지는 직교 신호열은 하기 <수학식 7>를 이용하여 생성하는 것을 특징으로 하는 장치.

수학식 7

$$P_{k_1}[m] = \exp[2j\pi m \times k_1/M_1], \quad 0 \leq k_1, m \leq M_1 - 1$$

여기서, 상기 k_1 는 직교 신호열의 번호를 나타내고, 상기 m 은 해당 직교 신호열의 몇 번째 성분인지를 나타내며, 상기 M_1 은 직교 신호열의 길이로서, 상기 고속 피드백 정보 송신에 할당된 자원의 절반의 길이를 가짐.

청구항 10

제 8 항에 있어서,

상향링크 고속 피드백 정보 데이터에 매핑되어 있는 코드워드를 결정하고, 상기 결정된 코드워드에 매핑된 직교 신호열 번호와 위상차 인덱스를 결정하는 채널 부호기를 더 포함하여,

상기 고속 피드백 정보 송신에 할당된 자원의 절반의 길이를 가지는 직교 신호열은, 상기 결정된 직교 신호열 번호를 이용하여 생성하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 11

제 10 항에 있어서,

상기 위상차 변조 신호 발생기는, 상기 결정된 위상차 인덱스를 이용하여 위상차 변조 신호를 생성하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 12

제 11 항에 있어서, 상기 위상차 변조 신호는 하기 <수학식 8>을 이용하여 생성하는 것을 특징으로 하는 장치.

수학식 8

$$D_{k_2} = \exp[2j\pi k_2/M_2], \quad 0 \leq k_2 \leq M_2 - 1$$

여기서, 상기 k_2 는 위상차 인덱스를 나타내고, 상기 M_2 는 상기 위상차 인덱스 k_2 가 가질 수 있는 값의 범위를 나타냄.

청구항 13

제 8 항에 있어서,

상기 생성된 서로 다른 위상을 가지는 동일한 두 직교 신호열을 부반송파에 매핑하는 부반송파 매핑기와,

상기 부반송파 매핑된 각 직교 신호열들을 고속 피드백 정보 송신에 할당된 하나 이상의 자원에 매핑하는 하나 이상의 고속 피드백 부채널화 모듈과,

상기 자원에 매핑된 직교 신호열들에 대해 IFFT 연산을 수행하여 전송하는 IFFT 연산기를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 14

제 13 항에 있어서, 상기 부반송파 매핑기는,

서로 다른 위상을 가지는 동일한 두 직교 신호열에 대해 동일 주파수를 가지며, 1 개의 심볼을 기준으로 인접하도록 부반송파에 매핑하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 15

통신 시스템에서 기지국의 고속 피드백 정보 수신 방법에 있어서,

고속 피드백 자원을 분리하는 과정과,

분리된 고속 피드백 자원별로 서로 다른 위상을 가지는 동일한 두 직교 신호열을 추출하는 과정과,
 상기 추출된 두 직교 신호열 각각에 대해 상관 연산을 수행하는 과정과,
 상기 상관 연산된 두 직교 신호열 각각에 대해 제곱값을 계산하고, 상기 계산된 제곱값들의 합을 계산하는 과정과,
 상기 고속 피드백 자원별 합 계산 결과 값들의 합을 계산하여 최대값으로 직교 신호열의 번호를 검출하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 16

제 15 항에 있어서,
 상기 분리된 고속 피드백 자원별로 하나의 직교 신호열에 대해 복소 공액 연산을 수행하는 과정과,
 상기 복소 공액 연산된 직교 신호열과 나머지 하나의 직교 신호열과의 곱을 계산하는 과정과,
 상기 분리된 고속 피드백 자원별 곱 계산 결과값들의 합을 계산하여 위상차 변조 신호를 검출하는 과정과,
 상기 검출된 직교 신호열 번호와 위상차 변조 신호를 이용하여 위상차 인덱스를 검출하는 과정과,
 상기 검출된 직교 신호열의 번호와 위상차 인덱스를 이용하여 코드워드를 검출하는 과정과,
 상기 코드워드에 매핑된 고속 피드백 정보 데이터를 획득하는 과정을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 17

통신 시스템에서 기지국의 고속 피드백 정보 수신 장치에 있어서,
 고속 피드백 자원을 분리하고, 상기 분리된 고속 피드백 자원별로 서로 다른 위상을 가지는 동일한 두 직교 신호열을 추출하는 하나 이상의 고속 피드백 자원 추출기와,
 하나의 고속 피드백 자원 추출기에 연결되며, 상기 추출된 두 직교 신호열 각각에 대해 상관 연산을 수행하는 하나 이상의 직교 신호열 상관기와,
 하나의 직교 신호열 상관기와 연결되며, 상기 상관 연산된 두 직교 신호열 각각에 대해 제곱값을 계산하는 하나 이상의 제곱기와,
 하나의 제곱기와 연결되며, 상기 계산된 제곱값들의 합을 계산하는 하나 이상의 제 1 덧셈기와,
 하나의 제 1 덧셈기와 연결되며, 상기 고속 피드백 자원별 합 계산 결과 값들의 합을 계산하는 제 2 덧셈기와,
 상기 제 2 덧셈기로부터의 출력 값에서 최대값을 추출하여 직교 신호열의 번호를 검출하는 최대값 추출기를 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 18

제 17 항에 있어서,
 하나의 직교 신호열 상관기와 연결되며, 상기 상관 연산된 두 직교 신호열 중 하나의 직교 신호열에 대해 복소 공액 연산을 수행하는 하나 이상의 복소 공액 연산기와,
 하나의 직교 신호열 상관기 및 복소 공액 연산기와 연결되며, 상기 복소 공액 연산된 직교 신호열과 나머지 하나의 직교 신호열과의 곱을 계산하는 곱셈기와,
 상기 분리된 고속 피드백 자원별 곱 계산 결과값들의 합을 계산하는 하나 이상의 제 3 덧셈기와,
 상기 제 3 덧셈기로부터의 출력 값을 이용하여 위상차 변조 신호를 검출하는 위상차 변조 신호 검출기와,
 상기 검출된 직교 신호열 번호와 위상차 변조 신호를 이용하여 위상차 인덱스를 검출하고, 상기 검출된 직교

신호열의 번호와 위상차 인덱스를 이용하여 코드워드를 검출하며, 상기 코드워드에 매핑된 고속 피드백 정보 데이터를 획득하는 채널 복호기를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

명세서

발명의 상세한 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 OFDMA 기반 통신 시스템에서 고속 피드백 정보 송수신 장치 및 방법에 관한 것으로, 특히, 물리적 채널 추정을 사용하지 않는 OFDMA 기반 통신 시스템에서 직교 신호열의 쌍을 이용한 정보 신호 변조 장치 및 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 직교 주파수 분할 다중 접속(Orthogonal Frequency Division Multiple Access : 이하 'OFDMA'이라 칭함)을 기반으로 하는 통신 시스템에서는 상향링크 고속 피드백(Fast Feedback) 정보를 전송하기 위한 별도의 물리적 채널들이 존재한다. 상기 상향링크 고속 피드백 정보로는 완전 SNR(Signal to Noise Ratio) 혹은 CIR(Carrier to Interference Ratio), 단말이 선호하는 MCS(Modulation and Coding Scheme) 레벨, 유연한 주파수 재사용률(Flexible Frequency Reuse : FFR) 선택 정보, 빔 성형 계수(Beamforming Index) 등의 다양한 정보 등이 포함될 수 있다.

[0003] 상기 상향링크 고속 피드백 정보는 그 양이 많지 않지만 통신 시스템 운용에 매우 중요한 것들이므로, 전송에 높은 신뢰성이 보장되어야 한다. 그러나, 자원의 낭비를 막기 위해서, 이를 전송하기 위한 물리적 채널에는 주파수-시간 축 자원이 많이 할당되지 않는 것이 보통이다. 따라서, 신뢰성 있는 전송을 위해 효율적인 변복조 방법이 요구된다.

[0004] 고속의 이동통신 시스템에서 기지국은 하향링크 채널의 품질을 나타내는 이러한 고속 피드백 정보를 이용하여 패킷 데이터의 전송을 스케줄링하고 전송 파라미터를 결정함으로써 고속 패킷 데이터 서비스를 실현한다. 즉, 기지국은 통신하고 있는 복수의 단말기들 중 매 슬롯마다 가장 양호한 하향링크 채널 품질을 가지는 단말기들을 선택하여 패킷 데이터를 전송하며, 상기 선택된 단말기들의 하향링크 채널 품질에 따라 전송 파라미터들, 즉 전송 속도(Data rate), 부호화 율(Code rate), 변조 방식(Modulation Order) 등을 결정한다.

[0005] 종래 기술에 따른 OFDMA 통신시스템에서는 상향링크 고속 피드백 정보의 송수신을 위해 넌코히어런트(Noncoherent) 변복조를 사용한다. 상기 넌코히어런트 변복조를 사용하기 위해서는 서로 직교하는 신호열을 사용해야 하며, 이는 주어진 주파수-시간 자원에서 전송 가능한 정보의 비트에 제한을 발생시킨다. 또한, 상기 고속 피드백 정보의 높은 신뢰성을 확보하기 위해서 여러 개의 다른 주파수 자원을 통해서 전송하여 주파수 다이버시티를 얻게 되는데 이에 따라 정보 비트의 수에 비해 높은 자원 손실을 발생시키게 된다.

[0006] 그 외에 상기 고속 피드백 정보의 비트 수를 증가시키기 위해서 서로 다른 주파수 자원을 통해 전송되는 직교 신호열에 대해서 리드-솔로몬 코드(Reed-Solomon Code)와 같은 코드워드(Code word) 매핑 방법을 사용해서 각 코드워드 간의 최소 거리(minimum distance)를 유지하는 방법이 사용될 수 있다. 그러나 이러한 방법은 직교 신호열의 차원이나 전체 코드워드의 개수 등의 측면에서 제한을 가지기 때문에, 일반적으로 주어지는 주파수-시간 자원에 적용하기에는 어려움을 가지며, 필요한 주파수 다이버시티에 비해 더 많은 주파수 자원을 통해서 전송해야 하는 문제점이 있다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

[0007] 본 발명의 목적은 OFDMA 기반 통신 시스템에서 고속 피드백 정보 송수신 장치 및 방법을 제공함에 있다.

[0008] 본 발명의 다른 목적은 물리적 채널 추정을 사용하지 않는 OFDMA 기반 통신 시스템에서 직교 신호열의 쌍을 이용한 정보 신호 변복조 장치 및 방법을 제공함에 있다.

[0009] 본 발명의 다른 목적은 OFDMA 기반 통신 시스템에서 고속 피드백 정보의 송수신에 대해 충분한 정보 비트의 수

와 안정적인 송수신을 가능하게 하는 장치 및 방법을 제공함에 있다.

과제 해결수단

- [0010] 상기 목적을 달성하기 위해 본 발명의 실시 예에 따르면, 통신 시스템에서 단말의 고속 피드백 정보 송신 방법은, 고속 피드백 정보 송신에 할당된 자원의 절반의 길이를 가지는 직교 신호열을 생성하는 과정과, 상기 생성된 직교 신호열에 위상차를 적용하여 나머지 길이의 직교 신호열을 생성하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 한다.
- [0011] 상기 목적을 달성하기 위해 본 발명의 실시 예에 따르면, 통신 시스템에서 단말의 고속 피드백 정보 송신 장치는, 고속 피드백 정보 송신에 할당된 자원의 절반의 길이를 가지는 직교 신호열을 생성하는 직교 신호열 생성기와, 위상차 변조 신호를 발생하는 위상차 변조 신호 발생기와, 상기 생성된 직교 신호열과 상기 위상차 변조 신호의 곱을 계산하여 나머지 길이의 직교 신호열을 생성하는 곱셈기를 포함하는 것을 특징으로 한다.

효과

- [0012] 상술한 바와 같이 본 발명은 물리적 채널 추정을 사용하지 않는 OFDMA 기반 통신 시스템에서 직교 신호열의 쌍을 이용한 정보 신호 변복조 장치 및 방법을 제공함으로써, 상향링크 고속 피드백 채널에 대한 정보 신호의 비트를 한 개의 직교 신호열에 매핑시키는 방법에 비해, 전송되는 정보량을 증가시킬 수 있는 이점이 있다. 또한, 증가된 정보량에도 불구하고 채널 추정 오차 등의 영향을 받지 않기 때문에 정확한 상향링크 품질 정보 전달과 안정적인 시스템 운용이 가능하게 하는 이점이 있다. 또한, 본 발명은 정확한 복소채널 추정과정이 생략될 수 있기 때문에 높은 잡음 환경에서도 동작 가능하며 간단한 방법으로 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 이점이 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

- [0013] 이하 본 발명의 바람직한 실시 예를 첨부된 도면의 참조와 함께 상세히 설명한다. 그리고, 본 발명을 설명함에 있어서, 관련된 공지기능 혹은 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단된 경우, 그 상세한 설명은 생략한다.
- [0014] 이하, 본 발명은 OFDMA 기반 통신 시스템에서 고속 피드백 정보 송수신 장치 및 방법에 대해 설명하기로 한다.
- [0015] 도 1은 본 발명에 따른 OFDMA 기반 통신 시스템에서 단말의 고속 피드백 정보 전송 장치의 구성을 도시한 블록도이다.
- [0016] 도시된 바와 같이, 단말의 고속 피드백 정보 전송 장치는 채널 부호기(100), 직교 신호열 생성기(102), 위상차 변조 신호 발생기(104), 곱셈기(106), 부반송파 매핑기(108), 제 1 내지 제 N 고속 피드백 부채널화 모듈(110-1 내지 110-N), IFFT(Inverse Fast Fourier Transform) 연산기(112)를 포함하여 구성된다.
- [0017] 상기 도 1을 참조하면, 상기 채널 부호기(100)는 상향링크 고속 피드백 정보 데이터를 제공받아, 상기 상향링크 고속 피드백 정보 데이터에 매핑되어 있는 코드워드를 결정하고, 상기 결정된 코드워드에 매핑되어 있는 직교 신호열 번호와 위상차 인덱스를 출력한다. 여기서, 상기 단말과 기지국은 상향링크 고속 피드백 정보 데이터와 코드워드의 매핑 테이블을 가지며, 또한 코드워드와 직교 신호열 번호와 위상차 인덱스의 매핑 테이블을 가진다.
- [0018] 상기 직교 신호열 생성기(102)는 상기 채널 부호기(100)로부터 제공받은 직교 신호열 번호를 이용하여, 고속 피드백 채널로 할당된 주파수-시간 부반송파 묶음(타일(tile))의 절반의 길이를 가지는 직교 신호열을 생성하여 출력한다. 다시 말해, 상기 직교 신호열 번호에 해당하는 직교 신호열에만 신호를 실은 후, DFT(Discrete Fourier Transform) 연산을 통해 상기 주파수-시간 부반송파 묶음의 절반의 길이를 가지는 직교 신호열을 생성한다. 여기서, 상기 고속 피드백 채널에, 도 5와 같이 주파수-시간 축 상의 2×6 개의 부반송파 묶음 3개가 할

당될 수도 있고, 도 6과 같이 3×6 개의 부반송파 묶음 3개가 할당될 수도 있으며, 또 다른 실시 예로서 4×3 개 등과 같이 여러 임의의 부반송파 묶음 형태가 가능하다.

- [0019] 상기 위상차 변조 신호 발생기(104)는 상기 채널 부호기(100)로부터 제공받은 위상차 인덱스를 이용하여 위상차 변조 신호를 생성하여 출력한다. 여기서, 상기 위상차 인덱스가 0 또는 1로 두 가지 값을 가질 수 있다면, 이에 대응하는 위상차 변조 신호는 1 또는 -1의 값을 가질 수 있으며, 상기 위상차 인덱스가 0, 1, 2, 3의 4 가지 값을 가질 수 있다면, 상기 위상차 변조 신호는 1, j , -1, $-j$ 중 한 가지 값을 가질 수 있다.
- [0020] 상기 곱셈기(106)는 상기 직교 신호열 생성기(102)로부터 제공받은 직교 신호열과 상기 위상차 변조신호 발생기(104)로부터 제공받은 위상차 변조 신호의 곱을 계산하여, 상기 고속 피드백 채널로 할당된 주파수-시간 부반송파 묶음의 나머지 절반의 길이를 가지는 직교 신호열을 생성하여 출력한다.
- [0021] 상기 부반송파 매핑기(108)는 상기 직교 신호열 생성기(102)와 곱셈기(106)로부터 제공받은 각 직교 신호열을 부반송파에 매핑하여 출력한다. 여기서, 상기 곱셈기(106)와 직교 신호열 생성기(102)에 의해 생성되는 두 직교 신호열은 서로 다른 위상을 가지는 동일한 직교 신호열이며, 본 발명의 실시 예에 따라 상기 부반송파 매핑기(108)는 서로 다른 위상을 가지는 동일한 두 직교 신호열을 동일 주파수 및 인접 심볼에 매핑하여 출력한다.
- [0022] 상기 제 1 내지 제 N 고속 피드백 부채널화 모듈(110-1 내지 110-N)은, 고속 피드백 채널로 할당된 N개의 주파수-시간 부반송파 묶음에 각각 대응하며, 각각 상기 부반송파 매핑기(108)에 의해 부반송파 매핑된 각 직교 신호열들을 해당 주파수-시간 부반송파 묶음에 매핑하여 출력한다.
- [0023] 상기 IFFT 연산기(112)는 상기 제 1 내지 제 N 고속 피드백 부채널화 모듈(110-1 내지 110-N)로부터의 변조 심볼들에 대해 IFFT 연산을 수행하여 시간 영역의 샘플 데이터로 변환한다. 도시하지는 않았으나, 상기 샘플 데이터는 디지털/아날로그 변환기에 의해 아날로그 신호로 변환되고, 상기 변환된 아날로그 신호는 RF 처리기에 의해 RF 신호로 변환되어 안테나를 통해 전송된다.
- [0024] 도 2는 본 발명에 따른 OFDMA 기반 통신 시스템에서 기지국의 고속 피드백 정보 수신 장치의 구성을 도시한 블록도이다.
- [0025] 도시된 바와 같이, 기지국의 고속 피드백 정보 수신 장치는 FFT(Fast Fourier Transform) 연산기(200), 제 1 내지 제 N 고속 피드백 자원 추출기(202-1 내지 202-N), 제 1-1 내지 제 N-1 직교 신호열 상관기(204-1 내지 204-N), 제 1-2 내지 제 N-2 직교 신호열 상관기(206-1 내지 206-N), 제 1-1 내지 제 N-1 제곱기(208-1 내지 208-N), 제 1 내지 제 N 복소공액 연산기(210-1 내지 210-N), 제 1-2 내지 제 N-2 제곱기(212-1 내지 212-N), 제 1-1 제 N-1 덧셈기(214-1 내지 214-N), 제 1 내지 제 N 곱셈기(216-1 내지 216-N), 제 2 덧셈기(218), 제 3 덧셈기(220), 최대값 추출기(222), 위상차 변조신호 검출기(224), 채널 복호기(226)를 포함하여 구성된다.
- [0026] 상기 도 2를 참조하면, 도시하지는 않았으나, 안테나를 통해 수신되는 신호는 RF 처리기에 의해 기저대역 아날로그 신호로 변환되고, 상기 변환된 아날로그 신호는 아날로그/디지털 변환기에 의해 시간 영역 샘플 데이터로 변환된다.
- [0027] 상기 FFT 연산기(200)는 상기 시간 영역 샘플 데이터에 대해 FFT 연산을 수행하여 주파수 영역의 데이터를 출력한다.
- [0028] 상기 제 1 내지 제 N 고속 피드백 자원 추출기(202-1 내지 202-N)는 고속 피드백 채널로 할당된 N개의 주파수-시간 부반송파 묶음에 각각 대응하며, 각각 상기 FFT 연산기(200)로부터의 데이터에서 해당 주파수-시간 부반송파 묶음의 수신 신호만을 분리 및 추출한다. 이때, 직교 신호열의 쌍을 구분하여 추출하고, 서로 다른 위상을 가지는 동일한 직교 신호열을 각각 서로 다른 직교 신호열 상관기로 출력한다. 이때, 상기 서로 다른 위상을 가지는 동일한 직교 신호열은 상기 주파수-시간 부반송파 묶음의 절반 길이를 가진다.
- [0029] 상기 제 1-1 내지 제 N-1 직교 신호열 상관기(204-1 내지 204-N)는 상기 제 1 내지 제 N 고속 피드백 자원 추출기(202-1 내지 202-N)에 각각 대응하며, 각각 연결되는 고속 피드백 자원 추출기로부터 상기 주파수-시간 부반송파 묶음의 절반 길이를 가지는 하나의 직교 신호열을 제공받아 상관 연산을 수행하여 출력한다.
- [0030] 상기 제 1-2 내지 제 N-2 직교 신호열 상관기(206-1 내지 206-N)는 상기 제 1 내지 제 N 고속 피드백 자원 추출기(202-1 내지 202-N)에 각각 대응하며, 각각 연결되는 고속 피드백 자원 추출기로부터 상기 하나의 직교 신호열과 다른 위상을 가지는 동일한 직교 신호열을 제공받아 상관 연산을 수행하여 출력한다. 여기서, 상기 제

1-1 내지 제 N-1 직교 신호열 상관기(204-1 내지 204-N) 및 제 1-2 내지 제 N-2 직교 신호열 상관기(206-1 내지 206-N)는 상기 주파수-시간 부반송파 묶음의 절반 길이를 가지는 직교 신호열 내에 포함되는 모든 직교 신호열에 대한 상관기들의 묶음을 의미한다.

- [0031] 상기 제 1-1 내지 제 N-1 제공기(208-1 내지 208-N)는 상기 제 1-1 내지 제 N-1 직교 신호열 상관기(204-1 내지 204-N)에 각각 대응하며, 각각 연결되는 직교 신호열 상관기로부터 상관 연산된 직교 신호열을 제공받아 제 곱을 계산하여 출력한다.
- [0032] 상기 제 1 내지 제 N 복소공액 연산기(210-1 내지 210-N)는 상기 제 1-1 내지 제 N-1 직교 신호열 상관기(204-1 내지 204-N)에 각각 대응하며, 각각 연결되는 직교 신호열 상관기로부터 상관 연산된 직교 신호열을 제공받아 복소공액 연산을 수행하여 출력한다.
- [0033] 상기 제 1-2 내지 제 N-2 제공기(212-1 내지 212-N)는 상기 제 1-2 내지 제 N-2 직교 신호열 상관기(206-1 내지 206-N)에 각각 대응하며, 각각 연결되는 직교 신호열 상관기로부터 상관 연산된 직교 신호열을 제공받아 제 곱을 계산하여 출력한다.
- [0034] 상기 제 1-1 제 N-1 덧셈기(214-1 내지 214-N)는 상기 고속 피드백 채널로 할당된 N개의 주파수-시간 부반송파 묶음에 각각 대응하며, 각각 연결되는 제 1-1 내지 제 N-1 제공기(208-1 내지 208-N)와 제 1-2 내지 제 N-2 제공기(212-1 내지 212-N)로부터의 제 곱 값들의 합을 계산하여 출력한다. 여기서, 상기 제 곱 값들의 합은 송신된 직교 신호열의 번호를 판정하기 위한 결정 변수로 사용된다.
- [0035] 상기 제 1 내지 제 N 곱셈기(216-1 내지 216-N)는 상기 고속 피드백 채널로 할당된 N개의 주파수-시간 부반송파 묶음에 각각 대응하며, 각각 연결되는 제 1 내지 제 N 복소공액 연산기(210-1 내지 210-N)로부터의 복소공액 연산된 직교 신호열과 각각 연결되는 제 1-2 내지 제 N-2 직교 신호열 상관기(206-1 내지 206-N)로부터의 상관 연산된 직교 신호열을 제공받아 곱을 계산하여 출력한다. 여기서, 상기 곱을 계산한 결과 값들은 위상차 변조 신호를 판정하기 위한 결정 변수로 사용된다.
- [0036] 상기 제 2 덧셈기(218)는 상기 고속 피드백 채널로 할당된 N개의 주파수-시간 부반송파 묶음에 각각 대응하는 제 1-1 제 N-1 덧셈기(214-1 내지 214-N)로부터의 계산 값들의 합을 계산하여 출력한다. 여기서, 송신된 직교 신호열의 번호를 판정하기 위한 결정 변수가 주파수-시간 부반송파 묶음의 개수만큼 획득되므로, 이를 모두 합하면 매우 높은 SNR의 결정 변수를 획득할 수 있다. 여기서, 수신 안테나의 개수가 두 개 이상일 경우, 상기 결정 변수는 주파수-시간 부반송파 묶음의 개수와 수신 안테나 개수의 곱만큼 획득된다.
- [0037] 상기 제 3 덧셈기(220)는 상기 고속 피드백 채널로 할당된 N개의 주파수-시간 부반송파 묶음에 각각 대응하는 제 1 내지 제 N 곱셈기(216-1 내지 216-N)로부터의 계산 값들의 합을 계산하여 출력한다. 여기서, 직교 신호열에 대한 위상차 변조 신호를 판정하기 위한 결정 변수가 주파수-시간 부반송파 묶음의 개수만큼 획득되므로, 이를 모두 합하면 매우 높은 SNR의 결정 변수를 획득할 수 있다. 여기서, 수신 안테나의 개수가 두 개 이상일 경우, 상기 결정 변수는 주파수-시간 부반송파 묶음의 개수와 수신 안테나 개수의 곱만큼 획득된다.
- [0038] 상기 최대값 추출기(222)는 상기 제 2 덧셈기(218)로부터의 계산 결과를 이용하여 최대값을 추출하여 출력한다. 여기서, 상기 최대값은 직교 신호열 번호의 검출 판정값이 된다.
- [0039] 상기 위상차 변조신호 검출기(224)는 상기 제 3 덧셈기(220)로부터의 계산 결과를 이용하여 위상차 변조 신호를 검출한다.
- [0040] 상기 채널 복호기(226)는 상기 위상차 변조신호 검출기(224)로부터의 위상차 변조 신호를 이용하여 위상차 인덱스를 검출하고, 상기 최대값 추출기(222)로부터의 직교 신호열의 번호와 상기 위상차 인덱스를 이용하여, 상기 직교 신호열의 번호와 위상차 인덱스에 매핑되어 있는 코드워드를 검출한 후, 상기 코드워드에 매핑되어 있는 고속 피드백 정보 데이터를 출력한다.
- [0041] 도 3은 본 발명의 실시 예에 따른 OFDMA 기반 통신 시스템에서 단말의 고속 피드백 정보 전송 방법의 절차를 도시한 흐름도이다.
- [0042] 상기 도 3을 참조하면, 단말은 301단계에서 상향링크 고속 피드백 정보 데이터를 생성하고, 303단계에서 상향링크 고속 피드백 정보 데이터와 코드워드의 매핑 테이블을 이용하여, 상기 생성된 상향링크 고속 피드백 정보 데이터에 매핑되어 있는 코드워드를 결정한다. 이후, 상기 단말은 305단계에서 코드워드와 직교 신호열 번호와

위상차 인덱스의 매핑 테이블을 이용하여, 상기 결정된 코드워드에 매핑된 직교 신호열 번호와 위상차 인덱스를 결정한다.

[0043] 이후, 상기 단말은 307단계에서 상기 결정된 직교 신호열 번호를 이용하여, 고속 피드백 채널로 할당된 주파수-시간 부반송파 묶음(타일(tile))의 절반의 길이를 가지는 직교 신호열을 생성한다.

[0044] 여기서, 먼저 임의의 길이를 가지는 직교 신호열을 생성하는 방법에 대해서 간단하게 설명하면 다음과 같다. 부반송파 묶음에 포함된 부반송파와 같은 M개의 직교 신호열을 이산 푸리에 변환(Discrete Fourier Transform : DFT)을 이용해서 하기 <수학식 1>과 같이 생성할 수 있다.

수학식 1

[0045]
$$C_{index}[m] = \exp[2j\pi m \times index/M], \quad 0 \leq index, m \leq M-1$$

[0046] 여기서, 상기 index는 직교 신호열의 번호를 나타내고, 상기 m은 해당 직교 신호열의 몇번째 성분인지를 나타낸다. 상기 <수학식 1>에 의해 생성된 직교 신호열은 일반적으로 M-ary PSK(Phase Shift Keying) 변조된 형태를 가지지만, 직교 신호열의 길이 M이 4의 배수와 같은 특별한 형태일 경우에는 널리 알려진 다양한 방법들을 통해서 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 또는 BPSK(Binary Phase Shift Keying) 변조되도록 제한할 수도 있다.

[0047] 하지만, 이와 같은 직교 신호열 생성 방법만을 사용하면 전송 가능한 정보 비트의 수는 $\log_2 M$ 으로 제한된다. 본 발명에서는 정보 비트의 수를 보다 유연하게 활용하기 위해서 두 개의 직교 신호열을 쌍으로 생성하는 방법을 제안한다. 우선, 길이 M/2인 직교 신호열을 하기 <수학식 2>와 같이 생성한다.

수학식 2

[0048]
$$P_{k1}[m] = \exp[2j\pi m \times k1/M_1], \quad 0 \leq k1, m \leq M_1-1$$

[0049] 여기서, k1는 길이 M/2인 직교 신호열의 번호를 나타내고, 상기 m은 해당 직교 신호열의 몇 번째 성분인지를 나타내며, 상기 M1은 직교 신호열의 길이로서, 고속 피드백 채널로 할당된 주파수-시간 부반송파 묶음(타일(tile))의 절반인 M/2이 되도록 선택된다.

[0050] 이후, 상기 단말은 309단계에서 상기 결정된 위상차 인덱스를 이용하여 위상차 변조 신호를 생성하고, 311단계에서 상기 생성된 직교 신호열과 위상차 변조 신호의 곱을 계산하여, 상기 고속 피드백 채널로 할당된 주파수-시간 부반송파 묶음의 나머지 절반의 길이를 가지는 직교 신호열을 생성한다.

[0051] 여기서, 상기 생성된 직교 신호열 P_{k1}와 쌍을 이루는 두 번째 직교 신호열은 특정한 위상 차이만을 가지도록 하기 <수학식 3>과 같이 생성한다.

수학식 3

[0052]
$$Q_{k1,k2}[m] = P_{k1}[m] \cdot D_{k2} = \exp[2j\pi m \times k1/M_1] \cdot D_{k2}, \quad 0 \leq k1, m \leq M_1-1$$

[0053] 여기서, 상기 D_{k2}는 두 직교 신호열 P_{k1}과 Q_{k1,k2} 사이의 위상차를 나타내며, 위상차 인덱스 k2에 의해서 결정된다. 만약, 상기 위상차 인덱스 k2가 0 또는 1로 두 가지 값만을 가질 수 있다면, 이에 대응하는 D_{k2}는 1 또는 -1의 값을 가질 수 있으며, 상기 k2가 0, 1, 2, 3의 4 가지 값을 가질 수 있다면, 상기 D_{k2}는 1, j, -1, -j 중 한 가지 값을 가질 수 있다. 이러한 관계를 정리하면 하기 <수학식 4>와 같다.

수학식 4

[0054]
$$D_{k2} = \exp[2j\pi k2/M_2], \quad 0 \leq k2 \leq M_2-1$$

[0055] 여기서, 상기 M_2 는 상기 위상차 인덱스 k_2 가 가질 수 있는 값의 범위를 나타낸다.

[0056] 이와 같은 직교 신호열 생성 방법을 사용하면 전송 가능한 정보 비트의 수는 $\log_2(M_1M_2)$ 로 증가된다. 즉, 상기 도 5와 같은 2×6 개의 부반송파 묶음에서, 상기 D_{k_2} 가 1, j , -1 , $-j$ 중 한 가지 값을 가지도록 하면 24 코드워드가 생성되므로, 전송 가능한 정보 비트의 수는 $\log_2(6 \times 4) = 4.585$ 비트가 된다. 또한, 상기 도 6과 같은 3×6 개의 부반송파 묶음에서, 상기 D_{k_2} 가 1, j , -1 , $-j$ 중 한 가지 값을 가지도록 하면 36 코드워드가 생성되므로, 전송 가능한 정보 비트의 수는 $\log_2(9 \times 4) = 5.170$ 비트가 된다.

[0057] 이후, 상기 단말은 313단계에서 서로 다른 위상을 가지는 동일한 두 직교 신호열을 부반송파에 매핑한다. 이때, 상기 단말은 서로 다른 위상을 가지는 동일한 두 직교 신호열을 동일 주파수 및 인접 심볼에 매핑하여 출력한다. 상기 직교 신호열 P_{k_1} 과 Q_{k_1, k_2} 은, 각 직교 신호열이 전송되는 부반송파 묶음 내에서 일정한 채널 이득이 유지되고, 두 직교 신호열을 수신하는 과정에서의 위상 변화를 최소로 유지하여야만 최상의 검출 성능을 보장할 수 있다. 수신단에서 이러한 채널 및 위상 변화를 최소로 하기 위해서는 채널의 코히어런스 시간(coherence time)이나 코히어런스 대역폭(coherence bandwidth) 또는 수신단에서의 시간 및 주파수 허용 오차보다 충분히 작은 변화만을 겪도록 해야 한다. 따라서, 각 직교 신호열 P_{k_1} 과 Q_{k_1, k_2} 을 할당된 부반송파 묶음에 매핑하는 과정에서 이러한 특성이 만족되도록 매핑하여야 한다.

[0058] 여기서, 도 7과 도 8을 예로 들어 주파수-시간 축 상의 2×6 개의 부반송파 묶음과 3×6 개의 부반송파 묶음에서의 직교 신호열 매핑 방법을 살펴보면, 서로 다른 위상차를 가지도록 변조된 직교 신호열 쌍이 1 개의 심볼을 기준으로 인접하도록 매핑하여, 채널의 변화나 수신단의 주파수 허용 오차에서도 성능 열화를 최소가 되도록 한다. 본 발명에서의 제안하는 특성을 유지한 채로, 각 직교 신호열의 구체적인 매핑 순서는 다양하게 변형될 수 있다.

[0059] 이후, 상기 단말은 315단계에서 상기 부반송파 매핑된 각 직교 신호열들을 고속 피드백 채널로 할당된 N 개의 주파수-시간 부반송파 묶음에 각각 매핑하여 고속 피드백 부채널화를 수행한다.

[0060] 이후, 상기 단말은 317단계에서 상기 고속 피드백 부채널화가 수행된 직교 신호열들에 대해 IFFT 연산을 수행한 후, 안테나를 통해 전송한다.

[0061] 이후, 상기 단말은 본 발명에 따른 알고리즘을 종료한다.

[0062] 도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 OFDMA 기반 통신 시스템에서 기지국의 고속 피드백 정보 수신 방법의 절차를 도시한 흐름도이다.

[0063] 상기 도 4를 참조하면, 기지국은 401단계에서 상향링크 고속 피드백 신호가 수신되었는지 여부를 검사한다. 상기 상향링크 고속 피드백 신호가 수신되었을 시, 상기 기지국은 403단계에서 상기 수신된 상향링크 고속 피드백 신호에 대해 FFT 연산을 수행한 후, 고속 피드백 자원, 즉 고속 피드백 채널로 할당된 주파수-시간 부반송파 묶음을 분리한다. 여기서, 상기 주파수-시간 부반송파 묶음에는 서로 다른 위상을 가지는 동일한 직교 신호열이 실리며, 각 직교 신호열은 상기 주파수-시간 부반송파 묶음의 절반 길이를 가진다.

[0064] 이후, 상기 기지국은 405단계에서 상기 분리된 고속 피드백 자원별로 서로 다른 위상을 가지는 동일한 두 직교 신호열 추출하고, 407단계에서 상기 추출된 두 직교 신호열 각각에 대해 상관 연산을 수행한다. 여기서, 상기 직교 신호열은 상기 도 7과 도 8과 같은 직교 신호열 매핑 방법을 이용하여 추출한다.

[0065] 이후, 상기 기지국은 409단계에서 상기 상관 연산된 두 직교 신호열 각각에 대해 제곱값을 계산한 후, 상기 고속 피드백 자원별로 상기 계산된 제곱값들의 합을 계산한다. 여기서, 상기 제곱값들의 합은 송신된 직교 신호열의 번호를 판정하기 위한 결정 변수로 사용된다.

[0066] 이후, 상기 기지국은 411단계에서 상기 고속 피드백 자원별로 계산된 합 계산 결과 값들의 합을 계산한 후, 계산 결과값에서 최대값 추출하여 직교 신호열 번호를 검출한다.

[0067] 이후, 상기 기지국은 413단계에서 상기 분리된 고속 피드백 자원별로 하나의 직교 신호열에 대해 복소 공액 연산을 수행한 후, 상기 복소 공액 연산된 직교 신호열과 나머지 하나의 직교 신호열과의 곱을 계산한다.

여기서, 상기 곱을 계산한 결과 값들은 위상차 변조 신호를 판정하기 위한 결정 변수로 사용된다.

[0068] 이후, 상기 기지국은 415단계에서 상기 고속 피드백 자원별로 계산된 곱 계산 결과값들의 합을 계산하여 위상차 변조 신호를 검출하고, 417단계에서 상기 검출된 직교 신호열 번호와 위상차 변조 신호를 이용하여 위상차 인덱스를 검출한다.

[0069] 이후, 상기 기지국은 419단계에서 상기 검출된 직교 신호열의 번호와 위상차 인덱스를 이용하여, 상기 직교 신호열의 번호와 위상차 인덱스에 매핑되어 있는 코드워드를 검출하고, 421단계에서 상기 검출된 코드워드에 매핑되어 있는 고속 피드백 정보 데이터를 획득한다.

[0070] 이후, 상기 기지국은 본 발명에 따른 알고리즘을 종료한다.

[0071] 한편, 본 발명에 따른 코드워드와 직교 신호열 번호와 위상차 인덱스의 매핑 테이블은, 하기 <표 1> 및 <표 2>의 실시 예와 같이 구성될 수 있다. 여기서, 상기 <표 1> 및 <표 2>는 주파수-시간 축 상의 2×6 개의 부반송과 묶음과 3×6 개의 부반송과 묶음에서 고속 피드백 정보 비트로 전송 가능한 24 코드워드 또는 36 코드워드와, 직교 신호열 및 위상차 변조 신호 사이의 매핑 관계의 예제를 나타내고 있다. 이때, 각각의 코드워드와 직교 신호열 번호, 위상차 변조 신호 사이의 매핑 순서는 본 발명의 원리를 변형하지 않는 범위에서 임의로 조정될 수 있다.

표 1

[0072]

고속 피드백 페이로드(24 코드워드)	k1(직교신호열 번호)	k2(위상차 인덱스)	D _{k2} (위상차 변조신호)
0b00000	0	0	1
0b00001	0	1	j
0b00010	0	2	-1
0b00011	0	3	-j
0b00100	1	0	1
0b00101	1	1	j
0b00101	1	2	-1
0b00101	1	3	-j
...
0b10110	5	2	-1
0b10111	5	3	-j

표 2

[0073]

고속 피드백 페이로드(24 코드워드)	k1(직교신호열 번호)	k2(위상차 인덱스)	D _{k2} (위상차 변조신호)
0b000000	0	0	1
0b000001	0	1	j
0b000010	0	2	-1
0b000011	0	3	-j
0b000100	1	0	1
0b000101	1	1	j
0b000101	1	2	-1
0b000101	1	3	-j
...
0b011101	7	2	-1
0b011110	7	3	-j
0b011111	8	0	1
0b100001	8	1	j
0b100010	8	2	-1
0b100011	8	3	-j

[0074] 한편, 본 발명에 따른 실시 예에서는 각 안테나 혹은 부반송파 묶음의 수신 신호 품질에 따라 적절한 결합 계수를 사용할 수 있다. 또한 이러한 수신 구조는 본 발명의 원리에 따라 직교 신호열의 쌍을 분리하지 않고, 두 배 긴 길이의 직교 신호열 상관기에 한꺼번에 통과시키는 방법 등으로 다양하게 변형되어 응용될 수 있다.

[0075] 한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시 예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도 내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시 예에 국한되어 정해져서는 아니 되며 후술하는 특허청구의 범위뿐만 아니라 이 특허청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

도면의 간단한 설명

[0076] 도 1은 본 발명에 따른 OFDMA 기반 통신 시스템에서 단말의 고속 피드백 정보 전송 장치의 구성을 도시한 블록도,

[0077] 도 2는 본 발명에 따른 OFDMA 기반 통신 시스템에서 기지국의 고속 피드백 정보 수신 장치의 구성을 도시한 블록도,

[0078] 도 3은 본 발명의 실시 예에 따른 OFDMA 기반 통신 시스템에서 단말의 고속 피드백 정보 전송 방법의 절차를 도시한 흐름도,

[0079] 도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 OFDMA 기반 통신 시스템에서 기지국의 고속 피드백 정보 수신 방법의 절차를 도시한 흐름도,

[0080] 도 5는 본 발명의 실시 예에 따른 OFDMA 기반 통신 시스템에서 고속 피드백 정보 전송을 위해 할당된 2×6 형태의 주파수-시간 축 자원을 도시한 도면,

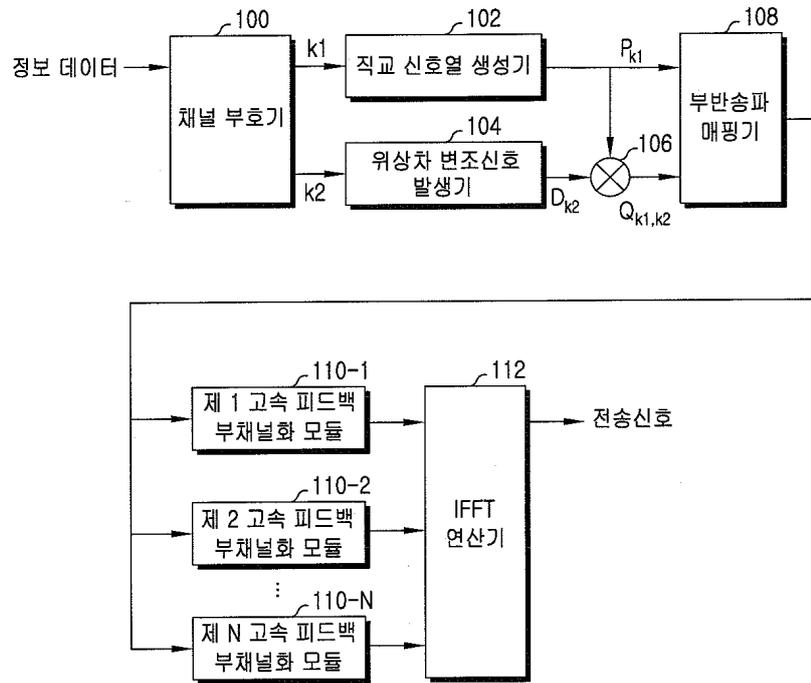
[0081] 도 6은 본 발명의 실시 예에 따른 OFDMA 기반 통신 시스템에서 고속 피드백 정보 전송을 위해 할당된 3×6 형태의 주파수-시간 축 자원을 도시한 도면,

[0082] 도 7은 본 발명의 실시 예에 따른 OFDMA 기반 통신 시스템에서 직교 신호열 쌍을 2×6 형태의 주파수-시간 축 자원에 매핑하는 방법을 도시한 도면, 및

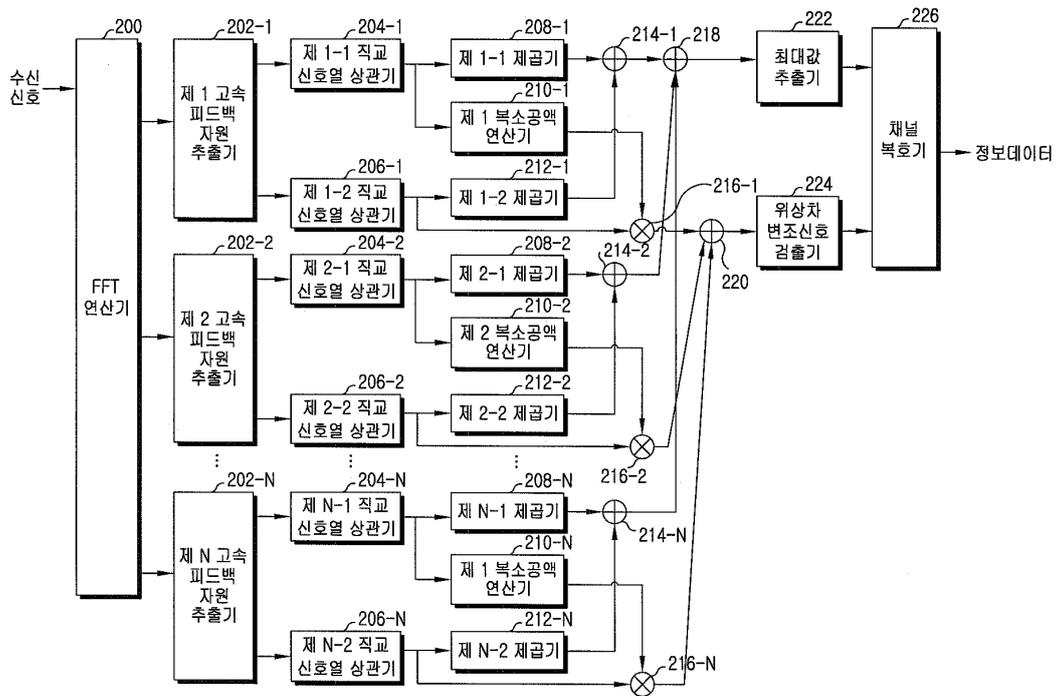
[0083] 도 8은 본 발명의 실시 예에 따른 OFDMA 기반 통신 시스템에서 직교 신호열 쌍을 3×6 형태의 주파수-시간 축 자원에 매핑하는 방법을 도시한 도면.

도면

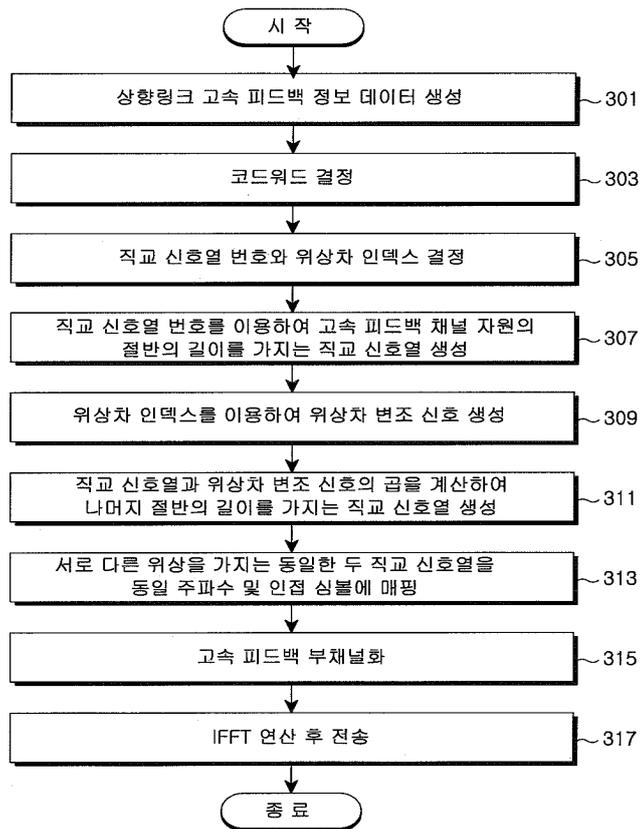
도면1



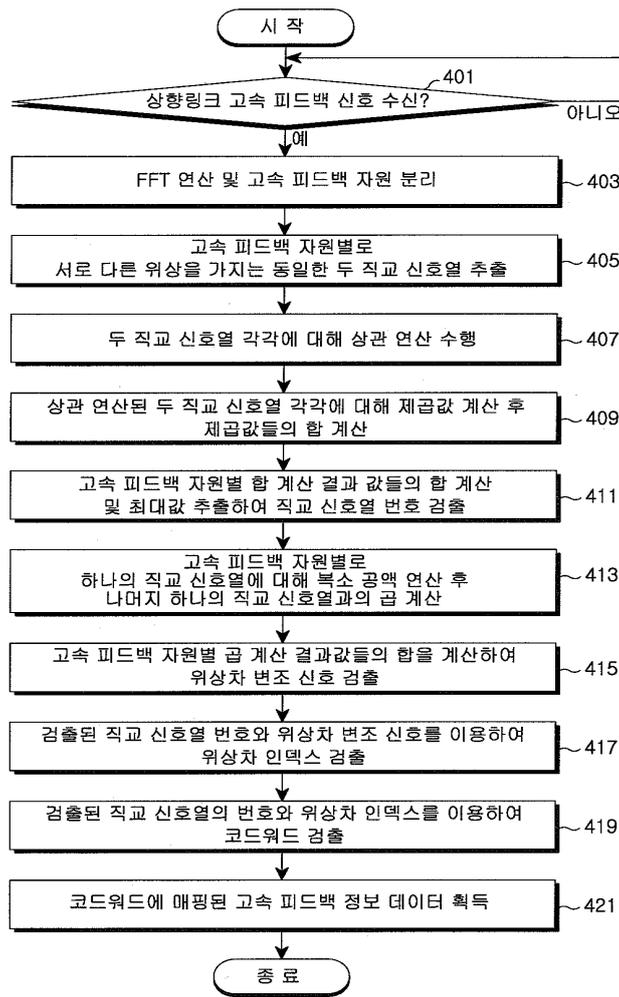
도면2



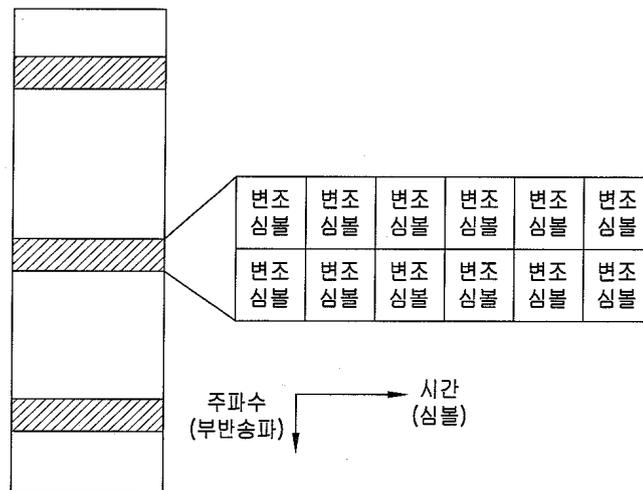
도면3



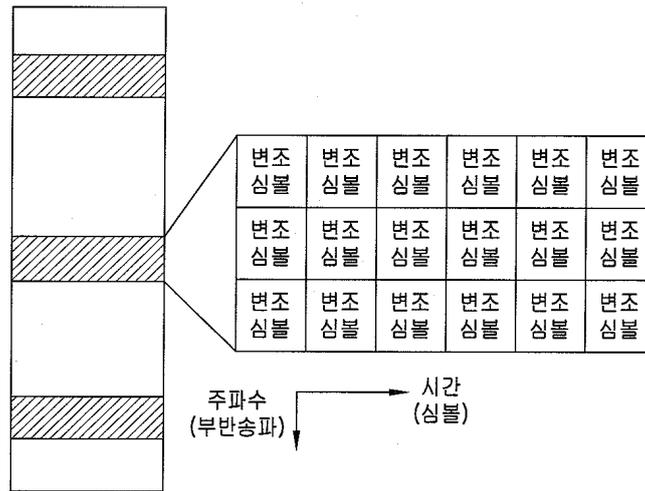
도면4



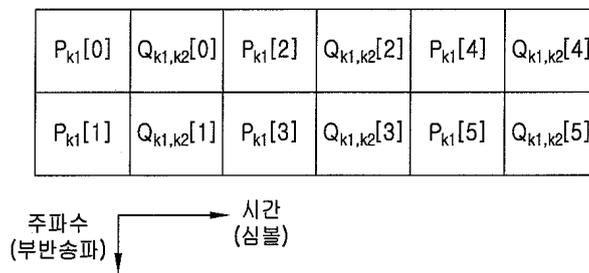
도면5



도면6



도면7



도면8

