



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2008년03월10일
(11) 등록번호 10-0811907
(24) 등록일자 2008년03월03일

(51) Int. Cl.
H04B 1/713 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2007-7002428
(22) 출원일자 2007년01월30일
심사청구일자 2007년01월30일
번역문제출일자 2007년01월30일
(65) 공개번호 10-2007-0028608
(43) 공개일자 2007년03월12일
(86) 국제출원번호 PCT/US2005/019838
국제출원일자 2005년06월06일
(87) 국제공개번호 WO 2006/007292
국제공개일자 2006년01월19일
(30) 우선권주장
10/881,252 2004년06월30일 미국(US)
(56) 선행기술조사문헌
"Interleaved FDMA - A New Spread-Spectrum
Multiple-Access Scheme", ICC 98

(73) 특허권자
모토로라 인코포레이티드
미국, 일리노이 60196, 샤움버그, 이스트 엘공켄
로드 1303
(72) 발명자
후꾸따, 마사야
일본 152-0022 도쿄도 메구로구 가끼노끼자카
2-26-11 넘버 103
바움, 케빈, 엘.
미국 60008 일리노이주 롤링 매도우스 리치니 레
인 3450
(뒷면에 계속)
(74) 대리인
백만기, 이중희, 주성민

전체 청구항 수 : 총 14 항

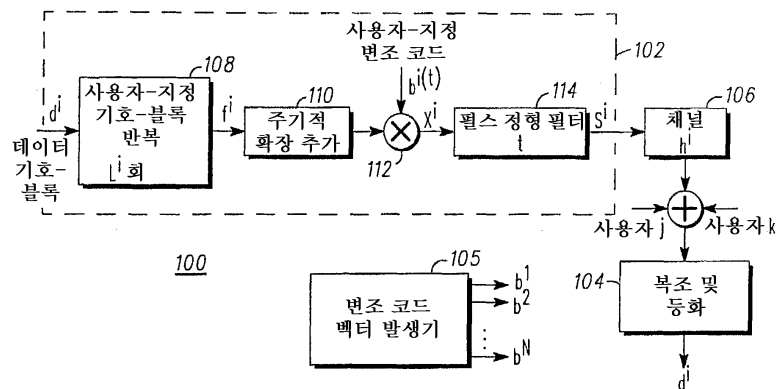
심사관 : 조춘근

(54) 주파수-도약된 IFDMA 통신 시스템

(57) 요약

IFDMA 시스템에서 주파수 도약은 시변 IFDMA 변조 코드를 이용함으로써 발생한다. 특히, 변조기는 기호 스트림과 사용자 지정 IFDMA 변조 코드 $b^i(t)$ 를 수신한다. 변조기의 출력은 소정의 주파수, 또는 부반송파에 존재하는 신호 $X^i(t)$ 를 포함한다. 신호 $X^i(t)$ 가 이용하는 실제 부반송파는 이용되는 기호 블록의 반복과 특정 IFDMA 변조 코드에 의존한다.

대표도 - 도1



(72) 발명자

하야시, 히로시

일본 202-0014 도쿄도 니시또쿄시 후지마찌
1-8-1-306

난기아, 비제이

미국 60102 일리노이주 알콘퀸 에버딘 드라이브
185

특허청구의 범위

청구항 1

IFDMA 통신 시스템 내에서 주파수 도약을 위한 방법으로서,

기호 스트림을 수신하는 단계;

제1 IFDMA 변조 코드를 수신하는 단계;

제1 시간 주기에서, 상기 기호 스트림을 상기 제1 IFDMA 변조 코드에 의해 변조하여 제1 주파수 집합에 존재하는 신호를 생성하는 단계;

제2 IFDMA 변조 코드를 수신하는 단계; 및

제2 시간 주기에서, 상기 기호 스트림을 상기 제2 IFDMA 변조 코드에 의해 변조하여 제2 주파수 집합에 존재하는 제2 신호를 생성하는 단계를 포함하는 IFDMA 통신 시스템 내에서 주파수 도약을 위한 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 제1 및 제2 시간 주기는 제1 및 제2 기호 주기를 포함하는 방법.

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 제1 및 제2 IFDMA 변조 코드를 수신하는 단계는

제1 및 제2 IFDMA 블록 변조 코드를 수신하는 단계 또는

제1 및 제2 IFDMA 위상 램프 변조 코드를 수신하는 단계 중 적어도 하나를 포함하는 방법.

청구항 4

IFDMA 통신 시스템 내에서 주파수 도약을 위한 방법으로서,

기호 스트림을 수신하는 단계; 및

각각의 제1 및 제2 IFDMA 기호 주기 동안 이용되는 IFDMA 변조 코드를 변경하는 단계에 의해 상기 기호 스트림을 주파수 도약하는 단계를 포함하는 IFDMA 통신 시스템 내에서 주파수 도약을 위한 방법.

청구항 5

제4항에 있어서,

상기 IFDMA 변조 코드를 변경하는 단계는

IFDMA 위상 램프 변조 코드를 변경하는 단계 또는

IFDMA 블록 변조 코드를 변경하는 단계 중 적어도 하나를 포함하는 방법.

청구항 6

IFDMA 통신 시스템에서 주파수-도약된 신호를 수신하기 위한 방법으로서,

제1 복수의 채널을 통해 기호 스트림을 수신하는 단계;

상기 기호 스트림을 복조하기 위해 제1 IFDMA 변조 코드를 이용하는 단계;

상기 기호 스트림을 제2 복수의 채널을 통해 수신하는 단계; 및

상기 기호 스트림을 복조하기 위해 제2 IFDMA 변조 코드를 이용하는 단계를 포함하는 IFDMA 통신 시스템에서 주파수-도약된 신호를 수신하기 위한 방법.

청구항 7

제6항에 있어서,
 상기 제1 및 제2 기호 스트림은 제1 및 제2 프레임에 의해 수신되는 방법.

청구항 8

제7항에 있어서,
 상기 제1 및 제2 IFDMA 변조 코드를 이용하는 단계는
 제1 및 제2 IFDMA 블록 변조 코드를 이용하는 단계 또는
 제1 및 제2 IFDMA 위상 램프 변조 코드를 이용하는 단계 중 적어도 하나를 포함하는 방법.

청구항 9

블록-반복된 기호 스트림을 출력하는 기호 블록 리피터;
 시변 IFDMA 변조 코드를 출력하는 변조 코드 벡터 발생기; 및
 상기 블록-반복된 기호 스트림과 상기 시변 변조 코드를 수신하고, 상기 IFDMA 변조 코드에 의존하는 주파수 집합에 존재하는 신호를 출력하는 IFDMA 변조기를 포함하는 장치.

청구항 10

제9항에 있어서,
 상기 IFDMA 변조 코드는 블록 변조 코드 또는 위상 램프 변조 코드를 포함하는 장치.

청구항 11

제9항에 있어서,
 상기 시변 IFDMA 변조 코드는 프레임마다 변하는 IFDMA 변조 코드를 포함하는 장치.

청구항 12

주파수-도약된 IFDMA 신호를 수신하고, 복수의 주파수에 존재하는 기저 대역 필터링된 신호를 출력하는 기저 대역 변환기; 및
 시변 변조 코드와 상기 복수의 주파수를 수신하고, 상기 시변 변조 코드에 기초하여 복조된 신호를 출력하는 복조기를 포함하는 장치.

청구항 13

제12항에 있어서,
 상기 시변 변조 코드는
 시변 블록 변조 코드 또는
 시변 램프 변조 코드 중 적어도 하나를 포함하는 장치.

청구항 14

제12항에 있어서,
 상기 주파수-도약된 IFDMA 신호는 프레임 단위 기준으로 주파수 도약되는 장치.

명세서

기술분야

<1> 본 발명은 일반적으로 무선 통신에 관한 것으로, 더욱 상세하게는, 무선 시스템을 위한 개선된 변조 방식에 관

한 것이다.

배경 기술

- <2> 진보한 셀룰러 시스템을 설계하는 도전적인 양태는 유연하고 효율적인 물리적 계층 변조 방식의 개발이다. 물리적 계층의 바람직한 속성 중 일부는 다음 속성들을 포함한다: 가입자-유닛 전력 증폭기의 비용, 크기 및 전력 소비를 줄이는, 적당한 피크 대 평균 전력비(peak-to-average power ratio); 광범위한 데이터 속도(data rate)를 위한 지원과, 수신된 신호 품질에 기초하여 데이터 속도를 변경하는 능력; 적응 변조를 위한 지원; "협대역(narrowband)" 데이터 속도로 전송하는 경우에도, 광대역 채널(예를 들어, 20 MHz)의 주파수 다이버시티(diversity)를 위한 지원; 및 셀 내(intra-cell) 간섭을 최소화하고 용량을 최대화하기 위해, 셀 내의 다른 사용자에 의한 전송 간의 직교성(orthogonality)을 유지하는 능력.
- <3> 인터리브된 주파수 분할 다중 접속(interleaved frequency division multiple access; IFDMA)은 물리적 계층에 대한 상기 기재된 기준 중 대부분을 잠재적으로 만족할 수 있는 다중반송파 변조 방법이다. IFDMA는 직교 주파수 분할 다중(orthogonal frequency division multiplex; OFDM)과 단일 반송파 변조 모두의 바람직한 특성 중 일부를 취하여, 이들을 개선된 타입의 변조로 결합시킨다. IFDMA에 따르면, 기저 대역 신호는 단일-반송파 직교 위상 시프트 키잉(quadrature phase shift keying; QPSK) 또는 직교 진폭 변조(quadrature amplitude modulation; QAM) 기호 스트림으로서 시작한다. IFDMA가 (블로킹(blocking) 및 반복 전에) 단일 반송파 방식으로 시작하므로, 단일 반송파 변조와 같은 피크 대 평균비(peak-to-average ratio)를 갖고, 주파수 다이버시티를 제공한다. 그러나, IFDMA 방식에 있어서, 모든 사용자는 같은 수의 부반송파(subcarrier)를 이용하여 전송해야 한다. 또한, 주파수 도약(frequency hop)하는 능력은 존재하지 않는다. 이는, 다른 사용자에 의한 다른 데이터 속도의 이용을 방지하고, 진보한 통신 시스템에서 IFDMA의 유연성을 제한한다. 따라서, 직교성과 낮은 피크 대 평균비를 보존하면서, 높은 정도의 데이터 속도 유연성 및 주파수 도약을 제공하는, 개선된 변조 방식에 대한 요구가 존재하게 된다.

실시 예

- <24> 이하, 상술한 요구를 다루기 위해, 주파수-도약된 IFDMA 통신 시스템을 제공하기 위한 방법 및 장치가 제공된다. IFDMA 시스템에서 주파수 도약은 시변 IFDMA 변조 코드를 이용함으로써 발생한다. 특히, 변조기는 기호 스트림과 사용자 지정 IFDMA 변조 코드 $b^i(t)$ 를 수신한다. 변조기의 출력은 소정의 주파수, 또는 부반송파에 존재하는 신호 $x^i(t)$ 를 포함한다. 신호 $x^i(t)$ 가 이용하는 실제 부반송파는 이용되는 기호 블록의 반복과 특정 IFDMA 변조 코드에 의존한다.
- <25> 본 발명은 IFDMA 통신 시스템 내에서 주파수 도약을 위한 방법을 포함한다. 본 발명의 방법은 기호 스트림을 수신하는 단계, 제1 IFDMA 변조 코드를 수신하는 단계 및 제1 시간 주기에서, 기호 스트림을 제1 IFDMA 변조 코드에 의해 변조시켜 제1 주파수 집합에 존재하는 신호를 생성하는 단계를 포함한다. 그 다음에, 제2 IFDMA 변조 코드를 수신하고, 제2 시간 주기에서, 기호 스트림을 제2 IFDMA 변조 코드에 의해 변조시켜 제2 주파수 집합에 존재하는 제2 신호를 생성한다.
- <26> 또한, 본 발명은 IFDMA 통신 시스템 내에서 주파수 도약을 위한 방법을 포함한다. 본 발명의 방법은 기호 스트림을 수신하는 단계 및 각각의 제1 및 제2 IFDMA 기호 주기 동안 이용된 IFDMA 변조 코드를 변경하는 단계에 의해 기호 스트림을 주파수 도약하는 단계를 포함한다.
- <27> 또한, 본 발명은 IFDMA 통신 시스템에서 주파수-도약된 신호를 수신하기 위한 방법을 포함한다. 본 발명의 방법은 제1 복수의 채널을 통해 기호 스트림을 수신하는 단계, 기호 스트림을 복조하기 위해 제1 IFDMA 변조 코드를 이용하는 단계, 제2 복수의 채널을 통해 기호 스트림을 수신하는 단계 및 기호 스트림을 복조하기 위해 제2 IFDMA 변조 코드를 이용하는 단계를 포함한다.
- <28> 또한, 본 발명은 블록-반복된 기호 스트림을 출력하는 기호 블록 리피터(repeater), 시변 IFDMA 변조 코드를 출력하는 변조 코드 벡터 발생기 및 블록-반복된 기호 스트림과 시변 변조 코드를 수신하고 IFDMA 변조 코드에 의존하는 주파수 집합에 존재하는 신호를 출력하는 IFDMA 변조기를 포함한 장치를 포함한다.
- <29> 또한, 본 발명은 주파수-도약된 IFDMA 신호를 수신하고 복수의 주파수에 존재하는 기저 대역 필터링된 신호를 출력하는 기저 대역 변환기, 및 시변 변조 코드와 복수의 주파수를 수신하고, 시변 변조 코드에 기초하여 복조된 신호를 출력하는 복조기를 포함한다.

- <30> 이하, 동일 참조 부호가 동일 구성 요소를 지시하는 도면을 참조하면, 도 1은 본 발명에 따른 예시적인 시스템(100)의 블록도이다. 시스템(100)은 특정 사용자에게 각각 대응하고, 통신 채널(106)을 통하여 하나 이상의 수신기(104)와 통신하는, 하나 이상의 송신기(102)를 포함한다. 통신 채널(106)은 셀룰러 시스템, 페이지 시스템, 이동 무선 시스템 등과 같은 다중-사용자 통신 시스템 내의 무선 주파수(radio frequency; RF) 채널일 수 있다. 도시된 바와 같이, 사용자 i , 사용자 j 및 사용자 k 와 같은 다중 사용자(예를 들어, N 명의 사용자)는 채널(106)을 통해 동시에 데이터를 전송할 수 있다. 송신기(102)와 수신기(104)는 이동 전화와 페이지와 같은 이동 가입자 유닛, 및/또는 기지국일 수 있다. 송신기(102)와 수신기(104)는 본 발명의 변조 방식을 구현하기 위한 하드웨어 및/또는 소프트웨어 구성 요소의 적절한 조합을 포함할 수 있다. 도시된 바와 같이, 도 1에 도시된 사용자 i 송신기(102)는 블록 리피터(108), 주기적 확장(cyclic extension) 장치(110), 변조기(112) 및 펄스-정형(pulse-shaping) 필터(114)를 포함한다. 아래에서 더 상세히 설명하는 바와 같이, 수신기(104)는 수신된 신호를 복조 및 등화하기 위한 프로세스를 포함한다.
- <31> 이하, IFDMA-타입 시스템 내의 사용자들이 서로 다른 데이터 속도를 가질 수 있고, 주파수 도약이 존재할 수 있는 경우에 대하여, 시스템(100)을 더 설명한다. 서로 다른 데이터 속도에 대한 직교 식별을 달성하는 2가지 코딩 기술(블록 및 위상 램프 변조 코드)을 개시한다. 또한, 서로 다른 사용자 간에, 직교성을 유지하기 위한 조건, 즉, 어떤 다중 접속 간섭(multiple access interference; MAI)도 없기 위한 조건도 상세히 설명한다.
- <32> IFDMA에 따르면, 기저 대역 신호는 단일-반송파 위상 시프트 키잉(phase shift keying; PSK) 또는 직교 진폭 변조(quadrature amplitude modulation; QAM) 기호 스트림으로서 시작한다. 기호는 (통상, 제곱근-상승 코사인 필터(root-raised cosine filter)를 이용한) 필터링과 전송 전에 (리피터(108)를 통하여) L 회 반복되는 블록으로 그룹화되고, 여기서, L 은 정수이다. 기호 블록의 반복으로 인해, 전송된 신호의 스펙트럼이 소정의 부반송파 주파수(즉, 모든 제 L 부반송파)에서만 "0"이 아니게 된다. 따라서, 펄스 정형 전에 전송된 신호 스펙트럼은, 데이터 기호가 단지 직교 주파수 분할 변조(orthogonal frequency division modulation; OFDM) 신호의 모든 제 L 부반송파를 통해 변조되는 경우 볼 수 있게 되는 것과 동일하다. 특히, 이 타입의 OFDM 전송은 종종 코움(comb) OFDM으로 지칭된다. 그러나, 펄스 정형 후, IFDMA 스펙트럼은 OFDM에 비해 더 빨리 떨어진다. 신호가 모든 L 개의 부반송파 중 하나만을 점유하므로, 전체 L 명의 서로 다른 사용자는 동시에 전송할 수 있다. 또한, 본 발명은 상이한 성상도(constellation) 크기(예를 들어, QPSK, M-ary QAM, 8-PSK)를 이용하는 서로 다른 사용자의 경우에 적용할 수 있다.
- <33> IFDMA 전송은 다음 조건을 만족하는 한 직교성을 유지한다: 1) IFDMA 전송이, IFDMA 사용자-지정 변조 코드 $b^i(t)$ 에 의해 달성되는, 상이한 부반송파의 집합을 점유하고, 2) 주기적 확장(또는 가드 주기(guard period))이 전송에 부가되고, 여기서, 주기적 확장은 채널 펄스 응답보다 김, 3) 신호가 수신기(104)와 시간상 동기화된다.
- <34> 따라서, 변조기(112)는 기호 스트림과 (종종 단순히 변조 코드로서 지칭되는) 사용자 지정 IFDMA 변조 코드 $b^i(t)$ 를 수신한다. 변조기(112)의 출력은 소정의 주파수, 또는 부반송파에 존재하는 신호 $x^i(t)$ 를 포함한다. 신호 $x^i(t)$ 가 이용하는 실제 부반송파는 이용되는 기호 블록의 반복과 특정 변조 코드에 의존한다. 따라서, 변조 코드 b 를 변경함으로써, 부반송파 집합이 변경된다. 그러나, $b^i(t)$ 의 변경이 전송에 이용되는 부반송파를 변경하게 되지만, 균일한 간격을 갖는 부반송파의 성질은 남아 있게 된다는 것에 주목해야 한다. 따라서, 본 발명의 바람직한 실시예에서, 변조-코드 벡터 발생기(105)는 사용자에게 의존하는 시변 사용자-지정 변조 코드를 주기적으로 출력한다. 특정 사용자를 위한 주파수 도약은 변조 코드, b^i 를 주기적으로 변경함으로써 달성된다. 본 발명의 바람직한 실시예에서, b^i 는 모든 IFDMA 기호에 대해 한 번 변경된다. 따라서, 각각의 IFDMA 기호는 상이한 부반송파 집합을 점유한다.
- <35> 이하, 도 2를 참조하면, 도 1의 송신기(102)의 동작의 일 예를 도시한 흐름도(150)가 도시되어 있다. 이동 통신 시스템(100)의 단일 셀 내의 각각의 활성 사용자 $i(i=1, \dots, K)$ 의 경우, Q_i 개의 데이터 기호, 즉, $d^{(i)}=[d_0(i), d_1(i), \dots, d_{(Q_i-1)}(i)]$ 의 블록 전송이 수행된다.
- <36> 단계(152)에서, 사용자 i 를 위한 데이터 기호는 직렬 기호 형식에서 병렬 기호 형식으로 변환된 후, 블록 리피터(108)에 의해 수신된다. 단계(154)에서, 기호 블록은 Q_i 개의 데이터(예를 들어, QAM) 기호의 블록 반복(L_i 회)에 의해 형성된다. 사용자-지정 블록 반복 속도가 이용된다. 블록 반복은 전송된 신호로 점유된 대

역폭을 L_i 횡수만큼 증가시키고, 그 스펙트럼이 모든 제 L_i 부반송파 주파수(부반송파 간격= $1/Q_i L_i$)에서만 "0"이 아니게 한다. 도 3에는 반복된 기호-블록의 일 예가 도시되어 있다.

<37> 도 2의 단계(156)에서, 가드 주기(프리픽스(prefix), 포스트픽스(postfix) 또는 양쪽 모두를 포함한 주기적 확장)는 반복된 기호-블록의 변조 및 펄스 정형 전에 부가된다. 도 3에 도시된 바와 같이, 가드 간격과 반복된 기호-블록은 함께 IFDMA 기호를 형성하고, 여기서, 가드 간격은 주기적 프리픽스(cyclic prefix)이다. 또한, 가드 간격은 반복된 블록의 변조 후와 펄스 정형 전에 부가될 수 있다. 길이가 v 인 주기적 프리픽스가 이용되고 시간이 v 내지 $Q L_i - 1$ 로 색인을 다는 경우, 반복된 기호-블록의 요소, f_i 는 수학식 1과 같다.

수학식 1

<38>
$$f_i' = d_{(l \bmod Q_i)}' \quad l = 0 \dots (Q_i L_i - 1)$$

<39> 단계(158)에서, 시변 사용자-지정 변조 코드는 변조기(112)에 의해 적용된다. 변조 코드는 본원 개시된 코드 할당 조건을 만족하는 임의의 적당한 코드일 수 있다. 사용자-지정 변조 코드를 적용한 후, 전송된 기호 벡터는 수학식 2와 같이 된다.

수학식 2

<40>
$$x_{Q_i+q}^i = f_{Q_i+q}^i \cdot b_{Q_i+q}^i = d_q^i \cdot b_{Q_i+q}^i \quad l = 0 \dots (L_i - 1), q = 0 \dots (Q_i - 1)$$

$$x_{-l}^i = f_{Q_i l - 1}^i \cdot b_{-l}^i \quad l = 1 \dots v$$

<41> 여기서, b_i^i 는 (Q_i 에 비례하는) 데이터 속도 R 로 사용자 i 에 할당되는 변조 코드이다.

<42> 다음 설명에서는, 데이터 속도는, 반복된 기호-블록 내의 전체 기호 개수에 대한 기호-블록 내의 기호 개수의 비, 즉,
$$\text{데이터 속도} = \frac{\text{기호-블록 내의 기호 개수}}{\text{반복된 기호-블록 내의 전체 기호 개수}}$$
 로서 정해진다.

<43> 변조 코드와 사용자 데이터 속도의 적당한 선택에 의해, 상이한 데이터 속도 사용자들 간의 직교성은, 반복된 기호-블록 지속기간에 대하여 채널이 느리게 변하는 한, 다중경로 조건에서도 균일하게 유지될 수 있다. 직교성을 유지하기 위해, 반복된 기호-블록 시간은 모든 사용자에 대하여 같을 수 있고, 즉, 수학식 3과 같다.

수학식 3

<44>
$$N = Q_i L_i, \quad \forall i$$

<45> 단계(160)에서, 기호 벡터에 대해 병렬에서 직렬로의 변환이 수행된다. 그 다음에, 직렬화된 벡터를 채널(106)을 통해 전송하기 전에, 펄스-정형 필터(114)를 이용하여 필터링한다(단계(162)).

<46> 본 발명은 시변 사용자-지정 변조 코드뿐만 아니라, 사용자-지정 데이터 블록 및 반복 크기를 이용하여 다중속도 전송을 제공함으로써, 서로 다른 사용자에 서로 다른 데이터 속도를 제공하므로 주파수 도약과 함께 높은 정도의 데이터 속도 유연성을 제공하게 된다. 또한, 본 발명은 낮은 피크 대 평균비를 보존하고, 사용자-지정 변조 코드(블록 및 위상-램프 코드)에 2가지 선택을 제공한다. 이들 변조 코드는 다중경로 채널에서도 서로 다른 데이터 속도 간의 직교성(즉, MAI가 거의 없거나 없음)을 유지한다.

<47> 이하, 서로 다른 데이터 속도 요구 사항을 갖는 4명의 사용자와 대역폭 B 를 갖는 예시적인 시스템을 고려하자. R_s 는 전체 대역폭 B 를 점유하는 단일 사용자에 의해 달성될 수 있는 최대 데이터 속도로 가정한다. 도 4의 표(180)에는 사용자-지정 데이터 속도 요구 사항이 주어진다. 또한, 본 발명의 다중-속도 IFDMA에 대한 사용자-지정 파라미터와 가능한 코드 할당이 표로 작성된다. 표(180)에 도시된 바와 같이, 본 발명은 사용자-지정 기호-블록 및 반복 크기와 사용자-지정 변조 코드를 서로 다른 사용자에 할당함으로써 상이한 데이터 요구 사항을 완전히 만족할 수 있다.

<48> 주파수 영역에서, 변조 코드는 시스템(100)의 여러 다중속도 사용자의 스펙트럼을 인터리빙하는 효과를 갖는다. 도 5에는 인터리빙의 일 예가 도시되어 있다. 특히, 도 5는 본원 개시된 변조 방식의 4명의 사용자에 의해 점유된 부반송파의 그래프(190)를 도시한다. 도 5에서 알 수 있는 바와 같이, 높은 데이터 속도 사용자(사용자 A)에게는 다른 낮은 데이터 속도 사용자(사용자 B, C, D)보다 넓은 대역폭(부반송파)이 할당된다. 본 발명은

도 5의 예에 의해 도시된 사용자 수나 부반송파 할당에 한정되지 않는다.

<49> 수신기 신호 처리

<50> 도 6 및 도 8은 도 1의 수신기(104)로서 이용할 수 있는 2가지 다른 수신기 구조를 도시한다. 이들 구조의 각각은 아래에 더 상세히 설명된다. 그러나, 우선, 수신기(104)의 일반적인 동작을 설명한다. K명의 사용자로부터 조합된 수신 신호의 복소 포락선은 다중경로 채널(106)을 통해 전파되고 부가 백색 가우스 잡음에 의해 훼손된 후, 수학식 4와 같이 주어진다.

수학식 4

<51>
$$y_l = \sum_{j=1}^K \sum_{m=0}^{M-1} x_{l-m}^j \cdot p_m^j + n_l, \quad l = -v \dots (N-1)$$

<52> 여기서, $p_m^j = t_m * h_m^j * r_m$ 은 사용자 i(크기=M+1)에 대한 등가 기저 대역 채널 펄스 응답(channel pulse response; CPR)이고, h_m^j 은 등가 저역-통과 채널 임펄스 응답이고, t_m 은 등가 송신기 기저 대역 펄스이고, r_m 은 등가 수신기 기저 대역 펄스이고, n_l 은 수신기 잡음(AWGN)이다. 상술한 바와 같이, 수신된 신호는 복수의 채널 - 복수의 채널은 송신기에 의해 이용되는 현재 변조 코드 $b^i(t)$ 에 의존함 - 을 통해 전파된다.

<53> 수신기(104)는 수학식 4에서 수신된 신호의 마지막 N개의 샘플(즉, 주기적 확장 제거 후의 샘플)을 선택하여 사용자 데이터를 복조할 수 있다. 사용자 i에 대한 복조 프로세스는, 채널 펄스 응답의 등화 P^i , 변조 코드 상관 $b^i(t)$ 및 L^i 횃수의 반복 조합으로 이루어진다. 아래에 설명되는 바와 같이, 동작 순서에 따라, 2개의 수신기 구조가 가능하다. 명백히 알 수 있는 바와 같이, $b^i(t)$ 는 송신기에 의해 이용되는 현재 $b^i(t)$ 와 동일하게 되고, 프레임 단위 기준에 따라 변하게 된다. 본 발명의 바람직한 실시예에서, $b^i(t)$ 를 변경시킴으로써 채널에 의해 이용되고 있는 데이터 속도 및/또는 현재 주파수 모두가 변경되도록 할 수 있다. 따라서, $b^i(t)$ 는 데이터 속도가 변하는 경우 전송 과정에서 변할 수 있거나, 주파수 도약의 경우 프레임 단위 기준에 따라 변할 수 있다.

<54> 제1 수신기 구조

<55> 도 6은 제1 수신기 구조(200)를 도시한다. 이 구조에서는, 시변 사용자-지정 변조 코드와 신호를 상관시키기 전에 채널 등화가 수행된다. 제1 수신기(200)는 A/D 변환기/샘플링 회로를 포함하는 RF에서 복소 기저 대역으로의 변환 회로(204), 기저 대역 필터(206), 주기적 확장 제거기(208), 등화기(210), 복조기(212), 기호-블록 조합기(214) 및 기호 결정 장치(216)를 포함한다. 복조기(212), 기호-블록 조합기(214) 및 기호 결정 장치(216)는 특정 사용자를 위해 자신의 기능을 수행한다.

<56> 도 7은 제1 수신기(200)의 동작을 도시한 흐름도(230)이다. 단계(232)에서, 수신된 신호는 A/D 변환기/샘플링 회로(204)에 의해 복소 기저 대역 신호로 하향 변환되고, 필터링되고(이미지 제파, 인접한 채널 제파, 에일리어싱(aliasing) 회피) 및 디지털화된다. 단계(233)에서, 기저 대역 신호는 통상 전송 펄스 정형 필터와 결합되는 정합 필터에 의해 복수의 주파수에 존재하는 기저 대역 필터링된 신호이다. 단계(234)에서, 주기적 확장이 제거된다.

<57> 단계(236)에서, 모든 사용자로부터 (주기적 확장 제거 후 - 수신기에서 1x 오버샘플링에 대한 N개의 샘플) 샘플링된 기저 대역 조합된 수신 신호는 주파수 영역 등화 기술을 이용하여 각 사용자의 채널 응답에 대해 등화된다. 각각의 사용자가 (사용자-지정 블록 반복 및 변조 코드로 인한) 직교 부반송파 집합을 이용하고 있으므로, 모든 사용자는 하나의 N-포인트 변환만을 이용하여 주파수 영역에서 동시에 등화될 수 있다. 그러나, 등화기 계수는 각각의 사용자마다 달라, 해당 사용자에 의해 점유된 부반송파에만 적용된다. 따라서, 단계(236)는 공통 처리와 사용자-지정 처리의 조합을 수행한다. 다른 방법으로는, 등화는 선형 트랜스버설(transversal) 시간-영역 등화기, 결정 피드백(decision feedback) 등화기, 최대 가능성 시퀀스 추정(maximum likelihood sequence estimation), 반복형 등화기, 기호 간 간섭(inter-symbol-interference; ISI) 상쇄기 및 터보 등화기와 같은 다른 기술에 기초할 수 있다.

<58> 그 다음에, 단계(238)에서, 각 사용자의 경우, 등화된 신호는 복조기(212)에 의해 상관된 코드이다. 단계(240)에서, 상관된 신호를 조합하여, Q_i 개의 전송된 기호의 소프트 추정치, $\mathbf{z}^{(i)}$ 를 생성한다. 소프트 결정(soft decision)은, 송신기에서 여러 보정 코딩을 이용한 경우, 순방향 오류 정정(Forward Error Correction: FEC) 디코더로 전달될 수 있다. 단계(242)에서, 추정된 기호에 기초한 논리 결정을 수행하여, 기호 값을 결정한다. 기호는 하나 이상의 비트를 각각 포함할 수 있다.

<59> **제2 수신기 구조**

<60> 도 8은 제2 수신기 구조(260)를 도시한다. 이 구조에서는, 채널 등화 전에 사용자-지정 코드와의 상관이 수행된다. 제2 수신기(260)는 A/D 변환기/샘플링 회로를 포함하는 RF에서 복소 기저 대역으로의 변환 회로(264), 기저 대역 필터(266), 주기적 확장 제거기(268), 복조기(270), 기호-블록 조합기(272), 등화기(274) 및 기호 결정 장치(276)를 포함한다. 복조기(270), 기호-블록 조합기(272), 등화기(274) 및 기호 결정 장치(276)는 사용자-지정 기준에 따라 자신의 기능을 수행한다.

<61> 도 9는 제2 수신기(260)의 동작을 도시한 흐름도(280)이다. 도 9는 이런 유형의 수신기 구조(260)에 대한 수신기 신호 처리를 도시한다. 단계(282)에서, 수신된 신호는 A/D 변환기/샘플링 회로(264)에 의해 복소 기저 대역 신호로 하향 변환되고, 필터링되고(이미지 제파, 인접한 채널 제파, 에이리어싱 회피) 및 디지털화된다. 단계(283)에서, 기저 대역 신호는, 통상, 전송 펄스 정형 필터와 정합되는 정합 필터에 의해, 기저 대역 필터링된다. 단계(284)에서, 주기적 확장이 제거된다.

<62> 단계(286)에서, 각 사용자의 경우, 모든 사용자로부터 (주기적 확장 제거 후) 샘플링된 기저 대역 조합 신호는 복조기(270)에 의해 상관된다. 단계(288)에서, 상관된 신호는 사용자-지정 블록 반복을 이용하여 조합된다. 그 다음에, 생성된 신호(1x 수신기 오버샘플링에 대한 Q_i 개의 샘플)를 (시간 또는 주파수 영역) 등화시켜, Q_i 개의 전송된 기호의 추정치, $\mathbf{z}^{(i)}$ 를 생성한다(단계(290)). 선형 트랜스버설 시간-영역 등화기, 결정 피드백 등화기, 최대 가능성 시퀀스 추정, 선형 주파수 영역 등화기, 반복형 등화기, ISI 상쇄기 및 터보 등화기를 포함한 여러 기술을 이용하여 등화를 달성할 수 있다. 주파수 영역 등화를 이용하는 경우, Q_i 포인트 변환이 각 사용자마다 요구된다. 단계(292)에서, 추정된 기호에 기초한 논리 결정을 수행하여, 기호 값을 결정한다. 기호는 하나 이상의 비트를 각각 포함할 수 있다.

<63> **수신기 분석**

<64> 다음 분석은 도 6의 제1 수신기(200)에 기초한다. 그러나, 여기서 얻은 분석 결과는 도 8에 도시된 제2 수신기(260)에도 유효하다.

<65> 상기 분석은 다음과 같다. \mathbf{e}_i^y 를 등가 제i 사용자 등화 필터 e_i^j 에 대한, 제j 사용자 채널 펄스 p_i^j 의 응답으로, 즉, $\mathbf{e}_i^y = p_i^j * e_i^j$ 로서 가정하자. 따라서, 사용자 i에 대한 등화된 수신 신호 샘플은 수학식 5와 같이 주어진다.

수학식 5

$$z_l^i = \sum_{j=1}^K \sum_{m=0}^{M-1} x_{l-m}^j \cdot g_m^y + \tilde{n}_l \quad l = 0 \dots (N-1)$$

<66>

<67> 직교 사용자 식별을 위한 조건을 얻기 위해, 잡음이 없는 전송($n_l=0$)을 가정한다. 따라서, 수학식 6과 같이 된다.

수학식 6

$$z_l^i = \sum_{j=1}^K \sum_{m=0}^{M-1} x_{l-m}^j \cdot g_m^y \quad l = 0 \dots (N-1)$$

<68>

<69> 수학식 7과 같이, 사용자 i의 전송된 Q_i 개의 데이터 기호의 추정치는 등화된 수신 신호 샘플을 대응하는 제i 사용자 변조 코드 b_i^j 와 상관시키고, L_i 회 반복에서 정보를 조합함으로써 얻어진다.

수학식 7

$$\hat{d}_q^i = \sum_{l=0}^{L_i-1} z_{lQ_i+q}^i \cdot (b_{lQ_i+q}^i)^*$$

$$= \sum_{j=1}^K \sum_m g_m^j \sum_{l=0}^{L_i-1} x_{lQ_i+q-m}^j \cdot (b_{lQ_i+q}^i)^*$$

<70>

변조 코드의 선택

<71>

이하, 2가지 유형의 변조 코드인 블록 및 위상 램프가 설명된다. 다음 설명은 시스템(100)에서 서로 다른 데이터 속도 사용자 간의 직교성을 유지하는데 필요한 조건과 코드를 얻는다. 이용되는 변조 코드 유형에 관계없이, 개개의 송신기/수신기의 변조 코드는 시변인 것이 허용되므로, 주파수 도약을 달성할 수 있다.

<72>

블록 변조 코드

<73>

사용자 i에 대한 변조 코드 $b^i(t)$ 가 수학식 8과 같은 형식인 것으로 가정하자.

<74>

수학식 8

$$b_{lQ_i+q}^i = c_l^i \quad q = 0 \dots (Q_i - 1), l = 0 \dots (L_i - 1)$$

$$b_{-q}^i = b_{N-q}^i \quad q = 1 \dots v$$

<75>

여기서, 직교 사용자 식별을 위한 채널화 코드 벡터 $\mathbf{c}_{L_i}^i = \mathbf{c}_{L_i}^i = [c_0^i \ c_1^i \ \dots \ c_{L_i-1}^i]$ 의 특성(및 값)은 다음과 같이 결정된다.

<76>

도 10의 블록 시퀀스(300)에 도시된 바와 같이, 사용자 i에 대한 변조 코드 b^i 는 단지 L_i 개의 다른 값에 대해 취하고, 반복된 기호-블록 내에서, $f_{lQ_i+q}^i, q = 0 \dots (Q_i - 1)$, 즉, 기호-블록의 제1 반복에서 모든 데이터 기호에 대해 불변 c_l^i 인 것을 수학식 8로부터 알 수 있다. 따라서, 수학식 2와 수학식 8로부터, 수학식 9를 얻을 수 있다.

<77>

수학식 9

$$x_{lQ_i+q}^i = d_q^i \cdot b_{lQ_i+q}^i = d_q^i \cdot c_l^i \quad l = 0 \dots (L_i - 1), q = 0 \dots (Q_i - 1)$$

<78>

또는,

<79>

수학식 10

$$x_l^i = d_{(l)_{Q_i}}^i \cdot \mathbf{c}_{\left(\left\lfloor \frac{l}{Q_i} \right\rfloor\right)_{L_i}}^i \quad l = 0 \dots (N - 1)$$

<80>

여기서, $(a)_b = a \bmod b$ 이고, $\left\lfloor \frac{a}{b} \right\rfloor = \text{floor}\left(\frac{a}{b}\right)$ 는 플로어링(flooring) 함수이다. 수학식 7에서 수학식 8을 이용하여, 블록 변조 코드를 이용하는 사용자 i의 전송된 Q개의 데이터 기호의 추정치는 수학식 11과 같이 주어진다.

<81>

수학식 11

$$\hat{d}_q^i = \sum_{j=1}^K \sum_m g_m^j \sum_{l=0}^{L_i-1} x_{lQ_i+q-m}^j \cdot (c_l^i)^*$$

<82>

이하, 사용자 i의 데이터 속도가 사용자 j의 정수배, 즉, 수학식 12와 같은 경우를 고려하자.

<83>

수학식 12

$$Q_i = w_{ij} Q_j \quad w_{ij} = \text{양의 정수}$$

$$L_j = w_{ij} L_i$$

<84>

<85> 따라서, 수학식 12로부터, 도 11에 도시된 바와 같이, 반복된 기호-블록 지속기간 N이 모든 사용자에게 대해 같으므로, 사용자 i에 대한 데이터 블록 반복 횟수 L_i는 사용자 j에 대한 반복 횟수 L_j보다 w_{ij}배 작다. 도 11은 사용자 i와 사용자 j에 대한 예시적인 기호-블록 반복(310 내지 320)을 도시한다. 수학식 10과 수학식 12를 이용하여, 사용자 j에 대해, 수학식 13과 같이 됨을 도출할 수 있다.

수학식 13

$$x_{lQ_i+q+\Delta}^j = d_{(q+\Delta)Q_j}^j \cdot c_{(lw_{ij}+\delta_j)_{L_j}}^j, \quad \delta_j = \begin{cases} q+\Delta & l=0 \dots (L_i-1) \\ Q_j & q=0 \dots (Q_i-1) \end{cases}$$

<86>

<87> 수학식 11에서 수학식 13을 이용하고, Δ=-m으로 대입하여, 블록 변조 코드를 이용하는 사용자 i의 전송된 Q_i개의 데이터 기호의 추정치는 수학식 14와 같이 작성될 수 있다.

수학식 14

$$\hat{d}_q^i = \sum_{j=1}^K \sum_m g_m^j \cdot d_{(q-m)Q_j}^j \cdot \sum_{l=0}^{L_i-1} c_{(lw_{ij}+\delta_j)_{L_j}}^j \cdot c_{(l)_{L_i}}^{i*}, \quad q=0 \dots (Q_i-1)$$

<88>

<89> 이하, u와 v는 길이가 L인 주기적 시퀀스로 가정한다. u와 v 간의 주기적 교차-상관(cross-correlation)은 수학식 15와 같이 주어진다.

수학식 15

$$R_{uv}(\alpha) = \sum_{l=0}^{L-1} u_l \cdot v_{(l+\alpha)_L}^* \quad \alpha = 0 \dots (L-1)$$

<90>

<91> 여기서, 수학식 15를 정의하면 수학식 16과 같다.

수학식 16

$$u_l^j = c_{(lw_{ij}+\delta_j)_{L_j}}^j \quad \text{및} \quad v_l^i = c_{(l)_{L_i}}^{i*} \quad l=0 \dots (L_i-1)$$

<92>

<93> 수학식 14는 수학식 17과 같이 재작성될 수 있다.

수학식 17

$$\hat{d}_q^i = \sum_{j=1}^K \sum_m g_m^j \cdot d_{(q-m)Q_j}^j \cdot R_{uv}^{ji}(0) \quad q=0 \dots (Q_i-1)$$

<94>

<95> 수학식 16으로부터, 시퀀스 u_l^j 는 w_{ij} 에 의한 $c_{(l)_{L_i}}^{i*}$ 의 데시메이션된 버전이고, δ_j 는 데시메이션 위상이다. 이하, 수학식 17로부터, MAI 없음 또는 직교 사용자 식별에 대한 조건은 수학식 18과 같다.

수학식 18

$$R_{uv}^{ji}(0) = \begin{cases} 0 & \forall i \neq j, \forall \delta_j \\ K, a \text{ 상수} & i = j \end{cases}$$

<96>

<97> 즉, 서로 다른 데이터 속도 사용자의 블록 변조 코드 간의 데시메이션된 주기적 교차-상관의 "0" 지연(lag) 성분은 모든 데시메이션 위상에 대해 "0"이어야 한다.

<98> 상기 분석에서, 사용자 전송은 수신기에서 동시에 수신되는 것으로 가정한다(수학식 4 참조). (주기적 확장이 사용자와 채널 펄스 응답 지속기간 간의 최악의 상대적인 신호 도달 지연을 허용하기에 충분히 긴) 비동기 사용자의 경우, 어떤 MAI도 없기 위해서는, 데시메이션된 주기적 교차-상관 시퀀스의 모든 지연(편이)도 "0"이어야 한다는 것을 도시할 수 있다. 따라서, 통상, 어떤 MAI도 없기 위한 조건은 수학식 19와 같다.

수학식 19

<99>
$$R_{uv}^{ji}(\alpha) = 0 \quad i \neq j, \forall \delta_j, \forall \alpha$$

<100> 수학식 19에 기초하여, 블록 변조 코드를 이용하는 사용자 i의 전송된 Q_i 개의 데이터 기호의 추정치, 수학식 17은 수학식 20과 같이 변형된다.

수학식 20

<101>
$$\hat{d}_q^i = \sum_m g_m^u \cdot d_{(q-m)Q_i}^i R_{uv}^{ii}(0) \quad q = 0 \dots (Q_i - 1)$$

<102> 이상적인 등화(기호 간 간섭의 완전한 제거)의 경우 또는 어떤 다중경로도 없는 경우, 수학식 21과 수학식 22와 같이 된다.

수학식 21

<103>
$$g_m^u = \begin{cases} K, a \text{ 상수} & m = 0 \\ 0 & m \neq 0 \end{cases}$$

수학식 22

<104>
$$\therefore \hat{d}_q^i = K \cdot d_{(q)Q_i}^i, q = 0 \dots (Q_i - 1)$$

<105> 이와 유사하게, 수학식 19에서 조건을 만족하면, MAI가 없기 때문에, 더 낮은 데이터 속도 사용자 j의 복조로 된다는 것을 도시할 수 있다(수학식 17).

<106> 수학식 3, 수학식 12 및 수학식 19를 요약하면, 수학식 8에서 정해진 블록 변조 코드를 이용하는 다중경로 채널에서, 직교 사용자 식별을 위한 조건, 및 이에 따른 서로 다른 데이터 속도 사용자에게 대한 어떤 MAI도 없기 위한 조건은 다음과 같다:

<107> 1. 모든 사용자의 반복된-기호 블록 지속기간은 같고,

<108>
$$N = Q_i L_i = Q_j L_j \quad \forall i, j$$

<109> 2. 모든 사용자에게 대한 데이터 속도는 서로에 대해 정수배(K) 또는 정수 역수(1/K)이고,

<110>
$$Q_i = w_y Q_j \text{ or } Q_i = \frac{1}{w_y} Q_j, \sum_r Q_r \leq N, \quad w_y = \text{양의 정수 } \forall i, j$$

<111> 3. 모든 사용자의, 채널화 코드 벡터 $\mathbf{c}_{L_i, i}$ 와 $\mathbf{c}_{L_j, j}$ 간의 데시메이션된 주기적 교차-상관 시퀀스의 모든 지연(편이)은 "0"임.

<112>
$$R_{uv}^{ji}(\alpha) = 0 \quad i \neq j, \forall \delta_j, \forall \alpha$$

사용자 간의 유리수배 데이터 속도에 대한 확장

<114> 도 12에 도시된 바와 같이, 블록 코드에 대해 상기 주어진 직교성 조건은 유리수배 데이터 속도로, 즉, 유리수 기호-블록 반복 계수로 사용자를 지원하도록 확장될 수 있고, 여기서,

<115>
$$Q_i = w_y Q_j \text{ or } L_j = w_y L_i, \sum_r Q_r \leq N, \quad w_y = \text{양의 유리수 } \forall i, j.$$

<116> 도 12에는 반복된 기호-블록 내의 사용자 i(330 내지 334)와 사용자 j(336 내지 340) 기호-블록 반복의 예가 도

시되어 있다. 직교 사용자 식별을 갖는, 도 12의 $w_{ij} = 3/2$ 과 같은, 유리수배 사용자 데이터 속도의 지원은 변조의 유연성을 개선하여, 광범위한 사용자 데이터 속도 요구 사항을 지원한다. 다음은 블록 변조 코드를 이용하는 다중경로 채널에서, 직교 사용자 식별, 및 이에 따른 서로 다른 데이터 속도 사용자에게 대한 MAI 없음에 대한 갱신된 조건이다.

<117> 1. 모든 사용자의 반복된-기호 블록 지속기간은 같고,

<118>
$$N = Q_i L_i = Q_j L_j \quad \forall i, j.$$

<119> 2. 모든 사용자의 데이터 속도는 서로에 대해 유리수배이고,

<120>
$$Q_i = w_y Q_j \text{ or } L_j = w_y L_i, \sum_i Q_i \leq N, \quad w_y = \text{양의 유리수} \quad \forall i, j.$$

<121> 3. 모든 사용자의, 데시메이션된 채널화 코드 벡터 $\mathbf{c}^{L_i, i}$ 와 $\mathbf{c}^{L_j, j}$ 간의 주기적 교차-상관 시퀀스의 모든 지연(편이)은 다음과 같이 모든 가능한 데시메이션 위상에 대해 "0"이어야 한다.

<122>
$$R_{uv}^{ji}(\alpha) = 0 \quad i \neq j, \forall \delta_i, \delta_j, \forall \alpha.$$

<123> 각 코드 벡터의 데시메이션 계수는 다음과 같은 형태이다.

$$M_r = \frac{L_r}{\beta_y}, r = i, j \quad \text{여기서 } \beta_y = \text{gcd}(L_i, L_j) \quad \text{gcd} = \text{최대 공약수}$$

및

$$u_l^i = c_{(lM_j + \delta_j)_{L_j}}^j \quad \text{및} \quad v_l^j = c_{(lM_i + \delta_i)_{L_i}}^i \quad l = 0 \dots (\beta_y - 1)$$

여기서 δ_i 및 δ_j 는 데시메이션 위상이고,

<124>
$$R_{uv}^{ji}(\alpha) = \sum_{l=0}^{\beta_y-1} u_l^j \cdot v_{(l+\alpha)\beta_y}^{i*} \quad \alpha = 0 \dots (\beta_y - 1).$$

<125> **블록 채널화 코드**

<126> 다시, 직교 사용자 식별을 위한 조건을 참조하면, 조건 #3의 직교성 요구 사항을 만족하는 특정 계열의 채널화 코드는, L-차원 이산 푸리에 변환(discrete Fourier transform; DFT) 행렬 \mathbb{C} 의 행렬에 기초한다.

수학식 23

<127>
$$\mathbf{C}_{L_i} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W^1 & W^2 & \dots & W^{(L-1)} \\ 1 & W^2 & W^4 & \dots & W^{2(L-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W^{(L-1)} & W^{2(L-1)} & \dots & W^{(L-1)(L-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{L_i,0} \\ \mathbf{c}_{L_i,1} \\ \mathbf{c}_{L_i,2} \\ \vdots \\ \mathbf{c}_{L_i,L-1} \end{bmatrix} \quad \begin{matrix} L = 1 \dots N \\ W = e^{-j2\pi/L} \end{matrix}$$

<128> DFT-기반 채널화 코드 $\mathbf{c}_{L,k}$ 의 적당한 할당에 의해, 서로 다른 데이터 속도 사용자들이 조건 #2를 만족시키면서 다중경로 채널에서 직교 사용자 식별이 달성될 수 있지만, 다수의 할당이 가능하다. 도 13에는 코드 트리 구조 (350 내지 380)를 이용하는 몇몇의 채널화 코드 할당의 예가 도시되어 있다.

<129> 도 13의 예시적인 코드 트리(350 내지 380)에서 알 수 있는 바와 같이, 원칙적으로, 광범위한 데이터 속도는 (특정 단계에서) 트리 내의 각 노드를 b개의 분기로 다시 나눔으로써 가능하다. 그 다음에, 각각의 후속 분기에 의해 달성된 데이터 속도는 그 부모(parent)의 데이터 속도보다 b배 작다. 코드-트리 내에 같은 깊이에 있는 모든 코드는 같은 반복 계수를 가지므로, 같은 수의 부반송파를 점유한다. 따라서, 코드-트리 내에 같은 깊이에 있는 임의의 코드를 이용하여 달성할 수 있는 데이터 속도는 같다. 그러나, 임의의 코드에 의해 점유된 부반송파는 코드-트리 내에 같은 깊이에 있는 모든 다른 코드에 의해 점유된 부반송파와 직교한다. 따라서, 상이한 데이터 속도 요구 사항을 갖는 사용자는 다음 규칙과 제약을 받는 채널화 코드 중 하나의 적당한 할당에 의해 지원될 수 있다.

<130> 1. 특정 코드를 이용하는 경우, 그 코드에서 루트(root)까지의 경로 상에 및 그 코드 아래의 서브-트리 상에 있는 어떤 다른 코드도 이용할 수 없고,

<131> 2. 트리 내에 임의의 깊이에 있는 모든 코드는 그 차원 L에 대한 DFT 기초 함수 $\{c_{l,k}\}$ 의 집합이다.

<132> 상기 제약을 만족하는 복잡도는, 송신기/수신기 간에 이용되는 코드가 시변인 경우, 증가한다. 본 발명의 바람직한 실시예에서, 벡터 발생기(105)는 모든 IFDMA 기호마다 한 번 각각의 송신기(102)에 이용된 특정 채널화 코드를 변경하여, 상기 제약이 만족되는 것을 보장한다.

<133> 도 14는 채널화 코드 할당을 위한 방법을 개략적으로 도시한 흐름도(400)를 도시한다. 단계(401)에서, 사용자 데이터 속도 요구 사항이 수신된다. 단계(402)에서, 사용자 데이터 속도 요구 사항을 만족하는 코드 트리 내의 깊이가 결정된다. 결정 단계(404)에서, 요구된 데이터 속도에서 임의의 미사용된 코드를 현재 이용할 수 있는지를 결정하는 검사를 수행한다. 이용할 수 있는 경우, 사용자는 이용할 수 있는 코드를 할당받고, 할당된 코드로부터 루트까지의 경로 상의 모든 코드와 그 할당된 코드 아래의 서브-트리 상의 모든 코드는 이용할 수 없는 코드로서 표시된다(단계(408)).

<134> 요구된 속도에서 어떤 코드도 이용할 수 없는 경우, 사용자는 나중 전송을 위해 재스케줄링(re-schedule)되거나, 다른 방법으로는, 사용자는 더 높거나 낮은 데이터 속도에 대응하는 코드를 할당받을 수 있다(단계(406)).

<135> **위상 램프 변조 코드**

<136> 위상 램프 변조 코드에 대한 분석은 블록 변조 코드에 대해 본원에서 상술한 분석과 유사하다. 사용자 i에 대한 변조 코드 b_i^i 가 수학식 24와 같은 형식인 것으로 가정하자.

수학식 24

<137>
$$b_l^i = e^{-jl\theta_i} \quad l = -v \dots (N-1)$$

<138> 여기서, 직교 사용자 식별에 필요한 채널화 코드 θ_i 의 특성(및 값)이 결정된다. 수학식 24로부터, 사용자 i에 대한 변조 코드 b_i^i 의 위상이 기호 지속기간 내내 선형으로 증가한다. 따라서, 수학식 2와 수학식 24로부터, 수학식 25 또는 수학식 26을 얻는다.

수학식 25

<139>
$$x_{lQ_i+q}^i = d_q^i \cdot b_{lQ_i+q}^i = d_q^i \cdot \exp[-j(lQ_i+q)\theta_i] \quad l = 0 \dots (L_i-1), q = 0 \dots (Q_i-1)$$

<140> 또는,

수학식 26

<141>
$$x_l^i = d_{(l)Q_i}^i e^{-jl\theta_i} \quad l = 0 \dots (N-1)$$

<142> 여기서, $(a)_b = a \bmod b$ 이다.

<143> 수학식 7에서 수학식 24를 이용하여, 위상 램프 변조 코드를 이용하는 사용자 i의 전송된 Q_i 개의 데이터 기호의 추정치는 수학식 27과 같이 작성될 수 있다.

수학식 27

<144>
$$\hat{d}_q^i = \sum_{j=1}^K \sum_m g_m^j \sum_{l=0}^{L_j-1} x_{lQ_i+q-m}^j \left(e^{-j(lQ_i+q)\theta_i} \right)^* \quad q = 0 \dots (Q_i-1)$$

<145> 이하, 블록 변조 코드와 같이, 사용자 i의 데이터 속도가 사용자 j의 정수배인 경우, 즉, 수학식 28과 같은 경우를 고려하자.

수학식 28

$$Q_i = w_y Q_j \quad w_y = \text{양의 정수}$$

$$L_j = w_y L_i$$

<146>

<147> 따라서, 수학식 28로부터, 반복된 기호-블록 지속기간 N이 모든 사용자에게 대해 같으므로, 도 11에 도시된 바와 같이, 사용자 i에 대한 기호-블록 반복 횟수 \mathbb{N}_i 는 사용자 j에 대한 기호-블록 반복 횟수 \mathbb{N}_j 보다 w_{ij} 배 작다.

<148> 수학식 26과 수학식 28을 이용하여, 사용자 j에 대해, 수학식 29와 같이 도출할 수 있다.

수학식 29

$$x_{iQ_i+q+\Delta}^j = d_{(q+\Delta)Q_j}^j e^{-j(iQ_i+q+\Delta)\theta_j}$$

<149>

<150> 수학식 27에서 수학식 29를 이용하고, $\Delta=-m$ 으로 대입하여, 위상 램프 변조 코드를 이용하는 사용자 i의 전송된 Q_i 개의 데이터 기호의 추정치는 수학식 30 또는 수학식 31과 같이 작성될 수 있다.

수학식 30

$$\hat{d}_q^i = \sum_{j=1}^K \sum_m g_m^j \cdot d_{(q-m)Q_j}^j \cdot \sum_{l=0}^{l_j-1} e^{-j(iQ_i+q-m)\theta_j} \cdot e^{j(iQ_i+q)\theta_j} \quad q = 0 \dots (Q_i - 1)$$

<151>

<152> 또는,

수학식 31

$$\hat{d}_q^i = \sum_{j=1}^K \sum_m g_m^j \cdot d_{(q-m)Q_j}^j \cdot e^{jm\theta_j} e^{jq(\theta_i-\theta_j)} \cdot \sum_{l=0}^{l_j-1} e^{jQ_i(\theta_i-\theta_j)} \quad q = 0 \dots (Q_i - 1)$$

<153>

<154> 수학식 31로부터, MAI 없음 또는 직교 사용자 식별에 대한 조건은 수학식 32와 같다.

수학식 32

$$\sum_{i=0}^{l_i-1} e^{jQ_i(\theta_i-\theta_j)} = \begin{cases} 0 & \forall i \neq j \\ K & i = j \end{cases} \quad \forall Q_i$$

<155>

<156> 수학식 32로부터, 수학식 31을 만족하는 위상 램프 변조 코드를 이용하는 사용자 i의 전송된 Q_i 개의 데이터 기호의 추정치는 수학식 33과 같이 변형된다.

수학식 33

$$\hat{d}_q^i = K \sum_m g_m^i \cdot d_{(q-m)Q_i}^i e^{jm\theta_i} \quad q = 0 \dots (Q_i - 1)$$

<157>

<158> 수학식 21에 의해 지시된 바와 같이, 이상적인 등화(기호 간 간섭의 완전한 제거)의 경우 또는 어떤 다중경로도 없는 경우, 수학식 34와 같이 된다.

수학식 34

$$\hat{d}_q^i = K \cdot d_{(q)Q_i}^i \quad q = 0 \dots (Q_i - 1)$$

<159>

<160> 이와 마찬가지로, 수학식 32에서 조건을 만족하면, 어떤 MAI도 없게 되므로, 더 낮은 데이터 속도 사용자 j의 복조로 된다(수학식 28).

<161> 따라서, 요약하면, 수학식 3, 수학식 28 및 수학식 32로부터, 수학식 24에서 정해진 위상 램프 변조 코드를 이용하는 서로 다른 데이터 속도 사용자에게 대한 다중경로 채널에서, 직교 사용자 식별, 및 이에 따른 MAI 없음에 대한 조건은 다음과 같다:

<162> 1. 모든 사용자의 반복된 기호-블록 지속기간은 같고,

<163>
$$N = Q_i L_i = Q_j L_j \quad \forall i, j.$$

<164> 2. 모든 사용자에 대한 데이터 속도는 서로에 대해 정수배(K) 또는 정수 역수(1/K)이고,

<165>
$$Q_i = w_{ij} Q_j \text{ or } Q_i = \frac{1}{w_{ij}} Q_j \quad w_{ij} = \text{양의 정수 } \forall i, j,$$

<166>
$$\sum_i Q_i \leq N.$$

<167> 3. 모든 사용자에 대한 변조(및 이에 따른 채널화) 코드는 다음을 만족해야 한다.

<168>
$$\sum_{i=0}^{L_i-1} e^{j\theta_i(\theta_i - \theta_j)} = \begin{cases} 0 & \forall i \neq j \\ K & i = j \end{cases} \quad \forall Q_i.$$

<169> **사용자 간의 유리수배 데이터 속도에 대한 확장**

<170> 블록 변조 코드에 관하여, 도 12에 도시된 바와 같이, 위상 램프 코드에 대해 상기 주어진 직교성 조건을 확장하여, 사용자들은 유리수배 데이터 속도로, 즉, 유리수 기호-블록 반복 계수로 지원할 수 있다. 직교 사용자 식별을 갖는 유리수배 사용자 데이터 속도의 지원은 변조의 유연성을 개선하여, 광범위한 사용자 데이터 속도 요구 사항을 지원한다. 다음은, 위상 램프 변조 코드를 이용하는 다중경로 채널에서, 직교 사용자 식별, 및 이에 따른 다른 데이터 속도 사용자에 대한 MAI 없음에 대한 갱신된 조건이다.

<171> 1. 모든 사용자의 반복된-기호 블록 지속기간은 같고,

<172>
$$N = Q_i L_i = Q_j L_j \quad \forall i, j.$$

<173> 2. 모든 사용자에 대한 데이터 속도는 서로에 대해 유리수배이고,

<174>
$$Q_i = w_{ij} Q_j \text{ or } L_j = w_{ij} L_i, \sum_i Q_i \leq N, \quad w_{ij} = \text{양의 유리수 } \forall i, j$$

<175> 3. 모든 사용자에 대한 변조(및 이에 따른 채널화) 코드는 다음을 만족해야 한다.

<176>
$$\sum_{i=0}^{\beta_{ij}-1} e^{j\theta_i(\theta_i - \theta_j)} = \begin{cases} 0 & \forall i \neq j \\ K & i = j \end{cases} \quad \forall Q_i, \quad K = \text{상수}$$

<177> 여기서 $\beta_{ij} = \text{gcd}(L_i, L_j)$ $\text{gcd} = \text{최대 공약수}$

<178> **위상 램프 채널화 코드**

<179> 상기 조건 3에서 직교성 요구 사항을 만족하는 채널화 코드는 수학적 식 35와 같은 형식이다.

수학적 식 35

<180>
$$\theta_i = \theta_{l_i, i} = \frac{2\pi i}{Q_i L_i} = \frac{2\pi i}{N}$$

<181> 따라서, 채널화 코드 $\theta_{L_i, i}$ 의 적당한 할당에 의해, 다중경로 채널에서 직교 사용자 식별은 서로 다른 데이터 속도 사용자들이 조건 2를 만족하면서 달성될 수 있다. 그러나, 블록 변조 코드와 유사하게, 가능한 다수의 코드 할당이 존재한다. 도 15에는 코드 트리 구조(420 내지 450)를 이용하는 몇몇의 채널화 코드 할당의 예가 도시되어 있다.

<182> 도 15에서 예로부터 알 수 있는 바와 같이, 광범위한 데이터 속도는 (특정 단계에서) 트리 내의 각 노드를 b개의 분기로 다시 나눔으로써 가능하다. 그 다음에, 각각의 후속 분기에 의해 달성되는 데이터 속도는 그 부모 분기의 데이터 속도보다 b배 낫다. 코드-트리 내에 같은 깊이에 있는 모든 코드는 같은 반복 계수를 가지므로 같은 수의 부반송파를 점유한다. 따라서, 코드-트리 내에 같은 깊이에 있는 임의의 코드를 이용하여 달성할 수 있는 데이터 속도는 같다. 그러나, 임의의 코드에 의해 점유된 부반송파는 코드-트리 내에 같은 깊이에 있는 모든 다른 코드에 의해 점유된 부반송파와 직교한다. 따라서, 서로 다른 데이터 속도 요구 사항을 갖는 사용자

는, 특정 코드를 이용하는 경우, 그 코드에서 루트까지의 경로 상에 및 그 코드 아래의 서브-트리 상에 있는 어떤 다른 코드도 이용할 수 없다는 조건을 따르는 채널화 코드 중 하나의 적당한 할당에 의해 지원될 수 있다. 주파수 도약은 사용자에 의해 이용되는 코드를 변경함으로써 지원된다.

<181> 블록-채널화 코드의 이용에서와 같이, 상기 제약을 만족하는 복잡도는, 송신기/수신기 간에 이용되는 코드가 시변인 경우, 증가한다. 본 발명의 바람직한 실시예에서, 벡터 발생기(105)는 모든 IFDMA 기호마다 한 번 각각의 송신기(102)에 이용되는 특정 채널화 코드를 변경하므로, 상기 제약이 만족되는 것을 보장한다. 도 14의 흐름도(400)는 블록 및 위상 램프 변조 코드에 대해 같은 채널화 코드 할당의 방법을 도시한다.

<182> 또한, 도 8에서와 같이, 블록 및 위상 램프 변조 코드를 이용하는 직교 사용자 식별에 대해 상기에서 얻은 조건은, 수신기에서 역 동작 순서, 즉, 코드 상관 다음에 등화가 뒤따르는 순서에도 유효하다. 또한, 주파수 영역 등화 기술을 이용하여 모든 사용자를 동시에 등화시키는 것이 가능하다.

<183> **비동기 사용자**

<184> 비동기 사용자의 경우, 직교성을 유지하기 위해, 사용자(P_b) 간의 최악의 상대적인 신호 도달 지연보다 긴 길이의 부가 가드 주기를 필요로 한다. 그 다음에, 수신기는 모든 사용자에 대해 MAI(multiple access interference)가 없는 N개의 기호 샘플($1x$ 오버샘플링을 취함)의 적당한 시간 위치(윈도)를 선택한다. 도 16은 3가지 비동기 사용자의 경우에 대한 일 예를 도시한다.

<185> 기준 사용자, 예를 들어, 사용자 A에 대하여 사용자 i의, 길이가 v 인 주기적 확장과 상대적인 지연/앞섬 Δ_i 의 경우, (기준 사용자에 대하여) MAI 없는 시간 윈도의 가능한 시작 위치 Δ 는 수학적 식 36과 같은 관계식을 만족한다는 것을 도시할 수 있다.

수학적 식 36

<186>
$$\Delta_{\max} + v \leq \Delta \leq P_D + \Delta_{\min} + v, \quad \Delta_{\max} = \max(\Delta_i), \quad \Delta_{\min} = \min(\Delta_i)$$

<187> 따라서, 수학적 식 36으로부터, 상대적인 지연이 최대 지연 P_D 보다 작은 경우에 다수의 훼손되지 않은 N개의 기호 샘플 윈도가 가능하다. 수신기는 후속 처리를 위해 이들 샘플링 인스턴스(instance) 중 임의의 하나를 선택할 수 있다.

<188> 도 17은 비동기 사용자 경우의 시간 윈도 선택 프로세스에 대한 흐름도(480)를 도시한다. 단계(401)에서, 수신기(104)에 의해 신호가 수신된다. 단계(482)에서, 기준 사용자와 관련하여 사용자들에 대한 상대적인 지연이 계산된다. 이들 상대적인 지연으로부터, 최소 지연과 최대 지연이 결정된다(단계(484)). 단계(486)에서, MAI 없는 윈도의 가능한 시간적 시작 위치가 결정된다. 단계(488)에서, 윈도로부터 샘플이 선택된다. 단계(489)에서, 도 5 내지 도 8과 관련하여 설명된 바와 같이, 이들 샘플은 수신기의 등화 및 코드 상관 함수에 제공된다.

<189> 부가적인 중복 샘플을 보조 정보(side information)로서 이용하여, 수신된 신호 대 잡음비(signal-to-noise ratio)를 개선하므로, 수신기에서 검출기 성능을 개선하게 된다. 또한, 복조된 데이터 기호의 사용자 의존 회전(rotation)을 순방향 오차 보정 디코딩 전에 이용할 수 있다는 것에 주목해야 한다.

<190> 다중-속도 사용자를 달성하기 위한 다른 방법은, 하나 이상의 코드를 특정 사용자에 할당하고 개개의 코드 변조된 신호를 선형으로 조합하는 것이다. 그러나, 이와 같은 방식은, 변조 신호의 선형 부가로 인한 큰 피크 대 평균비의 결점을 가질 수 있다. 또한, 시간 분할 다중 접속(time division multiple access; TDMA) 또는 코드 분할 다중 접속(code division multiple access; CDMA) 프로토콜과 같은, 다른 다중 접속 프로토콜은, 본원에서 개시된 다중-속도 IFDMA 방식과 함께 이용되거나 그 상부 상에서 실행될 수 있다.

<191> 도 18은 사용자-지정 변조 코드를 변경함으로써 주파수 도약을 도시한다. 단순화를 위해, 도 19는 같은 데이터 속도와 다른 채널화 코드의 할당을 각각 갖는, 4명의 사용자에 대해 도시되어 있다. 명백히 알 수 있는 바와 같이, 주파수 도약을 이용하지 않는 경우, 사용자-지정 변조 코드 $b^i(t)$ 는 각 사용자에 대해 고정된 상태를 유지한다. 이로 인해, 송신기의 전송된 신호가, 모든 IFDMA 기호 주기에 대해 소정의 부반송파 주파수(즉, 도 19의 예에서 모든 제4 부반송파)에서 "0"이 아니게 된다. 따라서, 펄스 정형 전, 각각의 사용자에 대해, 전송된 신호 스펙트럼은, 모든 기호 주기에서 같은 부반송파를 점유하고, 데이터 기호가 단지 OFDM(orthogonal frequency division modulation) 신호의 모든 제4 부반송파를 통해 변조되는 경우에, 볼 수 있게 것과 동일하다.

- <192> 한편, $b^i(t)$ 가 시간에 따라 변하는 것이 허용되는 경우, 특히, $b^i(t)$ 가 각각의 IFDMA 기호 주기 동안 변하는 것이 허용되는 경우, 주파수 도약이 발생한다. 각각의 기호 주기 동안 각각의 송신기에 대해 전송된 신호는, 데이터 기호가 단지 OFDM(orthogonal frequency division modulation) 신호의 모든 제4 부반송파를 통해 변조되는 경우에, 볼 수 있게 되는 것과 동일하다는 것에 주목해야 한다. 따라서, 각각의 기호 주기 동안, 사용자의 전송은 모든 이용할 수 있는 대역폭을 차지한다. 명백히 알 수 있는 바와 같이, 각각의 IFDMA 기호 주기 동안 $b^i(t)$ 의 변경으로 인해, 송신기의 전송을 주파수 도약하면서, 전송의 OFDM 성질을 계속 유지하게 된다. 특히, 도 19에서 각각의 송신기에서 전송된 신호는 (균일한 간격을 갖는) 모든 제4 부반송파를 점유한다. 채널화 코드의 적당한 할당에 의해 사용자 간의 직교성을 유지하면서 모든 IFDMA 기호마다 사용자-지정 변조 코드 $b^i(t)$ 를 변경함으로써, 각각의 송신기의 전송된 신호는, 이전의 IFDMA 기호에 비해, 다른 부반송파 집합이지만, 균일한 간격을 갖는 모든 제4 부반송파를 점유한다. 특히, 도 19에서, 특정 기호에서 점유된 부반송파는 이전 기호에서 점유된 부반송파의 주기적 시프트이고, 주기적 시프트는 하나의 부반송파로 이루어진다.
- <193> 도 19는 송신기의 동작을 도시한 흐름도이다. 논리 흐름은 제1 시간 주기에서 사용자의 블록-반복된 기호 스트림이 변조기(112)에 의해 수신되는 단계(1901)에서 시작한다. 단계(1903)에서, 제1 IFDMA 변조 코드에 의해 수신되고, 단계(1905)에서, 기호 스트림은 제1 변조 코드에 의해 변조된다. 상술한 바와 같이, 변조기(112)의 출력은 제1 주파수 집합, 또는 부반송파에 존재하는 신호를 포함한다. 이 신호가 이용하는 실제 부반송파는, 이용된 기호 블록의 반복과 특정 변조 코드에 의존한다.
- <194> 단계(1907)에서, 제2 IFDMA 변조 코드는 제2 시간 주기에서 수신되고, 기호 스트림은 제2 시간 주기에서 제2 변조 코드에 의해 변조되어(단계(1909)), 제2 주파수 집합, 또는 부반송파에 존재하는 신호를 생성한다. 상술한 바와 같이, 제1 및 제2 시간 주기가 제1 및 제2 연속적 기호 주기에 대응하는 것이 바람직하다. 이와 같은 프로세스는 기호 스트림의 전송 동안 계속되어, 각각의 기호 주기 동안, 고유한 IFDMA 변조 코드가 이용된다.
- <195> 다른 채널화 코드가 이용되는 경우 점유된 부반송파가 변하므로, IFDMA 채널화 코드 도약은 주파수 다이버시티를 증가시키고 다른-셀 간섭의 간섭 평균화를 개선하기 때문에 바람직하다. 따라서, IFDMA 코드 트리 및/또는 같은 레벨에 있는 IFDMA 서브-트리에서 같은 레벨에 있는 채널화 코드를 이용하는 서로 다른 사용자를 모든 기호마다 또는 모든 몇몇의 기호마다 재편성함으로써, 추가적인 간섭 평균화와 주파수 다이버시티를 달성할 수 있다. 사용자는 모든 홉(hop)에서 서로 다른 부반송파 집합을 점유하게 된다.
- <196> 도 20은 주파수-도약된 IFDMA 신호를 수신하는 수신기의 동작을 도시한 흐름도이다. 논리 흐름은, 제1 프레임 동안, 제1 복수의 채널을 통해 전파된 신호가 사용자 i 로부터 기저 대역 변환기(204)에서 수신되는 단계(2001)에서 시작한다. 상술한 바와 같이, 복수의 채널은 송신기에 의해 이용되는 현재 변조 코드 $b^i(t)$ 에 의존한다. 단계(2003)에서, 제1 IFDMA 변조 코드를 이용하여 신호를 복조한다. 상술한 바와 같이, 사용자 i 에 대한 복조 프로세스는 채널 펄스 응답의 등화 P^i , 변조 코드 상관 $b^i(t)$ 및 L_i 횃수의 반복 조합으로 이루어진다.
- <197> 단계(2005)에서, 제2 프레임 동안 신호가 수신되지만, 제2 프레임 동안, 제2 복수의 채널을 통해 신호가 수신된다. 끝으로, 단계(2007)에서, 제2 IFDMA 변조 코드를 이용하여 신호를 복조한다.
- <198> 이상, 본 발명의 특정 실시예를 도시하고 설명하였지만, 당해 기술분야의 당업자는, 개시된 본 발명이 여러 가지 방법으로 수정될 수 있고, 특별히 개시되고 상술한 것과 다른 다수의 실시예를 나타낼 수 있음을 명확하게 알 수 있다. 따라서, 본 발명의 범위는 첨부된 청구항에 지시되고, 그 등가물의 의미와 범위 내에 있는 모든 변경은 본 발명의 범위에 포함되는 것으로 의도된다.

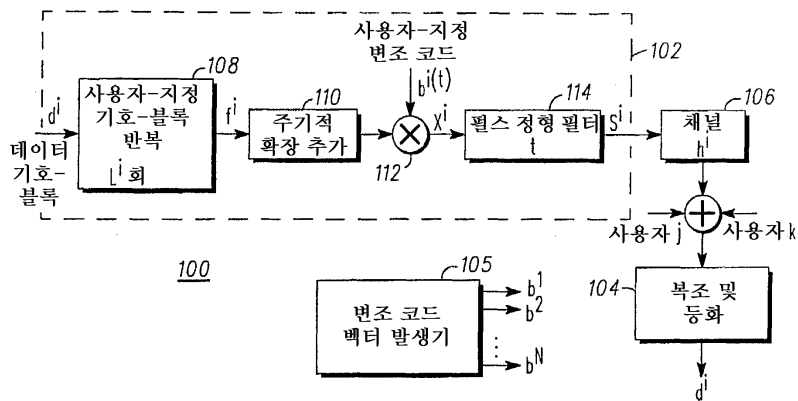
도면의 간단한 설명

- <4> 도 1은 본 발명에 따른 시스템의 블록도.
- <5> 도 2는 도 1에 도시된 시스템의 송신기의 동작을 도시한 흐름도.
- <6> 도 3은 예시적인 반복된 기호-블록을 도시.
- <7> 도 4는 도 1의 시스템에 의해 채용된 변조 방식의 특성을 도시한 표.
- <8> 도 5는 예시적인 동작 시나리오 하에 있는 도 1의 시스템의 사용자에게 의해 점유된 부반송파를 도시한 주파수 차트.

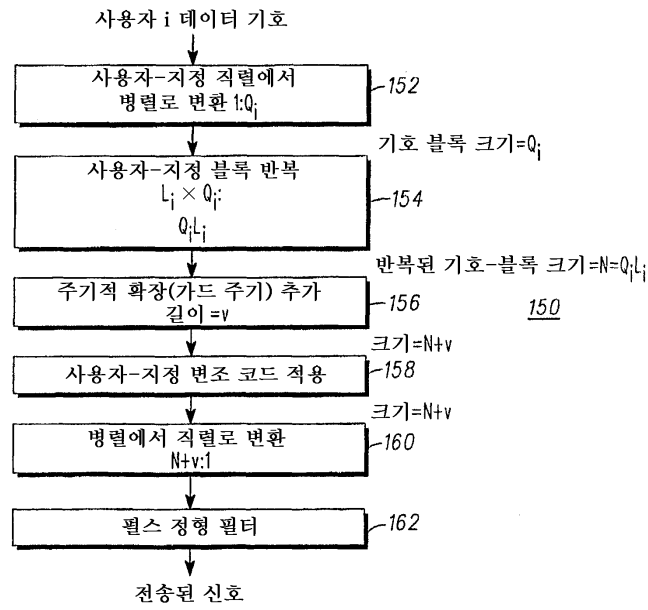
- <9> 도 6은 도 1에 도시된 시스템에서 이용할 수 있는 제1 예시적인 수신기의 블록도.
- <10> 도 7은 도 6에 도시된 제1 수신기의 동작을 도시한 흐름도.
- <11> 도 8은 도 1에 도시된 시스템에서 이용할 수 있는 제2 예시적인 수신기를 도시한 블록도.
- <12> 도 9는 도 8의 제2 수신기의 동작을 도시한 흐름도.
- <13> 도 10은 채널을 통해 전송된 예시적인 기호-블록 시퀀스를 도시.
- <14> 도 11은 시스템의 다수의 사용자에게 대한 예시적인 기호-블록 반복을 도시.
- <15> 도 12는 유리수배(rational multiple)의 데이터 속도를 채용한 시스템의 다수의 사용자에게 대한 예시적인 기호-블록 반복을 도시.
- <16> 도 13은 블록 변조 코드를 위한 예시적인 채널화 코드 할당을 도시한 코드 트리.
- <17> 도 14는 채널화 코드 할당 방법의 흐름도.
- <18> 도 15는 위상 램프(phase ramp) 변조 코드를 위한 예시적인 채널화 코드 할당을 도시한 코드 트리.
- <19> 도 16은 도 1의 시스템에 포함될 수 있는 수신기에 의해 수신되는 비동기 전송의 상대적인 시간 위치를 도시.
- <20> 도 17은 비동기 전송을 처리하는 방법을 도시한 흐름도.
- <21> 도 18은 시변(time-varying) 변조 코드를 이용한 주파수 도약을 도시.
- <22> 도 19는 시변 변조 코드를 이용함으로써 주파수 도약을 수행하는 송신기의 동작을 도시한 흐름도.
- <23> 도 20은 주파수 도약된 신호를 수신하는 수신기의 동작을 도시한 흐름도.

도면

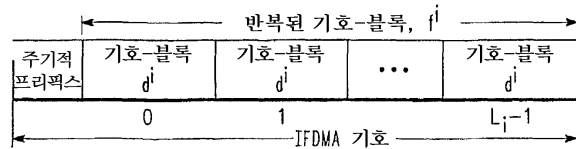
도면1



도면2



도면3

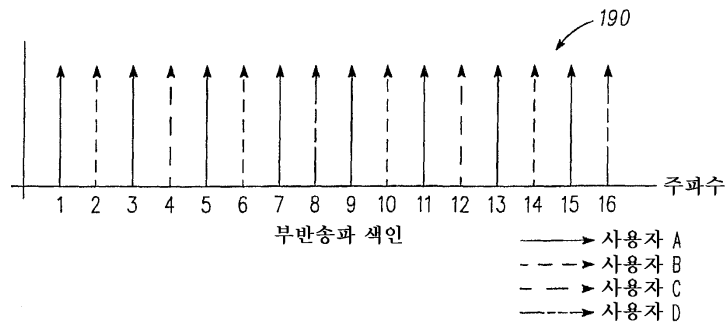


도면4

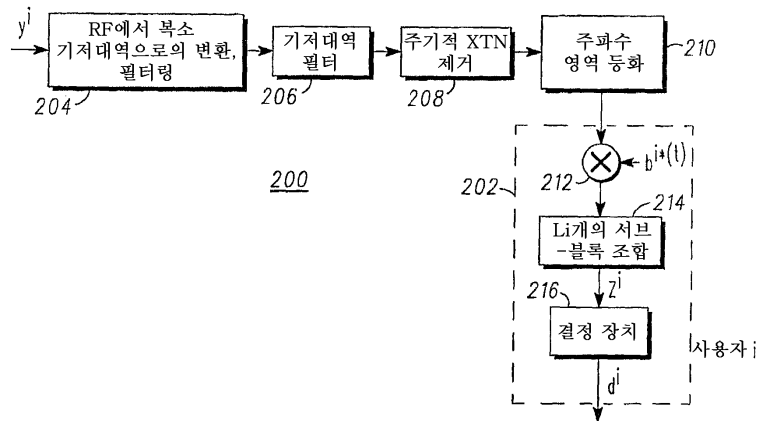
180

사용자 요구 사항		다중-속도 IFDMA				
사용자	데이터 속도 요구 사항	데이터 블록 크기	블록 반복 횟수 L	할당된 데이터 속도	채널화 코드	
					블록	위상 램프
A	$R_s/2$	$N/2$	2	$R_s/2$	$C_{2,0}$	$\theta_{2,0}$
B	$R_s/4$	$N/4$	4	$R_s/4$	$C_{4,1}$	$\theta_{4,1}$
C	$R_s/8$	$N/8$	8	$R_s/8$	$C_{8,3}$	$\theta_{8,3}$
D	$R_s/8$	$N/8$	8	$R_s/8$	$C_{8,7}$	$\theta_{8,7}$

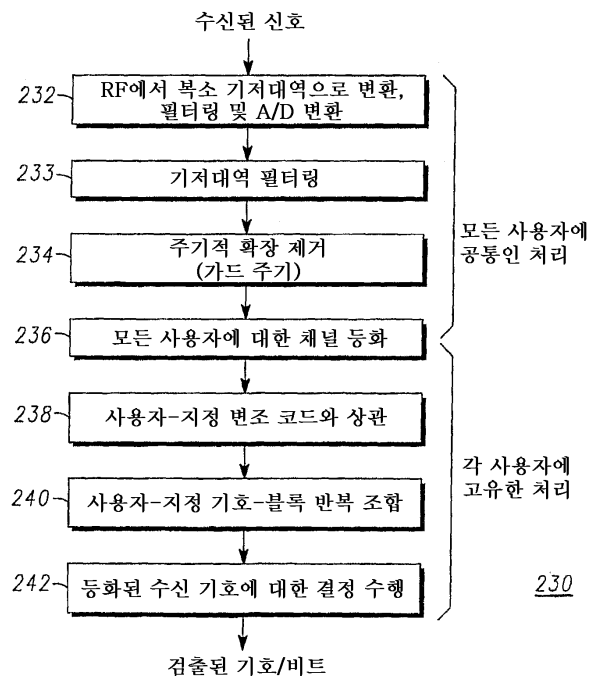
도면5



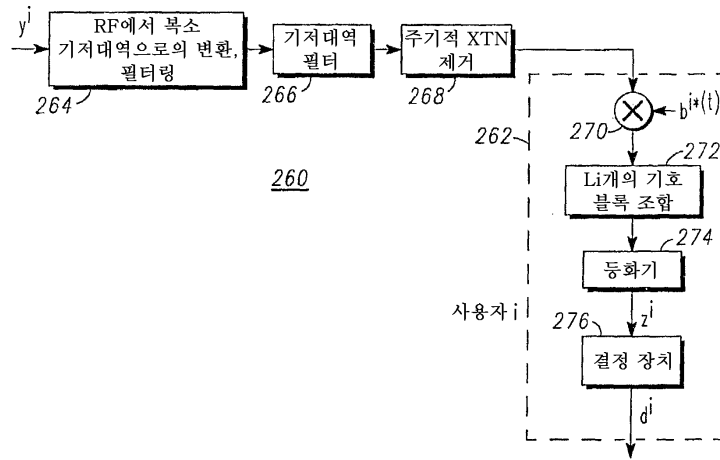
도면6



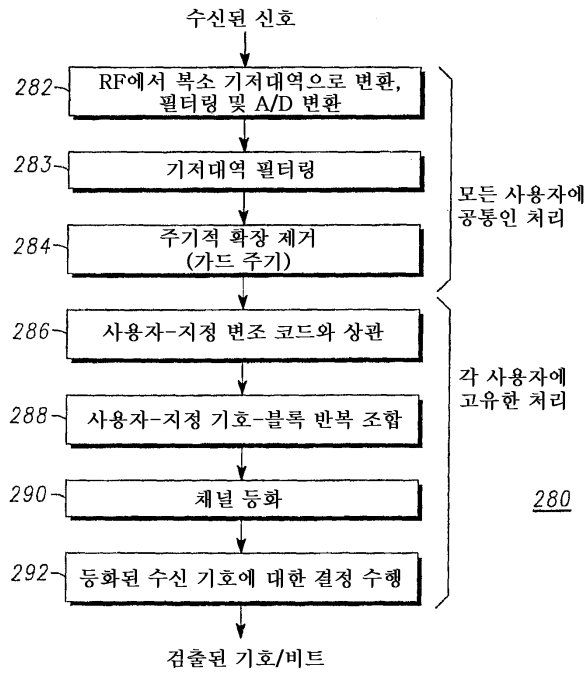
도면7



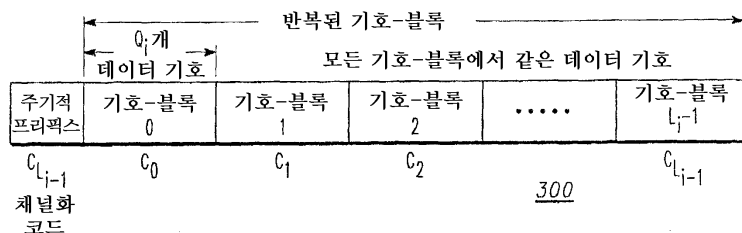
도면8



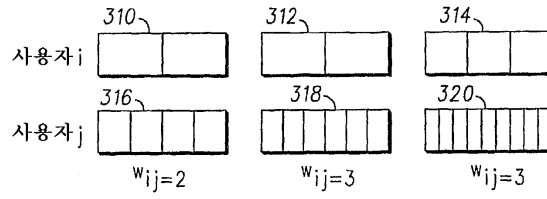
도면9



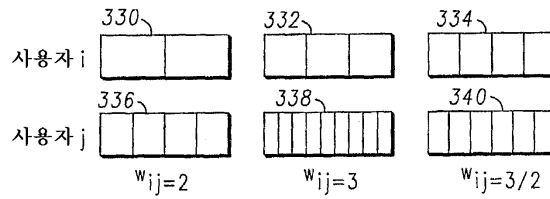
도면10



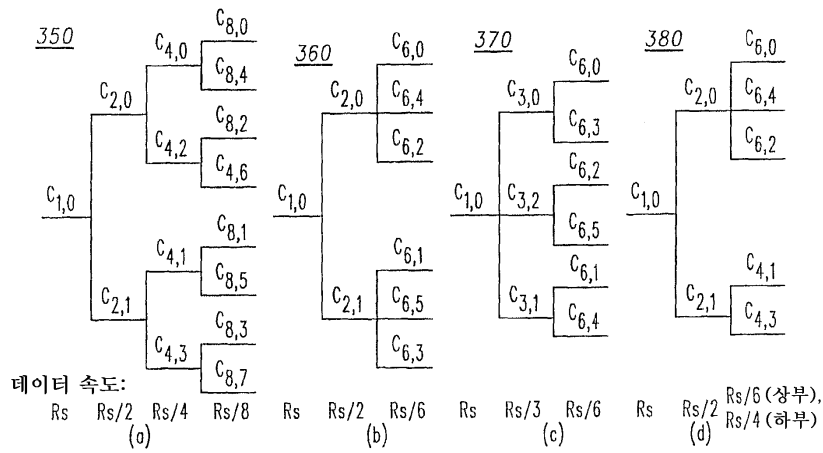
도면11



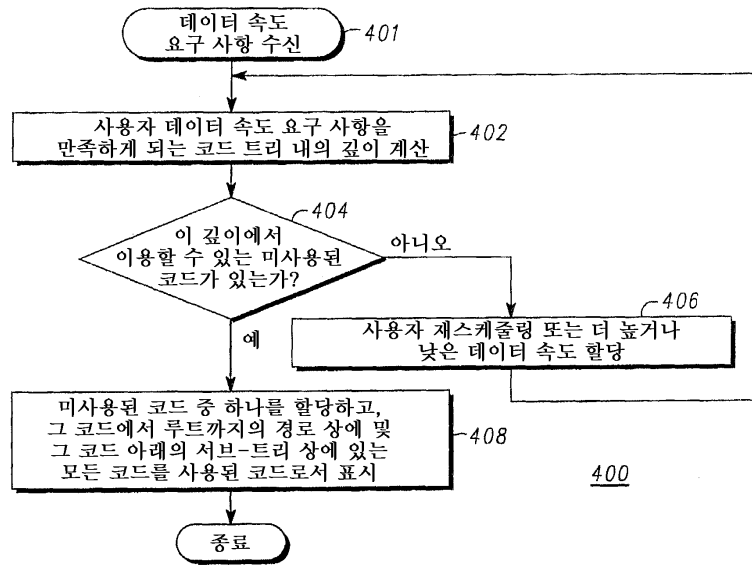
도면12



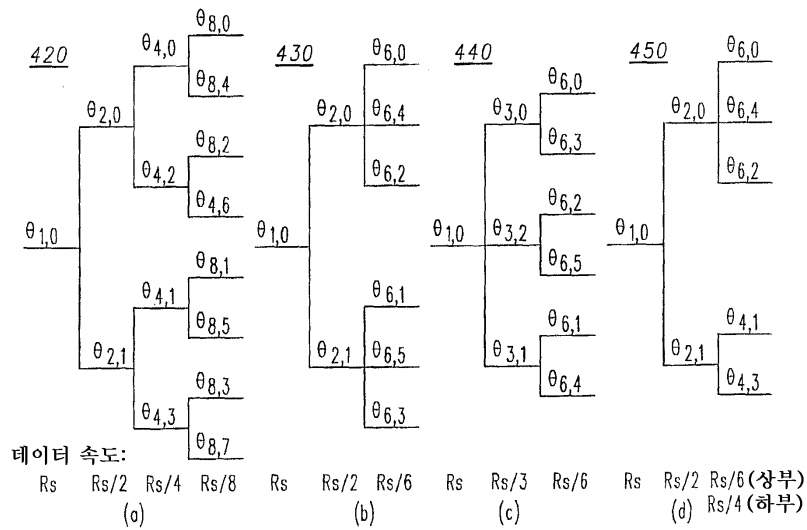
도면13



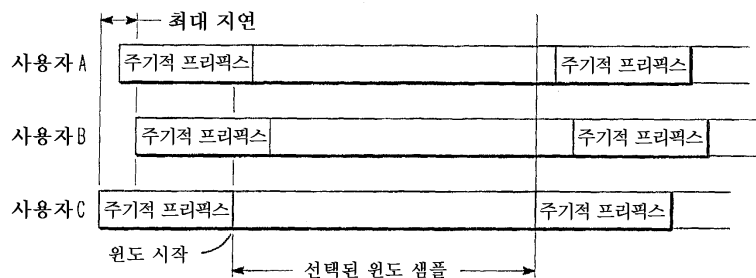
도면14



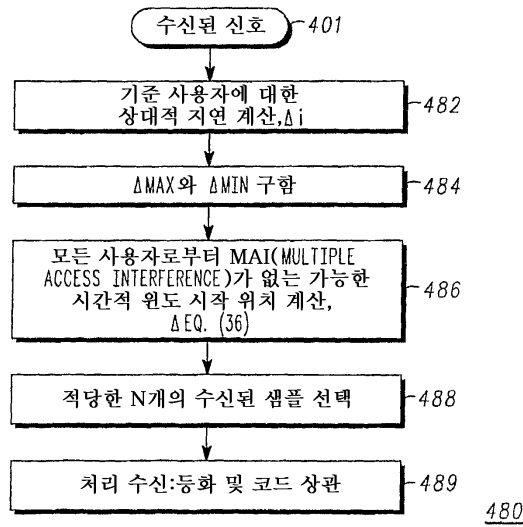
도면15



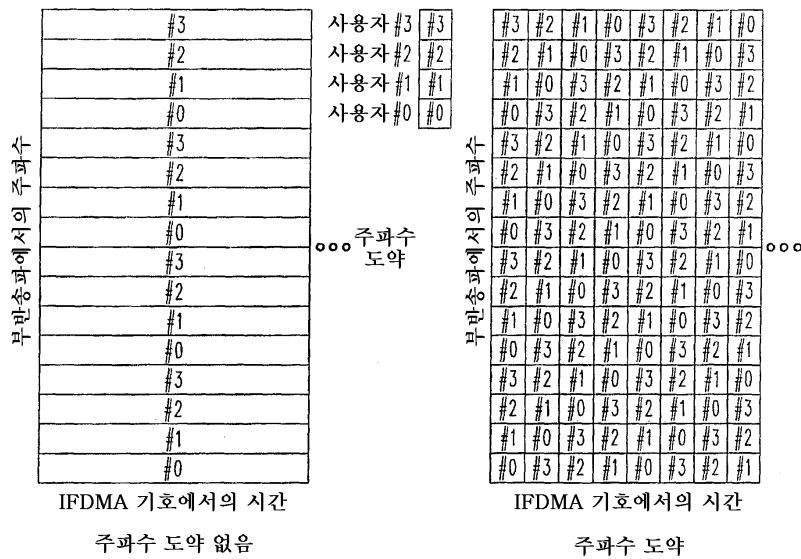
도면16



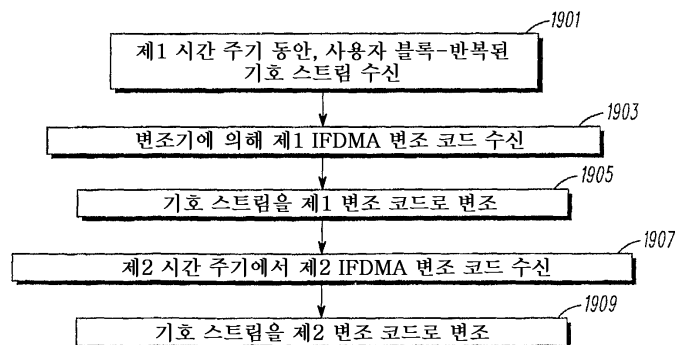
도면17



도면18



도면19



도면20

